



**HAL**  
open science

# Méthodologie de conception de convertisseur DC-DC isolé et régulé basse tension

Benjamin Loyer

► **To cite this version:**

Benjamin Loyer. Méthodologie de conception de convertisseur DC-DC isolé et régulé basse tension. Electronique. Université Paris-Saclay, 2021. Français. NNT : 2021UPAST105 . tel-03616260

**HAL Id: tel-03616260**

**<https://theses.hal.science/tel-03616260>**

Submitted on 22 Mar 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Méthodologie de conception de convertisseur  
DC-DC isolé et régulé basse tension

*Design methodology of isolated and regulated  
low voltage DC-DC converters*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575, electrical, optical, bio: physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Unité de recherche : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie  
Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France.

Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190, Gif-sur-Yvette, France.

Référent : Centrale Supélec

**Thèse présentée et soutenue à Paris-Saclay,  
le 30/11/2021, par**

**Benjamin LOYER**

**Composition du Jury**

**Yves LEMBEYE**

Professeur des universités, Université Grenoble Alpes

Président, Rapporteur,  
Examineur

**Charles JOUBERT**

Professeur des universités, Université Claude Bernard Lyon 1

Rapporteur, Examineur

**François COSTA**

Professeur des universités, Université Paris Est Créteil

Examineur

**Xavier Margueron**

Maître de conférence, École centrale de Lille

Examineur

**Direction de la thèse**

**Éric Labouré**

Professeur des universités, Université Paris Saclay

Directeur de thèse

**Mickaël Petit**

Maître de conférence, CNAM Paris

Co-Encadrant



## Table des matières

Chapitre I - Introduction générale	p.1
Chapitre II - Constitution et enjeux de conversion	p.15
Chapitre III - Choix d'une architecture et d'une structure adapté	p.51
Chapitre IV - Conception et commande de convertisseur à résonance série triphasé	p.105
Chapitre V - Design et modélisation de composant magnétique	p.131
Conclusion générale	p.171

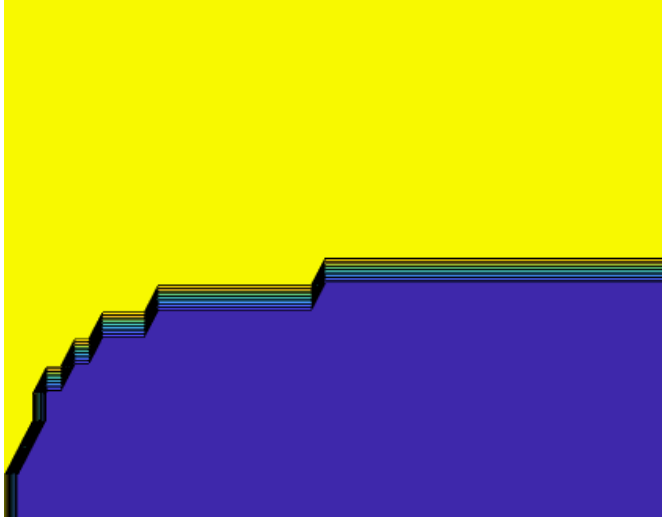


# Remerciement

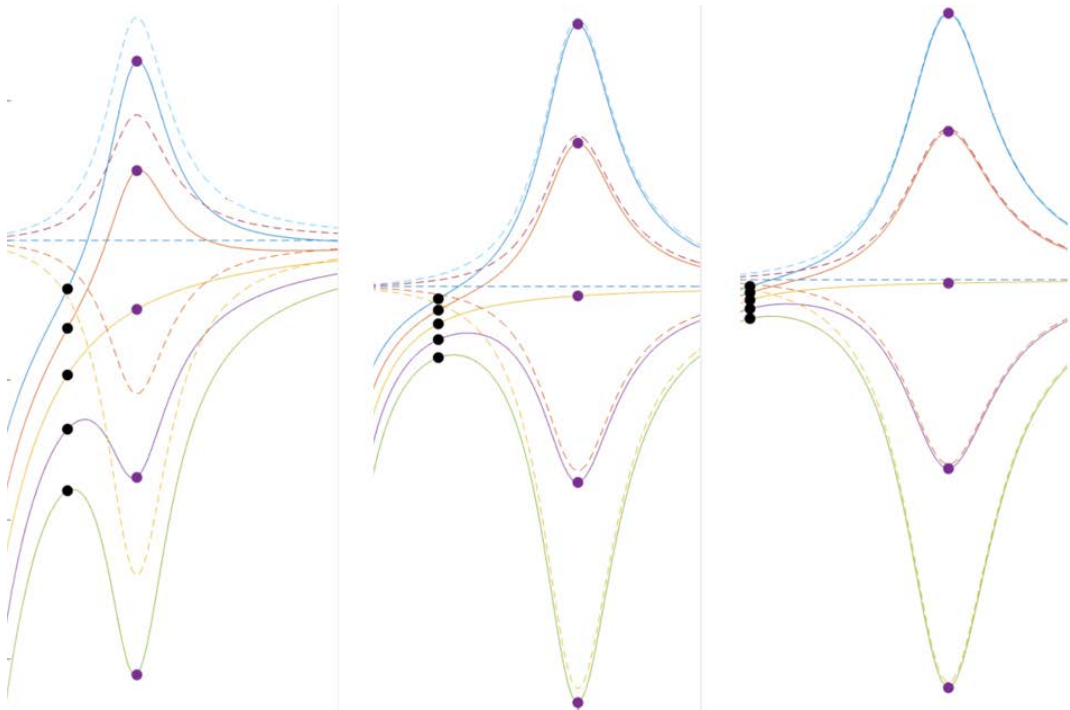
Je voudrais remercier la personne qui exige que l'on écrive des remerciements.



Chapitre I - Introduction générale



Banquise



Multi billard





## Table des matières

CHAPITRE I - INTRODUCTION GENERALE	1
I-1 INTRODUCTION : ENJEU ET CONSOMMATION DE L'ENERGIE	4
<b>1.1 L'énergie, marqueur du développement d'une civilisation ?</b>	<b>4</b>
<b>1.2 Énergie et civilisation humaine</b>	<b>4</b>
1.2.1 Énergie et réchauffement climatique	4
1.2.2 Énergie et aspect économique	7
1.2.3 Évolutions attendues	7
I-2 MIX ENERGETIQUE	8
<b>2.1 Énergie primaire</b>	<b>8</b>
2.1.1 Historique	8
2.1.2 Causes du changement	9
<b>2.2 Électricité dans le monde</b>	<b>10</b>
I-3. L'ELECTRICITE DANS LE SECTEUR AUTOMOBILE	10
BIBLIOGRAPHIE	13

## I-1 Introduction : Enjeu et consommation de l'énergie

### 1.1 L'énergie, marqueur du développement d'une civilisation ?

Un indicateur de l'avancée des civilisations est leur capacité à consommer de l'énergie. Ainsi, Kardachev complété par Sagan [1] proposent un classement. L'échelle de ce dernier est logarithmique et la valeur 1 correspond à une société capable de capter l'intégralité de la puissance lumineuse disponible sur sa planète soit  $10^{16}$  W environ pour la Terre. La valeur 2 représente une civilisation capable de capter l'intégralité du flux énergétique émis par son étoile, ce qui correspond à un peu plus de  $10^{26}$  W pour notre soleil. Enfin, une civilisation capable de collecter et exploiter l'intégralité de la puissance présente dans sa galaxie est associée à la valeur 3, ce qui fait  $10^{37}$  W pour la voie lactée.

Selon cette échelle, la société humaine avec une consommation instantanée moyenne d'environ 20 TW [2] est à un stade de 0,7 soit 0,16 % de l'énergie au niveau de la Terre [3]. Les prémices d'une civilisation de niveau 1 sont visibles dans l'apparition d'internet, d'un langage quasi-mondial (anglais), d'une uniformisation de la culture et des systèmes économiques. Ce niveau est qualifié "d'adolescence technologique" et serait lié à un risque d'autodestruction [4]. Une sorte de course est engagée pour surpasser la raréfaction des ressources et maintenir une stabilité politique ainsi que technologique (développement de l'I.A<sup>1</sup>). Cette course au développement doit permettre de parer des catastrophes naturelles capables de détruire totalement l'humanité (impact de géocroiseur, supernovæ proche, aire glaciaire, pandémie, super-éruption, etc).

Cette vision du développement axé sur une consommation exponentielle d'énergie est cependant remise en question par plusieurs spécialistes. En particulier, le fait de ne pas avoir détecté de "supercivilisations" de niveau 3 peut impliquer que l'expansion de celles-ci est limitée par des facteurs inconnus. L'analyse de la consommation d'énergie par habitant sur terre forme d'ailleurs des courbes logistiques -forme de plateau suivi d'une exponentielle puis d'un autre plateau- qui ne croissent pas indéfiniment de manière exponentielle (Fig. 1). En particulier, certains spécialistes remarquent qu'à partir d'un certain stade, l'utilisation de l'énergie ne doit pas forcément suivre de lois exponentielle, une utilisation mesurée, "juste" devenant plus efficace.

### 1.2 Énergie et civilisation humaine

#### 1.2.1 Énergie et réchauffement climatique

Une des problématiques actuelles du développement de l'humanité sur terre est le lien entre l'augmentation de la consommation énergétique et le réchauffement climatique. Le paradigme actuel est que l'augmentation du PIB (qui est un choix -imprécis- de marqueur de l'avancée humaine [7]) est corrélée à l'augmentation de la consommation d'énergie primaire (énergie disponible avant

U.S. Energy History, 1790 to 2015: How Much Do We Use Per Person?

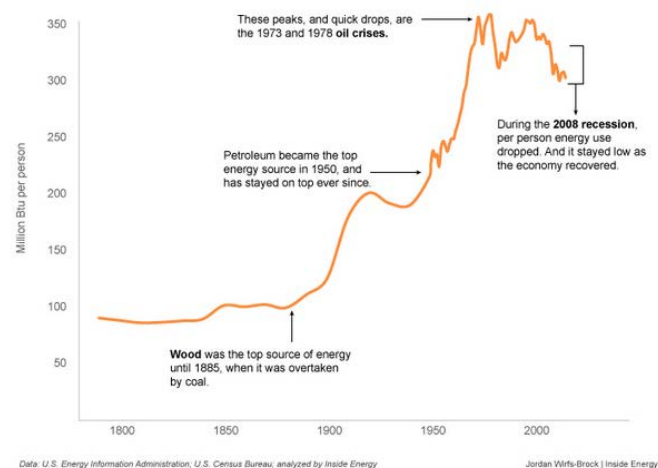


Fig. 1 Consommation d'énergie par personne aux États-Unis d'Amérique. Image tirée de [6]

<sup>1</sup> Qui pourrait être la meilleure ou la pire création de l'humanité voir le billet de blog [5] (il est vraiment bien)

transformation, contenue dans le pétrole, charbon, rayonnement solaire, etc, voir Fig. 2) elle-même liée à l'augmentation des émissions équivalentes de gaz à effet de serre d'origine anthropique (Fig. 3).

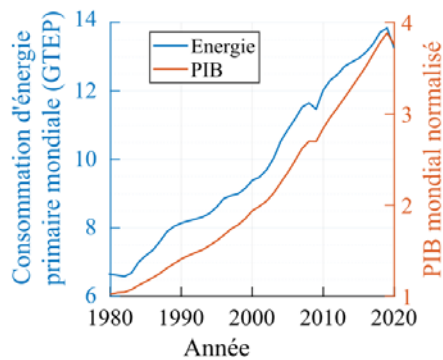


Fig. 2 Consommation mondiale d'énergie entre 1980 et 2010 et PIB mondial. Données issues de [8] et [9].

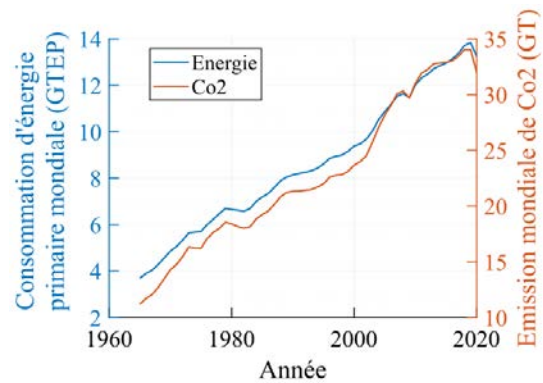


Fig. 3 Corrélation entre consommation d'énergie et émission de CO<sub>2</sub> à l'échelle de la planète. Données issues de [9]

Les rapports du **G**roupe d'expert **I**ntergouvernemental sur l'**É**volution du **C**limat (**GIEC**) stipulent que les effets du réchauffement climatique sur les cent prochaines années sont linéairement liés au cumul des émissions de **G**az à **E**ffet de **S**erre (**GES**) (Fig. 4). L'accumulation de certains gaz dans l'atmosphère forme en effet un écran semi-transparent pour les fréquences émises par le soleil vers la terre mais semi-réfléchissant au rayonnement infrarouge renvoyé par la terre vers l'espace [10]. Des concentrations de 421 ppm à 1313 ppm de CO<sub>2</sub> conduisent alors à une augmentation du forçage radiatif (bilan de puissance nette reçue au niveau du sommet de la troposphère). Il est évalué dans un intervalle de 2,6 W/m<sup>2</sup> à 8,5 W/m<sup>2</sup> [7] pour un flux solaire moyen d'environ 340 W/m<sup>2</sup>. Cet effet provoque une augmentation de la température sur terre de respectivement 1°C à 4°C entre 2005 et 2100. À son tour, la puissance rayonnée par la Terre s'accroît alors, ce qui stabilise la température.

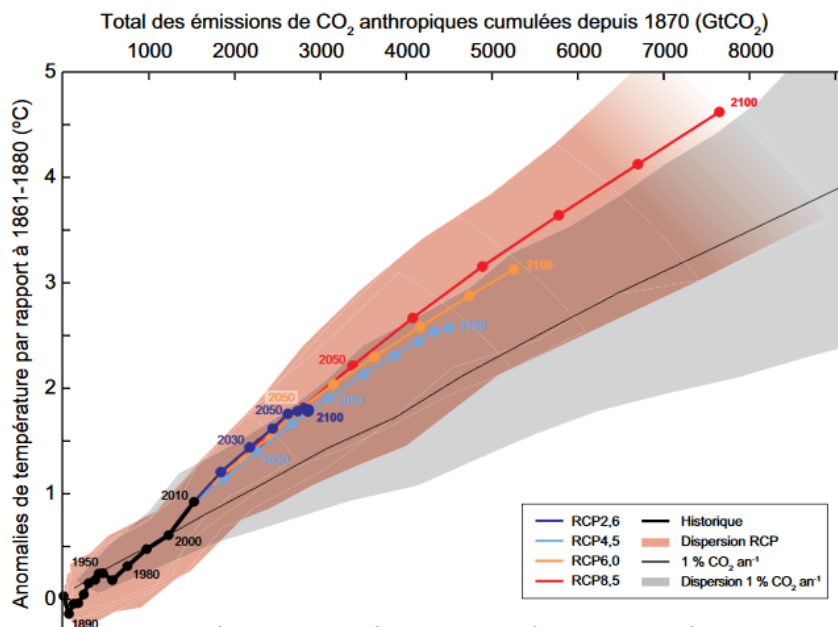


Fig. 4 Lien entre émissions cumulées de Co<sub>2</sub> et réchauffement climatique. Trajectoires selon différents scénarios dont les émissions correspondantes sont indiquées Fig. 6 et les températures associées Fig. 7. Image tirée de [11]

Les chercheurs du *GIEC* proposent plusieurs scénarii permettant d'évaluer l'impact de différents profils d'émission de *GES*. Ils sont nommés d'après le niveau du forçage radiatif d'origine anthropique en 2100 (celui-ci est quasi nul avant 1850). L'évolution temporelle des valeurs de ces modèles est tracée Fig. 5.

Les augmentations de température associées sont représentées sur les graphiques de la Fig. 4 et Fig. 7. Pour les scénarios *RCP 4.5*, *RCP 7.0* et *RCP 8.5*, la stabilisation de la température n'est pas atteinte en 2100.

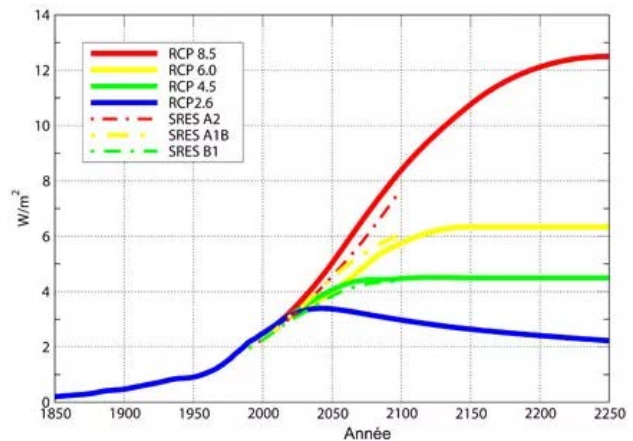


Fig. 5 Évolution du forçage radiatif au cours du temps selon les différents scénarios du GIEC. Image tirée de [12]

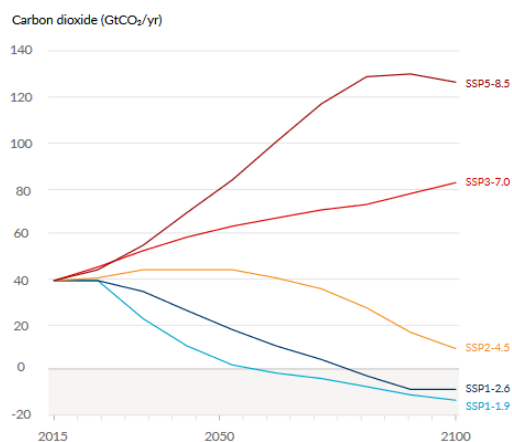


Fig. 6 Scénarios d'émission de  $CO_2$  des différents modèles du GIEC. Image tirée de [13]

Ces effets possèdent des constantes de temps de l'ordre de la centaine d'années et ne seront donc pas réversibles à l'échelle d'une vie humaine. Des scénarios d'émissions annuelles de  $CO_2$  associés aux différents modèles sont affichés sur la Fig. 6. Ces courbes devraient se lire comme des points correspondant aux différentes années. Le modèle le plus exigeant (SSP1-1.9) requiert d'extraire du  $CO_2$  de l'atmosphère dès 2055.

Les conséquences du réchauffement climatique prédites par le *GIEC* regroupent : extrêmes de chaleur dans la plupart des zones habitées, épisodes de fortes précipitations, sécheresses, élévation du niveau des mers, invasion d'eau salée dans les deltas

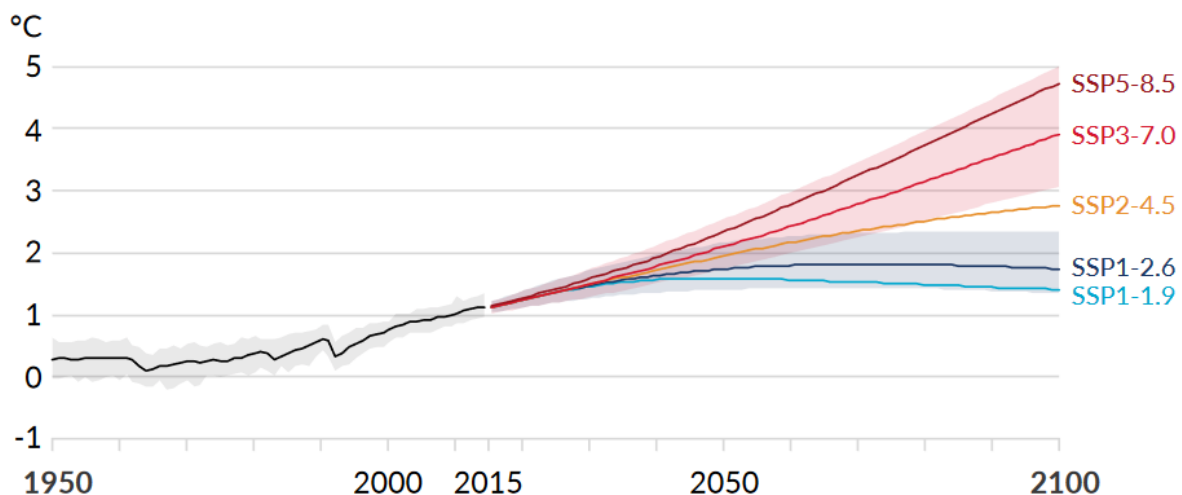


Fig. 7 Projection d'évolution de la température selon les modèles du GIEC. Image tirée de [13]

et les îles, acidification des océans et modification profonde des écosystèmes menaçant parfois la pêche, augmentation de la pauvreté, épidémies, diminution du rendement de certaines cultures [10]. Ainsi, afin de limiter ces phénomènes sur les sociétés humaines et à défaut de réussir à les prévenir, la vitesse des changements doit être limitée autant que possible afin de faciliter l'adaptation des êtres vivants. Pour cela, notre économie et notre production d'énergie doivent être orientées vers la résolution de ce problème.

### 1.2.2 Énergie et aspect économique

Les pays les plus riches sont globalement moins exposés aux fortes températures en raison de leurs latitudes septentrionales *c.f.* Fig. 8. En raison de leur forte consommation, leur impact par habitants sur les émissions de CO<sub>2</sub> est élevé. Une certaine disparité est présente selon les politiques énergétiques (Tab. 1). Les pays en cours de développement s'appuient souvent sur des productions d'électricité peu chères et très émettrices de GES telles que les centrales à charbon. Leurs émissions bien qu'en hausse restent tout de même globalement inférieures à celles des pays les plus développés (Tab. 1).

Pays	Émissions (tCO <sub>2</sub> /hab)	Pays	Émissions (tCO <sub>2</sub> /hab)
USA	14	Inde	2
France	4	Nigeria	0,5
G.B.	5	Brésil	2
Russie	11	Bengladesh	0,5
Allemagne	8	Iran	7
Chine	7	Maroc	1,5

Tab. 1 Émission de GES par personne en 2019. Source [2]

La Fig. 9 montre toutefois que l'intensité énergétique (quantité d'énergie nécessaire pour générer une unité de PIB) mondiale décroît. Cela signifie que les économies deviennent globalement plus efficaces au sens énergétique.

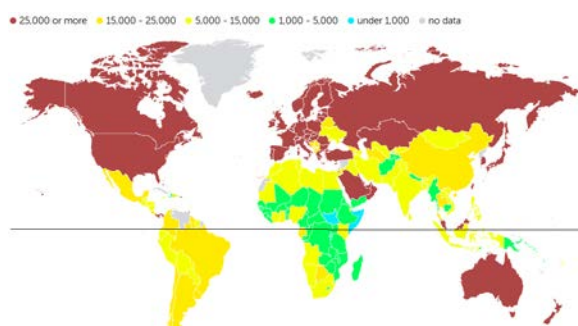


Fig. 8 PIB par habitant en 2021. Données issues du site [8]

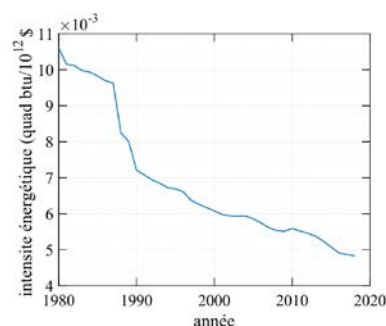


Fig. 9 Intensité énergétique pour le monde, données provenant de [14]

Finalement, ne s'agissant malheureusement pas d'un jeu coopératif, aucun des acteurs n'a d'intérêt « personnel » à s'handicaper dans la compétition mondiale pour l'économie. Par exemple, certains scientifiques annoncent d'ores et déjà qu'un tiers des réserves de pétrole financièrement viables ne doivent pas être brûlées afin de respecter les accords de Paris (réchauffement de 2°C en 2050) [15]. Pourtant, aucun pays ne peut se permettre de diminuer ses ressources par rapport aux autres à grande échelle. La situation est un équilibre de Nash. Le fait que les actions présentes n'auront de conséquences que dans quelques dizaines d'années met en exergue une limite de robustesse de notre économie : son temps d'adaptation et ses capacités d'anticipation. Cependant, ce futur n'est pas figé, et les comportements des différents acteurs sont autant de sources d'ajustement.

### 1.2.3 Évolutions attendues

La situation actuelle est en évolution et quelques leviers peuvent modifier l'ordre des choses :

-La conscience individuelle du problème peut pousser à une décroissance de la consommation ou du moins à une limitation des « comportements émetteurs » (voyages en avion, consommation de viande rouge, etc.). Néanmoins, l'impact de ces efforts individuels est relativement limité. En adoptant un comportement « modéré » à l'égard du réchauffement climatique, un particulier français ne ferait baisser ses émissions que de 20% d'après [16]. Cela ne représente qu'un quart des réductions nécessaires pour atteindre les accords de Paris (réchauffement de 2°C en 2050). Finalement, le plus gros impact écologique d'un particulier est de choisir de ne pas faire d'enfants [17].

Cette approche peut être reliée au néomalthusianisme qui est (de manière très simplifiée) une doctrine selon laquelle les naissances doivent être limitées car les ressources de la terre ne sont pas infinies. Cependant, la transition démographique de l'ensemble des pays du globe n'est pas terminée. La population mondiale devrait atteindre un pic de onze milliards de personnes aux environs de 2100 [18]. À l'inverse, une décroissance de la population est en cours dans certains pays (Japon, Portugal, Italie, etc.), mais son origine n'est pas reliée à un mouvement écologiste.

-La mise en place de lois visant à pénaliser la production de gaz à effet de serre (taxe carbone) et à faciliter l'acquisition d'équipement permettant de minimiser celles-ci (primes à l'achat de véhicule électrique, pour l'installation de panneaux photovoltaïques, crédit d'impôt sur l'isolation thermique, etc.), ainsi que la subvention de moyens de production visant à développer ou à réduire leurs coûts (fusion nucléaire, recherche sur les piles à combustible, les batteries, etc).

Enfin, l'économie va possiblement "s'autoréguler", les prévisions du prix du kilowattheure d'énergie fossile étant en hausse à moyen terme [19], conséquences de la raréfaction de la ressource, tandis que celui des énergies renouvelables diminue. Cette diminution est possible grâce aux augmentations d'échelles ainsi qu'aux progrès technologiques. À titre d'exemple, une centrale solaire de 2000 MW répartie sur 20 km<sup>2</sup> est en cours d'installation dans le désert aux Emirats Arabes Unis. Son coût de production est estimé à 1 ct\$/kW.h [20]. Pendant ce temps, les ingénieurs Chinois fabriquent une éolienne *offshore* « MySE 16.0-242 » de 250 m de diamètre et d'une puissance de 16 MW [21].

De plus, de manière non directement quantifiable (mais d'un coût significatif), les troubles liés aux énergies fossiles (asthme, cancer, pollution de manière générale) augmentent fortement les coûts<sup>2</sup>. Cependant, certaines de ces problématiques concernent également les énergies renouvelables. L'extraction minière nécessaire à la fabrication des générateurs en est un bon exemple.

Ces deux derniers points illustrent que le développement durable pourrait également être économiquement viable. L'évolution temporelle du mix énergétique primaire mondial est alors un bon indicateur de la réalité de cette affirmation.

## I-2 Mix énergétique

### 2.1 Énergie primaire

#### 2.1.1 Historique

La Fig. 10 représente la répartition des sources d'énergie primaire entre 1950 et 2019. Elle montre que la pénétration des énergies peu polluantes dans le mix énergétique mondial est relativement faible (environ 1 % du total pour le solaire, 2% pour l'éolien 6% pour l'hydroélectrique et 6% pour la biomasse).

L'humanité consomme environ 160 PW.h d'énergie primaire par an en 2017 (hors nourriture). Sur la Fig. 10, l'utilisation des différentes sources hors biomasse augmente quasi-proportionnellement au cours du temps depuis 1950. Autrement dit, le mix énergétique global ne change pas de façon notable. Il est dominé par l'emploi d'énergies fossiles (gaz, charbon, pétrole, nucléaire) qui représentent toujours plus de 80% de l'approvisionnement en 2019 (c.f. Fig. 11). La production nucléaire ne décolle pas vraiment en raison de l'investissement initial nécessaire. Celui-ci a augmenté au cours du temps en conséquence des diverses catastrophes des dernières décennies et de l'augmentation des mesures de sécurité qui en a découlé. L'utilisation des énergies renouvelables solaires et éoliennes reste jusqu'en 2019 peu perceptible. Cependant, elle est en constante augmentation, passant de 90 TW.h en 2000 à 5300 TW.h en 2019 ce qui représente une multiplication par soixante.

---

<sup>2</sup> Voir l'article de site internet [22]

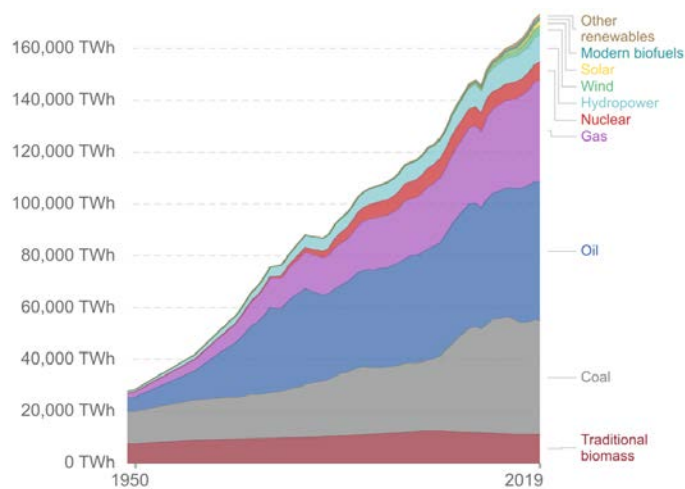


Fig. 10 Mix énergétique mondial. Quantité d'énergie primaire. Image tirée de [23]

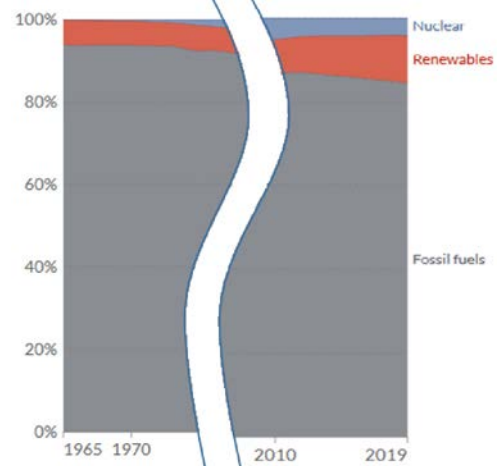


Fig. 11 Évolution de la part d'énergie fossile nucléaire et renouvelable entre 1965 et 2019. Image modifiée à partir de [23].

L'ensemble de cette énergie est consommée par quatre domaines principaux, soit en 2017 le transport (30%), l'usage domestique (21%), l'industrie (28%) et le reste (service, agriculture, pêche et autre (fabrication d'engrais et de biens) 21%) [2]. Ce partage est stable depuis 1990.

Ainsi, ni la répartition de la consommation ni celle de production n'ont été modifiées de manière significative en un demi-siècle. La principale source de changement de cette dernière provient du prix de l'énergie et de l'anticipation de celui-ci dans un avenir proche.

### 2.1.2 Causes du changement

Le coût des énergies fossiles dépend d'une multitude de facteurs et est source de conflits économiques, voir même armés. Ces derniers modifient leurs cours boursiers. Par exemple, la rivalité entre l'Organisation des Pays Exportateurs de Pétrole (OPEP) et la Russie fait fortement diminuer le cours du pétrole [24].

Cependant, les stocks de ces énergies sur Terre sont finis. Par exemple, les découvertes de pétrole sont faibles et trouver de nouveaux gisements importants est invraisemblable<sup>3</sup>. Malgré le basculement d'une partie des réserves de "probablement extractibles" à "extractibles", qui augmente artificiellement les disponibilités<sup>3</sup>, cette ressource est destinée à disparaître. Ainsi le prix finira par monter tôt ou tard sauf si la demande devient de moins en moins forte<sup>4</sup>. Cette remarque est également valable pour le gaz ou le charbon bien que les réserves soient plus élevées.

La rapide décroissance du prix des énergies renouvelables mène à leur adoption croissante [27]. D'un autre côté, les infrastructures déjà en place ainsi que les procédés maîtrisés actuellement augmentent l'inertie de la transition. D'autres phénomènes sont à prendre en compte comme l'investissement et la durée de construction d'une centrale, les possibilités de raccordement au réseau ou les incitations gouvernementales. Enfin, la disponibilité qui constitue le talon d'Achille des énergies renouvelables intermittentes que sont le solaires et l'éolien (dont les prévisions sont également compliquées) nécessite de les compléter d'autres sources de production rapides et fiables ou de leur adjoindre des moyens de stockage. Cela augmente leur coût de revient quand leur taux de pénétration dans les réseaux augmente.

<sup>3</sup> Voir le billet [25]

<sup>4</sup> Voir la vidéo [26] (C'est vraiment bien aussi !)



Une question prédominante actuellement est donc de savoir si le développement des énergies renouvelables permettra de remplacer les énergies fossiles plutôt que les compléter et si cela se fera assez rapidement pour limiter le réchauffement climatique. Par nature, ce développement entraîne un usage croissant de l'électricité comme vecteur énergétique.

Ses avantages par rapport à des produits "brûlables" est l'absence de bruit qu'il génère, sa contrôlabilité et la simplicité ainsi que l'efficacité à le convertir en effort mécanique (et inversement). Ses inconvénients sont la difficulté de son stockage (en particulier avec une densité énergétique importante par rapport aux produits organiques), de son transport et son absence de présence naturelle sur Terre en grande quantité.

## 2.2 Électricité dans le monde

En 2017, environ 38% (60 PW.h) de l'énergie primaire totale consommée par le monde sert à produire 23,5 PW.h sous forme d'électricité d'après l'*International Energy Agency (IEA)*. Ces déperditions se produisent lors de la transformation de l'énergie primaire en électricité (rendement d'environ 40% en moyenne dans les centrales à charbon, gaz et fioul, 33% dans le nucléaire qui utilise des températures plus basses pour des questions de sécurité). Par la suite, le transport sur le réseau génère encore des pertes (de l'ordre de 2% sur le réseau de transport français [28] et 6% sur le réseau de distribution [29]). Finalement, l'énergie électrique ne représente plus que 20% de l'énergie finale consommée (énergie délivrée aux clients). D'autres pertes résultent encore de l'utilisation par le consommateur (hors chauffage).

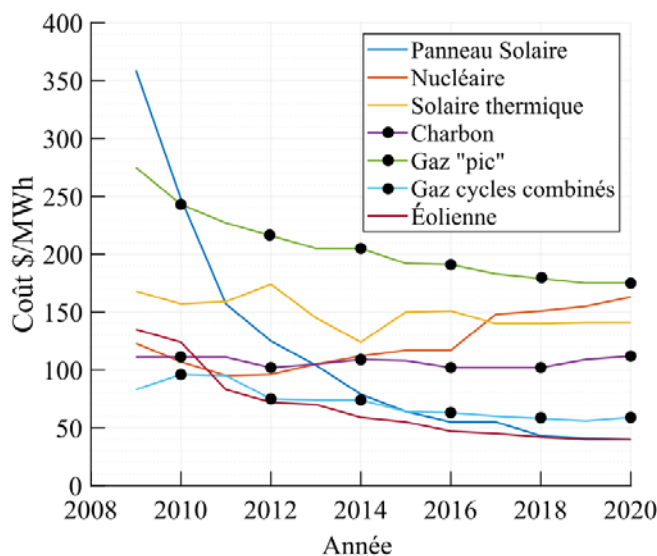


Fig. 12 Évolution du prix de l'électricité ('levelized cost of energy') selon la source. Données provenant de [30]

La Fig. 12 présente l'évolution des prix de l'électricité selon son origine. Cette étude prend en compte le coût sur la durée de vie d'une exploitation mais pas les besoins en stockage éventuellement associés. Elle montre que l'utilisation de sources fossiles pour la production d'électricité n'a plus d'intérêt économique. Cependant, pour la production de chaleur elles restent compétitives puisque le coût est alors diminué d'un facteur deux et demi en raison du rendement de conversion proche de un. D'autres phénomènes sont également à prendre en compte comme la densité énergétique de l'essence (nombre de Kilowattheure par litre) qui

justifie pour le moment sa suprématie dans le secteur du transport.

Parmi les 30% de la consommation d'énergie mondiale dédiés au transport, les véhicules particuliers représentent 45% des utilisations [31]. C'est pourquoi convertir ces machines afin qu'elles utilisent une source d'énergie faiblement émettrice de CO<sub>2</sub>, et de manière globale diminuer leur consommation d'énergie sur cycle de vie [32] est primordial dans la transition écologique. Cette conversion semble pour l'instant principalement tournée vers l'électrification.

### I-3. L'électricité dans le secteur automobile

Afin que les Véhicules Électriques (VE) soient acceptés du grand public, ils doivent être compétitifs envers leurs homologues thermiques. Les principaux points de comparaisons d'un point de vue utilisateur sont :

- Le coût
- La capacité à parcourir de grandes distances rapidement ;
- La fiabilité ;
- L'agrément de conduite.

Grâce à sa simplicité, le moteur électrique fournit un agrément de conduite supérieur au moteur thermique. Son couple volumique et massique est plus élevé [33]. Il est également quasi-constant sur une grande plage de vitesse puis décroît de manière monotone. Cela permet de fournir des accélérations souvent plus fortes que pour un modèle thermique de même puissance crête et de facilement anticiper le comportement du moteur. De plus, grâce à sa grande plage d'utilisation, il ne nécessite pas de boîte de vitesse. Son faible nombre de pièces en mouvement et la simplicité de sa commande permettent également une plus grande fiabilité du véhicule et un entretien moindre que pour un groupe motopropulseur thermique.

Enfin, l'énergie consommée par un V.E. est moins chère par unité de distance parcourue : 3 €/100 km (pour une consommation de 20 kW.h/100 km d'une e208 [34] et un prix de 15 ct/kW.h [35]) à comparer à son homologue thermique dont le coût s'approche de 8,25 €/100 km (pour une consommation de 5,5 L/100 km et un tarif standard de 1,5 €/L). Son principal point négatif réside dans son coût à l'achat. En particulier lié au prix de ses batteries (10000 € pour une batterie de 50 kW.h dont le coût s'élèverait à 200 €/kW/h). Celles-ci servant de réservoir d'énergie (sous forme chimique), c'est l'autonomie du véhicule qui est limitée. Cela représenterait un inconvénient moindre si la vitesse de rechargement était comparable à celle de son homologue thermique (20 MW lors d'un plein dont le débit à la pompe à essence est de 400g/s). Ainsi, des batteries de moyenne autonomie (150 km) rechargeables en 3 minutes nécessiteraient une puissance de 600 kW. Cela n'est actuellement ni compatible avec le réseau de distribution électrique européen -qui n'a pas été développé dans le but de fournir une demande correspondante au parc automobile- ni avec d'éventuelles technologies de production décarbonées qui seraient placées au plus près des stations de recharge. En effet, la puissance nécessaire au ravitaillement de quelques véhicules correspond à plusieurs dizaines de milliers de mètres carrés de panneaux solaires (puissance moyenne sur un an de 30 W/m<sup>2</sup>), ou six éoliennes de 100 m de haut (puissance moyenne de 400 kW). Ces arguments engendrent le dernier inconvénient : il n'est pas possible de parcourir de grande distance rapidement avec ces véhicules. Même pour des V.E. premium dont le coût n'est pas limitant et donc la capacité de batterie embarquée non plus, les constructeurs doivent opter pour un compromis en raison de la masse que celles-ci représentent et qui augmente la consommation d'énergie en plus de diminuer l'agrément de conduite.

Les deux inconvénients que sont le coût des véhicules et leur autonomie doivent cependant être résolus dans les années à venir. En effet, le développement du marché automobile accélère la recherche dans le domaine de l'électrochimie et permet des économies d'échelle. Ceci est illustré par les Fig. 13 et Fig. 14 qui présentent l'évolution temporelle du prix des batteries de type lithium-ion et leur capacité massique/volumique respectivement. Le prix est ainsi en train de passer sous le seuil des 100 \$/kW/h ce qui est la limite de compétitivité avec les voitures traditionnelles. Dans le même temps, la capacité massique a été multipliée par presque deux en vingt ans, permettant d'augmenter l'autonomie des V.E. sans grever leur poids.

En parallèle de ces développements, le reste de la chaîne de conversion doit lui aussi être optimisé afin d'améliorer à la fois le coût, la fiabilité et l'autonomie du système. Concernant ce dernier point, une amélioration du rendement global de conversion de 3% correspond seulement à une autonomie augmentée de 7,5 km pour l'exemple d'une e208 employé auparavant. L'apport principal de ces développements concerne alors la fiabilité. En effet, deux points faibles importants des V.E. actuels sont la topologie de leur batterie qui n'est pas robuste aux défauts ainsi que la machine électrique elle-même dont la fiabilité décroît lorsque la qualité d'onde électrique diminue.

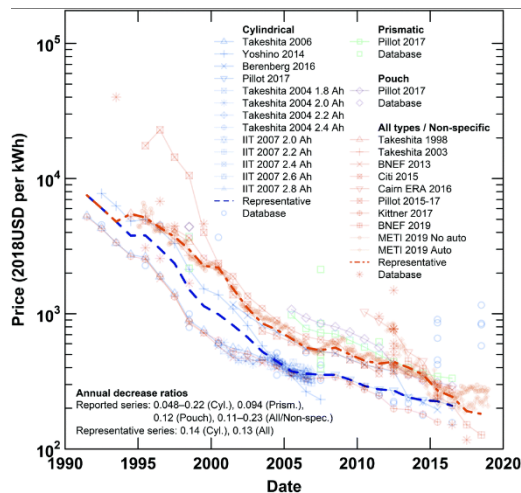


Fig. 13 Évolution du prix des batteries lithium-ion au cours du temps. Image tirée de [36]

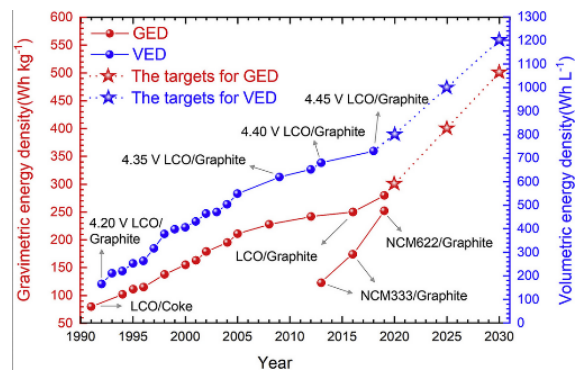


Fig. 14 Évolution des densités massique et volumique des batteries Li-Ion les plus performantes et projection. Image tirée de [37]

Ainsi, l'exploration de nouveaux concepts d'alimentation des moteurs de traction est primordiale. C'est dans ce cadre que cette thèse ambitionne d'apporter une contribution en étudiant un système de batterie/convertisseur nommé *IBIS* [38] et plus particulièrement, la conception d'un convertisseur permettant de réaliser des liaisons continu/continu de manière isolée.

La suite de ce manuscrit s'articulera autour de quatre chapitres. Le deuxième détaillera le concept *IBIS*. Son principe de fonctionnement améliorant la qualité d'onde fournie au moteur y est décrit. De plus, ce chapitre mettra en avant la pertinence de cette structure face à la fiabilisation de l'utilisation de la batterie et de l'onduleur de traction. Dans un second temps, ce chapitre définira les besoins en conversion DC/DC isolé du système *IBIS* et passera en revue les convertisseurs disponibles sur le marché en termes de rendement et de densité de puissance. Enfin, les technologies actuelles de composants actifs et passifs seront mises en avant.

Le troisième chapitre de ce manuscrit traitera des structures de conversion DC/DC isolées. Il comparera trois structures de conversion afin de choisir la topologie la plus adaptées au cahier des charges d'*IBIS*. Il mettra en avant différents modes de commutations dure, douce ou mixte.

La minimisation des masses est un point important du domaine automobile. Ainsi, l'augmentation des densités de puissances des convertisseurs est un enjeu majeur. Le chapitre quatre propose alors de répartir la puissance du convertisseur sur plusieurs phases et mettra en avant la difficulté d'équilibrage de ces structures.

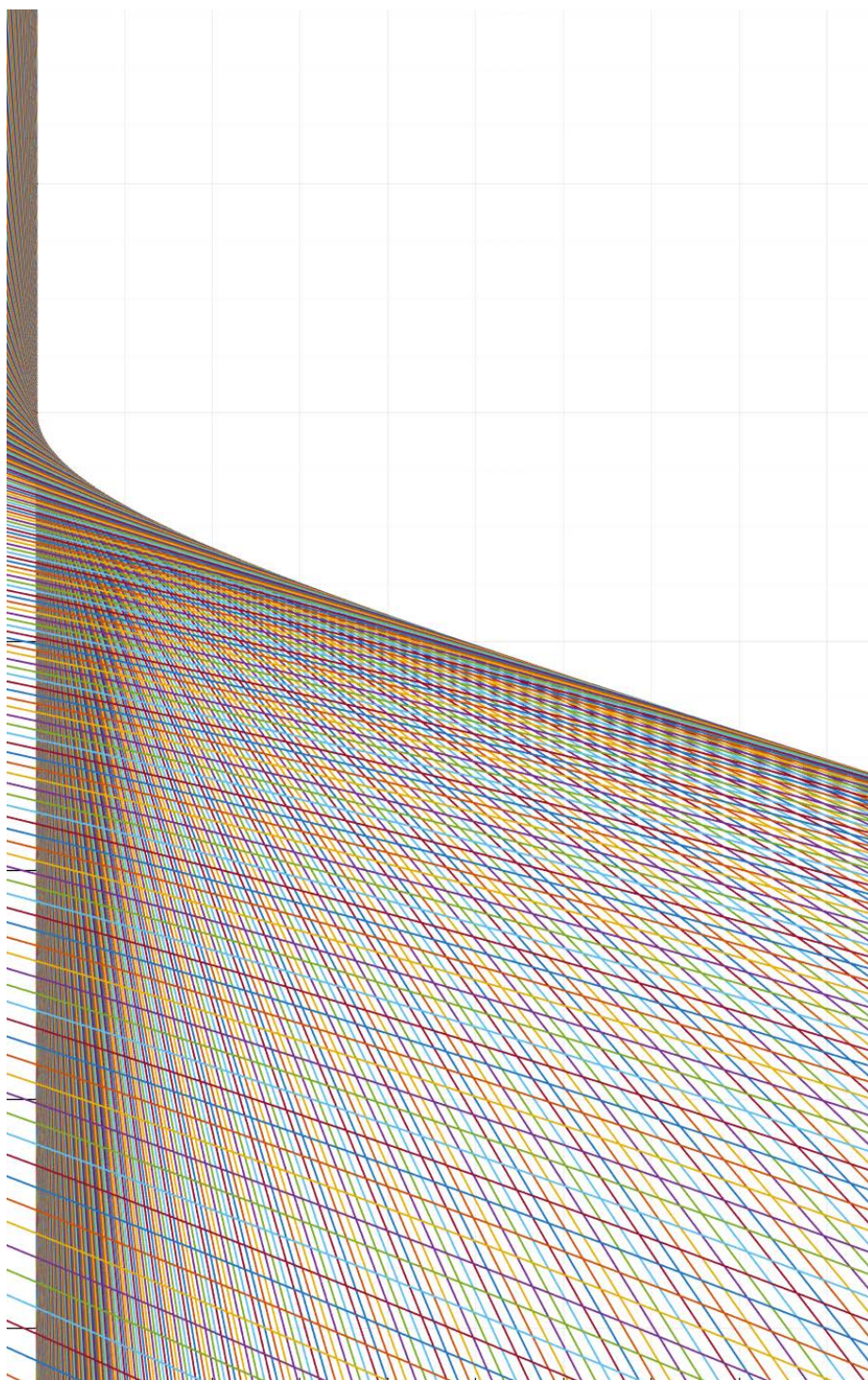
Enfin, le cœur de l'isolation galvanique sera traité dans le chapitre cinq où l'optimisation d'un composant magnétique est réalisée. Celle-ci nécessite l'évaluation des pertes fer et cuivres sur des plages de fréquences étendues. Une méthode innovante de simulation numérique permet d'étendre l'espace de recherche des optima sans augmenter drastiquement les temps de calculs et les ressources matérielles.

## Bibliographie

- [1] Z. Galantai, « AFTER KARDASHEV: FAREWELL TO SUPER CIVILIZATIONS », p. 9.
- [2] « Data & Statistics », *IEA*. <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-browser> (consulté le août 30, 2021).
- [3] R. A. Carrigan Jr, « Starry Messages: Searching for Signatures of Interstellar Archaeology », *arXiv:1001.5455 [astro-ph]*, janv. 2010, Consulté le: sept. 01, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://arxiv.org/abs/1001.5455>
- [4] G. Lemarchand, « Speculations on the First Contact: Encyclopedia Galactica or the Music of the Spheres? », 2000, p. 153-163.
- [5] « The Artificial Intelligence Revolution: Part 1 », *Wait But Why*, janv. 22, 2015. <https://waitbutwhy.com/2015/01/artificial-intelligence-revolution-1.html> (consulté le août 26, 2021).
- [6] « Energy Explained: Where Does It Come From And How Much Do We Use? », *Inside Energy*. <http://insideenergy.org/2017/01/12/energy-explained/> (consulté le août 26, 2021).
- [7] « The traditional energy-growth nexus: A comparison between sustainable development and economic growth approaches | Elsevier Enhanced Reader ». <https://reader.elsevier.com/reader/sd/pii/S1470160X16307531?token=AA50744E4A8B03EFD9682A9E4CB37019C7E0AB1A93A148ABAED67F6C681D455B5CDF7984D481D567370D0FE1CF87CA63&originRegion=eu-west-1&originCreation=20210830111002> (consulté le août 30, 2021).
- [8] « World Economic Outlook (April 2021) - Real GDP growth ». [https://www.imf.org/external/datamapper/NGDP\\_RPCH@WEO](https://www.imf.org/external/datamapper/NGDP_RPCH@WEO) (consulté le août 26, 2021).
- [9] « Statistical Review of World Energy | Energy economics | Home », *bp global*. <https://www.bp.com/en/global/corporate/energy-economics/statistical-review-of-world-energy.html> (consulté le août 26, 2021).
- [10] « Effet de serre : définition, gaz à effet serre (GES), réchauffement climatique - Météo-France ». <http://www.meteofrance.fr/climat-passe-et-futur/comprendre-le-climat-mondial/leffet-de-serre-et-autres-mecanismes> (consulté le sept. 01, 2021).
- [11] T. F. Stocker *et al.*, « Changements climatiques 2013 - Les éléments scientifiques. Résumé à l'intention des décideurs », p. 34.
- [12] « Les scénarios du GIEC ». <http://www.meteofrance.fr/climat-passe-et-futur/le-giec-groupe-dexperts-intergouvernemental-sur-levolution-du-climat/les-scenarios-du-giec> (consulté le août 26, 2021).
- [13] Masson-Delmotte, V., P. Zhai, A. Pirani, S. L. Connors, C. Péan, S. Berger, N. Caud, Y. Chen, L. Goldfarb, M. I. Gomis, M. Huang, K. Leitzell, E. Lonnoy, J.B.R. Matthews, T. K. Maycock, T. Waterfield, O. Yelekçi, R. Yu and B. Zhou, « IPCC, 2021: Summary for Policymakers », Contribution of Working Group I to the Sixth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change. Consulté le: août 26, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://www.ipcc.ch/report/ar6/wg1/downloads/report/IPCC\\_AR6\\_WGI\\_SPM.pdf](https://www.ipcc.ch/report/ar6/wg1/downloads/report/IPCC_AR6_WGI_SPM.pdf)
- [14] « International - U.S. Energy Information Administration (EIA) ». <https://www.eia.gov/international/data/world/other-statistics/energy-intensity-by-gdp-and-population?pd=47&p=0002g&u=0&f=A&v=mapbubble&a=-&i=none&vo=value&vb=283&t=C&g=none&l=249--249&s=315532800000&e=1546300800000&ev=true> (consulté le août 30, 2021).
- [15] C. Kerschner et I. Capellán-Pérez, « Peak-Oil and Ecological Economics », 2017, p. 425-437.
- [16] C. Dugast et A. Soyeux, « POUVOIR ET RESPONSABILITÉ DES INDIVIDUS, DES ENTREPRISES ET DE L'ÉTAT FACE À L'URGENCE CLIMATIQUE », p. 21.
- [17] S. Wynes et K. A. Nicholas, « The climate mitigation gap: education and government recommendations miss the most effective individual actions », *Environ. Res. Lett.*, vol. 12, n° 7, p. 074024, juill. 2017, doi: 10.1088/1748-9326/aa7541.
- [18] « World Population Prospects - Population Division - United Nations ». <https://population.un.org/wpp/Graphs/DemographicProfiles/Line/900> (consulté le août 26, 2021).

- [19] « Annual Energy Outlook 2021 ». <https://www.eia.gov/outlooks/aeo/> (consulté le août 30, 2021).
- [20] D. Welle (www.dw.com), « Big Solar: Where do large solar power plants pay off? | DW | 26.07.2021 », *DW.COM*. <https://www.dw.com/en/desert-large-solar-plants-also-pay-off-in-countries-with-less-sun/a-58284114> (consulté le août 26, 2021).
- [21] V. B. Ramirez, « The World's Biggest Wind Turbine Is Being Built in China », *Singularity Hub*, août 25, 2021. <https://singularityhub.com/2021/08/25/a-chinese-company-is-building-the-worlds-biggest-offshore-wind-turbine/> (consulté le août 26, 2021).
- [22] « The Hidden Costs of Fossil Fuels | Union of Concerned Scientists ». <https://www.ucsusa.org/resources/hidden-costs-fossil-fuels> (consulté le août 30, 2021).
- [23] H. Ritchie et M. Roser, « Energy », *Our World in Data*, nov. 2020, Consulté le: août 26, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://ourworldindata.org/energy-mix>
- [24] « 2020 Russia–Saudi Arabia oil price war », *Wikipedia*. août 15, 2021. Consulté le: août 30, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=2020\\_Russia%E2%80%93Saudi\\_Arabia\\_oil\\_price\\_war&oldid=1038853867](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=2020_Russia%E2%80%93Saudi_Arabia_oil_price_war&oldid=1038853867)
- [25] « Qu'est-ce qu'une réserve de pétrole ? – Jean-Marc Jancovici ». <https://jancovici.com/transition-energetique/petrole/quest-ce-quune-reserve-de-petrole/> (consulté le août 30, 2021).
- [26] Heu?reka, *Prix du pétrole : comment les marchés suppriment les tendances - Heu?reka #29-1*, (2018). Consulté le: août 30, 2021. [En ligne Video]. Disponible sur: <https://www.youtube.com/watch?v=wvt0S9b4IoY>
- [27] « Why did renewables become so cheap so fast? », *Our World in Data*. <https://ourworldindata.org/cheap-renewables-growth> (consulté le août 30, 2021).
- [28] « Réseau de transport – Taux de pertes2 : RTE Bilan électrique 2019 ». <https://bilan-electrique-2019.rte-france.com/reseau-de-transport-taux-de-pertes/#> (consulté le sept. 01, 2021).
- [29] « presentation\_pertes\_ERDF\_PONS.pdf ». Consulté le: sept. 01, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [http://gtpe.cre.fr/media/documents/presentation\\_pertes\\_ERDF\\_PONS.pdf](http://gtpe.cre.fr/media/documents/presentation_pertes_ERDF_PONS.pdf)
- [30] D. Ray, « Lazard's Levelized Cost of Energy Analysis—Version 13.0 », p. 21, 2020.
- [31] K. Holmberg, P. Andersson, et A. Erdemir, « Global energy consumption due to friction in passenger cars », *Tribology International*, vol. 47, p. 221-234, mars 2012, doi: 10.1016/j.triboint.2011.11.022.
- [32] D. Hall et N. Lutsey, « Effects of battery manufacturing on electric vehicle life-cycle greenhouse gas emissions », p. 12.
- [33] H. Trintignac, « Le moteur thermique comparé au moteur électrique Enjeux et contraintes », p. 14.
- [34] « L'électrique au quotidien : l'autonomie de la Peugeot e-208 à l'épreuve d'une journée chargée », *Autonews Green*, janv. 28, 2021. <https://www.autonews.fr/green/essai/l-electrique-au-quotidien-l-autonomie-de-la-peugeot-e-208-a-l-epreuve-d-une-journee-chargee-94401> (consulté le sept. 01, 2021).
- [35] « Quels sont les tarifs Bleu d'EDF pour l'électricité en 2021 ? », *Fournisseurs-electricite by Selectra*, août 06, 2019. <https://www.fournisseurs-electricite.com/edf/tarifs> (consulté le sept. 01, 2021).
- [36] M. S. Ziegler et J. E. Trancik, « Re-examining rates of lithium-ion battery technology improvement and cost decline », *Energy Environ. Sci.*, vol. 14, n° 4, p. 1635-1651, avr. 2021, doi: 10.1039/D0EE02681F.
- [37] W. Cao, J. Zhang, et H. Li, « Batteries with high theoretical energy densities », *Energy Storage Materials*, vol. 26, p. 46-55, avr. 2020, doi: 10.1016/j.ensm.2019.12.024.
- [38] « IBIS (Intelligent Battery Integrated System) », *La librairie ADEME*. <https://librairie.ademe.fr/mobilite-et-transport/683-ibis-intelligent-battery-integrated-system.html> (consulté le sept. 16, 2021).

## Chapitre II - Constitution et enjeux de conversion



*Métier à tisser*



## Table des matières

CHAPITRE II - CONSTITUTION ET ENJEUX DE CONVERSION	15
II-1 DESCRIPTION DE L'ARCHITECTURE IBIS, COMPARAISON AVEC UNE ARCHITECTURE CLASSIQUE (UNE REMARQUE SUR P A PRENDRE EN COMPTE)	18
II-2 DEFINITION D'UN CAHIER DES CHARGES	21
2.1 Cas général	21
2.2 Application à IBIS, cadre de la thèse	23
II-3 PERFORMANCES ACTUELLES DES ELEMENTS DE CONVERSION	24
3.1 Topologies et constitution des ponts	25
3.1.1 Technologie des transistors	25
3.1.2 Pont de sortie	28
3.1.3 Configuration du pont	29
3.2 Éléments passifs	30
3.2.1 Condensateur	30
3.2.2 Inductance	32
3.2.3 Transformateur	34
3.2.3.1 Fonctions du transformateur	34
3.2.3.1.1 Isolation	34
3.2.3.1.2 Constitution	35
3.2.3.1.3 Adaptation du niveau de tension	35
3.2.3.2 Dimensionnement des transformateurs	35
II-4 ARCHITECTURES DE CONVERSION ISOLEE ET REGULEE	38
4.1 Isolation et régulation concomitantes	38
4.2 Isolation et régulation par hybridation série	38
4.3 Isolation et régulation par hybridation parallèle	39
II-5 FACTEUR DE CONVERSION	43
5.1 Définition	43
5.2 Facteur de conversion : problématique associé	45
5.3 Facteur de conversion : structure de régulation	46
ANNEXE I : DONNEES SUR LES CONVERTISSEURS	47
BIBLIOGRAPHIE	48



## II-1 Description de l'architecture IBIS, comparaison avec une architecture classique

Un véhicule est une machine transformant une forme d'énergie primaire en énergie mécanique de translation. Dans le cas du véhicule électrique, un vecteur énergétique intermédiaire est utilisé : l'électricité. Actuellement, ce vecteur est produit à travers des réactions d'oxydo-réduction (pile à combustible ou accumulateur) ou stocké directement sous forme de champ électrique (supercondensateur). Des exemples commerciaux sont présentés Fig. 1



Fig. 1. De gauche à droite : pile à combustible, batterie d'accumulateurs et batterie de supercondensateurs

Dans le cas le plus courant des accumulateurs, les réactions ont lieu au sein de batteries élémentaires appelées cellules et pouvant revêtir plusieurs géométries. Les plus communes sont nommées cylindriques, *pouch* ou prismatiques (Fig. 2). En raison des potentiels standards des matériaux constituant les électrodes et des électrolytes, chacune de ces cellules ne peut fournir que quelques volts. Une batterie est alors composée d'un ensemble de cellules associées en parallèle dans certains cas – afin d'augmenter la puissance et l'énergie totales disponibles –, qui sont ensuite mises en série pour travailler avec des tensions plus élevées. La dénomination usuelle est  $xSyP$  où  $x$  désigne le nombre de cellules en Série et  $y$  en Parallèles. Cet ensemble constitue alors un « pack batterie ». L'implémentation actuelle la plus courante consiste à n'utiliser qu'un seul pack à partir duquel des convertisseurs non isolés vont alimenter à la fois la (ou les) machine(s) de traction et les périphériques du véhicule. Ceci est illustré Fig. 2.



Fig. 2. De gauche à droite : cellule prismatique, pouch et cylindrique, batterie complète

La batterie « traditionnelle » 12 V dite « de servitude » est toujours présente. Elle permet de déconnecter entièrement la batterie de puissance du circuit électrique lorsque le véhicule est arrêté. Elle contraint l'ensemble des éléments accessoires à fonctionner en 12 V, et compte tenu de leurs puissances qui sont constamment en hausse (quelques kilowatts en dehors du système de chauffage/climatisation qui fonctionne à plus haute tension), elle est actuellement responsable de pertes et son fonctionnement est discuté (passage en 48 V notamment).

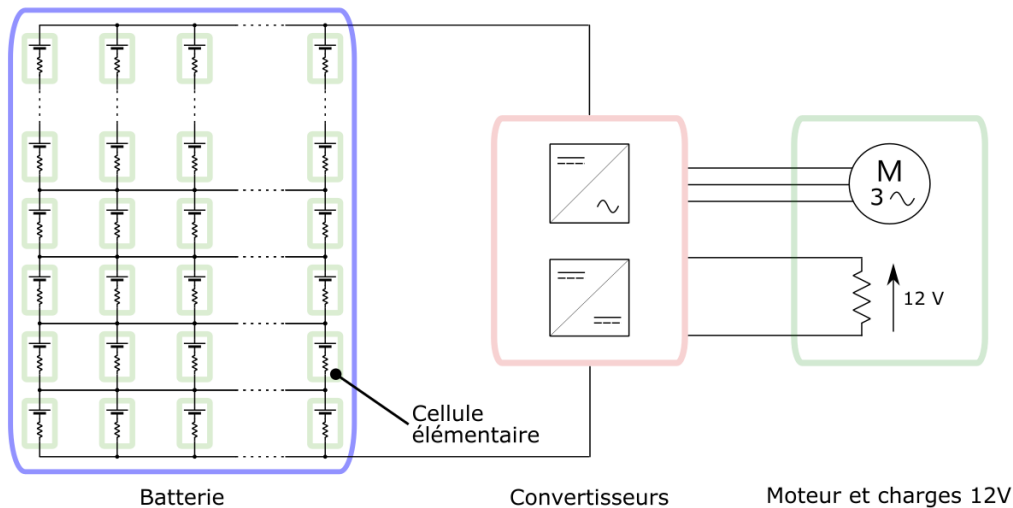


Fig. 3. Architecture simplifiée du réseau de puissance traditionnelle d'un véhicule électrique

Bien que simple, cette architecture, présentée Fig. 3, présente des inconvénients que la filière automobile aimerait palier :

- la panne d'une cellule entraîne la mise hors service de tout le pack batterie ;
- le vieillissement d'une cellule empêche le rechargement de tout le pack car elles sont connectées en série ;
- la panne d'un onduleur entraîne la mise hors service de tout le véhicule ;
- la machine de traction voit la pleine tension batterie, découpée à quelques kilohertz ce qui entraîne un vieillissement prématuré des isolants des conducteurs [1];
- le courant traverse l'ensemble des cellules – même à basse tension d'alimentation de la machine – ce qui crée des pertes en raison des résistances séries de chacune des cellules élémentaires et de leur connectique.

Afin de répondre à l'ensemble de ces problèmes tout en respectant les contraintes usuelles de compacité, rendement et fiabilité, un consortium composé de laboratoires de recherches universitaires (LEPMI, GEEPS, SATIE, Institut Lafayette, GeorgiaTech) et d'industriels (Stellantis, SAFT, e2-cad, Sherpa) propose d'étudier une architecture innovante basée sur une alimentation multiniveaux. Cette structure diffère de la vision traditionnelle qui envisage une batterie comme un bloc monolithique à partir duquel entamer la conversion. En effet, l'échelle de la cellule/d'un groupement de cellules (appelé *cluster*) est considérée afin de pouvoir utiliser le nombre adéquat de sources élémentaires de tensions disponibles (Fig. 4). Ainsi, chaque *cluster* peut être connecté en série avec les autres, en anti-série ou by-passé. Ce concept, version simplifiée de l'article proposé par [2], également développé dans [3],[4] présente plusieurs avantages :

- premièrement, seul le nombre de *clusters* nécessaires pour fournir l'alimentation au moteur est utilisé. Cela permet de diminuer la résistance série totale vue par le courant de puissance ;
- deuxièmement, la machine de traction est soumise à des niveaux et des échelons de tension plus faibles, ce qui limite le vieillissement des isolants et les décharges partielles ;
- troisièmement, le découpage peut disparaître et la commande peut se faire à la fréquence du moteur, ce qui nécessite moins de filtrage CEM, lui-même source de pertes ;
- quatrièmement, la fiabilité est accrue grâce à la possibilité d'isoler un cluster qui serait défaillant sans nécessiter la mise à l'arrêt du pack batterie complet ;
- cinquièmement, les interrupteurs travaillent à tension réduite (tension d'une ou d'un groupe de cellules). Dans 3.1.1, il est montré que les performances des interrupteurs sont alors meilleures ;

- enfin, la gestion de l'énergie par *cluster* permet de réaliser une partie de la fonction de *BMS* (*Batterie Management System*) et de dissocier les cellules en mauvais état de santé (*State Of Health, SOH*).

Cette structure présente néanmoins quelques inconvénients. Le premier étant le nombre de transistors nécessaire à la conversion qui augmente fortement à cause de l'implémentation d'un pont local à chaque *cluster*. En plus de représenter un coût non négligeable, ces interrupteurs ne sont soumis qu'à la tension d'une/d'un groupe de cellule(s) (quelques volts) mais voient l'ensemble du courant d'une phase moteur, comme le suggère la Fig. 4; leurs résistances séries sont donc cumulées. Ainsi, cette donnée est critique : la somme des résistances à l'état passant des transistors doit nécessairement être plus faible que celle des cellules d'une batterie traditionnelle. Le second est le fait de devoir réaliser deux conversions *DC/DC* isolées afin de pouvoir alimenter les charges 12 V du réseau de bord (phares, vitres électrique, tableau de bord, ...) pour une puissance de l'ordre de 4 kW, ainsi que le réseau 450 V qui permet d'alimenter le bloc de climatisation consommant environ 10 kW. Ces convertisseurs doivent être réversibles afin de pouvoir alimenter les commandes des transistors des ponts en H qui pilotent le moteur. En particulier, dans le cas où le *cluster* est défaillant, il faut être capable de l'isoler, c'est-à-dire s'assurer que la ou les cellule(s) ne sont plus en série(s) avec les autres et court-circuiter le pont. L'équilibrage statique du *SOC* d'un *cluster* de cellules peut être réalisé par la structure de conversion. Un *BMS* local est ajouté sur chaque *cluster* pour l'équilibrage de chaque cellule.

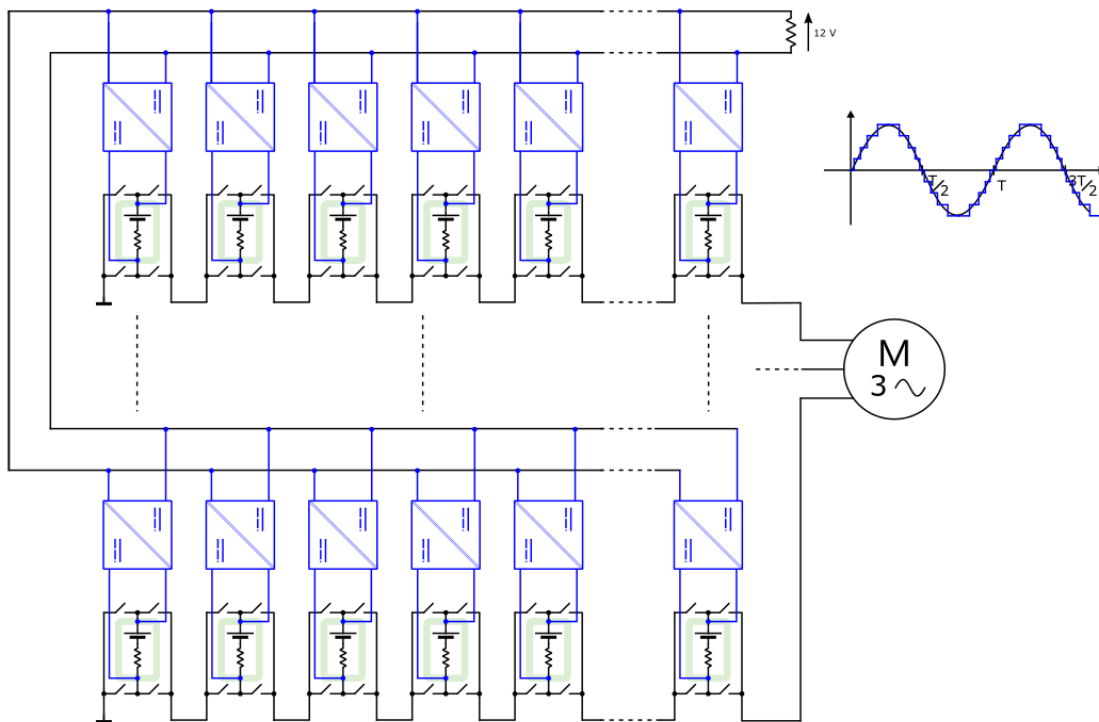


Fig. 4. Schéma de l'architecture étudiée IBIS (le système d'alimentation du bloc climatiseur n'est pas représenté)

L'optimisation globale d'un tel ensemble est extrêmement complexe et ne permet pas de séparation des problèmes puisque ceux-ci sont couplés. Dans cette thèse, seule une optimisation locale de la fonction de conversion *DC-DC 12V-12V 50 W* isolée sera menée.

Une question à laquelle cette thèse tente d'apporter une réponse est : dans la gamme des convertisseurs *DC-DC* isolés, pour des tensions de l'ordre de la dizaine de volts et des puissances de l'ordre de la centaine de watt, le fractionnement des convertisseurs permet-il d'améliorer les performances tout en diminuant le volume ?

En effet, les convertisseurs ont fortement bénéficiés de l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux magnétiques qui leur ont permis de monter en fréquence. Cette dernière a contribué à améliorer un point faible des convertisseurs isolés : le volume du transformateur. La recherche incrémentale se heurte à présent aux phénomènes électromagnétiques de courants induits qui deviennent très présents à partir de quelques centaines de kilohertz. Or, le fractionnement des convertisseurs, en employant des techniques d'entrelacement, de parallélisation des transformateurs, de leurs conducteurs ou des versions polyphasées, permet de répondre efficacement à ce problème en distribuant le courant dans plusieurs éléments.

Ce type de structure est également envisagé pour d'autres utilisations, notamment dans les applications réseau basées sur des topologies de type **Modular Multilevel Converter (MMC)** [5]. L'architecture de ces convertisseurs est présentée Fig. 5, dans la partie encadrée en rouge. Elle présente intrinsèquement plusieurs condensateurs toujours chargés. Ceux-ci peuvent alors être utilisés comme une multitude de sources pouvant faire l'objet d'une même stratégie que pour IBIS dans le but de générer une tension DC locale en interfaçant des convertisseurs DC isolés.

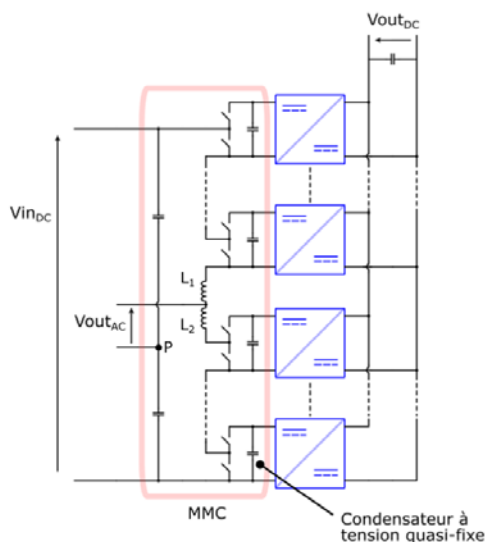


Fig. 5. Modular multilevel converter combiné avec un convertisseur DC-DC basse tension

La structure MMC fonctionne grâce à une série de bras d'onduleurs reliés chacun à un condensateur local qui fait office de source de tension. On distingue classiquement la partie haute constituée des bras d'onduleurs au-dessus de l'inductance  $L_1$  et la partie basse constituée de ceux qui sont en dessous de  $L_2$ . Chaque condensateur doit être maintenu à une tension  $V_{inDC}/n$  avec  $n$  le nombre de condensateur dans la partie haute/basse. Cela permet grâce au point milieu capacitif  $P$  de générer une tension  $V_{haut}$  pouvant varier de  $-V_{inDC}/2$  à  $+V_{inDC}/2$  avec une discrétisation dépendante du nombre de bras d'onduleurs. Différents algorithmes permettent de gérer à la fois l'équilibrage des tensions des condensateurs et la forme du courant de sortie en profitant du fait que plusieurs configurations donnent les mêmes tensions [6] et que du courant peut circuler de la partie haute vers la partie basse.

## II-2 Définition d'un cahier des charges

### 2.1 Cas général

Le préambule à toute étude est la définition de ce qui est attendu. Ces éléments doivent servir de guide tout au long du dimensionnement et leur modification ou non définition pourra entraîner la remise en question complète de la conception. Dans le cas de convertisseurs d'électronique de puissance, ce sont la source d'énergie, les éléments consommateurs, la topologie du réseau et les normes qui dictent les nécessités.

De prime abord, on pourrait penser que la puissance volumique des convertisseurs est l'élément le plus important et qu'elle doit être étudiée en fonction du rendements des convertisseurs. Dès lors, quelques difficultés apparaissent : Quelle est la puissance pertinente ? La puissance maximale, celle correspondant au meilleur rendement ou la moyenne ? De même, quel rendement considérer et à quelle puissance de sortie ? Le volume doit-il tenir compte de l'enveloppe de protection du convertisseur, du refroidissement éventuel et des filtres CEM ?

La Fig. 6 présente ainsi un classement de la puissance volumique maximale en fonction du meilleur rendement de quelques convertisseurs DC/DC régulés conçus par quelques grands fabricants. Le point

de fonctionnement duquel est obtenue la puissance maximale ne correspond pas forcément au point de meilleur rendement.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, cette figure montre que les constructeurs ne font pas le choix d'augmenter le volume (diminuer la puissance volumique) dans le but d'augmenter le rendement. Le graphique semble indiquer que tant que la température n'est pas trop élevée, ils préfèrent rendre leur composant plus petit. La limite est alors qu'à puissance volumique donnée, un rendement trop faible implique une élévation de température trop importante pour la viabilité du produit.

La difficulté à proposer un tri ordonné des convertisseurs est illustré par les deux séries horizontales (flèche magenta et cyan sur la Fig. 6). En effet, pourquoi proposer plusieurs produits possédant la même puissance volumique si le rendement de certains dépasse celui des autres ? La réponse se trouve dans l'ensemble des autres propriétés entrant dans la conception d'un convertisseur. Notamment les niveaux de tensions qui facilitent le design à faible courant (haute tension à puissance donnée) et la largeur de plage de tension d'entrée admissible qui sera discutée dans la partie II-5 de ce chapitre. Les données des convertisseurs de la Fig. 6 sont disponibles en annexe 0.

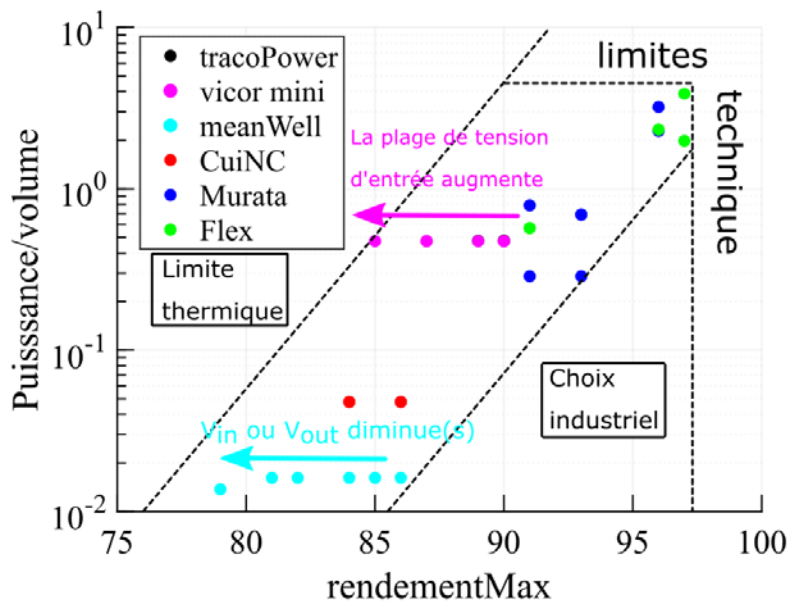


Fig. 6 Puissance volumique (W/mm<sup>3</sup>) de quelques convertisseurs dans la gamme [12-48] V vers [5-24] V par quelques fabricants industriels. La puissance est la puissance maximale que peut délivrer le convertisseur

Ainsi, le cahier des charges d'un convertisseur possède de nombreuses entrées et les éléments à faire figurer *a minima* sont les suivants :

- plage de tension d'entrée : Selon la stabilité de la source primaire de tension, le convertisseur devra être capable de travailler avec une tension d'entrée pouvant fluctuer ;
- plage de tension de sortie : Elle est fixée par la spécification des éléments connectés en aval du convertisseur. Plutôt qu'un intervalle, seule la tension visée et sa tolérance sont parfois définies (e.g. 50 V +/-2%). Dans d'autre cas, le convertisseur doit être capable d'adresser n'importe quelle tension dans la plage de sortie (e.g. cas d'un chargeur de batterie) ;
- puissance à transmettre : Cette puissance doit pouvoir être maintenue en régime permanent sans échauffement excessif. Il est nécessaire d'indiquer une plage pour cette puissance. En effet, certains types de convertisseur sont peu/non contrôlables à faible puissance (ex : les convertisseurs à résonance). Parfois, les convertisseurs ne sont pas capables de fournir leur puissance maximale sur tous les points de fonctionnement. Ceci est nommé *derating* ;

- isolation galvanique (et le cas échéant tension d'isolement) : Il s'agit de découpler les potentiels de la sortie du convertisseur vis-à-vis de ceux de l'entrée afin d'en changer la référence. Ainsi, la même source de tension peut être employée pour alimenter plusieurs charges tout en modifiant la différence de potentiel qu'elle engendre. Cela fournit également une protection en cas de présence de haute tension dans le circuit primaire. En effet, sans isolation galvanique, celle-ci peut se propager dans le circuit en cas de défaut tandis qu'avec, une distance physique permet de limiter ce problème ;
- volume maximum : Une forme particulière peut parfois être imposée. Afin de comparer les convertisseurs entre eux, ce volume doit tenir compte des moyens de refroidissement ainsi que des différents périphériques entourant le convertisseur (filtrage, électronique de commande et d'interface, etc) ;
- rendement minimum : Il s'agit généralement de l'objectif de performance principal du convertisseur. Il existe souvent un compromis entre cette grandeur et le volume du convertisseur. Une conception poussée en termes de rendement devrait être basée sur une étude statistique des profils d'alimentation et de charge. Par exemple, un accroissement des pertes dans un premier niveau de tension au profit d'une faible augmentation du rendement dans un second peut être bénéfique énergétiquement si le système fonctionne essentiellement sur ce dernier. Ce type de conception nécessite de parfaitement connaître le profil de mission du convertisseur (ex : les transformateurs de distribution qui fonctionnent essentiellement à faible charge et privilégient donc la diminution des pertes fer) ;
- environnement thermique : Celui-ci définit la température ambiante qui limite l'échauffement tolérable. Il permet également d'indiquer les moyens d'extraire les pertes (possibilité de rayonnement, présence de fluide caloporteur, etc) ;
- coût maximum : La production en grande série ou *a contrario* en exemplaire unique vont imposer des restrictions en termes de coûts et donc de complexité du système ;
- fiabilité : On utilise généralement le taux de défaillance par milliard d'heures de fonctionnement pour l'exprimer (*FIT : Failure In Time*). Augmenter le nombre d'éléments d'un système augmente le nombre de pannes potentielles. Cependant, des systèmes de redondances ou des topologies particulières (systèmes polyphasés) permettent un fonctionnement pérenne dans certains cas de pannes ;
- normes de compatibilité électromagnétique (CEM) : Afin d'éviter qu'un élément électronique n'en perturbe un autre, des normes existent qui quantifient la pollution électromagnétique maximum autorisée, à la fois de manière conduite et rayonnée. Ces normes dépendent de l'application à laquelle est dédiée le convertisseur (spatial, avionique, automobile, consommation courante ...).

## 2.2 Application à IBIS, cadre de la thèse

Lors du développement de cette thèse, les exploitations préliminaires n'avaient pas encore convergé vers un nombre de cellules optimal par *cluster*. Un nombre arbitraire et simplificateur de quatre cellules est donc choisi dans ce travail. Ces cellules emploient une technologie *Li-ion* dont l'évolution de la tension en fonction du *SOC* est montrée Fig. 7. L'intervalle de charge/décharge utilisé correspond approximativement à [5-98]% de leur capacité afin de les protéger (Fig. 8). Ainsi, la plage de variation de la tension d'entrée correspond à [10,0-16,8] V. De même, pour une batterie de servitude au plomb composée de six éléments, la plage de tension à couvrir s'étale sur l'intervalle [10,5-12,6] V ([7]).

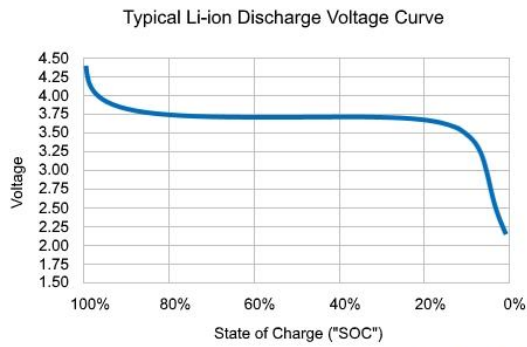


Fig. 7 Tension typique d'une cellule Li-ion élémentaire à 20°C en fonction de son état de charge. Image tirée de [8].

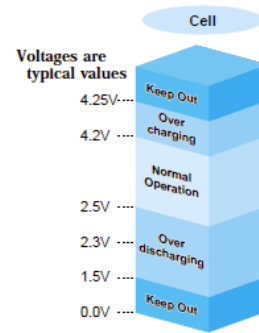


Fig. 8 Zones d'utilisation d'une cellule Li-ion. Image tirée de [9].

L'intégration dépend des formes géométriques et du choix de batterie menés dans une seconde étape qui contraindra l'environnement thermique ainsi que les possibilités de refroidissement. Le coût, la fiabilité et les normes CEM sont considérés comme des problématiques industrielles à mener en post étude. Ces paramètres ne seront donc pas pris en compte, bien que leurs optimisations devraient idéalement commencer avec la conception du convertisseur.

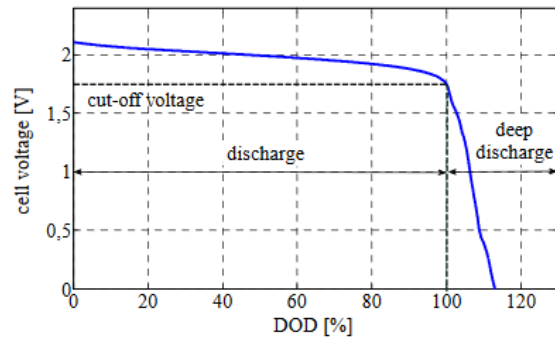


Fig. 9 Tension typique d'une cellule acide-Pb élémentaire à température ambiante en fonction du taux de décharge (DoD). Image tirée de [7].

Paramètres		Valeurs
Puissance	P	50 W
Plage de tension d'entrée	$V_{in}$	[10,0-16,8] V
Plage de tension de sortie	$V_{out}$	[10,5-12,6] V
Nombre de cellules	$n_c$	4
Rendement minimum	$\eta$	95 %
Isolation galvanique	$V_{iso}$	1030 V
Autre	-	Réversibilité

Tab. 1 Paramètres du convertisseur IBIS

La tension d'isolement doit correspondre à deux fois le maximum de la tension appliquée sur le transformateur plus mille volts. De plus, le convertisseur doit être réversible. Ce paramètre ne sera pas étudié directement dans cette thèse mais la structure choisie sera compatible avec cette propriété. Finalement, les paramètres du cahier des charges retenus sont compilés dans la Tab. 1.

### II-3 Performances actuelles des éléments de conversion

À ce jour, la conception et le dimensionnement de convertisseurs sur cahier des charges de manière automatique n'est pas mûr industriellement. Quelques initiatives existent néanmoins, que ce soit par les laboratoires de recherche [10] ou les acteurs industriels qui n'arrivent actuellement qu'à proposer des aides au design [11] [12].

Un tel outil logiciel doit être capable de prendre en compte à la fois l'évolution des demandes (montée en tension, développement de grandes séries moyenne puissance pour l'automobile qui diminue les

coûts, densification énergétique), des technologies (mise sur le marché de composants intelligents, nouvelles générations de transistors), des outils de simulations (augmentation des performances informatiques, mise à jour des logiciels de simulation éléments finis) ainsi que de l'état de l'art de la recherche (nouvelles topologies de convertisseurs, nouveaux principes de contrôle-commande, etc) tout en fournissant une optimisation multi-objectifs (c.f. partie II-2). La complexité de ce problème et des outils à mettre en place pour le résoudre automatiquement est en 2021 hors de portée. Aussi, les humains sont toujours au cœur de la conception et celles-ci sont entièrement personnalisées pour une tâche donnée. Par ailleurs, à problème donné, les solutions ne sont pas uniques. L'ensemble de l'espace des possibilités n'est jamais exploré et le concepteur se contentera souvent d'un design « suffisant ».

La suite de ce manuscrit traite des convertisseurs de tension continu-continu isolés réalisant les deux fonctions que sont l'isolation et l'adaptation du niveau de tension. Les autres contraintes prises en compte seront le rendement, la compacité et dans une certaine mesure la facilité de réalisation industrielle.

Afin de réaliser ces fonctions, les convertisseurs actuels ne sont composés finalement que de peu d'éléments de puissance. La source d'énergie primaire est généralement une source de tension plus ou moins parfaite. Un transformateur réalise la fonction d'isolation électrique et d'adaptation des niveaux de tension. Des interrupteurs électroniques mettent en forme les signaux électriques et orientent les flux d'énergie afin d'alimenter le transformateur. Ils assurent également la régulation des grandeurs le cas échéant. Finalement, inductances et condensateurs sont utilisés comme moyens de stockage/filtrage/découplage locaux. L'agencement classique de ces éléments est indiqué Fig. 10.

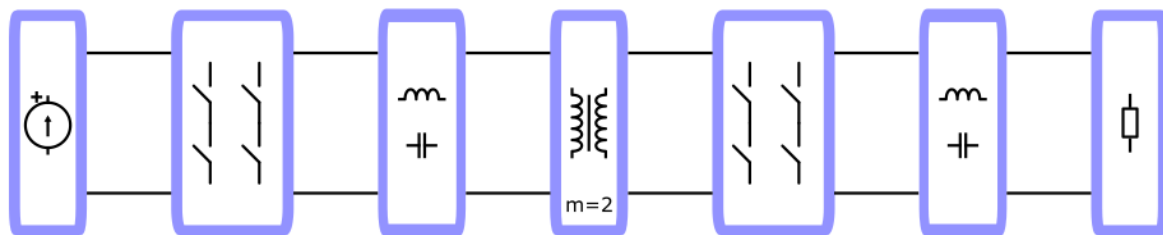


Fig. 10. Agencement classique d'un convertisseur

Plusieurs variantes sont étudiées afin de proposer la topologie de convertisseur la plus performante selon l'application visée. Cette performance est évaluée par des critères différents selon les applications. Les performances des différents agencements varient selon les puissances qu'ils doivent faire transiter. Ainsi, plusieurs topologies coexistent.

À faible puissance, les pertes dues aux éléments auxiliaires (électronique de commande et de communication, refroidissement actif) doivent aussi être prises en compte car elles ne sont plus négligeables devant les pertes de conversion propre.

La partie qui suit propose d'étudier les fonctions de chacun des éléments de la Fig. 10, leurs enjeux actuels et leurs contradictions éventuelles.

### 3.1 Topologies et constitution des ponts

#### 3.1.1 Technologie des transistors

Pour des puissances jusqu'à quelques kilowatts et des tensions inférieures à 650 V, la technologie actuelle d'interrupteurs commandés la plus employée est le transistor à effet de champ à grille isolée (MOSFET). Au premier ordre, sur des composants latéraux, la longueur est proportionnelle à la tenue en tension  $V_{br}$ . La largeur à l'inverse de la résistance à l'état passant  $R_{DSon}$  (image du courant que peut faire transiter le composant pour un refroidissement donné). Les différentes capacités parasites sont



proportionnelles au produit de ces deux dimensions. Parmi celles-ci, la capacité parasite de grille  $C_{GS}$  ainsi que celle entre grille et drain  $C_{GD}$  forment la capacité d'entrée  $C_{ISS}$ . Les constructeurs parlent plus volontiers de charges à apporter  $Q_g(V_{DS})$  afin de rendre le transistor « complètement » passant puisque  $C_{ISS}$  varie selon la tension d'utilisation.

Pour une tenue en tension donnée, n'importe quel calibre en courant peut théoriquement être obtenu et *vice versa*. Un des prix à payer est alors la capacité  $C_{ISS}$  qui limite la vitesse de commutation possible et provoque des pertes.

Sur des sites de vente et pour des transistors à base de silicium (*Si*), il est possible de trouver par exemple des MOSFET avec les propriétés suivantes :  $[V_{br}=40\text{ V}, R_{DSon}=4\text{ m}\Omega, Q_g=65\text{ nC}]^1$  ou  $[V_{br}=600\text{ V}, R_{DSon}=70\text{ m}\Omega, Q_g=67\text{ nC}]^2$ . La fréquence de découpage classique de ces transistors en puissance va jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz.

Plus récemment sont apparus les transistors à base de Carbone de Silicium (*SiC*). Bien qu'intrinsèquement moins bons que ceux au Nitrure de Gallium (*GaN*), ils sont très adaptés aux fortes températures et aux hautes tensions. Leur industrialisation est plus récente que celle des *GaN* car les procédés de fabrication permettent d'obtenir de « grand » *wafers* sans défauts et de les épitaxier sans problème d'adaptation de maille cristalline [13]. Peu de composants sont trouvables avec des calibres inférieurs à 600V. Voici quelques valeurs prises pour exemple :  $[V_{br}=650\text{ V}, R_{DSon}=37\text{ m}\Omega, Q_g=73\text{ nC}]^3$  ou  $[V_{br}=1200\text{ V}, R_{DSon}=40\text{ m}\Omega, Q_g=65\text{ nC}]^4$ .

Enfin, on trouve les transistors qui sont en l'état actuel les plus performants : les transistors au Nitrure de Gallium. Ils profitent d'un effet physique créé à l'interface entre la couche d'AlGaIn et de GaN qui les compose, dans laquelle se forme un « gaz d'électrons 2D ». Ce « gaz » possède une excellente mobilité des porteurs de charges. Toutefois ces transistors sont passants par défaut (*normally on*). Plusieurs techniques existent afin de les rendre normalement ouvert (Fig. 11). Par exemple, le montage de type cascade avec un transistor *Si* basse tension. Un autre moyen est de creuser la grille à l'intérieur du transistor afin de couper localement le gaz d'électrons. Enfin, une troisième méthode consiste à ajouter une couche de *p-GaN* sous la grille, ce qui augmente le niveau d'énergie local de la bande de conduction de la couche d'AlGaIn située en dessous [14].

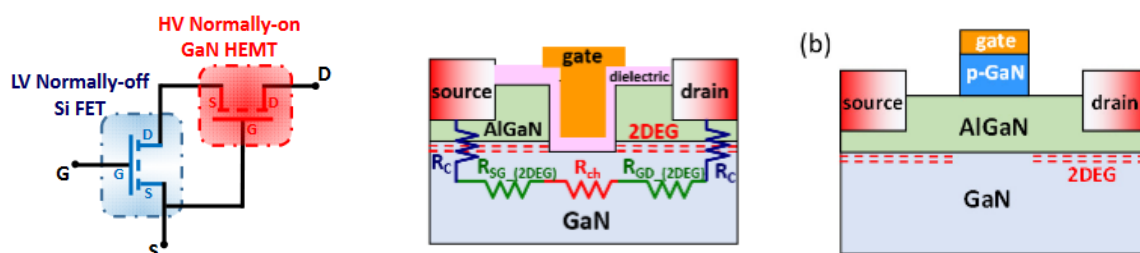


Fig. 11 Illustration des techniques permettant de rendre normalement ouvert un transistor GaN. Images provenant de [14]

Ces transistors ont été plus difficilement industrialisés, en partie à cause de la taille des mailles du réseau cristallin qui complexifie la croissance d'une couche d'AlGaIn sur substrat *Si* ou *SiC* standard pour lesquels la technologie de production existe déjà. Des coefficients de dilatation thermique différents entre ces matériaux nuisent également à la fiabilité. Une solution est d'employer une couche d'*AlN* intermédiaire. Cependant, cela isole alors électriquement le substrat et empêche la fabrication de composants verticaux [13]. La production de *wafers GaN* suffisamment grands et sans défauts est également une problématique.

<sup>1</sup> ref : STD120N4F6

<sup>2</sup> ref : IPB60R070CFD7ATMA1

<sup>3</sup> ref : SCTH35N65G2V-7AG

<sup>4</sup> ref : IMW120R030M1HXKSA1

Un second frein à l'industrialisation de ces transistors est leur commande. En effet, leurs grilles ne supportent pas les tensions classiques compatibles avec les drivers *Si* à l'amorçage. De plus, en conduction inverse, ils imposent une tension  $V_{SD}$  proche de la tension grille-source  $V_{GS}$  au blocage. Des drivers adaptés sont donc nécessaires.

Sans contrôle adéquat, la très faible capacité de grille implique une vitesse de commutation de l'ordre de  $20 \text{ kV}/\mu\text{s}$  [15]. Leur implémentation dans une structure n'est ainsi pas triviale car ces fréquences excitent les éléments parasites, y compris les leurs. Cet effet peut mener à leur autodestruction.

Ces points sont aujourd'hui suffisamment bien maîtrisés pour que des fabricants industrialisent cette technologie. Deux exemples de transistors GaN sont présentés : [ $V_{br}=40 \text{ V}$ ,  $R_{DSon}=1,5 \text{ m}\Omega$ ,  $Q_g=18 \text{ nC}$ ]<sup>5</sup> ou [ $V_{br}=600 \text{ V}$ ,  $R_{DSon}=70 \text{ m}\Omega$ ,  $Q_g=6 \text{ nC}$ ]<sup>6</sup>.

La Tab. 2 résume les performances des différentes technologies de transistors MOSFET. La Fig. 13 quant à elle présente leurs facteurs de mérites, définis par le produit de la surface active de la puce (valeur proportionnelle à  $Q_g$  pour une tension donnée) avec sa résistance à l'état passant, en fonction de  $V_{br}$ . Cette figure montre que les transistors basse tension possèdent de meilleures performances. En effet, un transistor *Si* pouvant tenir  $100 \text{ V}$  aurait une résistance spécifique de  $0,7 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$ . En supposant une tension uniformément répartie, dix transistors en série seraient nécessaires pour tenir  $1000 \text{ V}$ , soit une résistance spécifique équivalente de  $70 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$  (à densité de courant identique et donc pour une surface de silicium multipliée par 10 vis-à-vis d'un transistor unique). Comme le montre la Fig. 13, la valeur théorique pour un transistor unique est plus proche des  $200 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$ . Ainsi, lorsque c'est possible, du point de vue des transistors, une structure capable de les faire travailler à basse tension est intéressante en matière de pertes par conduction globales.

Technologie	$V_{br}$ (V)	$R_{DSon}$ (mΩ)	$Q_g$ (nC)	$V_{br}$ (V)	$R_{DSon}$ (mΩ)	$Q_g$ (nC)
<i>Si</i>	40	4	65	600	70	67
<i>SiC</i>	1200	40	65	650	37	73
<i>GaN</i>	40	1,5	18	600	70	6

Tab. 2 Comparaison des différentes technologies de transistors

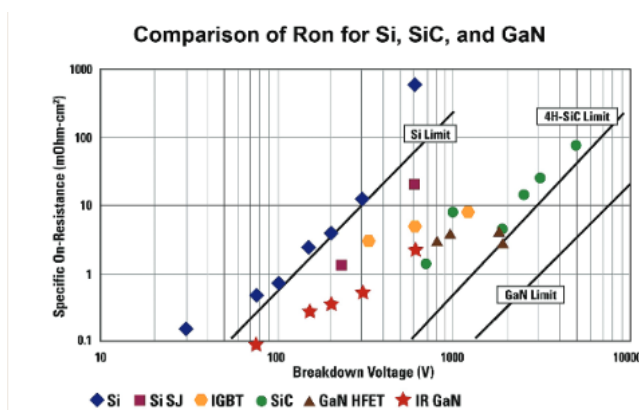


Fig. 13 Figure de mérite des différentes technologies [ref infineon]

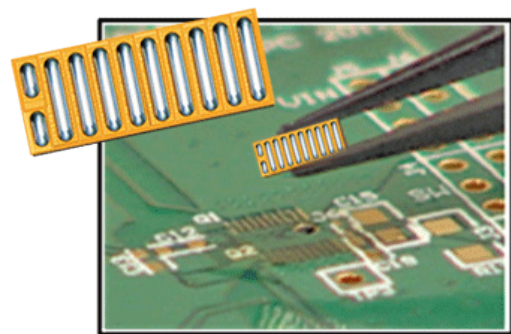


Fig. 12. Boîtier d'un transistor GaN EPC2015c (40 V-50 A) les contacts de drain et source sont entrelacés pour limiter les inductances parasites et les longueurs de connectiques en interne

Les fabricants sont confrontés à deux problématiques lors de la fabrication : trouver l'agencement de matériaux qui donne le composant le plus performant et permettre à ce dernier d'être implémenté sur circuit. Ils se heurtent alors à toutes les questions de report de puce, de technologie

<sup>5</sup> ref : EPC2024

<sup>6</sup> ref : IGT60R070D1ATMA1

d'interconnexion (*wire-bonding*, rubans, *via* enterrés, etc) et de moulage qui constituent la mise en boîtier. Ces étapes technologiques doivent limiter les éléments parasites (en particulier les résistances, et les inductances parasites qui provoquent des surtensions lors de commutations Fig. 12).

En l'absence de contact Kelvin, l'inductance de source peut provoquer une interaction entre commande et puissance qui mène, dans certains cas, à la remise en conduction du transistor. Les *packages* doivent de plus permettre de protéger mécaniquement la puce tout en limitant la résistance thermique.

Une dernière technologie qui devrait supplanter toutes les autres est basée sur le diamant. Cependant, elle n'est pas mûre technologiquement.

Tous ces transistors présentent au premier ordre les mêmes mécanismes de pertes :

- des pertes à l'état passant proportionnelles à leur résistance  $R_{DSon}$  ;
- des pertes à la commutation dues à la fois aux charges stockées dans les éléments capacitifs parasites des transistors et au croisement de la tension et du courant lors des commutations. Pour limiter celles-ci, les concepteurs peuvent utiliser des techniques de commutation douces ZVS ou ZCS.

### 3.1.2 Pont de sortie

L'étage de sortie placé directement derrière le transformateur possède les mêmes contraintes que le pont d'entrée. Cependant sa commande doit rester isolée afin de ne pas rompre l'isolation galvanique apportée par le transformateur. Pour cela, le moyen le plus simple est de placer un pont de diodes tel qu'indiqué Fig. 14. Plusieurs variantes existent. Le pont complet permet de redresser les deux alternances d'un courant alternatif au prix d'une chute de tensions correspondant à la tension de seuil de deux diodes en série ( $\approx 2.0,6 V$ ). Cette dernière peut ne pas être négligeable devant la tension de sortie. L'utilisation de diodes Schottky (jonction metal-semiconducteur) présentant une faible tension de seuil ( $0,15 V - 0,45 V$ ) permet d'atténuer ce phénomène. Un moyen plus efficace à basse tension est d'utiliser des transistors en redressement synchrone. Le principe est de remplacer la conduction bipolaire de la diode par de la conduction unipolaire d'un MOSFET. Dans un premier temps, le MOSFET est bloqué. Seule sa diode intrinsèque peut conduire. Lors du passage d'un courant, cette dernière passe en conduction. Un circuit détecte la chute de tension aux bornes du composant et provoque la fermeture du transistor. Celui-ci conduit le courant de la source vers le drain. La chute de tension ohmique  $V_{SD}$  est généralement plus faible que la tension de seuil d'une diode. À fort courant, celle-ci peut néanmoins lui être supérieure. Dans ce cas, la diode deviendrait passante et contribuerait à la conduction du courant. Dans le canal du MOSFET sa valeur serait alors limitée. L'inconvénient de cette approche est de nécessiter une commande, un driver local avec son alimentation elle-même isolée pour les transistors *high-side* ainsi que l'adjonction d'un circuit de détection de la tension. Dans certains cas, la détermination de l'instant de réouverture du composant n'est pas triviale. Cela est généralement fait en mesurant la tension  $V_{SD}$ . Le transistor est commandé à l'ouverture à l'annulation de celle-ci. Cependant, la mise en œuvre de composants faiblement résistif ou la conduction de courant faible complexifient la mesure. L'utilisation d'un modèle de la structure peut également permettre de prévoir les instants d'ouvertures des transistors de manière logique.

L'utilisation de transistors en redressement offre également un degré de liberté supplémentaire sur le décalage entre le pont d'entrée et celui de sortie qui permet de faire du *phase-shifting* pour réguler le convertisseur. Cela permet également à ce dernier d'être bidirectionnel en puissance.

Une topologie de secondaire couramment employée est celle dite du transformateur *center taped*. Cela consiste à séparer en deux les conducteurs du secondaire du transformateur tel qu'illustré Fig. 15. Deux diodes ou deux transistors seulement suffisent alors pour faire le redressement. De plus, les transistors ayant la même référence de tension au niveau de leur source, leurs commandes n'ont plus besoin d'être isolées l'une par rapport à l'autre. L'inconvénient de cette technique est que le transformateur doit posséder deux secondaires au lieu d'un. Le plus souvent, le secondaire unitaire

est fractionné en deux, ce qui résulte en une tension de sortie divisée par autant. L'autre solution consiste à réduire la section des conducteurs de manière à conserver le nombre de spires pour chaque enroulement. Les pertes sont alors multipliées par deux (si aucun gain dû à la diminution des pertes hautes fréquences n'apparaît). Cette méthode est donc plutôt bien adaptée pour des fonctionnements dévolteurs ou lorsqu'il est possible de faire peu de spires au primaire.

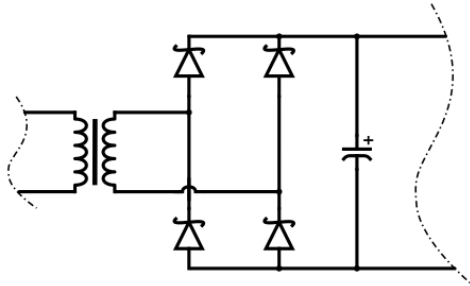


Fig. 14 Redressement par diode Schottky en pont complet

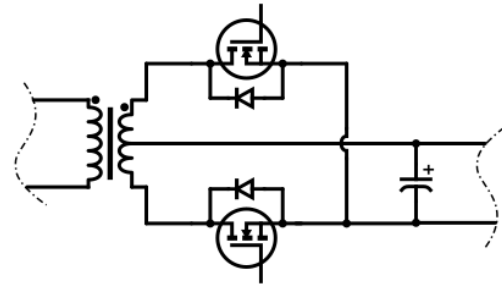


Fig. 15 Redressement par MOSFET avec transformateur center-taped

### 3.1.3 Configuration du pont

Deux architectures principales des ponts d'entrée et de sortie existent dans le cas d'une sortie en courant : le pont complet ou le demi-pont capacitif tel qu'illustré Fig. 16. L'avantage du demi-pont est de remplacer des composants commandables nécessitant une source de tension locale par des composants passifs dont les pertes n'évoluent pas en fréquence dans le cas idéal. L'inconvénient est que la dynamique de tension fournie en entrée du transformateur est alors divisée par deux. L'appel de courant provoqué par les condensateurs lors de la mise sous tension peut amener le concepteur à complexifier la structure. Pour des convertisseurs ne travaillant pas à rapport cyclique fixe, cela peut aussi introduire des problèmes transitoires durant la polarisation des condensateurs à la moitié de la tension moyenne. Enfin, un fonctionnement avec un courant de puissance élevé requiert des valeurs de capacité importante pour que la tension reste stable. Ces valeurs ne sont pas toujours compatibles avec un fonctionnement HF. Le comportement d'un convertisseur avec une tension fluctuante au cours d'une période de fonctionnement ne semble pas être proposé dans la littérature.

Une technique permettant d'évoluer entre les deux configurations selon la tension d'entrée est proposée dans [16][17][18][19]. Cela permet d'optimiser le fonctionnement du convertisseur de manière à obtenir le meilleur rendement possible pour la plus grande plage de tension d'entrée. Cette technique est appelée *Topology morphing*. Une courbe de fonctionnement est recopiée Fig. 17.

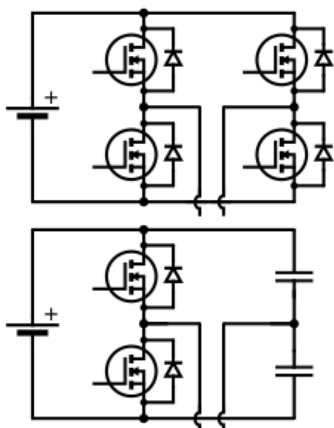


Fig. 16 Pont en configuration pont complet en haut et demi-pont capacitif en bas

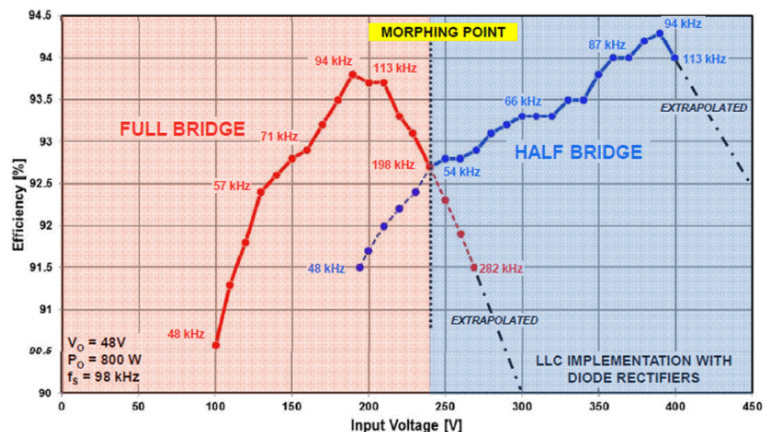


Fig. 17 Courbe de rendement selon la tension d'entrée pour un convertisseur LLC dont la configuration peut évoluer entre pont complet et demi-pont en fonctionnement. Image tirée de [16].

## 3.2 Éléments passifs

### 3.2.1 Condensateur

Les condensateurs stockent de l'énergie sous forme de champ électrique créé par des charges opposées. Ils permettent de limiter les fluctuations de tension. Ce sont des éléments qui peuvent sembler simple au premier abord mais leur valeur effective de capacité varie selon une multitude de paramètres.

Trois grandes familles coexistent : les condensateurs céramiques ( $1 \text{ pF} - 1 \text{ }\mu\text{F}$ ), plastiques ( $1 \text{ nF} - 1 \text{ }\mu\text{F}$ ) et chimiques ( $>10 \text{ }\mu\text{F}$ ). Leur dénomination désigne le type de matériau diélectrique qui les compose. Plusieurs matériaux sont employés pour chaque famille.

Les pertes dans ces éléments sont généralement exprimées avec une grandeur appelée « angle de perte »  $\delta$  définie à partir du diagramme de Fresnel d'un modèle de condensateur parfait en série avec une résistance (*Equivalent Series Resistor, ESR*). Ceci permet de modéliser les pertes associées à un condensateur réel. Si le composant était idéal, le courant serait en quadrature avance par rapport à la tension. Cet angle exprime le décalage supplémentaire dû à la résistance série parasite :

$$\tan(\delta) = \frac{ESR}{1/C \cdot \omega} = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \approx \delta \quad \text{Eq. 1}$$

À une technologie de condensateur donnée correspond généralement un angle de perte fixe. La résistance série d'un condensateur ne peut ainsi être diminuée pour une application sans changer la nuance de matériau. En effet, paralléliser des composants dans l'objectif de diminuer l'ESR équivalent de l'ensemble implique d'utiliser de plus petites valeurs de capacité pour chaque élément afin d'obtenir une capacité totale égale. La valeur de chaque ESR est alors augmentée proportionnellement (Eq. 1). Une fois la mise en parallèle réalisée, la résistance série équivalente est alors similaire à celle d'un condensateur unique utilisant la même technologie).

Plus généralement, une permittivité complexe telle que définie Eq. 2 peut être utilisée pour décrire le comportement fréquentiel d'un condensateur. Pour cela, le lien entre  $\underline{\epsilon}$  et la valeur de capacité est indiqué Eq. 3 où  $S$  désigne la surface d'électrode en regard et  $l$  leur écart. Ainsi, la partie réelle de la permittivité complexe caractérise la valeur de capacité et sa partie imaginaire la résistance parallèle associée (Eq. 4). Un modèle « résistance série, condensateur série » est également dérivable de ces valeurs de permittivité complexes Eq. 5 qui permet de retrouver l'Eq. 1.

$$\underline{\epsilon}(f) = \epsilon'(f) - j \cdot \epsilon''(f) = \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r'(f) - j \cdot \epsilon_r''(f)) \quad \text{Eq. 2}$$

$$\underline{C} = \frac{\underline{\epsilon} \cdot S}{l} \quad \text{Eq. 3}$$

$$\underline{Y} = j \cdot \underline{C} \cdot \omega = j \omega \cdot \frac{S}{l} \cdot \epsilon' + \omega \cdot \frac{S}{l} \cdot \epsilon'' \quad \text{Eq. 4}$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{\omega \cdot S/\epsilon} \cdot \frac{\epsilon''}{(\epsilon'^2 + \epsilon''^2)} + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{S/\epsilon} \cdot \frac{1}{(\epsilon'^2 + \epsilon''^2)/\epsilon'} \quad \text{Eq. 5}$$

De manière générale, la valeur de la capacité d'un condensateur varie avec la tension, la fréquence, la température et son vieillissement [20]. Trois types de technologies coexistent.

Les condensateurs céramiques peuvent être séparés selon différentes classes :

-La *classe I* concerne des matériaux dont la permittivité varie monotonement avec la température et varie faiblement avec la fréquence et le champ électrique. Le diélectrique est également stable dans le temps et son facteur de perte  $\tan(\delta)$  est inférieur à un pourcent à un mégahertz. Ils conviennent

pour des applications nécessitant des valeurs de capacités fixes telles que dans les circuits résonants par exemple. La Fig. 18 compare l'évolution de capacité avec la température pour différents matériaux. Le *NPO* (courbe rouge) est de classe *I*. Sa dénomination est *COG* dans le tableau de la Fig. 19. Sa variation avec la température est inférieure à quelques *ppm/K* ;

-La *classe II* concerne des matériaux qui ne possèdent pas les critères de stabilité énoncés précédemment. Les valeurs de capacités associées varient fortement avec la tension supportée et la température (courbes jaune verte et bleu sur la Fig. 18). Leur permittivité est plus élevée que pour les *classe I* grâce à l'effet ferroélectrique.

-Des condensateurs céramiques de *classe III* existent également. Leurs diélectriques sont composés de matériaux frittés dont les nombreux grains augmentent les surfaces en regard. Ces derniers sont fortement isolants et permettent d'avoir des distances très faibles entre éléments. Ainsi, d'un point de vue externe, leurs valeurs de permittivité sont plus élevées que pour les *types I et II*. Cependant, ils ne supportent que des basses tensions (~25 V maximum) et leur capacité varie fortement avec celle-ci ainsi qu'avec la température et le temps. Leurs pertes sont également plus élevées. Ces condensateurs sont aujourd'hui rendus obsolètes par les condensateurs de *classe II*.

Une classification *EIA (Electronic Industries Association)* existe également qui raffine la notion de classe [21]. Elle associe à la *classe I* un code composé d'une lettre (coefficient d'évolution de la capacité avec la température), un chiffre (multiplicateur du coefficient précédent) et une lettre (tolérance sur le coefficient de température) Fig. 19. Pour la *classe II*, la première lettre indique la température minimale d'utilisation, le chiffre la température maximale et la dernière lettre l'intervalle d'évolution de la capacité dans la gamme de température Fig. 19. Parfois, l'usage veut que la classification *EIA* soit remplacée par le nom du type de céramique. Ainsi un condensateur *COG (EIA)* est parfois nommé *NPO*. Un exemple de l'évolution de la capacité avec la température est donné Fig. 18.

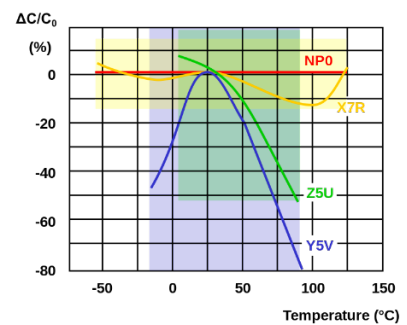


Fig. 18 Évolution de la valeur de capacité avec la température de différents type de condensateurs [21]

Class 1-ceramic capacitors letter codes for temperature coefficients α referring to EIA-RS-198		
Temperature coefficient $\alpha$ $10^{-6}/K$ Letter code	Multiplier of the temperature coefficient Number code	Tolerance ppm/K of the temperature coefficient Letter code
C: 0.0	0: -1	G: $\pm 30$
B: 0.3	1: -10	H: $\pm 60$
L: 0.8	2: -100	J: $\pm 120$
A: 0.9	3: -1000	K: $\pm 250$
M: 1.0	4: +1	L: $\pm 500$
P: 1.5	6: +10	M: $\pm 1000$
R: 2.2	7: +100	N: $\pm 2500$
S: 3.3	8: +1000	
T: 4.7		
V: 5.6		
U: 7.5		

Class 2 ceramic capacitors Code system regarding to EIA RS-198 for some temperature ranges and inherent change of capacitance		
Letter code low temperature	Number code upper temperature	Letter code change of capacitance over the temperature range
X = -55 °C (-67 °F)	4 = +65 °C (+149 °F)	P = $\pm 10\%$
Y = -30 °C (-22 °F)	5 = +85 °C (+185 °F)	R = $\pm 15\%$
Z = +10 °C (+50 °F)	6 = +105 °C (+221 °F)	L = $\pm 15\%$ , +15/-40% above 125 °C <sup>[11]</sup>
	7 = +125 °C (+257 °F)	S = $\pm 22\%$
	8 = +150 °C (+302 °F)	T = +22/-33%
	9 = +200 °C (+392 °F)	U = +22/-56%
		V = +22/-82%

Fig. 19 Code EIA caractérisant les condensateurs céramiques de classe I et II. Image de [21]

Les condensateurs chimiques sont utilisés lorsque de fortes valeurs de capacité sont nécessaires. Ce sont des éléments qui ne présentent un comportement capacitif que jusqu'à quelques dizaines de kilohertz. Leurs électrodes sont composées d'un métal d'un côté et d'un électrolyte solide liquide ou en gel de l'autre, généralement séparés par une mince couche d'oxyde. Les électrolytes utilisés sont majoritairement à base d'aluminium, de tantale ou de polymères. Les réactions électrochimiques peuvent réduire l'épaisseur d'oxyde si la tension correspondante au potentiel standard de la réaction est appliquée. Ainsi, ces condensateurs sont polarisés. Dans certains cas, l'électrolyte consomme

également cette couche si le condensateur n'est pas utilisé pendant un certain temps. Pour certaines technologies l'électrolyte est dissous dans un solvant. Celui-ci s'évapore avec le temps en augmentant l'ESR. Ainsi, leur durée de vie est relativement faible (de l'ordre de cent jours de fonctionnement continu à 105°C) et diminue avec la température. De plus, leur faible tolérance à des températures élevées empêche de les fabriquer en format CMS faible épaisseur. En effet, le procédé de brasage modifierait alors considérablement leurs caractéristiques.

Enfin, les condensateurs films possèdent un diélectrique sous forme de ... film (polystyrène, polyester, polypropylène, etc). Historiquement, du papier pouvait être utilisé. Ils peuvent être autocicatrisants en cas de surtension (évaporation locale de l'électrode à l'endroit où le plasma a percé le film). Ils sont capables de tenir de fortes tensions (>3000 V) et sont naturellement stables en champ électrique, température et vieillissement. Le procédé de brasage peut toutefois diminuer notablement leur capacité. Leur facteur de perte est également faible (de l'ordre d'un pourcent à un mégahertz). Ils sont cependant moins denses en puissance et en énergie que les condensateurs céramiques.

### 3.2.2 Inductance

Ces composants ont le rôle dual du condensateur pour le courant. Une partie des problématiques associées se trouve dans la partie suivante traitant des transformateurs. Une difficulté supplémentaire les concerne néanmoins puisqu'ils requièrent souvent de diminuer la perméabilité apparente du circuit magnétique les constituant. En effet, l'inductance d'une bobine est donnée par la formule Eq. 6 où  $n$  est le nombre de spire et  $\mathcal{R}$  la reluctance du circuit magnétique. Les pots disponibles pour la conception sont limités dans leurs géométries. Ainsi, pour obtenir une valeur  $L$  souhaitée, le nombre de tours peut être ajusté. Cependant, ajouter des spires accroît les pertes cuivre. En soustraire augmente l'induction dans le matériau. À pot donné, la section de passage du flux ne peut être modifiée. Le nombre de spires est donc souvent fixé par la tension d'utilisation afin d'être minimum, sans pour autant aller trop loin dans la zone non linéaire de polarisation magnétique du matériau. Employer un entrefer est alors un moyen d'éviter la saturation et d'adapter la valeur d'inductance. Cela permet également de stabiliser malgré des variations de propriété du matériau magnétique et de température d'utilisation. Notons toutefois que des matériaux faible perméabilité (à base de poudre de matériaux [22] [23]) existent. Ils ne nécessitent pas de pratiquer un entrefer et sont largement utilisés en électronique de puissance à faible et moyenne fréquence. Pour ces matériaux, la majorité des formes proposées se présentent sous forme de tores ce qui limite les degrés de liberté pour le concepteur et rend la réalisation des bobinages technologiquement complexe.

Les matériaux ferrite avec entrefer sont utilisés lorsque les fréquences de fonctionnement sont élevées car elles correspondent alors au meilleur compromis pertes/volume.

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}} = \frac{n^2}{l/\mu_s} \quad \text{Eq. 6}$$

Dans le cas d'une inductance avec entrefer, un champ magnétique est rayonné à proximité de ce dernier et des courants induits apparaissent dans les conducteurs à proximité. La disposition des conducteurs peut alors être adaptée et ceux-ci placés loin des endroits où le champ est rayonné. Les articles [22] [24] [25] présentent un ensemble de solutions pour des bobinages à base de fil de Litz ou de feuillards.

Il existe trois grandes classes de matériaux magnétiques qui peuvent elles-mêmes être détaillées selon la composition de leurs alliages :

- les alliages métalliques. Ces matériaux sont quasi-exclusivement utilisés pour réaliser des transformateurs en raison de leur perméabilité très élevée. Ce sont généralement des composés à

base de fer auxquels sont parfois ajouté du cobalt, du nickel ou du silicium. Ce dernier permet de rendre le matériau plus dur et moins conducteur (de  $1.10^{-5} \Omega.m$  à  $5.10^{-5} \Omega.m$  pour 3% de Si [26]), ce qui limite les courants induits. Cela diminue également le champ coercitif ( $p_{199}$  de [27]), ce qui réduit les pertes magnétiques. Généralement, des tôles sont fabriquées, isolées électriquement pour réduire les courants induits (épaisseur courante de  $100 \mu m$ ) et empilées pour former un circuit magnétique. Dans certains cas les domaines magnétiques sont orientés afin de faciliter l'aimantation du circuit (la perméabilité d'amplitude passe de  $\mu_o=5000$  à  $\mu_o=40\ 000$  pour une tôle FeSi selon que les grains soient orientés ou non, pour une polarisation à saturation inchangée  $J_{sat}=2 T$ ).

Un procédé de trempe rapide (le matériau en fusion est déposé sur un support froid défilant rapidement) suivi d'un recuit permet d'obtenir de fins rubans ( $\sim 30 \mu m$ ) à partir d'alliages métalliques. Ces matériaux sont qualifiés d'amorphes (structure désordonnée à longue distance et partiellement ordonnée localement, tel un liquide) ou de « verres métalliques » et sont métastables. Après recuit, leur mise en forme est malaisée car le matériau devient très fragile. Les circuits sont donc fabriqués auparavant. Les plus courants sont des tores magnétiques [27]. Ces matériaux possèdent des polarisations à saturation de l'ordre de  $J_{sat}=1,4 T$  et des perméabilités d'amplitude extrême  $\mu_o > 100\ 000$ . Ce dernier point provoque la saturation du matériau pour des champs magnétiques faibles. Ainsi, une inductance de quelques centimètres sur laquelle sont bobinés quelques tours et soumise à un courant d'environ un ampère (champ  $H$  de quelques dizaines d'ampères par mètre) est déjà saturée. Cela lui confère un comportement non linéaire qui la rend inexploitable pour la majorité des applications de puissance. Cette propriété est mise à profit dans certains cas tels que les circuits de mesure différentielle de protection. Un recuit sous champ transverse permet de diminuer la perméabilité et donc de modifier ce comportement. Leur résistivité est plus élevée que pour des tôles FeSi ( $13.10^{-5} \Omega.m$ ) et leur plus faible largeur de cycle (faible champ coercitif  $H_c$ ) permet de les utiliser jusqu'à quelques centaines de kilohertz en limitant fortement les pertes par hystérésis [28]. Au-delà, malgré leur faible épaisseur (les rubans sont isolés les uns des autres) et leur résistance, les courants induits se concentrent dans une épaisseur de peau fine devant  $30 \mu m$ , ce qui augmente fortement leurs pertes par courants de Foucault. De plus, ils peuvent cristalliser spontanément sous l'effet de températures supérieures à  $200^\circ C$ .

Le troisième type d'alliage métallique est dit « nanocristallin ». Il peut être produit de plusieurs manières. L'une d'entre elle consiste à partir d'alliage amorphe dont un traitement thermique permet la formation de grains nanométriques dans une matrice amorphe grâce à l'ajout de composés non solubles dans le fer qui limitent la croissance des grains (la fraction cristalline est d'environ 70% [29]). Ils présentent l'avantage par rapport aux amorphes d'être plus stables en température au prix d'une plus grande fragilité mécanique. Leur induction à saturation est également plus élevée. Ces matériaux peuvent être considérés comme un continuum entre les deux précédents.

-Les poudres d'alliages métalliques compactées. Ce sont des poudres à base de fer et de nickel noyées dans un liant et comprimées. Le matériau obtenu est alors constitué de grains isolés les uns des autres. Cet effet limite les pertes par courants induits bien que le pressage mette souvent les grains en contact [30]. De plus, contrairement aux tôles employées pour certains circuits magnétiques, aucune anisotropie n'est présente. Le compactage permet d'obtenir de nombreuses formes. Cependant, en raison de l'entrefer réparti (liant), les perméabilités relatives sont faibles (entre 10 et 550 [26]). Les poudres employées étant conductrices et perméables, l'épaisseur de peau est rapidement faible devant la taille des grains ( $\sim 100 \mu m$ ) à partir de quelques kilohertz.

-Les ferrites. Ce sont actuellement les matériaux les plus employés en électronique de puissance pour réaliser les composants magnétiques dans les gammes de fréquence considérées dans cette thèse. Elles sont réalisées à partir d'oxyde de fer allié à un matériau de transition (le matériau est dit de la classe des *spinelles*). Les oxydes se forment en surface des grains dont le diamètre est proche de  $20 \mu m$  [31]. Elles sont très isolantes ce qui permet de réduire les courants induits dans le matériau.



L'arrangement cristallin est le plus souvent cubique. L'homogénéité des propriétés magnétiques obtenues lors de la fabrication est liée à la formation des bonnes phases spinelles. Cela nécessite le contrôle de plusieurs paramètres tels que les pressions, température et temps de frittage. L'environnement gazeux doit lui aussi être maîtrisé afin de contrôler le taux d'oxydation. Les fabricants ne garantissent généralement pas les propriétés des matériaux à plus de 20%.

Deux types de compositions principales sont utilisés : les ferrites *MnZn* entre 30 kHz et 1000 kHz, et les *NiZn* au-dessus de 500 kHz. La première famille possède une aimantation ainsi qu'une perméabilité plus élevée que la seconde, mais sa résistivité est plus faible.

Les techniques de fabrication par frittage permettent de réaliser une grande variété de formes de pots. Un de leur inconvénient est leur magnétostriction qui nécessite de bobiner sur un support afin de ne pas les contraindre. Le second est leur sensibilité à la température qui peut modifier notablement leurs pertes volumiques ainsi que leur polarisation à saturation. Celle-ci est plus faible que pour des matériaux à base d'alliages métallique.

À la manière des condensateurs, une perméabilité complexe peut être employée pour caractériser le matériau Eq. 7. Le modèle de résistance et inductance série peut être déduit à partir de courbe fréquentielle de  $\mu'$ ,  $\mu''$  (Eq. 8).

$$\underline{\mu}(f) = \mu'(f) - j \cdot \mu''(f) = \mu_0 \cdot (\mu'_r(f) - j \cdot \mu''_r(f)) \quad \text{Eq. 7}$$

$$\underline{Z} = j \cdot \underline{L} \cdot \omega = j \omega \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot \mu' + \omega \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot \mu'' \quad \text{Eq. 8}$$

À partir d'une certaine fréquence caractéristique, le matériau tend à perdre ses propriétés magnétiques. On observe dans cette zone une forte chute de  $\mu'$  accompagnée d'une hausse rapide de  $\mu''$ . Le composant ne se comporte alors plus comme une inductance. Un autre phénomène apparaît également, limitant la plage d'utilisation fréquentielle du composant. Au-delà d'une certaine fréquence le courant capacitif dérivé par les capacités parasites entre les différentes spires du bobinage devient supérieur au courant générant le flux magnétique dans le matériau.

### 3.2.3 Transformateur

Le transformateur est le composant central des alimentations isolées. Il constitue bien souvent le composant le plus compliqué à dimensionner, le plus volumineux et celui qui présente le plus de pertes. En effet, il ne transfère pas de l'énergie uniquement sous forme d'électrons mais emploie des ondes électromagnétiques comme intermédiaire pour la grande majorité des technologies employées. Contrairement au condensateur, c'est un élément qui est souvent fabriqué de manière personnalisée. Les parties suivantes présentent ses différents rôles.

#### 3.2.3.1 Fonctions du transformateur

##### 3.2.3.1.1 Isolation

L'isolation consiste à recréer une source de tension électriquement déconnectée du circuit d'alimentation primaire. Ainsi, celui-ci peut alimenter des charges à des potentiels flottants, en s'affranchissant de potentiel de référence du circuit primaire. Cela permet également d'utiliser plusieurs sorties à partir d'une même alimentation tout en les laissant totalement indépendantes, c'est-à-dire sans référence de potentiel commune.

La fonction isolation joue également un rôle de sécurité électrique. À la fois pour les personnes, les potentiels flottants n'étant pas référencés à la terre, mais aussi pour le matériel en limitant la propagation de défauts.

Diverses techniques sont mises en œuvre selon l'utilisation et la gamme de puissance :

- Les transformateurs piézo-électriques sont basés sur un couplage électromécanique. Ils garantissent une tension d'isolement élevée mais ne peuvent transférer que quelques watts [32] ;
- Les transformateurs magnétiques où le transfert d'énergie se fait par une variation du flux magnétique, qui seront le sujet des prochains paragraphes.

#### 3.2.3.1.2 Constitution

Un transformateur est composé de trois grandes parties : le circuit électrique primaire (sous forme de bobine) qui apporte l'énergie et crée un champ d'induction magnétique ; un circuit magnétique qui guide ce champ ; un ou plusieurs circuits secondaires (également sous forme de bobines) qui vont reconverter l'énergie magnétique en énergie électrique.

Afin de réduire le volume et de limiter les pertes liées au matériau et de s'affranchir de leurs non linéarités, certains travaux de recherche tentent d'utiliser des transformateurs sans noyaux [33] [34]. Ceux-ci posent des problèmes de courants magnétisants importants qui peuvent être en partie amoindris par l'utilisation de circuits résonants venant compenser l'inductance magnétisante [35] et/ou l'augmentation des fréquences de découpage. Une autre problématique est celle des champs rayonnés qui diminuent les performances *CEM* du convertisseur et induisent des courants dans les conducteurs voisins.

#### 3.2.3.1.3 Adaptation du niveau de tension

Cet élément transmet un flux de puissance par un *medium* autre que l'électricité. À ce titre, lors de la reconversion, les niveaux de tensions et de courants peuvent être choisis arbitrairement. Cette propriété en fait un de moyens les plus simples de modifier des niveaux de tension. Puisque cette adaptation se fait physiquement en ajustant le nombre de spires, elle ne peut être modifiée lors du fonctionnement du convertisseur. Ainsi, le transformateur a souvent le rôle de faire correspondre au plus près les niveaux de tension en entrée et en sortie. Les ajustements plus fins ou dynamiques sont réalisés grâce aux interrupteurs de puissance.

Selon les valeurs de couplage, le rapport du nombre de spires entre primaire et secondaire ne correspond pas forcément au rapport des niveaux de tension.

#### 3.2.3.2 Dimensionnement des transformateurs

Un dimensionnement des composants magnétiques sera présenté au chapitre V. Les grands principes sont cependant les suivants :

- les difficultés de conception d'un transformateur reposent sur le fait que limiter les pertes dans les parties électriques augmente les pertes dans les parties magnétiques et vice-versa. Diminuer le volume du composant homothétiquement augmente les pertes dans les deux parties. Modéliser correctement les pertes engendrées n'est pas direct. Enfin, la technologie de fabrication limite les possibilités, les matériaux fournis par les fabricants présentent des disparités importantes et leurs propriétés varient avec la température ;
- dans les parties magnétiques, les grandeurs ayant une importance dans les pertes sont au premier ordre la vitesse de variation de l'induction  $\vec{B}$  qui va induire des micro-courants dans le composant. Le niveau maximum d'induction et la fréquence servent souvent de référence dans le cas de formes d'ondes sinusoïdales. Des coefficients de correction peuvent être obtenus pour des formes plus complexes [36]. De même, les déplacements des parois des domaines magnétiques<sup>7</sup> liés à l'aimantation du matériau induisent des micro-courants sources de pertes ;

---

<sup>7</sup> Ces parois sont appelées parois de Bloch et elles séparent des domaines (de Weiss) dans lesquelles l'aimantation est uniforme. Ils mesurent quelques centaines de microns de côté.

- il n'y a pas de problème de saturation de la polarisation magnétique dans les convertisseurs ne possédant pas de composante fréquentielle basse fréquence. En effet, l'utilisation de fréquences élevées ne permet pas de travailler à des niveaux d'induction élevée car les pertes fer sont alors limitantes thermiquement ;
- Les pertes dans les conducteurs des composants magnétiques augmentent avec la vitesse de changement du champ magnétique qui les traverse.

En réalisant les hypothèses et considérations suivantes :

- Densité de courant et de flux magnétique homogènes et sinusoïdaux ;
- Transformateur de section de circuit magnétique  $S_{fer}$  et de section de fenêtre de bobinage  $S_{cuivre}$  ;
- Coefficient de remplissage  $k_b < 1$ .

Des relations liant l'induction  $B_{max}$ , ainsi que la densité de courant  $J_{eff\_prim/sec}$  parcourant les circuits électriques primaires et secondaires, la fréquence  $f$  ainsi que les nombres de spires primaires et secondaires  $N_p$  et  $N_s$  pour une tension et un courant primaire  $U_{eff}$  et  $I_{eff}$ , peuvent être obtenues Eq. 8 et Eq. 9:

$$S_{fer} = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{N_p \cdot 2\pi f \cdot B_{max}} \quad \text{Eq. 9}$$

$$S_{cuivre} = \frac{N_p}{k_b} \cdot I_{eff} \cdot \left( \frac{1}{J_{eff\_prim}} + \frac{1}{J_{eff\_sec}} \right) \quad \text{Eq. 10}$$

En faisant le produit des deux surfaces, l'équation dite « du produit des aires » est obtenue. Elle peut être utilisée pour obtenir un dimensionnement grossier d'un transformateur. Elle est indépendante du nombre de spires et permet d'obtenir une idée du volume que nécessite le transformateur pour une puissance donnée en fixant l'induction dans le circuit et la densité de courant souhaitées. La grandeur obtenue est proportionnelle au volume du transformateur à la puissance  $4/3$ . Dans le cas où le concepteur cherche à obtenir les mêmes densités de courant au primaire et au secondaire, l'équation suivante est obtenue avec  $\alpha$  un coefficient de proportionnalité :

$$S_{fer} \cdot S_{cuivre} = \frac{U_{eff} \cdot I_{eff}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f \cdot B_{max}} \cdot \frac{1}{k_b \cdot J_{eff}} = \alpha \cdot V^{4/3} \quad \text{Eq. 11}$$

Cette équation montre qu'au premier ordre, quand les densités de courant et de flux sont homogènes, utiliser plusieurs transformateurs pour faire transiter une puissance électrique est contre-productif en termes de volume. Par exemple, un transformateur dimensionné pour une tension  $U_{eff\_1}$  et un courant  $I_{eff\_1}$  aurait un produit des aires  $P_{a1}$  correspondant à un volume proportionnel à  $P_{a1}^{3/4}$ . Le fractionnement de ce transformateur en deux avec un courant deux fois moindre – tous les autres paramètres restant les mêmes par ailleurs – correspondrait à un volume total de  $2 \cdot (P_{a1}/2)^{3/4} = (2/2^{3/4}) \cdot P_{a1}^{3/4}$ , ce qui est supérieur au volume du transformateur non scindé. Le volume total de matériaux étant supérieur alors que les sources volumiques de pertes fer restent identiques, ces dernières seraient augmentées. Les pertes cuivre le seraient également puisque la densité de courant reste la même alors que le volume de cuivre augmente.

Cependant, ce raisonnement simpliste n'est vrai qu'à basse fréquence lorsque les densités de flux et de courant sont homogènes. La répartition du courant dans les conducteurs à haute fréquence rend ce problème bien moins évident. Ceci sera étudié dans le *Chapitre V*. De plus, les limites de ce dimensionnement sont montrées par le fait qu'il n'exprime pas les pertes directement. La remarque

sur le fractionnement souligne par exemple que diviser le transformateur en deux va augmenter son volume mais ne donne pas d'évolution évidente sur les pertes totales si le changement n'est pas homothétique ou si plusieurs paramètres varient en même temps. Dans certains cas, les valeurs de  $B_{max}$  et  $J_{eff}$  choisies arbitrairement pourraient alors être ajustées de manière à diminuer le volume total à pertes constantes.

L'équation Eq. 11 met en avant le facteur de mérite du matériau magnétique : le produit  $f \cdot B_{max}$ . Les fabricants de matériaux le caractérisent à densité de pertes fer constantes. Ce facteur de mérite est représentatif de la densité de puissance stockable ou transférable par le composant magnétique. En effet, plus il est élevé, plus le transformateur pourra faire transiter une puissance importante pour un même produit  $S_{fer} \cdot S_{cuivre}$ . D'un autre point de vue, à puissance constante, une augmentation du produit  $f \cdot B_{max}$  réduit le volume du composant. Or ce produit  $f \cdot B_{max}$  présente un maximum en fréquence pour chaque nuance de matériaux magnétiques de type ferrite et, en choisissant le matériau convenable, ne fait qu'augmenter (Fig. 20). Cela signifie que pour pouvoir transmettre une puissance fixée à pertes identiques, le meilleur choix d'un point de vue du transformateur est de chercher à exploiter les très hautes fréquences (>10MHz). Cette course aux hautes fréquences est limitée par la répartition du courant dans les conducteurs qui vont provoquer des pertes supplémentaires non prises en compte dans l'hypothèse de la méthode du produit des aires. De plus, les autres éléments du convertisseur voient leurs pertes simplement augmenter avec la fréquence. Le dimensionnement du transformateur réside ainsi dans un compromis à la fois interne (pertes fers/pertes cuivres) mais aussi système (pertes transformateur/pertes en commutation dans les transistors). Ceci met en exergue une des difficultés que peut rencontrer le concepteur d'un convertisseur de puissance : Il est impossible de subdiviser le problème en éléments simples indépendants. Une conception ne sera optimale que si tous les éléments sont dimensionnés conjointement.

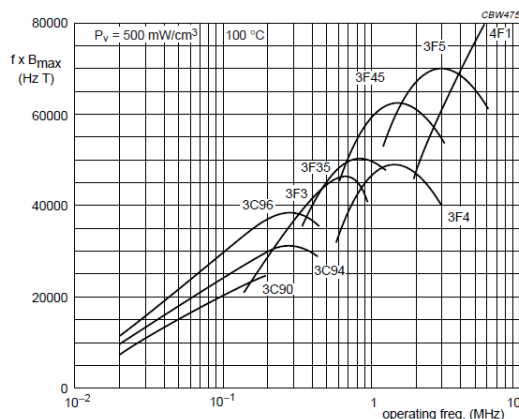


Fig.19 Performance factor ( $f \times B_{max}$ ) at  $P_v = 500 \text{ mW/cm}^3$  as a function of frequency for power ferrite material

Fig. 20 Évolution du facteur de mérite des différents matériaux magnétique proposés par le constructeur Ferroxcube

L'évolution des transistors grand gap a permis la diminution de leurs capacités parasites et donc des pertes en commutation. Ce qui a engendré une augmentation des fréquences auxquelles fonctionnent les transformateurs actuels. Un composant plus petit peut ainsi être obtenu. De ce fait, le bobinage du transformateur est réalisable sur circuit imprimé avec un nombre raisonnable de couches. En considérant un design à pertes constantes, la taille du composant étant réduite, sa surface d'échange thermique est diminuée si sa forme est conservée. Ce qui augmente sa température.

Les coefficients de température positifs sur la résistivité des conducteurs et sur les pertes fer (passé un certain seuil d'environ 80°C généralement) peuvent provoquer un emballement thermique. L'utilisation de pot aux facteurs de forme adaptés est donc requise. Ainsi sont apparus les transformateurs planars. Leur forme plate permettant d'augmenter la surface d'échange tout en diminuant l'encombrement vertical.

Ces derniers points illustrent combien le choix de la fréquence de fonctionnement est un facteur fondamental pour une conception optimale d'une alimentation isolée. La tendance industrielle

actuelle pour les gammes de tension et de puissance considérées se situe dans la fourchette [100 kHz - 500 kHz] tel que montré en Annexe I : données sur les convertisseurs.

Finalement, l'optimisation de ce composant reposant sur quelques paramètres (forme du pot, matériau, fréquence et température d'utilisation, forme nombre et position des spires, présence d'entrefer) est l'une des étapes les plus compliquée.

## II-4 Architectures de conversion isolée et régulée

La construction de l'alimentation DC-DC requise par la structure IBIS nécessite de réaliser deux fonctions : l'isolation et la régulation. Trois approches sont aujourd'hui en concurrence dans la gamme [100-2000] Watts, [3-400] Volts et [5-50] Ampères. Ces approches visent chacune à fournir les performances optimales en termes de compacité, rendement, fiabilité, comportement *CEM*, etc.

### 4.1 Isolation et régulation concomitantes

Ces fonctions peuvent être réalisées en une fois par une unique structure, comme le montre la Fig. 21 Dans la majorité des cas, cette structure sera un Dual Active Bridge (*DAB*) ou bien, à mesure que la puissance diminue [37], une structure à résonance LLC ou CLLC. Ces dernières permettent – contrairement au LC – de réaliser une fonction élévatrice et abaisseuse dans le cas d'une charge résistive. Le fonctionnement général de ces structures est décrit dans les parties 3 à 5 du chapitre III. L'avantage de cette approche est l'utilisation d'un unique convertisseur comportant peu d'éléments. Cependant ces derniers doivent être dimensionnés pour fonctionner dans les points extrêmes de leurs plages de fonctionnements. À puissance donnée, la tension maximale engendre un flux magnétique élevé qui contraint le transformateur, tandis que la tension minimale implique de faire circuler des courants plus importants dans la structure, ce qui augmente les pertes par effet joule. Le dimensionnement est rendu d'autant plus ardu que la plage de tension est étendue. Souvent, seule l'augmentation du volume du convertisseur permet de lever ces doubles contraintes. Certains industriels élargissent leurs gammes de tension annoncées sous réserve d'une dégradation des caractéristiques lors de l'approche des *extrema*.

Un second inconvénient est la difficulté du contrôle-commande qui peut mettre en jeu plusieurs types de stratégies (fréquentielle, *phase-shifting*, rapport cyclique, méthodes hybrides). Ces techniques nécessitent à la fois une puissance et une vitesse de traitement importante et impliquent des complexités d'implémentations hardware (commande isolée des régulateurs synchrones, ajustement des délais de propagation dus à la chaîne de traitement et aux drivers). Cette approche est d'autant meilleure que la plage de tension d'entrée est restreinte.

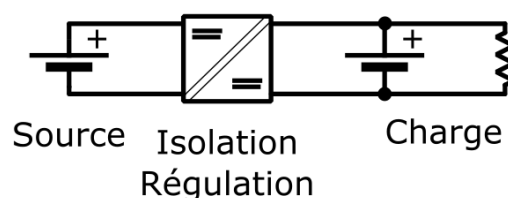


Fig. 21 Régulation et isolation confondues

### 4.2 Isolation et régulation par hybridation série

Une seconde idée réside dans l'association en cascade d'un convertisseur non isolé assurant la régulation du niveau de tension et d'un convertisseur isolé n'assurant que la fonction d'isolation galvanique comme montré Fig. 22 . Le convertisseur assurant la régulation est traditionnellement un buck extrêmement efficace sur une plage étendue de tension d'entrée et compact de par l'absence de

transformateur. Il est généralement placé du côté où la tension varie. Ainsi, cette technique permet de gérer une large plage de variation de la tension d'entrée (respectivement sortie) tout en laissant le convertisseur isolé fonctionner librement à son point de rendement maximum. Dans le cas où celui-ci est un convertisseur résonant, il fonctionne alors à sa fréquence de résonance de manière autopilotée. Aux chutes de tensions près dans les éléments, sa tension d'entrée est alors recopiée en sortie. La dénomination de ce type de fonctionnement est « transformateur continu » (*DCX*). La fréquence de fonctionnement du convertisseur assurant l'isolation est indépendante de la charge et assure la commutation douce des transistors. Cela permet également de relâcher les contraintes de dimensionnement du convertisseur à résonance puisqu'il n'a plus à assurer de régulation. Ainsi, pour des alimentations à résonance, des inductances séries de plus faible valeur sont utilisables puisque le facteur de qualité ne nécessite plus d'être aussi élevé pour assurer la régulation sans que l'excursion en fréquence ne soit trop importante. Ceci est décrit dans le chapitre III. L'exploitation de l'inductance de fuite du transformateur comme élément résonant est alors simplifiée. Cependant, la puissance traverse alors une série de convertisseurs contribuant chacun à la chute du rendement global et à l'augmentation du volume total. Cette solution est exploitée par plusieurs fabricants industriels, notamment Synqor [38] et Vicor [39] ainsi que par différents acteurs académiques [40][41].

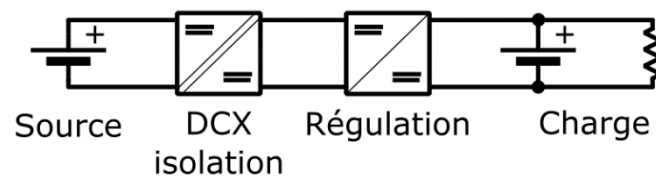


Fig. 22 Régulation de tension par l'ajout d'un convertisseur en série

Dans le cas où les tensions d'entrée et de sorties sont susceptibles de varier toutes les deux, le *DCX* peut être encadré par deux régulateurs. Cela lui permet de fonctionner systématiquement avec les mêmes tensions d'entrée et de sortie (une faible variation de celles-ci permettant de réguler le flux de puissance). L'ajout d'un second convertisseur régulé pénalise néanmoins les performances globales de conversion.

Le comportement du transformateur continu peut être exploité pour varier la tension de sortie (respectivement d'entrée) en agissant sur sa tension d'entrée (respectivement de sortie). Cette méthode nécessite alors un dimensionnement compatible avec des variations de tension.

### 4.3 Isolation et régulation par hybridation parallèle

Finalement, une troisième voie plus récente consiste à séparer le flux d'énergie vers deux convertisseurs qui agissent parallèlement (Fig. 23). Le premier réalise l'essentiel du transfert de puissance en fonctionnant en *DCX*. Le second assure la régulation mais ne fait transiter qu'une fraction de l'énergie totale. L'avantage de cette méthode par rapport à la précédente est que la majorité de la puissance transite par un convertisseur ayant un excellent rendement et dont la commande simplifiée permet un fonctionnement à haute fréquence. Cependant, ce système nécessite deux convertisseurs isolés et une commande qui doit prendre en compte leurs interactions si leurs dynamiques sont proches. Cette solution est possible lorsque la tension d'entrée est contenue dans une plage restreinte afin de conserver une répartition optimale du flux de puissance entre les convertisseurs.

Une implémentation de cette technique est présentée Fig. 23. Dans cette configuration, la tension d'entrée du convertisseur régulateur  $V_{reg}$  est ajustée afin de contrôler la tension d'entrée du convertisseur agissant en *DCX*. La tension d'entrée totale  $V_1$  est fixée par la source. Le

dimensionnement est réalisé de manière qu'au point de fonctionnement nominal, la tension d'entrée du DCX ( $V_{DCX}$ ) soit proche de la tension de la source ( $V_1$ ). Ainsi, le régulateur fonctionne à basse tension en entrée et faible courant en sortie. Les semi-conducteurs sont alors de faible puissance apparente, ce qui limite leurs pertes en conduction et/ou en commutation. Un compromis est à trouver entre la plage de tension d'entrée réglable et le rendement du convertisseur global. En effet, plus le convertisseur régulateur est nominalelement soumis à une fraction importante de la tension d'entrée, plus la plage de régulation possible est grande. Cependant celui-ci transférera alors une part plus importante de la puissance (avec un rendement inférieur à celui du DCX).

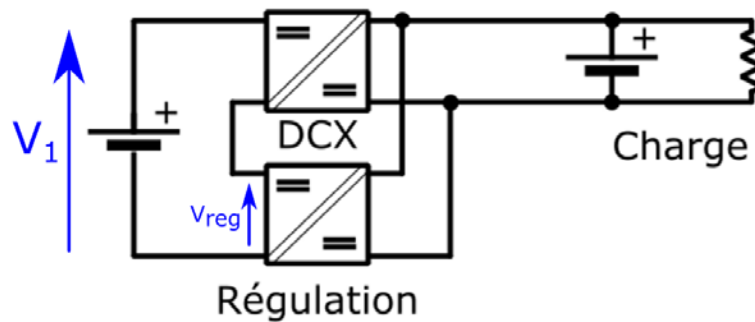


Fig. 23 Architecture de conversion et régulation en parallèle

[42] présente une réalisation 48 V vers 1 V 80 A. Le convertisseur DCX fonctionne à 1 MHz. L'isolation galvanique n'est pas assurée en raison de l'utilisation d'un convertisseur buck (fonctionnant à 600 kHz) assurant la régulation. Le transformateur n'est utilisé qu'à des fins d'abaisseur de tension et non d'isolateur galvanique (40V vers 1V). Cette architecture permet de faire transiter 84% de la puissance par le LLC matrix transformer fonctionnant en DCX. Le rendement global dépasse 91% de 20 à 80 A de sortie sous tension d'entrée nominale. Ceci se montre supérieur à la solution industrielle proposée par Vicor qui utilise une structure similaire à la Fig. 22 tout en ayant un volume « très comparable ». Elle garde un rendement quasi constant lorsque la tension d'entrée monte à 54 V, ce qui semble indiquer que la régulation n'impacte pas le rendement de manière significative.

[43] propose une solution complètement isolée basée sur deux LLC en DCX en série dont une partie des éléments résonants sont communs. Un « petit » convertisseur buck fonctionnant à sa propre fréquence permet d'imposer la tension en sortie du deuxième LLC. Cette tension est alors recopiée en entrée du fait du fonctionnement en DCX. Cela ajuste la tension du premier LLC. Cette structure est présentée sur la Fig. 24 . La tension d'entrée peut varier entre 340 V et 380 V pour une sortie régulée à 40 V 25 A. Le LLC principal fonctionne à 1 MHz et fait transiter 88% de la puissance à la tension d'entrée nominale. Les rendements obtenus sont de l'ordre de 96.5% pour une puissance de sortie de 400 W à 1000 W (10 A à 25 A). Son évolution avec la tension d'entrée n'est pas précisée et serait intéressante. Des mesures de comportement dynamique sont présentées mais ne sont pas étudiées théoriquement. Un inconvénient de cette solution est qu'elle nécessite trois convertisseurs.

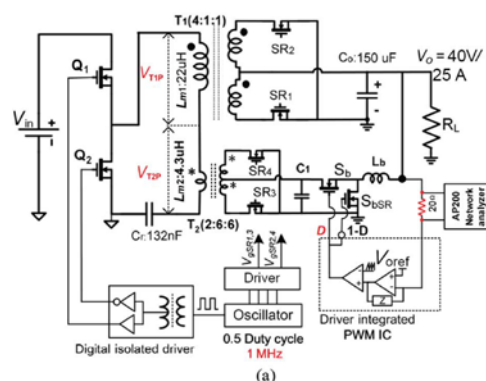


Fig. 24 Structure proposée dans [43]

[44] emploie l'association d'un LLC en DCX et d'un DAB pour faire la régulation tout en accentuant la nécessité d'avoir une modélisation efficace des convertisseurs pour en faire la commande. Le rendement obtenu est supérieur à 95% de 400 à 1200 W de sortie (8 A à 25 A) pour une conversion de 400 V vers 48 V. La régulation fonctionne pour des tensions d'entrées comprises entre 370 V et 430 V mais l'évolution du rendement n'est pas présentée. Les images de prototypes semblent montrer que l'intégration n'était pas au cœur de l'étude.

Finalement, [45] n'utilise qu'un seul composant magnétique pour les deux convertisseurs afin de réduire les pertes et l'encombrement ajoutés par le régulateur auxiliaire. Ce dernier se compose ainsi d'enroulements pris sur le transformateur associés à un redresseur double alternance en demi-pont. La tension obtenue aux bornes de  $C_o$  sur la Fig. 25 permet à un convertisseur non isolé de réguler la tension  $V_c$ . Cette tension étant présente dans la maille du convertisseur LLC fonctionnant en DCX, ce dernier est régulé en tension d'entrée.

Le convertisseur fabriqué possède des tensions nominales de 48 V en entrée vers 12 V en sortie pour un courant de 25 A. Le découpage s'effectue à 1 MHz. La plage de régulation n'est pas indiquée mais le rendement est supérieur à 95 % à partir de 20% de la puissance de sortie nominale sous 55 V d'entrée. La densité atteint 22,6 kW/L.

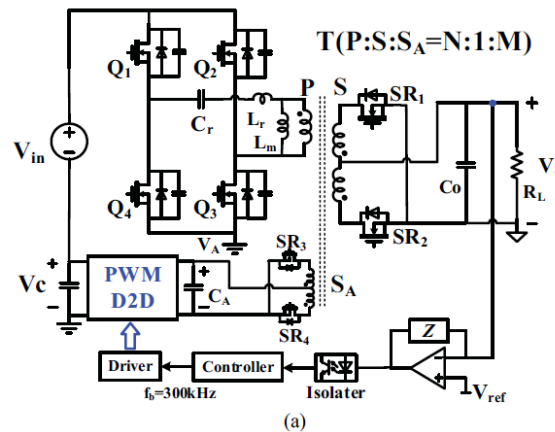


Fig. 25 Structure proposée dans [45]

Une seconde implémentation est celle de Fig. 26 . Dans cette conformation, le pont d'entrée du DCX génère des tensions carrées  $v_{pri}$  de rapport cyclique 0,5. Le convertisseur régulateur génère des tensions créneaux  $v_{aux}$  de même amplitude mais de rapport cyclique moins élevé. Les fondamentaux de ces tensions sont en phase. Ainsi le primaire du transformateur principal est soumis à la différence de ces tensions au travers du transformateur auxiliaire (formes d'ondes Fig. 27).

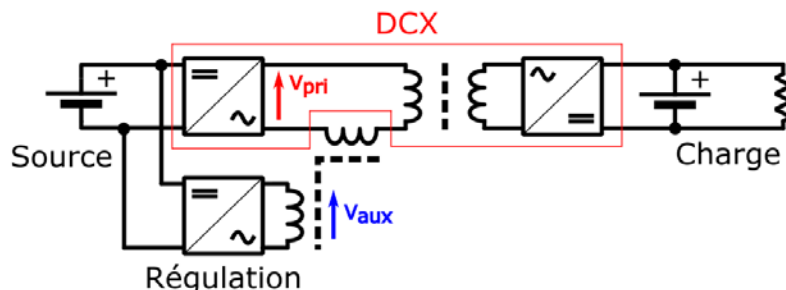


Fig. 26 Convertisseur isolé avec compensation série de la tension

[46] Présente une implémentation de cette technique dans un convertisseur 48 V +/- 25% vers 12 V pour une puissance de sortie de 100 W à 200 kHz réversible. Le convertisseur auxiliaire est un simple pont en H qui permet d'ajouter ou de soustraire une tension sous forme de créneau avec un rapport cyclique variable centré sur la commande du LLC DCX tel qu'illustré Fig. 27. Cela permet de modifier la



valeur du fondamentale de la tension d'entrée au prix d'une augmentation du taux d'harmoniques. Les courbes de rendement obtenues varient selon la tension d'entrée et la puissance de sortie et restent entre 89% et 92% sauf lorsque la tension d'entrée est très proche de la tension de sortie au rapport de transformation près. Le rendement monte alors à 94% (Fig. 28). Le convertisseur régulateur étant isolé, les auteurs démontrent qu'il vaut mieux connecter celui-ci du côté haute tension (éventuellement à la sortie donc) afin de limiter la valeur du courant circulant. Peuvent alors se poser des problèmes de régulation au démarrage du convertisseur.

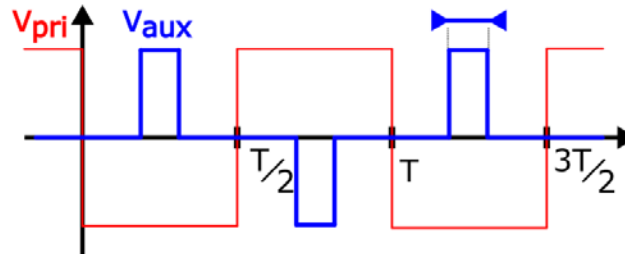


Fig. 27 Formes d'onde de tension correspondantes à la Fig. 26. La largeur des créneaux peut varier afin de réguler la tension du fondamental

Dans une évolution de leur article [47], les auteurs étudient la possibilité d'ajouter un convertisseur *buck* en série avec le pont en H du régulateur. Cela permet de modifier la tension au niveau du transformateur secondaire et de travailler à rapport cyclique 0,5. Grâce à cette méthode, le pont en H du régulateur commute aux mêmes instants que celui du LLC et moins d'harmoniques sont générées. Une étude des pertes moyennement approfondie est menée. Cette étude conclut qu'il n'y a pas de gains provenant de l'ajout d'un convertisseur *buck*. L'article souligne l'intérêt de connecter le convertisseur auxiliaire du côté où la tension fluctue afin que le DCX fonctionne toujours parfaitement dans les mêmes conditions.

Cette implémentation paraît avoir été abandonnée puisque aucun laboratoire ne semble avoir poursuivi de recherche dans ce sens et que la dernière publication de ce groupe sur ce sujet remonte à 2013. La raison en est peut-être la forme des courbes de rendement qui possède des variations trop importantes (Fig. 28).

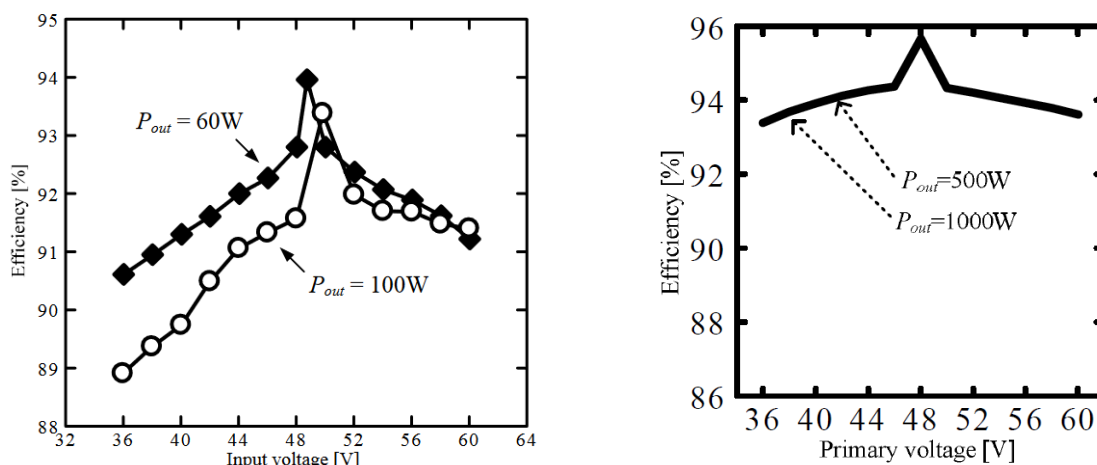


Fig. 28 Courbes de rendement du convertisseur à compensation série tirées de [46] (à gauche) et de l'évolution [47] (à droite) (les niveaux de tensions et de puissance sont différents).

Une comparaison à critère donnés de ces structures ne peut être menée, les auteurs n'indiquant pas toujours toutes les grandeurs d'intérêt (dimensions géométriques – qui ne sont pas toujours optimisées –, plage de tensions admissibles et rendements correspondants notamment). Un indicateur à la fois synthétique et précis ne peut être défini aisément. Par ailleurs, le simple fait de changer de

gamme de puissance ou de tension modifie les points bloquants. De plus, certains paramètres comme l'évolution du rendement sur l'ensemble des points de fonctionnement sont difficiles à prendre en compte. Ainsi, la détermination d'un agencement optimal des convertisseurs n'est pas triviale, d'autant plus qu'il peut changer selon les conditions du cahier des charges.

## II-5 Facteur de conversion

### 5.1 Définition

Dans le cas général, le niveau de tension de sortie d'un convertisseur doit être régulé. Le transformateur joue un rôle de premier plan dans la modification du niveau de tension. Cependant son rapport de transformation est fixé dès sa construction. L'électronique qui lui est associée doit assurer le complément.

Plus le rapport de transformation nécessaire est élevé, plus grandes seront les contraintes de réalisation du transformateur. De même, plus la plage de conversion complémentaire assurée par l'électronique est étendue, plus les pertes qui lui sont associées seront importantes.

Ainsi, deux indicateurs permettant de qualifier la « difficulté » de conversion due à la fois au rapport des tensions entre entrée et sortie mais aussi à la largeur des plages admissibles et nécessaires sont présentés.

Pour cela, deux cas sont considérés. Pour chacun d'entre eux, la tension d'entrée peut varier dans un intervalle  $[V_{1min}, V_{1max}]$  auquel correspond un intervalle de tension de sortie souhaité  $[V_{2min}, V_{2max}]$ . La différence réside dans la considération de cet intervalle de sortie. Pour le premier cas, il s'agit d'une « plage de tolérance » (e.g. le convertisseur devra fournir  $12 \pm 5\% V$  : chaque tension d'entrée doit donc simplement correspondre à une tension de sortie à l'intérieur de l'intervalle). Tandis que pour le second, l'ensemble de l'intervalle de sortie doit être atteignable pour toutes les tensions d'entrée (e.g. le convertisseur doit être capable d'atteindre les points compris entre  $12-5\%=8 V (V_{2min})$  et  $12+5\%=14 V (V_{2max})$  à partir de n'importe quelle tension comprise entre  $V_{1min}$  et  $V_{1max}$  afin de pouvoir charger des batteries par exemple). Elle sera appelée « plage nécessaire ».

La Fig. 29 illustre alors le rôle du transformateur sur la conversion de l'intervalle d'entrée. Celle-ci passe de l'intervalle  $[V_{1min}, V_{1max}]$  à l'intervalle  $[m.V_{1min}, m.V_{1max}]$ . Pour l'exemple présenté, si la plage de tension de sortie est une plage de tolérance, l'électronique doit simplement être en mesure de diminuer la tension de  $\epsilon_{max\_tol-}$ . S'il s'agit d'une plage nécessaire, l'électronique doit être en mesure de diminuer la tension de  $\epsilon_{max-}$  et de l'augmenter de  $\epsilon_{min+}$ .

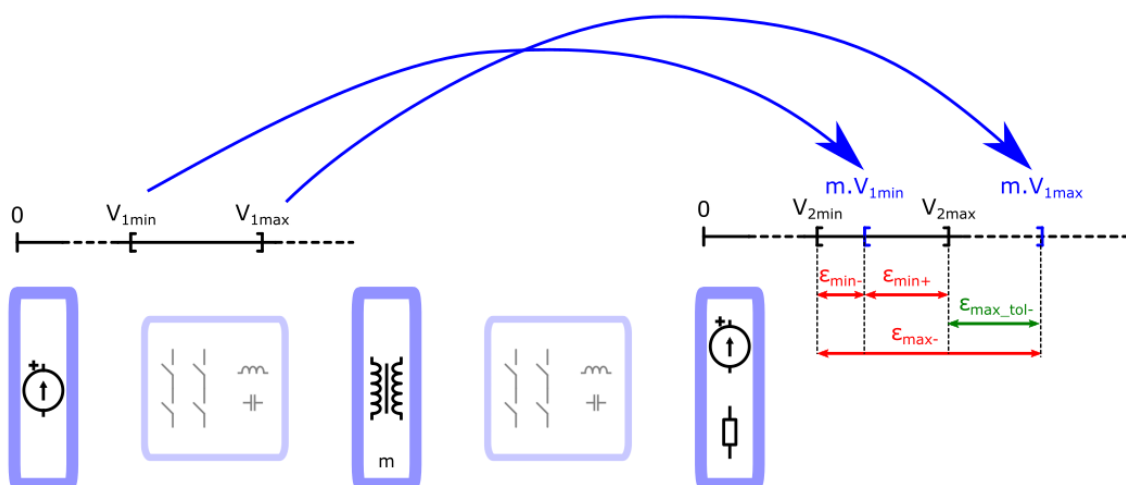


Fig. 29 Illustration des intervalles de conversion

La solution qui permet de minimiser les écarts  $\epsilon_x$  est d'utiliser un transformateur de rapport  $m_{opti}$  qui fasse correspondre la tension moyenne de la plage d'entrée à la moyenne de celle de sortie (Eq. 12) :

$$m_{opti} = \frac{V_{2max} + V_{2min}}{V_{1max} + V_{1min}} \quad Eq. 12$$

Puisque la difficulté pour l'électronique est de modifier la tension relative et non absolue, les écarts absolus  $\varepsilon_x$  sont normalisés par rapport aux tensions  $m.V_{1min}$ ,  $m.V_{1max}$ . Les indicateurs relatifs  $\delta_x$ ,  $\Delta_x$  sont définis afin de mesurer la difficulté  $Electro_{diff\_tol/nec}$  reposant sur l'électronique selon que la plage soit de tolérance ou nécessaire respectivement (Eq. 14, Eq. 15):

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_{min-} = \frac{m.V_{1min} - V_{2min}}{m.V_{1min}} \quad \Delta_{max-} = \frac{m.V_{1max} - V_{2min}}{m.V_{1max}} \\ \Delta_{min+} = \frac{V_{2max} - m.V_{1min}}{m.V_{1min}} \quad \Delta_{max+} = \frac{V_{2max} - m.V_{1max}}{m.V_{1max}} \end{array} \right\} \quad \text{Cas de plage nécessaire} \quad Eq. 13$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{max} = \frac{m.V_{1max} - V_{2max}}{m.V_{1max}} \quad \delta_{min} = \frac{V_{2min} - m.V_{1min}}{m.V_{1min}} \end{array} \right\} \quad \text{Cas de plage de tolérance} \quad Eq. 14$$

$$Electro_{diff_{nec}} = \max(\Delta_{min-}; \Delta_{max-}; 0) + \max(\Delta_{min+}; \Delta_{max+}; 0) \quad Eq. 15$$

$$Electro_{diff_{tol}} = \max(\delta_{max}; 0) + \max(\delta_{min}; 0) \quad Eq. 16$$

Ainsi, les quelques exemples suivants Tab. 3 permettent de rendre compte des difficultés de conversion :

Cas	Plage d'entrée	Plage de sortie	$m$	$Electro_{diff\_tol}$	$Electro_{diff\_nec}$
1	[10] V	[12] V	1,2	0%	0%
2	[10] V	[12] V	1	20%	20%
3	[10] V	[10 - 14] V	1,2	0%	33%
4	[8 - 12] V	[12] V	1,2	40%	40%
5	[10 - 14] V	[10 - 14] V	1	0%	69%
6	[8 - 12] V	[10 - 14] V	1,2	7%	76%
7	[25 - 52] V	[350 - 420] V	10	59%	101%
8	[25 - 52] V	[350 - 420] V	5	180%	236%

Tab. 3 Exemple de difficulté de conversion

Le cas 1 illustre un convertisseur dont le rôle est d'adapter une tension unique vers une autre. Dans ce cas, un transformateur judicieusement conçu permet d'annuler la contrainte de régulation sur l'électronique.

Parfois, la construction contraint le rapport de transformation (bobinage sur PCB, fenêtre de bobinage restreinte, limitation des capacités parasites, contrainte sur l'inductance magnétisante et le volume) qui ne peut alors être idéal. Dans ce cas, les deux premiers ainsi que les deux derniers exemples de la Tab. 3 montrent que la difficulté de conversion est répercutée sur l'électronique.

Le cas 3 illustre la conversion d'une tension d'entrée ponctuelle vers un intervalle de sortie. Dans le cas d'un intervalle toléré, la contrainte de régulation est nulle. La contrainte sur le rapport de transformation est allégée et peut varier autour de  $m_{opti}$ . En revanche, s'il s'agit d'un intervalle nécessaire, une contrainte de régulation est présente.

Le cas 4 montre l'hypothèse de transformation d'une plage de tension d'entrée vers une tension de sortie ponctuelle. Aucune différence n'est alors présente selon qu'il s'agisse d'un point de tolérance ou nécessaire. Une difficulté de conversion électronique est présente.

Si les intervalles d'entrée et de sortie sont proportionnels, alors, le choix d'un rapport de transformation optimal permet d'annuler la difficulté de conversion électronique dans le cas d'une

plage de tolérance. S'il s'agit d'un intervalle nécessaire, la difficulté électronique peut atteindre n'importe quelle valeur. Ceci est illustré cas 5.

À l'inverse, dans le cas 6, bien que les largeurs d'intervalles d'entrée et de sortie soient égales à celles du cas 5, la non-proportionnalité entre eux provoque une contrainte de conversion.

L'exemple proposé en 7 montre des intervalles beaucoup plus larges que dans 5 en valeur absolue. Toutefois, la difficulté de conversion électronique ne présente pas nécessairement d'augmentation forte.

L'extension de la plage de sortie facilite le travail du convertisseur s'il s'agit d'un intervalle de tolérance mais lui complique la tâche s'il s'avère que ce soit un intervalle nécessaire.

Dans certains cas non exposés, le convertisseur ne peut fonctionner qu'en abaisseur (resp. survolteur). Cela contraint alors le rapport de transformation à amener la tension d'entrée minimum (resp. maximum) au-dessus (resp. en dessous) de la tension de sortie maximum (resp. minimum) si l'intervalle de sortie est nécessaire. Dans le cas où il s'agit d'un intervalle de tolérance, il lui suffit d'amener la tension d'entrée minimum (resp. maximum) au-dessus (resp. en dessous) de la tension de sortie minimum (resp. maximum).

## 5.2 Facteur de conversion : problématique associée

La définition d'un facteur de conversion dans la partie précédente n'apporte des informations que sur l'entrée et la sortie du convertisseur. L'architecture de régulation (partie II-4) et la topologie de conversion sont donc indépendantes.

Cependant, des choix peuvent être effectués en regard des valeurs obtenues. En effet, plus les applications possèdent un facteur de difficulté  $Electro_{diff}$  élevé, plus certains choix se détachent. Dans le cas d'une conversion s'effectuant à l'aide d'un seul convertisseur :

- si celui-ci est un convertisseur LLC ou même LC, une large plage de tension à réguler impose une large plage de variation de la fréquence de découpage et/ou un facteur de qualité du circuit résonant faible si la charge est de type résistif. La Fig. 30 expose les courbes de gain en tension typique d'un LLC selon le facteur de qualité  $Q = 1/R \cdot \sqrt{L_{ser}/C}$  du circuit résonant (la charge de sortie joue sur le R). Plus le facteur de qualité est faible, plus le gain peut être important. Cependant, si le cahier des charges impose de fortes puissances de sorties, obtenir un faible facteur de qualité est rendu difficile par la faible valeur équivalente de résistance de sortie. L'électronique n'est ainsi pas capable de fonctionner en mode survolteur et c'est le transformateur qui doit prendre en charge l'augmentation de tension. Cela nécessite alors un fonctionnement fortement abaisseur de l'électronique lorsque les plus faibles tensions de sortie sont demandées.

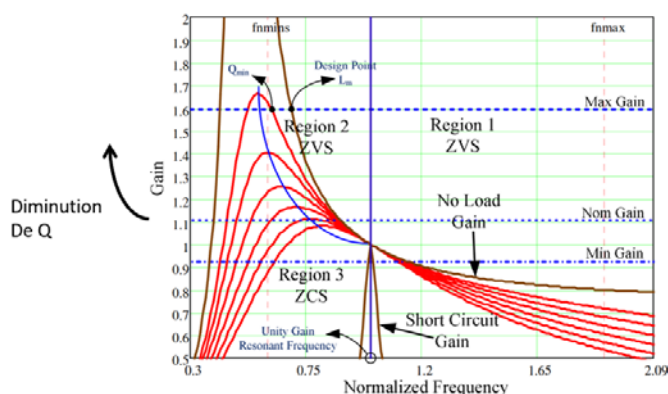


Fig. 30 Réseau de courbe de gain typiques d'un LLC chargé par une résistance en fonction du facteur de qualité du circuit résonnant. Image provenant de [48].

Un découpage à très haute fréquence est alors nécessaire. Ainsi, le ferrite doit être choisi dans un matériau compatible avec les plus hautes fréquences, ce qui signifie généralement une perméabilité moins élevée et des niveaux d'induction plus faibles. Le compromis avec le fonctionnement basse fréquence devient ainsi problématique. Les pertes en commutations dans les transistors peuvent également devenir épineuses.

Ainsi, ce sont les performances de l'ensemble du convertisseur qui pâtissent d'une trop grande difficulté à obtenir de fortes variations de tension par l'électronique.

- si le convertisseur est un *DAB* commandé en phase chargé par une résistance, une plage importante de régulation nécessite des fonctionnements à forts déphasage des ponts et/ou une faible inductance série. La première solution augmente la durée des périodes « mortes » ne transmettant que peu d'énergie à la sortie (voir chapitre III) ce qui augmente l'ondulation de tension et le courant *rms* nécessaire à puissance donnée. La deuxième solution diminue la contrôlabilité de la structure puisque les résolutions temporelles impératives pour assurer la régulation augmentent jusqu'à devenir prohibitives. En particulier lorsque la structure fonctionne à basse tension.

### 5.3 Facteur de conversion : structure de régulation

Les phénomènes décrits précédemment amènent alors les auteurs de [38] à la considération suivante : puisqu'une difficulté de conversion élevée impacte considérablement le rendement d'une structure, celle-ci doit être décomposée en sous-problème. Ainsi, puisque c'est notamment le transformateur qui est responsable des pertes, l'adoption d'une structure de conversion « régulation et isolation série » telle que présentée Fig. 22 présente l'avantage de séparer les fonctions. Un premier convertisseur assure la régulation et un second l'isolation. Le régulateur n'a alors pas besoin d'être isolé et ne possède donc pas de transformateur. L'isolateur n'a pas besoin d'être régulé et se comporte alors comme un transformateur *DC (DCX)*. Cette approche simplifie la conception de chacun d'entre eux et permet d'augmenter leurs rendements respectifs. Cependant, puisqu'ils sont en cascade, leurs pertes s'additionnent. Cette méthode est généralement adoptée lorsque la difficulté de conversion électronique atteint 75% – ce qui est décrit comme une plage de tension d'entrée 2:1 chez les industriels. Elle permet d'atteindre des difficultés de conversion supérieure à 400%.

Ainsi, au vu des discussions ci-dessus, le facteur de conversion présente trois zones auxquelles sont associées des structures de régulation (Tab. 4) :

Difficulté de régulation électronique	0%	75%	400%
Structure de régulation	Régulation et isolation concomitante		
		Régulation et isolation par hybridation série	
	?	Régulation et isolation par hybridation parallèle	?

Tab. 4 Stratégies de régulation selon la difficulté de régulation électronique

L'emploi optimal de la structure de régulation et d'isolation par hybridation parallèle n'est pas défini dans la littérature à ma connaissance. Ainsi, au vu des contraintes présentées dans le cahier des charges du projet IBIS partie 2.2, en considérant un rapport de transformation non optimal d'un, la difficulté de conversion électronique est de 64 %. C'est ainsi la structure de conversion globale qui semble la plus prometteuse.

## Annexe I : données sur les convertisseurs

Le Tab. 5 suivant présente quelques caractéristiques de convertisseurs issus du domaine industriel :

$F$ (kHz)	$P_{max}$ (W)	$\eta_{max}$	$V_{min}$ (V)	$V_{nom}$ (V)	$V_{max}$ (V)	$V_{out}$ (V)	Taille (mm*mm*mm)	Fabricant
250	200	89	9	24	36	12	61*53*13	tracoPower
250	200	90	9	24	36	24	61*53*13	tracoPower
250	200	90	18	48	75	12	61*53*13	tracoPower
250	200	90	18	48	75	24	61*53*13	tracoPower
N.C.	200	87	18	24	36	5	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	90	18	24	36	12	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	87	18	24	36	24	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	85	36	48	75	5	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	89	36	48	75	12	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	90	36	48	75	24	58*56*13	Vicor mini
100	170	79	19	24	36	5	215*115*50	Meanwell
100	200	82	19	24	36	12	215*115*50	Meanwell
100	200	85	19	24	36	24	215*115*50	Meanwell
100	200	81	36	48	72	5	215*115*50	Meanwell
100	200	84	36	48	72	12	215*115*50	Meanwell
100	200	86	36	48	72	24	215*115*50	Meanwell
250	200	84	10	24	36	12	108*102*38	CuiNC
250	200	84	10	24	36	24	108*102*38	CuiNC
250	200	86	18	48	75	12	108*102*38	CuiNC
250	200	86	18	48	75	24	108*102*38	CuiNC
220	600	96	36	48	60	11,4	58*23*14	Murata
220	25	93	42	48	57	12	22*36*11	Murata
220	25	91	42	48	57	5	22*36*11	Murata
220	120	93	9	12	36	5	58*23*13	Murata
220	120	93	9	12	36	12	58*23*13	Murata
275	54	91	9	12	36	12	33*23*9	Murata
220	396	96	36	48	75	12	58*23*13	Murata
440	502	91	9	12	36	12	35*25*10	Flex
180	650	96	40	48	60	12,5	58*37*12	Flex
230	1000	97	45	48	56	10,4	58*37*12	Flex
140	468	97	36	48	75	12	58*37*11	Flex

Tab. 5 Caractéristiques de différents convertisseurs DC-DC isolés régulés industriels

## Bibliographie

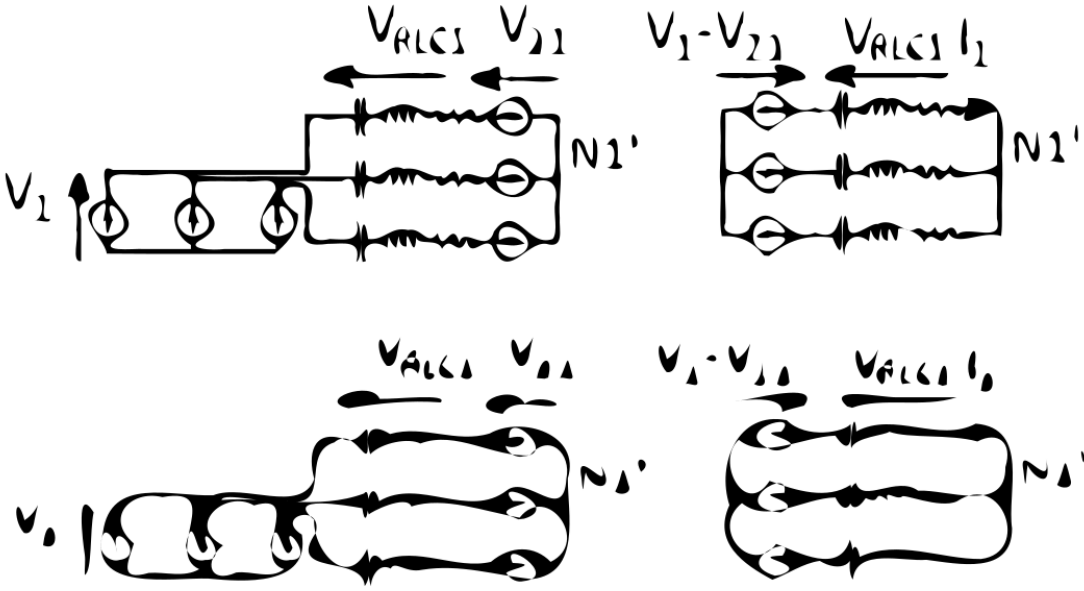
- [1] V. Bolgova, A. Leonov, S. Lefebvre, et S. Hloui, « AGING INVESTIGATION OF INVERTER-FED LOW VOLTAGE MOTOR WINDING INSULATION SUBJECTED TO HIGH DV/DT », p. 3.
- [2] F. Helling, J. Glück, A. Singer, et T. Weyh, « Modular multilevel battery (M2B) for electric vehicles », in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, sept. 2016, p. 1-9. doi: 10.1109/EPE.2016.7695480.
- [3] M. Luh, T. Blank, et M. Weber, « Comparison and Evaluation of Modular Multilevel Converter Topologies for Li-Ion Battery Systems », in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2017, p. 1-8.
- [4] L. Maharjan, T. Yamagishi, et H. Akagi, « Active-Power Control of Individual Converter Cells for a Battery Energy Storage System Based on a Multilevel Cascade PWM Converter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 3, p. 1099-1107, mars 2012, doi: 10.1109/TPEL.2010.2059045.
- [5] A. Shojaei, « Design of Modular Multilevel Converter-based Solid State Transformers », p. 102.
- [6] F. Martinez-Rodrigo, D. Ramirez, A. Rey-Boue, S. de Pablo, et L. Herrero-de Lucas, « Modular Multilevel Converters: Control and Applications », *Energies*, vol. 10, n° 11, p. 1709, oct. 2017, doi: 10.3390/en10111709.
- [7] T. Blank, J. Badedá, J. Kowal, et D. U. Sauer, « Deep discharge behavior of lead-acid batteries and modeling of stationary battery energy storage systems », in *Intelec 2012*, Scottsdale, AZ, USA, sept. 2012, p. 1-4. doi: 10.1109/INTLEC.2012.6374527.
- [8] « Silicon Lightworks ». <https://siliconlightworks.com/li-ion-voltage> (consulté le juill. 09, 2021).
- [9] « How far can Lilon be discharged? » <https://lygte-info.dk/info/BatteryLowVoltage%20UK.html> (consulté le juill. 09, 2021).
- [10] A. Andreta, « Automatic Design for Manufacturing in Power Electronics Based on Power Converter Arrays », p. 139.
- [11] « PowerForge - Software for Power Converters », *PowerForge*. <https://www.powerdesign.tech/> (consulté le juill. 06, 2021).
- [12] « LM5180DESIGN-CALC Calculation tool | TI.com ». <https://www.ti.com/tool/LM5180DESIGN-CALC> (consulté le juill. 06, 2021).
- [13] RichardsonRFPD et Microsemi PPG, « Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) », p. 8.
- [14] F. Roccaforte, G. Greco, P. Fiorenza, et F. Iucolano, « An Overview of Normally-Off GaN-Based High Electron Mobility Transistors », *Materials*, vol. 12, n° 10, p. 1599, mai 2019, doi: 10.3390/ma12101599.
- [15] « WP017 - eGaN FETs Deliver the Performance of GaN at the Price of Silicon ». <https://epc-co.com/epc/DesignSupport/WhitePapers/WP017-eGaNfetsDeliverthePerformanceofGaNatthePriceofSilicon.aspx> (consulté le juill. 06, 2021).
- [16] M. M. Jovanovic et B. T. Irving, « Efficiency optimization of LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range by on-the-fly topology-morphing control », in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, mars 2015, p. 1420-1427. doi: 10.1109/APEC.2015.7104534.
- [17] H. Higa, S. Takuma, K. Orikawa, et J. Itoh, « Dual active bridge DC-DC converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load », in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, sept. 2015, p. 6344-6351. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310549.
- [18] A. Coccia, F. Canales, P. Barbosa, et S. Ponnaluri, « Wide input voltage range compensation in DC/DC resonant architectures for on-board traction power supplies », in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2007, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2007.4417709.

- [19] C. Li et H. Wang, « A Wide Gain Range LLC Resonant Converter Based on Reconfigurable Bridge and Asymmetric Resonant Tanks », in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, mars 2019, p. 3281-3286. doi: 10.1109/APEC.2019.8722214.
- [20] A. Beager, J.-M. Haussonne, et J.-C. Niepce, « Condensateurs : Dossier complet | Techniques de l'Ingénieur ». <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-electronique-tiaea/archive-1/condensateurs-e1925/> (consulté le juill. 02, 2021).
- [21] « Ceramic capacitor », *Wikipedia*. avr. 27, 2021. Consulté le: juill. 02, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Ceramic\\_capacitor&oldid=1020229348](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Ceramic_capacitor&oldid=1020229348)
- [22] C. R. Sullivan, « Prospects for advances in power magnetics », in *CIPS 2016; 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, mars 2016, p. 1-9.
- [23] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, Z. Wang, et Y. Liu, « A horizontal-winding multi-permeability distributed air-gap inductor », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 994-1001. doi: 10.1109/APEC.2012.6165940.
- [24] R. H. Carestia, A. L. F. Stein, et C. R. Sullivan, « Winding Shape Optimization in Transformers », in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Toronto, ON, Canada, juin 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769697.
- [25] J. D. Pollock et C. R. Sullivan, « Loss models for shaped foil windings on low-permeability cores », in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, juin 2008, p. 3122-3128. doi: 10.1109/PESC.2008.4592432.
- [26] F. Beauclair, J.-P. Delvinquier, et J.-P. Gros, « Transformateurs et inductances », p. 29, 1998.
- [27] F. Mazaleyrat, « Matériaux magnétiques: “« Les nouveaux matériaux »” », p. 26.
- [28] J.-C. Perron, « Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins », p. 33, 1997.
- [29] Y. Yao, « Etudes des matériaux magnétiques nanocristallins FeCuNbSiB pour applications en électronique de puissance », p. 207.
- [30] P. Lapointe, « DÉVELOPPEMENT D'UN COMPOSITE MAGNÉTIQUE DOUX AVEC REVÊTEMENT DE FERRITE NANOMÉTRIQUE », p. 193.
- [31] L.-G. Petrescu, M.-C. Petrescu, V. Ioniță, E. Cazacu, et C.-D. Constantinescu, « Magnetic Properties of Manganese-Zinc Soft Ferrite Ceramic for High Frequency Applications », *Materials*, vol. 12, n° 19, p. 3173, sept. 2019, doi: 10.3390/ma12193173.
- [32] T. Martinez, « Etude d'un transformateur piézoélectrique à onde progressive et de son application aux convertisseurs de puissance », These de doctorat, Université Paris-Saclay (ComUE), 2019. Consulté le: juill. 06, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2019SACLN047>
- [33] D. Bergogne *et al.*, « Integrated coreless transformer for high temperatures design and evaluation », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, sept. 2013, p. 1-8. doi: 10.1109/EPE.2013.6632000.
- [34] A. J. Carvajal, « First Principles Design of Coreless Power Transformers », p. 144.
- [35] Y. Wanderoild, A. Morel, R. Grézaud, G. Pillonnet, D. Bergogne, et H. Razik, « Optimal compensation capacitors maximizing coreless inductive power transfer », p. 8.
- [36] A. Van den Bossche, V. C. Valchev, et G. B. Georgiev, « Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms », in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, p. 4814-4818. doi: 10.1109/PESC.2004.1354851.
- [37] J.-M. Jarrousse, « Conception d'un convertisseur DC/DC à très haute fréquence pour l'alimentation d'une cellule radar, contributions à son intégration », p. 169.
- [38] « A Two-Stage Approach to Highly Efficient, Super-Wide Input Voltage Range DC-DC Converters ». Consulté le: juin 28, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://www.astute.global/wp-content/uploads/2020/11/wp\\_SuperWide-WhitePaper.pdf](https://www.astute.global/wp-content/uploads/2020/11/wp_SuperWide-WhitePaper.pdf)
- [39] « ds\_prm\_vtm\_evalboard.pdf ». Consulté le: juill. 08, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds\\_prm\\_vtm\\_evalboard.pdf](http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds_prm_vtm_evalboard.pdf)



- [40] C. Fei, M. H. Ahmed, F. C. Lee, et Q. Li, « Two-Stage 48 V-12 V/6 V-1.8 V Voltage Regulator Module With Dynamic Bus Voltage Control for Light-Load Efficiency Improvement », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 7, p. 5628-5636, juill. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2605579.
- [41] M. Salato, « Datacenter power architecture: IBA versus FPA », in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, oct. 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099876.
- [42] M. Ahmed, C. Fei, F. C. Lee, et Q. Li, « High-efficiency high-power-density 48/1V sigma converter voltage regulator module », in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, mars 2017, p. 2207-2212. doi: 10.1109/APEC.2017.7931005.
- [43] X. Wu, H. Chen, et Z. Qian, « 1-MHz LLC Resonant DC Transformer (DCX) With Regulating Capability », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 5, p. 2904-2912, mai 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2521606.
- [44] Y. Liao *et al.*, « Single-stage DAB-LLC Hybrid Bidirectional Converter with Tight Voltage Regulation under DCX Operation », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2965495.
- [45] T. Liu, Y. Han, X. Wu, S. Yang, et G. Xie, « A MHz Regulated DC Transformer with Wide Voltage Range », in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, nov. 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/PEAC.2018.8590494.
- [46] S. Miyawaki, J. Itoh, et K. Iwaya, « A high efficiency isolated DC/DC converter using series connection on secondary side », in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, Sapporo, Japan, juin 2010, p. 620-625. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543336.
- [47] S. Miyawaki, J. Itoh, et K. Iwaya, « Experimental investigation and loss calculation for a bi-directional isolated DC/DC converter using series voltage compensation », in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2013, p. 1931-1938. doi: 10.1109/APEC.2013.6520559.
- [48] F. Musavi, M. Craciun, M. Edington, W. Eberle, et W. G. Dunford, « Practical design considerations for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 2596-2602. doi: 10.1109/APEC.2012.6166189.

Chapitre III - Choix d'une architecture et d'une structure adapté



Circuit tribal

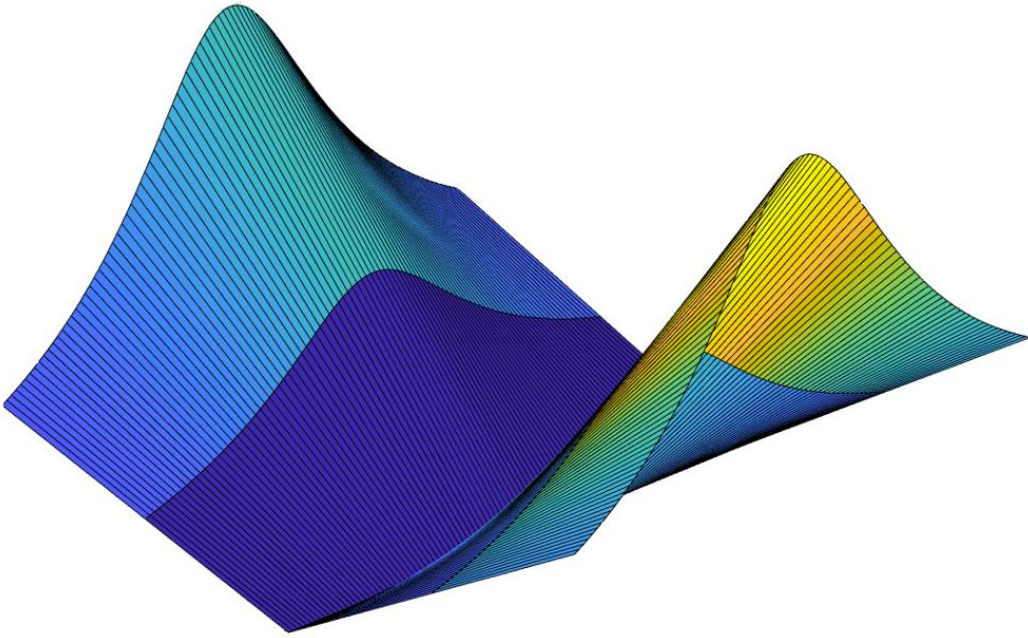


Figure 1 Raie-Manta libérée



## Table des matières

CHAPITRE III - CHOIX D'UNE ARCHITECTURE ET D'UNE STRUCTURE ADAPTE	51
III-1 STRUCTURES DE BASES	54
III-2 DUAL ACTIVE BRIDGE	56
<b>2.1 Commande en SPS</b>	<b>56</b>
2.1.1 Principes	56
2.1.2 Commutations douces	59
<b>2.2 Autres modes de commande</b>	<b>63</b>
2.2.1 Dual phase shift (DPS)	63
2.2.2 Extended dual phase shift (EDPS)	63
2.2.3 Triple phase shift (TPS)	64
2.2.4 Triangular and trapezoidal modulations (TRM/TZM)	64
<b>2.3 Conclusion</b>	<b>65</b>
III-3 CONVERTISSEUR LC	66
<b>3.1 Construction d'un modèle semi-analytique</b>	<b>66</b>
3.1.1 Fonctionnement en DCX étendu	67
3.1.2 Source sinus, émulation de pont redresseur avec hypothèse <i>FHA</i>	67
3.1.3 Comparaison avec simulation circuit d'une structure à pont de diode	69
3.1.4 Prise en compte des harmoniques et commutation selon le fondamental	72
3.1.5 Simulation circuit pour un pont de sortie fonctionnant en redresseur synchrone	74
3.1.6 Prise en compte des harmoniques, commutation sur le courant total	76
<b>3.2 Considération sur le rapport de transformation</b>	<b>77</b>
3.2.1 Cas [9-11] V vers [7-14] V	79
3.2.2 Cas [8-14] V vers [7-14] V	82
III-4 CONVERTISSEUR LLC	84
<b>4.1 Impact des paramètres caractéristiques</b>	<b>85</b>
<b>4.2 Inductance parallèle et pertes en commutation</b>	<b>88</b>
<b>4.3 Conclusion</b>	<b>95</b>
III-5 COMPARAISON DAB-L(L)C	96
<b>5.1 Cas [11-16] V vers [220-447] V, 2 kW</b>	<b>96</b>
<b>5.2 Cas 400 V vers 20 V, 330 W</b>	<b>97</b>
III-6 STRUCTURE ENVISAGEE	100
ANNEXE I CALCUL DU DISCRIMINANT CORRESPONDANT A L'EQ. 16	101
ANNEXE II CIRCUIT DE COMMANDE A BASE DE MONOSTABLES	102
BIBLIOGRAPHIE	103

## III-1 Structures de bases

Les deux structures couramment utilisées pour réaliser une conversion DC-DC isolée sur une gamme de tension allant de quelques volts à quelques centaines de volts et des puissances de plusieurs dizaines de watts à quelques kilowatts (voir dizaines de kilowatts dans certains cas) sont le LLC et Le Dual Active Bridge (DAB) dont les schémas sont décrits dans le tableau *Tab 1*.

Pour comprendre pourquoi ces structures sont les plus utilisées, quelques topologies de bases sont présentées à titre d'exemple et sont comparées à l'aide trois paramètres :

- Le nombre d'éléments. Au premier ordre, celui-ci est représentatif de la complexité de la structure, de son coût et -chaque élément introduisant des pertes-, cela est aussi un indicateur du rendement possible. Certaines structures comme le DAB et le LLC peuvent utiliser les éléments parasites du transformateur comme éléments fonctionnels du convertisseur.

- L'utilisation symétrique du transformateur. Une structure utilisant un transformateur dont l'excursion de l'induction est asymétrique nécessite un flux crête plus important pour transmettre une puissance donnée (à nombre de spires fixé) ou un nombre de spires plus important à induction crête fixée. Cela se traduit en un volume et/ou des pertes plus importantes.

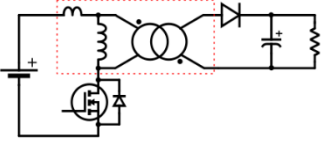
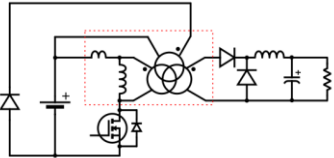
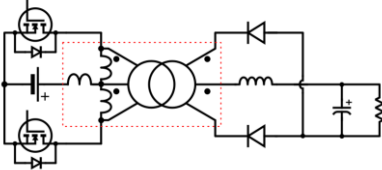
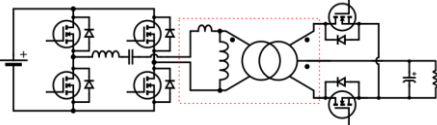
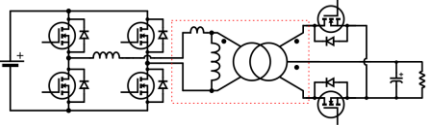
- Le type de commutations. Afin de réduire les pertes fer et le volume du transformateur, les structures de conversion modernes de puissance inférieure à la dizaine de kilowatts, fonctionnent communément à plusieurs centaines de kilohertz. Bien que l'arrivée de composants *GaN* permette de faibles pertes en commutations comparé au *Si*, l'utilisation de commutations douces est nécessaire afin d'améliorer le rendement de conversion. Cela implique une gestion fine des inductances de fuite et magnétisantes du transformateur. De plus, les commutations ZVS sont préférées aux commutations ZCS afin de recycler l'énergie des capacités parasites des transistors.

Le document [1] présente les cellules de commutations de base, ainsi que leurs déclinaisons plus avancées permettant de réaliser les fonctions de l'électronique de puissance. Les structures sont comparées selon les paramètres présentés précédemment, auxquels les auteurs ajoutent les contraintes en tensions et courants crêtes sur les composants, les difficultés à commander les interrupteurs ou à filtrer les formes de courant et tensions. Les pistes d'évolution et domaines d'application de ces topologies sont également présentés.

La complexité de la commande est un paramètre de moins en moins prépondérant au fur et à mesure que les prix des microcontrôleurs et autres DSP devient négligeables.

Sans avoir la prétention d'étudier l'ensemble des structures intéressantes et leurs variations, le tableau *Tab 1* présente quelques structures classiques ainsi que les paramètres discutés précédemment correspondants.

Bien évidemment, ces quelques structures ne représentent qu'une infime partie de celles étudiées. Anciennement, une partie des recherches visaient à délocaliser les pertes engendrées par les éléments parasites des interrupteurs de puissance et du transformateur à l'aide de circuits d'aide à la commutation (*Snubbers*) [2]. Le rôle de ces *derniers* était alors de transposer les pertes sur des éléments capables de les évacuer plutôt que sur les minuscules puces des transistors sujettes à la surchauffe. Bien que permettant la miniaturisation des convertisseurs, ces techniques n'en augmentaient pas le rendement. Par la suite, l'objectif s'est porté sur le fait de récupérer cette énergie. C'est l'apparition des snubbers actifs et des variations quasi résonantes, résonantes ou même multi-résonantes. Bien que plus efficaces, ces méthodes nécessitant d'ajouter des éléments complexifient la commande et le design des convertisseurs. Les versions résonantes génèrent de plus des sur-

Nom	Schéma simplifié	Nombre d'éléments	Flux symétrique	Type de commutations	Réf.
Boost isolé (flyback)		4	non	Dures	[3], [4]
Forward		7	non	Dures	[3], [4]
Push-pull		7	oui	Dures	[4]
LLC		10 -1 si utilisation de Lfuite Lmag +2 si pont complet au secondaire	oui	Possible	[5]
DAB		9 -1 si utilisation de Lfuite +2 si pont complet au secondaire +1 pour le condensateur anti polarisation du transformateur	oui	Possible	[6]

Tab 1 Comparaison de quelques structures de conversion DC/DC isolées élémentaires

contraintes sur les éléments sans pour autant être efficaces à tous les points de fonctionnement. La recherche se concentre aujourd'hui sur des structures simples permettant un recyclage « naturel » des énergies parasites stockées telles que le *DAB* ou le *LLC*. L'utilisation de structures en demi-pont est également d'intérêt. Ce design permet de remplacer la structure d'un pont complet à quatre interrupteurs de puissance par une structure composée de deux transistors et deux condensateurs (Fig. 1). L'intérêt de ce type de configuration est de faciliter la commande en limitant le nombre de semi-conducteurs. Dans les structures isolées à l'aide d'un transformateur électromagnétique, cela permet d'éviter de polariser petit à petit le transformateur en agissant de la même manière qu'un condensateur série. Enfin, dans le cas où le convertisseur est abaisseur, cela permet de gagner un facteur deux sur la tension d'entrée appliquée au transformateur.

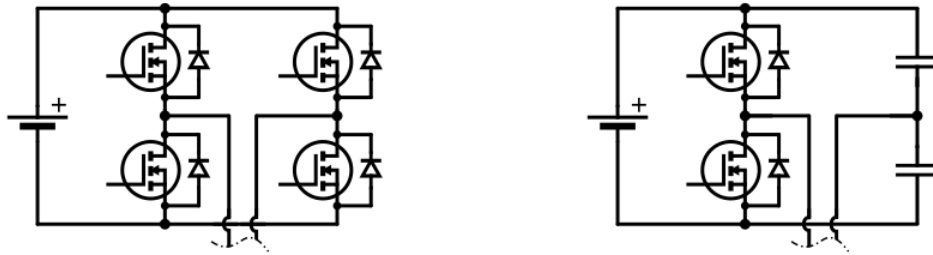


Fig. 1 Pont complet (gauche) et demi-pont (droite)

La partie suivante détaille un mode de fonctionnement du LLC, du DAB ainsi que des éléments de comparaison entre ces deux structures.

### III-2 Dual Active Bridge

Afin d'illustrer de la manière la plus simple le fonctionnement du *Dual Active Bridge* (DAB), un schéma en double pont complet (*dual active bridge*) est présenté Fig. 3 et sera utilisé pour commenter les formes d'ondes correspondantes Fig. 4.

Cette structure est symétrique en dehors du modèle choisi pour le transformateur. Le modèle adopté pour celui-ci peut néanmoins l'être également si l'inductance de fuite est partagée entre primaire et secondaire [7]. Ainsi ce type de convertisseur peut être utilisé de manière réversible.

#### 2.1 Commande en SPS

La structure Dual Active Bridge peut être pilotée de différentes manières. La plus commune est le single phase shift (SPS) [8]. Cette méthode sera employée pour décrire le fonctionnement du DAB. Elle consiste à appliquer des créneaux de tension de rapport cyclique 50% sur les ponts d'entrée et de sortie tout en déphasant leurs commandes respectives comme indiqué par l'angle  $\Delta\phi$  de la Fig. 4. Cela permet de régler le niveau de courant  $i_L$  dans l'inductance  $L (+L_f)$ . Une manière de voir ce convertisseur est de considérer une inductance entre deux sources de tension créneau contrôlées tel qu'illustré Fig.2.

##### 2.1.1 Principes

Dans les descriptions qui suivent, la tension crête à crête appliquée par le convertisseur en entrée du circuit magnétique est supposée supérieure à la tension crête à crête au secondaire de ce circuit magnétique ramenée au primaire ( $V_{in} > V_{out}/m$ ). Le cas inverse n'est pas décrit. Néanmoins, dans cette configuration, la modification de fonctionnement est marginale.

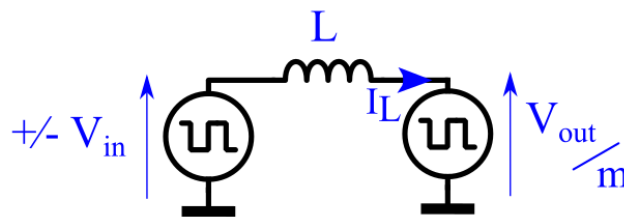


Fig.2 Principe de fonctionnement du DAB

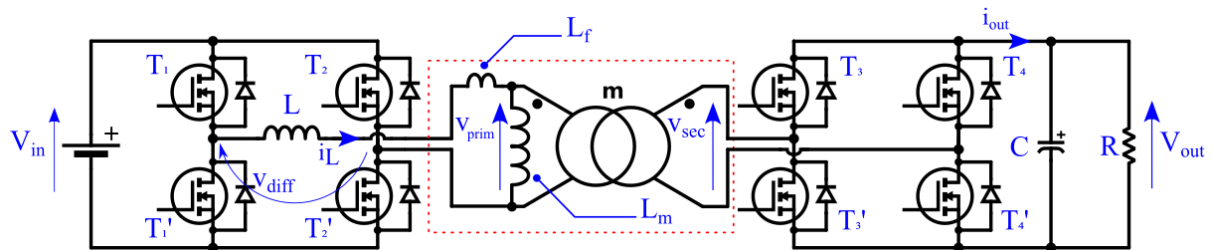


Fig. 3 Dual Active Bridge (DAB)

En faisant référence aux phases numérotées de la Fig. 4. Le principe est donc :

-phase 1 : La tension  $+V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $-V_{out}/m$  à droite de manière à faire augmenter rapidement le courant  $i_L$  dans l'inductance qui est alors soumise à  $V_{in} + V_{out}/m$ . Le courant  $i_L$  est négatif au début de cette phase, puis devient positif. Les valeurs de courant au départ et à la fin de cet intervalle étant différentes, la puissance fournie à la sortie n'est pas nulle ;

-phase 2 :  $+V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $+V_{out}/m$  à droite. Si  $V_{in}$  est supérieure à  $V_{out}/m$ , le courant  $i_L$  continue de croître, sinon il diminue. Dans les deux cas, la pente du courant est faible devant celle de l'étape précédente car le design optimal du DAB requiert  $V_{in}$  et  $V_{out}$  égales. Dans cette phase,  $V_{out}$  et  $i_L$  sont de même signe : la puissance fournie en sortie est maximale ;

-phase 3 :  $-V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $+V_{out}/m$  à droite de manière à faire diminuer rapidement le courant  $i_L$  dans l'inductance qui est alors soumise à  $-V_{in} - V_{out}/m$ . Le courant est positif au début de cette phase, puis négatif. La puissance fournie à la sortie n'est pas nulle ;

-phase 4 :  $-V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $-V_{out}/m$  à droite. Si  $V_{in}$  est supérieure à  $V_{out}/m$ , le courant  $i_L$  continue de diminuer, sinon il augmente. Dans cette phase,  $V_{out}$  et  $i_L$  sont de même signe : la puissance fournie en sortie est maximale ;

Ainsi le réglage de la puissance se fait majoritairement via la durée des étapes 1 et 3 qui conditionnent le niveau atteint par le courant et qui sera donc utilisé pour transmettre de la puissance en sortie lors des phases 2 et 4. Cette durée est réglée par le  $\Delta\phi$  : le déphasage de la commande des deux ponts. Deux problématiques se posent alors : pour monter en puissance, des variations rapides du courant lors des phases 1 et 3 sont requis. À niveau de tension et durée des phases 1 et 3 donnés, cela implique d'utiliser une inductance  $L$  d'autant plus faible que le niveau de puissance requis est important. De plus, afin de diminuer le volume du transformateur de la structure DAB, les fréquences de commutations sont aussi augmentées, ce qui diminue les durées possibles pour les phases 1 et 3. En outre, ces phases participant peu à l'échange énergétique, leurs durées doivent être minimisées vis-à-vis des phases 2 et 4 (qui participent majoritairement au transfert de puissance), ce qui conduit à viser des valeurs d'inductance d'autant plus faibles.

À titre d'exemple, en considérant une tension d'entrée  $V_{in}$  et de sortie  $V_{out}$  de 10 V, un transformateur de rapport de transformation  $m=1$ , une fréquence de commutation  $f=1$  MHz, une durée arbitrairement allouée pour la phase 1 de  $t_1=10\%$  de la période ainsi qu'une puissance de sortie  $P=100$  W. En utilisant

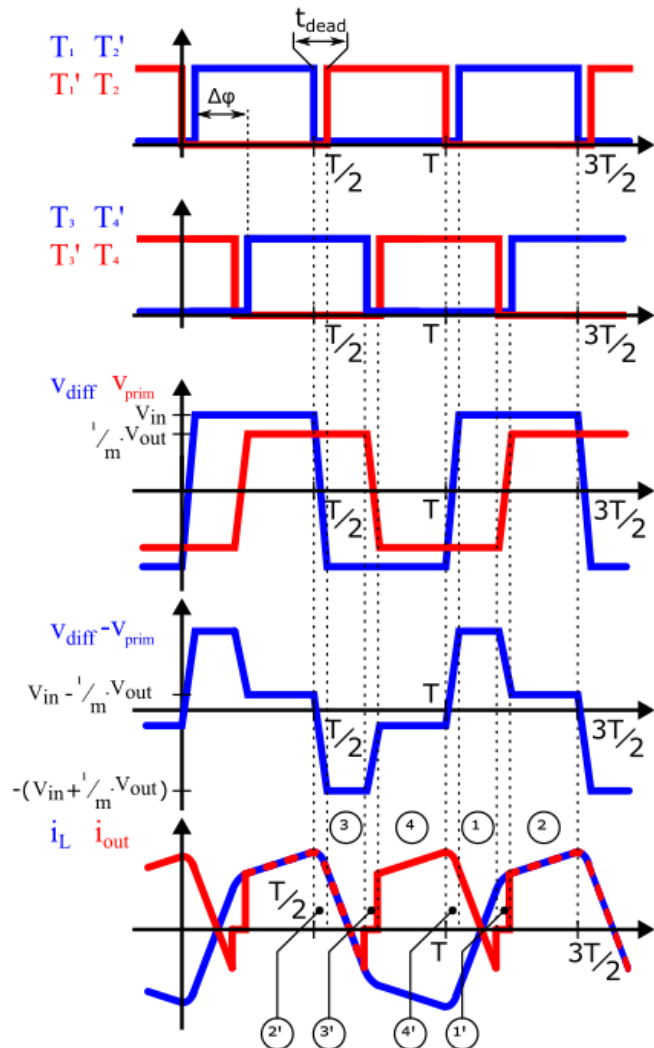


Fig. 4 Formes d'ondes associées au DAB commandé en single phase shift (SPS)



une hypothèse simplificatrice selon laquelle le courant maximum à la fin de la phase 1 alimente la charge pendant toutes les phases 1, 2, 3 et 4, l'équation Eq. 1 est obtenue. Cette équation surestime la valeur de  $L$  nécessaire étant donné que l'hypothèse faite surestime la puissance fournie à la charge. En réalité, le courant requis serait d'autant plus important que les phases 1 et 3 sont longues. L'équation Eq. 1 permet de calculer la valeur de l'inductance maximale utilisable. L'application numérique fournit une valeur de  $100\text{ nH}$ . Cette valeur est très faible mais peut être réalisée à l'aide de l'inductance de fuite d'un transformateur.

Il est intéressant de remarquer que pour obtenir une puissance de sortie supérieure d'un ordre de grandeur, tout en conservant les autres paramètres constants, il faudrait une inductance dix fois plus faible. Ceci est en pratique extrêmement compliqué à réaliser en raison des inductances de connexion, en particulier, qui vont naturellement augmenter la valeur de l'inductance que le concepteur cherche à fabriquer. Pour la même raison, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement du circuit qui apparaît au dénominateur de l'expression précédente n'est pas technologiquement possible. En revanche, augmenter les tensions d'entrées et/ou de sortie relâche les contraintes sur le dimensionnement de  $L$ . Ceci illustre pourquoi les DAB fonctionnant à des puissances plus élevées sont généralement utilisés avec des tensions plus hautes et des fréquences relativement basses.

$$L_{max} = \frac{(V_{in} + \frac{1}{m} \cdot V_{out}) \cdot V_{out} \cdot t_1}{2 \cdot P \cdot m \cdot f} \quad \text{Eq. 1}$$

À partir de la valeur calculée au paragraphe précédent, une seconde problématique peut être introduite : la difficulté du contrôle.

Sous les hypothèses considérées, les équations sont linéaires. Ainsi, pour être capable de faire varier la puissance de sortie par pas de 10%, le courant de sortie doit être contrôlable à 10% près. Ceci implique que la durée des phases 1 et 3 doit être ajustable par pas de 10%. Ces dernières représentent par hypothèse 10% de la période, la commande doit être capable de faire des pas de temps correspondant à 1% de la période, soit  $10\text{ ns}$ . La plupart des microcontrôleurs et DSP pour les applications embarquées en 2020 sont cadencés à quelques centaines de mégahertz. La résolution en temps des « Timer » est donc de l'ordre de plusieurs ns. La commande n'est donc pas réalisable avec de telles résolutions temporelles. Par ailleurs, en plus des délais software, des temps de propagation des signaux dans les drivers et de charges des grilles de MOSFET introduisent également des latences qui doivent être prises en compte et compensées dans la mesure du possible. Des DSP tels que le F28379 de chez TI possèdent des modules PWM haute résolution indépendants du processeur, capables des résolutions nécessaires mais pas d'effectuer les calculs d'asservissement à chaque période. L'asservissement n'est donc effectué que toutes les quelques périodes du convertisseur.

Ainsi, plusieurs compromis sont à trouver : Le concepteur ne souhaite ni une inductance de trop faible valeur ( $L < 100\text{ nH}$ ) car difficile à fabriquer -surtout en série-, ni de trop forte valeur ( $L > 100\text{ }\mu\text{H}$ ) car trop volumineuse. Afin de pouvoir fournir une puissance de sortie élevée, trois choix s'offrent à lui :

- Utiliser une inductance faible. Cette stratégie nécessite une commande capable de réagir rapidement afin d'asservir le courant. D'autant plus si un fonctionnement à faible puissance est envisagé ;
- Diminuer la fréquence. Cela requiert d'augmenter la capacité des condensateurs de filtrage et d'augmenter les valeurs d'inductances magnétisantes du transformateur ;
- Augmenter la durée des périodes 1 et 3. Ceci engendre, à fréquence constante la diminution de la durée des phases 2 et 4. Les phases 1 et 3 devenant significatives vis-à-vis de la période de découpage, la valeur du courant crête à crête doit alors augmenter pour un niveau de puissance donné. Notons d'ailleurs que, dans ce cas, les condensateurs de filtrage doivent avoir une valeur plus importante de manière à filtrer les variations de courants lors des phases transitoires.

Pour un fonctionnement à faible puissance de sortie, si le convertisseur est conçu pour être capable de faire transiter une forte puissance, la résolution de la commande, associée à son système de

régulation risque de faire transiter de l'énergie alternativement entre l'entrée et la sortie. En effet, la faible valeur de l'inductance requise diminue la contrôlabilité du niveau de courant. Dès lors, la tension de sortie risque de dépasser la consigne. La commande impose alors un transfert de puissance négative lors de la période suivante. De ce fait, le rendement du système est diminué en raison d'un échange énergétique s'apparentant à une puissance réactive.

Une stratégie de design possible est de d'abord trouver le transformateur correspondant aux tensions et aux courants souhaités. Un dimensionnement optimal du transformateur fait correspondre les tensions d'entrée et de sortie ramenée au primaire. Cela fixe l'inductance de fuite qui joue le rôle d'inductance série. Une durée arbitraire des périodes 1 et 3 est ensuite fixée. La puissance maximale à faire transiter dicte ainsi la fréquence de fonctionnement. Cependant, cela ne permet ni d'optimiser la durée des phases 1 et 3, ni de garantir un fonctionnement possible à basse puissance.

Un autre problème peut se poser à faible puissance : si les tensions d'entrée et de sortie ne sont pas égales, le courant  $i_L$  évolue pendant les phases 2 et 4. Dans le cas extrême où la puissance souhaitée en sortie est nulle, les deux ponts sont synchrones. Les phases 1 et 3 sont alors inexistantes. Le courant lors des phases 2 et 4 est quant à lui symétrique. Il change de signe comme illustré par la Fig. 5. Ainsi, la valeur moyenne de la puissance est nulle. Cependant la circulation du courant engendre des pertes qui dégradent le rendement du convertisseur dans ce fonctionnement à faible charge. De plus, les signes des courants étant modifiés lors des commutations, les commutations douces ne sont plus possibles ce qui augmente les pertes globales.

À partir du schéma de la Fig. 3, il est possible d'étudier les commutations des transistors du DAB.

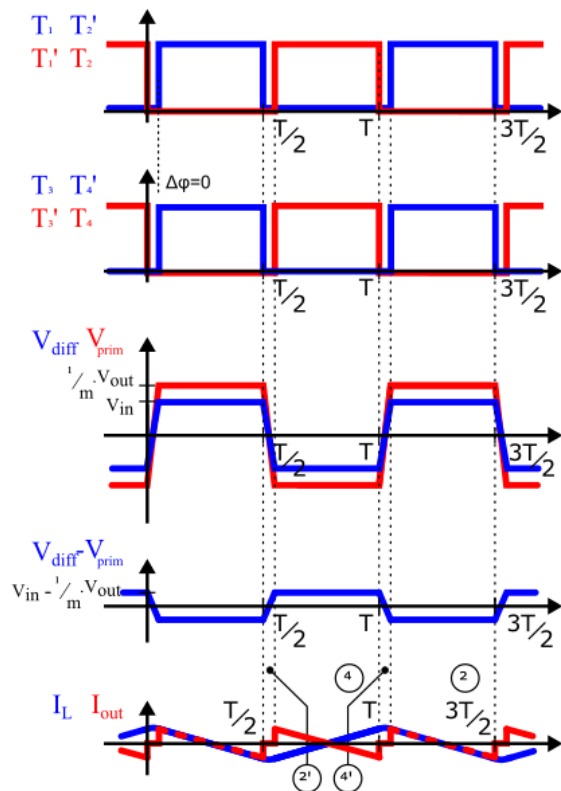


Fig. 5 Formes d'ondes du DAB en SPS avec un déphasage nul.

### 2.1.2 Commutations douces

Etonnamment, peu d'articles semblent décrire ce phénomène avec des interrupteurs de type *MOSFET* [9]. Cette configuration est pourtant intéressante à étudier en raison de la montée en fréquence actuelle qui permet d'utiliser le convertisseur *DAB* à plus basse tension. De plus, la maîtrise de ces phases permet d'obtenir des commutations douces, ce qui diminue les pertes qui y sont associées. Afin de pouvoir les réaliser, les condensateurs parasites de sortie ( $C_{oss}$ ) usuellement représentés de manière équivalente entre drain et source des *MOSFET* doivent être pris en compte (non-apparents sur le schéma de la Fig. 3). [10] considèrent l'utilisation d'*IGBT* dans le *DAB*, ce qui nécessite d'ajouter ces condensateurs pour obtenir des commutations douces en raison de la faible valeur de capacité de sortie (à titre d'exemple, pour des *IGBT* STGB20N45LZAG, 450 V, 25 A,  $C_{oes}=83$  pF contre  $C_{oss}=625$  pF pour des *MOSFET* IXFR44N50Q3 de calibre similaire). De plus, le cas des *MOSFET* est légèrement différent car la diode de structure peut être court-circuitée par le canal du *MOSFET* qui est capable de conduire du courant en inverse.

En considérant les temps de commutations suffisamment faibles, de manière à ce que le courant dans l'inductance  $L$  n'ait pas le temps d'être modifié durant la commutation et en faisant référence aux

figures Fig. 3 et Fig. 4, les formes d'onde à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'un bras de pont de la structure DAB peuvent être définies. La phase d'ouverture d'un interrupteur est décrite (après la phase 2, cette phase de commutation est notée 2') dans deux cas : l'un pour une valeur de résistance de grille faible, l'autre lorsque celle-ci est importante.

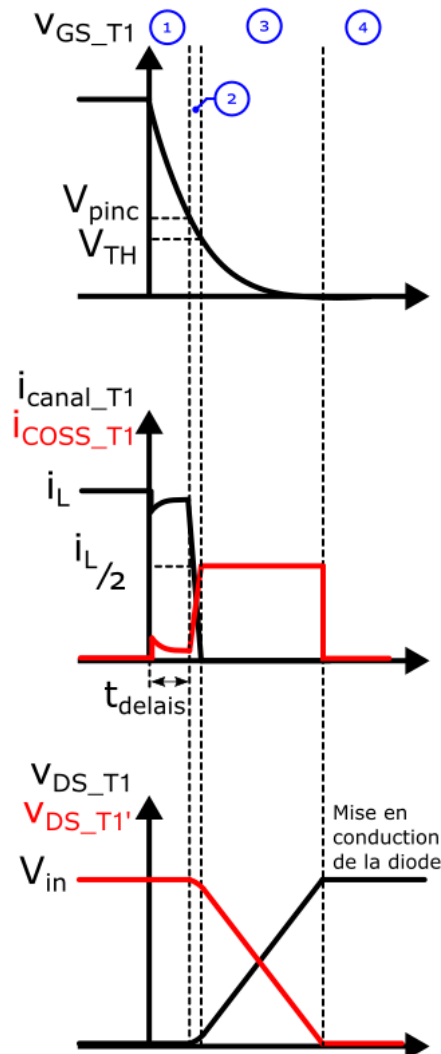
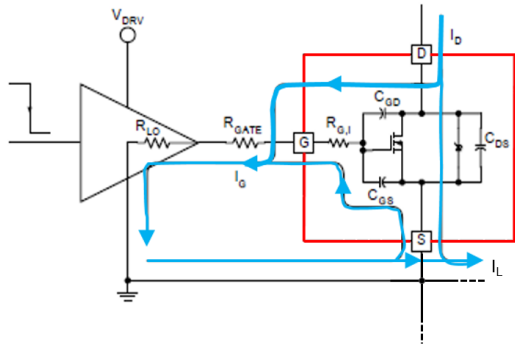


Fig. 6 Formes d'onde de l'ouverture d'un bras d'onduleur assisté par un transistor low-side. Image en partie issue de [11]

Lors de l'étape 2' : Le courant  $i_L$  est positif. Initialement, les MOSFETS  $T_2$  et  $T_1'$  sont ouverts, soumis à  $V_{in}$ . Les MOSFETS  $T_1$  et  $T_2'$  sont fermés. L'ordre est envoyé de les ouvrir. Le potentiel de sortie du driver devient égal à celui de la source. Deux cas extrêmes sont étudiés. Pour le premier, la résistance de grille des drivers  $R_g$  est quasi-nulle. Lors de la *phase 1* Fig. 6, la tension de grille  $v_{GS}$  chute rapidement jusqu'au niveau  $V_{pinc}$  où la résistance du canal commence à augmenter notablement. Durant cette période, la tension  $v_{DS}$  est faible et ne varie quasiment pas. Ainsi, les variations de tension de  $C_{GS}$  sont opposées à celles de  $C_{GD}$ . Le condensateur  $C_{GD}$  initialement chargé négativement se charge (le courant de charge circulant dans la capacité  $C_{GD}$  se retranche au courant  $i_L$  et diminue le courant dans le canal du transistor). Le driver doit alors absorber un courant correspondant au changement de tension aux bornes de  $C_{GD}$  et  $C_{GS}$  en parallèles. C'est la capacité d'entrée équivalente  $C_{iss}$ . Ce temps pendant lequel ni le courant ni la tension au borne du transistor ne varient correspond au temps de retard vis à vis de l'ordre de commande. Il dépend de la capacité du transistor à « absorber » du courant.

Puisque la résistance de grille est faible,  $v_{GS}$  décroît rapidement jusqu'à  $V_{th}$  où le canal est complètement ouvert lors de la *phase 2*. Le courant  $i_L$  est toujours constant à cette échelle de temps. Le canal étant en train de s'ouvrir, le courant traverse  $C_{DS}$  en parallèle avec  $C_{GD}$  ( $C_{GS}$  est en effet court-circuitée par le driver). La capacité formée par  $C_{DS}$  en parallèle avec  $C_{GD}$  se charge. Elle est appelée capacité de sortie  $C_{oss}$ . Ainsi, la tension  $v_{DS}$  augmente.

En réaction, les condensateurs parasites des transistors complémentaires ( $T_1'$  et  $T_2$ ) se déchargent lors de la *phase 3*. Cette situation est illustrée Fig. 7. En considérant les valeurs des capacités parasites égales et invariantes avec la tension, le courant  $i_L$  est alors fourni pour moitié par le transistor en train de s'ouvrir et pour moitié par le transistor complémentaire : l'énergie circule condensateurs sans générer de pertes.

Si les temps laissés à cette phase de fonctionnement sont suffisants, cela permet d'obtenir un fonctionnement ZVS. En effet, une fois que  $v_{DS\_T1/T2'}$  a atteint la tension de bus  $V_{in}$ , la tension des transistors complémentaires atteint  $0V$  et est clampée par la diode de structure du transistor. C'est la *phase 4*. Le courant ne passe alors plus que par la diode. Cette situation occasionne des pertes en conduction en raison de la tension de seuil de cette diode. La durée de cette phase doit donc être limitée. Dans certains cas (faible charge ou tension de sortie ramenée trop élevée devant la tension d'entrée), le courant  $i_L$  n'est pas suffisant pour faire circuler l'énergie entre les condensateurs dans un temps suffisamment court vis-à-vis de la période de découpage. Le fonctionnement en ZVS n'est alors plus possible. En limite de fonctionnement, le courant peut même être négatif, comme le montre la Fig. 5.

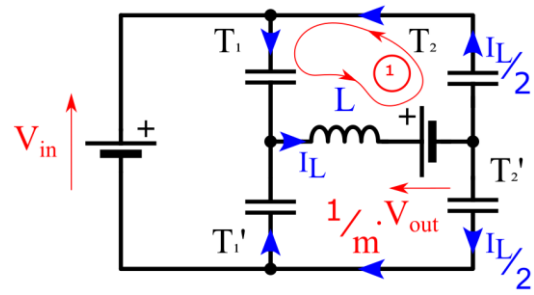


Fig. 7 Schéma équivalent du primaire du DAB pendant la phase 2, une fois les MOSFETs ouverts

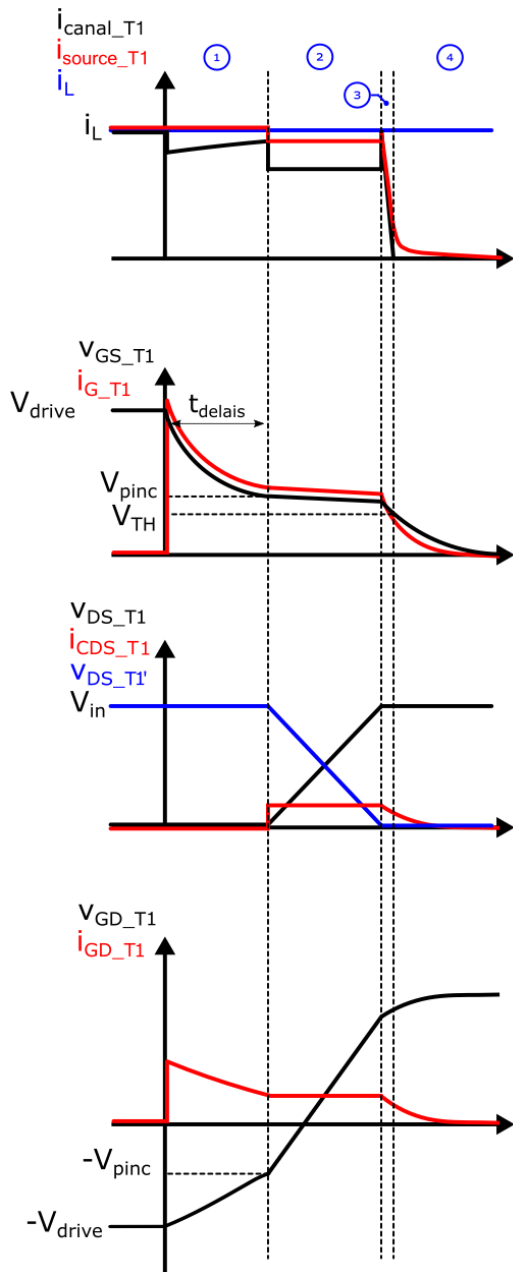


Fig. 8 Formes d'ondes à l'ouverture en cas de résistance de grille élevée

L'autre situation étudiée représente le cas où la résistance de grille  $R_g$  est suffisamment grande pour ne plus considérer que la commutation du canal se fait rapidement devant la variation de tension  $v_{DS}$ .

La *phase 1* commence de la même manière que précédemment : le driver absorbe un courant  $i_G$ . Ce courant fait chuter la tension de grille jusqu'à la tension  $V_{pinc}$ . Une partie du courant  $i_L$  traversant le canal est déviée dans  $C_{GD}$  au travers du driver.  $i_{canal}$  diminue d'autant.

La tension de pincement du canal étant atteinte, sa résistance augmente : c'est le début de la *phase 2*. Cela provoque une augmentation progressive de la tension  $v_{DS\_T1/T2'}$ . Les condensateurs  $C_{DS}$  et  $C_{GD}$  se chargent. Le courant traversant  $C_{GD}$  peut alors être évacué par le driver (dont la capacité en courant est limitée par  $R_g$ ). Ce courant passe dans l'ensemble constitué par la capacité  $C_{GS}$  en parallèle avec  $R_g$ . La tension résultante appliquée sur la grille du MOSFET constitue une boucle de rétroaction tendant à rendre le canal plus conducteur. La tension de grille se retrouve alors clampée à environ  $V_{pinc}$ . Ainsi, le driver doit d'abord évacuer les charges parcourant  $C_{GD}$  -qui est en train de se charger- avant de pouvoir évacuer celles de  $C_{GS}$ . C'est l'effet Miller. Le cycle se poursuit alors avec la diminution très lente de la tension de grille qui provoque l'augmentation de la résistance du canal. Le courant est quasiment constant lors de cette phase de plateau Miller puisque la tension  $v_{GS}$  appliquée sur  $R_g$  est quasi constante. Dans le même temps, puisque la tension  $v_{DS\_T1/T2'}$  est modifiée, celle de leurs transistors complémentaires l'est aussi. Le courant circulant dans le transistor est diminué par le courant

capacitif du transistor complémentaire. Deux cas sont alors possibles. Soit le canal est complètement ouvert avant que  $v_{DS}$  n'atteigne la tension de bus et le déroulement est ensuite similaire à ce qui a été décrit pour une résistance de grille de faible valeur. Soit la diode des transistors complémentaires entre en conduction parce que la tension de bus a été atteinte. Cette possibilité est représentée *phase 3*. Dans ce cas, la tension  $v_{DS}$  reste fixe et le driver n'a plus que les charges de  $C_{SS}$  à évacuer. Une fois que  $v_{GS}$  atteint  $v_{TH}$ , l'ensemble du courant  $i_L$  ne transite quasiment plus que par la diode, excepté la part servant à finir de vider  $C_{GS}$  (*phase 4*).

Pendant toute la durée d'ouverture du canal, la tension  $v_{ds}$  augmente sans que le courant dans celui-ci ne se soit annulé. Ainsi, des pertes sont générées. Cependant, bien que l'ouverture des MOSFET dissipe de l'énergie, celle-ci reste moindre qu'à leur fermeture en cas de commutation dure. En effet, les capacités de sorties sont suffisantes pour que la tension soit maintenue à une valeur faible devant la tension du bus DC lors de l'ouverture du transistor [9].

De plus, l'article [12] met en exergue le fait que pour des courants de sortie importants, l'énergie stockée dans les inductances de maille parasites des cellules de commutations n'est pas négligeable devant celle stockées par les condensateurs parasites. Lors de l'ouverture d'un MOSFET, le courant le traversant passe rapidement du courant de charge total  $i_L$  à  $i_L/2$  (c.f. Fig. 6). Cette variation rapide provoque des sur/sous-tensions au travers des inductances parasites en série avec les interrupteurs. Tant que le composant ne part pas en avalanche, les pertes provoquées se compensent puisque la surtension à l'ouverture est symétrique avec la sous-tension à la fermeture. Dans des cas extrêmes, les composants peuvent être détruits par la surtension induite. La commutation rapide telle que présentée dans le cas d'une résistance de grille de faible valeur n'est alors pas souhaitable, et la commutation doit être ralentie.

Dans le cas idéal, le transfert de l'énergie entre les condensateurs parasites associés aux interrupteurs à ouvrir et ceux à fermer est complet. Une fois ces condensateurs déchargés, l'ensemble du courant passe par les diodes de structures non représentées Fig. 7 mais visibles Fig. 3. La tension est alors clampée. Cette phase doit durer le moins longtemps possible car ces diodes dissipent de l'énergie du fait de leur tension de seuil élevée. Pour limiter ces pertes, des diodes Schottky sont parfois ajoutées en parallèle des interrupteurs. [13], [14] montrent que le rendement du DAB peut grandement bénéficier d'un temps mort ajustable selon la charge (et donc la valeur de  $i_L$  au moment de la commutation). Cela permet en effet de limiter la durée de conduction des diodes.

Le raisonnement précédent suppose que le courant  $i_L$  soit constant. En réalité, la tension aux bornes de l'inductance  $L$  passe de  $v_L = V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$  avant l'ouverture des MOSFET au tout début de la phase 2' à  $v_L = -V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$  une fois le transfert de charges effectué (maille notée 1 Fig. 7). Ainsi,  $i_L$  passe d'une variation lente (positive ou négative selon le signe de  $V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$ ) à une décroissance très rapide. Le courant servant à charger/décharger les condensateurs peut devenir insuffisant alors que l'échange d'énergie n'est pas terminé. Si les MOSFET correspondants à  $T_2$  et  $T_1'$  ne sont pas fermés, le courant peut alors changer de signe et recharger les condensateurs. Cela provoque des commutations en ZVS partiel (tension non nulle mais plus faible que la tension de bus) et même dans certains cas, des commutations dures ! Cet effet est dû à la résonance entre les capacités parasites et l'inductance principale.

Il est notable que dès lors que les charges sont complètement échangées entre les condensateurs (si cela est possible), les diodes clampent leurs tensions. L'inductance  $L$  supporte alors une tension identique à celle de l'étape 3. Il existe alors un triplet de paramètres {Capacité parasite, courant de charge, durée de  $t_2'$ } tel que la mise en conduction de  $T_2$  et  $T_1'$  puisse se faire à la fois en ZVS et en ZCS.

Lors de l'étape 3' : Le courant  $i_{sec}$  (Fig. 9) est initialement négatif,  $T_3$  et  $T_4'$  sont fermés. Leur ouverture provoque le chargement de leur condensateur parasite et le déchargement de ceux correspondants à  $T_3'$  et  $T_4$  car  $L$  force le courant. En raison de l'équilibre des courants dans les condensateurs (leurs tensions sont complémentaires),  $i_{out}$  est nul. Lorsque les tensions aux bornes de  $T_4$  et  $T_3'$  s'annulent, les diodes prennent le relais et clampent la tension. Le courant alimente  $C$  et  $R$ .  $i_{out}$  redevient positif. Il ne reste plus qu'à fermer les MOSFET  $T_4$  et  $T_3'$  en ZVS.

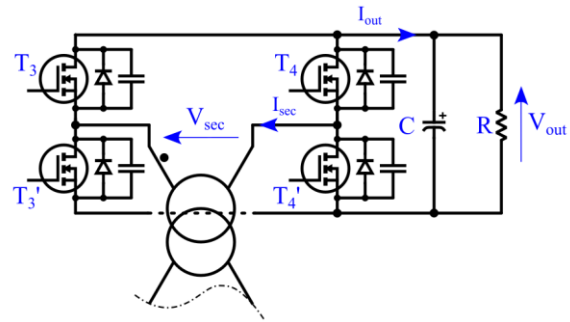


Fig. 9 Etage de sortie du DAB avec représentation des condensateurs parasites

Les mêmes problématiques qu'à la phase précédente s'appliquent. Une nuance est présente : le niveau de courant n'est pas le même qu'au moment de 2'. Pour être optimal, les drivers du secondaire et du primaire ne devraient donc pas appliquer des temps morts identiques.

Les étapes 4' et 1' sont des copies des étapes 2' et 3' respectivement, en interchangeant les interrupteurs et les signes des courants.

Les principaux inconvénients du DAB dans ce mode de contrôle sont ainsi :

- l'impossibilité de fonctionner en ZVS sur toute la plage de tension, notamment à faible puissance ;
- la forme des courants en entrée et sortie qui ne sont pas constants et changent de signe. Cela implique des condensateurs de filtrage importants ;
- la circulation de puissance « réactive » qui crée des pertes sans transmettre de puissance.

## 2.2 Autres modes de commande

Afin d'améliorer ce comportement, d'autres type de commandes en déphasage ont été développés. La description est limitée à quatre modes de commande.

### 2.2.1 Dual phase shift (DPS)

Cette commande ajoute un degré de liberté en permettant un déphasage entre les bras d'un même pont (*i.e.*  $T_1$  et  $T_2'$  ne sont plus commandés ensemble). Ce déphasage est le même pour les ponts d'entrée et de sortie. Cela permet d'utiliser le niveau 0 V de tension en court-circuitant  $L$ . [15] expose cette méthode et montre que le dual phase shift permet une infinité de combinaisons de déphasage pour une puissance de sortie donnée. Ainsi, l'article propose différentes méthodes permettant de trouver les angles de déphasages qui minimisent soit la puissance « réactive », soit le courant pic ou bien le courant moyen. Le DPS permet aussi dans certains cas -à faible puissance- de commuter en ZVS un interrupteur de plus que le SPS. Finalement, l'article ne propose pas de commande permettant de minimiser globalement les pertes mais montre qu'elles peuvent néanmoins être diminuées à faible et moyenne puissance de sortie. Le calcul des points de fonctionnement doit parfois être fait hors ligne pour une question de coût de calcul.

### 2.2.2 Extended dual phase shift (EDPS)

La commande « **Extended Dual Phase Shift (EDPS)** » est aussi parfois appelée « **Extended Phase Shift (EPS)** ». Ce mode de fonctionnement est le même que le DPS excepté le déphasage intra pont qui n'est appliqué que sur le pont soumis à la plus haute tension DC. Par exemple, si  $V_{in} > V_{out}$ ,  $T_1$  et  $T_1'$  sont commandés de manière complémentaire de même que  $T_2$  et  $T_2'$  mais il existe un déphasage entre la commande de  $T_1$  et celle de  $T_2$ .  $T_3$  et  $T_4'$  sont commandés ensemble, de manière complémentaire à  $T_3'$ ,  $T_4$ . Il existe un déphasage entre la commande de  $T_1$  et celle de  $T_3$ . Ainsi, il est possible de faire en sorte que la tension moyenne appliquée par le pont haute tension au cours de l'équivalent de la phase 2 (Fig. 4) soit la même que celle du pont de sortie ramenée par le transformateur. Ce n'est pas la seule stratégie possible et [16] [17] présentent des améliorations possibles en termes d'ondulation et de

valeur pic de courant dans les inductances ainsi que d'ondulation de la tension dans le condensateur de sortie. L'amélioration du rendement annoncé est conséquente par rapport à la *SPS* [17]. À plus forte puissance de sortie, cette méthode semble plus efficace que la *DPS*.

### 2.2.3 Triple phase shift (TPS)

Ce mode de fonctionnement autorise un déphasage à la fois entre les ponts d'entrée et de sortie mais aussi au sein de chacun des ponts. Cela revient à modifier le rapport cyclique de la tension créneau appliquée en entrée et sortie du transformateur. L'article de [18] détaille la mise en place optimale de cette méthode d'un point de vue rendement du convertisseur. Pour cela, un modèle de pertes dans les différents éléments est mis en place. Par la suite, un algorithme permet d'obtenir les meilleurs paramètres de déphasage pour les points de fonctionnement considérés. Les auteurs choisissent d'utiliser une solution suboptimale afin d'obtenir une variation continue des valeurs de déphasage avec la puissance demandée en sortie. Les résultats sont ensuite retouchés afin de prendre en compte les dynamiques hardware de transmission des ordres de commande.

Finalement, la Fig. 10 résume de manière synthétique l'ensemble de ces méthodes. Bien qu'efficaces, excepté le *SPS*, elles demandent des puissances de calcul trop importantes pour pouvoir être effectuées en temps réel. De plus, à haute fréquence le *SPS* n'est pas non plus compatibles avec l'emploi de microcontrôleurs embarqués. Une solution souvent retenue est de faire des calculs

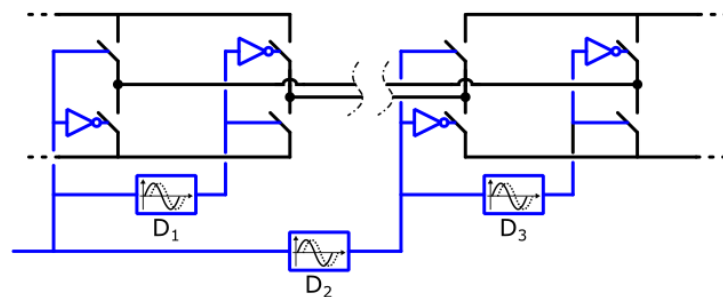


Fig. 10 Différents déphasages possible selon le mode de commande du DAB  
*SPS* :  $D_1=D_3=0$ ,  $D_2$ ; *DPS* :  $D_1=D_3$ ,  $D_2$ ; *EDPS/EPs* :  $D_1$  ou  $D_3$ , l'autre à zéro,  $D_2$ ;  
*TPS* :  $D_1, D_2, D_3$

hors ligne et de stocker l'évolution du système dans des **Look Up Tables (LUT)** qui font correspondre directement des grandeurs mesurables (tensions d'entrée sortie, puissance appelée) aux grandeurs de commande.

### 2.2.4 Triangular and trapezoidal modulations (TRM/TZM)

Des variations de ces méthodes existent, qui ajoutent en plus du contrôle en phase, une variation de rapport cyclique. Notamment la modulation triangle (*TRM*) [19] (différentes variantes) et trapézoïdale (*TZM*) [20]. Comme le décrit la Fig. 11, la modulation triangle consiste à court-circuiter le pont secondaire et à faire monter le courant depuis zéro dans l'inductance à l'aide du pont primaire. Une fois la valeur de courant maximum atteinte, le pont secondaire est commuté en série, de manière à transférer l'énergie à la charge. Le courant diminue alors jusqu'à zéro ce qui permet de commuter en *ZCS*. Une phase d'attente s'ensuit, pendant laquelle aucun des ponts n'applique de tension sur l'inductance afin de conserver une fréquence constante. La série est alors répétée avec une polarité inverse. Cette modulation peut être utilisée lorsque la tension  $1/m \cdot V_{out}$  est très supérieure à  $V_{in}$ . La Fig. 12, quant à elle, décrit le fonctionnement en modulation trapézoïdale. Dans un premier temps, comme pour la modulation triangle, le pont primaire fait monter le courant dans l'inductance puis le pont secondaire est commuté. Ensuite le pont primaire est utilisé pour faire diminuer le courant. Lorsque celui-ci atteint 0, le pont secondaire est de nouveau commuté et le cycle recommence avec une polarité inverse. Cette méthode est plus adaptée que la modulation triangle lorsque les tensions  $1/m \cdot V_{out}$  et  $V_{in}$  sont proches (ce qui devrait être le cas pour un bon design de *DAB*). De plus, elle permet de commuter le pont secondaire en *ZCS*, ce qui est plus efficace que le *ZVS* à fort courant de sortie [12]. La forme des courants est aussi plus continue qu'avec la modulation triangle, ce qui limite leurs valeurs *RMS* à puissance donnée. D'après [20], cette méthode est plus efficace que le *SPS*.

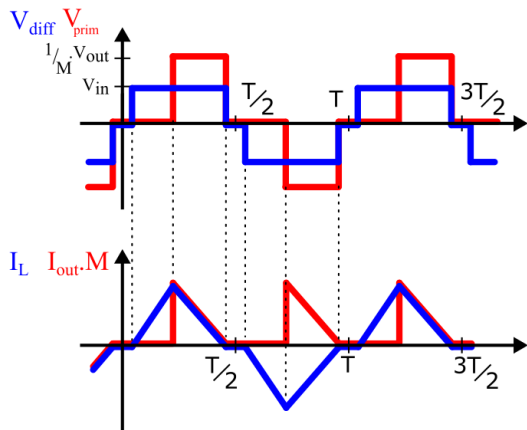


Fig. 11 Formes d'ondes simplifiées du DAB commandé en TRM

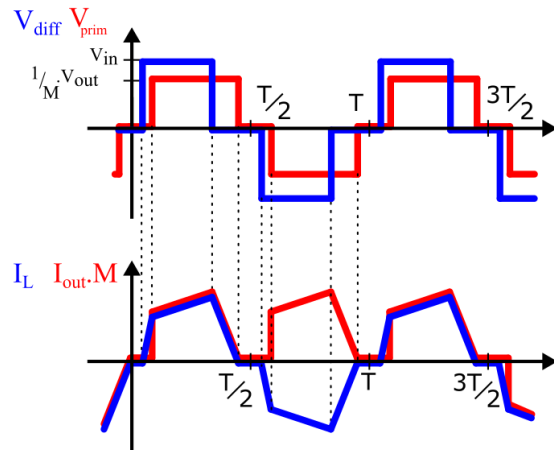


Fig. 12 Formes d'ondes simplifiées du DAB commandé en TZM

D'autres variations de ces méthodes existent. Elles peuvent consister à utiliser une PWM en plus du déphasage [21], [22] en vue de réaliser la commande, ou à utiliser le niveau zéro de tension [22].

En se basant sur une commande de type *SPS*, des commandes en fréquence du *DAB* pourraient être envisagées. Elles devraient permettre de modifier la durée des phases 1 et 3 (Fig. 4) et donc la puissance transmise. Cependant, peu de bibliographie semble être disponible sur ces techniques. Peut-être en raison de la plage de fréquence qui serait alors nécessaire (au premier ordre, pour faire varier la puissance de +100%, la fréquence de fonctionnement devrait être divisée par 2).

L'article de [17] compile les problématiques associées au *DAB* traitées en 2013, ainsi que les modes de commandes possibles.

### 2.3 Conclusion

Pour le concepteur, quelques remarques et points à retenir :

- Un risque de polarisation du transformateur existe. Cet effet résulte de l'application d'une tension à moyenne non nulle en sortie du pont en H de l'onduleur. Ceci s'explique par une incertitude sur le rapport cyclique -dont la valeur n'est jamais idéale- et la tension appliquée pendant les temps morts. L'inductance magnétisante du transformateur est alors parcourue par un courant dont la valeur est limitée par les éléments parasites du circuit. Une solution passive limitant cet effet consiste à ajouter un condensateur en série avec les enroulements du transformateur. Des solutions actives existent également, qui permettent d'annuler la composante continue en utilisant simplement la mesure du courant de ligne [23] ;
- Le courant délivré par le bus *DC* et reçu par la charge n'est pas constant. Dans la plupart des cas, cela entraîne la nécessité d'un condensateur en entrée et en sortie afin de lisser les tensions. Cependant, les formes d'ondes caractéristiques d'un *DAB* sollicitent moins ce condensateur que celles de la structure LLC ;
- Cette topologie provoque des variations brutales du courant du bus *DC*, ce qui implique un routage précautionneux envers les inductances de maille parasites ;
- Ces variations rapides de courant vont aussi entraîner des pertes hautes fréquences en raison d'effet de peau et de proximité dont il faut tenir compte ;
- Ce convertisseur peut facilement être parallélisé tant que l'inductance utilisée est répliquable. La structure obtenue peut être facilement entrelacée ;
- Des variations importantes de courant et de puissance sont induites par de faibles variations temporelles des instants de commande.

L'avènement des microcontrôleurs à haute puissance de calcul et des transistors à effet de champ capable de plus hautes fréquences de commutation ainsi que l'amélioration des matériaux magnétiques ont permis l'utilisation de ce type de commandes et de structure vers la fin des années



2000 [24]. Ces structures sont toujours d'actualité et profitent de l'arrivée des transistors grand gap GaN et SiC pour atteindre des performances toujours plus importantes [25], [26].

L'étude d'une autre famille de convertisseur DC-DC isolé actuellement en concurrence avec le DAB est proposée dans la suite de ce chapitre : le convertisseur LLC. Il est basé sur le principe d'une structure à résonance série. La commande est faite en fréquence avec un rapport cyclique de 50%. La cellule résonante se comporte alors comme un filtre vis-à-vis de la tension qui lui est appliquée

### III-3 Convertisseur LC

Afin d'illustrer les avantages du convertisseur LLC par rapport au convertisseur LC, cette section est consacrée à une étude de ce dernier dans le cadre de transfert d'énergie entre deux sources de tension. Ceci est représentatif du cas *IBIS*.

#### 3.1 Construction d'un modèle semi-analytique

Le schéma simplifié d'un convertisseur *LC* est présenté Fig. 13. Le cœur du convertisseur est composé de deux sources de tensions situées de part et d'autre d'un circuit résonant *LC* série. Ainsi, le circuit simplifié présenté Fig. 13 est suffisant pour décrire le comportement du convertisseur. Le choix des formes d'ondes appliquées par les ponts ainsi que leur déphasage respectif permet l'étude de différents modes de fonctionnement.

Dans un premier temps, l'étude du cas où les ponts d'entrée et de sortie sont commutés en phase est présentée. Ceci est représentatif d'un cas de fonctionnement dit «DCX» étendue autour de la fréquence de résonance. Cette analyse est réalisée en ne considérant que le fondamental (*First Harmonic Approximation* : FHA).

Par la suite, le cas où le pont de sortie émule un redresseur à pont de diode est présenté. Cette étude est réalisée selon l'hypothèse FHA.

Dans un troisième temps, les limites de l'hypothèse FHA avec un vrai pont de diode sont montrées à partir de simulations circuit. L'impact de la prise en compte des harmoniques est mis en évidence. Finalement, l'utilisation du pont complet fonctionnant en redresseur synchrone est présentée. Le résultat de calculs semi-analytique est comparé avec des simulations circuit.

Les hypothèses suivantes sont utilisées au cours de ces différentes parties :

- Le transformateur est un transformateur parfait de rapport de transformation  $m$  ;
- Le pont d'entrée génère une tension parfaitement carrée ;
- Les interrupteurs sont idéaux.

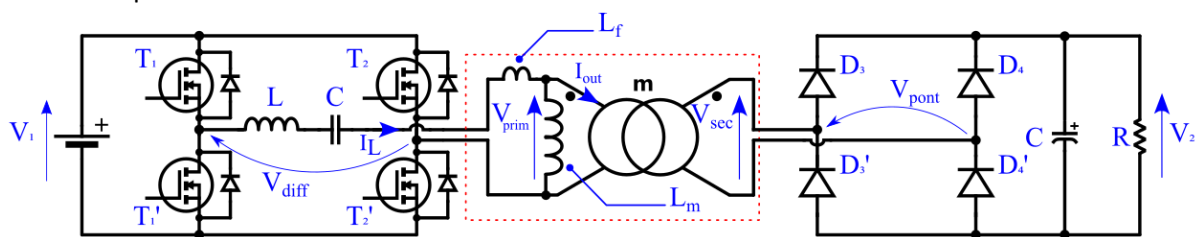


Fig. 13 Schéma simplifié du convertisseur LC série

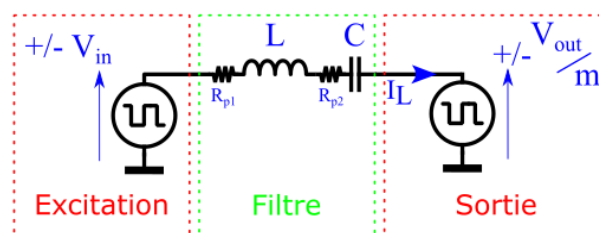


Fig. 14 Schéma très simplifié du convertisseur LC série

### 3.1.1 Fonctionnement en DCX étendu

La première analyse de ce circuit est menée en ne considérant que l'harmonique de rang 1 et des commandes de ponts d'entrée et de sortie issues des mêmes signaux de commande. Les sources de tensions sont alors en phase.

Une étude analytique de ce convertisseur peut être effectuée et la relation entre le courant de sortie  $i_L$  et les tensions d'entrée et de sortie  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  est alors la suivante (dans ces expressions  $p = j\omega$ ) :

$$\underline{i_L} = \left( \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} - \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} \right) \cdot \left( \frac{V_{in}}{V_{out}/m} \right) \quad \text{Eq. 2}$$

$$P = R_e \left( \underline{V_{out}} \cdot \underline{i_L}^* \right) \quad \text{Eq. 3}$$

$$f_{res} = \max_f \left\{ \left| \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} \right|, p = j \cdot 2\pi \cdot f \right\} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}} \quad \text{Eq. 4}$$

La puissance en fonction des tensions d'entrée et de sortie ainsi que de la fréquence de découpage du convertisseur est alors obtenue Eq. 3. Afin de proposer une représentation visuelle, la Fig. 15 montre l'évolution du transfert de puissance en fonction de la fréquence de découpage et de la tension de sortie ramenée au primaire. Les paramètres principaux sont : une tension d'entrée fixée à  $V_{in}=10$  V, et une fréquence de résonance fixée à  $f_{res}=1000$  kHz au travers des éléments LC selon Eq. 4. Elle illustre le fait que ce convertisseur n'est pas capable de transférer de puissance de l'entrée vers la sortie si  $V_{out}/m > V_{in}$ .

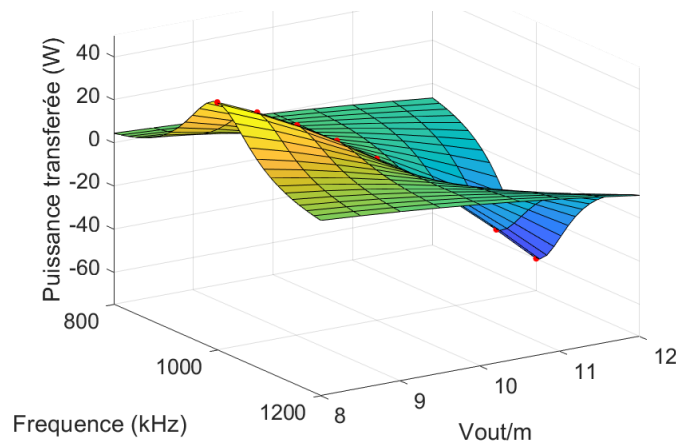


Fig. 15 Puissance de sortie du circuit LC série,  $R_{p1}=R_{p2}=100 \mu\Omega$ ,  $L=200$  nH,  $C=127$  nF,  $V_{in}=10$  V,  $m=1$

Cependant, ce fonctionnement n'est pas représentatif de la structure présentée Fig. 13. En effet, l'étage de sortie commute selon le signe du courant  $i_L$  sous l'hypothèse de diodes parfaites.

### 3.1.2 Source sinus, émulation de pont redresseur avec hypothèse FHA

Afin de prendre en considération la commutation du pont de diodes avec le courant, il est possible de calculer le déphasage de la source de tension réceptrice par rapport à la source d'entrée. Ce déphasage mène à un comportement résistif de la source de tension  $V_{out}/m$  car cette dernière est ainsi en phase avec le courant. Pour obtenir ce déphasage, la phase du courant  $i_L$  doit être exprimée. Cette valeur doit ensuite être imposée à la source de tension réceptrice. Soit en prenant  $\underline{V_{in}}$  comme origine des phases (Eq. 5-Eq. 6) :

$$\arg(\underline{i}_L) = \arg\left(\frac{(V_{in} - \frac{V_{out}}{m}) \cdot C \cdot p}{1 + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot p + L \cdot C \cdot p^2}\right) \quad \text{Eq. 5}$$

$$\varphi_{i_L} = \arg\left(V_{in} - \frac{V_{out}}{m} \cdot (\cos(\varphi_{i_L}) + j \cdot \sin(\varphi_{i_L}))\right) + \arg(C \cdot p) - \arg(1 + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot p + L \cdot C \cdot p^2) \quad \text{Eq. 6}$$

Finalement, bien que ne sachant pas exprimer analytiquement le résultat, résoudre numériquement Eq. 7 permet d'obtenir le déphasage  $\varphi_{i_L}$  (Fig. 17).

$$0 = \varphi_{i_L} - \frac{\pi}{2} + \arg([1 - L \cdot C \cdot (2\pi f)^2] + [j \cdot (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot 2\pi f]) - \arg\left(\left[V_{in} - \frac{V_{out}}{m} \cdot \cos(\varphi_{i_L})\right] + \left[-j \cdot \frac{V_{out}}{m} \cdot \sin(\varphi_{i_L})\right]\right) \quad \text{Eq. 7}$$

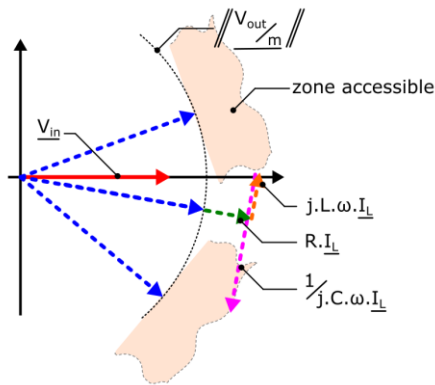


Fig. 16 Diagramme de Fresnel correspondant au LC série quand la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée et le courant en phase avec la tension de sortie

Le cas  $V_{out}/m > V_{in}$  n'est pas représenté sur la Fig. 17. En effet, dans ces conditions le courant circule de la sortie vers l'entrée. Il ne peut donc pas être en phase avec la tension d'entrée mais serait éventuellement en opposition de phase. Dans l'optique de représenter le comportement d'un pont de diode, cela n'a pas de sens. Ceci est illustré par le diagramme de Fresnel Fig. 16 dans lequel, pour  $V_{in}$  fixé (flèche rouge), il n'y a pas de valeur de  $I_L$  en phase avec  $V_{out}/m$  (flèches bleues, module en pointillés) qui permette de vérifier la loi des mailles (Eq. 8) si le module de  $V_{out}/m$  est plus grand que le module de  $V_{in}$ .

$$\underline{V}_{in} = \frac{V_{out}}{m} + \underline{i}_L \cdot R + \underline{i}_L \cdot j \cdot L \cdot \omega + \underline{i}_L \cdot \frac{1}{j \cdot C \cdot \omega} \quad \text{Eq. 8}$$

Cette écriture permet alors d'obtenir la puissance transmise par la structure dans ce cas (Fig. 18) :

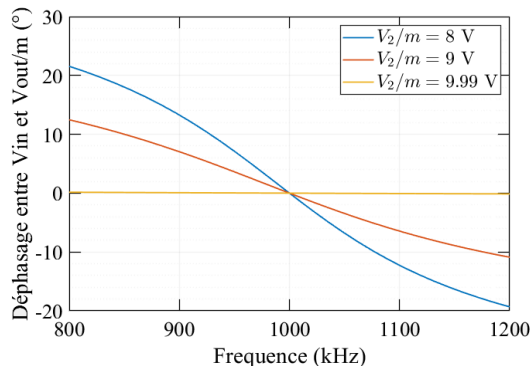


Fig. 17 Déphasage entre les tensions d'entrée et de sortie pour que la source de sortie soit en phase avec le courant.  $R_{p1}=R_{p2}=100 \mu\Omega$ ,  $L=200 \text{ nH}$ ,  $C=127 \text{ nF}$ ,  $V_{in}=10 \text{ V}$ ,  $m=1$

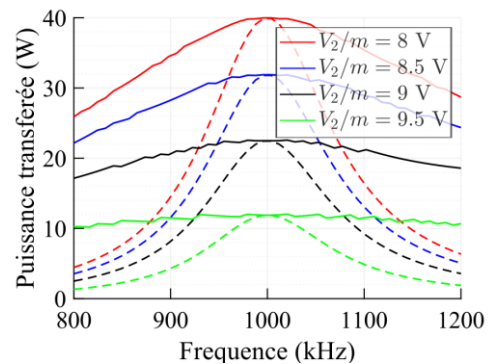


Fig. 18 Puissance transférée lorsque le courant de sortie et la tension de sortie sont en phase (trait plein) et comparaison avec le cas où tension d'entrée et de sortie sont en phase (cas précédent, en pointillés)

Cependant, le pont de diode n'est pas un élément linéaire et ne se prête donc pas bien à des calculs sous l'hypothèse *FHA*. Par exemple, les harmoniques des tensions d'entrée (carrées d'après Fig. 13) génèrent des harmoniques de courant au travers du circuit résonant (notamment si le facteur de qualité de celui-ci est faible ou si la fréquence d'excitation est faible devant la fréquence de résonance). Alors, le pont de diode ne commute pas selon le courant du fondamental mais selon le passage à zéro du courant formé par la somme totale des harmoniques de courants. Un modèle linéaire ne peut pas prendre en compte ces effets.

### 3.1.3 Comparaison avec simulation circuit d'une structure à pont de diode

Les circuits précédents ne sont pas suffisamment proches du circuit réel pour posséder un comportement permettant d'analyser finement son fonctionnement. En utilisant une source de tension carrée en entrée, le comportement devient plus réaliste (Fig. 19). Les éléments manquants sont alors la prise en compte des temps morts du pont primaire, les éléments parasites sur les semi-conducteurs et les condensateurs, ainsi que le comportement fréquentiel du transformateur. Plutôt qu'une étude purement analytique, des simulations circuit de ce schéma sont effectuées. En effet, les diodes ne se prêtent pas à une analyse harmonique.

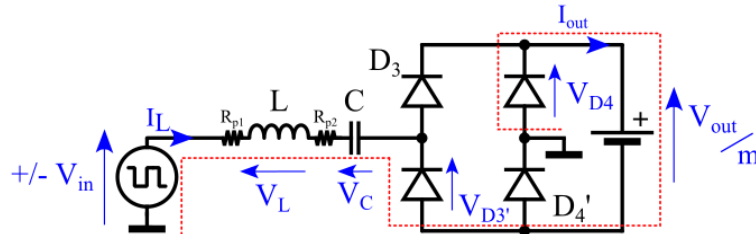


Fig. 19 Schéma simplifié du convertisseur avec source de tension rectangulaire et pont de diode

Pour des fréquences d'excitation inférieures à la fréquence de résonance, au moment noté  $t_1$  sur la Fig. 20, le courant  $i_L$  est décroissant et légèrement négatif. Le pont de diode commute, alors que la source de tension d'entrée n'a pas encore commuté. La loi des mailles s'écrit selon Eq. 9 (parcours rouge sur Fig. 19) :

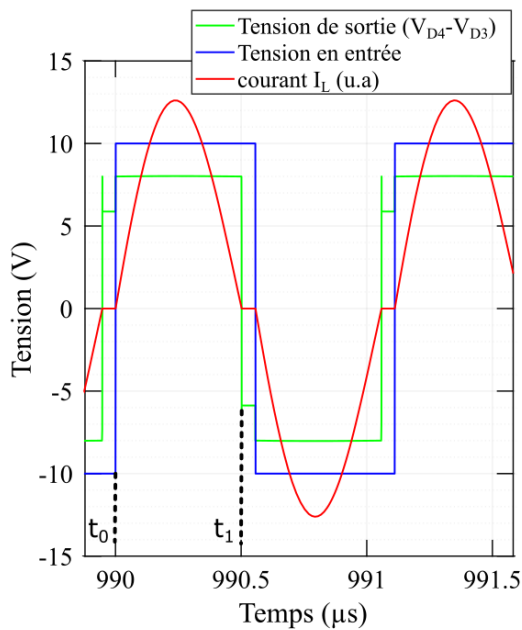


Fig. 20 Formes d'ondes du schéma de la Fig. 17 lorsque le phénomène de blocage du pont est présent ( $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8\text{ V}$ ,  $L=200\text{ nH}$ ,  $R_{p1}=R_{p2}=0.1\ \Omega$ ,  $f_{res}=1000\text{ kHz}$  et  $f=900\text{ kHz}$ )

$$V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - v_L - v_C - (R_{p1} + R_{p2}) \cdot i_L = V_{D3'} + V_{D4} \quad \text{Eq. 9}$$

Le courant étant proche de zéro et décroissant, il est possible de négliger la chute de tension ohmique et de rassembler les termes de même signe :

$$\left( V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L}{dt} \right) - (v_C) \approx V_{D3'} + V_{D4} \quad \text{Eq. 10}$$

Deux comportements sont alors possibles selon la valeur de la tension aux bornes de C. Si la tension aux bornes de C est supérieure à la somme des tensions aux bornes de l'inductance et des sources :

$$v_C(t_1) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L(t_1)}{dt} \quad \text{Eq. 11}$$

Alors le pont de diode reste passant,  $V_{D3'} = V_{D4} = 0$  (hypothèse des diodes idéales) et le convertisseur poursuit son fonctionnement. La tension aux bornes de l'inductance évolue brusquement au moment de la commutation et compense la tension du condensateur.

Le deuxième cas de figure se rencontre si la tension aux bornes de C est inférieure à la somme des tensions aux bornes de l'inductance et des sources :

$$v_C(t_1) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L}{dt}(t_1) \quad \text{Eq. 12}$$

Les tensions  $V_{D3'}$  et  $V_{D4}$  sont alors positives. Les diodes correspondantes se bloquent donc spontanément. Sans cela, le courant  $i_L$  tendrait à être négatif, le pont est alors entièrement bloqué. Ce faisant,  $i_L$  reste égal à 0, ainsi, le terme  $di_L/dt$  devient nul également. Le pont de diode peut se débloquent sous la condition :

$$v_c(t_1^+) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} \quad \text{Eq. 13}$$

Les conditions de mise en conduction ou de blocage du pont de sortie peuvent être résumées dans le tableau suivant (Tab 2):

$v_c(t_1) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \cdot \frac{di_L}{dt}(t_1)$ (1)	$v_c(t_1) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \cdot \frac{di_L}{dt}(t_1)$		
↓	$v_c(t_1^+) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m}$ (2)	$v_c(t_1^+) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m}$ (3)	
	↓	↓	↓
Le pont de sortie reste passant		Le pont de sortie se bloque	

Tab 2 Comportements possible du pont de diode à la commutation

Le cas (2) englobe le cas (1). Ainsi, tant que la tension  $v_c(t_1^+) = V_{Cmax}$  aux bornes du condensateur à  $t_1$  reste supérieur à  $V_{in} + \frac{V_{out}}{m}$ , il n'y a pas de blocage du pont de diode. Dans le cas contraire, le convertisseur possède un mode de fonctionnement discontinu qui contribue à dégrader ses performances CEM.

Dans le cas où le pont de sortie reste bloqué, le cycle du convertisseur ne redémarre qu'à la commutation du pont d'entrée. Afin de trouver les conditions menant à cet état, la tension aux bornes du condensateur au moment  $t_1$  de la commutation doit être déterminée.

Pour cela l'évolution temporelle du courant  $i_L(t)$  est calculée. Les valeurs des éléments sont supposées telles que le pont de diode va se bloquer. Le courant n'évolue pas avant la commutation du pont d'entrée (moment  $t_0$  sur Fig. 20) et la phase de blocage arrive lorsque le courant redescend à zéro (moment  $t_1$  sur Fig. 20). L'équation différentielle qui en résulte est donc la suivante (entre ces deux instants) :

$$V_{in} - \frac{V_{out}}{m} - (R_{p1} + R_{p2}) \cdot i_L - L \cdot \frac{di_L}{dt} - u_c = 0 \quad \text{Eq. 14}$$

Soit après dérivation :

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2 i_L}{dt^2} + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L = 0 \quad \text{Eq. 15}$$

Le discriminant associé à cette équation vaut :

$$\Delta = \frac{1}{(L \cdot \omega_{res}^2)^2} \cdot \left( (R_{p1} + R_{p2})^2 - (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2 \right) \text{ En posant } \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{Eq. 16}$$

Dans le cas du convertisseur traité, un calcul en ordre de grandeur montre que ce discriminant est négatif (voir annexe 0). Il est alors possible de déterminer la forme de  $i_L(t)$  en posant  $t_0=0$  et en supposant  $(R_{p1} + R_{p2})^2 \ll (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2$  :

$$i_L(t) \approx A \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot e^{-\frac{(R_{p1} + R_{p2})}{2 \cdot L} \cdot t} \text{ avec } A \in \mathcal{R} \quad \text{Eq. 17}$$

Connaitre la dérivée de  $i_L(t)$  en un point est suffisant pour déterminer  $A$ . Eq. 14 permet d'obtenir cette dérivée mais met en jeu la valeur de la tension  $u_c$  qui est minimale à  $t_0$  et vaut  $-U_{Cmax}$  :

$$\frac{di_L(t_0)}{dt} \approx A \cdot \omega_{res} = \frac{V_{in} \frac{V_{out}}{m} + U_{Cmax}}{L} \quad \text{Eq. 18}$$

Sachant que le condensateur sera complètement chargé à  $U_{Cmax}$  à l'instant  $t=t_1$ , intégrer l'évolution du courant entre  $t_0$  et  $t_1$  permet d'évaluer la tension maximale aux bornes du condensateur :

$$2 \cdot U_{Cmax} \approx \frac{1}{C} \cdot \int_0^{\pi/\omega_{res}} \frac{V_{in} \frac{V_{out}}{m} + U_{Cmax}}{L \cdot \omega_{res}} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot e^{-\frac{(R_{p1}+R_{p2})}{2L} \cdot t} dt \quad \text{Eq. 19}$$

D'où, après intégration :

$$U_{Cmax} = \frac{(V_{in} \frac{V_{out}}{m}) \cdot (e^{\frac{\pi}{2Q}} + 1)}{e^{\frac{\pi}{2Q}} \cdot (\frac{1}{2Q^2} + 1) - 1} \quad \text{avec} \quad Q = \frac{1}{R_{p1} + R_{p2}} \cdot \omega_{res} \cdot L \quad \text{Eq. 20}$$

Cette valeur de tension permet de déterminer si le pont de diode se bloque ou non.

La carte présentée Fig. 21 montre la zone correspondant au blocage du convertisseur pour une tension d'entrée de 10 V et une fréquence de résonance de 1 MHz lorsque l'inductance série  $L$  et la tension ramenée  $V_{out}/m$  varient. Ainsi, une inductance trop faible ou une tension de sortie plus élevée que la tension d'entrée peuvent provoquer un blocage du pont de diode.

Finalement, il est possible de comparer analytiquement et numériquement le comportement de ce convertisseur. Les Fig. 22 et Fig. 23 présentent la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour deux valeurs d'inductance série. Les valeurs de tensions indiquées correspondent aux tensions DC (valeur crête pour le calcul analytique au fondamental). Le cas  $L=200$  nH (Fig. 22) présente un blocage du pont de diode pour toutes les valeurs de tension de sortie d'après Fig. 21, tandis que le cas  $L=400$  nH ne comporte de blocages que pour les cas  $V_{out}/m > 8.8$  V (points noir et vert Fig. 21). La non-linéarité du pont de diode introduit des déviations entre les modèles au fur et à mesure de l'écart entre la fréquence d'excitation et la fréquence de résonance. Ceci est illustré par les Fig. 22 et Fig. 23 où le modèle analytique est comparé à des simulations circuit. Ces divergences ne peuvent être attribuées au seul blocage du pont de diode. En effet, la divergence entre les courbes issues du modèle {sinus/sinus en phase avec le courant analytique} et le modèle {numérique avec pont de diode} ne change pas selon les cas « blocage » ou « non blocage ». En réalité, l'examen des formes d'ondes montre que la tension maintenue par le condensateur lors des périodes où la tension de part et

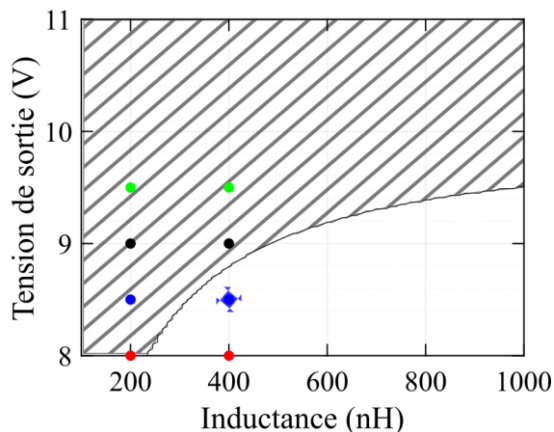


Fig. 21 Zone dans laquelle le pont de diode du LC série se bloque (en hachuré). La tension d'entrée et la fréquence sont gardées fixe,  $V_{in}=10$  V et  $f_{res}=1$  MHz

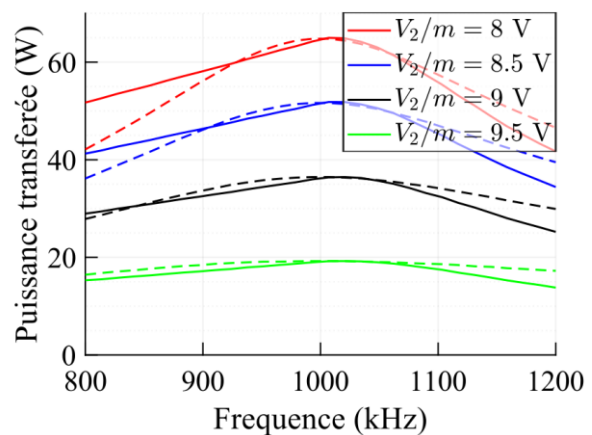


Fig. 22 Puissance transférée par le circuit de la Fig. 19 (trait plein) obtenu par simulation et comparaison avec le cas analytique où la tension sortie est en phase avec le courant (cas précédent, en pointillés).  $L=200$  nH,  $V_{in}=10$  V,  $f_{res}=1$  MHz

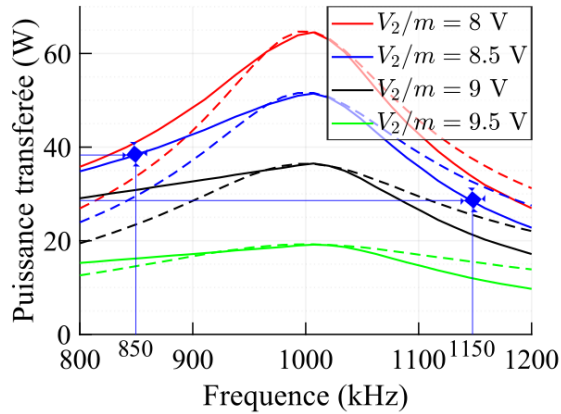


Fig. 23 Similaire à la Fig. 22 pour  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ .

d'autre du circuit LC ne sont pas de même signe joue un rôle crucial. Ce comportement (dû au pont de diode) introduit des non linéarités. Les Fig. 24 et Fig. 25 montrent les formes d'ondes typiques de ce phénomène pour des fréquences d'excitation en dessous et au-dessus de la fréquence de résonance. Le taux de distorsion harmonique est plus élevé lorsque la fréquence est en dessous de la fréquence de résonance. Cela se traduit sur la Fig. 23 par des courbes présentant une erreur plus importante en dessous de la fréquence de résonance qu'au-dessus.

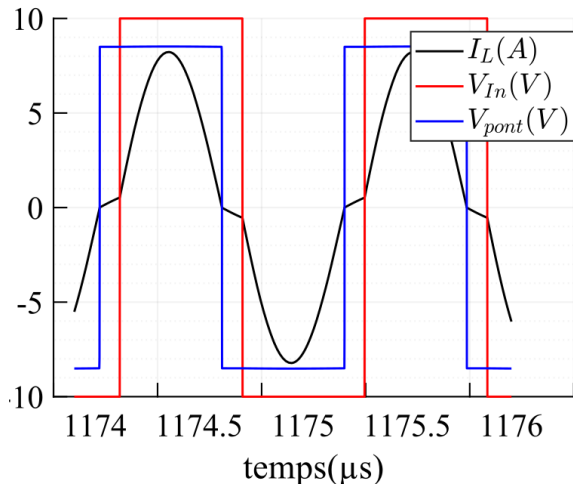


Fig. 24 Formes d'onde du convertisseur LC série issues de simulation avec  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8,5\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$  et  $f=850\text{ kHz}$

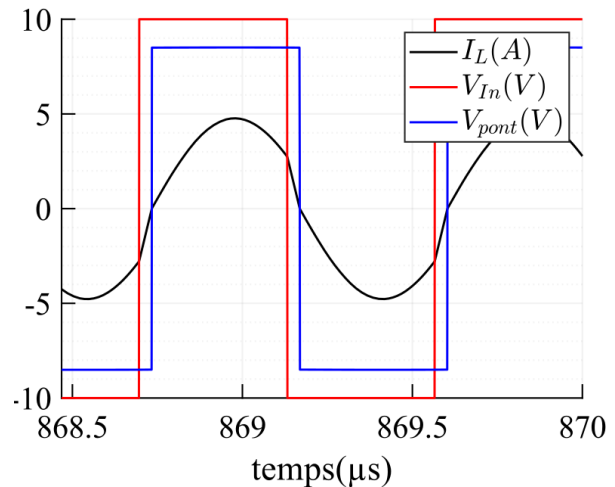


Fig. 25 Formes d'onde du convertisseur LC série issues de simulation avec  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8,5\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$  et  $f=1150\text{ kHz}$

Cette partie a permis de montrer que l'hypothèse FHA est trop limitante pour représenter correctement, dans toute la plage de fonctionnement, un convertisseur à résonance série associé à un pont de diode.

### 3.1.4 Prise en compte des harmoniques et commutation selon le fondamental

Afin d'améliorer les performances du modèle analytique (dont l'avantage est d'être bien plus rapide à calculer que la simulation circuit), les harmoniques de tension sont pris en compte dans le calcul de la puissance. Le pont de sortie est commuté de manière que le fondamental de la tension soit en phase avec le fondamental du courant.

Pour une tension créneau symétrique d'amplitude  $V_{dc}$  et de rapport cyclique 50%, la représentation complexe associée au fondamental est notée  $V_{dc} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot e^{j\varphi}$ . Les harmoniques de rang  $n$  de cette tension s'expriment :

$$\underline{V}_n = V_{dc} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \cdot n - \frac{\pi}{2} + \varphi \cdot n)} \quad n \text{ impaire, } 0 \text{ sinon} \quad \text{Eq. 21}$$

Le déphasage  $\varphi$  du pont de sortie dans l'hypothèse de la commutation selon le premier harmonique de courant pour définir les instants de commutations des diodes de sortie du pont redresseur a été donné dans l'équation Eq. 7.

En prenant en compte ce déphasage et l'ensemble des harmoniques de tension générés par le pont d'entrée et de sortie, le courant total dans le circuit résonant et la puissance transmise à la charge sont calculés.

Les résultats obtenus sont montrés sur les Fig. 26 et Fig. 27 dont les paramètres sont similaires aux Fig. 22 et Fig. 23. Les 100 premiers harmoniques sont pris en compte et ajoutés en pointillés. Les résultats de simulations avec pont de diode sont en traits pleins et les résultats de calculs analytiques précédents (prise en compte du fondamental de tension uniquement et commutation en phase avec le courant) sont représentés par des tirets :

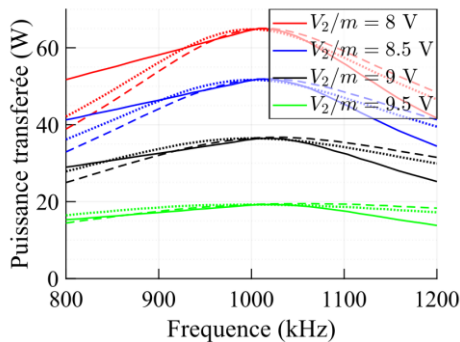


Fig. 26 Similaire à Fig. 22 avec la prise en compte de la puissance transmise par les harmoniques (courbes en pointillés).  $L=200 \text{ nH}$

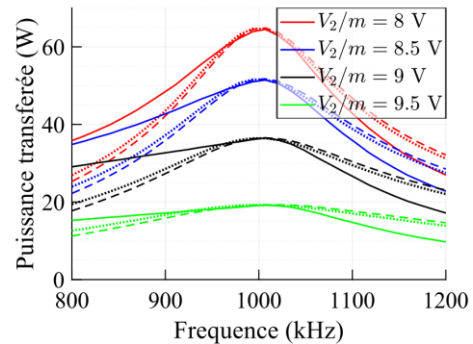


Fig. 27 Similaire à Fig. 23 avec la prise en compte de la puissance transmise par les harmoniques (courbes en pointillés).  $L=400 \text{ nH}$

La prise en compte des harmoniques ne permet que d'améliorer partiellement le calcul analytique.

Deux phénomènes sont responsables de cette différence entre simulation et calcul analytiques :

- la prise en compte du déphasage de la commande du pont de sortie n'est pas bonne. Le pont de diode ne commute pas au moment décrit, en raison de son comportement non linéaire. En effet, sa commutation est dictée par la somme totale des harmoniques de courant et non par le fondamental uniquement ;
- le pont de diode n'est pas commuté par moment en raison du phénomène de blocage exprimé précédemment (Fig. 20, Fig. 21).

Afin d'illustrer le premier point, la Fig. 28 présente la différence entre le déphasage calculé analytiquement (en tirets, d'après Eq. 7) et celui extrait d'une simulation circuit (en traits pleins).

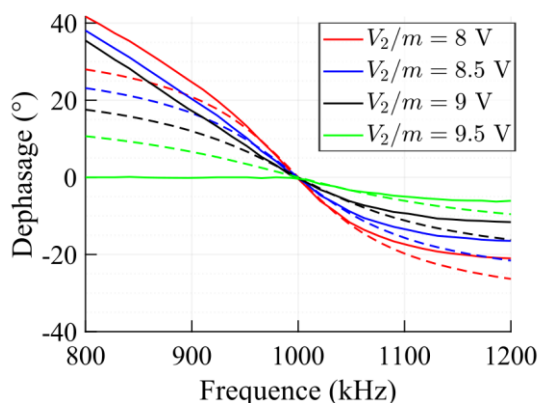


Fig. 28 Déphasage entre le pont d'entrée et de sortie. Simulation circuit en traits pleins et résultat analytique en tirets.  $L=400 \text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{V}$ ,  $f_{res}=1 \text{ MHz}$

Ce graphique montre que l'hypothèse du premier harmonique est rapidement faussée au fur et à mesure que la fréquence d'excitation s'éloigne de la fréquence de résonance.

Le trait plein pour le cas  $V_{2/m} = 9,5 \text{ V}$  correspond au blocage du pont et au fait que la tension au niveau du pont n'est plus carrée.

A partir de ces courbes, il est possible de tracer la puissance de sortie du convertisseur selon la courbe de déphasage obtenue par simulation circuit tout en utilisant le calcul analytique prenant en compte les harmoniques pour le calcul de la puissance (Fig. 29). Pour cela, la somme des puissances portées par les harmoniques est réalisée (Eq. 3).



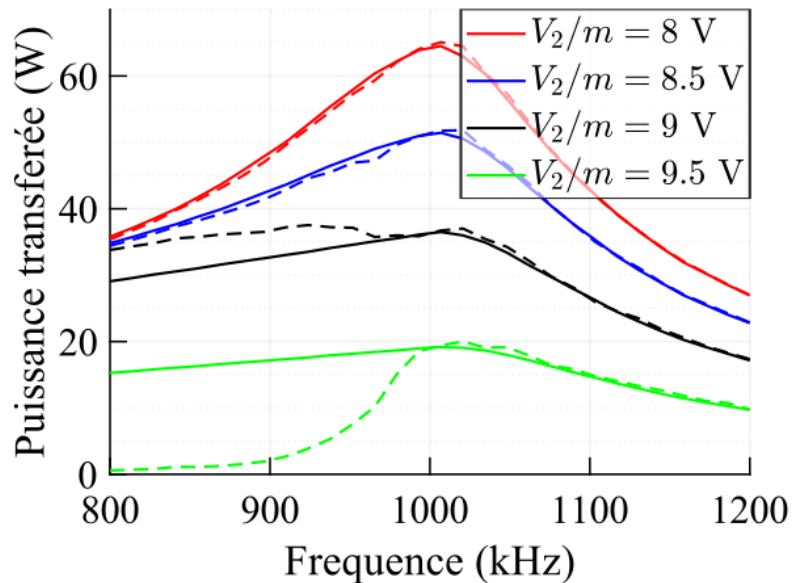


Fig. 29 Puissance transférée par le circuit de la Fig. 19 (trait plein) obtenu par simulation et comparaison avec le cas analytique où la phase de la tension de sortie est obtenue numériquement (en tirets). Les harmoniques sont pris en compte.  $L=400$  nH,  $V_{in}=10$ V,  $f_{res}=1$  MHz

En se basant sur le cas de la Fig. 21 où  $L=400$  nH, il apparaît que les courbes « semi-analytique » et les courbes issues de la simulation circuit sont confondues tant que le pont de diode ne se bloque pas (cas des courbes verte et noire).

Ainsi, les deux phénomènes illustrés permettent de conclure qu'un convertisseur à résonance série ne se prête pas à une étude analytique dans le cas où l'étage de sortie est un pont de diode. En particulier lorsque la tension d'entrée et de sortie ramenée sont proches et que la valeur de capacité est élevée. Ce cas peut se rencontrer sur un convertisseur réel lorsque l'inductance de fuite du transformateur est utilisée comme inductance série. De plus, le cas étudié présente un « mauvais » facteur de qualité qui nécessite de considérer les harmoniques.

### 3.1.5 Simulation circuit pour un pont de sortie fonctionnant en redresseur synchrone

Afin d'améliorer le rendement des convertisseurs, notamment à basse tension et forts courants, une stratégie classique consiste à remplacer le pont de diode par des transistors qui sont commutés comme des diodes. Cette technique est nommée « redressement synchrone ». Selon l'implémentation choisie par les concepteurs, il est classique de mesurer la tension aux bornes des transistors et de commuter ceux-ci lorsque la tension tombe au niveau de la tension de seuil de leur diode parasite intrinsèque. Le schéma simplifié retenu est celui de la Fig. 30. Le schéma servant à faire les simulations est montré Fig. 31.

Une stratégie de commande simplifiée utilisable en simulation pourrait consister à mesurer le courant dans la branche principale. Les interrupteurs du pont de sortie dans la première diagonale sont fermés si le courant est positif et les autres dans le cas contraire.

Cette stratégie ne fonctionne pas. En effet, les phases qui auparavant entraînaient un blocage du pont de diode, impliquent maintenant des changements de signe du courant. Cette loi de commande, lorsqu'implémentée provoque alors des sur-commutations du pont de sortie à chaque point de calcul (Fig. 32). Puisque le *solver* utilise un pas adaptatif, celui-ci devient minimal et la simulation « cale ».

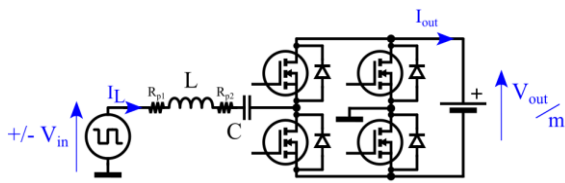


Fig. 30 Schéma simplifié du convertisseur avec source de tension rectangulaire et redresseur synchrone

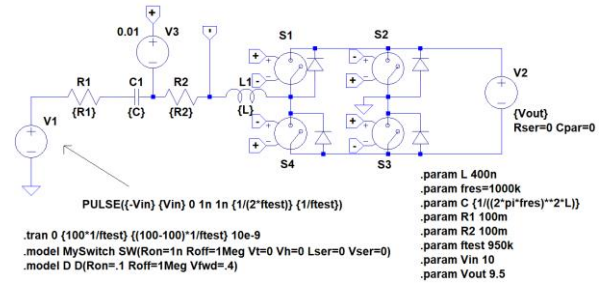


Fig. 31 Simulation LTSpice avec commande simplifiée non fonctionnelle correspondant à la Fig. 30

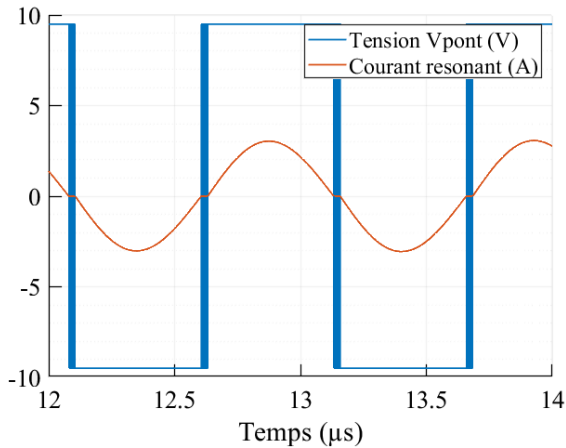


Fig. 32 Formes d'onde du courant résonant et de la tension appliquée par le pont secondaire pour un cas correspondant au blocage si le pont était constitué de diodes. Commande simplifiée correspondant à la Fig. 31 mais réalisée avec le logiciel Simplorer© puisque LTSpice ne peut définir de pas de calcul minimal.

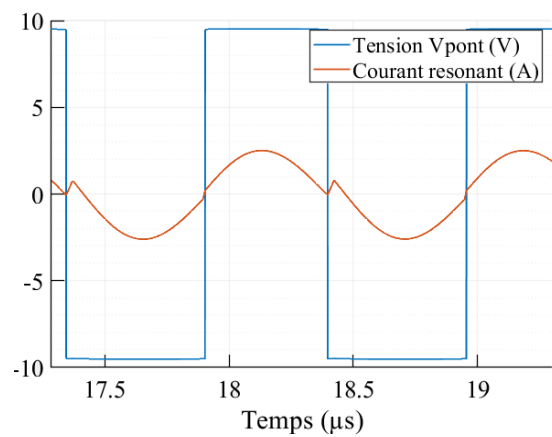


Fig. 33 Formes d'ondes dans le même cas que précédemment mais avec un système à base de monostable. Détail de la structure de commande annexe 0

Afin d'éviter ces commutations parasites, un système de commande à base de monostables est alors mis en place. Les formes d'ondes du courant et de la tension générée au niveau du pont de sortie avec la nouvelle commande sont présentées Fig. 33. On constate la disparition des instabilités.

Le circuit de commande réalisé à base de monostable est présenté annexe 0. Le principe de fonctionnement est décrit à l'aide des chronogrammes (Fig. 34). Une tension image du courant est comparée à zéro, ce qui crée le signal carré « comp ». Les fronts de ce signal génèrent des impulsions grâce aux monostables « Mono\_mont » et « Mono\_desc ». Ces pulses arrivent alors sur l'entrée d'horloge d'une bascule JK câblée en mode « toggle ». Puisque la bascule JK ne fait qu'inverser les commandes des transistors, il est possible qu'elle commute ceux-ci en opposition avec le courant. Afin d'éviter cette situation qui peut se présenter lors de la présence d'un pulse parasite, ou si le démarrage s'effectue dans le mauvais sens, un forçage est mis en place. Le fonctionnement de celui-ci est décrit par les chronogrammes Fig. 34. Afin d'éviter des sur-commutations comme dans le cas présenté Fig. 34 en haut à droite, chaque déclenchement de monostable entraîne le déclenchement simultané d'un monostable de durée plus longue. Tant que ce dernier est à l'état haut, aucun signal d'entrée n'est lu sur l'horloge de la bascule JK. Cependant les Monostables peuvent être redéclenchés afin d'éviter d'autre sur-commutations en chaîne. Le forçage intervient à la descente du monostable long détectant les fronts montants. Comme ce monostable peut être redéclenché, un circuit d'inhibition est mis en place pour éviter que le forçage n'intervienne à un moment inopportun. Les résultats obtenus à l'aide d'un tel circuit de commande sont présentés Fig. 35, en comparaison avec le circuit à pont de diodes.

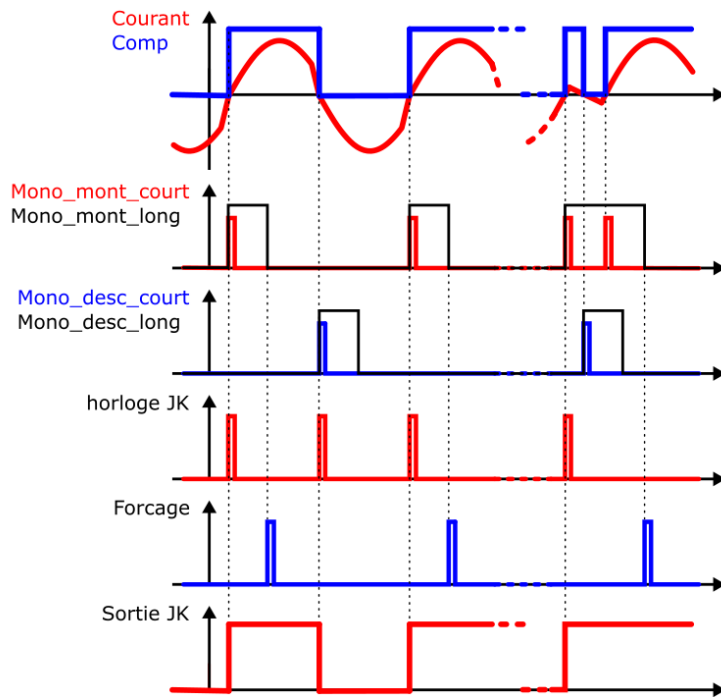


Fig. 34 Chronogrammes associés au schéma de l'annexe 0

En pratique, la mesure de courant isolée avec une bande passante suffisante est difficile à mettre en place. Ainsi, le calcul analytique d'un instant de commutation par un microcontrôleur est un atout majeur. Pour cela, l'expression (Eq. 7) permettant de définir la phase du fondamental du courant résonant et du fondamental de la tension de sortie pourrait-être utilisée.

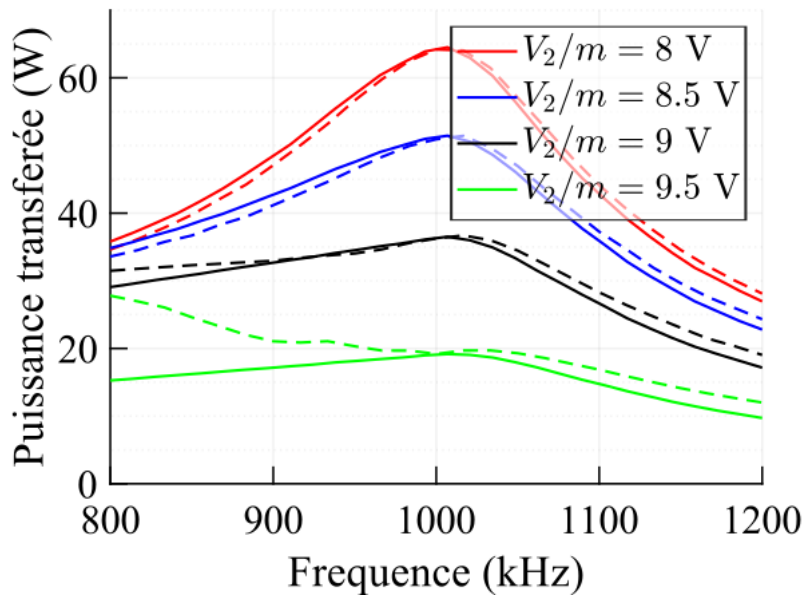


Fig. 35 Comparaison entre le circuit à pont de diode (traits pleins) et le circuit à redresseur synchrone (pointillés).  
 $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$

### 3.1.6 Prise en compte des harmoniques, commutation sur le courant total

Cette méthode consiste à considérer les harmoniques de courant et à chercher la phase de la tension de sortie qui permet d'annuler la somme temporelle des harmoniques de courant au moment de la commutation.

L'Eq. 21 permet d'exprimer les tensions complexes au rang  $n$  de part et d'autre du circuit résonnant auxquelles correspondent des courants complexes  $I_{Ln}$  (Eq. 22) :

$$\underline{I_{Ln}} = \frac{V_{inDC} \frac{4}{\pi n} e^{j(2\pi n f t - \frac{\pi}{2})} - \frac{V_{outDC}}{m} \frac{4}{\pi n} e^{j(2\pi n f t - \frac{\pi}{2} + n\phi)}}{R_{p1} + R_{p2} + jL \cdot 2\pi n \cdot f + \frac{1}{jC \cdot 2\pi n \cdot f}}, \quad n \text{ impair} \quad \text{Eq. 22}$$

La somme des composantes harmoniques est alors calculée en considérant les rangs jusqu'à une valeur jugée suffisante pour correctement représenter la forme d'onde du courant. Cette valeur est choisie égale à  $n = 15$ . Elle dépend du facteur de qualité du convertisseur considéré. Plus le facteur de qualité est faible plus il faudra prendre un nombre d'harmoniques important. Le courant réel peut être calculé Eq. 23 :

$$I_L(t) = \text{Re} \left( \sum_{n=1}^{\infty} \underline{I_{L_n}} \right) \approx \text{Re} \left( \sum_{n=1}^{15} \underline{I_{L_n}} \right) \quad \text{Eq. 23}$$

Il ne reste alors plus qu'à trouver l'angle de déphasage  $\varphi$  qui annule le courant au moment de la commutation :

$$I_L \left( t = \frac{-\varphi.T}{2.\pi} \right) = 0 \quad \text{Eq. 24}$$

Comme auparavant, aucune solution analytique explicite n'existe. Il faut alors recourir au calcul numérique qui reste bien plus rapide que la simulation numérique. Grâce à l'*a priori* sur le retard ou l'avance du courant selon la fréquence testée par rapport à la fréquence de résonance, il n'y a qu'une solution à l'Eq. 24.

Comme le pont de sortie considéré est toujours soit passant soit bloqué, les cas non linéaires disparaissent et les résultats obtenus en termes de puissance sont présentés sur la Fig. 36 en pointillés par comparaison à la simulation circuit en traits pleins.

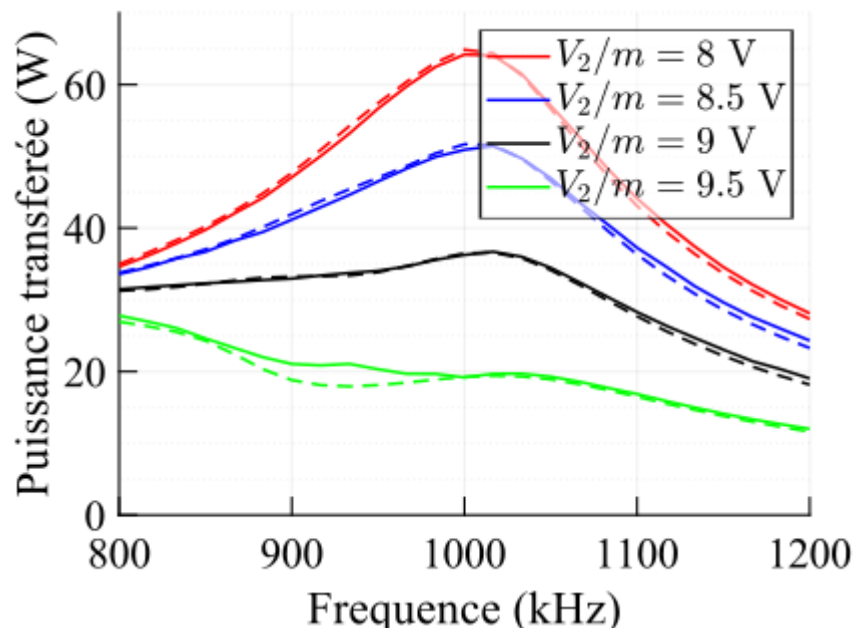


Fig. 36 Comparaison entre la simulation circuit du redresseur synchrone (trait plein) et le calcul semi-analytique prenant en compte les 15 premiers harmoniques pour le calcul du déphasage (traits pointillés).  $L=400$  nH,  $V_{in}=10$ V,  $f_{res}=1$  MHz

Ainsi, cette partie montre qu'il est possible et envisageable pour un convertisseur à résonance série d'avoir un modèle analytique permettant le contrôle de la structure. Les valeurs de déphasage peuvent alors être calculées ou implémentées dans une table.

Dans tous les cas, il est fondamental de rappeler que les signaux d'entrée et de sortie réels ne sont pas purement sinusoïdaux mais carrés. Ce facteur ajoute des paramètres qui ne sont que rarement considérés lors de la conception d'un circuit résonant.

### 3.2 Considération sur le rapport de transformation

La fonction de transfert et les formes d'ondes ont été présentées dans la partie précédente. L'impact du rapport de transformation du transformateur est maintenant étudié. Pour cela, les cas de deux convertisseurs [9-11 V vers 7-14 V] et [8-14 V vers 7-14 V] sont considérés. Chaque convertisseur doit

être capable de fournir entre  $10\text{ W}$  et  $50\text{ W}$  sur tous les points de fonctionnement et les éléments constitutifs du circuit sont les mêmes qu'au début de cette étude (i.e.  $R_{p1}=R_{p2}=100\ \mu\Omega$ ,  $L=200\text{ nH}$ ,  $C=127\text{ nF}$ ). Une commande fréquence/déphasage du pont redresseur peut être utilisée sur cette structure. Cependant, afin de conserver des commutations douces, ce type de stratégie n'est pas étudié.

Les tensions  $V_{in}$  et  $V_{out}$  sont renommées  $V_1$  et  $V_2$  dans un but de généralisation à une architecture réversible et éventuellement multiport.

Les résultats analytiques montrent que transmettre de la puissance n'est pas possible si  $V_2/m$  est supérieure à  $V_1$  (Fig. 37). La mise en pratique du redresseur synchrone présenté en annexe II le permet néanmoins grâce à des changements d'états parasites, cependant sans présenter de véritable régime permanent. A la manière du DAB présenté dans la partie précédente, le pont de sortie est commuté en opposition avec le courant, ce qui a pour conséquence une augmentation forte de sa valeur instantanée sur une période, suivie par une phase de réduction progressive après remise en phase de la tension et du courant (Fig. 38). Ce fonctionnement particulier provoque de fortes contraintes et n'est pas étudié par la suite.

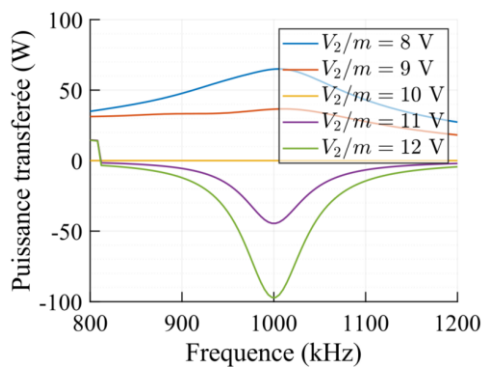


Fig. 37 Transfert de puissance calculé analytiquement pour un convertisseur LC série.  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_1=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$

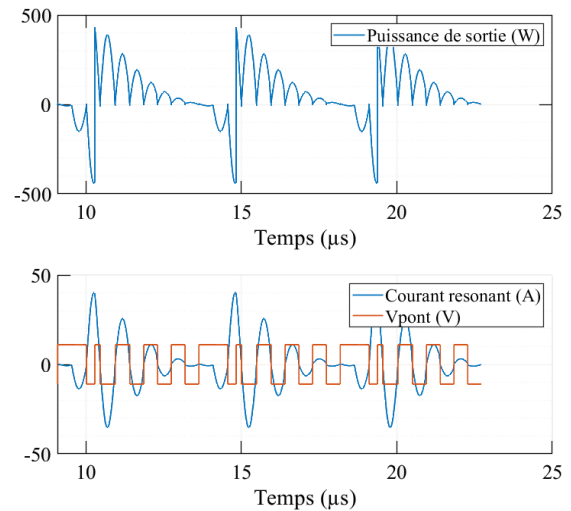


Fig. 38 Formes d'ondes correspondant au convertisseur LC série avec la commande par monostables lorsque la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée.  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_1=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ ,  $f=1.1\text{ MHz}$ ,  $V_2=11\text{ V}$

De manière qualitative, l'impact du rapport de spires du transformateur sur le transfert de puissance est le suivant (en considérant un facteur de couplage fort) :

Pour une même différence de tension  $= V_1 - V_2/m$ , le courant sera identique mais la puissance reçue par la source de sortie dépendra de  $V_2/m$ . Ainsi, dans un premier temps, augmenter le rapport de transformation  $m$  du transformateur ramènera une tension plus faible au primaire ce qui a pour effet d'augmenter le courant. Cependant, à partir d'une certaine valeur de  $m$ , l'augmentation du courant ne compense plus la diminution de la tension ramenée au primaire. N'importe quelle puissance ne peut donc pas être transférée à partir de n'importe quelle tension pour ce type de structure même sans aucune contrainte sur le choix du rapport de transformation. De plus, ce comportement est similaire à de l'adaptation d'impédance : pour la puissance transférée maximum, le rendement chute sous les 50%.

La puissance maximum est transmise à la résonance. En considérant négligeable la contribution des harmoniques devant celle du fondamental, ce phénomène peut être décrit par les équations Eq. 25 et Eq. 26:

$$P_{\text{sortie}} = \frac{V_{2\text{eff}} \cdot I_{L\text{eff}}}{m} \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 25}$$

$$P_{\text{sortie}}(f = f_{\text{res}}) = \frac{V_{2\text{eff}}}{m} \cdot \frac{V_{1\text{eff}} - \frac{V_{2\text{eff}}}{m}}{R_{p1} + R_{p2}} = \frac{V_{2\text{eff}} \cdot (m \cdot V_{1\text{eff}} - V_{2\text{eff}})}{m^2 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 26}$$

D'après Eq. 26, la puissance est négative pour  $m$  petit ( $m < V_2/V_1$ ). Elle devient ensuite positive et finalement tend vers 0 quand  $m$  tend vers l'infini. Un unique changement de signe de la dérivée et l'annulation de celle-ci permet d'obtenir la puissance maximum selon  $m$  (Eq. 27-Eq. 29) :

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial m} = \frac{V_2 \cdot V_1 (2 \cdot \frac{V_2}{V_1} - m)}{m^3 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 27}$$

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial m} = 0 \leftrightarrow m_{\text{max}} = \frac{2 \cdot V_2}{V_1} \quad \text{Eq. 28}$$

$$P_{\text{max}} = \frac{V_1^2}{4 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 29}$$

Le même raisonnement est possible selon la tension de sortie à  $m$  fixé (Eq. 30 et Eq. 31) :

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial V_2} = \frac{m \cdot V_1 - 2 \cdot V_2}{m^2 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 30}$$

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial V_2} = 0 \leftrightarrow V_{2\text{max}} = \frac{m \cdot V_1}{2} \quad \text{Eq. 31}$$

Cependant, en pratique  $m$  appartient aux nombres rationnels.  $P_{\text{max}}$  n'est donc pas forcément atteignable, *a fortiori* si le transformateur est réalisé sur PCB et que le nombre de spires possible est limité. Il faut alors étudier les valeurs de  $m$  atteignables au-dessus et en-dessous de  $m_{\text{max}}$  afin d'avoir la valeur de puissance maximale transmissible. Cette valeur ne dépend pas de la tension de sortie. En revanche, comme la valeur de  $m$  dépend à la fois des valeurs de tension d'entrée et de sortie, ce paramètre ne peut pas être optimisé pour toute une plage de valeurs. Dans la pratique il faut alors étudier si  $P_{\text{max}} = f(m, V_1, V_2)$  est compatible avec l'application visée.

### 3.2.1 Cas [9-11] V vers [7-14] V

Dans un premier temps, le calcul de la puissance transférable est effectué à l'aide d'Eq. 29 afin de vérifier que le cahier des charges de 50 W est atteignable en au moins un point. L'application numérique donne  $P_{\text{max}}=101,3$  W. Ensuite, à l'aide d'Eq. 28, les valeurs de  $m$  maximisant le transfert de puissance sont étudiées en fonction des plages de tensions. Les extrêmes sont  $m = 1,27$  et  $m = 3,11$ . Des cartes présentant les évolutions  $P_{\text{max}} = f(V_1, V_2)$  pour différentes valeurs de  $m$  sont tracées Fig. 39. Ces cartes montrent en dégradé de couleur la puissance transmissible par le convertisseur en fonction des tensions imposées en entrée et en sortie. Elles mettent en évidence des frontières iso puissances. La puissance maximale atteignable par le convertisseur à tension  $V_1$  fixée et  $V_2$  variable et la puissance minimale à atteindre selon le cahier des charges sont présentées respectivement en bleu et en rouge. Ces cartographies mettent en évidence que des valeurs de  $m > 1,66$  sont nécessaires pour pouvoir réaliser le transfert de puissance sur tous les points. Pour  $m > 3$ , ces cartes montrent que la puissance maximum transférable à faible tension d'entrée diminue.

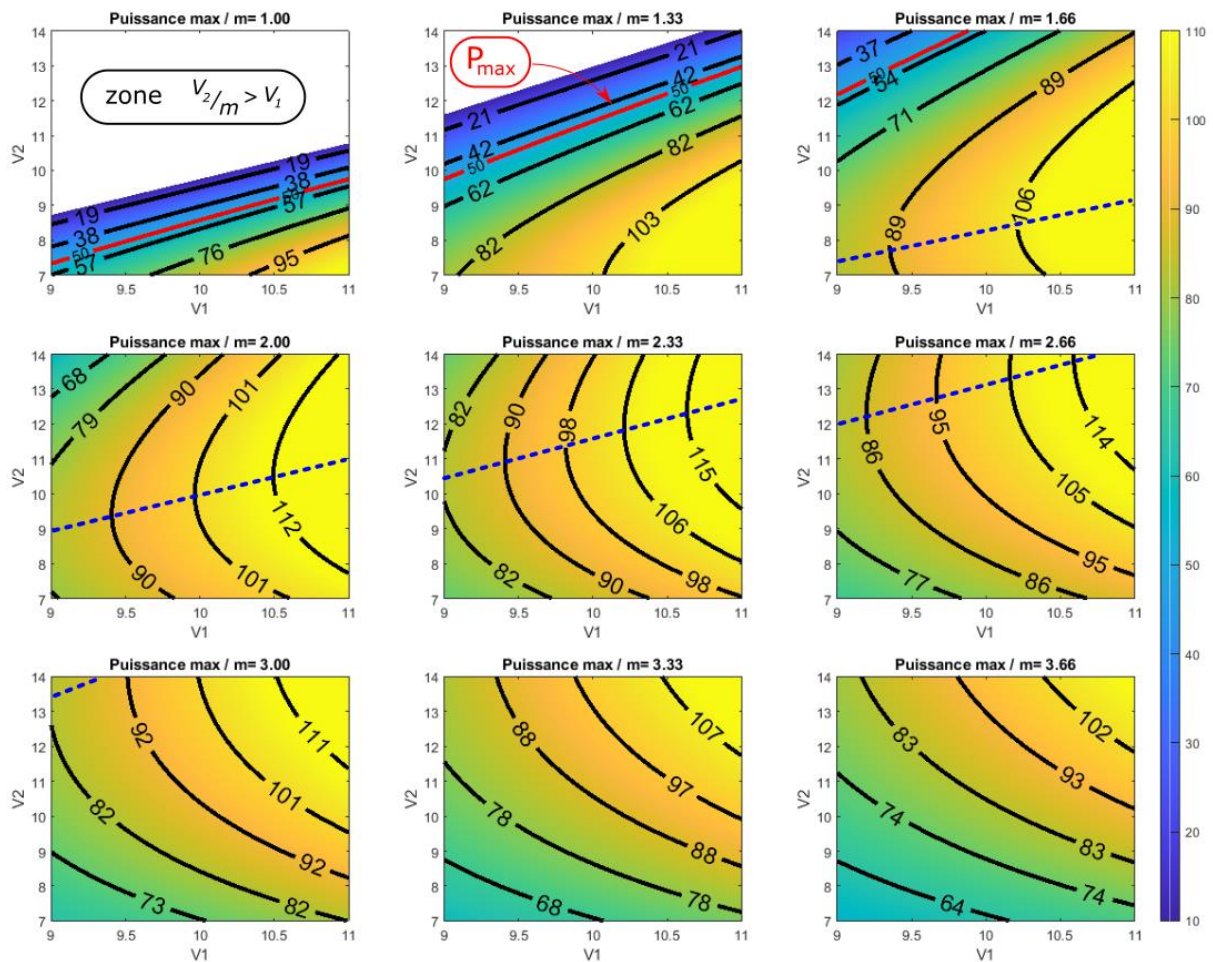


Fig. 39 Puissance maximum atteignable selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur. Les droites rouges illustrent la puissance minimum que le convertisseur doit être capable de transmettre. Les droites en pointillés bleus correspondent au maximum de puissance (Eq. 31).  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ .

Les cartes de la Fig. 39 présentent le maximum de puissance atteignable pour chaque couple de tension  $V_1, V_2$ , puissance obtenue pour une fréquence de fonctionnement égale à la fréquence de résonance. Cependant, faire varier la fréquence de découpage permet de moduler la puissance transférée. Pour caractériser les performances du convertisseur pour ces autres fréquences de fonctionnement, des cartes de rendement des puissances transférables comprises dans le cahier des charges sont établies Fig. 40. Ces cartes sont ensuite moyennées pour chaque valeur des tensions de sortie (la moyenne

établie sur la ligne rouge Fig. 40 correspond au point noir Fig. 41 par exemple), ce qui permet d'obtenir les cartes de la Fig. 41. Un meilleur choix serait de réaliser cette moyenne en pondérant chaque valeur du rendement par le temps de fonctionnement dans chaque zone.

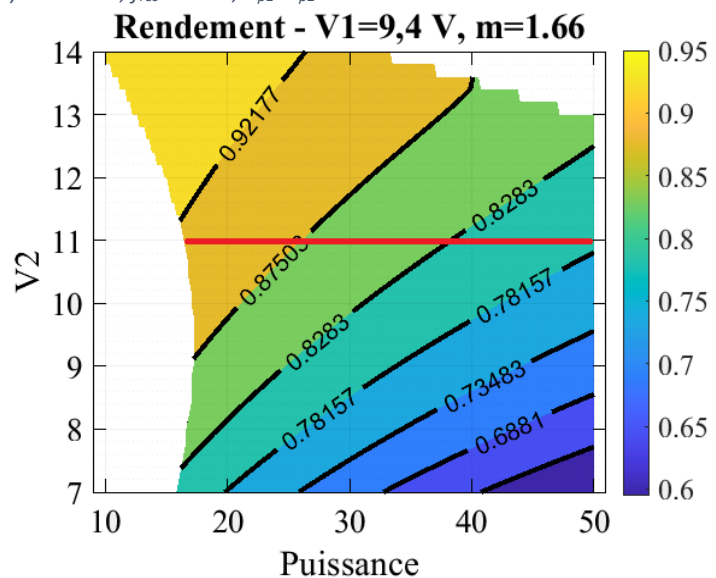


Fig. 40 Rendement du convertisseur LC série selon la puissance de sortie.  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$

Sur la Fig. 40, il apparaît que pour  $V_1=9,4\text{ V}$ ,  $m=1,66$  et  $V_2=14\text{ V}$ , il n'est pas possible d'atteindre  $50\text{ W}$  de puissance transmise. De plus, avec une excursion en fréquence jusqu'à  $1800\text{ kHz}$  (valeur choisie arbitrairement), il n'est pas possible de descendre en dessous de  $17\text{ W}$  pour  $V_2=9\text{ V}$ .

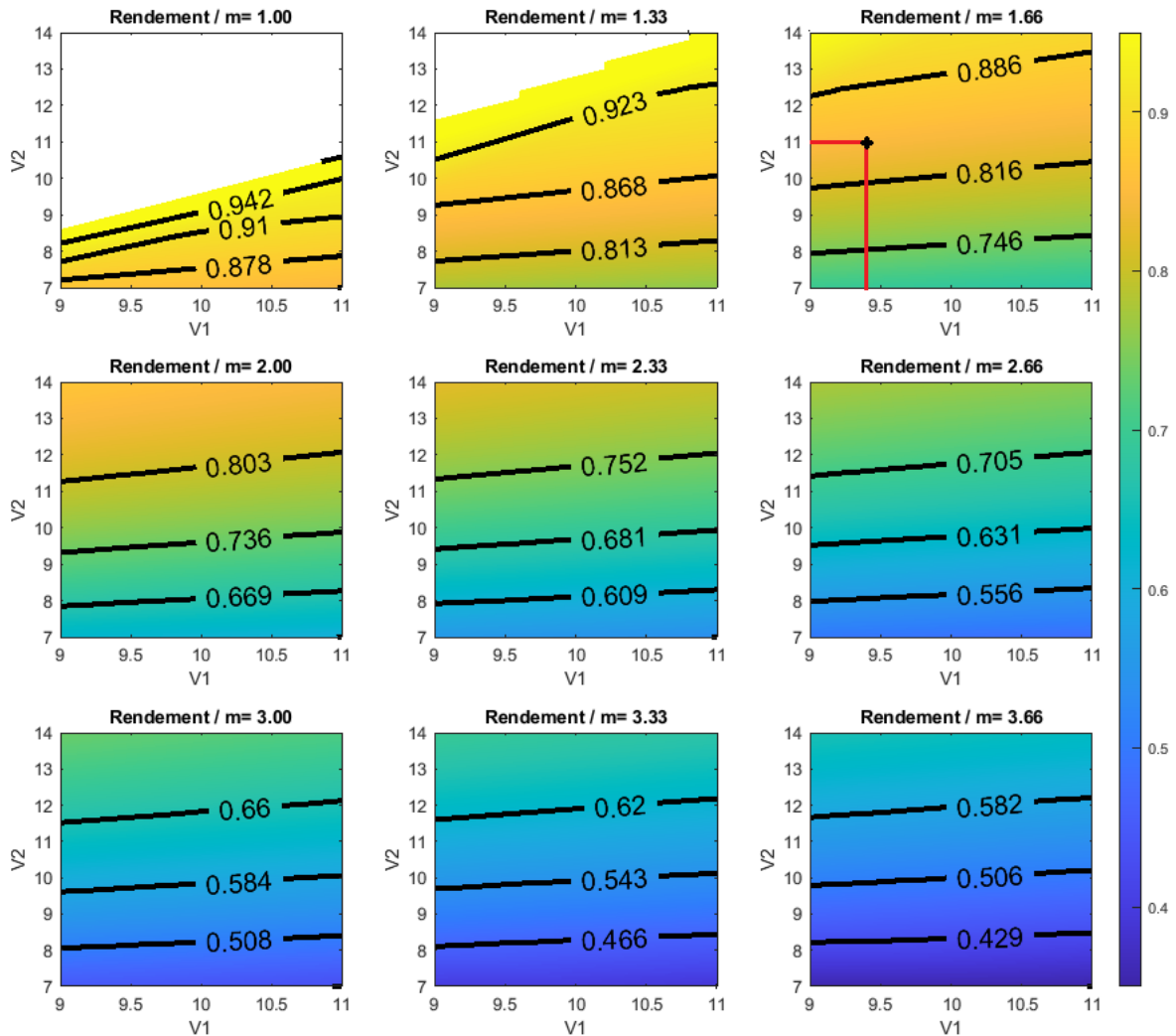


Fig. 41 Rendement moyens selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur.  $L=200\text{ nH}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ ,  $R_{p1}=R_{p2}=100\text{ m}\Omega$

D'après les cartes Fig. 41, en modélisant l'ensemble des pertes par des pertes par effet joule dans des résistances séries indépendantes de la fréquence, le rendement moyen chute avec l'augmentation du rapport de transformation. Ainsi, sa valeur doit être la plus faible possible, tout en garantissant la possibilité de transférer la puissance maximum dictée par le cahier des charges (Fig. 39).

Dans cette structure de convertisseur, le transfert de puissance entre les deux sources est réglé par la fréquence de commutation. Les excursions en fréquences associées aux rapports de transformation et aux plages de tensions d'entrée et de sortie doivent être évaluées. Ces dernières sont importantes à connaître car elles sont sources de surdimensionnement du circuit magnétique et/ou de pertes fer. La Fig. 42 illustre la puissance de sortie selon la fréquence pour quelques couples de tension.

L'intervalle de fréquence minimum qui permet au convertisseur d'atteindre à la fois la puissance maximum du cahier des charges et la puissance minimum selon le rapport  $m$  peut alors être obtenu. Pour cela, l'union des intervalles obtenus Fig. 42 pour l'ensemble des couples de tension étudiés est réalisé. Le résultat est affiché sur la Fig. 43 avec le rendement associé issu de la Fig. 41. Les rapports  $m$  présentés dépendent du nombre de spires du transformateur. Ceux-ci sont choisis entre 1 et 5 afin d'être cohérent avec un bobinage sur 4 couches tout en ayant une largeur de spire suffisante pour



obtenir une faible résistance DC. Sont donc accessibles les rapports de transformations suivants si les rapports de transformations sont compris entre 2 et 3:  $m = \left\{ \frac{2}{1}, \frac{5}{2}, \frac{3}{1} \right\}$ .

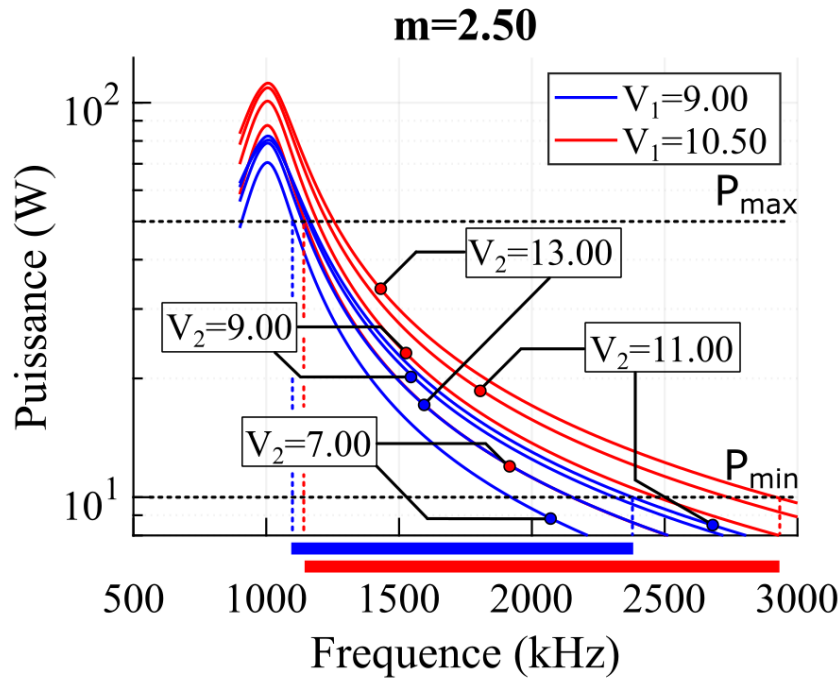


Fig. 42 Excursion en fréquence nécessaire pour atteindre les points de fonctionnement requis du convertisseur.

Les excursions de fréquence obtenues sont extrêmement élevées et difficilement réalisable en pratique. Une commande avec déphasage des bras de pont engendrera moins de pertes à basse puissance et sera préférée. Cependant, ces caractéristiques fournissent un point de départ en vue de réaliser une comparaison des convertisseurs.

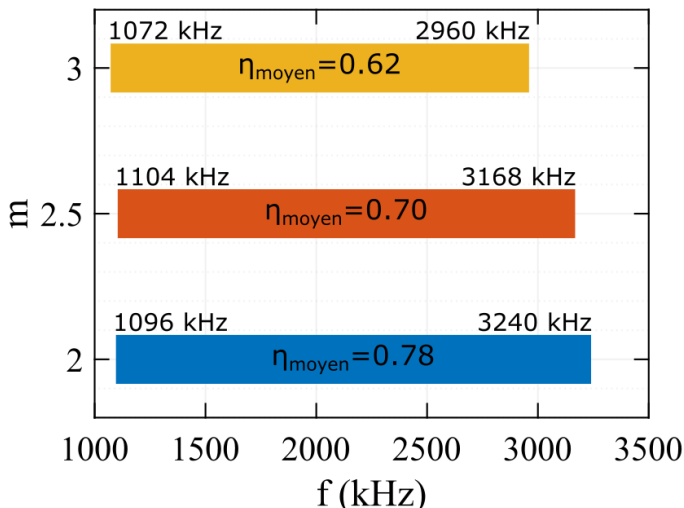


Fig. 43 Plages de fréquences nécessaires pour atteindre les puissances  $P_{max}$  et  $P_{min}$  sur l'ensemble des points de fonctionnement pour différentes valeurs de  $m$ .  $L=200$  nH. Rendement moyens associés (d'après Fig. 41). Cas [9-11] V  $\rightarrow$  [7-14] V.

### 3.2.2 Cas [8-14] V vers [7-14] V

D'après ce qui a été montré précédemment, étendre la plage de tension d'entrée nécessite l'accroissement du rapport de transformation. En effet, les points à faible tension d'entrée ne permettraient plus de transférer la puissance  $P_{max}=50$  W si le rapport de transformation reste à  $m=2$

Il est notable que les rendements illustrent les effets des résistances séries uniquement tandis que les plages fréquentielles sont plutôt une image de ce que seraient les pertes fer qui évoluent plus rapidement que le carré de la fréquence.

Ainsi, la règle générale qui semble se détacher est qu'il faut prendre le rapport de transformation minimum qui permette de réaliser le transfert de puissance.

En effet, l'augmentation de la plage fréquentielle semble réduite par rapport à l'évolution des rendements calculés.

(voir Fig. 44, pour  $m=2$ ,  $V_1=8\text{ V}$ ,  $V_2=14\text{ V}$ ). Ainsi, la Fig. 44 présente les puissances maximales transmises par le convertisseur. Elle montre que même en modifiant le rapport de transformation,  $V_1$  ne peut pas descendre en dessous d'environ  $7,5\text{ V}$  sous peine de ne plus être capable de transmettre  $P_{max}$  sur tous les points. Certains fabricants parlent alors de *derating* du convertisseur. Cela sous-entend que ce dernier n'atteint pas ses performances nominales sur toute la plage de fonctionnement. L'avantage est que le rendement moyen du convertisseur peut être augmenté dans tout le reste de la plage de tension entrée/sortie.

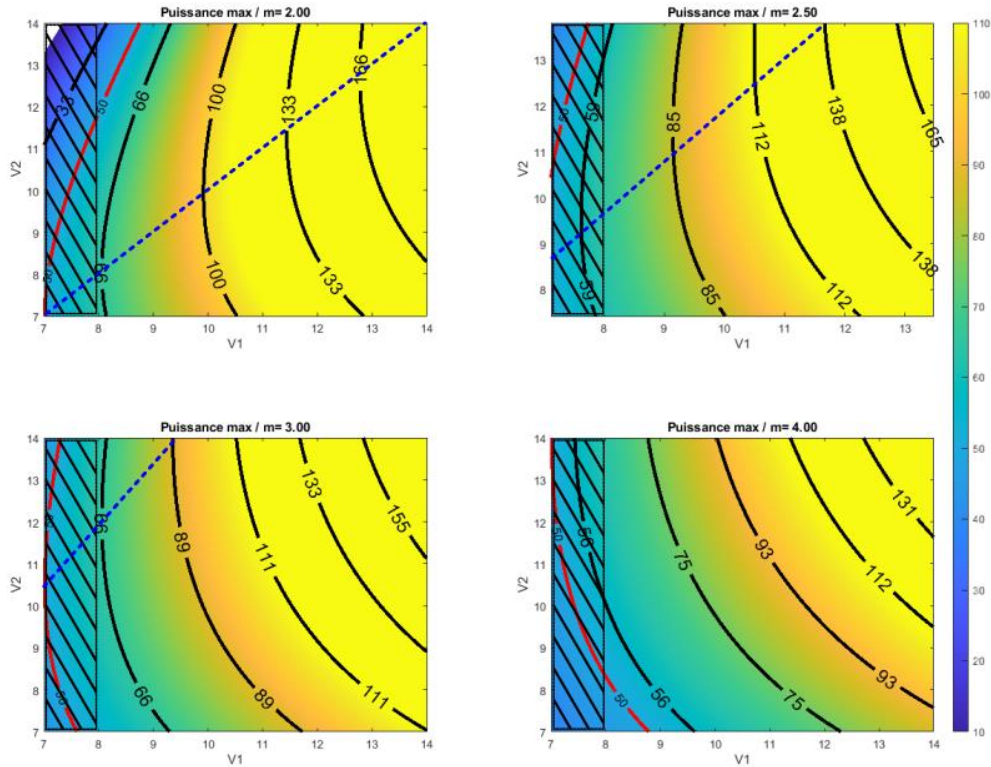


Fig. 44 Puissance maximum atteignable selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur. Les droites rouges illustrent la puissance maximum que le convertisseur doit être capable de transmettre. Les droites en pointillés bleus correspondent au maximum de puissance (Eq. 31).  $L=200\text{ nH}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ ,  $R_{p1}=R_{p2}=100\text{ m}\Omega$

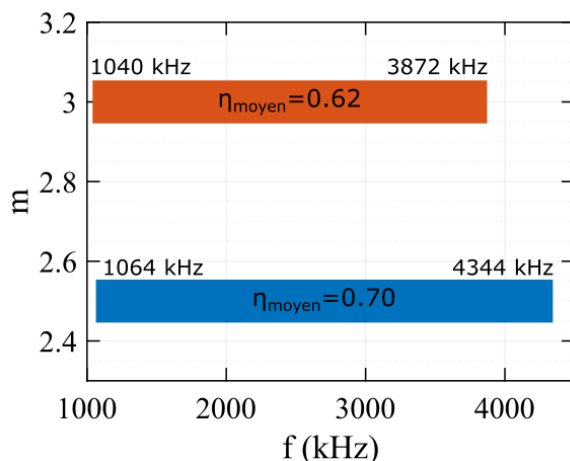


Fig. 45 Similaire à la Fig. 43 pour le cas  $[8-14]\text{ V} \rightarrow [7-14]\text{ V}$

Afin que tous les couples de tension d'entrée et de sortie permettent d'atteindre la puissance de  $50\text{ W}$ , le rapport de transformation doit valoir  $m = 2,5$  ou  $m = 3$ . Les rendements ainsi que les plages de fréquences correspondantes sont présentés Fig. 45. Les pertes par effet joule sont globalement les mêmes que pour le cas précédent. De plus, la plage de fréquence nécessaire pour atteindre les points de fonctionnement voulu augmente. Ceci se traduirait par des pertes fer plus élevées.

Ainsi, ces 2 exemples illustrent la raison pour laquelle les performances des convertisseurs deviennent de moins en moins bonnes au fur et à mesure que leurs plages de tensions de travail s'élargissent.

Quelques points n'ont pas été abordés dans cette partie car dépendant du transformateur :

- Le choix de la fréquence de résonance : Celle-ci va grandement dépendre de la technologie de transformateur choisie qui va elle-même dépendre de la puissance du transformateur. En effet, les

pertes cuivre AC vont limiter la section de cuivre possible -en raison de l'épaisseur de peau- et donc le courant envisageable. Elle dépendra de plus de l'électronique de commande déployée et de sa vitesse de calcul ainsi que du choix des transistors définissant les pertes en commutation. Ce choix n'est donc pas trivial et résulte d'une optimisation globale ;

- Le fonctionnement à faible puissance : Comme illustré Fig. 42, le convertisseur ne peut fournir une puissance nulle que si la fréquence de découpage tend vers l'infini, ce qui n'est pas possible. Pour contourner ce problème, les concepteurs utilisent une commande dite « burst mode » qui consiste à faire fonctionner le convertisseur en tout ou rien. Les capacités de sorties doivent alors permettre de filtrer ces créneaux de puissance. Le choix de la borne inférieure de puissance dépend d'un compromis entre les valeurs de capacité de sortie et la fréquence maximum de fonctionnement du convertisseur ;

- La sensibilité de la fonction de transfert aux résistances séries : Ces résistances sont difficilement estimables lors d'un prédimensionnement. Elles dépendent en effet du nombre de spires du transformateur et du routage des éléments. De plus, elles dépendent de la fréquence en raison de la résistance série du transformateur ; mais aussi de la température. Par ailleurs, comme le montre la Fig. 46, leur impact sur la transmission de puissance n'est pas négligeable.

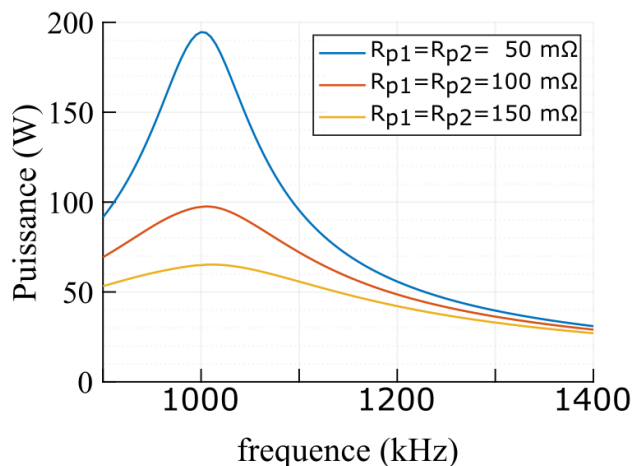


Fig. 46 Variation du transfert de puissance pour différentes valeurs de résistances séries.  $m=2.5$   $V_{in}=V_{out}=10\text{ V}$

Une différence de  $100\text{ m}\Omega$  tel que présenté Fig. 46 est importante en valeur relative, mais pas en valeur absolue et est représentative des incertitudes de modélisation et de réalisation. Cette considération est exacerbée dans le cas où la charge de sortie possède un comportement résistif plutôt que source de tension.

Pour résumer, le convertisseur série :

- Est constitué de peu d'éléments ;
- Nécessite un rapport de transformation soigneusement choisi ;
- Peut nécessiter une large plage de fréquence de fonctionnement (faible facteur de qualité du circuit résonant, forte excursion de puissance, etc) ce qui rend le dimensionnement moins efficace ;
- Nécessite des temps morts adaptatifs selon la fréquence et la charge pour fonctionner au mieux ;
- Ne peut atteindre un fonctionnement à une puissance faible qu'en utilisant un mode de transfert de puissance intermittent dénommé burst-mode ;
- Est très sensible aux résistances séries.

### III-4 Convertisseur LLC

La structure élémentaire du convertisseur LLC est présentée Fig. 48. Ce convertisseur est similaire au LC série et repose sur le concept de circuit résonant. La différence réside dans le circuit résonant utilisé qui comprend deux inductances  $L_m$  et  $L$  ainsi qu'une capacité  $C$ . Dans cette partie,  $L_m$  est l'inductance magnétisante du transformateur et  $L_f$  son inductance de fuite. Contrairement à un transformateur traditionnel, où l'inductance magnétisante doit être de valeur importante pour limiter le courant

magnétisant, elle a ici une valeur beaucoup plus faible et joue un rôle dans la commutation des transistors du pont d'entrée. La prochaine section traite de l'impact de la valeur de  $L_m$  sur le fonctionnement du pont d'entrée et sur les performances globales du convertisseur.

#### 4.1 Impact des paramètres caractéristiques

À la manière de la partie précédente traitant du convertisseur LC série, une fonction de transfert est calculée Eq. 32 et les fréquences de résonance sont données Eq. 33.

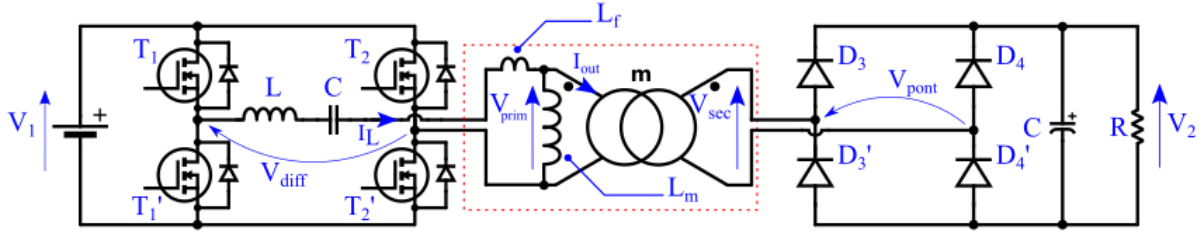


Fig. 47 Schéma simplifié du convertisseur LLC

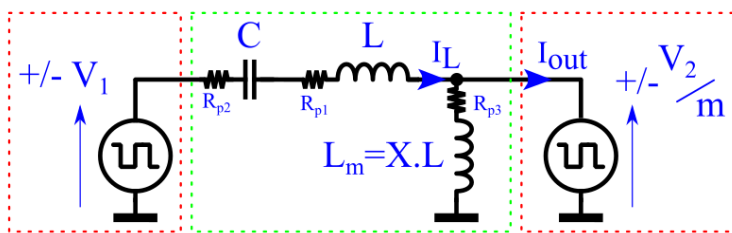


Fig. 48 Schéma de principe du convertisseur à résonance LLC. Les encadrés rouges sont les sources et l'encadré vert est le circuit résonant.

Le schéma de la Fig. 48 présente une vision simplifiée du convertisseur.

Comme précédemment, l'instant de commutation de la source de sortie est choisi afin d'être en phase avec la somme totale du courant  $I_{out}$ . Ceci émule un redresseur synchrone.

$$i_{out} = \left( \frac{C.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} - \frac{1}{R_{p3}} \cdot \frac{1+(R_{p1}+R_{p2}+R_{p3}).C.p+(L+L_m).C.p^2}{(1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2).(1+\frac{L_m}{R_{p3}}.p)} \right) \cdot \left( \frac{V_{in}}{V_{out}/m} \right) \quad \text{Eq. 32}$$

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}}, \quad f_{res2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L+L_m).C}} \quad \text{Eq. 33}$$

La puissance transmise par ce type de convertisseur peut être calculée en fonction des tensions d'entrée et de sortie, ainsi que du rapport de transformation  $m$ . La méthodologie est identique à l'étude d'un convertisseur LC. Cependant, un nouveau paramètre - soit une nouvelle dimension -  $L_m$  est ajouté. La grandeur  $X$  est définie telle que  $L_m = X.L$ . Les cas  $X = \{3; 5; 7; 100\}$  sont étudiés. Ils représentent des ratios classiques [5]. Le cas  $X = 100$  est utilisé comme référence au circuit LC série. Les puissances et rendements correspondants sont affichés Fig. 49 et Fig. 51. La zone hachurée permet d'observer qu'un convertisseur dont la limite basse de la plage de tension d'entrée est inférieure à 7,5 V environ ne pourrait pas respecter la contrainte de puissance du cahier des charges.

Ces cartes montrent que l'impact de l'inductance parallèle sur la puissance transmissible par le convertisseur et son rendement est minime. Le rendement chute légèrement avec la diminution de  $X$ . Une explication physique utilisant la Fig. 48 consiste à dire que la différence des tensions d'entrée et de sortie est toujours appliquée sur les éléments  $L, C, R_{p1}, R_{p2}$ . Ces éléments résonnants sont les mêmes que pour le convertisseur LC série. Ainsi, cette partie du circuit transfère la puissance maximum lorsque  $V_1$  et  $V_2$  sont en phase et à la fréquence de résonance  $f_{res1}$ . Comme  $L_m$  supporte la tension  $V_2$ , un faible courant la traverse (10 fois plus faible que le courant  $i_L$  en ordre de grandeur si  $X=1$ ). La commande déphase alors légèrement le pont de sortie afin qu'il commute à courant nul, ce qui fait très légèrement baisser la puissance transmise. Dans ce modèle, les pertes fer sont représentées par la résistance  $R_{p3}$ . Une diminution de  $L_m$  augmente la valeur du courant dans cette branche, et par conséquent les pertes. Le rendement diminue donc si  $X$  diminue. Cette faible valeur d'inductance peut néanmoins présenter un intérêt qui sera exposé plus loin.

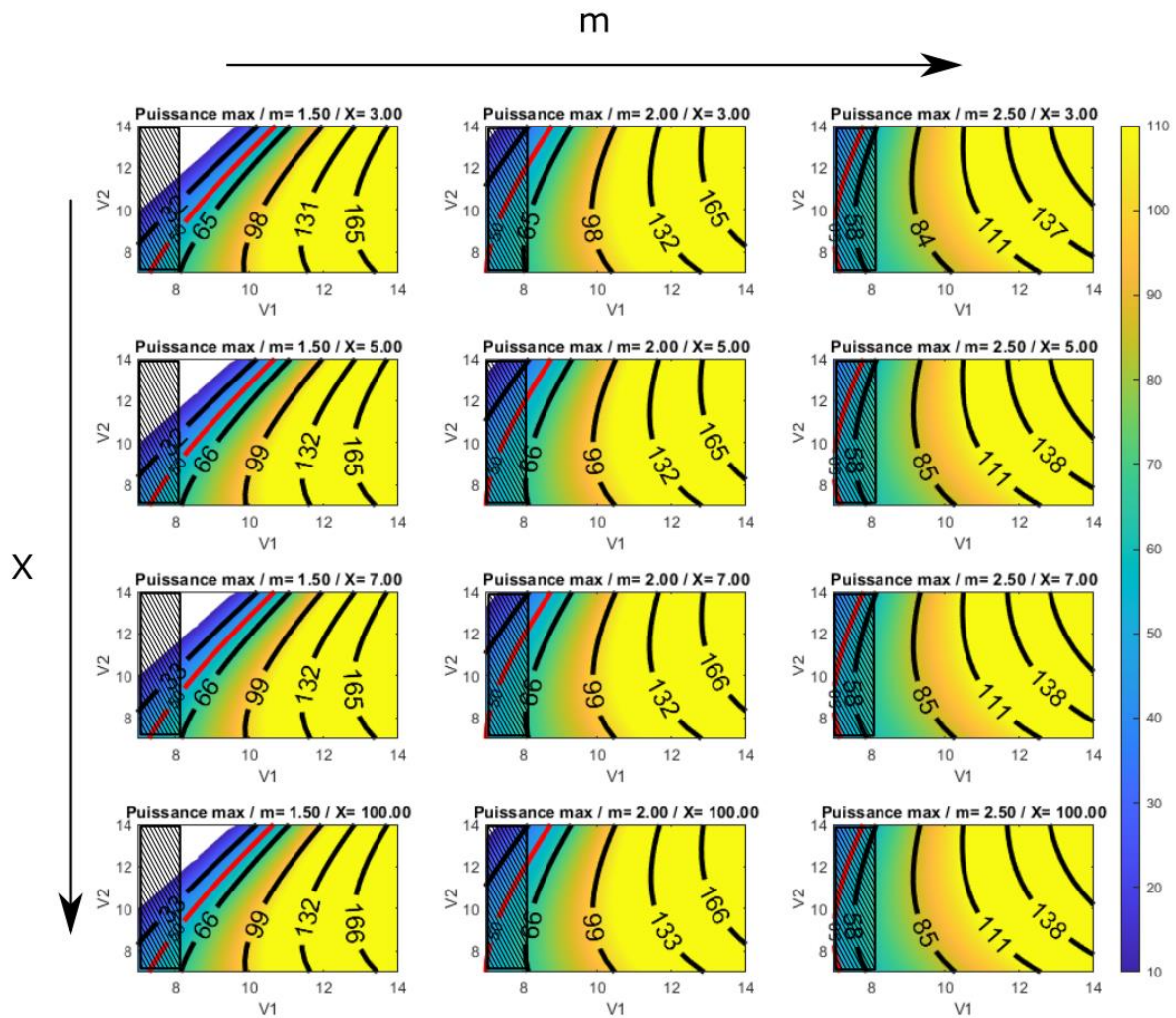


Fig. 49 Puissance maximum transmise par un convertisseur LLC en fonction du rapport de transformation  $m$  et du rapport entre les inductances séries et parallèles  $X$ .  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ ,  $R_{p3}=10$  m $\Omega$ .

De même que précédemment, les excursions en fréquence permettant d'atteindre les puissances maximales et minimales sont calculées et présentées Fig. 50. Dans cet exemple à faible coefficient de qualité, l'inductance parallèle diminue la plage de fréquence nécessaire. En effet, celle-ci consommant de la puissance active au travers de la résistance  $R_{p3}$ , la puissance transmise est réduite sans nécessiter une fréquence aussi élevée.

L'impact de  $X$  devrait donc être faible sur le rendement et très faible sur l'excursion en fréquence dans un cas classique.

Contrairement aux cas d'études classique du LLC chargé par une résistance en sortie (dont les caractéristiques sont données Fig. 53) [5], le cas possédant une source de tension en sortie ne présente pas de résonance amenant à une surtension. En effet, ce « pic » est dû à une résonance entre le condensateur  $C$  et l'inductance  $L_m$  provoquant une surtension aux bornes de celle-ci. Or, la tension aux bornes de  $L_m$  est imposée dans le cas présent. L'inductance  $L_m$  ne peut donc pas contribuer à l'augmentation du gain pour une fréquence de découpage inférieure à la fréquence de résonance. Ceci s'observe sur la forme de la puissance transférée qui, même avec un facteur de qualité très faible du circuit résonnant, ne présente pas de « pic » de puissance en dessous de la fréquence de résonance principale comme illustré par les Fig. 52 et Fig. 53. Dans le cas d'un convertisseur implémenté dans une structure à régulation hybride parallèle, ces considérations sont en parties annexes puisque la régulation de puissance est faite via la tension d'entrée.

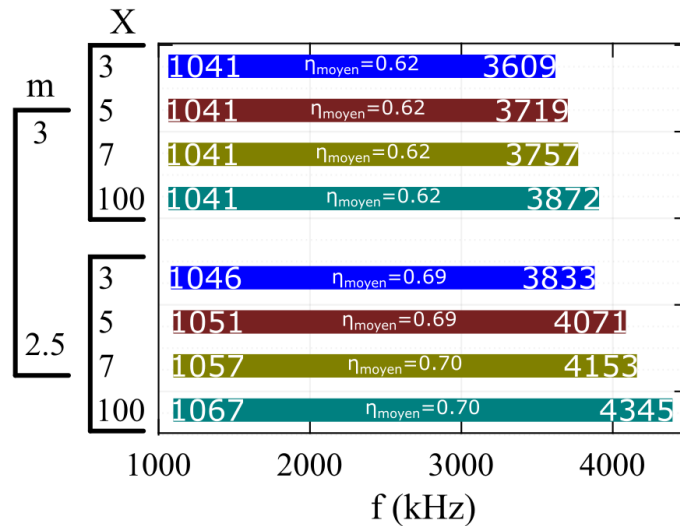


Fig. 50 Excursion en fréquence et rendements moyens correspondants sur la plage. Cas [8-14] V  $\rightarrow$  [7-14] V,  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ ,  $R_{p3}=10$  m $\Omega$ ,  $P_{max}=50$  W,  $P_{min}=10$  W.

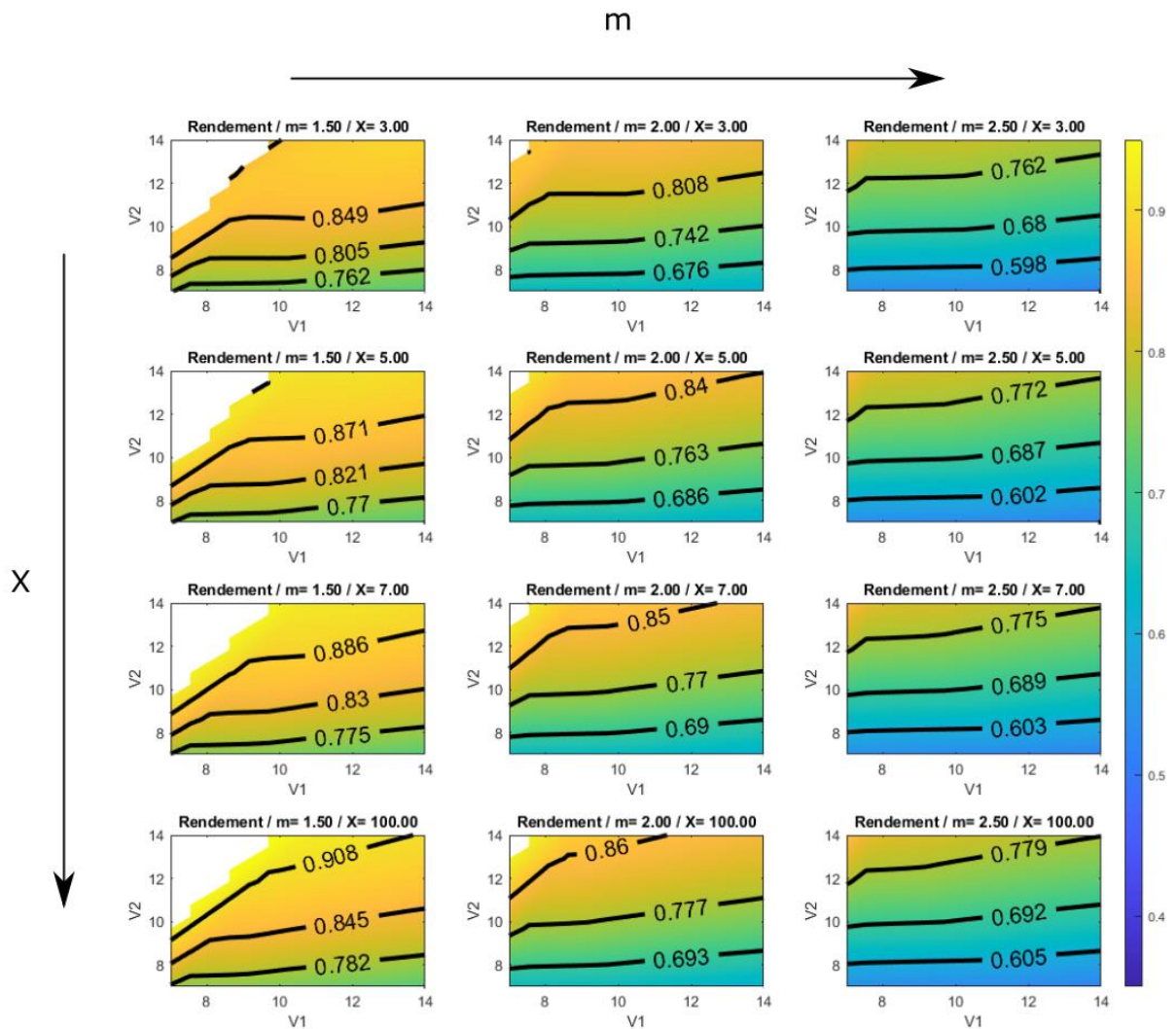


Fig. 51 Fig. 3 Rendement moyen du convertisseur LLC en fonction du rapport de transformation  $m$  et du rapport entre les inductances séries et parallèles  $X$  (prise en compte des résistances uniquement).  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ ,  $R_{p3}=10$  m $\Omega$ .

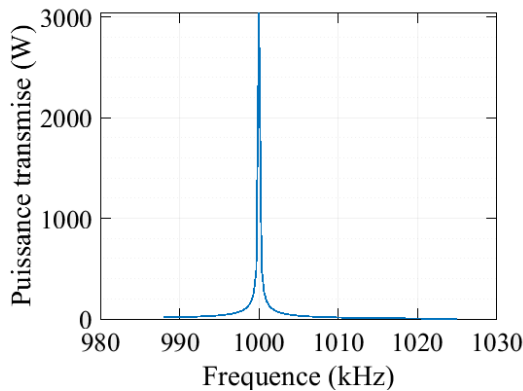


Fig. 52 Puissance transmise avec  $R_{p1}=R_{p2}=10\text{ m}\Omega$ ,  $L=20\text{ }\mu\text{H}$ ,  $m=2.5$  et  $X=3$

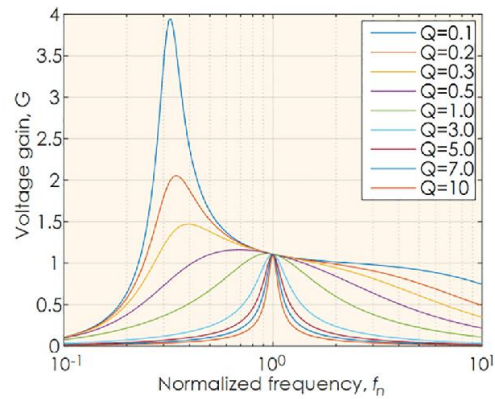


Fig. 53 Figure typique de gain en tension d'un LLC selon le facteur de qualité [27]

## 4.2 Inductance parallèle et pertes en commutation

Finalement, l'intérêt de l'inductance parallèle se trouve principalement dans l'étude des pertes par commutation.

Sur le schéma Fig. 48, le courant  $i_{out}$  peut être décomposé comme la différence d'un courant  $i_L$  qui traverse l'inductance série  $L$  et d'un courant  $i_{Lm}$  qui traverse l'inductance  $L_m$ . La Fig. 54 représente ces courants.  $i_L$  est dû à la différence des tensions issues des deux ponts, tandis qu' $i_{Lm}$  est simplement dû à la tension de sortie appliquée sur l'inductance  $L_m$ . Ainsi, son évolution est triangulaire.

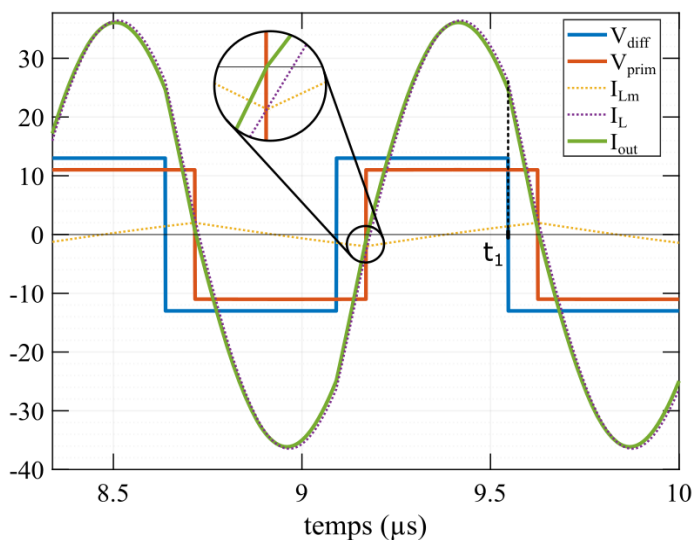


Fig. 54 Formes d'ondes simplifiées du convertisseur LLC lorsque la commutation se fait à courant  $i_{out}$  nul.  $V_{in}=13\text{ V}$ ,  $V_{out}=11\text{ V}$ ,  $m=2.5$ ,  $X=2.5$ ,  $f=1100\text{ kHz}$

La Fig. 55 présente les éléments parasites du modèle d'ordre 1 constituant les transistors *GaN*FET du pont d'entrée.

Au moment noté  $t_1$  sur la Fig. 54, le courant  $i_L$  est positif.  $T_1'$  et  $T_2$  sont alors ouverts, en passe d'être fermés. Cependant,  $T_1$ ,  $T_2'$  doivent être ouverts auparavant afin d'éviter un court-circuit de bras potentiellement destructeur pour les semi-conducteurs.

Une fois  $T_1$  et  $T_2'$  ouverts, le courant  $i_L$  doit circuler à travers les condensateurs parasites  $C_{oss}$  en raison de l'inductance  $L$  série qui agit comme source de courant. Ce faisant,  $i_L$  charge ces condensateurs. La

Si la fréquence d'excitation est supérieure à la fréquence de résonance (Fig. 54):

- Le courant  $i_{out}$  est nul au moment de la commutation du pont de sortie de par sa commande. La commutation s'effectue donc en ZCS ;
- Le courant  $i_L$  est ainsi positif lors de la fermeture des interrupteurs  $T_1'$  et  $T_2$  et négatif lors de la fermeture de  $T_1$  et  $T_2'$ . Cela peut être utilisé pour permettre à ces interrupteurs de commuter à tension nulle à la fermeture (ZVS) ;

Afin d'étudier ce phénomène, il est nécessaire d'abandonner la vision simpliste de commutations instantanées et détailler le mécanisme de commutation durant les temps morts.

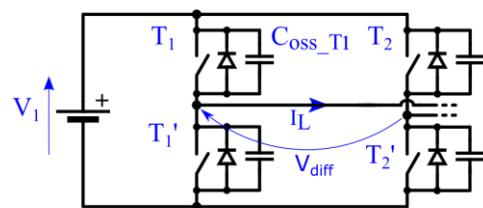


Fig. 55 Eléments constituant le pont d'entrée

tension aux bornes de  $T_1, T_1'$  étant imposée par le bus continu, la charge de  $C_{oss\_T1}$  force le condensateur  $C_{oss\_T1'}$  associé à  $T_1'$  à se décharger et à fournir  $i_L/2$ . Lorsque ce condensateur est déchargé,  $T_1'$  et  $T_2$  peuvent être fermés à tension nulle et donc sans pertes.

En considérant dans un premier temps une ouverture infiniment rapide des transistors, il est possible de calculer le temps que doit durer la phase pendant laquelle tous les interrupteurs sont ouverts. Ceci doit permettre de décharger suffisamment les condensateurs parasites. La capacité des condensateurs est considérée fixe (bien qu'elle soit non linéaire selon le niveau de tension).

La première étape consiste à calculer le courant  $i_L$  à l'instant  $t_1$ , sans tenir compte des temps morts. Le calcul du déphasage étant réalisé de manière numérique, cette grandeur n'est pas disponible analytiquement. Le calcul numérique permet cependant d'obtenir  $i_L(t_1, V_1, V_2, f, m, X)$  de manière approchée.

La deuxième étape consiste à évaluer l'évolution de la tension  $v_{T1}$  aux bornes de  $T_1$ . Comme expliqué précédemment, les tensions  $v_{T1}$  et  $v_{T2'}$  sont égales et évoluent avec  $v_{T1'}$ ,  $v_{T2}$  de manière complémentaire à  $v_1$ . Ainsi, il est possible d'écrire le système d'équation Eq. 34 valable à partir de  $t_1$  et jusqu'à la fermeture de  $T_1, T_2$ . Il faut cependant que la condition décrite Eq. 35 soit respectée afin de ne pas mettre en conduction les diodes parasites :

$$\begin{cases} V_{diff} = V_L + V_{Rp1} + V_{Rp2} + V_C + \frac{V_2}{m} \\ V_{diff} = V_{T1'} - V_{T2'} \\ i_{Coss\_T2'} = -i_{Coss\_T1'} = \frac{i_L}{2} \end{cases} \quad \text{Eq. 34}$$

$$V_{T1'} > 0, V_{T2} > 0 \quad \text{Eq. 35}$$

Ce système d'équation permet alors d'obtenir l'équation différentielle du courant  $i_L$  pendant les temps morts :

$$0 = L \cdot \frac{d^2 i_L}{dt^2} + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot \frac{di_L}{dt} + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_{oss}} \right) \cdot i_L \quad \text{Eq. 5}$$

La connaissance numérique de  $i_L(t_1)$  et la continuité des tensions imposées par les capacités  $C_{oss}$  permet de résoudre cette équation différentielle en posant  $t' = t - t_1$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t') = (k_1 \cdot \cos\left(\frac{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}}{2 \cdot L \cdot C_{eq}} \cdot t'\right) \right. \\ \quad \left. + k_2 \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}}{2 \cdot L \cdot C_{eq}} \cdot t'\right) \right) \cdot e^{-\frac{R_{p1} + R_{p2}}{2 \cdot L} \cdot t'} \\ C_{eq} = \frac{C \cdot C_{oss}}{C + C_{oss}} \\ k_1 = i_L(t' = 0) \\ k_2 = \frac{i_L'(0) \cdot 2 \cdot L \cdot C_{eq} + i_L(0) \cdot (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C_{eq}}{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 36}$$

La troisième étape consiste alors à calculer la tension aux bornes des condensateurs en intégrant par partie l'équation sur le courant pendant la durée du temps mort  $t_d$  :

$$V_{Coss\_T1} = \int_{t'=0}^{t'=t_d} I_L(t') \cdot dt, \text{ sous condition } V_{Coss\_T1} \leq V_1 \quad \text{Eq. 37}$$

La tension aux bornes de  $T_1$ , ne peut dépasser  $V_1$  car dans le cas contraire, la tension aux bornes de  $T_2$  deviendrait négative, ce qui dévierait le courant dans la diode parasite. Cette situation est à éviter en raison des faibles performances des diodes de structure des transistors GaN.



Cependant, avant de considérer ces conditions de « sur-déchargement », il faut vérifier que la décharge de ces condensateurs parasites soit possible. La grandeur limitante est alors le courant  $i_L$ . Celui-ci peut être faible dans deux situations :

-Lorsque les tensions d'entrée et de sortie ramenée sont trop proches. La tension appliquée sur le circuit résonant est alors faible. Ce cas ne se rencontre pas dans cette étude puisque le rapport de transformation du transformateur est choisi afin de garantir un minimum de 50 W transmissible sur l'ensemble des points de fonctionnement ;

-Lorsque le déphasage entre le pont d'entrée et de sortie est faible et que la fréquence d'excitation est proche de la fréquence de résonance. Le courant  $i_L$  est alors quasi-sinus, presque nul au moment de la commutation du pont primaire.

L'étude suivante est proposée afin de vérifier la possibilité pour la structure LLC de commuter en ZVS dans ce pire cas :

- Tout d'abord, les transformées de fourrier des courants  $i_L$  et  $i_{out}$  sont calculées pour un ensemble de fréquences proches de la fréquence de résonance (mais supérieure), un ensemble de déphasage entre pont d'entrée et de sortie proche de zéro (mais supérieur), et un ensemble de tensions d'entrées et de sorties. Cette étude tient compte des 50 premiers harmoniques non nuls ;

- Le courant  $i_{out}(t_2)$  est calculé à l'aide d'une transformée inverse à l'instant de commutation du pont secondaire. Cela permet de choisir la phase qui minimise ce courant. Le pont secondaire commute alors en ZCS. La phase est désormais connue et le problème est réduit d'une dimension ;

- Le courant  $i_L(t_1)$  est calculé pour l'ensemble des phases précédemment trouvées. Cela permet de choisir la fréquence correspondant au courant  $i_L$  le plus faible lors de la commutation du pont primaire. Ainsi, le pire cas pour la commutation ZVS est sélectionné. Le problème est de nouveau réduit d'une dimension (la fréquence voulue est obtenue). De même, la dérivée de  $i_L$  en  $t_1$  est obtenue ;

- Finalement, à l'aide de ces données, l'équation différentielle sur la tension des condensateurs est résolue, ce qui permet d'obtenir le temps mort nécessaire aux commutations ZVS.

Cette méthodologie serait suffisante pour traiter des cas tels que celui présenté Fig. 54. Cependant, le courant  $i_L$  étant faible, plusieurs effets limitent la validité de cette méthodologie et sont illustrés par la Fig. 56:

- Le temps mort ne doit pas être réalisé uniquement en retardant le front montant. Il faut aussi avancer le front descendant afin que les deux commutations du pont soient symétriques ;

- La tension issue du pont primaire n'est pas un simple créneau en raison de la décharge des condensateurs parasites. Cela implique alors de modifier les coefficients de Fourier lui correspondant. Cependant, l'évolution de la tension lors de ces temps morts dépend du courant  $i_L$ . Ce dernier n'étant pas connu, la tension n'est pas déterminable *a priori* (zone en pointillés orange sur la Fig. 56). Obtenir un résultat de meilleure qualité nécessiterait d'itérer le calcul. Cependant, le temps mort ne concernant qu'une faible fraction de la période, cet effet n'est pas pris en compte et la tension  $v_{diff}$  est supposée carrée ;

- Le fait d'introduire un temps mort change l'instant d'ouverture des transistors. En effet, comme indiqué Fig. 56, le courant  $i_L$  ne doit pas être pris en compte au moment du front de tension imposé par le calcul numérique ( $t_1$ , en pointillés sur Fig. 56) mais au moment où les transistors s'ouvrent en réalité :  $t_1' = t_1 - t_d/2$ .

Ces trois remarques conduisent ainsi à ajouter une dimension représentant la durée des temps mort  $t_d$ . Cette dimension permet d'explorer les différents régimes de tension des condensateurs parasites jusqu'à trouver l'optimum.

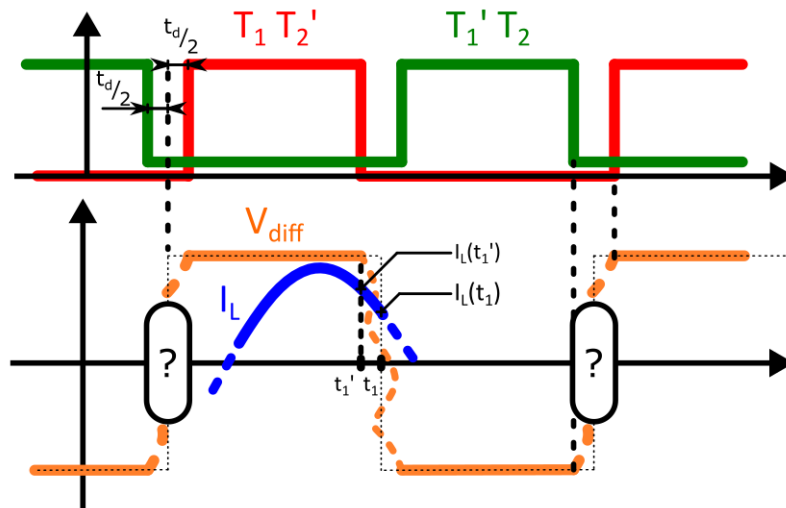


Fig. 56 Différences induites par les temps morts sur le pont d'entrée

Trois cas sont en effet possible :

- Le courant  $i_L$  permet de faire une transition ZVS dans un temps raisonnable fixé arbitrairement à 2% de la période de découpage afin qu'il reste faible devant celle-ci ;
- Le courant  $i_L$  n'est pas suffisant pour décharger complètement les condensateurs pour un temps mort de 2% de la période ;
- Le courant  $i_L$  résonne et change de signe. Cela peut mener à une décharge incomplète des condensateurs suivi d'une recharge (La tension résiduelle sur les condensateurs  $C_{oss}$  empêche la mise en conduction des diodes). Dans ce cas, il existe un temps mort idéal permettant de minimiser l'énergie dans les condensateurs à la commutation.

Afin d'illustrer ces cas, la simulation LTSpice proposée Fig. 57 est utilisée Fig. 58 afin d'obtenir l'évolution de la tension dans les condensateurs parasites au cours des temps morts. Cette simulation emploie un transformateur parfait plutôt que des inductances couplées car le logiciel LTSpice fixe malicieusement une valeur de couplage de  $k=1-1.10^{-9}$  malgré un affichage de 1 [28]. Un condensateur de forte valeur est ajouté en série au secondaire afin d'empêcher une valeur moyenne non nulle de tension sur le transformateur. Ceci peut provenir d'un démarrage du circuit non centré sur la période de découpage.

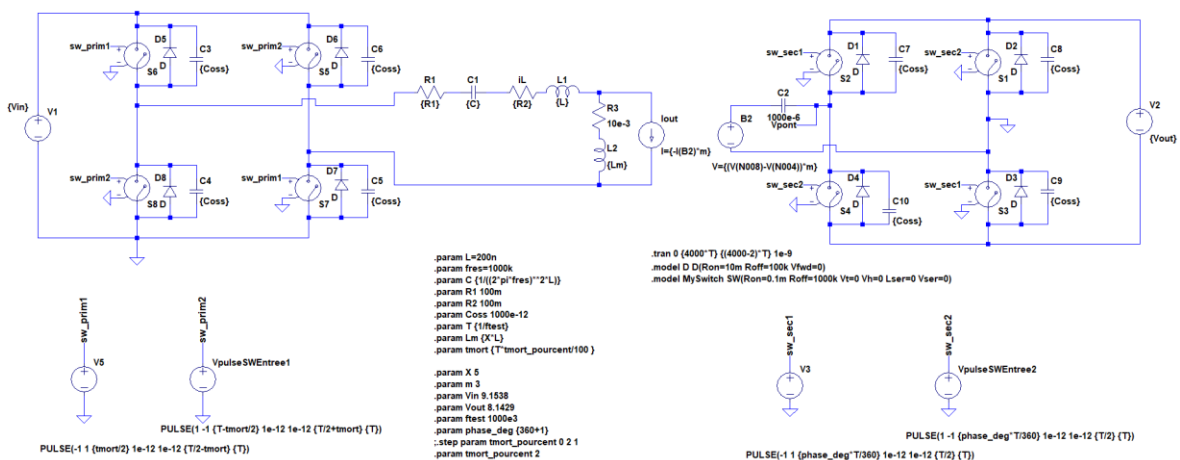


Fig. 57 Simulation LTSpice employée pour étudier les temps morts

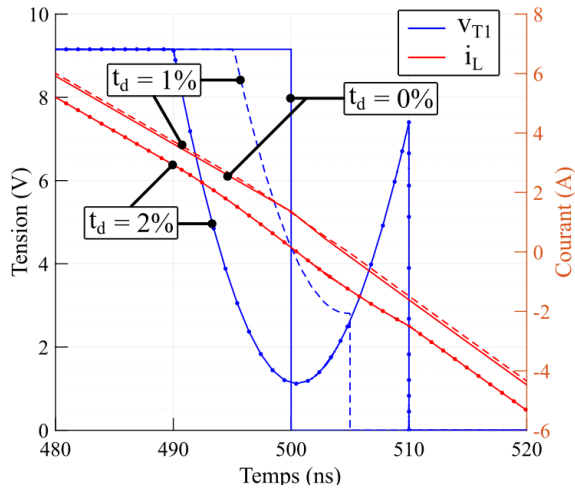


Fig. 58 Tensions des condensateurs parasites et courant série du convertisseur LLC selon la durée du temps mort

Ces formes d'ondes (Fig. 58) montrent pour ces paramètres de simulation, qu'un temps mort d'une durée correspondante à 1% de la période permet de décharger le condensateur parasite associé à  $T_1$ . Cependant, cette décharge est incomplète puisque la tension ne s'annule pas mais atteint environ 3 V. La commutation ZVS n'est donc pas totale. Augmenter le temps mort à 2% de la période n'est pas non plus une solution puisque -le courant changeant de signe pendant cet intervalle- le condensateur se recharge et les pertes énergétiques à la commutation sont plus élevées que pour cas précédent. Dans cette figure, le cas  $t_d=0\%$  sert de référence et permet de situer le front « normal » de tension.

Dans le cas où le temps mort est fixé à 2% de la période, il n'est pas possible de « terminer » la phase de temps mort à  $t \approx 500 \text{ ns}$ ,  $v_{T1} \approx 1,6 \text{ V}$  puisque cela reviendrait à modifier la durée du temps mort et donc les conditions permettant à la tension de passer par cette valeur.

Dans l'étude numérique et comme expliqué précédemment, l'évolution du courant  $i_L(t)$  est considérée inchangée lorsque la durée du temps mort est faible devant la période (seul l'instant  $t_1'$  en est dépendant). Or, la Fig. 58 montre qu'un impact non-négligeable est bien présent. Les limites de la méthode sont donc présentées plus loin dans ce document.

Les Fig. 59 et Fig. 60 présentent -en variations relatives- les quantités d'énergie récupérables dans le pire des cas (courant  $i_L$  le plus faible au moment de commuter), ainsi que les pourcentages de la période à dédier aux temps morts d'après l'étude semi-analytique.

La Fig. 59 montre l'intérêt de limiter l'inductance magnétisante. En effet, à  $m$  fixé, diminuer  $X$  (donc diminuer la valeur de  $L_m$ ) permet d'augmenter notablement l'énergie recyclée par ZVS partielle. Cette énergie n'est jamais récupérée complètement dans les cas de figure présentés. Ainsi, la commutation complète en ZVS n'est jamais obtenue. Cependant, un minimum de 80% de l'énergie peut être récupéré si  $X$  est inférieur à 5 (pour  $m=2.5$ ). Le courant  $i_L$  diminuant pendant le temps mort, la diminution de la tension aux bornes des condensateurs est rapide au début de séquence puis de plus en plus lente. Ainsi, il est facile de récupérer la majorité de l'énergie et bien plus difficile d'en récupérer l'entièreté.

Ces résultats doivent être mis en perspective puisqu'il s'agit du pire cas pour obtenir les commutations douces. De plus, les points de fonctionnement correspondant représentent des transferts de puissance supérieurs au cahier des charges fixé pour l'application visée.

L'effet de  $m$  semble marginal (bien que le tracé des isoclines sur les courbes puisse tromper le lecteur). Concernant les durées des temps morts, ceux-ci restent globalement compris entre 1,3% et 1,7% de la période de découpage. Ils augmentent avec la diminution de la valeur d'inductance  $L_m$ .

Ces temps morts sont assez représentatifs des plus longs temps morts que nécessiterait la structure puisqu'ils correspondent à un courant  $i_L$  minimal à la commutation. Des temps morts plus longs pourraient néanmoins être optimaux dans certains cas. En effet, un courant  $i_L$  plus important au début de commutation et dont la décroissance n'est ensuite pas beaucoup plus rapide que pour les autres cas (tel que suggéré par la simulation circuit Fig. 58) peut permettre de décharger les condensateurs plus longtemps sans changement de signe. Ainsi, des temps morts plus long seraient bénéfiques puisqu'ils permettraient de mieux décharger les condensateurs.

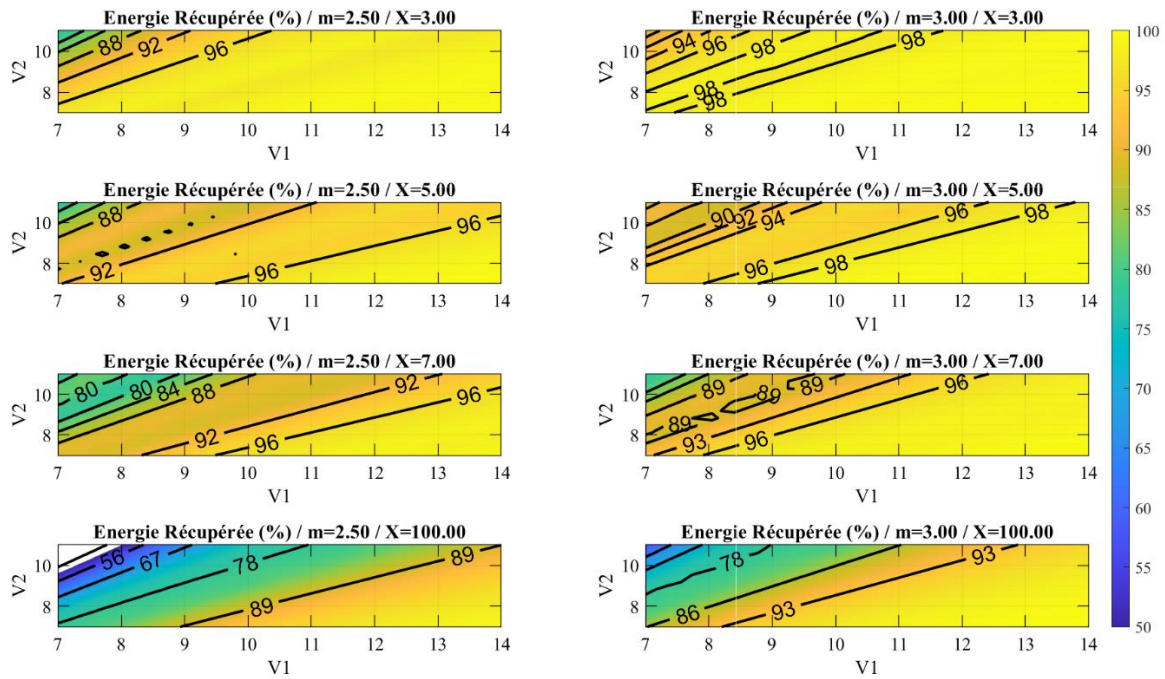


Fig. 59 Energie récupérable dans le pire cas par les commutations ZVS

Comme le montre la Fig. 54, afin d'émuler un pont de diode, la commutation du pont de sortie se fait à l'instant minimisant le courant  $i_{out}$ . Selon les tensions d'entrée et de sortie, la fréquence de commutation des ponts est alors différente de la fréquence de résonance du circuit LC. Ainsi, l'histogramme de la Fig. 61 exprime les fréquences correspondantes à un minimum du courant de sortie au moment de la commutation. Cette figure montre qu'elles sont quasiment égales à la fréquence de résonance principale de la structure pour tous les cas (les écarts peuvent s'apparenter à du bruit numérique). Ainsi, l'expression de la durée du temps mort en pourcentage de la période de découpage de la Fig. 60 peut être directement convertie en temps.

La Fig. 62 quant à elle montre la distribution du déphasage entre les ponts d'entrée et de sortie qui est proche de zéro.

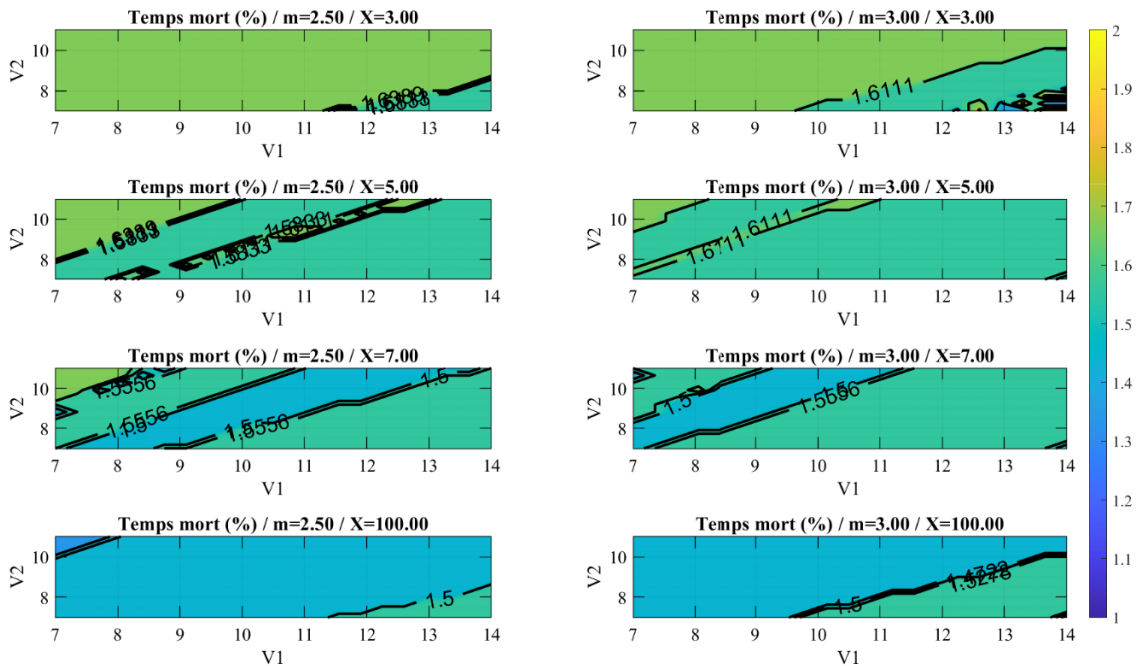


Fig. 60 Temps morts correspondant à la Fig. 59 en pourcentage de la période

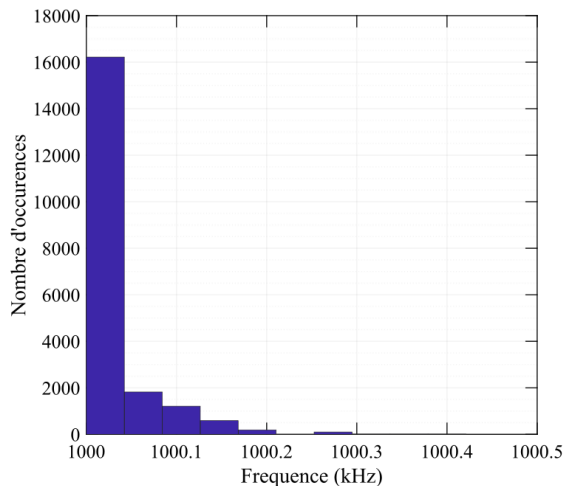


Fig. 61 Distribution des fréquences lors du calcul numérique menant au courant le plus faible lors de la commutation.

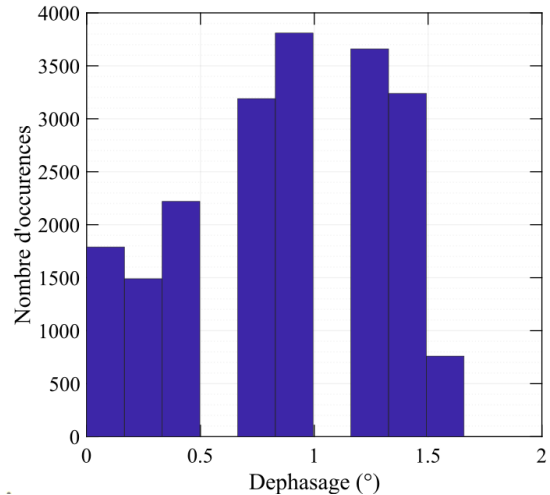


Fig. 62 Distribution du déphasage entre les ponts lors du calcul numérique menant au courant le plus faible lors de la commutation.

Concernant l'erreur sur l'estimation numérique du courant  $i_L(t_d)$ , celle-ci engendre des dérives sur le calcul des tensions aux bornes des condensateurs parasites. Quelques points sont extraits de simulation *LTSpice* et comparés aux données obtenues par calcul numérique Fig. 63. La différence semble relativement faible pour des temps morts inférieur à 1% de la période de découpage mais l'écart se creuse ensuite au fur et à mesure de l'augmentation des temps morts.

Cette erreur provient de la non prise en compte de l'évolution de la tension issue du pont d'entrée du *LLC*. L'injection -de manière itérative- de la transformée de Fourier du signal de tension obtenu numériquement pourrait être une piste d'amélioration de cette méthode. Les courbes en rouge sur la Fig. 63 devraient alors tendre vers les courbes bleues. De plus, ces cas de figures (fonctionnement en *DCX*) présentant les pires cas par rapport aux commutations douces, l'erreur doit être réduite pour un fonctionnement sur des points standard (plus loin de la fréquence de résonance). En effet, dans ces cas, le courant à la commutation est bien plus important et une petite variation de celui-ci n'aurait pas d'impact aussi marqué sur l'évolution de la tension.

Sur la machine employée, le temps de simulation circuit par *LTSpice* pour un point est de 19 s. En effet, il faut simuler environ 2000 périodes avant la stabilisation du système avec un pas de temps maximum de l'ordre de 1 ns. Par comparaison, le calcul via Matlab sur la même machine prend 156 s pour 8 millions de cas simulés (21 tensions d'entrée, 12 tensions de sorties, 2 valeurs de  $m$ , 4 valeurs de  $X$ , 20 fréquences, 20 phases et 10 valeurs de temps morts).

Ces cas présentant un déphasage presque nul correspondant à une puissance transférées importante, supérieur au maximum du cahier des charges ici fixé. Ainsi, le fonctionnement du convertisseur devrait se cantonner loin de ces cas critiques. Les temps morts en fonctionnement standard devraient alors être eux aussi notablement plus courts. L'ensemble des temps morts optimaux ne peut être affiché sur un graphique 5D tels que présenté Fig. 59. En effet, pour chaque jeu de paramètres  $\{X, m, V_1, V_2\}$ , il faudrait ajouter une dimension supplémentaire « puissance de sortie » à laquelle correspondrait un ensemble de temps morts optimaux.

Une autre question qui pourrait se poser est la contrôlabilité de la tension aux bornes des condensateurs lorsque le courant  $i_L$  est important. Le calcul majoré donne, pour une puissance de 100 W,  $V_2=8$  V un courant moyen  $I_{out\_moy}=12,5$  A. En considérant que ce courant correspond à la moyenne d'un courant  $i_L$  sinus redressé, une valeur crête  $I_{L\_crête}=19,6$  A est obtenue. Par majoration, s'il est supposé qu'il s'agit du courant au moment de la commutation et qu'il reste constant, pour une

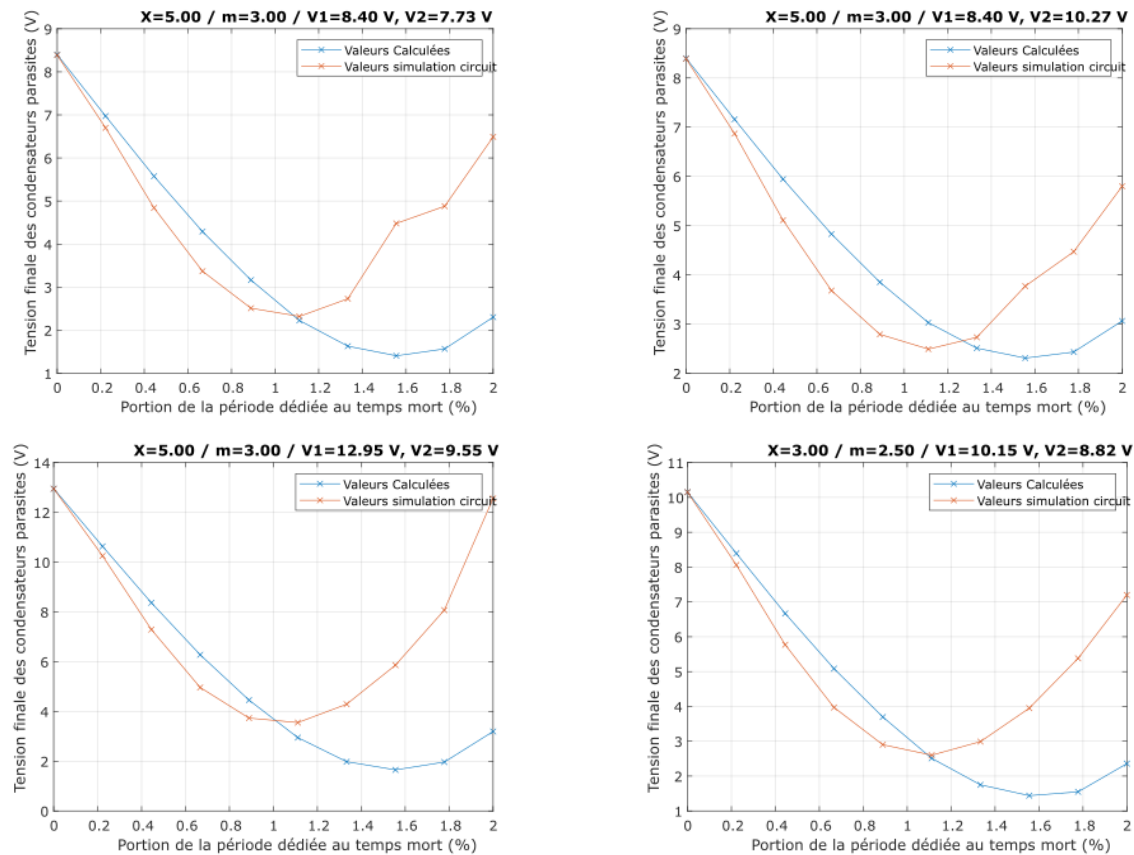


Fig. 63 Comparaison entre le calcul numérique et la simulation

capacité  $C_{oss}=1000\text{ pF}$  chargée à  $8\text{ V}$ , une valeur par excès du temps de décharge  $t_{decharge}=800\text{ ps}$  est obtenu. Cet ordre de grandeur de temps est accessible par des DSP de type F28379 de chez Texas Instrument qui possèdent des périphériques PWM haute résolution capables de pas temporels de l'ordre de  $150\text{ ps}$ . La discrétisation peut cependant poser problème pour une commutation en ZVS complète. Les intervalles de  $150\text{ ps}$  sont trop grossiers, mais permettent cependant de récupérer la majorité de l'énergie. La difficulté réside alors dans la propagation des ordres de commande. En effet, il est difficile de trouver un driver capable d'assurer des différences de temps de propagation inférieur à quelques nanosecondes ( $3.4\text{ ns}$  pour des LMG1210 –Le temps de propagation de  $10\text{ ns}$  peut être compensé-). L'exemple d'un transistor GaN 2015c de la firme EPC montre que la commutation du transistor lui-même est difficilement compatible avec ces durées. La fiche technique montre que la fin du plateau Miller est atteinte pour une charge  $Q_g=6\text{ nC}$ , ce qui correspond à une durée de la commutation elle-même d'environ  $1\text{ ns}$  avec un driver capable de fournir  $6\text{ A}$ . Cette durée est cohérente avec les driver LMG1210 capables d'assurer des temps morts minimum de  $800\text{ ps}$ .

Une solution alternative et intéressante pour obtenir des temps morts optimaux est de construire un prototype et de mesurer directement ses pertes en fonction des durées de temps mort. Il faut pour cela construire un banc capable de faire ces mesures sur une plage de tension d'entrée, de sortie, de puissance désirée et de temps mort de manière automatique. Après les mesures, les données peuvent alors être rentrées dans une *Look Up Table*.

### 4.3 Conclusion

Le LLC transférant de l'énergie entre deux sources de tension ne présente pas de résonance sur la tension. L'inductance magnétisant ne peut être utilisée pour augmenter son gain au-dessus de celui obtenu à la résonance.

L'intérêt de diminuer la valeur de l'inductance magnétisante est alors discutable, puisque cela participe essentiellement à augmenter les pertes Joules. De plus, les pertes dans le transformateur sont augmentées en raison du champ rayonné au niveau de l'entrefer.

En cas de fonctionnement à la fréquence de résonance, l'inductance magnétisante permet de diminuer les pertes en commutation par rapport à un LC. Le LC pourrait cependant présenter des caractéristiques très similaires en fonctionnant à une fréquence légèrement plus haute et donc à puissance plus faible.

Le transfert maximum de puissance est limité par la résistance série.

### III-5 Comparaison DAB-L(L)C

L'étude des convertisseurs *DAB*, *LC* et *LLC* a été présentée dans la partie précédente. Un choix doit à présent être réalisé entre l'implémentation de l'une de ces structures afin de répondre à la problématique posée par le projet *IBIS*. Un état de l'art actuel est donc réalisé. Une analyse de quelques références bibliographiques est proposée.

#### 5.1 Cas [11-16] V vers [220-447] V, 2 kW

Les auteurs de [29] comparent les performances de quatre structures de conversion bidirectionnelles : Deux convertisseurs seuls : un *DAB*, et un convertisseur à résonance série (*LC*). Puis les mêmes structures associées avec un convertisseur buck en série. L'objectif de ces deux dernières associations est de séparer les fonctions d'isolation et de régulation. Le cahier des charges choisi par les auteurs, consiste à réaliser une conversion [11-16] V vers [220-447] V pour des puissances allant jusqu'à 2 kW. La fréquence de découpage minimale est fixée à 100 kHz. L'application visée est la charge de batterie de véhicule électrique à partir d'une pile à combustible.

Les modes de commande SPS, TRM et TZM du *DAB* sont étudiées et les deux dernières sont retenues afin de limiter le courant lors de la commutation du pont d'entrée. En effet, étant donné les valeurs de courant au primaire, les commutations ZCS sont privilégiées. Le *LC* est commandé avec une technique semblable au TRM.

L'association de deux convertisseurs est plus performante lorsque le convertisseur régulateur est placé du côté haute tension, afin de réduire le courant RMS qui le traverse. Les pertes sont évaluées grâce aux résistances séries équivalentes des différents éléments (ESR). Les pertes en commutations sont modélisées à l'aide des capacités parasites de sortie équivalentes  $C_{oss}$  pour les commutations ZCS et à l'aide de mesures expérimentales d'inductances parasites pour les commutations ZVS. Une version simplifiée basée sur les améliorations des équations généralisées de Steinmetz (iGSE) est utilisée pour évaluer les pertes fer. Ce modèle est valide lorsque le flux dans le transformateur varie de manière monotone à la montée puis à la descente (pas de cycles mineurs). Les pertes cuivres à hautes fréquences sont prises en compte à l'aide d'un modèle basé sur l'épaisseur de peau et les différents harmoniques générés par les convertisseurs. Le transformateur est pensé comme un empilement de primaires et de secondaires alternés sans prendre en compte les capacités parasites formées.

Le point d'intérêt majeur de cet article réside dans l'étude du rendement sur toute une plage de tension. Cependant, les niveaux de tension de sortie et les puissances envisagées ne correspondent pas aux nécessités du projet *IBIS*.

Les auteurs concluent en comparant les efficacités des différentes structures. Dans cette configuration de fort gain en tension, la structure LC (SRC sur Fig. 64) semble avoir un meilleur rendement que le DAB, quel que soit son mode de commande. En effet, le courant efficace est plus important pour le DAB que pour le LC.

L'association de ces convertisseurs avec un buck permet au LC de s'imposer comme le plus performant. En effet, l'ajout du convertisseur régulateur permet au convertisseur principal de fonctionner aux points de rendement optimum. Cela permet d'augmenter le rapport de transformation du transformateur, ce qui réduit le courant au secondaire. Finalement, les volumes des versions à deux étages sont plus faibles que les autres à puissances égales. Ceci s'explique essentiellement par la diminution du volume de refroidisseur nécessaire pour évacuer les pertes.

Finalement, l'article présente des comparaisons entre modèles analytiques et simulations. Sans validation expérimentale des modèles produits. Seule la réalisation d'un DAB est présentée, par les mêmes auteurs et sur un cahier des charges identique, dans [20].

## 5.2 Cas 400 V vers 20 V, 330 W

Les auteurs de [30] présentent une comparaison entre des convertisseurs DAB et LLC dans le cadre d'alimentation 400 V vers 20 V pour une puissance de 330 W et des fréquences de découpage proches du mégahertz. Ce cas correspond typiquement à l'alimentation d'une charge type ordinateur portable à partir d'un PFC.

Le document expose les enjeux de ces structures et notamment le fait que les commutations douces impactent plus fortement ce type de convertisseur faible puissance que pour ceux de puissances plus élevées où les fréquences de découpage sont plus faibles.

L'article rejette d'emblée les convertisseurs de type Flyback, Forward, demi-pont doubleur de courant et pont complet avec sortie en courant qui ne sont pas adaptés à des puissances supérieures à 200 W en raison principalement de problème de stress sur les composants due aux éléments parasites ou de commutations dures.

Le LLC et le DAB sont ensuite comparés en termes de courant efficace. Le courant qui traverse les éléments magnétiques du DAB commandé en SPS est trapézoïdale [c.f. partie 2.1.1]. Un dimensionnement à faible inductance série fait tendre ce courant vers un créneau, dont le ratio  $I_{max}/I_{eff}$  est plus favorable que pour un courant sinusoïdal. Ainsi, toutes choses égales par ailleurs, le DAB commandé en SPS présente moins de pertes Joules que le LLC. De même, les pertes fer dans l'inductance série sont réduites. Les modalités d'obtention des commutations douces sont ensuite étudiées en argumentant que pour des transistors GaN LMG341xR070 600V, les pertes engendrées par des commutations dures à 1 MHz, 400 V s'élèveraient à 20 W !

À fréquence de découpage et tensions d'entrée et de sortie fixes, augmenter la valeur d'inductance série du DAB diminue la pente du courant. Augmenter la durée des phases qui gèrent la valeur de la variation du courant, permet alors de maintenir une même puissance de sortie, au prix de courants qui tendent du créneau vers le triangle (Fig. 65). Cela augmente la valeur RMS du courant à puissance donnée.

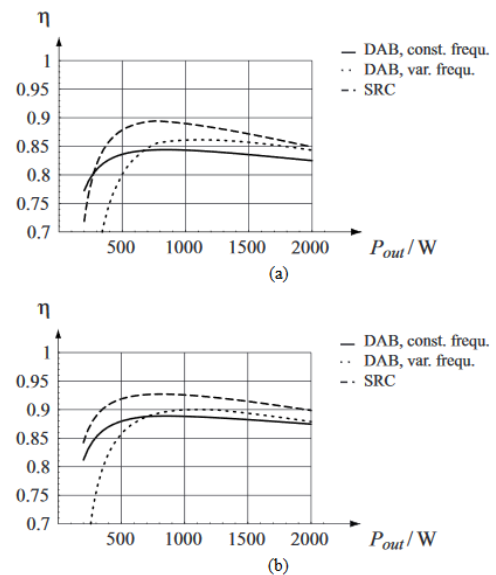


Fig. 64 Rendement des différents convertisseurs étudiés par [29].  $V_{in}=12\text{ V}$ ,  $V_{out}=336\text{ V}$ . (a) Correspond au cas standard et (b) au cas "association isolateur-régulateur"



Par ailleurs, la résonance entre l'inductance série et les capacités parasites des transistors permet au DAB de commuter en ZVS à l'aide du courant de puissance.

D'après les auteurs, dans un scénario idéal, le courant de puissance doit être nul à la fin du temps mort (Fig. 66). Il n'existe qu'une seule valeur d'inductance série (correspondant à une seule valeur de temps mort) garantissant cet état pour chaque puissance de sortie.

À puissance de sortie donnée, diminuer la valeur d'inductance par rapport à sa valeur idéale augmente la pente du courant pendant les phases de transition. Cela diminue leur durée et permet donc de diminuer la valeur *RMS* du courant et par conséquent les pertes en conduction. Cependant, cela diminue aussi la valeur du courant au moment du temps mort et la période de résonance entre l'inductance série et la capacité parasite. Cette dernière ne peut donc pas atteindre le ZVS, augmentant les pertes en commutation. À l'opposé, si la valeur de *L* est augmentée, le courant *RMS* est plus élevé et le courant au moment du temps mort est plus important. La période de résonance est elle aussi plus importante. Ainsi, le condensateur est déchargé avant que le courant de puissance ne s'annule. Si le temps mort est adapté, la phase suivante de conversion de l'énergie est alors lancée et le transistor fermé. Cela engendre un courant négatif circulant dans la source d'entrée, augmentant la puissance réactive et donc les pertes.

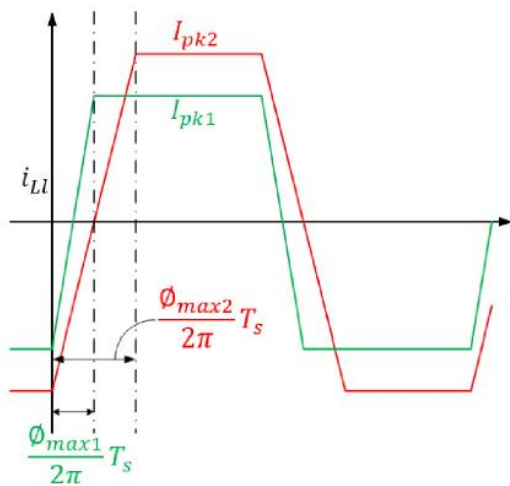


Fig. 65 Forme du courant dans l'inductance d'un DAB commandé en SPS telle que la puissance soit la même pour deux valeurs d'inductance série différentes. La fréquence de découpage est la même. [30]

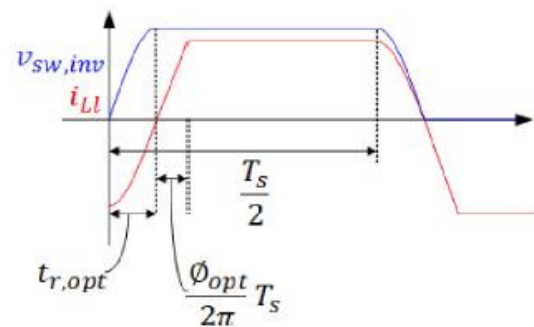


Fig. 66 Tension aux bornes de la capacité parasite d'un interrupteur du pont d'entrée à l'ouverture dans le cas idéal décrit par [30] (en bleu). Courant en ligne (en rouge). Le temps  $t_{r,opt}$  décrit la durée du temps mort optimal et l'angle  $\Phi_{opt}$  correspond à la durée nécessaire pour terminer la phase de transition du courant.

Ainsi, puisque l'inductance série est fixée une fois pour toute lors de la fabrication, il n'y a qu'une valeur de courant pour laquelle la commutation ZVS est idéale. Cette valeur doit être choisie en fonction des profils de charge en puissance du convertisseur. À plus faible charge que la valeur sélectionnée, le convertisseur commute en ZVS partielle. À plus forte charge, la valeur *RMS* du courant est plus élevée que ce qu'elle pourrait être.

L'étude concernant le convertisseur LLC présuppose un facteur de qualité suffisamment élevé pour que la fréquence de fonctionnement soit très proche de la fréquence de résonance. La commande du pont de sortie assure une commutation de celui-ci à courant nul. À cet instant, le courant résonant est alors égal au courant magnétisant. Devant les dynamiques de variation, il est considéré constant et le courant magnétisant (fixé par l'inductance magnétisante  $L_m$ ) permet la commutation douce indépendamment de la puissance de sortie en ajustant la durée des temps morts selon  $L_m$ .

Les auteurs de l'article construisent alors un DAB et deux LLC (possédant deux facteurs de qualité et deux inductances magnétisantes différents) en suivant leurs prescriptions. Pour s'affranchir des variations des capacités parasites  $C_{oss}$ , une valeur effective est estimée à la tension de travail. Le design

du DAB est réalisé pour obtenir une commutation ZVS optimal à la puissance maximum de fonctionnement.

Quelles que soit la topologie, les transformateurs sont réalisés en technologie planar. Le matériau magnétique utilisé est N49. Les spires sont réparties sur quatre couches. Le primaire est composé de 5 tours en série sur les couches 1 et 4. Le secondaire est constitué d'un seul tour où les couches 2 et 3 sont connectées en parallèle. Le rapport de transformation est alors 10 :1. Un entrefer est utilisé sur les transformateurs servant aux LLC.

Deux convertisseurs LLC sont réalisés. Le premier avec une inductance magnétisante élevée et un fort coefficient de qualité série. Un second avec une inductance magnétisante faible, et un faible coefficient de qualité.

Le premier convertisseur présente un facteur de qualité important permettant des formes d'ondes « plus sinusoïdales », ce qui réduit l'excursion fréquentielle nécessaire à la régulation. Il est associé à une forte valeur d'inductance magnétisante ( $L_M=30 \mu H$ ), ce qui permet de limiter la valeur du courant magnétisant et son impact sur les pertes cuivre. Cependant, la durée des temps morts est augmentée, ce qui augmente la valeur *RMS* du courant à puissance donnée. La valeur de l'inductance série visée ( $L_r=4 \mu H$ ) oblige les auteurs à ajouter un composant. La densité de puissance du convertisseur est alors réduite, tout comme son rendement, puisque cette dernière génère des pertes fer et cuivre.

L'ensemble des composants magnétiques du convertisseur à faible inductance magnétisante ( $L_m=16 \mu H$ ) et faible coefficient de qualité est réalisé de manière monolithique, grâce à la faible inductance série ( $L_r=1 \mu H$ ). Dès lors, le courant magnétisant est élevé, les temps morts sont réduits, mais la valeur efficace du courant série est augmentée. Cette augmentation est plus significative que celle engendrée par l'augmentation de la durée du temps mort de l'autre convertisseur LLC.

Les convertisseurs LLC réalisés montrent que l'hypothèse de courant constant pendant le temps mort n'est pas réaliste [c.f. 4.2]. Le prototype à forte inductance magnétisante ne fonctionne pas en ZVS totale puisque le courant change de signe avant la commutation du transistor. Ce phénomène cumulé aux pertes dans l'inductance série discrète ajoutée fait que le convertisseur LLC à forte inductance magnétisante et forte inductance série présente une efficacité moindre que le LLC à faible inductance magnétisante et faible inductance série sur toute la gamme de puissance. Cependant, il aurait été intéressant d'étudier indépendamment l'impact des inductances magnétisantes et résonnantes afin de réellement distinguer l'*optimum*.

L'inductance série du DAB est réalisée au secondaire du transformateur afin d'en diminuer la valeur. Elle provient majoritairement d'une boucle réalisée dans l'air avec les connexions du transformateur. Cela semble être contreproductif pour des questions de CEM.

Le convertisseur DAB fabriqué fonctionne selon la théorie proposée. Cependant, de fortes perturbations du courant au niveau du pont redresseur sont présentes puisque les commutations douces de cette partie de la structure n'ont pas été optimisées. Le rendement augmente avec la puissance puisque les commutations douces ne sont que partielles à faible courant de sortie.

Finalement, l'article montre que le DAB présente de meilleures performances que le LLC aux alentours de la puissance dimensionnante (Fig. 67). Cependant, la répartition des pertes dans les convertisseurs indique qu'en optimisant les pertes hautes fréquences dans le bobinage du transformateur du LLC, celui-ci serait le plus performant. Ce phénomène est probablement dû à l'épanouissement des lignes de champ au niveau de l'entrefer et peut être amélioré par un routage des pistes adapté à cet endroit.

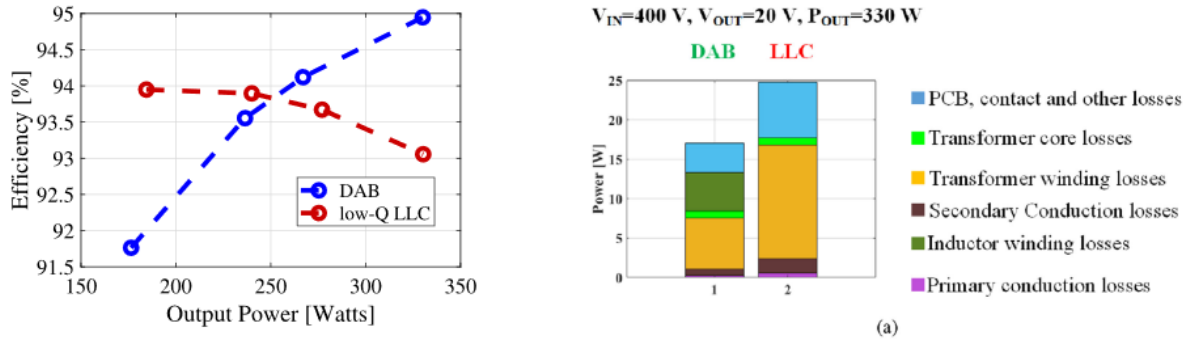


Fig. 67 Rendement des convertisseurs réalisés par [30] et décomposition de l'origine des pertes.

Finalement, cet article présente des principes de design dans le cas de tensions fixes en entrée et en sortie. Le contexte concerne des rapports de tensions plus élevées que le cas *IBIS*, ce qui engendre des différences, notamment l'utilisation de demi-pont en entrée, et une conception de transformateur différente. Cependant, le choix de fréquence de découpage à  $1\text{ MHz}$  et la construction de prototype permet de bien saisir certains enjeux qui apparaîtront sur les structures étudiées.

Les deux documents présentés concluent différemment quant à la structure la plus efficace. Bien qu'ils ne se placent pas dans les mêmes plages de tension et de puissance, ils sont suffisamment proches pour montrer que trop de paramètres entrent en jeu dans le choix d'un convertisseur. Les plus sensibles semblent être la commande employée, le fait qu'ils travaillent ou non à tensions fixe, le point optimum choisi pour les commutations douces, la fréquence de découpage et la topologie du transformateur (notamment la disposition de ses conducteurs). De plus, [29] montre que la structure globale du convertisseur a un impact fort sur le rendement total de conversion.

### III-6 Structure envisagée

Les structures DAB et LLC ont été présentées précédemment dans les parties III-2 et III-4. Les structures globales de conversion ont été présentées dans le chapitre II. Ainsi que pour une plage de tension relativement étendue, la dissociation parallèle des fonctions « transfert de puissance » et « régulation » de la tension présente un fort potentiel. Dans ce type de structure, le convertisseur principal fonctionne en permanence à ses points de tensions optimums. Au vu des arguments exposés précédemment (qualité des formes d'ondes pour faciliter le filtrage CEM, commutations douces indépendamment de la charge si la tension de sortie ne varie pas trop, facilité de commande), le convertisseur LLC en DCX est alors choisi pour réaliser le convertisseur à implémenter dans la structure *IBIS*.

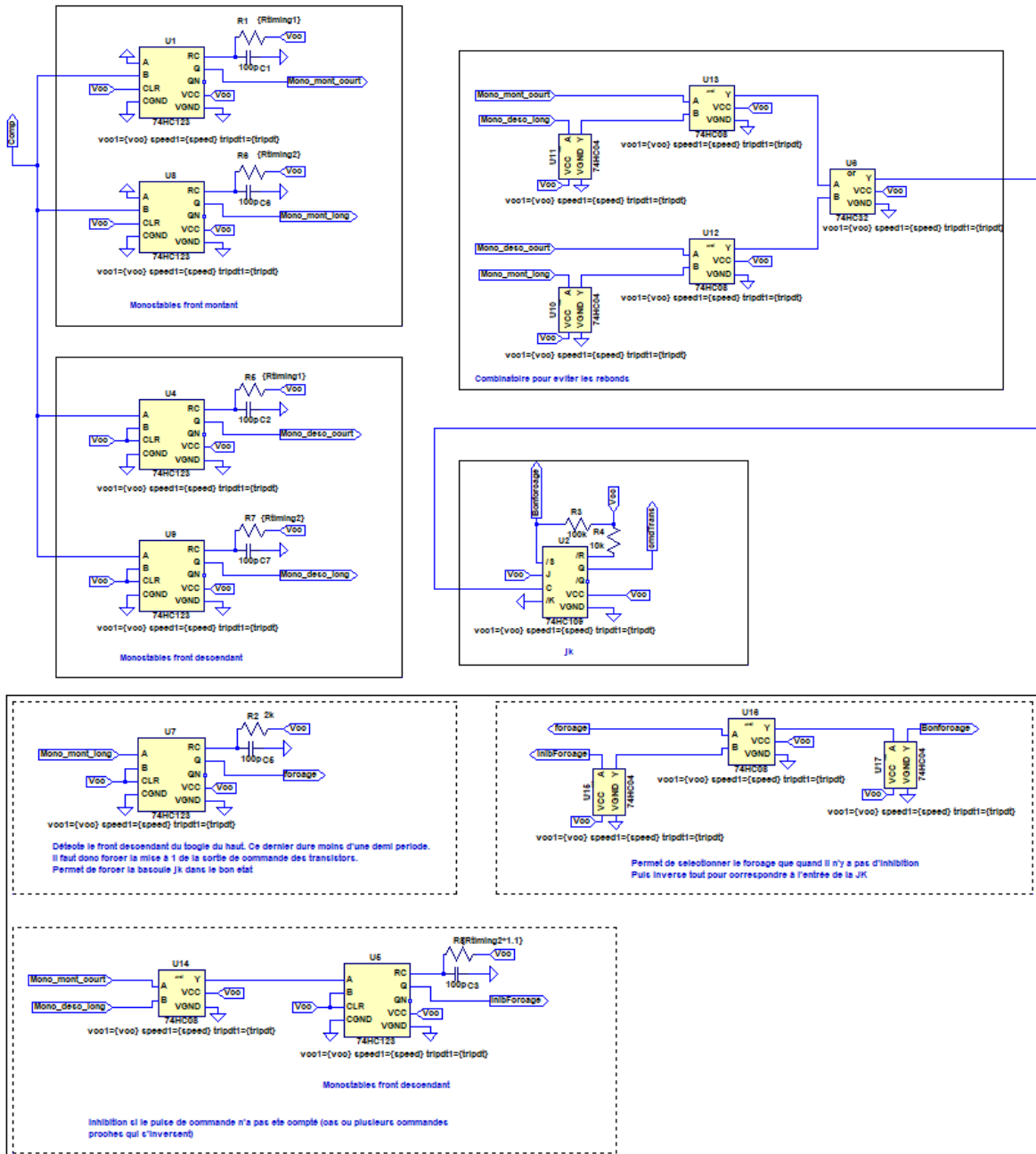
## Annexe I Calcul du discriminant correspondant à l'Eq. 16

Lors du calcul de la résonance, le calcul du signe du discriminant est nécessaire afin d'établir la forme de l'équation différentielle correspondante. L'équation est rappelée :

$$\Delta = \frac{1}{(L \cdot \omega_{res})^2} \cdot \left( (R_{p1} + R_{p2})^2 - (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2 \right)$$

Or, la somme des résistance série d'un convertisseur  $R_{p1} + R_{p2}$  est supposée généralement inférieur à  $0,2 \Omega$  tandis que le terme  $2 \cdot L \cdot \omega_{res}$  est considéré proche de  $2 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 2,314 \cdot 10^6 \approx 1$ . Ainsi, le signe du discriminant est négatif pour les ordres de grandeur d'intérêt.

## Annexe II Circuit de commande à base de monostables

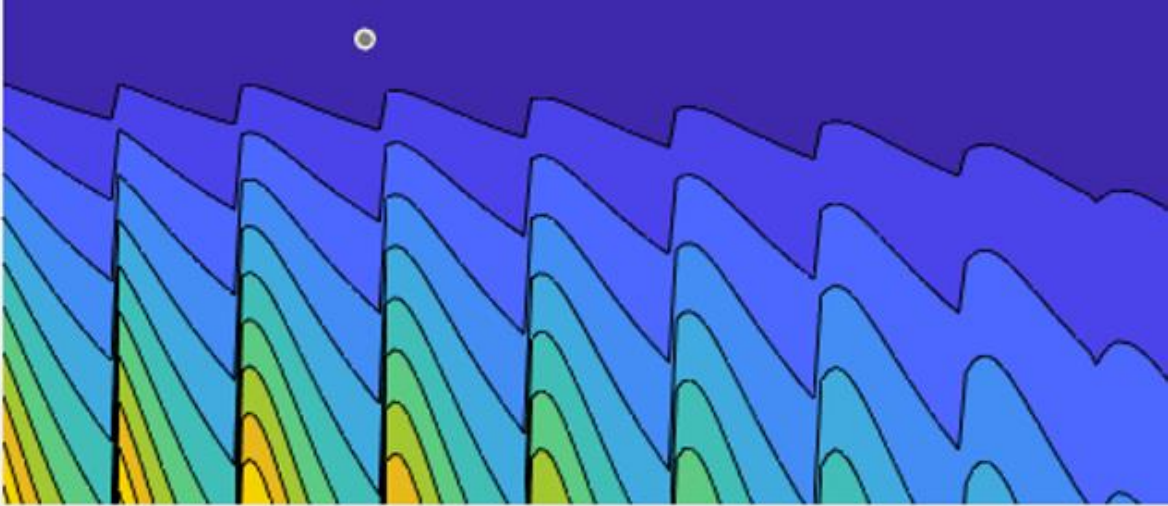


## Bibliographie

- [1] Steve Mappus, « Power converter topology trends ». Fairchild, oct. 02, 2014. [En ligne]. Disponible sur:  
[https://www.psmma.com/sites/default/files/uploads/files/10%20PSMA%20PTR%202014\\_10\\_02%20Power%20Converter%20Topology%20Trends%20Mappus%20Fairchild.pdf](https://www.psmma.com/sites/default/files/uploads/files/10%20PSMA%20PTR%202014_10_02%20Power%20Converter%20Topology%20Trends%20Mappus%20Fairchild.pdf)
- [2] F. J. Nome et I. Barbi, « A ZVS clamping mode-current-fed push-pull DC-DC converter », in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, Pretoria, South Africa, 1998, vol. 2, p. 617-621. doi: 10.1109/ISIE.1998.711684.
- [3] J.-P. Ferrieux et F. Forest, *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes, composants, modélisation*. Paris: Dunod, 2006.
- [4] G. Séguier, P. Delarue, et F. Labrique, *Electronique de puissance - 10e éd.: Structures, commandes, applications*. Dunod, 2015.
- [5] H. Huang, « Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter », p. 30.
- [6] H. Ramakrishnan, « Bi-Directional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle », p. 51, 2019.
- [7] « Circuits magnétiquement couplés », *Wikipédia*. févr. 02, 2020. Consulté le: mai 15, 2021. [En ligne]. Disponible sur:  
[https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Circuits\\_magn%C3%A9tiquement\\_coupl%C3%A9s&oldid=166995015](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Circuits_magn%C3%A9tiquement_coupl%C3%A9s&oldid=166995015)
- [8] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, et M. H. Kheraluwala, « A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 27, n° 1, Art. n° 1, févr. 1991, doi: 10.1109/28.67533.
- [9] Z. Wang et A. Castellazzi, « Device loss model of a fully SiC based dual active bridge considering the effect of synchronous rectification and deadtime », in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Puerto Varas, Chile, déc. 2017, p. 1-7. doi: 10.1109/SPEC.2017.8333662.
- [10] G. Sha, C. Wang, J. Wang, et H. Cheng, « Optimal design of circuit parameters of dab converter based on cascaded bidirectional converters », in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shanghai, China, nov. 2014, p. 1049-1054. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038005.
- [11] L. Balogh, « Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits », p. 37.
- [12] F. Krismer et J. W. Kolar, « Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 3, Art. n° 3, mars 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2025284.
- [13] A. Pizzutelli, A. Carrera, M. Ghioni, et S. Saggini, « Digital Dead Time Auto-Tuning for Maximum Efficiency Operation of Isolated DC-DC Converters », in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, 2007, p. 839-845. doi: 10.1109/PESC.2007.4342097.
- [14] J. Li, Z. Chen, Z. Shen, P. Mattavelli, J. Liu, et D. Boroyevich, « An adaptive dead-time control scheme for high-switching-frequency dual-active-bridge converter », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 1355-1361. doi: 10.1109/APEC.2012.6165996.
- [15] M. Kim, M. Rosekeit, S.-K. Sul, et R. W. A. A. De Doncker, « A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range », in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Jeju, Korea (South), mai 2011, p. 364-371. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944548.
- [16] B. Zhao, Q. Yu, et W. Sun, « Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 11, p. 4667-4680, nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [17] H. Wen, B. Su, et W. Xiao, « Design and performance evaluation of a bidirectional isolated dc-dc converter with extended dual-phase-shift scheme », *IET Power Electronics*, vol. 6, n° 5, p. 914-924, 2013, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0545>.

- [18] F. Krismer et J. W. Kolar, « Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 7, p. 2745-2760, juill. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2112312.
- [19] Haihua Zhou et A. M. Khambadkone, « Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 45, n° 4, Art. n° 4, juill. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2023493.
- [20] F. Krismer, S. Round, et J. W. Kolar, « Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range », in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea, 2006, p. 1-7. doi: 10.1109/PESC.2006.1712096.
- [21] W. Choi, K.-M. Rho, et B.-H. Cho, « Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 6, Art. n° 6, juin 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2474135.
- [22] G. G. Oggier, G. O. García, et A. R. Oliva, « Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 7, Art. n° 7, juill. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2020902.
- [23] Y. Panov, M. M. Jovanovic, L. Gang, et M. Yueyong, « Transformer-flux-balancing control in isolated bidirectional DC-DC converters », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 49-56. doi: 10.1109/APEC.2014.6803288.
- [24] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, et Y. Sun, « Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, p. 4091-4106, août 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [25] F. Xue, R. Yu, et A. Q. Huang, « A 98.3% Efficient GaN Isolated Bidirectional DC-DC Converter for DC Microgrid Energy Storage System Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n° 11, Art. n° 11, nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2686307.
- [26] R. M. Burkart et J. W. Kolar, « Bidirectional Isolated DC/DC Converter with Wide Input Voltage Range for Residential Energy Management Applications », présenté à ECPE Workshop: ECPE SiC & GaN User Forum - Potential of Wide Bandgap Semiconductors in Power Electronic Applications, 2015. Consulté le: mai 15, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.research-collection.ethz.ch/handle/20.500.11850/107397>
- [27] N. Samsudin, D. Ishak, et A. Bani Ahmad, « Design and experimental evaluation of a single-stage AC/DC converter with PFC and hybrid full-bridge rectifier », *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 21, mars 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.03.003.
- [28] « Undocumented LTspice - LTwiki-Wiki for LTspice ». [http://ltwiki.org/index.php?title=Undocumented\\_LTspice#Maximum\\_Coupling\\_Factor](http://ltwiki.org/index.php?title=Undocumented_LTspice#Maximum_Coupling_Factor) (consulté le août 24, 2021).
- [29] F. Krismer, J. Biela, et J. W. Kolar, « A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range », in *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, Hong Kong, China, 2005, vol. 1, p. 599-606. doi: 10.1109/IAS.2005.1518368.
- [30] S. Mukherjee, A. Kumar, et S. Chakraborty, « Comparison of DAB and LLC DC-DC Converters in High-Step-Down Fixed-Conversion-Ratio (DCX) Applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.3019796.

Chapitre IV - Conception et commande de convertisseur à résonance série triphasé



Chapitre vagues







## Table des matières

CHAPITRE IV - CONCEPTION ET COMMANDE DE CONVERTISSEUR A RESONNANCE SERIE TRIPHASE	105
IV-1 PRINCIPE ET INTERETS	108
IV-2 DESEQUILIBRES ENTRE ELEMENTS RESONANTS : IMPACTS ET SOLUTIONS	110
<b>2.1 Impacts</b>	<b>110</b>
<b>2.2 Solutions d'équilibrage</b>	<b>110</b>
2.2.1 Bibliographie	110
2.2.2 Modification du facteur de qualité	111
2.2.3 Limitation du courant à la commutation	112
<b>2.3 Analyse des déséquilibres sur un modèle triphasé par une approche statistique</b>	<b>114</b>
IV-3 MODELE ET DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEUR TRIPHASE	117
<b>3.1 Extraction des paramètres du modèle monophasé équivalent d'un transformateur triphasé</b>	<b>117</b>
<b>3.2 Dimensionnement physique d'un transformateur triphasé équilibré</b>	<b>121</b>
3.2.1 Dimensionnement des colonnes	121
3.2.1.1 Diamètre des jambes (D)	121
3.2.1.2 Distance entre colonnes (d)	122
3.2.2 Dimensionnement de la culasse	122
3.2.2.1 Épaisseur (e) de la culasse et largeur minimum (P)	122
3.2.2.2 Largeur de culasse (L)	122
3.2.3 Contraintes sur le nombre de spires	123
3.2.4 Application du dimensionnement à une application précise	124
3.2.4.1 Paramètres d'entrée du dimensionnement	124
3.2.4.2 Paramètres de sortie du dimensionnement	124
IV-4 REALISATION D'UN TRANSFORMATEUR TRIPHASE	124
ANNEXE I OBSERVATION SUR LA FERMETURE DU FLUX	127
BIBLIOGRAPHIE	129

## IV-1 Principe et intérêts

L'utilisation de systèmes triphasés est omniprésente en électronique de puissance et électrotechnique dès lors que des formes d'ondes sinusoïdales apparaissent. Une des raisons principales est la propriété selon laquelle la somme de trois sinusoïdes de même amplitude et fréquence, déphasées dans le temps d'un tiers de période s'annulent à chaque instant. Cela permet, par exemple dans le cas des réseaux, d'économiser le conducteur de retour du courant, dans le cas des machines de générer un champ tournant d'amplitude constante et dans le cas de convertisseurs, d'annuler l'harmonique de rang trois.

Une autre propriété intéressante concernant la multiplication des phases est l'augmentation de la puissance qui en découle sans pour autant augmenter le courant dans les conducteurs. Les pertes évoluant selon son carré sont alors limitées. Une première idée peut ainsi être de paralléliser  $n$  convertisseurs afin d'augmenter la puissance transmissible d'une source vers une charge. Dans le cas de convertisseurs à résonance série ( $LC$  série<sup>1</sup>), la mise en parallèle peut s'accompagner de commandes de bras identiques mais déphasées dans le temps de  $2\pi/n$  (Fig. 1). Ceci permet de limiter les variations du courant instantané traversant la source de tension d'entrée, ainsi que la charge de sortie. Le cas le plus commun est d'utiliser trois phases. Les formes d'ondes sont alors semblables à celles d'un signal triphasé redressé. Lorsque les ondulations de courant et/ou de tension doivent être limitées, cela permet de diminuer la valeur des condensateurs de filtrage. De plus, la fréquence des ondulations résiduelles est six fois plus élevée que le découpage si le facteur de qualité du circuit résonant est suffisant. Le filtrage en est alors moins contraignant en termes de valeur de capacité.

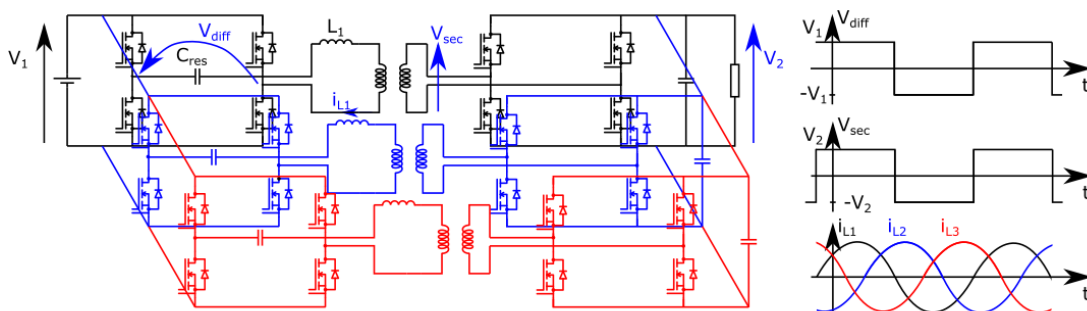


Fig. 1 Parallélisation de trois SRC afin d'alimenter la même charge à partir de la même source

Cependant, cette méthode nécessite d'ajouter seize interrupteurs, leurs commandes et drivers associés, deux circuits résonants et deux transformateurs. Cela complexifie la structure et augmente le nombre de sources de pertes et de défaillances. Afin de pallier ce problème, les circuits peuvent être fusionnés entre eux tel que montré Fig. 2:

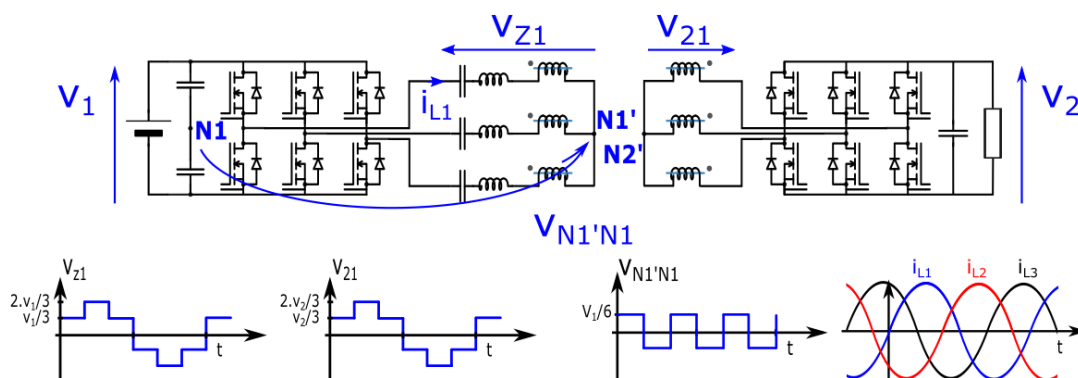


Fig. 2 SRC triphasé

<sup>1</sup> SRC dans la littérature anglophone

Il en résulte un convertisseur à résonance série triphasé entrelacé (TPSRC). Ce convertisseur est commandé avec un rapport cyclique de 50%, à une fréquence égale à la fréquence de résonance des circuits  $LC$  supposées identiques. Les ponts d'entrée et de sortie sont commandés en phase et commutés au passage à zéro du courant. Chaque bras est déphasé de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport au bras précédent. Si tous les circuits résonants sont rigoureusement identiques, la tension entre le point milieu du primaire du transformateur et un point milieu fictif situé à  $V_1/2$  est carrée, de forme créneau et à six fois la fréquence de découpage. Son amplitude crête à crête vaut  $V_1/6$ . Cette tension annule l'harmonique de rang trois présent dans les créneaux générés par les ponts d'entrée. Ainsi, par comparaison avec un circuit monophasé dont les éléments résonants sont identiques, le(s) courant(s) de ligne résultant(s) de circuits résonants possédant un faible facteur de qualité sont « plus sinusoïdaux ». La régulation de puissance peut s'effectuer en modifiant la tension d'entrée ou de sortie à l'aide d'un convertisseur auxiliaire (cf. partie II.4).

À courant de ligne constant, cette configuration transfère 150 % de la puissance de sortie d'un SRC monophasé en pont complet. En effet, la dynamique de tension d'entrée est divisée par deux pour chacun des bras. De plus, le rapport de transformation du transformateur doit être adapté. Le nombre de semi-conducteurs est divisé par deux par rapport à la parallélisation de trois SRC à ponts complets, ce qui réduit d'autant le nombre de drivers nécessaires. Les conducteurs de retour du courant, sources de pertes joules disparaissent. Les condensateurs de filtrage d'entrée et de sortie peuvent être fortement réduits puisque l'ondulation de courant soutiré à la source et fourni à la charge est diminuée d'un facteur quinze (redressement triphasé en courant). Enfin, les jambes de fermeture des transformateurs sont supprimées car celui-ci peut être utilisé en configuration triphasée trois jambes. Cela permet de gagner en volume et de diminuer les pertes fer. Le tableau Tab. 1 compare les pertes issues des semi-conducteurs dans différentes configurations, à puissance de sortie et surface de semi-conducteurs constante. Ce tableau montre que sous ces hypothèses, les pertes en conduction dans les interrupteurs ainsi que le flux de chaleur sont indépendants de la structure choisie.

Configuration	$N_c$ : Nombre d'interrupteurs en conduction à chaque instant (primaire et secondaire)	$R_{on}$ : Résistance à l'état passant d'un interrupteur	$I_{eff}$ : Courant dans les semi-conducteurs	Pertes par conduction : Produit $N_c \cdot R_{on} \cdot I_{eff}^2$	Puissance surfacique à évacuer (surface normalisée)
Monophasé	4	$R$	$I$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
3 monophasé (Fig. 1)	12	$3 \cdot R$	$I \cdot \frac{1}{3}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Q monophasé	$4 \cdot Q$	$Q \cdot R$	$I \cdot \frac{1}{Q}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Triphasé (Fig. 2)	6	$3 \cdot R / 2$	$I \cdot \frac{2}{3}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Q-phasé ( $Q \geq 2$ )	$2 \cdot Q$	$Q \cdot R / 2$	$I \cdot \frac{2}{Q}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$

Tab. 1 Comparaison sur l'utilisation des semi-conducteurs à puissance constante dans différentes configurations de convertisseurs

Si l'inductance de fuite du transformateur est utilisée comme élément résonnant, la différence entre un SRC et un TPSRC se résume à deux condensateurs, quatre transistors et leurs commandes. Le transformateur passe également de monophasé à triphasé. La question de l'efficacité énergétique à puissance égale entre une version monophasée -de plus gros calibre en courant- et une version triphasée dépend fortement du niveau de courant souhaité. En effet, la limite à haute fréquence provient majoritairement des pertes produites par les courants induits dans les enroulements du

transformateur (effet de peau et de proximité). Ces pertes ne peuvent pas être diminuées en augmentant la taille du convertisseur. Le compromis usuel rendement/volume atteint alors une limite physique que le passage en triphasé permet de contourner en distribuant le courant dans plusieurs conducteurs. Cette limite dépend de la fréquence de découpage et de la topologie du transformateur. Le chapitre suivant apportera des éléments de comparaison entre ces différentes possibilités.

## IV-2 Déséquilibres entre éléments résonants : impacts et solutions

### 2.1 Impacts

Un des écueils auxquels peut se heurter le fonctionnement de convertisseurs de type *TPSRC* provient de la disparité sur ses éléments résonants. En effet, par leur fabrication, ces éléments présentent une certaine tolérance dont les conséquences en termes d'amplitude de courant traversant les différents bras sont illustrées Fig. 3. Sur cette figure, la ligne rouge en pointillés représente la fréquence d'excitation commune à chacun des bras. Elle correspond à la fréquence de résonance des circuits *LC* série idéaux. Cependant, en tenant compte des tolérances sur les éléments résonants, leurs admittances peuvent différer du cas nominal. Ces dernières sont alors tracées en jaune pour de très fortes variations. Ainsi, l'amplitude du courant résonant (ainsi que sa phase –non représentée–) diffère d'un bras à l'autre. Les fréquences d'excitation de chaque bras ne peuvent varier sous peine de déséquilibrer le système.

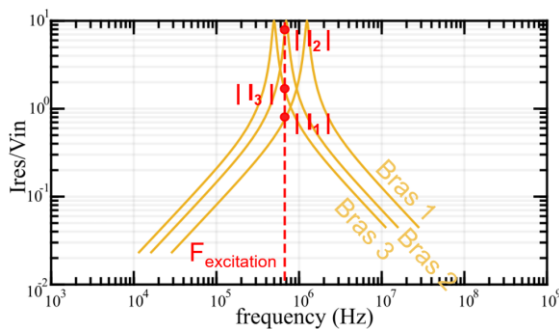


Fig. 3 Schéma de principe illustrant les conséquences d'un déséquilibre de circuits résonants

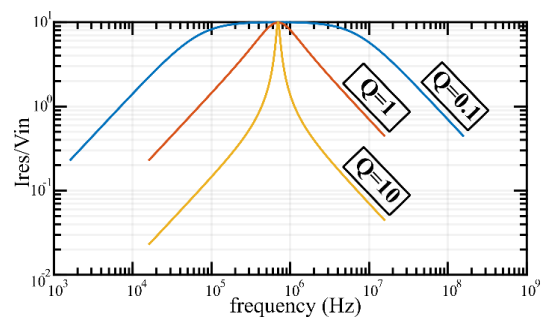


Fig. 4 Admittance d'un SRC dont la fréquence de résonance est ajustée à  $f_r=700$  kHz pour différents facteurs de qualité  $Q$ . La résistance série vaut  $R=100$  m $\Omega$

Ces différences engendrent un déséquilibre des courants (amplitude et phase) source de puissances réactive et déformante, provoquant une augmentation des pertes.

### 2.2 Solutions d'équilibrage

#### 2.2.1 Bibliographie

Le problème de déséquilibre précédemment évoqué peut être solutionné de plusieurs manières. L'une d'entre elles consiste à créer un bus par bras dont le niveau de tension est réglable. La phase est ensuite ajustée de manière à rééquilibrer les courants. Cependant, cette méthode nécessite trois convertisseurs supplémentaires. Avec une topologie différente mais un même principe de fonctionnement, [1] expose cette solution. Leurs résultats permettent de diminuer les ondulations de courants à l'aide de réglage de la tension de chaque bus grâce à un *PFC*.

Une autre solution proposée par [2] consiste à surveiller le niveau de courant dans chacun des bras d'un *TPSRC*. Le point neutre du transformateur couplé en étoile étant non relié, la somme vectorielle de ces courants est nulle. La technique « d'équilibrage trigonométrique des courants » développée dans l'article utilise alors la propriété suivante : si les vecteurs associés aux courants possèdent un déphasage de  $120^\circ$ , leurs normes sont égales. Ces grandeurs forment alors un triangle équilatéral. Le déphasage entre les courants est contrôlé en jouant sur la phase des tensions appliquées par les bras de l'onduleur. Cette idée de modifier les déphasage pour équilibrer les normes est également exploitée

dans [3] où un correcteur proportionnel-intégral ajuste la phase entre chaque bras de manière à minimiser l'écart entre la moyenne des courants au secondaire, ou leurs valeurs crête. Ce document présente également des résultats dans le cas où l'écart moyen entre les courants primaires est minimisé. Ceci présente un avantage, l'isolation des mesures n'étant alors plus nécessaire. Cette méthode est cependant moins performante en termes de précision d'équilibrage.

Une troisième solution consiste à appairer les composants résonants. Cette méthode est performante mais coûteuse à mettre en place puisqu'elle nécessite de mesurer l'impédance d'une multitude d'objets sur des plages fréquentielle et thermique étendues.

### 2.2.2 Modification du facteur de qualité

L'approche adoptée dans cette partie consiste à diminuer le facteur de qualité  $Q$  des circuits résonants. Cela permet « d'élargir » la zone de résonance du circuit tel que montré Fig. 4. Ainsi, même si les éléments résonants  $L_{res}$  et  $C_{res}$  présentent des variations  $\Delta L$  et  $\Delta C$  par rapport à leurs valeurs nominales  $L_{nom}$  et  $C_{nom}$  (Eq. 1, Eq. 2), la variation d'admittance autour de la pulsation propre du circuit  $LC$  reste modérée. Le courant dans chacun des bras est ainsi quasi équilibré. Ceci, alors même que la fréquence d'excitation reste inchangée et correspond aux valeurs nominales de ces composants (Eq. 3).

Cette technique est cohérente avec l'utilisation de l'inductance de fuite d'un transformateur comme élément résonant. En effet, un coefficient de qualité restreint nécessite la mise en œuvre d'inductance série de faible valeur (Eq. 4).

$$C_{res} = C_{nom}(1 + \Delta C) \quad \text{Eq. 1}$$

$$L_{res} = L_{nom}(1 + \Delta L) \quad \text{Eq. 2}$$

$$f_{resNom} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{nom}.C_{nom}}} \quad \text{Eq. 3}$$

$$Q = \frac{1}{R_{ser}} \cdot \sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}} \quad \text{Eq. 4}$$

La grandeur  $I_{resNom}$  représente l'amplitude du courant dans un bras lorsque les valeurs des éléments du circuit  $LC$  sont supposés idéales. À l'inverse,  $I_{resAct}$  est l'amplitude du courant pour des valeurs d'éléments  $L$  et  $C$  tolérancées. Le rapport  $n$  définit le ratio entre ces deux grandeurs pour une fréquence d'excitation correspondant à la fréquence de résonance des éléments idéaux (Eq. 5).

$$n = \frac{I_{resAct}(f=f_{resNom})}{I_{resNom}(f=f_{resNom})} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta L \Delta C + \Delta L + \Delta C}{1 + \Delta C}\right)^2 \cdot \left(2\pi f_{resNom} \frac{L_{nom}}{R_{ser}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta L \Delta C + \Delta L + \Delta C}{1 + \Delta C}\right)^2 \cdot Q^2}} \quad \text{Eq. 5}$$

Si les tolérances sur les éléments inductifs et capacitifs sont identiques :  $\Delta = \Delta L = \Delta C$  et pour respecter un rapport  $n$  défini, l'Eq. 6 donne le ratio maximum entre la valeur de l'inductance nominale et la résistance série.

$$\frac{L_{nom}}{R_{ser}} \leq \frac{\sqrt{1/n^2 - 1}}{\frac{\Delta^2 - 2\Delta}{1 - \Delta} \cdot 2\pi f_{resNom}} \quad \text{Eq. 6}$$

Dit autrement, le facteur de qualité doit respecter l'équation l'Eq. 7 suivante :

$$Q = \frac{L_{nom} 2\pi f_{resNom}}{R_{ser}} \leq \frac{\sqrt{1/n^2 - 1}}{\frac{\Delta^2 - 2\Delta}{1-\Delta}} \quad \text{Eq. 7}$$

La frontière supérieure du facteur de qualité est alors définie. Cependant, ce paramètre ne doit pas être « trop faible ». En effet, dans le cas d'un *TPSRC* piloté en *DCX*, les tensions générées par les ponts d'entrée et de sortie appliquées aux bras sont des « marches d'escaliers » tel que montré Fig. 2. Les harmoniques de ces signaux doivent donc être suffisamment filtrés pour que les courants soient sinusoïdaux. Dans le cas contraire, si le filtre *LC* n'est pas assez sélectif, le courant résonant est déformé.

### 2.2.3 Limitation du courant à la commutation

Une situation de pire cas est montrée Fig. 5 dans laquelle les tensions ont des formes créneau. L'exemple correspond à un convertisseur monophasé. Plus le facteur de qualité du circuit diminue, plus le courant tend lui aussi vers un créneau. Le cas triphasé est différent puisque le neutre relié annule la composante harmonique du courant de rang trois –et ses multiples– (courant homopolaire). Cependant, la tension au nœud reliant les trois phases ( $V_{N1'N1}$  sur Fig. 2) ne correspond plus à celle du cas parfait et présente des ondulations qui se répercutent sur les courants.

Si l'inductance série est trop faible, le fonctionnement du *SRC* se rapproche de celui d'un convertisseur *DAB*. Cependant, les ponts d'entrée et de sortie sont commutés au même instant. La valeur non nulle du courant au moment de la commutation des ponts –due au mauvais facteur de qualité– permet alors au pont primaire de commuter en *ZVS*, mais empêche toute commutation douce du pont secondaire. Une valeur maximale de *Q* doit alors être définie pour limiter la valeur du courant à la commutation et ainsi limiter les pertes associées au secondaire. La commutation facilitée en *ZVS* au primaire nécessite d'ajuster les temps morts, comme présenté dans le chapitre III.

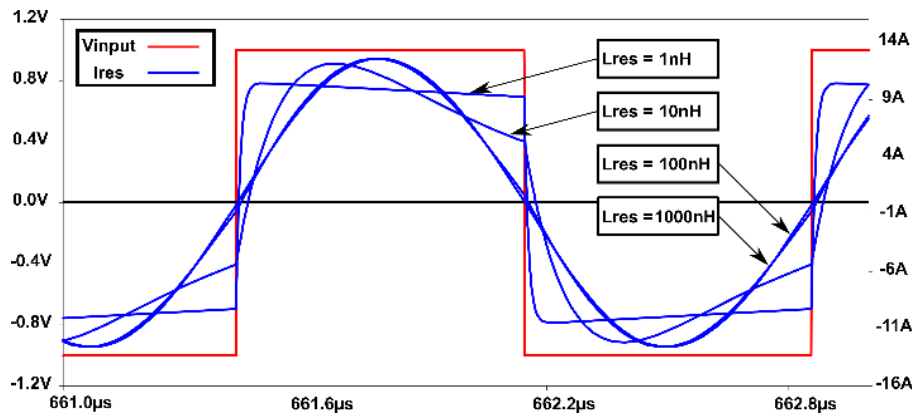


Fig. 5 Impact du facteur de qualité sur la forme du courant d'un circuit RLC. La fréquence de résonance est conservée constante

Afin d'étudier ce cas, un modèle d'état est utilisé. Celui-ci décrit un circuit  $R_{ser}, L_{res}, C_{res}$  en séries soumis à un créneau de tension d'amplitude  $\Delta E$  de fréquence égale à la fréquence de résonance du circuit. L'Eq. 8 lui est associée. Les grandeurs d'état sont le courant  $i_L$  dans l'inductance et la tension  $u_c$  aux bornes du condensateur.  $\Delta E$  représente l'écart entre la tension d'entrée et la tension de sortie ramenée au primaire du transformateur de rapport  $m$ . Le signe de  $\Delta E$  est modifié toutes les demi-périodes. L'intégration est réalisée selon la méthode d'Euler arrière. La valeur de  $\Delta E$  peut être calculée à partir de la puissance transférée souhaitée  $P$ . Pour cela, le courant est supposé parfaitement sinusoïdal, à la résonance. La valeur maximum de son fondamental est décrite par l'Eq. 9.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -R_{ser} & -1 \\ L_{res} & L_{res} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} +/\Delta E \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 8}$$

$$i_{fond_{max}} = \frac{4.\Delta E}{\pi.R_{ser}} \quad \text{Eq. 9}$$

$$\langle i_{rect} \rangle = \frac{3.i_{fond_{max}}}{\pi.m} \quad \text{Eq. 10}$$

$$\Delta E = \frac{m.P.\pi^2.R_{ser}}{12.V_2} \quad \text{Eq. 11}$$

En considérant un redresseur de courant triphasé parfait, la moyenne du courant redressé en sortie  $\langle i_{rect} \rangle$  est reliée au fondamental  $i_{fond_{max}}$  par l'Eq. 10. Cette valeur est elle-même rattachée à la puissance à travers la tension de sortie  $V_2$  grâce à l'Eq. 11.

La résolution numérique du modèle d'état permet alors de calculer la valeur de  $L_{res}$  qui limite le courant au moment de la commutation à une valeur  $I_{sw}$  choisie arbitrairement, en fonction de  $R_{ser}$ . Cette valeur obtenue est un minimum. En effet, toute valeur supérieure conduit à un circuit possédant un facteur de qualité plus élevé, filtrant d'avantage la tension, ce qui mène à un courant à la commutation plus faible.

La valeur de  $R_{ser}$  est limitée par le rendement minimum  $\eta_{min}$  souhaité pour la structure.

Ainsi, il est possible de tracer une carte des limites du convertisseur Fig. 6. Cette carte montre une limite supérieure en bleu pour la valeur de  $L_{res}$  -à  $R_{ser}$  donné-. Cette limite permet d'avoir un convertisseur suffisamment peu résonant pour limiter l'impact de la disparité des éléments sur les déviations d'amplitude et de phase des courants. En rouge apparait la limite inférieure qui permet d'avoir un convertisseur suffisamment résonant pour limiter la valeur du courant à la commutation à  $I_{sw} = P/(10.V_2)$ .

Pour la carte de la Fig. 6, les paramètres choisis sont présentés Tab. 2.

Paramètre	Valeur
$P$	100 W
$f_{res}$	700 kHz
$V_{out}$	15 V
$\eta_{min}$	98%
$\Delta$	3%
$I_{sw}$	$\frac{P}{10.V_2}$
$n$	95%

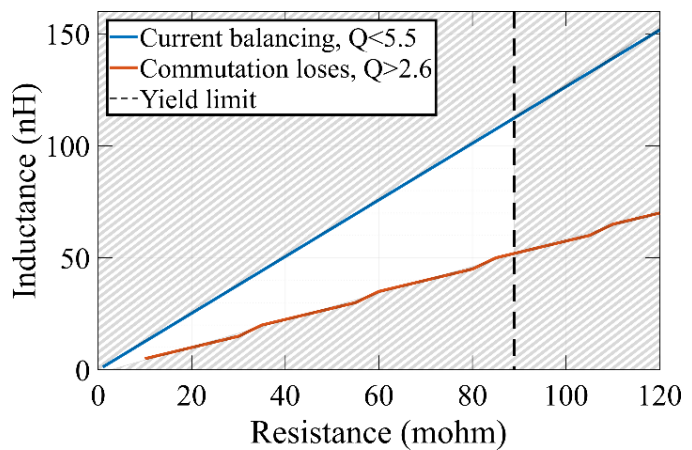


Fig. 6 Carte des limites du convertisseur [4]

Tab. 2 paramètres retenus pour tracer la Fig. 6

Il ressort ainsi que pour les paramètres retenus, le facteur de qualité doit être compris entre  $Q=5,5$  et  $Q=2,6$  ce qui lie la valeur d'inductance à celle de la résistance.



### 2.3 Analyse des déséquilibres sur un modèle triphasé par une approche statistique

L'analyse présentée précédemment ne tenait pas compte des interactions entre les différents bras de la structure. Puisque les fréquences de résonance de chacun des bras ne sont pas accordées, des couplages entre ces derniers restent présents. Ceux-ci provoquent de fortes variations sur le courant de sortie. De plus, l'étude ci-dessous présentera une commande en boucle ouverte afin d'être exempté de la nécessité de mesures isolées de courants haute fréquence. La fréquence d'excitation correspond à la fréquence de résonance nominale des éléments du circuit. De ce fait, aucun des bras n'est en réalité commandé à sa fréquence propre.

La variation d'amplitude et de phases des courants doit être étudiée. En première approximation, les bobinages secondaires et la charge de sortie se comportent comme des éléments triphasés équilibrés. Cette hypothèse justifie que les formes d'ondes des tensions sont bien semblables à celles présentées Fig. 2. Ainsi, les tensions issues du pont secondaire peuvent être ramenées au primaire et fusionnées avec les tensions d'entrée puisque les deux ponts sont commutés de manière synchrone (Fig. 7).

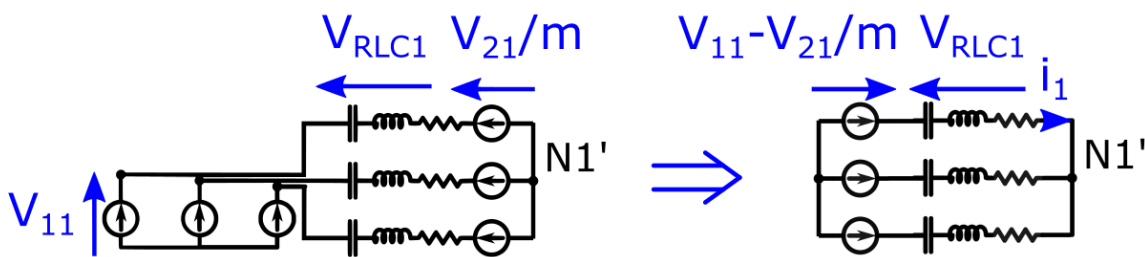


Fig. 7 Modèle simplifié de TPSRC

En considérant  $Z_i, i \in \{1,2,3\}$  l'impédance de chaque bras et  $V'_i = V_{1i} - V_{2i}/m$  la tension à laquelle elle est soumise, l'Eq. 12 permettant d'exprimer les courants de ligne est obtenue.

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_3} \cdot \begin{pmatrix} \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_3 & -\underline{Z}_2 \\ -\underline{Z}_3 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_1 \\ -\underline{Z}_2 & -\underline{Z}_1 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{V}'_2 \\ \underline{V}'_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 12}$$

La reconstruction des courants dans le domaine temporel est ensuite réalisée sous l'hypothèse *FHA* (**F**irst **H**armonic **A**pproximation). Les instants de commutation du pont secondaire permettent d'obtenir le courant redressé ainsi que la puissance en sortie. Comme les interrupteurs des bras d'entrées sont commutés aux mêmes instants que ceux des bras de sortie, tout déphasage d'un courant dû à des éléments résonants non idéaux altère le mode ZCS qui devrait dans un cas parfait concerner l'ensemble des interrupteurs.

Cette méthode est validée en comparant les résultats issus de cette modélisation (Eq. 12) et ceux provenant de simulation à l'aide du logiciel circuit Simplorer (Fig. 8). Les valeurs choisies pour les éléments sont répertoriées Tab. 3.

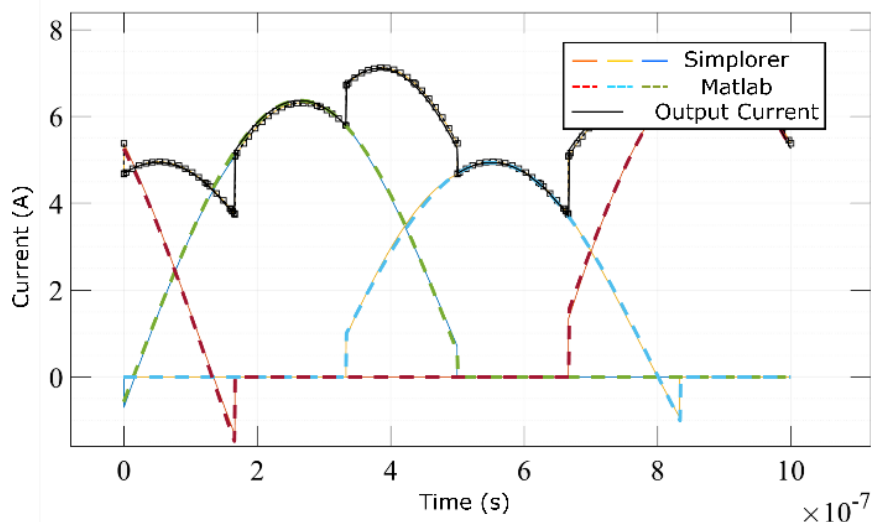


Fig. 8 Comparaison entre les courants résonants provenant de simulation circuit Simplorer et de l'algorithme Matlab. Les inductances sont choisies telle que  $L_{res1}=L_{res3}=L_{resNom}=100\text{ nH}$ ,  $L_{res2}=0,95.L_{res}$ . Les condensateurs sont  $C_{res1}=1,05.C_{resNom}$ ,  $C_{res2}=C_{resNom}$ ,  $C_{res3}=0,95.C_{resNom}$ . Les résistances séries valent  $R_{ser1}=R_{ser2}=R_{ser3}=100\text{ m}\Omega$ . La différence entre la tension d'entrée et de sortie vaut  $\Delta E=1\text{ V}$

Grandeurs	valeur
$f_{res}$	1 MHz
$C_{resnom}$	253 nF
$L_{resnom}$	100 nH
$R_{ser}$	100 mΩ

Tab. 3 Paramètres nominaux de simulation

La méthode décrite ci-dessus permet d'atteindre instantanément le régime permanent. Ainsi, les temps de calcul sont réduits par rapport à de la simulation circuit.

L'étude des performances du système selon la déviation des éléments résonants peut alors être menée. Celle-ci prend en compte les différents critères que sont la puissance de sortie, la variation du courant de sortie avant filtrage, ainsi que le courant maximum dans une branche (ce qui est une image de la tension maximum que devra supporter le condensateur résonant). Elle est réalisée grâce à une méthode de Monte-Carlo : des jeux de valeurs d'éléments résonants sont tirés aléatoirement dans un intervalle choisi.

Ces statistiques sont réalisées *via* mille tirages en utilisant une loi de distribution uniforme puisqu'il n'est pas possible de prévoir la distribution réelle. En effet, au moins deux stratégies peuvent être employées par les fabricants : Soit ceux-ci sont capables de fabriquer directement des composants avec les bonnes tolérances et la loi de distribution dépend de ces procédés (une distribution gaussienne est alors généralement représentative) ; soit un tri des composants est effectué et les composants les plus proches des valeurs nominales sont mis de côté afin d'être vendus plus cher (la distribution présente alors un « trou » au centre pour les composants vendus). D'autres possibilités existent, notamment dans le cas de fabrication en petite série où chaque lot possède sa propre distribution.

La Fig. 9 montre l'évolution de la puissance de sortie maximale, minimale et moyenne avec la tolérance  $\Delta$  des éléments résonants. Les performances du convertisseur décroissent rapidement avec la tolérance sur les éléments. Dans les pires des cas, le convertisseur n'est plus capable de faire transiter que 60% de sa puissance nominale pour des tolérances de seulement 6% sur les éléments  $L$  et  $C$ .

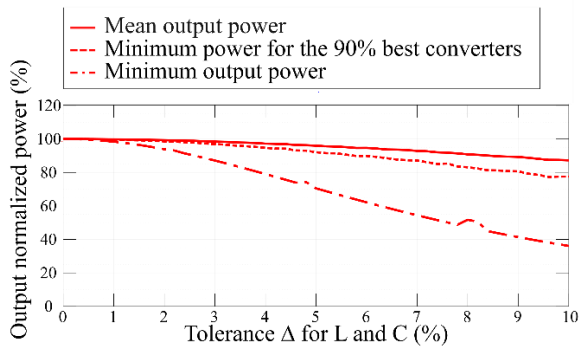


Fig. 9 Évolution de la puissance de sortie d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

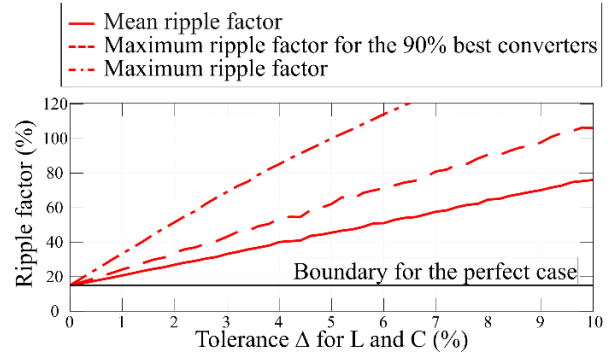


Fig. 10 Évolution de l'ondulation du courant de sortie d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

Cependant, le comportement de la majorité des convertisseurs ne se détériore pas aussi rapidement. Pour une tolérance de 5%, 90% des convertisseurs sont toujours capables de faire transiter plus de 93% de la puissance nominale, comme le montre la Fig. 9. La puissance moyenne de l'ensemble des convertisseurs est supérieure à 95%.

La Fig. 10 montre l'évolution des ondulations de courant de sortie maximales minimales et moyennes avec la tolérance sur les éléments résonants. La courbe en pointillés représente la pire ondulation de courant parmi les 90% meilleurs convertisseurs (en rapport à ce critère). Celle-ci croît avec l'augmentation de la tolérance sur les composants. Ce facteur est impactant pour les convertisseurs puisqu'une tolérance de 3% signifie qu'un convertisseur sur dix présentera une sur-ondulation d'au moins 25%.

La Fig. 11 montre l'évolution du courant maximum dans une branche selon la tolérance sur les éléments résonants. Elle est bornée et ne dépasse pas 20% dans le cas étudié. Le calibre en courant du condensateur résonant ne doit donc être surdimensionné que de 20% afin de garantir un fonctionnement correct en cas de déséquilibre des éléments résonants.

Finalement, la Fig. 12 permet d'étudier l'impact du facteur de qualité du circuit sur la puissance et le taux d'ondulation du courant en sortie. Celle-ci montre qu'une diminution du facteur de qualité du circuit résonant permet bien de diminuer l'impact de la déviation des valeurs de celui-ci. La phase étant aussi moins décalée, le redressement est de meilleure qualité et amène moins de distorsion sur le courant de sortie. Cependant, cette étude est réalisée en ne considérant que le fondamental et l'impact des harmoniques qui pourraient potentiellement être mal filtrés n'est pas pris en compte. Ces harmoniques sont cependant hauts en fréquences puisque les tensions ne génèrent que des composantes fréquentielles impaires et que la configuration topologique du circuit interdit la circulation de courants de rang trois.

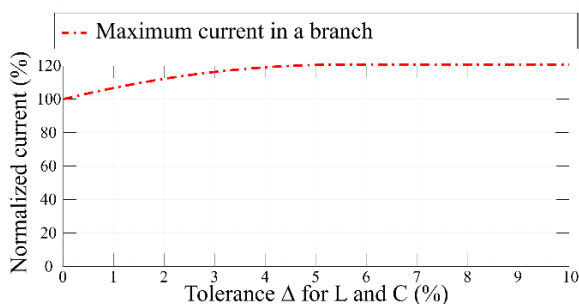


Fig. 11 Evolution du courant maximum dans une branche d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

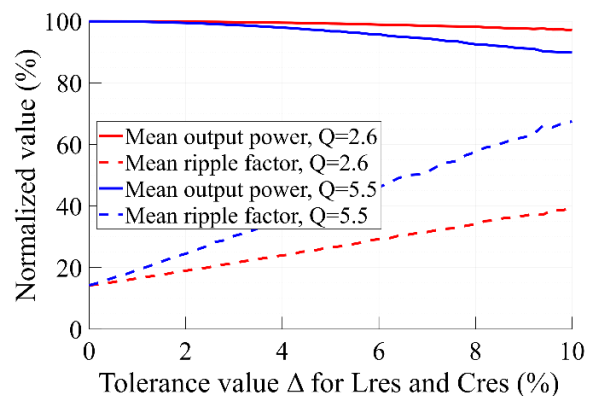


Fig. 12 Evolution de la puissance moyenne et de l'ondulation du courant de sortie pour deux valeurs de facteur de qualité du circuit [4]

### IV-3 Modèle et dimensionnement de transformateur triphasé

La partie précédente a montré que l'équilibrage des courants dans le convertisseur peut être facilité par le choix d'un facteur de qualité adéquat. Cependant, une conception limitant naturellement le déséquilibre entre les éléments résonants permet de relâcher les contraintes de dimensionnement.

Le choix d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur comme inductance série diminue le nombre de composants constituant le convertisseur. Cela permet ainsi de limiter ses pertes. Cependant, dans le cas d'un transformateur triphasé « en ligne » (Fig. 13) sans entrefer, la reluctance vue par le bobinage de la jambe centrale diffère de celle des jambes externes. Ceci provoque une disparité des inductances et occasionne un déséquilibre sur les phases du convertisseur.



Fig. 13 Demi-pot constituant un transformateur triphasé « en ligne ». Image provenant de [5]

#### 3.1 Extraction des paramètres du modèle monophasé équivalent d'un transformateur triphasé

Afin de quantifier le déséquilibre occasionné par un transformateur triphasé « en ligne », un modèle monophasé équivalent peut être obtenu. Pour cela, les équations décrivant la tension sur chaque enroulement sont écrites Eq. 13 et Eq. 14 en négligeant la chute de tension ohmique. Les bobinages primaires sont nommés 1,2,3 et les secondaires a,b,c tel que présenté Fig. 14.

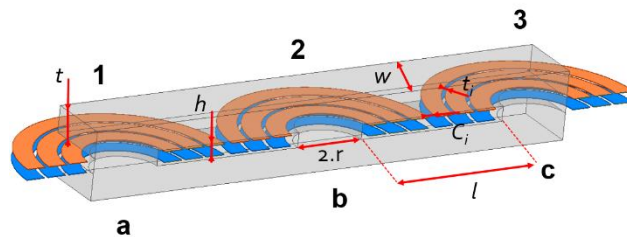


Fig. 14 Vue en coupe d'un transformateur triphasé « en ligne »

Dans cette partie, un exemple sera développé concernant les bobinages 1 et a, une permutation circulaire permet d'obtenir les relations concernant les autres couples.

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + M_{1a} \frac{di_a}{dt} + M_{1b} \frac{di_b}{dt} + M_{1c} \frac{di_c}{dt} \quad \text{Eq. 13}$$

$$v_i = L_i \frac{di_i}{dt} + \sum_{j \neq i} M_{ij} \frac{di_j}{dt}, (i, j) \in \{1, 2, 3, a, b, c\} \quad \text{Eq. 14}$$

Des mutuelles communes et différentielles peuvent être définies Eq. 15 et Eq. 16:

$$M_{idiff_{jk}} = \frac{M_{ij} - M_{ik}}{2} \quad \text{Eq. 15}$$

$$M_{icom_{jk}} = \frac{M_{ij} + M_{ik}}{2} \quad \text{Eq. 16}$$

Ainsi, en considérant un point neutre flottant dans la structure triphasée, la somme des courants est nulle ce qui permet de réécrire Eq. 13 à l'aide d'Eq. 15 et Eq. 16 :

$$v_1 = (L_1 - M_{1com_{23}}) \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{1diff_{23}} \cdot \frac{d(i_2 - i_3)}{dt} + (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{adiff_{bc}} \cdot \frac{d(i_b - i_c)}{dt} \quad \text{Eq. 17}$$

En supposant un déséquilibre faible entre les jambes, le flux généré par un enroulement primaire ou secondaire se répartit environ équitablement dans les deux autres bobinages. L'ordre de grandeur des mutuelles entre bobinages primaires (respectivement secondaire) sur des jambes différentes est de la moitié de l'inductance propre. Cela induit Eq. 18. Cette hypothèse sera discutée dans un second temps.

$$L_i \approx 2 \cdot M_{ij} \mid \forall i, j \in \{1,2,3\}, i \neq j \quad \text{Eq. 18}$$

$$L_i \approx 2 \cdot M_{ij} \mid \forall i, j \in \{a,b,c\}, i \neq j$$

$$\text{D'où Eq. 19 : } \begin{cases} \left| (L_1 - M_{1com_{23}}) \cdot \frac{di_1}{dt} \right| \gg \left| M_{1diff_{23}} \cdot \frac{d(i_2 - i_3)}{dt} \right| \\ \left| (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \cdot \frac{di_a}{dt} \right| \gg \left| M_{adiff_{bc}} \cdot \frac{d(i_b - i_c)}{dt} \right| \end{cases} \quad \text{Eq. 19}$$

Finalement, le système d'Eq. 20 est obtenue grâce à Eq. 17 et Eq. 19:

$$\begin{cases} v_1 \approx L'_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M'_{1a} \cdot \frac{di_a}{dt} \\ v_a \approx L'_a \cdot \frac{di_a}{dt} + M'_{1a} \cdot \frac{di_1}{dt} \\ L'_1 = (L_1 - M_{1com_{23}}), L'_a = (L_a - M_{acom_{bc}}) \\ M'_{1a} = (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \approx (M_{1a} - M_{1com_{23}}) \end{cases} \quad \text{Eq. 20}$$

Ces équations sont similaires à celles d'un transformateur monophasé entre le bobinage 1 et le bobinage a dont l'inductance propre est  $L'_1$  et la mutuelle  $M'_{1a}$ . Des expressions similaires sont obtenues pour les autres couples de bobinages.

Les expressions des inductances magnétisantes et de fuites correspondantes à ce transformateur sont données par le système d'Eq. 21 :

$$\begin{cases} L_{mag} = \frac{M'^2_{1a}}{L'_a} = \frac{\left( M_{1a} - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)^2}{\left( L_a - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)} \\ L_{ser} = L_1 - \left( \frac{M_{12} + M_{13}}{2} + \frac{\left( M_{1a} - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)^2}{\left( L_a - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)} \right) \end{cases} \quad \text{Eq. 21}$$

Dans le cadre d'un transformateur en ligne, en considérant ses symétries (Fig. 14), il est possible de relier chaque inductance propre et mutuelle à une seule inductance de référence au travers des coefficients de couplages Eq. 22. Dans la définition proposée, le transformateur possède un rapport de transformation  $m=1$  ce qui correspond aux nécessités de l'application IBIS.

$$\begin{cases} L_2 = L_b = L_+ \\ L_1 = L_a = L_3 = L_c = L_- = k_{Lm} \cdot L_+ \\ M_{1a} = M_{3c} = M_{direct-} = k_{Mdm} \cdot L_+ \\ M_{2b} = M_{direct+} = k_{Mdp} \cdot L_+ \\ M_{12} = M_{ab} = M_{23} = M_{bc} = M_{cross+} = k_{Mcp} \cdot L_+ / 2 \\ M_{13} = M_{ac} = M_{cross-} = k_{Mcm} \cdot L_+ / 2 \end{cases} \quad \text{Eq. 22}$$

Cela permet alors d'exprimer les différentes inductances de fuite et magnétisantes des trois transformateurs monophasés équivalents correspondants au modèle du transformateur triphasé (Eq. 23). Étant donné la topologie symétrique, les transformateurs correspondants aux bobinages  $\{1 ; a\}$  et  $\{3 ; b\}$  sont nécessairement les mêmes.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{mag_{3c}^{1a}} = \frac{L_+}{4} \cdot \frac{(4 \cdot k_{Mdm} - k_{Mcp} - k_{Mcm})^2}{4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm}} \\ L_{mag_{2b}} = \frac{L_+}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k_{Mdp} - k_{Mcp})^2}{2 - k_{Mcp}} \\ L_{ser_{3c}^{1a}} = \frac{L_+}{4} \cdot \left[ 4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm} - \frac{(4 \cdot k_{Mdm} - k_{Mcp} - k_{Mcm})^2}{4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm}} \right] \\ L_{ser_{2b}} = \frac{L_+}{2} \cdot \left[ 2 - k_{Mcp} - \frac{(2 \cdot k_{Mdp} - k_{Mcp})^2}{2 - k_{Mcp}} \right] \end{array} \right. \quad Eq. 23$$

Une simulation numérique du transformateur présenté Fig. 14 est alors réalisée dans deux configurations. Dans la première, il possède trois spires, dans la deuxième cinq. Les autres paramètres de simulation sont maintenus identiques et sont indiqués Tab. 4.

Pour le cas  $n=3$  spires, les résultats sont présentés dans la matrice d'inductance Eq. 24.

Grâce à Eq. 23, les paramètres des transformateurs monophasés associés sont présentés Tab. 5. La perte de puissance transmise est indiquée, basée sur le modèle développé dans la partie 2.3.

Paramètres		Cas 1	Cas 2
Nombre de spires	n	3	5
Rayon de la colonne	r	4,51 mm	4,51 mm
Hauteur de colonne	h	2,00 mm	2,00 mm
Epaisseur de ferrite	t	3,54 mm	3,54 mm
Profondeur du pot	w	18,1 mm	18,1 mm
Isolation interbobines	$C_i$	1,00 mm	1,00 mm
Isolation inter-pistes	$t_i$	500 $\mu$ m	500 $\mu$ m
Distance entre colonne	l	20.0 mm	20.0 mm
Perméabilité relative	$\mu_r$	1000	1000

Tab. 4 Paramètres de simulation du transformateur de la Fig. 14

$$\begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1a} & M_{1b} & M_{1c} \\ & L_2 & M_{23} & M_{2a} & M_{2b} & M_{2c} \\ & & L_3 & L_{3a} & L_{3b} & L_{3c} \\ & & // & L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ & & & & L_b & L_{bc} \\ & & & & & L_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 12.4 & -11.1 & -0.6 & 12.4 & -11.1 & -0.6 \\ & 23.1 & -11.1 & -11.1 & 23.1 & -11.1 \\ & & 12.4 & -0.6 & -11.1 & 12.4 \\ & & // & 12.4 & -11.1 & -0.6 \\ & & & & 23.1 & -11.1 \\ & & & & & 12.4 \end{pmatrix} \mu H \quad Eq. 24$$

Comme attendu, augmenter le nombre de tours augmente l'inductance magnétisante ainsi que l'inductance de fuite (l'espace entre spires est maintenu constant). Dans les deux cas, l'inductance magnétisante correspondant à la jambe centrale

Paramètre	Cas 1	Cas 2
$L_{mag_{3c}^{1a}}$	18,1 $\mu$ H	50,5 $\mu$ H
$L_{mag_{2b}}$	34,1 $\mu$ H	94,8 $\mu$ H

est plus importante que celle correspondant aux jambes externes. Ce phénomène se retrouve pour l'inductance de fuite.

Le déséquilibre entre ces inductances de fuite est mineur lorsque le nombre de tour est faible (2,1% pour  $n=3$  tours) mais augmente avec le nombre de spires (4,4% pour  $n=5$  tours). Si ces valeurs peuvent sembler faible, la Fig. 16 et la Tab. 5 montrent que le déséquilibre qu'elles apportent est rapidement non négligeable lorsque le nombre de spires augmente.

$\Delta L_{mag}$	46,9 %	46,7 %
$L_{ser_{3c}^{1a}}$	97,9 nH	276 nH
$L_{ser_{2b}}$	99,9 nH	288 nH
$\Delta L_{ser}$	2,1 %	4,4 %
$\Delta P$	0,4 %	11,9 %

Tab. 5 Résultats des éléments des modèles monophasés correspondant aux transformateurs triphasés simulés

Pour un fonctionnement en DCX, si les inductances magnétisantes sont suffisamment élevées, l'impact de leurs disparités sur le fonctionnement du convertisseur est négligeable excepté pour les pertes dues à la commutation en ZVS.

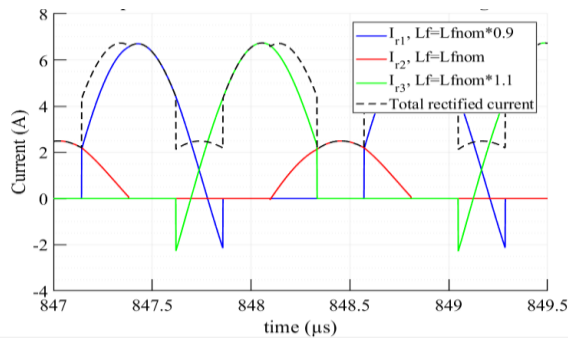


Fig. 15 Formes d'onde des courants redressés dans un TPSRC lorsque  $L_2=L_{NOM}$ ,  $L_1=L_{NOM}-10\%$  et  $L_3=L_{NOM}+10\%$

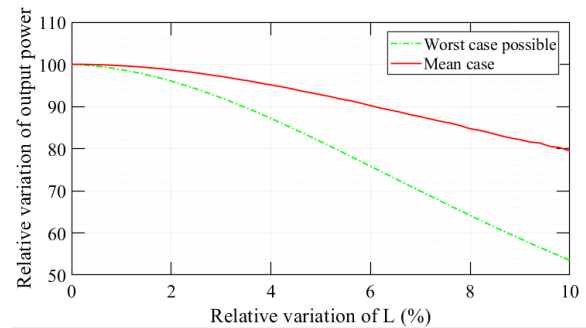


Fig. 16 Variation de la puissance de sortie dans le cas moyen et dans le pire cas lorsque les inductances des bras présentent des variations par rapport à leurs valeurs nominales.

Ainsi, la structure de transformateur triphasé « en ligne » est adaptée aux convertisseurs à résonance série triphasés si le nombre de spire sur le transformateur est faible. Cela concerne généralement les convertisseurs basse tension.

L'hypothèse traduite par l'Eq. 19 peut être observée à l'aune des résultats de simulation présentés Eq. 24. Ces résultats montrent qu'Eq. 18 n'est pas vraiment respectée et que le flux issu des bobines externes se répartit majoritairement dans la bobine centrale et très peu dans la bobine opposée. Il s'agit alors d'une situation de pire cas pour les hypothèses avancées. Ainsi,  $(L_1 - M_{1com_{23}}) = 18,3$  tandis que  $M_{1diff_{23}} \cdot \sqrt{3} = -9,2$  (le facteur  $\sqrt{3}$  correspond au module des courants de phase par rapport au module des courants de ligne). Bien qu'un rapport deux existe, il n'est pas correct de considérer un terme négligeable devant l'autre. La présence éventuelle d'un entrefer permettrait de rééquilibrer les flux au prix d'une diminution de la valeur de l'inductance magnétisante. Pour la jambe centrale, Eq. 24 indique bien que le flux se répartit équitablement dans les deux autres jambes. Dans ce cas,  $M_{2diff_{13}} = 0$  et est bien négligeable.

Les éléments présentés précédemment montrent un intérêt à utiliser une structure de transformateur symétrique à l'égard des bobinages. Ainsi, la partie suivante propose un dimensionnement d'un tel composant.

### 3.2 Dimensionnement physique d'un transformateur triphasé équilibré

Un transformateur triphasé symétrique par rotation de  $120^\circ$  est proposé Fig. 17. Sur cette figure, les bobinages primaires sont en bleu et secondaires en orange. La structure est également symétrique selon un plan qui coupe chacune des colonnes à mi-hauteur. La partie onduleur du convertisseur associé serait réalisée sur la face supérieure du transformateur. La partie redressement sur la face inférieure.

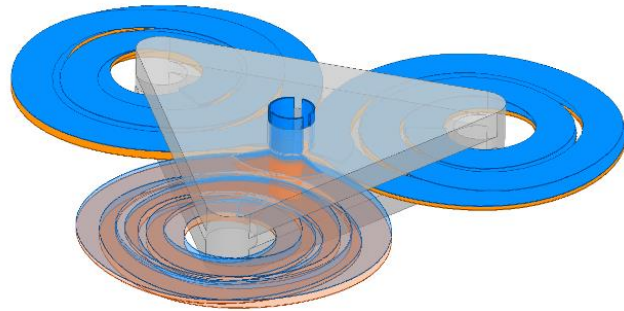


Fig. 17 Modèle 3D de transformateur proposé

L'objectif de cette topologie est double. Premièrement, elle doit permettre d'obtenir les mêmes comportements pour chacun des bobinages. Deuxièmement, les arrivées de courants étant situées au-dessus de la partie supérieure du pot avec l'électronique, les longueurs de connectiques pour accéder aux bobinages sont égales et minimisées. Cette méthode permet également d'obtenir un point milieu enfoui à l'intérieur du PCB si les bobinages sont réalisés avec un nombre pair de couches (ce qui facilite la maîtrise de la fermeture des flux –voir Annexe I-). Cela diminue également les longueurs de raccordement. Elle possède cependant de mauvaises performances thermiques si l'électronique du convertisseur est posée directement sur chacune des faces du transformateur puisque ses pertes ne peuvent alors être évacuées que par les côtés et les bobinages.

Les paramètres géométriques servant à la description d'un pot optimisé par rapport à celui de la Fig. 17 sont montrés Fig. 18. Une vue en coupe est associée Fig. 19.

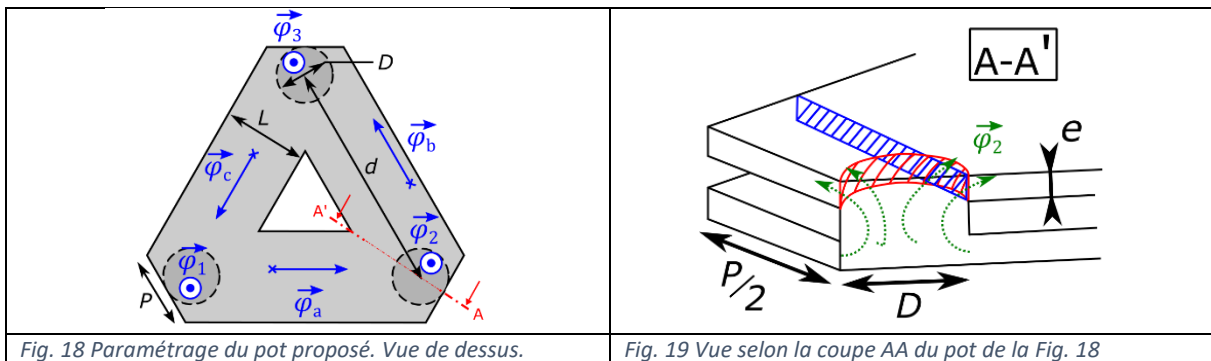


Fig. 18 Paramétrage du pot proposé. Vue de dessus.

Fig. 19 Vue selon la coupe AA du pot de la Fig. 18

Chacun de ces paramètres est explicité dans le paragraphe suivant

#### 3.2.1 Dimensionnement des colonnes

##### 3.2.1.1 Diamètre des jambes (D)

En considérant un flux  $\varphi$  homogène dans les colonnes magnétiques, Le diamètre  $D$  d'une colonne est calculé selon l'induction  $B_{max}$  désirée Eq. 25.

$$D = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{\varphi_{max}}{B_{max}}} \quad \text{Eq. 25}$$

Dans un cas idéal de convertisseur à résonance série triphasé connecté en étoile, les redresseurs synchrones du secondaire appliquent une tension carrée d'amplitude  $U_{dc}$  de laquelle est soustraite la

$$D = \sqrt{\frac{4}{9\pi} \cdot \frac{U_{dc}}{n.f.B_{max}}} \quad \text{Eq. 26}$$



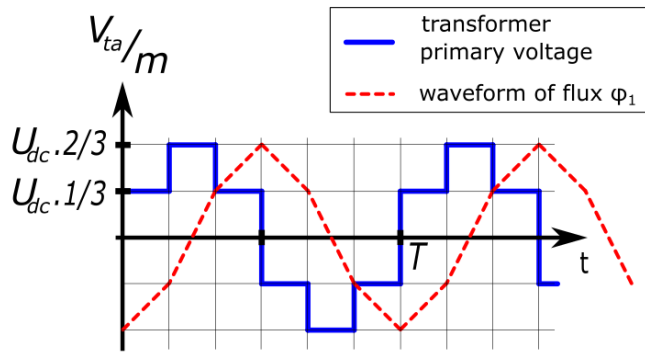


Fig. 20 Tension appliquée sur un enroulement du transformateur ramenée au primaire et flux magnétique correspondant.

tension créneau du point milieu. Cette tension résultante est imposée sur l'enroulement du transformateur et génère les flux de la Fig. 20. Le convertisseur fonctionnant en DCX, ses tensions d'entrée et de sortie sont très proches et  $D$  peut être relié à la tension d'entrée/de sortie du convertisseur  $U_{dc}$  au travers de sa fréquence d'utilisation et de son nombre de spires Eq. 26.

### 3.2.1.2 Distance entre colonnes ( $d$ )

La distance  $d$  séparant les colonnes est définie par six paramètres : le diamètre des colonnes  $D$ , le nombre de spires  $n$ , leur largeur  $w_t$ , la distance d'isolation entre deux tours  $t_{iso}$ , celle entre le ferrite et le bobinage  $t_{cw}$  et celle entre deux bobinages  $t_{ww}$ . Cette distance est calculée grâce à Eq. 27.

$$d = D + 2 \cdot t_{cw} + t_{ww} + 2 \cdot (n - 1) \cdot t_{iso} + 2n \cdot w_t \quad \text{Eq. 27}$$

### 3.2.2 Dimensionnement de la culasse

#### 3.2.2.1 Épaisseur ( $e$ ) de la culasse et largeur minimum ( $P$ )

Le paramètre  $P$  permet d'éviter un goulet d'étranglement du flux à la sortie des colonnes. La Fig. 19 montre que deux zones potentiellement problématiques existent.

La première, en rouge, impose une épaisseur de pot minimum  $e_{min}$  afin que l'induction reste constante à la jonction entre colonne et culasse (Eq. 28).

$$e_{min} = D/4 \quad \text{Eq. 28}$$

La seconde en bleu dépend du choix du paramètre  $P$ . Il s'agit de la surface s'appuyant sur le plus court segment tangent à la colonne et atteignant le côté de la culasse. Le calcul proposé Eq. 29 permet alors d'assurer que cette surface est suffisante pour que l'induction ne dépasse pas  $B_{max}$ . Il s'agit d'une approximation. En effet, en vue du dessus, le segment considéré le plus court « coupe » la colonne. Cela signifie qu'une partie du flux n'a pas besoin de la traverser. Cette partie est considérée suffisamment faible pour être négligée.

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \sqrt{\frac{P^2}{4} + D^2} \\ e'_{min} = \frac{\pi \cdot D^2}{8 \cdot a \cdot \cos\left(\frac{-\pi}{6} + \tan^{-1}\left(\frac{2 \cdot D}{P}\right)\right)} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 29}$$

Ainsi, l'épaisseur doit être choisie supérieure aux deux valeurs  $e_{min}$  et  $e'_{min}$ . Sa détermination peut être réalisée par un modèle thermique. En effet, plus  $e$  est choisi petit, plus  $P$  sera grand. Cela permet d'augmenter la surface d'échange thermique au prix d'une augmentation de la surface occupée.

#### 3.2.2.2 Largeur de culasse ( $L$ )

Les flux  $\varphi_{a,b,c}$  circulant d'une colonne à l'autre (Fig. 18) sont calculés à l'aide d'Eq. 30.  $\varphi_{1,2,3}$  sont les flux dans les colonnes correspondantes. Leur évolution temporelle est présentée Fig. 21. En utilisant l'épaisseur  $e$  de la culasse, Eq. 31 permet de garantir une induction égale dans les colonnes et dans la culasse selon une moyenne géométrique.

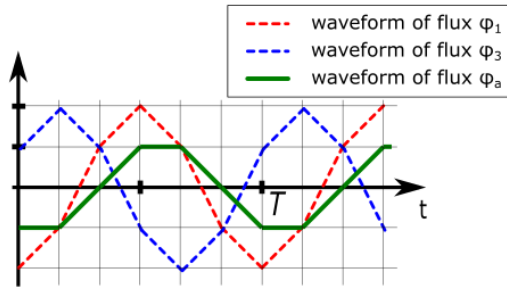


Fig. 21 Évolution des flux dans les colonnes [6]

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 30}$$

$$L = \frac{\pi.D^2}{8.e} \quad \text{Eq. 31}$$

### 3.2.3 Contraintes sur le nombre de spires

Les structures *SRC* et *LLC* fonctionnant en *DCX* nécessitent une valeur de courant magnétisant minimale afin de commuter en mode *ZVS*. Ce courant permet de décharger la capacité de sortie équivalente des transistors  $C_{oss}$ . Pour cela, la valeur d'inductance magnétisante doit être maîtrisée.

Une fois définis les paramètres géométriques du transformateur, les valeurs de reluctance pour chaque enroulement peuvent être approximées avec  $h$  la hauteur d'une colonne. Cela permet par la suite de calculer la valeur de l'inductance magnétisante des enroulements Eq. 32, Eq. 33.

$$\mathcal{R} = \frac{d + \frac{3}{2}h}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L \cdot e} \quad \text{Eq. 32}$$

$$L_{mag} \approx \frac{n^2}{2 \cdot \mathcal{R}} \quad \text{Eq. 33}$$

Pour une tension d'entrée  $U_{dc}$  donnée, la valeur de courant magnétisant  $i_{magMax}$  est atteinte lors du temps mort. Sa valeur est donnée Eq. 34.

$$i_{magMax} = \frac{U_{dc}}{9 \cdot f \cdot L_{mag}} \quad \text{Eq. 34}$$

Ainsi, pour une capacité de sortie équivalente  $C_{oss}$  donnée, si la durée du temps mort correspond à  $x\%$  de la période de découpage  $T = 1/f$ , et en supposant le courant magnétisant constant lors de la commutation, une contrainte sur celui-ci est obtenue Eq. 35.

$$i_{magMax} \geq \frac{C_{oss} \cdot U_{dc} \cdot 100 \cdot f}{x} \quad \text{Eq. 35}$$

Cette équation permet alors à son tour de définir un nombre maximum de spires pour le circuit du transformateur.

$$n \leq \sqrt{\frac{2 \cdot \mathcal{R} \cdot x / 100}{9 \cdot f^2 \cdot C_{oss}}} \quad \text{Eq. 36}$$

Puisqu'une équation précédente utilise déjà le terme  $n$ , la résolution du problème de dimensionnement peut nécessiter plusieurs itérations.

La valeur de  $n$  ne doit pas être choisie trop faible car des pertes dues à la circulation d'un fort courant magnétisant apparaîtraient. De plus, les capacités parasites se déchargeraient rapidement, réduisant ainsi les temps morts et entraînant une difficulté à les maîtriser de façon précise pour assurer une parfaite commutation en mode *ZVS*. Enfin,  $n$  est employé pour équilibrer les pertes fer et cuivre (*c.f.* V) et ainsi limiter les pertes globales du transformateur.

### 3.2.4 Application du dimensionnement à une application précise

#### 3.2.4.1 Paramètres d'entrée du dimensionnement

La Tab. 6 décrit les paramètres d'entrée qui sont utilisés pour réaliser le dimensionnement géométrique du transformateur triphasé équilibré. Certaines valeurs telles que la largeur de piste et l'induction maximum peuvent être optimisés afin de diminuer ses pertes. Cette dernière est choisie afin que la densité de pertes soit inférieure à  $100 \text{ kW/m}^3$ .

Les distances d'isolations sont choisies selon la tension et les procédés de fabrication standard.

La hauteur de fenêtre est choisie afin de correspondre à l'épaisseur d'un PCB standard.

Paramètre	Valeur	Unité	
Fréquence	$f$	700	kHz
Tension d'entrée	$U_{dc}$	15	V
Puissance	$P$	100	W
Induction Maximum	$B_{max}$	30	mT
Isolation Ferrite-Bobinage	$t_{cwi}$	500	$\mu\text{m}$
Isolation entre pistes	$t_{iso}$	200	$\mu\text{m}$
Isolation entre bobinages	$t_{ww}$	500	$\mu\text{m}$
Largeur de piste	$w_t$	200	$\mu\text{m}$
Perméabilité relative du ferrite	$\mu_r$	1000	-
Hauteur de la fenêtre de bobinage	$h$	2	mm
Capacité de sortie équivalente	$C_{oss}$	200	pF
Portion de la période dédiée au temps mort	$x$	1	%

Tab. 6 Description des paramètres d'entrée du design du transformateur triphasé équilibré

#### 3.2.4.2 Paramètres de sortie du dimensionnement

Les paramètres de design du transformateur obtenus à l'aide des entrées de la Tab. 6 sont indiqués Tab. 7. Ils permettent de fabriquer un transformateur triphasé équilibré.

Les capacités inter-spires et inter-bobinages ne sont pas calculées.

Paramètre	Valeur	Unité	
Nombre de spires	$n$	4	-
Limite supérieure du nombre de spires	$n_{max}$	4.74	-
Première contrainte d'épaisseur de culasse	$e_{min}$	1.26	mm
Seconde contrainte d'épaisseur de culasse	$e_{min}'$	1.67	mm
Épaisseur de culasse	$e$	1.99	mm
Diamètre de colonne	$D$	5.03	mm
Distance entre colonnes	$d$	9.33	mm
Largeur minimum	$P$	8	mm
Largeur de culasse	$L$	4.98	mm

Tab. 7 Paramètres de sortie du design du transformateur triphasé équilibré

## IV-4 Réalisation d'un transformateur triphasé

L'un des avantages principaux d'un convertisseur *TPSRC* réside dans son transformateur triphasé. Un pot est fabriqué à partir de ferrites commerciales en format *EQ*. Ce pot permet d'avoir trois plans de symétrie axiale séparés de  $120^\circ$  afin que les enroulements soient équidistants. Les ferrites sont coupées en ligne droite à l'aide d'une scie diamantée tel qu'indiqué Fig. 22. L'espace réservé aux enroulements est conservé (ligne rouge sur la Fig. 22). Six éléments sont réalisés, ainsi que deux triangles équilatéraux. Ils sont ensuite collés ensemble afin d'obtenir deux demi-pots tel que montré Fig. 23. Un jeu fonctionnel est laissé aux angles des ferrites afin d'éviter l'hyperstatisme. Ceci permet d'éviter l'introduction d'un entrefer plus important que l'épaisseur de colle ( $\#10 \mu\text{m}$ ). Le passage du flux par le triangle central limite son impact.

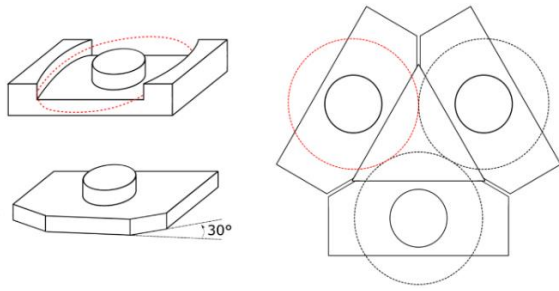


Fig. 22 Modification du pot EQ commercial afin de fabriquer le transformateur triphasé.



Fig. 23 Demi pot fabriqué

Un PCB double face est utilisé pour réaliser des bobinages comportant deux tours chacun et servant de primaire et de secondaire.

Le transformateur est ensuite caractérisé à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel *Agilent technologies E5061B*. Les mesures des modules de l'inductance propre du bobinage 1 et de la mutuelle entre les bobinages primaires 1 et 2 sont montrées Fig. 24. Ces valeurs sont stables jusqu'à 1 MHz ce qui correspond au matériau N49 utilisé. Les valeurs obtenues pour la mutuelle sont proches de la moitié de celles obtenues pour l'inductance propre. Cela était attendu puisque le flux généré par un bobinage doit circuler en part égale dans les deux autres si la structure est bien symétrique.

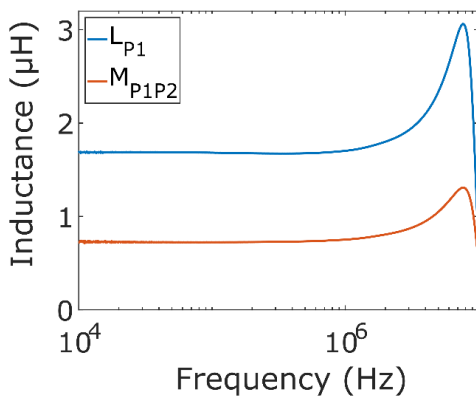


Fig. 24 Evolution d'une inductance propre et d'une mutuelle selon la fréquence

	$P_1$	$S_1$	$P_2$	$S_2$	$P_3$	$S_3$
$P_1$	1.7	-1.6	-0.74	0.74	-0.56	0.56
$S_1$		1.7	0.74	-0.74	0.56	-0.56
$P_2$			1.7	-1.60	-0.54	0.54
$S_2$				1.7	0.54	-0.54
$P_3$		//			1.5	-1.4
$S_3$						1.5

Fig. 25 Couplage des différents bobinages primaires et secondaires (valeurs en  $\mu\text{H}$ )

La matrice d'inductance obtenue à 700 kHz est présentée Fig. 25. Les enroulements primaires et secondaires sont nommés  $P_i, i=\{1,2,3\}$ ,  $S_i, i=\{1,2,3\}$  respectivement. Sur cette figure, les enroulements de la troisième jambe  $P_3$  et  $S_3$  présentent une inductance propre 12% plus faible que les autres. Cela pourrait être dû à un mauvais alignement des jambes de fermetures. Une autre possibilité est que l'épaisseur du film de colle ne soit pas uniforme. En effet, une épaisseur de  $10 \mu\text{m}$  introduit une réluctance de  $150 \text{ kH}^{-1}$  ce qui représente 6% de la réluctance totale d'un chemin de flux.

Finalement, les inductances de fuites ramenées aux primaires peuvent être calculées et valent approximativement 170 nH. Cette valeur est trop élevée en regard de ce qui est présenté Fig. 6. Le design du transformateur doit donc être amélioré. Une des possibilités est d'utiliser un substrat PCB de moindre épaisseur afin de mieux coupler primaires et secondaires. Cependant, cela augmente la capacité inter-bobinages, ce qui diminue alors la fréquence maximum d'utilisation. L'assemblage du pot peut aussi être amélioré afin de diminuer les réluctances parasites. Un usinage à partir d'une plaque de ferrite pourrait permettre de diminuer le nombre de collages nécessaires, ce qui diminuerait le nombre d'entrefer non désirés.

Les valeurs de  $L_{ser}$  obtenues nécessitent d'avoir une valeur de condensateur  $C_{res}=250 \text{ nF}$  afin d'avoir une fréquence de résonance proche de  $f_{res}=700 \text{ kHz}$ . Cette valeur de condensateur plus élevée que

souhaité n'est pas un problème tant que le facteur de qualité reste faible. Cela permet en effet de maintenir la tension maximum à ses bornes  $U_c$  à des valeurs raisonnables (Eq. 37 avec  $f=f_{res}$ ).

$$U_{cmax} = \frac{P}{12.V_2.f.C} \quad \text{Eq. 37}$$

## Annexe I Observation sur la fermeture du flux

Un problème lié à l'emploi de transformateur triphasé « en ligne » est la connexion des différents bobinages. En particulier au niveau du point milieu.

Un scénario de « pire cas » considérant un transformateur dont les bobinages ne possèdent qu'un seul tour est présenté Fig. 26. Seuls les bobinages primaires sont montrés. Ils sont connectés en étoiles.

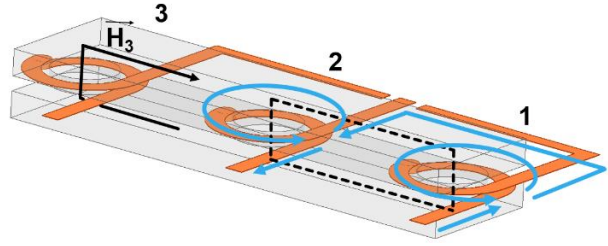


Fig. 26 Géométrie de transformateur triphasé en ligne considérée.

Cela déséquilibre le produit  $n.l$  de part et d'autre de chaque colonne.

L'application du théorème d'Ampère sur le contour en pointillé de la Fig. 26 et sur le même trajet autour des colonnes deux et trois permet d'écrire l'Eq. 38 liant l'intensité des champ  $H_i, i \in \{1,2,3\}$  dans chacune des colonnes. Pour cela, les champs sont supposés homogènes dans la colonne centrale et sur les trajets joignant le haut de la jambe centrale et le bas (en passant par les colonnes un et trois). La longueur  $l_2$  correspond alors à la hauteur de la jambe centrale et les longueurs  $l_1=l_3$  sont les longueurs reliant le haut et le bas de la colonne centrale par le circuit magnétique.

$$\begin{cases} H_1 \cdot l_1 - H_2 \cdot l_2 = i_1 - 2 \cdot i_2 \\ H_2 \cdot l_2 - H_3 \cdot l_3 = i_2 - 2 \cdot i_3 \end{cases} \quad \text{Eq. 38}$$

Pour un transformateur planar, il est supposé que  $l_1 = l_3 = \alpha \cdot l_2$  avec  $\alpha = 5$ .

En considérant un matériau linéaire de perméabilité  $\mu_r$ , des fuites nulles et une section de matériau  $S$  constante, les flux  $\varphi_i$  passant dans chaque colonne peuvent être exprimés Eq. 39.

$$\begin{cases} \mathcal{P} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S}{l_2} \\ 5 \cdot \varphi_1 - \varphi_2 = \mathcal{P}(i_1 - 2 \cdot i_2) \\ \varphi_2 - 5 \cdot \varphi_3 = \mathcal{P}(i_2 - 2 \cdot i_3) \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. 39}$$

Les tensions composées sont alors décrites par l'Eq. 40 en s'appuyant sur les flèches bleues de la Fig. 26.

$$\begin{cases} U_{21} = 2 \cdot \frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_2}{dt} \\ U_{32} = 2 \cdot \frac{d\varphi_2}{dt} - \frac{d\varphi_3}{dt} \\ U_{31} = \frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_3}{dt} + \frac{d(\varphi_1 + \varphi_2)}{dt} \end{cases} \quad \text{Eq. 40}$$

Finalement, cela permet d'écrire le système reliant les courants dans les bobinages aux tensions composées Eq. 41:

$$\begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{\mathcal{P}}{35} \cdot \begin{pmatrix} 17 & -37 & 6 \\ 34 & -9 & -32 \\ 8 & -3 & -26 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 41}$$

Ce système décrit un transformateur déséquilibré. Dans un cas plus général avec  $n$  le nombre de spires et un rapport de longueur  $\alpha$  quelconque, le système d'Eq. 42 est obtenu. Il tend vers un système équilibré lorsque le nombre de spires tend vers l'infini Eq. 43.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{\mathcal{P}}{\alpha(\alpha+2)} \cdot M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ M = \begin{pmatrix} \alpha \cdot n(2n+1) + n(n+1) & -(\alpha(3n^2+3n+1) + n(n+1)) & \alpha n(n+1) - (n+1)^2 \\ -(\alpha n(n+1) - n^2) & \alpha(3n^2+3n+1) - n & -(\alpha(2n^2+3n+1) + n(n+1)) \\ \alpha n^2 + n(2n+1) & -(2n+1) & -(\alpha(n+1)^2 + 2n^2 + 3n+1) \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 42}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ \alpha \gg 2}} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \cdot L + o(\alpha n^2) & -3 \cdot L + o(\alpha n^2) & 1 \cdot L + o(\alpha n^2) \\ -1 \cdot L + o(\alpha n^2) & 3 \cdot L + o(\alpha n^2) & -2 \cdot L + o(\alpha n^2) \\ 1 \cdot L + o(\alpha n^2) & 0 + o(\alpha n^2) & -1 \cdot L + o(\alpha n^2) \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ L = n^2 \cdot \mathcal{P} / \alpha \end{array} \right. \quad \text{Eq. 43}$$

La conclusion de cette étude est que la connexion des bobinages en étoile telle que montrée Fig. 26 n'est pas une bonne pratique pour obtenir un transformateur équilibré. Il peut être supposé que le problème décrit s'étend au flux de fuite. Cependant, si le nombre de spires est suffisant, le système se rapproche du cas idéal.

Finalement, un moyen très simple de supprimer ce problème est de bobiner le transformateur de la manière illustrée Fig. 27. C'est-à-dire en réalisant le point milieu du même côté que l'arrivée de courant. Dans ce cas, la matrice de couplage devient indépendante du nombre de spires bien que la structure ne puisse être parfaitement équilibrée Eq. 44. Ceci est dû à la non symétrie du transformateur « en ligne ».

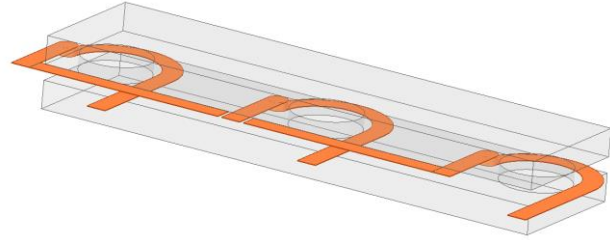


Fig. 27 Meilleure configuration de point milieu

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{L}{\alpha+2} \cdot N \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ N = \begin{pmatrix} 2\alpha+1 & -3\alpha & \alpha-1 \\ 1-\alpha & 3\alpha & -1-2\alpha \\ \alpha+2 & 0 & -(\alpha+2) \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 44}$$

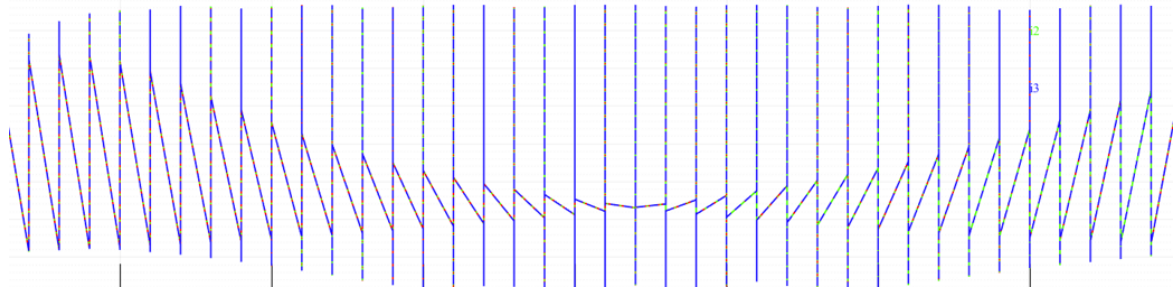
## Bibliographie

- [1] H.-S. Kim, J.-W. Baek, M.-H. Ryu, J.-H. Kim, et J.-H. Jung, « The High-Efficiency Isolated AC–DC Converter Using the Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter Employing the Y-Connected Rectifier », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, p. 4017-4028, août 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2290999.
- [2] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, et C. Botting, « Unbalanced Three-Phase LLC Resonant Converters: Analysis and Trigonometric Current Balancing », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 3, p. 2025-2038, mars 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2846526.
- [3] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, et G. Gattavari, « Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, sept. 2009, p. 1145-1152. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316510.
- [4] B. Loyer, M. Petit, et E. Laboure, « Conception and command of a three phase series resonant converter under unbalanced condition », in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2019, p. 1-8.
- [5] C. Fei, R. Gadelrab, Q. Li, et F. C. Lee, « High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter With GaN Devices and Integrated Planar Magnetics », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 7, n° 2, p. 653-663, juin 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2891317.
- [6] B. Loyer, M. Petit, M. Almanza, et E. Laboure, « Impact of a Non-Perfect Transformer in the Behavior of Three Phase Resonant Converter », in *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, juill. 2020, p. 1-8.

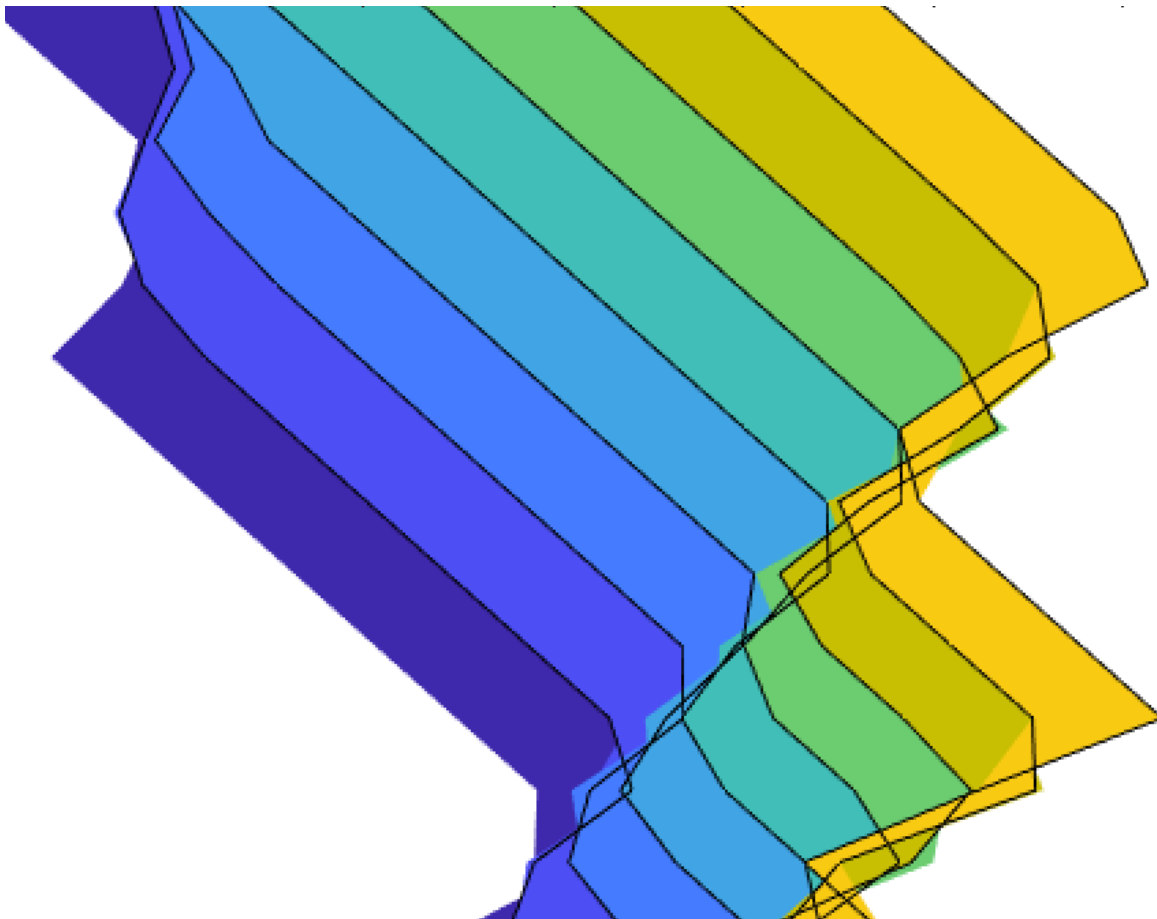




## Chapitre V - Design et modélisation de composant magnétique



*Oscillateur*



*Quasi-aquarelle*



## Table des matières

CHAPITRE V - DESIGN ET MODELISATION DE COMPOSANT MAGNETIQUE	131
V-1 PROPOSITION DE DIMENSIONNEMENT	134
1.1 Principe	134
1.1.1 Modèles de pertes	134
1.2 Exploitation des modèles : recherche d' <i>optima</i>	137
1.3 Méthodes de bobinages	137
1.3.1 Fil de Litz standard	139
1.3.1.1 Description	139
1.3.1.2 Modèles de pertes semi-analytiques	139
1.3.1.3 Dimensionnement numérique	141
1.3.1.4 Étude de la résistance selon le nombre de brins et leurs diamètres : lien avec l'inductance de fuite des transformateurs	142
1.3.2 Conducteurs Feuillards	147
1.3.2.1 Impacts des conducteurs plats	147
1.3.2.2 Méthode de parallélisation	149
1.3.2.3 Modélisation des composants magnétiques à conducteurs plats	151
V-2 METHODE DOUBLE SIMULATION 2D : MODELISATION GLOBALE DU COMPOSANT MAGNETIQUE	152
2.1 Principe et application au SRC en DCX	153
2.1.1 Correspondance entre objet réel et modèles	153
2.1.2 Extraction des paramètres inductifs	156
2.1.3 Méthodologie d'obtention des pertes	157
2.2 Application au cas d'un SRC en DCX et Résultats	158
2.2.1 Détermination des courants et paramètres de simulation	158
2.2.2 Résultats	159
2.3 Comparaison avec simulation 2D simple et simulation 3D	162
V-3 METHODE DE REALISATION DE BOBINAGE BASEE SUR DES PROCEDES PCB	164
3.1 Fabrication	164
3.2 Réalisation et mesures	166
CONCLUSION	168
BIBLIOGRAPHIE	169

Les topologies *SRC*, *TPSRC* et *LLC* permettent la commutation douce des transistors. Ce qui leur prodigue la capacité à monter en fréquence sans pour autant que leurs pertes par commutation ne deviennent pénalisantes. De plus, la valeur des éléments parasites peut alors être suffisante pour qu'ils deviennent fonctionnels (capacités parallèles des transistors, inductances de fuite et magnétisante des transformateurs). Cependant, cette augmentation des fréquences de découpage s'accompagne également d'une augmentation des densités volumiques de pertes fer qui contraint le refroidissement. Les tensions induites par les champs rayonnés croissent aussi et perturbent le cheminement des électrons dans les conducteurs, ce qui modifie les densités de courants.

Ainsi, le design du transformateur doit être particulièrement précautionneux au regard des conducteurs. Cette partie traite donc dans un premier temps du dimensionnement du circuit magnétique du transformateur puis compare trois méthodes de réalisation de bobinages : la première, utilisant le fil de Litz sera considérée comme la référence. La deuxième basée sur des feuillards est présentée comme une alternative prometteuse, en particulier pour les transformateurs planars. La troisième est une adaptation du principe des fils de Litz au PCB qui n'est présentée que pour le principe. La méthode du produit des aires a été présentée dans la partie II.3.2.3.2. Celle-ci montre des limitations, en particulier, elle ne fournit pas d'indications sur le choix de certains paramètres. La fréquence d'utilisation du convertisseur, le niveau d'induction maximum ou encore les densités de courant dans le transformateur représentent notamment des choix non triviaux.

Ainsi, avec cette méthode, le processus décisionnel doit être itéré autour des valeurs choisies. De plus, l'hypothèse de densité de courant homogène n'est plus réaliste au-delà d'une certaine fréquence. Ces éléments constituent la limite de cette technique qui ne permet pas au concepteur de choisir un transformateur parmi un ensemble de proposition dans un plan  $\{Pertes ; Volume\}$ .

## V-1 Proposition de dimensionnement

### 1.1 Principe

La méthode proposée consiste à inverser les équations du produit des aires. Un ensemble de paramètres : Section de circuit magnétique  $A_e$ , surface de la fenêtre de bobinage  $S_b$ , volume de circuit magnétique  $V_{fer}$  et de conducteurs  $V_{cuivre}$  de transformateurs disponibles sur le marché sont tabulés. En considérant fixés la fréquence de travail  $f$ , la puissance de sortie ainsi que le coefficient de bobinage  $k_b$ , l'Eq. 3 permet alors de déduire le produit  $\{B_{crete} \cdot j_{eff}\}$  pour chaque circuit magnétique. En considérant un ensemble de valeurs pour le nombre de spires secondaires  $n_2$ , des valeurs  $B_{crete}$  correspondantes sont arrêtées au travers de Eq. 1. Ceci fixe également les valeurs de  $j_{eff}$  (Eq. 2).

$$A_e = \frac{V_2}{4 \cdot n_2 \cdot B_{crete} \cdot f} \quad \text{Eq. 1}$$

$$S_b = \frac{2 \cdot n_2 \cdot I_{2eff}}{k_b \cdot j_{eff}} \quad \text{Eq. 2}$$

$$A_e \cdot S_b = \frac{I_{2eff} \cdot V_2}{2 \cdot k_b \cdot B_{crete} \cdot f \cdot j_{eff}} = \frac{P \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot k_b \cdot B_{crete} \cdot f \cdot j_{eff}} \quad \text{Eq. 3}$$

#### 1.1.1 Modèles de pertes

Les pertes cuivre sont évaluées dans un premier temps à l'aide d'Eq. 4. Pour cela, la densité de courant est supposée homogène et identique au primaire et au secondaire du transformateur. La compensation des « Ampères-tours » est supposée parfaite (le courant magnétisant est négligé).

$$P_{CuDC} = \rho_{Cu} \cdot \left( \frac{2 \cdot n_2 \cdot I_{2eff}}{S_b \cdot k_b} \right)^2 \cdot V_{Cu} \quad \text{Eq. 4}$$

Les pertes fer peuvent être modélisées à partir de courbes expérimentales fournies par les fabricants Fig. 2. Ces mesures peuvent être représentées par des faisceaux de droites en utilisant un plan à axes logarithmiques  $P_v = f(B_{crete})$  à différentes fréquences fixes (courbes en traits pleins sur la Fig. 1).

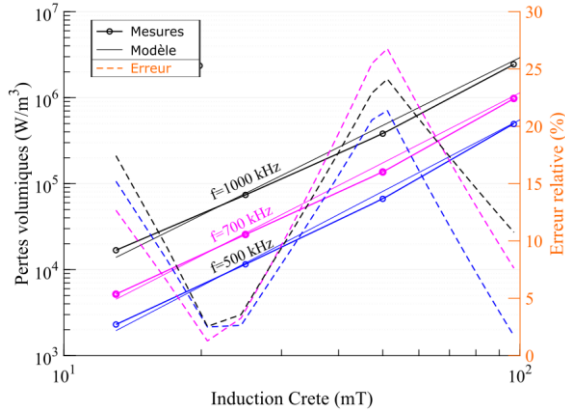


Fig. 1 Pertes fer en fonction de l'induction pour plusieurs fréquences pour un matériau N49 à 80°C. Seules trois fréquences sont représentées pour des questions de lisibilité.

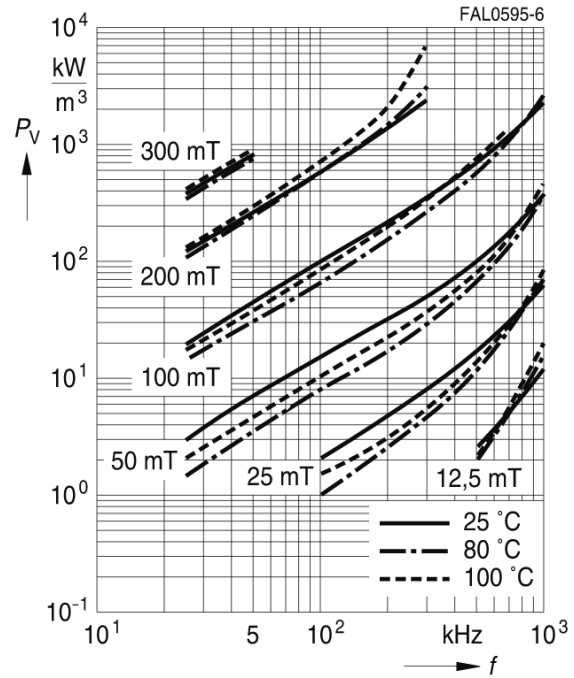


Fig. 2 Évolution des pertes volumiques d'un matériau ferrite N49 en fonction de l'induction crête, de la fréquence et de la température

Ainsi, une modélisation de type Eq. 5 peut représenter cette évolution. Les pentes  $b(f)$  et les origines  $a(f)$  des faisceaux de droites changent avec la fréquence (Tab. 1).

$$\ln(P_v) = a(f) + b(f) \cdot \ln(B_{crete}) \quad \text{Eq. 5}$$

Fréquence	a(f)	b(f)
200 kHz	19,17	3,11
300 kHz	20,08	3,26
500 kHz	19,30	2,70
700 kHz	19,77	2,61
1000 kHz	20,44	2,50

Tab. 1 Evolution de a(f) et b(f) décrits dans Eq. 5

Le modèle décrit Eq. 5 peut être rapproché des équations comportementales de Steinmetz étendues à deux plans décrites dans [1] (Eq. 6).

$$P_v = (k_1 \cdot f^{\alpha_1} + k_2 \cdot f^{\alpha_2}) \cdot B_{crete}^{\beta - \alpha_3 \cdot f} \quad \text{Eq. 6}$$

$$\ln(P_v) = \ln(k_1 \cdot f^{\alpha_1} + k_2 \cdot f^{\alpha_2}) + (\beta - \alpha_3 \cdot f) \cdot \ln(B_{crete}) \quad \text{Eq. 7}$$

En effet, en utilisant le logarithme de celle-ci, l'Eq. 7 est obtenue. Celle-ci fait correspondre quatre paramètres  $k_1, k_2, \alpha_1, \alpha_2$  à  $a(f)$  et deux à

$b(f)$  :  $\alpha_3$  et  $\beta$ . Ce dernier décrit lui aussi une droite lorsqu'il est tracé en fonction de la fréquence.

L'évaluation des six paramètres décrits est faite en deux étapes.

Dans la première, des régressions linéaires des courbes expérimentales de la Fig. 1 sont effectuées. Elles permettent de décrire l'évolution des paramètres  $a(f)$  et  $b(f)$  de l'Eq. 5 représenté Tab. 1.

Dans un second temps, ces courbes sont utilisées pour obtenir les quatre paramètres de  $a(f)$  et les deux de  $b(f)$  correspondants à l'Eq. 7 en minimisant un critère des moindres carrés. Un nombre minimal de quatre fréquences est ainsi requis pour déterminer l'ensemble des paramètres de  $a(f)$ , ce qui est également suffisant pour déterminer ceux de  $b(f)$ .

Une vérification des éléments du modèle obtenu peut alors être effectuée en traçant le facteur de mérite associé au matériau. Ce dernier représente le produit  $f \cdot B_{crete}$  qui conduit à des pertes volumiques données en fonction de la fréquence (typiquement  $500 \text{ kW/m}^3$ ). Ces figures nécessitent d'évaluer à l'aide de l'Eq. 6 la valeur de  $B_{crete}$  qui correspond aux pertes volumiques souhaitées pour

chaque valeur de fréquence considérée. Une méthode pour résoudre ce problème consiste à faire le calcul des pertes pour chaque fréquence à l'aide d'un vecteur de valeurs d'induction. La valeur à laquelle correspond un minimum sur la différence entre pertes volumiques souhaitées et calculées est alors retenue. Le résultat obtenu est affiché Fig. 3 en regard de la courbe fournie par le constructeur.

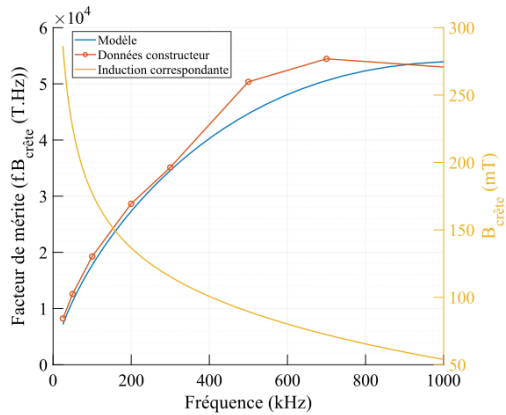


Fig. 3 Comparaison du facteur de mérite issu d'un modèle de Steinmetz mal paramétré et des données constructeur. Les paramètres sont :  $\alpha_1 = 1,01$ ;  $\alpha_2 = 2,97$ ;  $\alpha_3 = 2,81 \cdot 10^{-7}$ ;  $\beta_1 = 3,00$ ;  $k_1 = 786$ ;  $k_2 = 7,77 \cdot 10^{-10}$ ;

L'écart important entre l'évaluation du facteur de mérite par le fabricant et par le modèle reconstruit autour de 600 kHz peut s'expliquer par le mauvais conditionnement de l'Eq. 7. En effet, le jeu de paramètre  $\{k_1; \alpha_1\}$  peut avoir le même rôle que  $\{k_2; \alpha_2\}$  alors que l'un devrait traiter des basses fréquences et l'autre des plus hautes. Le faible nombre de mesures disponibles (TDK ne fournit des mesures que sur cinq fréquences dans le domaine d'intérêt) contribue également à limiter la stabilité de la solution.

Un compromis entre la justesse des courbes de type Fig. 1 et celles de type Fig. 3 est recherché. Ainsi, plutôt que partir des courbes de pertes volumiques pour obtenir les éléments du modèle, c'est la courbe de facteur de mérite qui est utilisée. Pour cela, des valeurs de départ d'un algorithme de minimisation sont issues des résultats précédents (courbes de type Fig. 1). Le nouveau jeu de paramètres décrit Tab. 2 permet d'obtenir la Fig. 4.

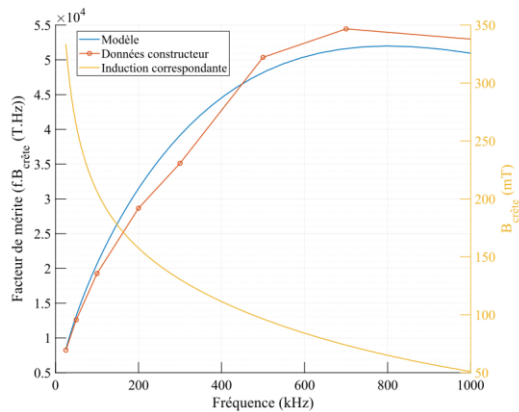


Fig. 4 Comparaison entre le facteur de mérite fourni par le constructeur et celui obtenu par le modèle de Eq. 6. Le niveau d'induction correspondant est indiqué. Cette figure est tracée à un niveau de pertes volumiques de 500 kW/m<sup>3</sup>. Les paramètres du modèle utilisés sont disponibles Tab. 2.

paramètres	valeurs
$\alpha_1$	0,9704
$\alpha_2$	2,948
$\alpha_3$	$2,904 \cdot 10^{-7} \text{ Hz}^{-1}$
$\beta$	2,914
$k_1$	$654,6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$
$k_2$	$1,635 \cdot 10^{-9} \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$

Tab. 2 Valeurs du modèle Eq. 6 retenus pour un matériau N49.

Les caractérisations sur lesquelles se base cette étude sont effectuées en imposant des formes d'ondes sinusoïdales, sans polarisation moyenne.

L'induction dans le type de convertisseur considéré pour cette thèse est triangulaire. Cette forme d'onde à dérivée temporelle constante engendre des pertes plus faibles qu'une variation sinusoïdale du signal à amplitude identique. Par conséquent, le modèle surestimera légèrement les pertes.

Les coefficients sont ajustés pour une température de 80°C. Il s'agit de la température à laquelle ce ferrite (N49) présente le moins de pertes.

Le modèle de perte fer obtenu est alors utilisable pour faire un pré-dimensionnement. Puisqu'il prend en compte la fréquence, ce paramètre peut devenir un nouveau degré de liberté.

Les deux modèles de pertes fer et cuivre peuvent à présent être utilisés en vue d'optimiser la conception d'un transformateur.

### 1.2 Exploitation des modèles : recherche d'optima

La Fig. 5 présente l'évolution des pertes fer, cuivre ainsi que leurs sommes en fonction du nombre de spires. Un optimum existe lorsque les pertes fer et cuivre sont proches. Dans l'exemple proposé,  $n=5$  spires minimisent les pertes totales.

Pour chaque circuit magnétique de la série ER, la Fig. 6 présente l'évolution des pertes dans le transformateur en fonction du volume du circuit magnétique. Le nombre de spires est un paramètre de cette représentation. Le lieu des optimums de pertes représente le front de Pareto de cette figure. Le concepteur peut alors choisir son transformateur parmi les différentes possibilités selon les contraintes de son application.

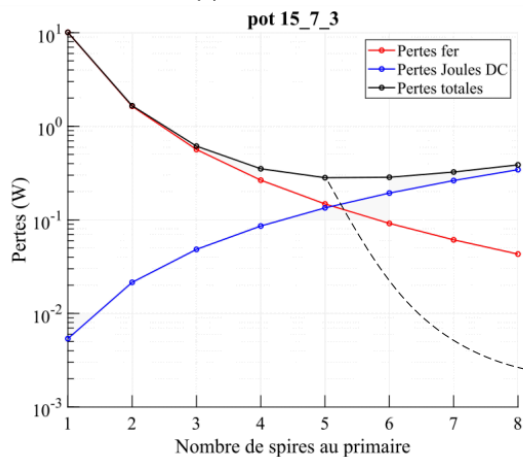


Fig. 5 Évolution des pertes selon le nombre de spires.  $P=50\text{ W}$ ,  $V_2=12\text{ V}$ ,  $k_b=0.6$ ,  $f=700\text{ kHz}$

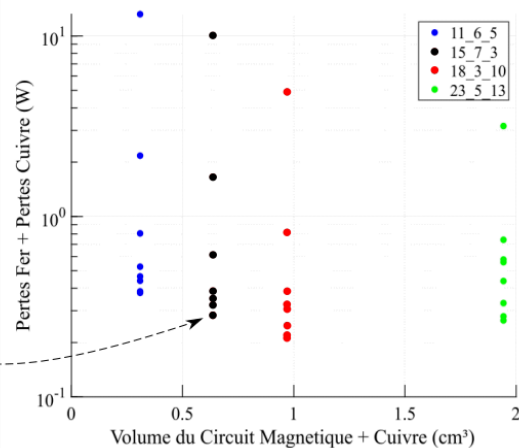


Fig. 6 Différentes possibilités de transformateurs pour différents circuits magnétiques (couleurs) et différents nombres de spires.  $P=50\text{ W}$ ,  $V_2=12\text{ V}$ ,  $k_b=0.6$ ,  $f=700\text{ kHz}$

### 1.3 Méthodes de bobinages

Pour réaliser des conducteurs prévus pour des hautes fréquences (à partir de quelques centaines de kilohertz), l'utilisation de fils traditionnels à profil circulaire sur des distances supérieures à quelques millimètres est inenvisageable. En effet, le champ magnétique généré par la circulation des électrons dans un conducteur crée un champ électrique qui tend à s'opposer à la circulation de ceux-ci.

Plusieurs effets découlent de ce phénomène et sont illustrés grâce à la Fig. 7. Pour chaque cas, les conducteurs sont connectés en parallèle. Les différents effets sont considérés indépendants pour faciliter la compréhension. La réalité est constituée d'une composition de chacun d'entre eux. De plus, avant application des perturbations, les courants sont considérés homogènes. La couleur rouge représente une densité de courant orientée vers le lecteur (sens positif). Le vert illustre l'opposé et le gris l'absence de courant.

Une première perturbation provient du champ magnétique engendré par les porteurs de charges sur ceux du même conducteur. À l'équilibre, le courant ne circule qu'en périphérie du matériau tel qu'illustré en [1] Fig. 7. Les pertes étant proportionnelles au carré de la densité de courants, elles sont augmentées par ce phénomène. Ce phénomène est appelé « effet de peau ». Par exemple, pour une fréquence d'un mégahertz, les calculs analytiques montrent qu'environ 80% du courant circule dans une couronne de  $\delta=66\text{ }\mu\text{m}$  d'épaisseur.  $\delta$  est nommée « épaisseur de peau » et peut-être calculée grâce à Eq. 8.



$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot f \cdot \mu}}$$

Eq. 8

En partant de nouveau d'une densité de courant homogène dans les conducteurs, le champ magnétique généré par l'ensemble des fils en parallèle est proche de celui créé par un unique conducteur de taille équivalente à l'ensemble. Un effet de peau global est donc également visible, représentés sur la Fig. 7 cas [2].

En sus, lorsque plusieurs conducteurs se trouvent suffisamment proches, les champs magnétiques qu'ils génèrent influencent la distribution du courant dans leurs voisins. Cet effet est nommé « effet de proximité » et est illustré par [3] Fig. 7. Dans cet exemple, bien que les densités de courant soient inhomogènes et localement en sens opposé au courant global, chaque conducteur est parcouru par un courant en moyenne positif. La considération d'un macro-conducteur équivalent à l'ensemble des fils dans [2] conduit à la même répartition des courants que le cas [3]. Ceci peut être employé dans le but de simplifier le calcul des pertes tel que présenté dans la partie suivante.

Finalement, le champ magnétique perturbateur peut également provenir de sources externes telles que d'autres conducteurs ou un circuit magnétique qui ne guide pas parfaitement le flux. Ainsi, les cas [4] et [5] représentent les effets dues à la proximité des conducteurs avec ces sources de perturbation. Deux échelles sont à considérer : au niveau de chacun des conducteurs mais également au niveau de l'ensemble.

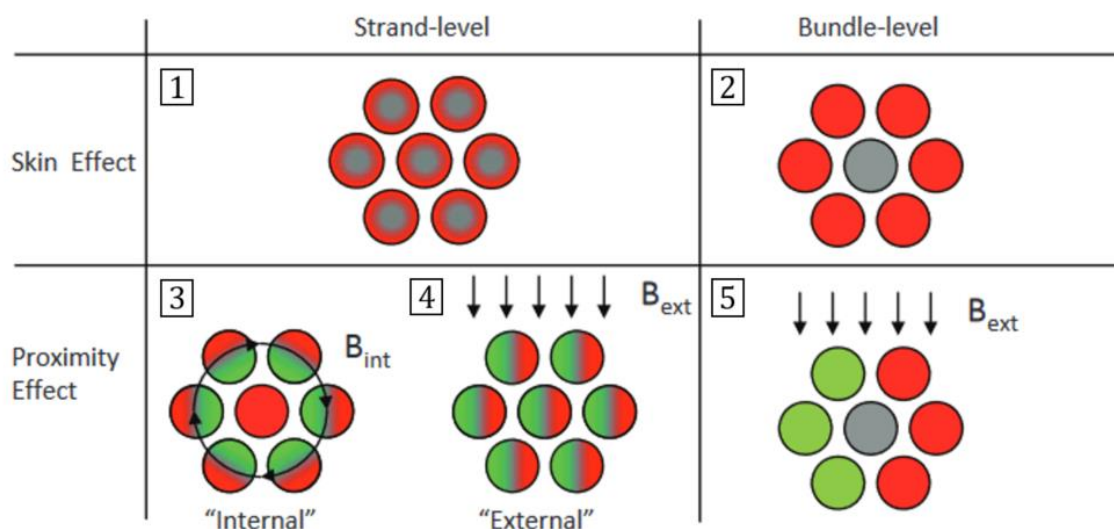


Fig. 7 Illustration de l'effet de peau et de proximité en considérant que ces effets peuvent être « séparés ». Image provenant de [2].

Pour des fréquences suffisamment hautes, ces phénomènes se combinent et engendrent des pertes considérables.

Différentes solutions correspondantes à plusieurs cas d'utilisation sont employées pour pallier ce problème et notamment celui lié à l'effet de peau :

- Pour des convertisseurs dont le courant oscille à haute fréquence autour d'une composante continue, les conducteurs de cuivre peuvent être enrobés d'argent. La meilleure conductivité de l'argent comparé au cuivre ( $62,7 S/\mu m$  contre  $58,7 S/\mu m$ ) est alors mise à profit pour faire circuler au mieux le courant haute fréquence, et la section du conducteur est utilisée pour faire passer le courant continu.
- Dans les applications où le volume est de moindre importance, des conducteurs creux peuvent être utilisés. Ces derniers doivent posséder un rayon suffisamment grand pour limiter la densité de courant. Leur épaisseur est contrainte à être fine devant l'épaisseur de peau. Dans le cas de forts courants, cette méthode permet de notablement diminuer le coût et le poids des conducteurs. De plus, un fluide caloporteur isolant électrique peut alors être utilisé pour refroidir les conducteurs par l'intérieur [3].

-Finalement, pour des applications plus proches de celles considérées, la technologie des fils de Litz est actuellement majoritairement employée. La construction de ce type de conducteur permet de limiter les effets précédemment décrits et fait l'objet de la partie suivante.

### 1.3.1 Fil de Litz standard

#### 1.3.1.1 Description

Plusieurs variantes de fil de Litz existent. La plus standard consiste à partir de brins, de préférence plus fins que l'épaisseur de peau. Ceux-ci sont assemblés et tressés (toronnés) -ou simplement vrillés- pour former un premier niveau de « paquets » (également appelés « packs » dans la littérature anglophone). Ces derniers sont eux même tressés avec d'autres –parfois avec un sens de rotation inversé-, formant des *paquets de niveau 2* et ainsi de suite jusqu'à obtenir un macro-conducteur tel qu'illustré Fig. 8. Dans l'idéal, le pas de rotation de chaque niveau et un sous-multiple de celui du niveau inférieur.

L'idée de cette construction est que l'ensemble des brins initiaux soient suffisamment fins pour que les effets de peau et de proximité à leur échelle soient négligeables. Sous ces contraintes, les cas [1] [3] et [4] de la Fig. 7 sont fortement amoindris.

Une construction idéale fait tourner chaque brin sur lui-même (plan normal à l'axe bleu sur la Fig. 8). En supposant que le champ magnétique externe est homogène dans le macro-conducteur sur un pas entier de toronnage de plus haut niveau, chaque brin est soumis à un champ de moyenne nulle (phénomène bien illustré dans [2]). Ce qui évite les effets de proximité correspondants au cas [5] Fig. 7. Avoir plusieurs niveaux de toronnage permet d'enfourer alternativement chacun des conducteurs. Cela permet d'amoindrir l'effet de peau au niveau du macro-conducteur tel qu'illustré par [2] Fig. 7. Ainsi, l'ensemble des brins portent une densité de courant homogène.

Cependant, comparativement à un conducteur plein, le coût de cette technique est élevé. Le coefficient de remplissage est moins bon en raison de l'isolation de chacun des brins et du tressage. La longueur de conducteur est augmentée en raison du tressage (parfois de manière non négligeable cf Fig. 8). De plus, le choix des paramètres associés (choix du diamètre des brins, de l'angle de torsades, du nombre de sous-paquets, ...) n'est pas trivial. Il dépend notamment de la fréquence et du champ externe auquel le conducteur est soumis. Son dimensionnement est donc dépendant de la forme du circuit magnétique du transformateur et de la fréquence.

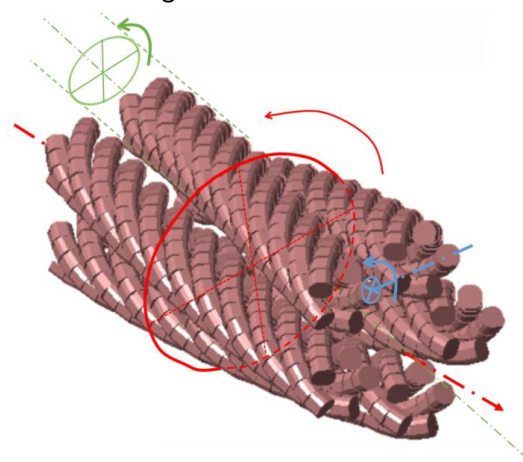


Fig. 8 Illustration de la construction d'un fil de Litz. Image modifiée à partir de [4]

Cette technologie est donc peu adaptée aux structures dont la fréquence de fonctionnement est libre et varie significativement.

#### 1.3.1.2 Modèles de pertes semi-analytiques

Afin de dimensionner correctement les conducteurs d'un fil de Litz, la littérature propose différents modèles de calculs analytiques ou semi-analytiques. Ceux-ci permettent d'estimer les termes  $F_r(f)$  ainsi que  $G(f)$  de l'Eq. 9 proposée par [4]. Ces fonctions représentent respectivement l'augmentation des pertes due aux effets de peau et de proximité.

$$P = P_{\text{peau}}(f) + P_{\text{prox}}(f) = F_r(f) \cdot I_{\text{eff}}^2 \cdot R_{DC} + G(f) \cdot |H|^2 \quad \text{Eq. 9}$$

Une approche plus rigoureuse, consiste à décomposer les fonctions  $F_r(f)$  et  $G(f)$  en sous termes permettant de prendre en compte les différentes échelles du fil de Litz : brin et différents niveaux de pack. Cette vision est adoptée par [2] et [5]. Pour cela, chaque niveau est représenté par un conducteur homogène équivalent. Cette notion d'équivalence prend en compte le foisonnement dans la conductivité. Ainsi, la considération des effets de peau à chaque niveau contient les effets de proximités dues aux champs internes des niveaux immédiatement inférieurs. Cette vision brouille les différences entre effets de peau et de proximité.

Sous l'hypothèse d'un cas idéal, décrit ci-dessous, les termes  $F_r(f)$  et  $G(f)$  sont unitaires sur une plage de fréquence définie majoritairement par l'épaisseur de peau. Ces hypothèses permettent de grandement simplifier les calculs et les simulations nécessaires :

- $H_1$  : l'effet de peau à l'échelle des brins est négligeable. Cela nécessite que leurs diamètres soient suffisamment petits devant l'épaisseur de peau à la fréquence maximum d'utilisation considérée. Cela correspond à  $\boxed{1}$  Fig. 7;

- $H_2$  : la construction du Fil de Litz permet d'annuler les effets de peau au niveau des packs en faisant varier la position radiale des brins. La position moyenne de chacun d'entre eux est alors la même dès le pack de niveau un en cas de tressage et à partir du niveau deux en cas de vrillage. Cela correspond à  $\boxed{2}$  Fig. 7 ;

- $H_3$  : l'effet de proximité à l'échelle des brins soumis à un champ externe comme interne est négligeable. Cela nécessite que le diamètre des brins soit petit devant l'épaisseur de peau et que la norme du champ magnétique appliqué au brin reste modérée. Cela correspond aux cas  $\boxed{3}$  et  $\boxed{4}$  Fig. 7 ;

- $H_4$  : les pertes dues aux courants induits par un champ magnétique parallèle à la direction principale du fil sont négligeables. Pour cela, le pas du premier niveau de toronnage (en vert sur Fig. 8) doit être grand devant le diamètre du premier pack. Le diamètre des brins doit être suffisamment petit pour que leurs surfaces coupées par un plan normal à l'axe principal du fil de Litz (axe rouge sur Fig. 8) ne permettent pas le développement de courants induits ;

- $H_5$  : Les effets de proximité au niveau des packs, provoqués par le champ externe normal à la direction principale du fil de Litz sont négligeables dès le premier niveau de toronnage. En effet, la construction du Fil de Litz annule la position azimutale moyenne des brins dans le pack. Sous l'hypothèse d'un champ homogène dans le conducteur sur un pas de toronnage, la moyenne du champ est alors nulle. Cela correspond au cas  $\boxed{5}$  Fig. 7.

Dans le cas général de conducteurs cylindriques, la fréquence définie par l'épaisseur de peau est une limite définissant un changement de niveau de modélisations. En effet, en deçà de cette dernière, seule l'hypothèse  $H_3$  peut-être invalidée par la présence d'effets de proximité à l'échelle des brins. Ceux-ci ne sont pas forcément négligeables bien que les effets de peau le restent. En effet, les premiers montrent un effet cumulatif avec le nombre de spires et le courant (le niveau de champ augmente petit à petit) tandis que les seconds ne dépendent que de la fréquence et du courant. Au-delà, d'autres moyens de modélisation doivent être utilisés tels que ceux décrits dans [2], [5]

Ainsi, même en cas de construction idéale de Fil de Litz, l'hypothèse  $H_3$  n'est pas valide si le champ magnétique atteint des valeurs suffisantes comme le montre [6]. Les auteurs formulent alors un modèle simple d'augmentation des pertes DC. Ils supposent un champ perpendiculaire au plan des

spires -dont l'évolution est linéaire avec l'empilement des conducteurs- et homogène à l'échelle du pack de plus grand niveau. Dans le cas considéré, le champ externe est généré par l'ensemble du courant du bobinage lui-même, ce qui permet de lier  $|\vec{H}|$  et  $I_{eff}$  et ainsi de reformuler Eq. 9 en ne faisant apparaître que  $F_r(f)$  Eq. 10.

$$F_r(f) = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{(\pi \cdot n \cdot N)^2 \cdot d_c^6}{192 \cdot \delta^4 \cdot b_c^2} \quad \text{Eq. 10}$$

Dans cette équation  $n$  est le nombre de brins dans une spire,  $N$  est le nombre de spires entre une surface de champ nul (c.f. Fig. 21) et un maximum de champ (si les bobinages sont entrelacés,  $N$  ne représente qu'une fraction du nombre de spires d'un bobinage). Le diamètre d'un brin est  $d_c$ ,  $b_c$  est la hauteur de la fenêtre de bobinage (Fig. 9) et définit l'intensité du champ magnétique.

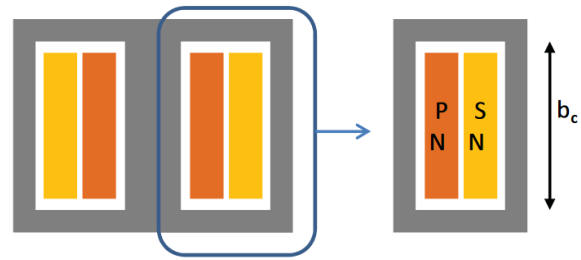


Fig. 9 Paramétrage d'un transformateur. Image provenant de [6]

Les modèles analytiques ne prenant en compte que les effets de proximité manquent de précision, en particulier lorsque la fréquence rend l'épaisseur de peau proche du diamètre des brins. Les modèles plus complexes donnent parfois des résultats valables sur une plus large plage de fréquence. Cependant leur mise en place nécessite la plupart du temps l'emploi de solveurs numériques. Ils ne donnent pas toujours des résultats précis par rapport à la réalité tel que montré par [5]. Une raison est qu'un fil de Litz réel ne possède pas une construction parfaite (pas de toronnage non constant, écrasement des packs, mélange de brins).

Une alternative est alors l'utilisation de solveurs entièrement numériques.

#### 1.3.1.3 Dimensionnement numérique

La simulation numérique est une approche complémentaire au dimensionnement du fil de Litz analytique/semi-analytique. Cependant, les géométries recouvrent plusieurs ordres de grandeur dimensionnelles (typiquement entre  $100 \mu\text{m}$  et  $10 \text{cm}$ ) et sont  $3D$ . Les ressources nécessaires à la simulation sont donc rapidement inaccessibles.

Ainsi, [4] utilise l'outil développé dans [7] afin d'analyser l'effet du pas de toronnage sur les performances de fil de Litz. Cette méthode de simulation est basée sur un équivalent circuit de problème magnétique nommé *PEEC* (**P**artial **E**lement **E**quivalent **C**ircuit). Chaque conducteur est divisé en sous-conducteurs qui interagissent à travers des inductances propres et mutuelles. Cette technique évite de mailler les volumes d'air ce qui permet de diminuer le temps de calcul.

Dans l'articles [8], les auteurs cherchent à modéliser le fil de Litz par une simulation numérique  $2,5D$ . Cette dénomination concerne normalement des problèmes  $3D$  dont certaines grandeurs (ici les courants) sont invariantes selon une unique coordonnée (ici selon l'axe du fil de Litz). Utiliser ce type d'approximation permet alors de simplifier les équations et donc la résolution du problème. D'autres grandeurs (telle que les champs magnétiques) sont quant à elles considérées tridimensionnelles.

Dans cet article, les auteurs s'interrogent sur l'impact des connecteurs des fils de Litz et réalisent une simulation  $3D$ . Celle-ci révèle qu'en subissant de l'effet de peau, les connecteurs ne transmettent un courant que sur les brins externes du fil de Litz. Ainsi, ils proposent un connecteur circulaire dans lequel les brins du fil de Litz ne sont brasés qu'à la périphérie. Cette méthode permet de diminuer les pertes de  $10\%$  entre  $30 \text{kHz}$  et  $300 \text{kHz}$ .

Ces articles illustrent le fait que la simulation numérique de fil de Litz n'est pas une technique aisée ni pleinement maîtrisée. Les écueils rencontrés sont en partie dus aux imperfections géométriques des cas réels, mais aussi à la prise en compte de l'environnement du fil de Litz et notamment ses connecteurs et les éventuels noyaux magnétiques l'entourant.

Les outils employés ne sont pas encore suffisamment développés pour une optique d'ingénierie et les moyens de calculs nécessaires pour une simulation FEM ne sont pas à la portée de la majorité des designers.

#### 1.3.1.4 Étude de la résistance selon le nombre de brins et leurs diamètres : lien avec l'inductance de fuite des transformateurs

La méthode développée dans [9] est appliquée au dimensionnement d'un transformateur correspondant à un SRC destiné au projet IBIS. Celle-ci prend en compte l'ensemble des hypothèses simplificatrices possibles pour le dimensionnement du fil de Litz, excepté la  $H_3$ . Cela conduit à une validité du modèle de pertes limitée en fréquence. Le diamètre du pack de niveau un ne doit pas dépasser deux fois l'épaisseur de peau effective (épaisseur de peau tenant compte du coefficient de foisonnement tel que défini dans [10]). Cette limite représente la frontière d'un bon design.

Deux paramètres principaux influencent alors la résistance du bobinage : Le diamètre des brins et leurs nombres. Ceci est décrit par les Eq. 9 et Eq. 10.

L'augmentation du nombre de brins dans la fenêtre de bobinage en réduisant simultanément leur diamètre de manière à travailler à surface de cuivre constante a deux conséquences. La première est que le facteur  $F_r$  qui représente le ratio entre la résistance AC par rapport au cas DC se rapproche de plus en plus de 1. La seconde est que la résistance DC augmente de plus en plus en raison de la quantité d'isolant par rapport à la quantité de cuivre qui ne fait qu'augmenter. Cela est équivalent à diminuer le coefficient de remplissage du cuivre dans la fenêtre de bobinage. En revanche, tous les paramètres étant conservés égaux par ailleurs, multiplier le nombre de brins par un facteur  $k$  sans modifier leurs diamètres n'engendre pas les mêmes conséquences sur  $F_r$  et  $R_{DC}$ . Le facteur  $F_r$  évolue en  $k^2$  pour des valeurs suffisamment élevées de  $k$ . À l'inverse,  $R_{DC}$  diminue systématiquement en  $k$ . Ainsi, à section de brins constante, remplir la fenêtre de bobinage n'est pas toujours optimal.

L'augmentation de la résistance DC due à une quantité d'isolant dépendante du diamètre et du nombre de brins est prise en compte par l'insertion du facteur  $F_{DC}$ . Ce dernier est défini par le ratio entre la résistance DC réelle  $R_{DC\_reelle}$  tenant compte du foisonnement et la résistance DC idéale  $R_{DC\_ideale}$  qui supposerait une fenêtre de bobinage entièrement remplie de cuivre (Eq. 11).

Plusieurs paramètres influencent cette dernière valeur :

- Le guipage : l'isolant qui est positionné autour des paquets de plus haut niveau et qui isole les spires entre elles. Son épaisseur  $e_{guip}$  est constante d'environ  $60 \mu m$ . Son influence ne dépend donc que du nombre de tours total du fil de Litz  $N$ .
- Le taux de remplissage à l'échelle de chacun des paquets de niveau «  $i$  » ( $k_{b\_pack\_i}$ ) : au premier niveau, les règles de bonne construction du fil de Litz imposent un diamètre de brins suffisamment petit pour qu'un grand nombre d'entre eux soient assemblés. Ainsi, ce taux de remplissage tend à être indépendant du nombre de brins et proche de 1. Pour les niveaux supérieurs, le nombre de paquets de niveau  $i-1$  contenus dans un paquet de niveau  $i$  est limité à cinq ou n'est pas limité selon que la méthode de construction vrille ou tresse les paquets respectivement. La règle générale est alors que le coefficient de remplissage est d'autant plus faible que le nombre de paquets est petit. Le fait de tresser diminue également le taux de remplissage. Le diamètre de chaque paquet augmentant à chaque niveau et la déformation possible de ceux-ci diminuant, ce coefficient a tendance à diminuer avec les niveaux. En règle générale, aucun isolant supplémentaire n'isole un paquet des autres.
- Le taux de remplissage à l'échelle des tours  $k_{b\_tour} < 1$ . Cela prend compte du rapport entre la surface des paquets guipés et de la fenêtre de bobinage. Des fils de Litz de section rectangulaire peuvent permettre d'augmenter cette valeur.

- L'épaisseur d'isolation de chaque brin. Cette épaisseur diminue avec le diamètre du brin mais de manière non proportionnelle. Les auteurs de [9] décrivent un modèle valable pour une isolation simple et des conducteurs dont le diamètre est compris entre [30-60] AWG ([255-8]  $\mu\text{m}$ ) Eq. 12. Cette équation est obtenue en ajustant les paramètres du modèle de [11] de manière à approcher des données constructrices tabulées.
- L'augmentation de la longueur des brins due au vrillage/tressage provient de la direction des brins qui n'est pas rectiligne mais suit une forme de « spirale ». Ce facteur est rarement pris en compte par les auteurs car il nécessite de connaître les différents pas de toronnage. [2] considère l'augmentation des longueurs. [12] décrit mathématiquement le trajet d'un brin dans un fil de Litz.

Les différentes isolation et taux de remplissages sont visibles Fig. 10.

$$F_{dc} = \frac{R_{DC_{reelle}}}{R_{DC_{ideale}}} = \frac{l_{reelle}}{S_{reelle}} \cdot \frac{S_{bob}}{l_{bob}} \quad \text{Eq. 11}$$

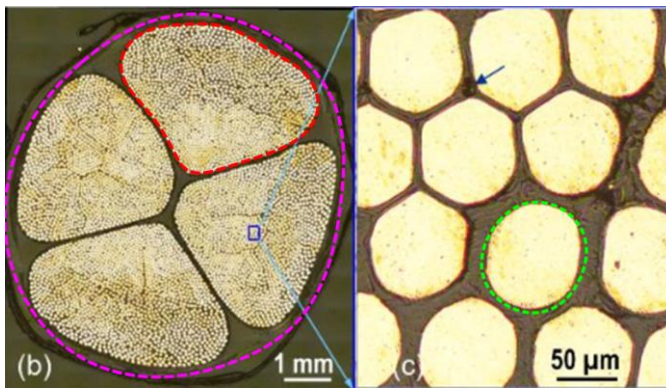


Fig. 10 Section d'un fil de Litz. Le guipage est illustré en pointillés violets, le pack d'avant dernier niveau est encadré en rouge et l'isolation à l'échelle des brins en vert. Images provenant de [13]

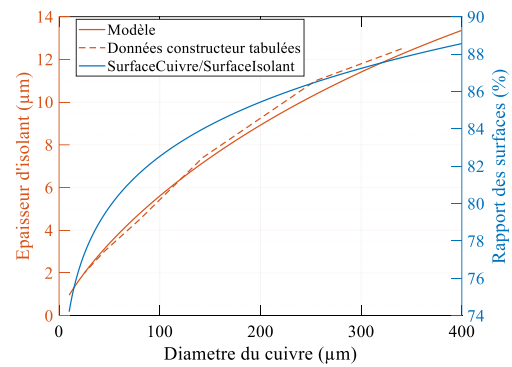


Fig. 11 Épaisseur d'isolant en fonction du diamètre du brin selon les données constructeur tabulées et le modèle de Eq. 12

Le modèle d'isolation des brins est décrit par l'équation Eq. 12. Les paramètres sont fournis Tab. 3 et la comparaison par rapport aux données constructeur tabulées disponibles dans [9] est affichée Fig. 11. Celle-ci montre également l'évolution du rapport entre la surface d'isolant et la surface de cuivre d'un brin isolé. Il n'est que de 88% pour des brins de 400  $\mu\text{m}$  de diamètre et décroît rapidement pour des brins dont le diamètre est inférieur à 100  $\mu\text{m}$ .

$$d_t = d_r \cdot \alpha \cdot \left(\frac{d_c}{d_r}\right)^\beta \quad \text{Eq. 12}$$

Paramètre	Désignation	Valeur
$d_t$	Diamètre total d'un brin (isolant et conducteur)	-
$d_c$	Diamètre du conducteur (cuivre uniquement)	-
$d_r$	Diamètre de référence arbitraire	$0,079 \cdot 10^{-3}$
$\alpha$	Paramètre 1 du modèle	1,12
$\beta$	Paramètre 2 du modèle	0,97

Tab. 3 Paramètres du modèle d'épaisseur d'isolant en fonction de l'épaisseur de conducteur décrit Eq. 12, issus de [9]

Finalement, l'expression de la surface de cuivre réelle  $S_{reelle}$  peut être obtenue Eq. 13 où  $n$  est le nombre total de brins dans un fil de Litz et  $N$  le nombre de tours réalisés. Une surface  $S_{Litz}$ , prenant en compte l'ensemble des isolants et le nombre de spires lui est associée Eq. 14. Si cette dernière est inférieure à la surface de bobinage totale  $S_{bob}$ , alors la solution est viable.

$$S_{reelle} = \pi \cdot \frac{d_c^2}{4} \cdot n \cdot N \quad \text{Eq. 13}$$

$$S_{litz} = \pi \cdot \frac{d_l^2}{4} \cdot \frac{n \cdot N}{\prod_i k_{b\_pack\_i}} \cdot \frac{1}{k_{b\_tour}} + N \cdot S_{guipage} \quad \text{Eq. 14}$$

Avec

$$\begin{cases} S_{guipage} = \pi \cdot (R_{tour} + e_{guip})^2 - \pi \cdot R_{tour}^2 \\ R_{tour} = \sqrt{\frac{\frac{d_l^2}{4} \cdot n}{\prod_i k_{b\_pack\_i}}} \end{cases} \quad \text{Eq. 15}$$

Grâce à Eq. 12, le lien entre les deux équations Eq. 13, Eq. 14 peut être réalisé. Cela permet alors d'exprimer le facteur  $F_{DC}$  sous l'hypothèse que l'augmentation de la résistance due à l'allongement du conducteur par toronnage est négligeable devant celle provoquée par la réduction de la surface de cuivre par foisonnement.

Pour cela, les différents coefficients de remplissages doivent être pris en compte. En se basant sur l'image de droite Fig. 10 et la Fig. 11, pour des brins de  $75 \mu m$ , une épaisseur d'isolant de  $4 \mu m$  est utilisée. Les brins de la partie supérieure gauche de l'image sont donc collés avec très peu d'espaces, tandis que celui entouré en vert présente une densité moindre avec ses voisins. Une valeur de  $k_{b\_pack\_1} = 0,9$  est alors choisie arbitrairement. Sur la partie gauche de la Fig. 10, aucune distinction claire ne permet de distinguer optiquement les différents paquets malgré la précision apportée par l'auteur d'un fil  $[40*60*5*5*4]$ . Seul un coefficient pour le plus haut niveau est alors estimé à  $k_{b\_pack\_2} = 0,84$ . Finalement, la densité entre spires doit être du même ordre de grandeur que pour un bobinage standard avec toutefois une facilité de remplissage étant donné la souplesse du fil de Litz. Une valeur  $k_{b\_tour} = 0,74$  est adoptée [13].

Les cartes présentées Fig. 12 et Fig. 13 montrent l'évolution des facteurs  $F_{dc}$  et  $F_r$  en fonction du nombre de brins et de leurs diamètres, pour une fréquence  $f = 700 \text{ kHz}$ . Le produit de ces deux termes est représentatif de l'augmentation des pertes. Son évolution, selon les mêmes paramètres, est présentée sur la Fig. 14. Le circuit magnétique utilisé correspond à un  $ER\_18\_10\_3$  produit par  $TDK$ . La zone laissée en blanc correspond à un fil de Litz remplissant un espace plus grand que la fenêtre de bobinage (Eq. 13) et donc à une réalisation impossible.

Sur la Fig. 14, en ne faisant varier que le nombre de brins ou que leur diamètre, on constate que le minimum de pertes ne correspond pas forcément à une solution qui remplit toute la fenêtre de bobinage.

En revanche, si les deux paramètres sont libres, la meilleure solution occupe tout l'espace disponible. À titre d'exemple, le facteur d'augmentation des pertes  $F_{dc} \times F_r$  atteint un minimum de  $3,46$  pour approximativement  $4500$  brins de  $19 \mu m$ . Ce chiffre peut sembler élevé mais est à comparer à un cas où l'entièreté de la fenêtre de bobinage serait remplie. Pour comparaison, dans un transformateur dont le taux de remplissage atteint  $0,5$  le facteur  $F_{dc}$  est de  $2$  sans même que les contributions des pertes AC ne soient comptabilisées. Les paramètres de simulations sont indiqués Tab. 4.

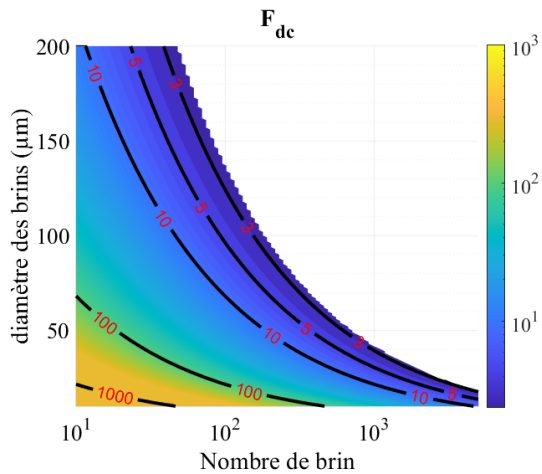


Fig. 12 Facteur d'augmentation de la résistance DC par rapport au cas idéal ou la fenêtre est remplie de cuivre

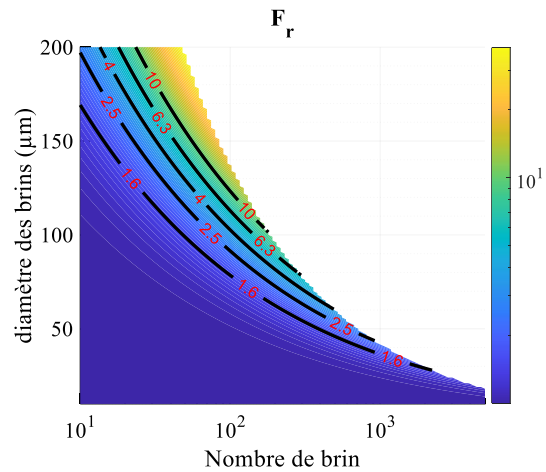


Fig. 13 Facteur d'accroissement des pertes due à la fréquence ( $f=700$  kHz)

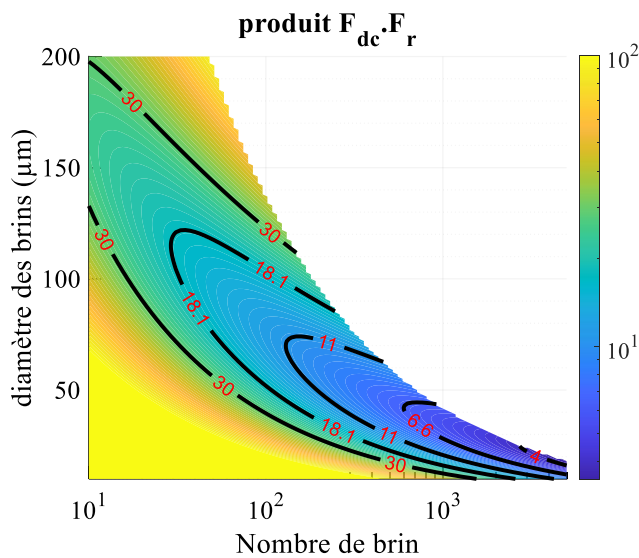


Fig. 14 Produit des facteurs d'accroissement de la résistance selon le nombre de brins et leur diamètre.

$f$	700 kHz
$N$	2
$e_{Guip}$	60 $\mu m$
$k_{b\_pack\_1}$	0,9
$k_{b\_pack\_2}$	0,84
$k_{b\_tour}$	0,74
$b_c$	4,7 mm
$S_{bob}$	7,29 mm <sup>2</sup>

Tab. 4 Paramètres de simulation

Un modèle permet ainsi d'estimer la résistance totale que présente un transformateur bobiné à l'aide de fil de Litz. Dans l'optique d'utiliser un tel transformateur dans un convertisseur de type SRC ou LLC, l'obtention de la valeur d'inductance de fuite associée est importante.

En considérant que le flux de fuite entre les deux bobinages d'un transformateur est majoritairement dû au champ circulant entre eux, l'inductance de fuite peut être calculée. Une illustration correspondant à un circuit magnétique planar ER\_18\_10\_3 est présenté Fig. 15.



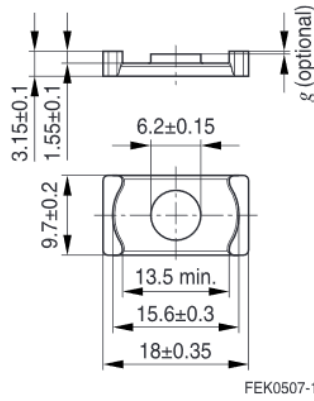


Fig. 15 Dimensions du circuit magnétique ER\_18\_10\_3 utilisé.

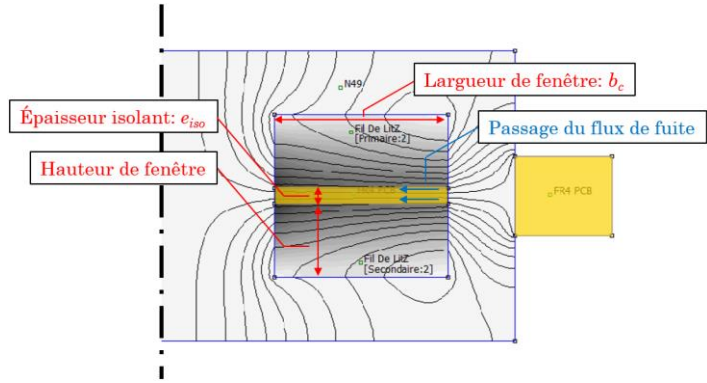


Fig. 16 Lignes du champ de fuite du transformateur. Demi-représentation.

Pour cela, l'espacement inter-bobinage  $e_{iso}$  servant d'isolant est considéré comme variable. Lorsqu'il augmente, le flux de fuite augmente mais l'espace dédié au cuivre diminue, ce qui fait augmenter  $F_{dc}$ . L'énergie magnétique  $W_{mag}$  stockée dans cette zone est liée à l'inductance de fuite  $L_f$  (Eq. 16-Eq. 18). Pour cela, le problème est considéré comme étant axisymétrique. Les lignes de champ de fuite sont supposées parallèles et toutes localisées dans l'espace inter-bobinage. L'ensemble du calcul peut ainsi être posé de manière analytique.

La formule du volume Eq. 17 surestime alors la valeur d'énergie stockée en considérant que le champ est le même dans les têtes de bobines que dans le reste du bobinage. Cependant une simulation par élément finis 2D montre que de l'énergie magnétique est présente dans une zone plus grande que la simple épaisseur d'isolant (Fig. 17).

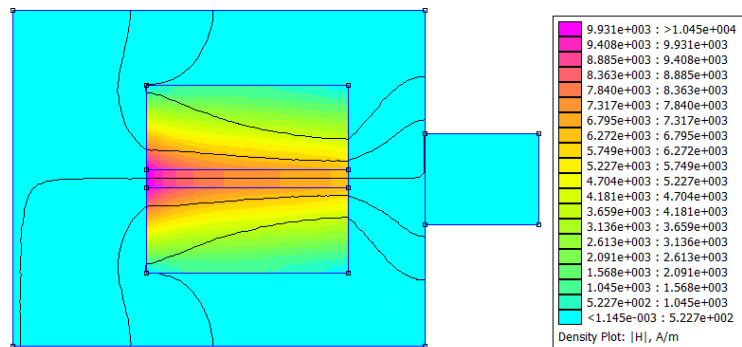


Fig. 17 Module du champ  $\vec{H}$  lorsque les bobines sont alimentés par des courants égaux et opposés

Finalement, l'étude qui a conduit à la carte de la Fig. 14 est répétée pour différentes valeurs de  $e_{iso}$ . Ce paramètre influence alors la surface de la fenêtre de bobinage  $S_{bob}$  restante pour les enroulements. Pour chaque épaisseur  $e_{iso}$ , une unique valeur d'inductance de fuite  $L_f$  existe. De même, en utilisant le point menant à un minimum du produit  $F_r \times F_{dc}$ , une valeur de résistance dépendante de  $e_{iso}$  est obtenue. Ces couples de points sont affichés Fig. 18.

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot i^2 = \mu_0 \cdot \frac{\|H^2\|}{2} \cdot V \quad \text{Eq. 16}$$

$$\|H^2\| = \frac{N \cdot i}{b_c}, \quad V = e_{iso} \cdot b_c \cdot 2\pi \cdot R_{moyen} \quad \text{Eq. 17}$$

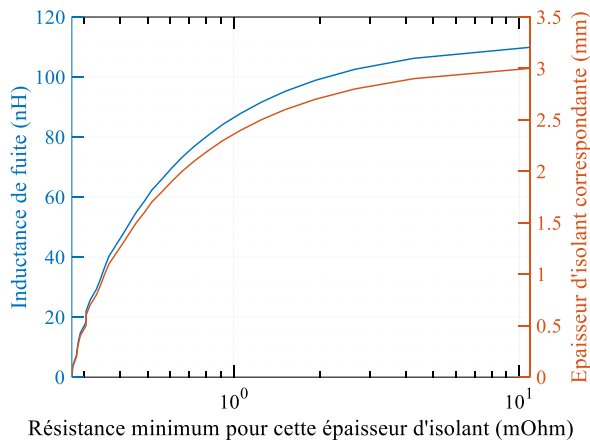
D'où :

$$L_f = \frac{2\pi \cdot R_{moyen} \cdot N^2 \cdot \mu_0 \cdot e_{iso}}{b_c} \quad \text{Eq. 18}$$

Et :

$$R_{AC} = F_r \cdot F_{dc} \cdot R_{DC_{ideal}} \quad \text{Eq. 19}$$

$$R_{DC_{ideal}} = \rho_{Cu} \cdot \frac{2\pi \cdot R_{moyen}}{(h - \frac{e_{iso}}{2})} \quad \text{Eq. 20}$$



Ce graphique montre que lorsque l'espacement entre bobinage augmente, l'inductance de fuite augmente aussi. Cependant, puisque cela laisse de moins en moins de place pour placer des conducteurs, la résistance augmente « exponentiellement » avec l'inductance de fuite.

Fig. 18 Inductance de fuite en fonction de la résistance minimale pour un pot ER\_18\_10\_3 dont l'épaisseur d'isolant varie.

### 1.3.2 Conducteurs Feuillards

La circulation de courants à hautes fréquences dans des conducteurs provoque des pertes excessives (effets de peau et de proximités). L'utilisation de macro-conducteurs de type Litz permet de les réduire. Ces fils sont basés sur des brins de section circulaire. Cependant, cette forme n'est pas celle qui limite le plus les pertes lorsque la fréquence augmente. La suite de ce chapitre propose d'étudier l'impact de conducteurs plats.

#### 1.3.2.1 Impacts des conducteurs plats

Une approche visant à diminuer les pertes cuivre consiste à modifier la forme des conducteurs. Une simulation 2D pour une même surface de cuivre montre que pour des sections rectangulaires, plus le profil du conducteur est plat, meilleur est son comportement par rapport à l'effet de peau. Ce phénomène est visible sur la Fig. 19 qui montre la répartition de la densité de courant d'une échelle allant du bleu (absence de courant) au magenta. Cette observation peut alors être mise à profit pour diminuer les pertes.

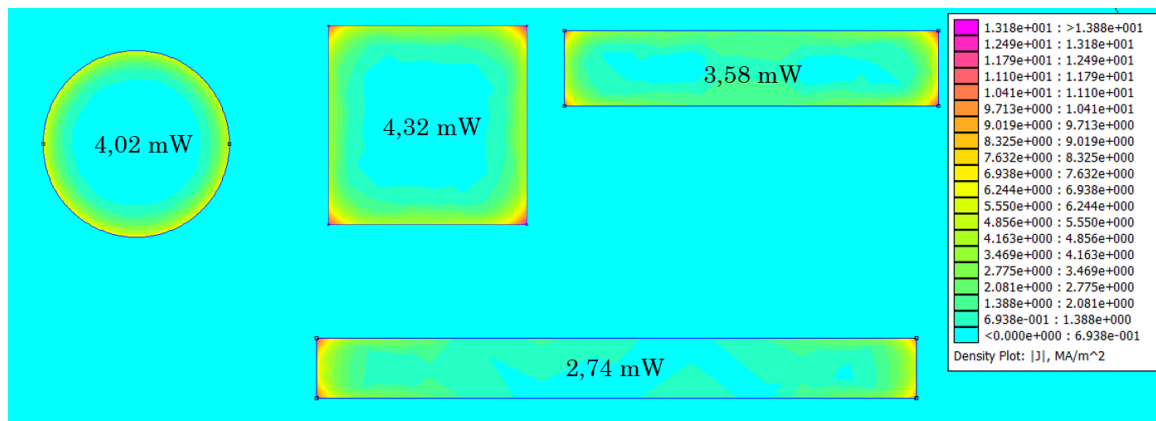


Fig. 19 Répartition du courant et pertes pour différentes forme de conducteurs pris isolément. La section est de  $1 \text{ mm}^2$ , la fréquence de  $1 \text{ MHz}$  la profondeur de  $10 \text{ cm}$  et le courant de  $1 \text{ A}$ . L'échelle n'est pas respectée.

L'amélioration des performances des composants à semi-conducteur autorise une fréquence de découpage de plus en plus élevée. Des convertisseurs commerciaux de quelques centaines de watt commutent désormais à des fréquences proches du mégahertz. Ceci réduit drastiquement le volume des composants magnétiques. Plusieurs échelles d'intégration coexistent. Du composant discret à celui dont les conducteurs sont gravés à même le PCB. La notion de conducteurs plats est ainsi poussée à l'extrême. Ces composants sont nommés « planars ». Des exemples de réalisations sont présentés Fig. 20.

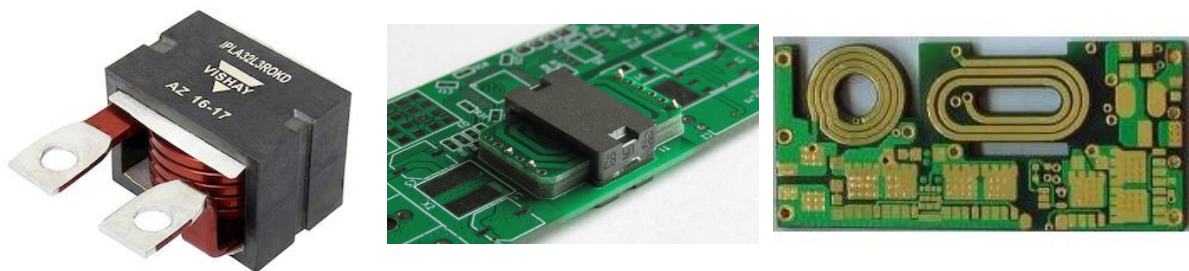


Fig. 20 Différents composants magnétiques dont les conducteurs sont de sections rectangulaires. De gauche à droite : inductance VISHAY IPLA32, Transformateur planar rapporté [14], transformateur planar complètement intégré au PCB [15]

L'épaisseur de ces composants est faible devant les deux autres dimensions. Le flux magnétique imposant les surfaces, la réduction de l'épaisseur s'accompagne de l'accroissement de la profondeur. D'un point de vue thermique, la surface d'échange avec l'air ambiant est accrue. La gestion des flux de chaleur dans ce type de composants est ainsi facilitée.

Le composant magnétique faisant désormais partie intégrante du PCB, la production de son bobinage est simultanée au reste du circuit. Elle profite alors de chaînes de production standardisées et fiabilisées qui réduisent les coûts de fabrication. De plus ces modes de constructions assurent la répétabilité de la géométrie des bobinages : Le positionnement relatif entre spires, celui entre enroulement ou encore celui entre les bobinages et le circuit magnétique. Ces éléments facilitent la prédiction des paramètres inductifs et capacitifs des composants ainsi réalisés. La fonctionnalisation d'éléments jusqu'ici considérés parasites est alors envisageable.

Cependant, les conducteurs employés sont fins. Les épaisseurs standards sont [18 35 70 105 puis plus rarement jusqu'à 210]  $\mu\text{m}$ . Certains fournisseurs de feuilles de cuivres proposent des épaisseurs pouvant atteindre  $400 \mu\text{m}$ . Dans le cadre d'intégration de puissance, le constructeur Allemand Schweitzer propose l'intégration de cuivre épais allant jusqu'à  $1,5 \text{ mm}$ . La parallélisation des conducteurs est ainsi souvent nécessaire pour limiter la densité de courant. Se posent alors des problèmes de répartition des courants dus aux effets de proximité.

Dans le cadre de construction d'un transformateur, la solution la plus évidente est alors de paralléliser des feuilles de conducteurs entrelacées entre primaire et secondaire de manière à diminuer les champs (Fig. 21). Cette solution présente néanmoins le désavantage de fortement coupler les bobinages au travers de capacités parasites. Les contraintes de tenues en tensions compliquent également l'adoption de ces solutions.

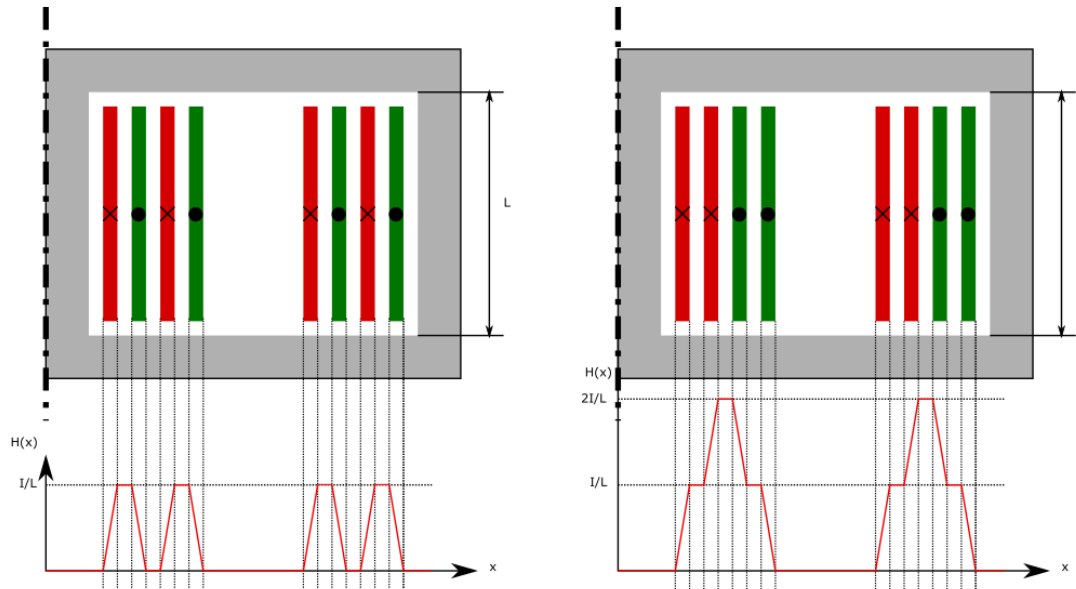


Fig. 21 Evolution du champ magnétique vu par les conducteurs selon le taux d'entrelacement primaire (en rouge) et secondaire (en vert)

Le fil de Litz permet de réduire ces effets de proximités, cependant, il n'est pas adapté à ce type de circuits magnétiques. En effet, dans l'idéal, la longueur de conducteurs doit être multiple du pas de toronnage. Le faible nombre de spires et la réduction de leurs périmètres moyens dans les composants planars ne garantit pas cette hypothèse.

Tout comme pour la mise en faisceau de conducteurs, la parallélisation de conducteurs plats n'empêche pas la circulation de courants parasites par effets de proximité. Seul le tressage particulier de fils de Litz permet leur atténuation au sein de ceux-ci. Des méthodes d'agencement des conducteurs doivent alors être développées pour les feuillards.

### 1.3.2.2 Méthode de parallélisation

Le document [16] constate que le fil de Litz est moins efficace à partir de 1 MHz environ. Les raisons sont que les brins doivent être bien plus petits que l'épaisseur de peau ( $66 \mu\text{m}$ ). À ces diamètres, ils deviennent difficilement manipulables sans casse et le coût du conducteur est alors prohibitif. Les auteurs proposent donc des techniques permettant la mise en parallèle et le partage des courants entre des conducteurs feuillards comme alternative. Elles doivent permettre de fournir les mêmes propriétés que les fils de Litz.

Une première méthode consiste à « tresser » les pistes. Pour ce faire, la réalisation peut s'appuyer sur la gravure de conducteurs rectilignes sur une seule face d'un substrat souple [16] [17] [18]. À l'image du fil de Litz, un vrillage peut être mis en place en pliant le substrat à la manière d'un torchon que l'on essore (Fig. 22 (a)). Une seconde voie est de connecter deux couches de conducteurs obliques par des vias, comme illustré sur la Fig. 22-(b) [16][17][18]. Enfin, deux substrats métallisés peuvent être imbriqués pour croiser les pistes, comme le montre la Fig. 22-(c) [16] [19].

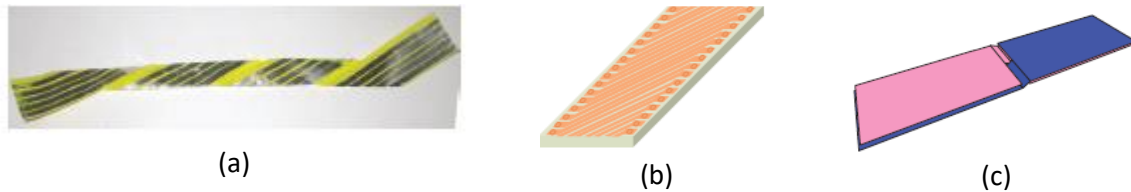


Fig. 22 Illustration de différentes méthodes de parallélisation de conducteur à profil plat. Images tirées de [16]

Les auteurs montrent alors la manière dont le flux engendre des pertes dans ces différentes fabrications. En effet, celui-ci doit être maintenu parallèle aux conducteurs afin de limiter le développement de courants induits. Les zones de changements de couches sont alors les lieux où se concentrent les pertes.

La deuxième alternative au fil de Litz suit le raisonnement suivant : le flux de fuite entre couches parallélisées d'un même macro-conducteur est responsable de tensions induites entre celles-ci. Des courants parasites circulent alors d'une couche à l'autre. Ceci déséquilibre les niveaux d'intensités entre les couches. Réduire ce flux permet alors d'équilibrer les courants [16].

Pour cela, le placement géométrique des couches est optimisé. En supposant que la force magnétomotrice du transformateur soit telle qu'elle change de signe au milieu d'un bobinage constitué de plusieurs tours (topologie primaire/secondaire/primaire par exemple, différente de ce qui est indiqué Fig. 21 où le flux est toujours de même signe), une partie des zones inter-couche d'un bobinage embrasse un flux positif tandis que l'autre embrasse un flux négatif. Cela peut être mis à profit pour que la somme soit nulle sur l'ensemble des spires. Pour cela, l'écart entre *foil* doit être ajusté. Cette technique est illustrée Fig. 23. Un bobinage constitué de six tours réalisés sur quatre couches disposées en parallèles est montré « déroulé ». Les nombres indiqués représentent la valeur moyenne de champ magnétique entre couches par tour. À gauche de la ligne pointillée rouge, elle est positive tandis qu'à droite elle est négative. Ainsi, en ajustant les distances entre couche, les valeurs de flux peuvent être choisies de telle sorte que la somme totale soit nulle. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne marche que pour certaines topologies.

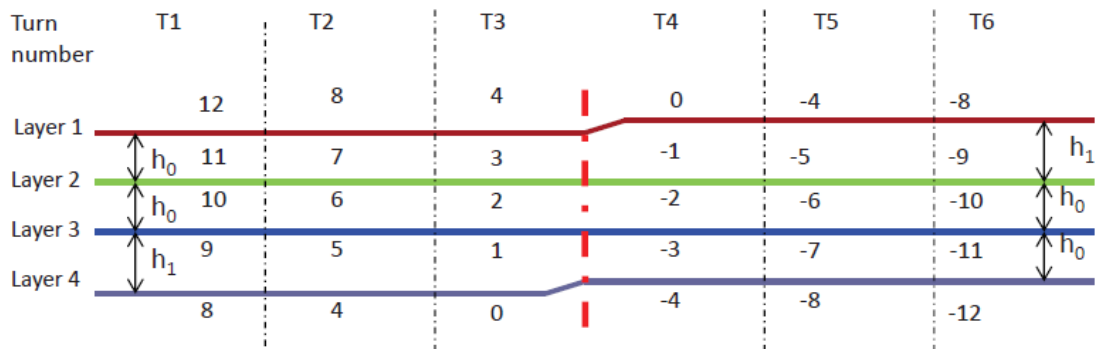


Fig. 23 Schéma des flux de fuite entre couches parallélisées au sein d'un enroulement d'un transformateur. Image tirée de [16]

Une troisième méthode nécessite l'emploi d'un transformateur de courant [16]. Chaque couche du macro-conducteur est bobinée sur une jambe magnétiquement en parallèle avec les autres. Ainsi, si un déséquilibre des courants apparaît, il engendre un déséquilibre de flux qui crée une *fem* renforçant le courant dans l'enroulement « faible ». Puisque les *fem* à compenser sont petites, le transformateur peut être compact.

Enfin, la dernière approche développée consiste à ajouter des condensateurs en série avec les bobinages. Ainsi, ces éléments ajoutent une chute de tension proportionnelle au courant traversant chaque couche (par conséquent proportionnelle à la différence de courant entre couche). Cela présente un avantage dans certaines structures résonantes où le condensateur peut être mis à profit. Les auteurs présentent alors un calcul permettant d'adapter les condensateurs de chacune des

couches de telle sorte que le courant soit égale dans chacune d'entre-elles. La précision géométrique apportée par les technologies PCB permet la réalisation intégrée à la fois des conducteurs et des capacités d'équilibrage. Cette méthode ne marche cependant que pour une seule fréquence. Augmenter les valeurs de capacité permet d'étendre le fonctionnement mais peut influencer sur le comportement du convertisseur.

Afin d'optimiser la géométrie des pistes et leurs positionnements, des modèles permettant d'estimer les pertes par effets de proximités doivent être développés.

### 1.3.2.3 Modélisation des composants magnétiques à conducteurs plats

La réduction des phénomènes d'augmentation des pertes avec la fréquence par les fils de Litz a nécessité un effort de modélisation analytique comme numérique. De la même manière, une optimisation des dimensions des conducteurs planars demande des modélisations prenant en compte l'évolution des pertes par effets de peau et de proximité avec la fréquence.

La prise en compte de l'ensemble des phénomènes à travers une modélisation par éléments finis 3D est peu compatible avec la géométrie planar. En effet les rapports d'aspects entre l'épaisseur des conducteurs et les autres dimensions impliquent la génération d'un maillage fin. Bien que les techniques de discrétisation de l'espace s'améliorent (ex : inflation du maillage), la résolution des équations de l'électromagnétisme en chaque nœud demande des ressources matérielles importantes. Le calcul peut être très long.

Pour limiter les temps de calculs, des études simplifiées en 2D sont souvent mis en place. Cependant, celle-ci ne prennent pas en compte certains effets significatifs, tels que le champ de fuite dans les têtes de bobinages.

Des méthodologies plus avancées, notamment la méthode *PEEC*, permettent des études tri-dimensionnelles. Cependant, ces dernières ne prennent pas en compte les matériaux magnétiques sans faire de couplage fort avec des méthodes *FEM*. Des calculs itératifs doivent alors être mis en place, allongeant la durée du calcul. Elles restent néanmoins moins gourmandes en ressources matérielles que les méthodes *FEM* seules. Ces méthodes sont complexes et seule une communauté restreinte y est sensibilisé.

Sous réserve d'hypothèses simplificatrices, des calculs totalement analytiques, dont la résolution est quasi-instantanée peuvent être mis en place. Ces modèles sont préférés dans l'optique d'une optimisation du composant. [15] propose de modéliser les conducteurs plats en posant les hypothèses suivantes :

- le champ électromagnétique n'évolue que dans la direction de l'épaisseur des conducteurs ;
- les effets capacitifs sont négligés et ne sont pris en compte qu'en post-traitement ;
- les courants sont identiques dans chaque conducteur.

La résolution *1D* des équations de Maxwell dans un conducteur planaire permet de modéliser celui-ci par un tri-pole électrique équivalent (Fig. 24). Ce dernier relie les champs magnétiques et électriques aux surfaces supérieurs et inférieurs du conducteur ainsi que les courants par unité de largeur. Dans ce modèle, le courant est équivalent à un champ magnétique, et les potentiels sont liés au champ électrique. L'injection « de champ magnétique équivalent  $K$  » est réalisée par un transformateur idéal qui permet également d'obtenir la tension appliquée aux extrémités du conducteur de la couche considérée. Il joue alors le rôle de port d'entrée sortie. Ce modèle peut être enrichi par la prise en compte des flux entre pistes adjacentes. Le milieu séparant les deux conducteurs est alors représenté par une impédance. De même, un circuit magnétique avec ou sans entrefer ajoute des conditions aux limites modélisables par une impédance. Finalement, les interconnexions électriques entre couches sont prises en compte au travers des branchements entre les différents ports d'entrée/sortie.

Ce type de modèle peut être implémenté dans n'importe quel simulateur circuit. Sa construction et sa résolution sont plus rapides que pour un simulateur utilisant une méthode *FEM*.

Les auteurs indiquent ensuite la manière de procéder pour extraire les paramètres du modèle Cantilever correspondant au circuit étudié. Ce modèle est couramment utilisé pour modéliser des composants magnétiques comportant un ou plusieurs enroulements [20].

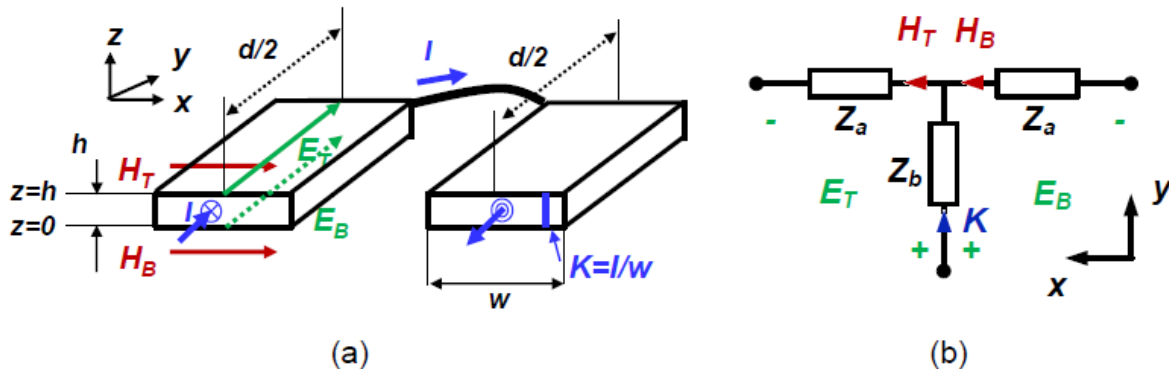


Fig. 24 Représentation circuit équivalente des équations de Maxwell pour un conducteur isolé 2D et un courant 1D. Image tirée de [21]

Par la suite, leurs modèles sont comparés à des résultats issus de simulation *FEM 3D* et à des prototypes. Ceux-ci sont réalisés sur un transformateur basé sur un circuit magnétique en E. Les auteurs font varier sa profondeur pour éprouver la validité de l'hypothèse d'invariance (cote  $d$  sur Fig. 24). Diverses topologies de bobinages sont étudiées. Les analyses sont conduites entre  $1\text{ kHz}$  et  $100\text{ MHz}$ . Leur modèle présente d'extrêmement faibles déviations par rapport aux simulations *3D* sur l'ensemble de la plage. Cependant ceux-ci divergent des mesures expérimentales à partir de quelques mégahertz pour la résistance AC et de quelques centaines de kilohertz pour l'inductance de fuite. Ces erreurs sont en partie attribuées à la fermeture du circuit électrique qui ne se trouve pas sous le circuit magnétique. Les auteurs estiment que cette erreur due aux effets de bords n'excède pas  $15\%$  tant que le ratio « longueur de bobine en dehors du pot » sur « longueur totale de bobinage » ne dépasse pas  $25\%$ . La non-modélisation de l'espacement entre bobinages sur une même couche peut expliquer la déviation de la valeur de l'inductance de fuite.

La modélisation proposée permet des résultats rapides mais montre ses limites par l'absence de prise en compte des effets dans les têtes de bobines et des pertes fer. Les modélisations numériques « classiques » sont soit gourmande en ressources (*3D*) soit fortement incomplète (*2D*). Un modèle en vue de l'optimisation a besoin de ces deux critères. La suite de ce chapitre présente une méthodologie permettant l'évaluation de l'ensemble des pertes en limitant les ressources nécessaires.

## V-2 Méthode double simulation 2D : modélisation globale du composant magnétique

La simulation numérique est un outil majeur dès lors que les formulations analytiques ne sont plus accessibles. Comme discuté dans la partie 1.3.2, plusieurs méthodes coexistent. La plus employées est la simulation par éléments finis car des logiciels gratuits (*FEMM*) ou commerciaux (*ANSYS*, *COMSOL*, *Flux*) dédiés existent et sont faciles d'accès. L'inconvénient de cette technique est son coût en ressources temporelles et/ou informatiques. Ainsi, les concepteurs simplifient souvent leurs problèmes en les approximant *2D*. La géométrie simulée est alors invariante selon une direction de l'espace ou par axisymétrie. Cette technique limite fortement le nombre de nœuds de calculs par rapport à la simulation *3D*. Cela la rend plus rapide à la fois en termes de construction de modèle, de maillage mais surtout en temps de simulation. La géométrie d'un transformateur planar est néanmoins *3D*. Les conducteurs en dehors de la fenêtre de bobinage, appelés têtes de bobine ne peuvent être pris en compte par aucune des simulation *2D*. En effet, une simulation axisymétrique suppose un pot totalement fermé qui recouvre les conducteurs. Une simulation *2D* « en profondeur » ne représente que l'intérieur du pot. Ainsi, des erreurs sont commises par les approximations effectuées.

Les parties qui suivent proposent ainsi une méthode permettant d'améliorer la prise en compte des têtes de bobines à l'aide de la combinaison de deux simulations 2D. Une ébauche de la méthode présentée est décrite dans [22]. Cette méthode est mise en application dans le cas d'un SRC fonctionnant en DCX.

## 2.1 Principe et application au SRC en DCX

Le principe de double simulation 2D proposée vise donc à :

- estimer les pertes par effets de peau dans l'ensemble du bobinage (sous le circuit magnétique et en dehors) ;
- estimer les pertes par effets de proximités en dissociant celles présentes sous la fenêtre de bobinage des autres. ;
- estimer les pertes fer dans le matériau magnétique ;
- estimer les paramètres inductifs des composants magnétiques simulés ;
- estimer le volume des composants magnétiques simulés.

Les étapes et principes sont décrits dans les parties suivantes. Dans un premier temps, la correspondance et les approximations réalisées entre la géométrie réelle et celles simulées sont décrites. Un deuxième point détaille la manière d'en extraire les paramètres inductifs afin d'imposer les courants correspondants à l'application souhaitée. Finalement, la méthodologie d'évaluation des pertes est exposée.

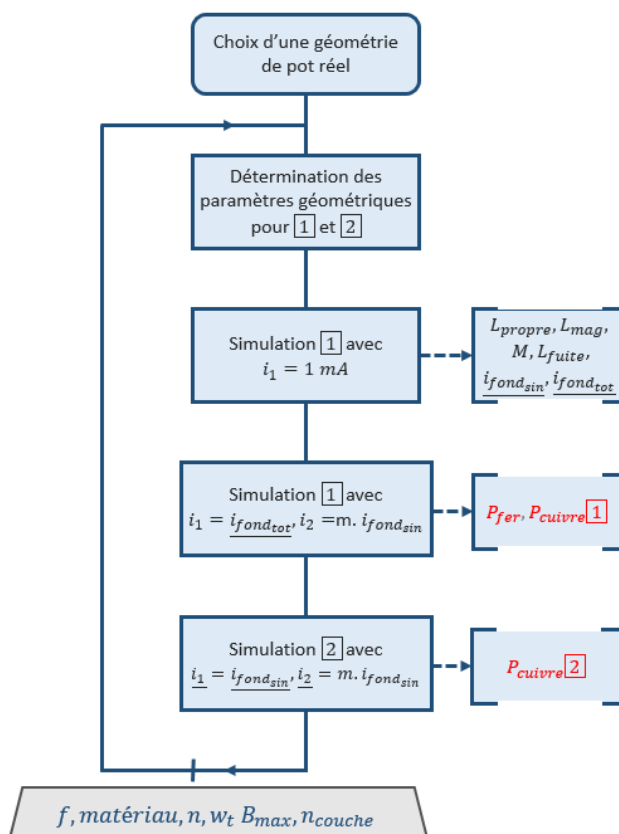


Fig. 25 Algorithme simplifié d'obtention des pertes

Une version simplifiée de l'algorithme général de calcul est indiquée Fig. 25. Cet algorithme montre les étapes principales ainsi que les résultats fournis.

La procédure décrite est itérée afin de simuler un ensemble de variantes d'un transformateur. Ces paramètres sont :

-le nombre de spires  $n_{1/2}$  ;

-la fréquence  $f$  ;

-l'induction crête  $B_{crete}$  ;

-le nombre de couche sur lesquelles sont réparties les spires  $n_c$ .

Dans un second temps, l'étude de l'impact du matériau, de la largeur et de l'épaisseur de cuivre pourrait être réalisée.

L'ensemble des paramètres est décrit dans la Tab. 5

### 2.1.1 Correspondance entre objet réel et modèles

Les simulations réalisées sont en deux dimensions. Puisque l'objet réel dont les propriétés sont souhaitées est en trois dimensions, une adaptation de certains paramètres géométriques est nécessaire.



Le circuit magnétique est basé sur la forme générale d'un pot *ER* dont les dimensions sont laissées libres en vue de leurs optimisations. Le schéma du composant magnétique réel à étudier est présenté selon deux vues en coupe Fig. 26.

Un modèle 2D correspondant, invariant selon sa profondeur (axe  $\vec{e}_x$ ) est proposé Fig. 27 [1]. Puisque cette géométrie [1] ne modélise que la partie des conducteurs « sous » la fenêtre de bobinage, une seconde simulation axisymétrique est également employée. Elle est indexée [2] Fig. 27.

Dans cette simulation [2], les flux de fuite ne sont ni guidés ni amplifiés par le circuit magnétique. Les conducteurs sont entièrement en dehors de la fenêtre de bobinage. L'utilisation de cette simulation évite d'extrapoler les pertes cuivre, comprenant les effets de peaux et de proximités, uniquement à partir de la simulation [1] dont les conducteurs sont soumis à des champs plus forts.

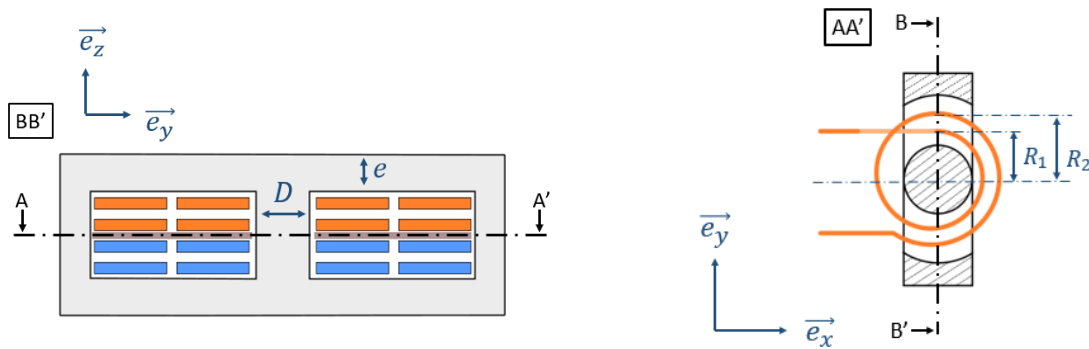


Fig. 26 Vues en coupe du transformateur à simuler



Fig. 27 Représentations 2D correspondant au transformateur à simuler. À gauche, simulation invariante selon  $\vec{e}_x$ . À droite, représentation axisymétrique autour de  $\vec{e}_z$ .

La simulation 2D [1] ne permet pas de représenter la forme circulaire de la jambe centrale. Afin de conserver le même niveau d'induction, cette dernière est représentée par un rectangle qui doit posséder la même surface que la géométrie réelle (Fig. 26).

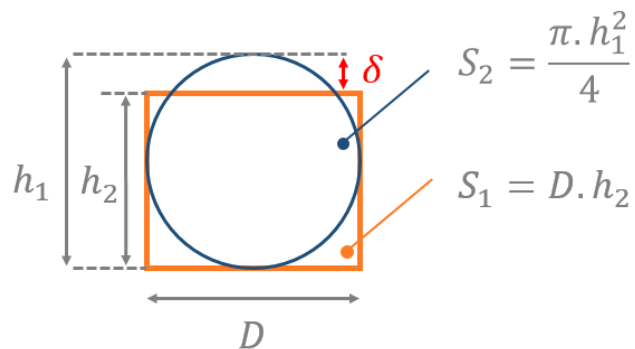


Fig. 28 Différence de hauteur entre un rectangle et un cercle de même base et de même surface

$$\begin{cases} h_1 = D \\ h_2 = \frac{\pi \cdot D}{4} \end{cases} \quad \text{Eq. 21}$$

Ainsi, la jambe centrale peut être représentée de plusieurs manières différentes. Dans les cas extrêmes, le diamètre  $D$  de la géométrie réelle peut être associé à la profondeur  $l_1$  ou à la largeur  $l_2$  illustrées sur la Fig. 27. La dimension non imposée est adaptée pour conserver la surface initiale.

Les situations décrites représentent le cas d'un rectangle dont la surface est égale à celle d'un disque et dont un des côtés correspond à son diamètre (Fig. 28). L'autre côté du rectangle est donc d'une longueur  $h_2$  décrite par l'Eq. 21. La différence de hauteur relative entre les éléments  $\Delta = (h_1 - h_2)/h_1$  est indépendante du diamètre de la jambe centrale. Elle vaut environ 21%. Ce résultat constant permet de montrer que l'analyse qui suit est indépendante de la taille du pot du transformateur.

Le choix d'imposer  $l_2 = D$  nécessite de modifier la profondeur  $l_1$  de simulation (sur  $\vec{e}_x$ ). Cela réduit la section de passage du flux magnétique dans la culasse. Son épaisseur  $e$  (Fig. 26) doit alors être augmentée pour conserver une surface constante. La longueur des bobinages de la simulation [1] est également diminuée, ce qui nécessite un post-traitement pour obtenir les pertes correspondant à leur longueur réelle.

Si c'est le second cas  $l_1 = D$  qui est adopté, la distance  $l_2$  sur  $\vec{e}_y$  est diminuée par rapport à la géométrie de référence. Puisque  $l_1$  est inchangée,  $e$  l'est également afin de conserver une section constante de passage du flux sur l'ensemble du pot. La diminution de  $l_2$  entraîne alors une réduction de la longueur du circuit magnétique qui affecte sa reluctance dans le même sens. L'inductance propre des bobinages est alors surestimée, ce qui diminue le courant magnétisant imposé. La largeur de la fenêtre de bobinage (*larg* Fig. 29) n'est pas altérée par ce choix. Pour les géométries considérées, la diminution de cette cote est considérée négligeable devant la longueur totale du circuit magnétique. Ainsi, afin de simplifier l'algorithme de calcul, cette adaptation de géométrie est implémentée.

Ce choix permet de mesurer directement les pertes dans les conducteurs sous la fenêtre. Cependant, le rayon de courbure des pistes n'est pas pris en compte. Dans le pire des cas (spire collée à la jambe centrale), cette approximation réduit la longueur relative considérée d'un facteur  $1 - 2/\pi \approx 36\%$ . Cette erreur diminue avec l'éloignement des spires et ne vaut plus que  $\pi/3 - 1 \approx 5\%$  pour des conducteurs situés à une distance  $D$  du centre du pot. De plus, les longueurs manquantes sont prises en compte au moment de la reconstruction des pertes issues des simulations [1] et [2]. Finalement, cette approximation conduit à des pertes sous-estimées.

Les constructions des modèles de simulation [1] et [2] avec leurs paramétrages sont indiqués Fig. 29 et Fig. 30.

Pour un nombre de spire au primaire/secondaire  $n_{1/2}$ , une fréquence  $f$  et pour une valeur d'induction crête  $B_{crete}$  choisie, la surface  $S = \pi \cdot D^2/4$  de la jambe centrale du transformateur de référence est imposée par l'Eq. 22. Comme discuté précédemment, la profondeur  $l_1$  du problème [1] est choisie égale à  $D$ . Cela fixe alors la largeur de la jambe centrale  $l_2$  (Eq. 23) ainsi que l'épaisseur de la culasse  $p_h$  (Eq. 24) (égale à  $e$  Fig. 26). Les différentes distances d'isolation entre pot et spire, spire et spires, et inter bobinage sont fixées arbitrairement de manière cohérente avec les standards industriels. Avec le nombre de spire dans un bobinage  $n$  et le nombre de couches  $n_c$  sur lesquelles elles sont réparties, cela impose la largeur de la fenêtre de bobinage *larg*.

Concernant la simulation axisymétrique, le diamètre de la jambe centrale est choisi directement d'après les grandeurs du pot de référence. Les autres distances sont fixées de la même manière que pour la simulation [1]. Seul le choix de la hauteur de la colonne centrale ( $h$  Fig. 30) est discutable et pourrait intuitivement être fixé soit à  $h$  tel que défini Fig. 29, soit à  $h + 2 \cdot p_h$ . La première solution est choisie arbitrairement.

$$S = \frac{V_2}{n_2} \cdot \frac{1}{4 \cdot f \cdot B_{crete}} \approx \frac{V_1}{n_1} \cdot \frac{1}{4 \cdot f \cdot B_{crete}} \quad \text{Eq. 22}$$

$$l_2 = S / l_1 \quad \text{Eq. 23}$$

$$p_h = \pi \cdot D / 8 \quad \text{Eq. 24}$$

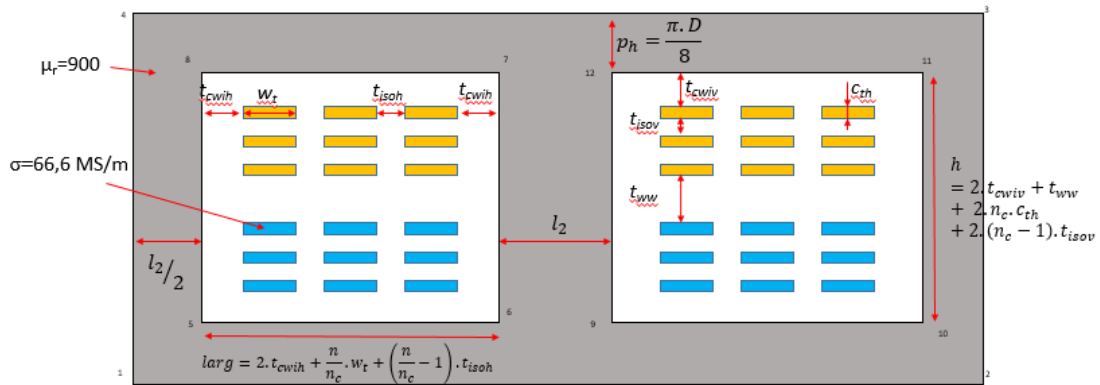


Fig. 29 Paramétrage employé pour la simulation 1

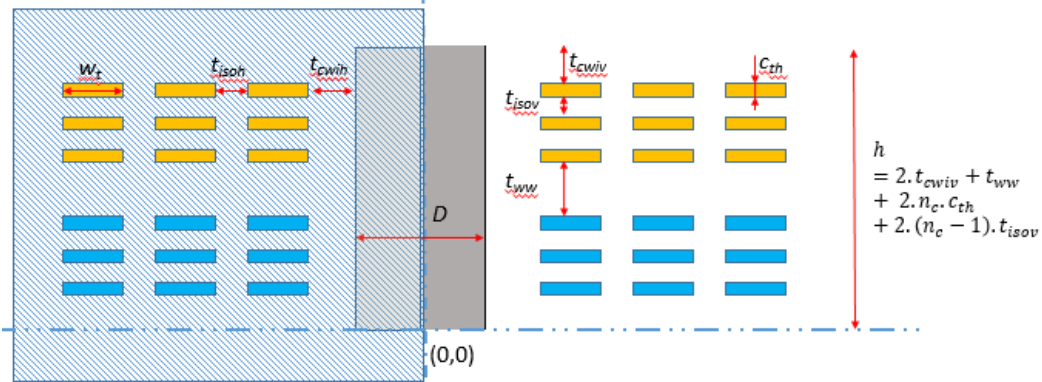


Fig. 30 Paramétrage employé pour la simulation 2

La géométrie des simulations étant définie, l'obtention des paramètres inductifs est nécessaire en vue d'imposer les courants adéquats.

### 2.1.2 Extraction des paramètres inductifs

La plupart des solveurs magnétiques travaillent à partir de courants imposés. Or, dans la majorité des applications, le composant magnétique est soumis à une/des tension(s). Celles-ci doivent donc être liées aux courants à imposer. Pour cela, une estimation des différentes inductances du modèle électrique correspondant est nécessaire.

Dans le cas où les courants sont connus, cette partie est optionnelle.

Dans un premier temps, une simulation de type 1 est réalisée en petits signaux : un courant  $i_1 = I_{1max} \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t)$  arbitraire, suffisamment faible pour rester dans le domaine linéaire du matériau est imposé au primaire. Le courant  $i_2 = 0$  est assigné au

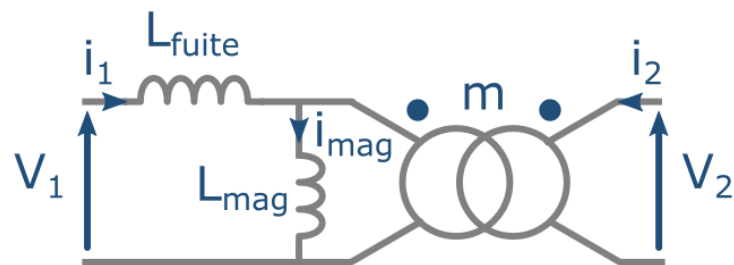


Fig. 31 Modèle de transformateur utilisé

secondaire. L'énergie magnétique stockée  $W_{mag}$  permet alors d'obtenir l'inductance propre du bobinage. La tension induite sur l'enroulement à vide définit l'inductance mutuelle  $M$ .  $m$  est le rapport

du nombre de spires secondaires sur le nombre de spires primaires, il permet d'obtenir l'inductance magnétisante  $L_{mag}$ . L'inductance de fuite  $L_{fuite}$  du modèle de transformateur de la Fig. 31 (nécessitant  $L_{fuite} \ll L_{mag}$ ) est également calculée. Les formules sont présentées Eq. 25:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{propre} = \frac{2 \cdot W_{mag}}{I_{1max}^2} \\ M = \frac{V_2}{\frac{di_1}{dt}} = \frac{Im(V_2)}{2\pi \cdot f \cdot Re(i_1)} \\ L_{mag} = \frac{M}{m} \\ L_{fuite} = L_{propre} - L_{mag} \end{array} \right. \quad Eq. 25$$

### 2.1.3 Méthodologie d'obtention des pertes

Le logiciel employé pour faire les simulations est *FEMM*. Travaillant en régime harmonique, il n'offre pas la possibilité d'imposer des formes d'ondes autres que sinusoïdales. Les pertes fer et cuivre n'étant pas linéaires, les outils de superposition ne sont pas adéquats.

La simulation [1] permet d'obtenir les pertes cuivre associées aux conducteurs sous la fenêtre de bobinage ainsi que les pertes fer. Pour ces dernières, le modèle (Eq. 6) développé dans la partie 1.1.1 est employé. Plutôt qu'intégrer les pertes dans chacune des mailles de la simulation, l'induction moyenne est calculée sur la jambe centrale du pot. Le volume du pot étant connu, le produit avec les pertes volumiques peut alors être effectué. Cela permet d'utiliser un matériau linéaire sans que la saturation résultante dans les coins ne crée d'éléments aberrants (pertes extrêmes localement, qui déséquilibrent les pertes totales, exemple Fig. 32). L'intérêt d'utiliser un matériau linéaire est de ne pas nécessiter d'itérer la simulation. Cela permet d'envisager ce type de calcul pour faire de l'optimisation et non pas uniquement de la validation. Les pertes ainsi calculées sont moins précises qu'en utilisant la véritable induction en chacun des points.

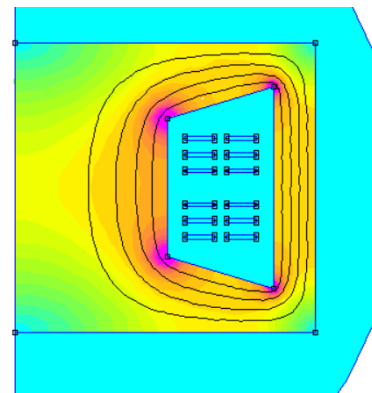


Fig. 32 Simulation FEM axisymétrique d'un transformateur lambda. L'axe de symétrie est localisé sur la paroi de gauche. Le niveau d'induction est représenté en couleur. Une forte saturation dans les coins (zone en violet), typique d'un matériau magnétiquement linéaire est observable.

La simulation [2] donne accès aux pertes dans la partie des conducteurs en dehors du pot. Son circuit magnétique ouvert ne permet pas de faire circuler le flux correspondant au courant magnétisant. Ainsi, pour obtenir un effet plus proche de la réalité, les forces magnétomotrices du primaire et du secondaire sont compensés de telle sorte que seul le flux de fuite existe dans cette configuration. Le courant de puissance est imposé dans les deux bobinages pour cette simulation. Les pertes cuivre induites par la circulation du courant magnétisant ne sont donc pas prises en compte ici. Toutefois, celles-ci peuvent être estimées en post traitement si leur contribution est non-négligeable (cas d'inductances couplées par exemple). Pour cela, la résistance AC peut être déduite de la simulation [2]. Les pertes dans l'un des bobinages seraient alors augmentées en prenant en compte le courant efficace totale donné par l'Eq. 29.

Puisque la géométrie de [2] est proche de la géométrie réelle, les longueurs de spires le sont aussi. Or une partie des pertes est déjà prise en compte grâce à la simulation [1]. Ainsi, celles qui sont calculées dans cette simulation doivent être comptabilisées au prorata de la longueur manquante. Pour réaliser cela, la distance des spires au centre de la colonne est utilisée (distance  $R_1$  et  $R_2$  sur la Fig. 26 à droite). En effet, la longueur de spire déjà comptabilisée en [1] est fixe et vaut  $2 \cdot D$  tandis que la longueur totale dépend du rayon de ladite spire et vaut  $2\pi \cdot R_i$ . Ainsi, seules des pertes sur une distance  $2\pi \cdot R_i - 2 \cdot D$  doivent être prises en compte dans [2]. Cela est effectué en utilisant un facteur de proportionnalité

entre les pertes obtenues pour chaque spire dans la simulation [2]  $P_{pertes_{Spire_i}}$  et les pertes réellement comptabilisées  $P_{utile_{Spire_i}}$  Eq. 26.

$$P_{utile_{Spire_i}} = P_{pertes_{Spire_i}} \cdot \frac{2\pi \cdot R_i - 2 \cdot D}{2\pi \cdot R_i} \quad \text{Eq. 26}$$

## 2.2 Application au cas d'un SRC en DCX et Résultats

### 2.2.1 Détermination des courants et paramètres de simulation

Connaissant la valeur d'inductance magnétisante, la topologie de convertisseur (SRC), les tensions d'entrée et de sortie ainsi que la fréquence de découpage, les courants circulants dans le transformateur peuvent être calculés. En effet, pour un SRC en DCX, le secondaire impose une tension carrée (de valeur proche de celle du primaire au rapport de transformation près) induisant un courant magnétisant triangulaire. Son amplitude  $I_{mag\_Max}$  est décrite par l'Eq. 27 en le considérant ramené au primaire.

$$I_{magMax} = \frac{m \cdot V_2}{4 \cdot f \cdot L_{mag}} \approx \frac{V_1}{4 \cdot f \cdot L_{mag}} \quad \text{Eq. 27}$$

$$\frac{I_{1Max}}{m} = P \cdot \frac{1}{V_2 \cdot 4 / \pi} \quad \text{Eq. 28}$$

Ainsi, dans une seconde simulation de type [1], un courant correspondant au fondamental du courant de puissance sinusoïdale  $i_{fond_{sin}}$  est imposé au primaire. Tandis qu'au secondaire est appliqué un courant opposé ainsi que le fondamental du courant magnétisant :  $i_{fond_{tot}} = \frac{-i_{fond_{sin}}}{m} + \frac{i_{fond_{tri}}}{m}$ . Le courant résultant total, somme des deux composantes est illustré Fig. 33. Le calcul mathématique Eq. 29 indique le courant complexe  $i_{fond_{tot}}$  qui résulte de la somme des fondamentaux des deux composantes triangulaire et sinus respectivement  $i_{fond_{tri}}$  et  $i_{fond_{sin}}$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{fond_{sin}} = I_{1Max} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \\ i_{fond_{tri}} = I_{magMax} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot e^{-j \cdot 2\pi f \cdot \frac{T}{4}} \\ m \cdot i_{fond_{tot}} = \sqrt{I_{1Max}^2 + \frac{64}{\pi^4} \cdot I_{magMax}^2} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{j \cdot \left( \pi - \text{atan} \left( \frac{I_{1Max} \cdot \pi^2}{8 \cdot I_{magMax}} \right) \right)} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 29}$$

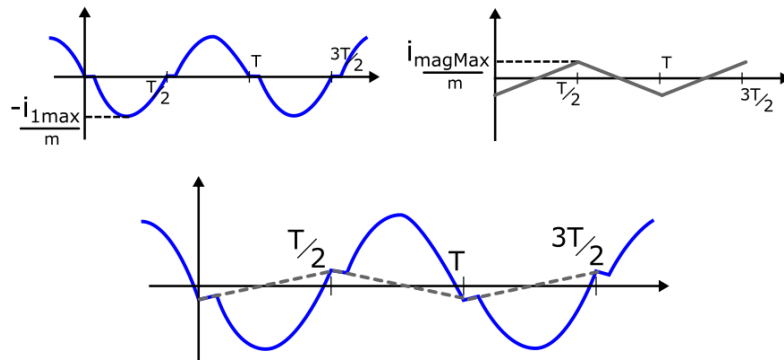


Fig. 33 Forme d'onde du courant  $i_2$  circulant au secondaire du transformateur

Paramètre		valeur
Fréquence	$f$	$[600-1000]$ kHz
Induction crête	$B_{crete}$	$[30-130]$ mT
Nombre de spire par bobinage	$n$	$[1-3]$
Nombre de couche	$n_c$	$[1-2]$
Largeur de spire	$w_t$	2 mm
Épaisseur de cuivre	$c_{th}$	210 $\mu$ m
Isolation horizontale ferrite conducteur	$t_{cwi h}$	300 $\mu$ m
Isolation verticale ferrite conducteur	$t_{cwi v}$	300 $\mu$ m
Isolation horizontale entre conducteurs d'une même bobine	$t_{isoh}$	200 $\mu$ m
Isolation verticale entre conducteurs d'une même bobine	$t_{isov}$	200 $\mu$ m
Isolation verticale entre les 2 bobines	$t_{ww}$	500 $\mu$ m
Tension d'entrée	$V_1$	12 V
Puissance du convertisseur	$P$	100 W
Matériau	-	N49 ( $\mu_r=900$ )

Tab. 5 Paramètre géométriques généraux employés

### 2.2.2 Résultats

Les résultats obtenus sont illustrés Fig. 34 dans un premier temps. Sur cette image, cinquante cas sont représentés pour des transformateurs de rapport de transformation  $m = 1$ . Sur un premier grand axe dans un plan horizontal est affiché le nombre de spires constituant chacun des bobinages et sur un second, la fréquence d'utilisation du transformateur. Verticalement sont représentées les pertes cuivre en rouge et l'opposé des pertes fer en bleu. Cette représentation permet de visualiser les deux composantes intervenant dans les pertes totales. Localement à chaque cas, un second jeu d'axes dans un plan horizontal est défini. Dans une direction le nombre de couches sur lesquelles sont représentées les spires est modifié, dans la seconde c'est la valeur de l'induction maximum choisie qui varie. Celle-ci peut prendre deux valeurs : 60 mT ou 100 mT. Ces axes affectent les groupements locaux de quatre cas si le nombre de spire est supérieur à un et de deux cas sinon (la répartition d'une seule spire sur deux couches n'a pas de sens). Ainsi, ces groupements correspondent tous à la même fréquence et au même nombre de spires.

Cette représentation montre que la disposition des spires sur deux couches provoque plus de pertes que celle sur une seule couche. Ce sont notamment les pertes cuivre qui augmentent fortement et en sont responsables. Probablement parce que la longueur des lignes de champ dans la fenêtre de bobinage diminue lorsque les spires sont réparties sur deux couches, ce qui augmente le niveau de champ rayonné. Cette hypothèse est cohérente avec le fait que la différence de pertes selon les deux

dispositions pour le cas trois spires est plus faible. À partir de  $n = 2$  spires, les pertes cuivre sont prépondérantes devant les pertes fer.

La Fig. 35 présente le même type de représentation que la Fig. 34 avec deux modifications. La première est que la discrétisation sur le niveau d'induction crête est plus élevée. La seconde est que les pertes fer sont affichées avec un zéro correspondant aux pertes cuivre. Ainsi, chaque rond bleu représente les pertes totales résultantes d'une simulation.

Pour chaque groupement de courbes, un minimum local de pertes en fonction de  $B_{crete}$  apparaît. Ce minimum correspond à une induction plus faible si les spires sont réparties sur un nombre de couches plus petit. Les pertes totales augmentent faiblement avec la fréquence. Le niveau de  $B_{crete}$  qui minimise les pertes semble diminuer avec la fréquence. Le minimum de pertes ne correspond pas à la considération classique où la valeur des pertes cuivre est proche de celle des pertes fer. Le fait d'utiliser plus de spires augmente les pertes totales car les pertes cuivre augmentent bien plus rapidement que ne diminuent le volume de fer. Cette représentation permet d'étudier les configurations permettant de minimiser les pertes. Cependant, elle ne tient pas compte du volume des composants obtenus.

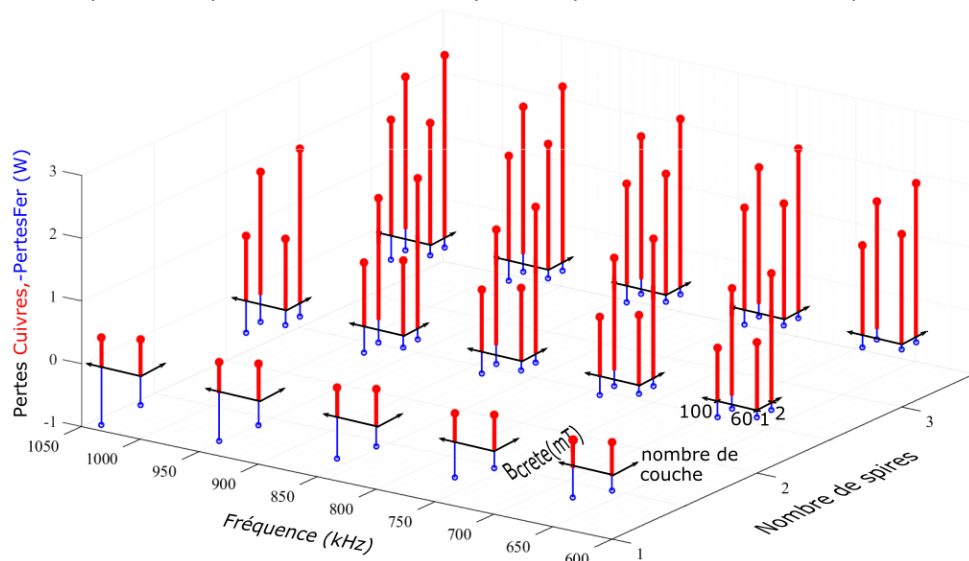


Fig. 34 Résultats de simulation de transformateur

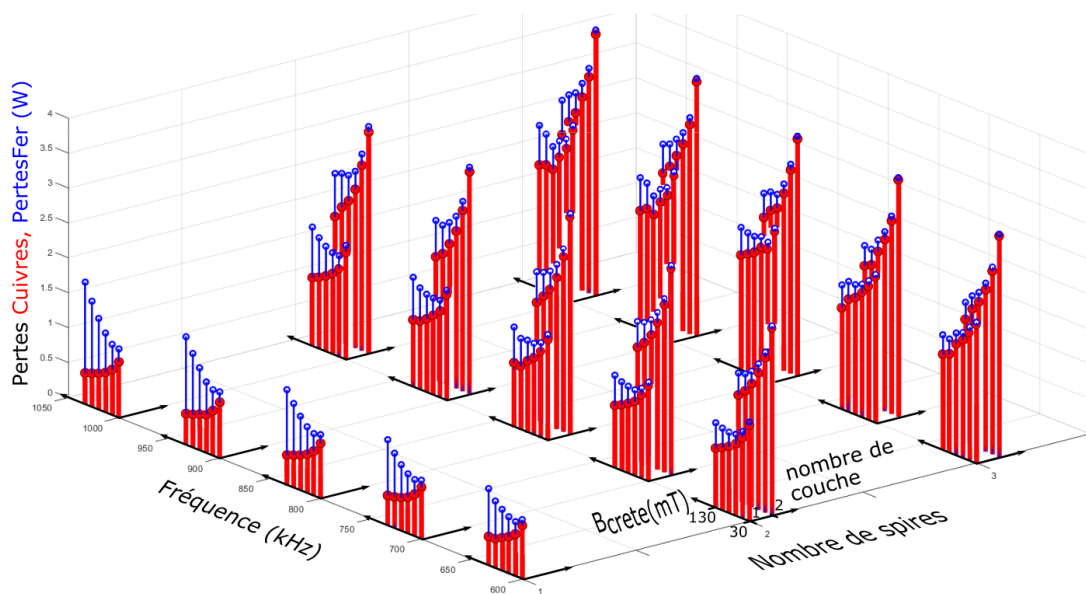


Fig. 35 Résultats enrichis de simulation de transformateur

La Fig. 36 présente alors l'ensemble des points dans un plan  $\{pertes\ totales; volume\}$ . Le volume utilisé est celui du pot du transformateur.

Plusieurs colorations sont utilisées pour les mêmes simulations afin de représenter l'impact des paramètres de simulation. L'image en haut à gauche [1] illustre les résultats selon le nombre de spires au primaire du transformateur. Le cas [2] dissocie les cas où les spires sont réparties sur une ou deux couches. [3] montre l'impact du niveau d'induction crête et finalement, [4] permet de rendre compte de l'influence de la largeur d'une spire. Cette dernière image présente plus de points que les autres car l'algorithme de calcul est relancé en entier pour les trois largeurs de spire  $w_t$  considérées. Cela nécessite une dizaine de minute sur un ordinateur de bureau pour 150 cas.

Les conclusions de la Fig. 36 sont que l'emploi d'un nombre de spire supérieur à deux n'augmente que marginalement la densité du composant au prix d'une importante augmentation des pertes. La répartition des spires sur deux couches ne possède pas d'intérêt selon les critères étudiés. Elle peut être intéressante dans certains cas à géométrie imposée. Les niveaux d'induction maximums permettent d'obtenir les composants les plus compacts mais les diminuer jusqu'à  $B_{crete} = 50 \text{ mT}$  permet d'obtenir les pertes les plus faibles. Des niveaux d'induction inférieurs ne sont pas Pareto-optimaux. Augmenter la largeur de spire à  $3 \text{ mm}$  permet dans une très grande mesure d'obtenir les résultats à la fois les plus compacts et les plus efficaces. Accroître encore ces valeurs serait sans doute intéressant.

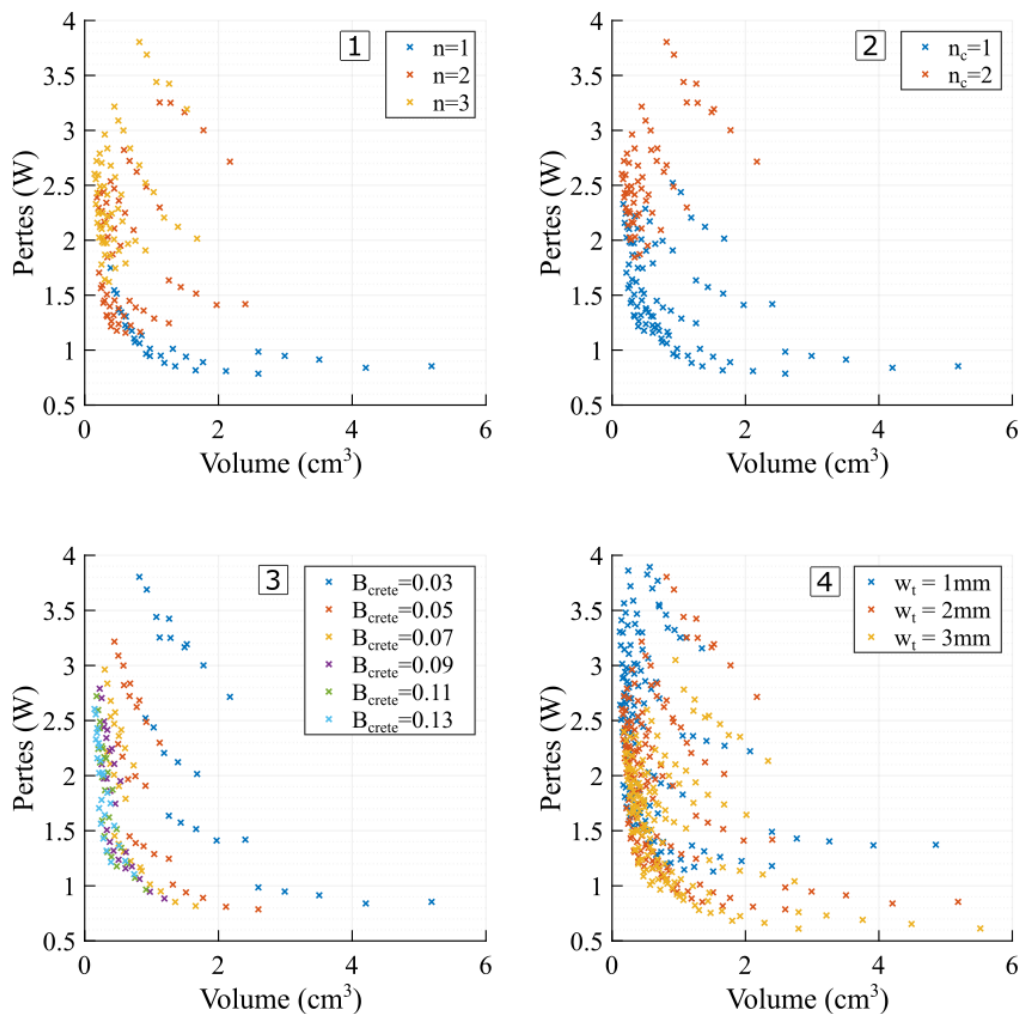


Fig. 36 Résultats d'optimisation fourni par la méthode de double simulation 2D dans un plan Pertes/volume. Les colorations illustrent les différents cas selon le nombre de spire, le nombre de couches, l'induction crête et la largeur des spires. Sauf indication contraire, les paramètres correspondent à ceux de la Tab. 5



Ainsi, cette méthode et les résultats qu'elle offre permettent d'obtenir rapidement des résultats précieux dans le cas de l'optimisation d'une structure. Cependant, la justesse des données fournies peut être remise en cause.

### 2.3 Comparaison avec simulation 2D simple et simulation 3D

Pour apprécier l'apport de la méthode décrite, et sa précision, plusieurs situations sont comparées entre la méthode de simulation 2D « standard », la méthode « double 2D » et la 3D.

Sauf si spécifié différemment, les paramètres employés sont semblables à ceux de la Tab. 5. Les cas étudiés sont les suivants :

- une spire primaire et une spire secondaire. Chacune est réalisée sur une seule couche. Le niveau d'induction maximum est fixé à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$  ;
- deux spires primaires et secondaires réparties sur une couche. Le niveau d'induction maximum reste à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$  ;
- une spire primaire et une spire secondaire réparties sur une seule couche. Le niveau d'induction maximum est fixé à  $B_{crete} = 100 \text{ mT}$  ;
- deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches. Le niveau d'induction maximum reste à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$ .

Puisque l'intérêt de la méthode de double simulation 2D porte principalement sur l'amélioration de la prise en compte des pertes dans les têtes de bobinages, seules les pertes cuivre sont étudiées.

Des images d'objets simulés par les méthodes 2D *standard* et 3D sont visibles Fig. 37 et Fig. 38. La simulation 2D *standard* extrapole les pertes  $P_{spire\_Simu}$  obtenues sur les conducteurs en fonction de leurs longueurs réelles Eq. 30. Cette longueur est approximée depuis leur rayon moyen  $R_i$ . Leur longueur sous la fenêtre de bobinage dans la simulation est  $l_1$ .

$$P_{spire} = P_{spire\_Simu} \cdot \frac{2\pi \cdot R_i}{2 \cdot l_1} \quad \text{Eq. 30}$$

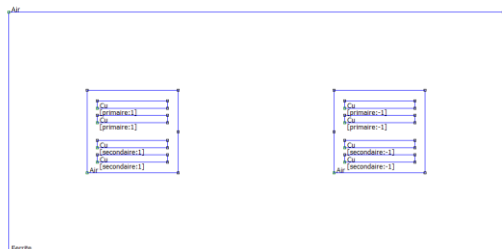


Fig. 37 Structure de transformateur correspondant à la simulation 2D *standard* représentant le cas « deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches »

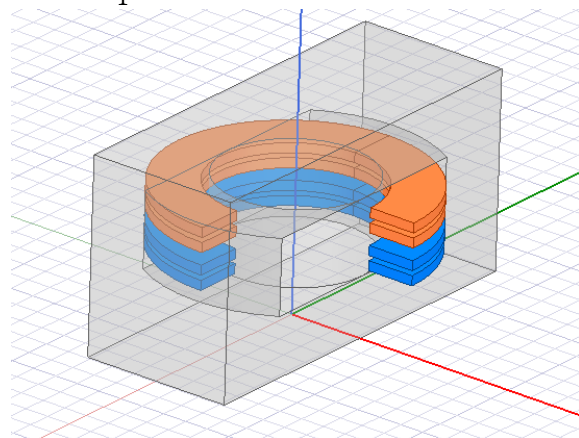


Fig. 38 Structure de transformateur 3D complet représentant le cas « deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches »

La simulation 3D est réalisée sur un quart de structure en tenant compte des symétries. Le matériau utilisé est linéaire. Les courants employés sont ceux issus de la méthode double 2D. Le modèle est construit de telle sorte que la section définie par la distance « rebo » Fig. 39 (intersection d'un cercle et un rectangle) soit égale à la moitié de la section de la jambe centrale. Ceci permet d'avoir l'induction la plus homogène possible dans le noyau. Le logiciel utilisé est ANSYS Maxwell. Le maillage des conducteurs est réalisé sur 8 couches espacées logarithmiquement dans la largeur et une profondeur de  $100 \mu\text{m}$  afin de limiter les effets de peau. Les longueurs des triangles sont inférieures à  $100 \mu\text{m}$ .

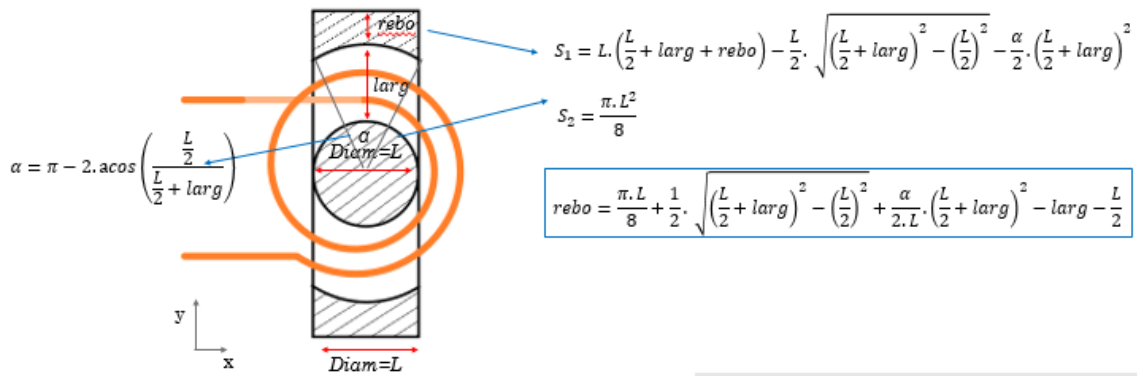


Fig. 39. Paramétrage de la distance « rebo » pour le modèle 3D de simulation

L'évolution des pertes selon la fréquence est obtenue pour les différents cas d'étude proposés précédemment. Les résultats sont montrés Fig. 40. Ces figures montrent que la méthode double 2D proposée permet de réduire l'erreur relative entre simulation 3D et 2D de plus de 200% sur l'ensemble des configurations étudiées et pour toute la plage de fréquence.

Pour chacune des courbes, l'augmentation des pertes cuivre avec la fréquence peut sembler faible. Cela est dû au diamètre de jambe centrale qui diminue lorsque la fréquence augmente (choix de  $B_{crete}$  constant et donc changement de dimensions du circuit magnétique). Ainsi, les longueurs de cuivre diminuent elles aussi. Pour l'ensemble des simulations, excepté le cas 2 spires réparties sur 2 couches à basse fréquence, les pertes issues de simulations par les méthodes 2D ou double 2D sont supérieures aux pertes obtenues par simulation 3D.

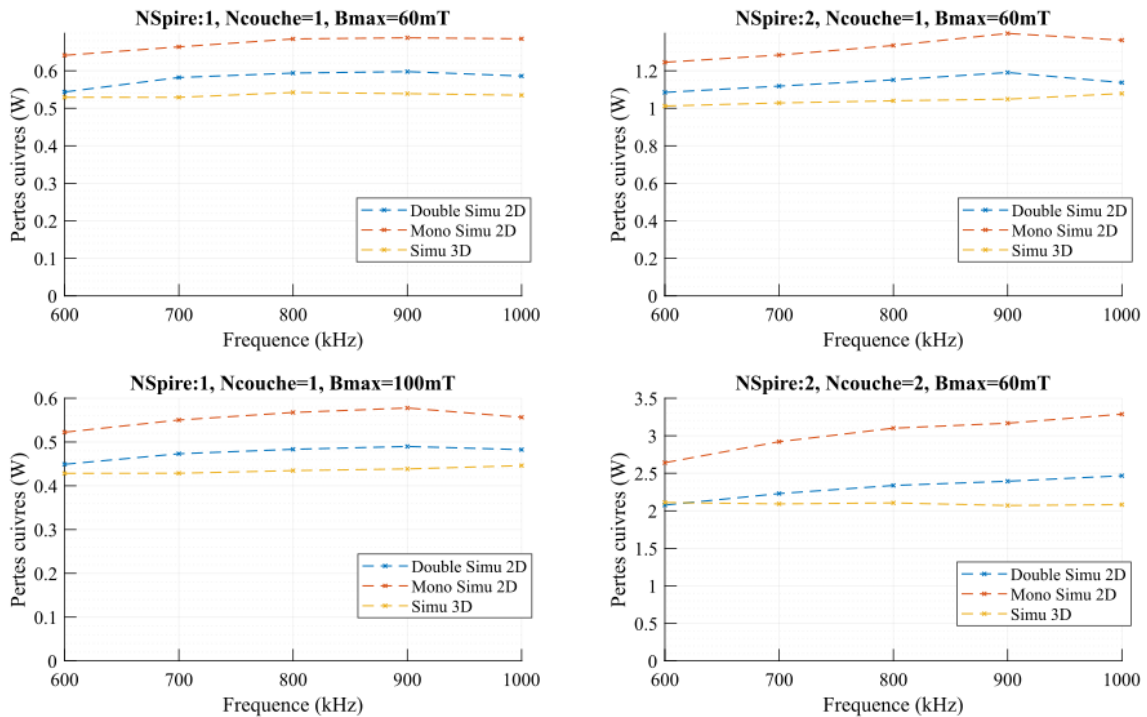


Fig. 40 Comparaison des pertes cuivres pour différentes configurations de transformateurs et différents moyens de simulation.

## V-3 Méthode de réalisation de bobinage basée sur des procédés PCB

### 3.1 Fabrication

Dans le but de fabriquer des prototypes de transformateurs, une idée de bobinage est développée qui utilise des technologies de type *PCB*. Celle-ci consiste à réaliser des spires unitaires selon deux modèles : Les spires «  $\Omega$  » et les spires «  $\alpha$  ». Des réalisations sont montrées Fig. 41 et Fig. 42. Celles-ci permettent la mise en série ou en parallèle d'un ensemble de couches. Les images des figures Fig. 43 et Fig. 44 présentent deux types de connexions possibles pour réaliser des transformateurs. Le premier permet de réaliser un transformateur de rapport unitaire constitué de spires mises en parallèles. Le transformateur réalisé avec le second bobinage possède un rapport de transformation de trois vers un.

Un des avantages de cette méthode est la possibilité d'entrelacement qui diminue le champ magnétique dans la fenêtre de bobinage et donc les pertes par courants induits. Cela permet également d'améliorer la répartition du courant entre les conducteurs mis en parallèles. Une conséquence défavorable est l'augmentation des capacités parasites inter-bobinages.

Cette méthode facilite la réalisation des bobinages pour une inductance ou un transformateur. Le type de connexion réalisé dans les spires de type  $\alpha$  est équivalent à celui qui serait obtenu avec des vias enterrés sur un *PCB* multicouche. Toutefois cette technologie est extrêmement coûteuse.

La méthode proposée consistant à empiler ces motifs élémentaires permet de réaliser des assemblages personnalisés dont les épaisseurs de cuivre et d'isolant sont contrôlées. Le résultat obtenu forme un « sandwich » semblable à du *PCB* multicouche (Fig. 46).

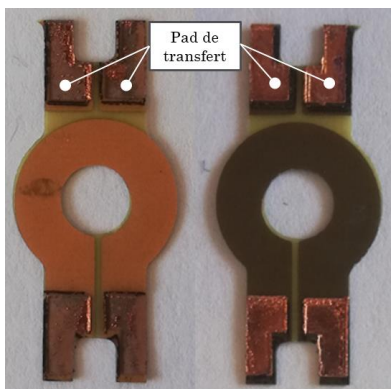


Fig. 41 Spire de type  $\Omega$  unitaire. Face avant et arrière.

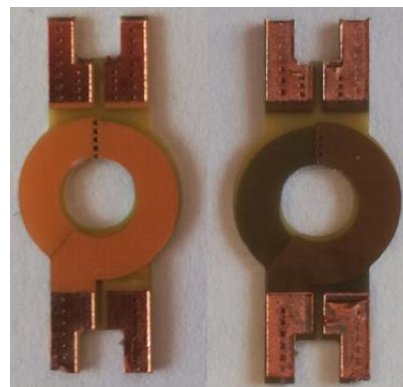


Fig. 42 Spire de type  $\alpha$  unitaire. Face avant et arrière

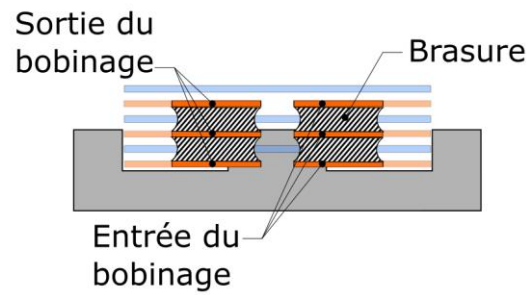
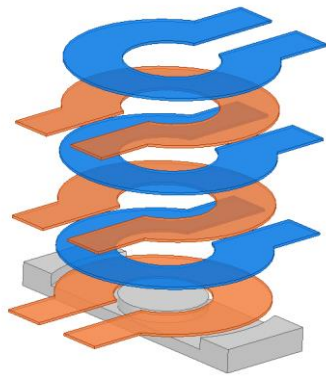


Fig. 43 Possibilité de bobinage n'utilisant que des spires de type  $\Omega$ . Le primaire et le secondaire sont constitués d'une spire réalisée à partir de trois couches en parallèles entrelacées. Vue de côté présentant les connexions entre les pads au primaire.

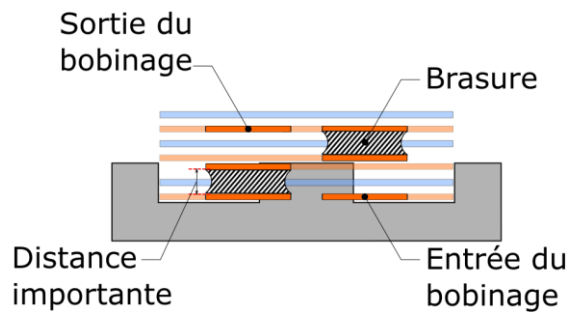
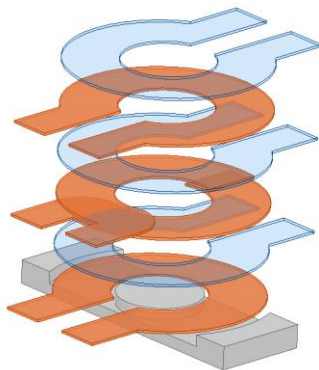


Fig. 44 Autre exemple de bobinage. Le primaire utilise une spire de type  $\alpha$  qui permet la mise en série de trois spires au primaire tandis que le secondaire est toujours constitué d'une spire réalisée à partir de trois couches mises en parallèles.

Une des difficultés associée à ce procédé est liée à la réalisation de la brasure entre les différentes couches. Celles-ci sont en effet séparées par une « distance importante » du fait de l'insertion d'une piste de l'autre bobinage qui réalise l'entrelacement (Fig. 44, image de droite, la piste est en bleu semi transparent). Ceci, ainsi que les capacités thermiques et la diffusion de la chaleur par les couches à assembler rend le brasage malaisé. La solution utilisée pour résoudre ce problème est l'ajout de pads permettant de faire le transfert entre couches tels que représentés Fig. 41 et Fig. 42. Dans le cas où l'un des bobinages comporte plus d'une seule spire, des couches d'isolant de type kapton sont intercalées afin d'éviter un contact accidentel entre spires (Fig. 45).

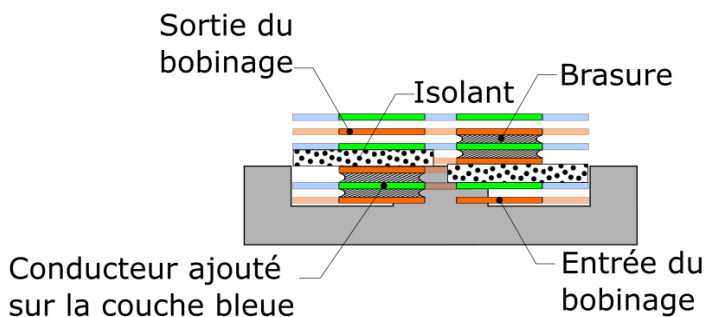


Fig. 45 Construction des bobinages avec l'ajout de pad facilitant les brasures et d'isolant évitant les contacts non voulus

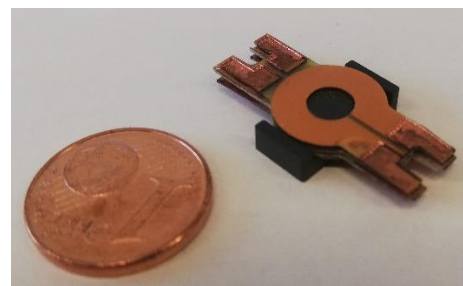


Fig. 46 Assemblage de quatre couches non brasées sur un demi pot.

Les procédés de fabrication sont les suivants pour les spires de type  $\Omega$ :

- [1] et [2] Une plaque de cuivre est gravée chimiquement avec le motif des spires. Une mince bande de conducteur est laissée afin de maintenir une cohésion mécanique et électrique entre spires. Celle-ci est retirée par fraisage en fin de procédé.
- [3] Deux couches de prepreg sont pressées de part et d'autre du cuivre.
- [4] Des ouvertures sont pratiquées au laser CO<sub>2</sub> au niveau des pads.
- [5] Du cuivre est électrodéposé à l'intérieur de ceux-ci.

Pour les spires de type  $\alpha$  :

- [1] et [2] Un assemblage cuivre-prepreg-cuivre est percé afin de relier les pads de transfert ainsi que les deux moitiés de spire.
- [3] Les trous sont remplis avec du cuivre par électrodéposition, ce qui forme des vias.
- [4] Le motif de la spire est gravé chimiquement
- [5] Du prepreg est pressé de part et d'autre de l'assemblage.
- [6] Des ouvertures sont pratiquées au laser au niveau des pads
- [7] Du cuivre est électrodéposé à l'intérieur de ceux-ci.

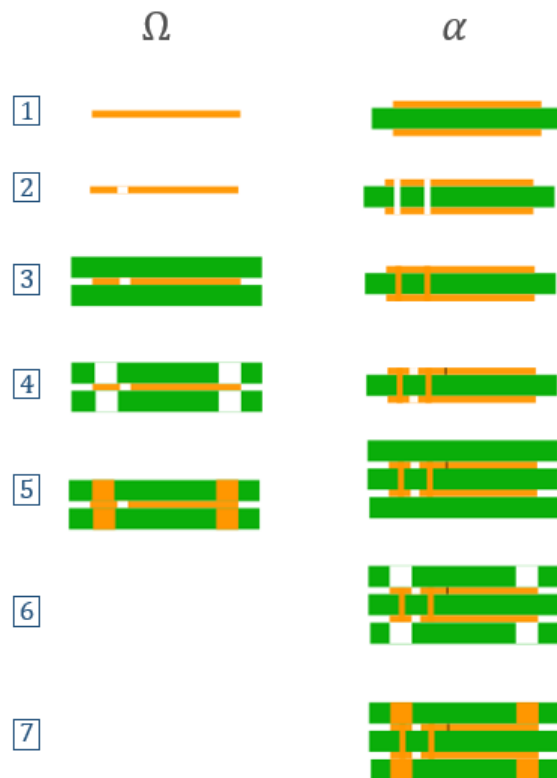


Fig. 47 Étapes de fabrication des spires  $\Omega$  (à gauche) et  $\alpha$  (à droite).

Les inconvénients des composants magnétiques présentant une mise en parallèle de couches sont les fortes pertes au niveau des interconnexions. Celles-ci sont dues aux résistances de contact, aux champs rayonnés ainsi qu'à la présence du courant total transporté. Afin de quantifier les valeurs typiques de résistance série liées à la méthode proposée, un prototype est réalisé.

### 3.2 Réalisation et mesures

Un transformateur semblable à celui de la Fig. 43 est réalisé sur un pot ER 11/5 [23]. Les éléments du modèle correspondant à la Fig. 48 sont déterminés à l'aide de deux essais.

Pour le premier, le bobinage secondaire est mis en court-circuit. Puisque le rapport de transformation  $m$  est unitaire, et par symétrie, les valeurs des inductances de fuite et des résistances série  $L_{fuite_p}$ ,  $L_{fuite_s}$  et  $R_p$ ,  $R_s$  sont supposées égales respectivement. Les ordres de grandeurs des valeurs des différents éléments du modèle permettent de montrer que, pour les fréquences considérées, les impédances de l'inductance magnétisante  $L_{mag}$  et de la résistance  $R_{fer}$  représentant les pertes fer sont très supérieures à l'impédance due à la mise en série de  $L_{fuite_s}$  et  $R_s$ . Ainsi, le premier essai permet de déterminer directement  $R_{ser} = R_p + R_s$  et  $L_{fuite} = L_{fuite_p} + L_{fuite_s}$ .

Les graphiques Fig. 49 et Fig. 50 représentent les résultats obtenus par l'analyseur d'impédance Agilent E4990A. La résistance série augmente avec la fréquence en raison des pertes dues aux courants induits. Elle vaut  $9\text{ m}\Omega$  à  $100\text{ kHz}$  et  $17\text{ m}\Omega$  à  $1\text{ MHz}$ . La modification de la répartition des courants avec la fréquence impacte également l'inductance série qui diminue. Elle vaut  $13\text{ nH}$  à  $100\text{ kHz}$  et  $10\text{ nH}$  à  $1\text{ MHz}$ . Cette faible valeur d'inductance de fuite est due à l'entrelacement des couches

primaires et secondaires. La capacité parasite inter-bobines qui pourrait perturber ces mesures est évaluée analytiquement à 100 pF. La résonance qu'elle engendre avec  $L_{fuite}$  est donc située à 100 MHz environ.

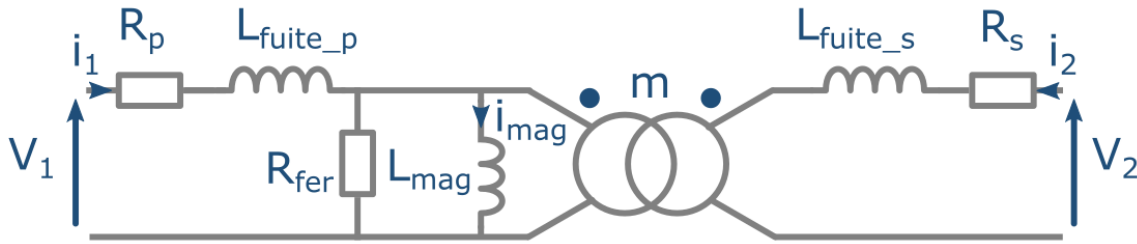


Fig. 48 Modèle de transformateur

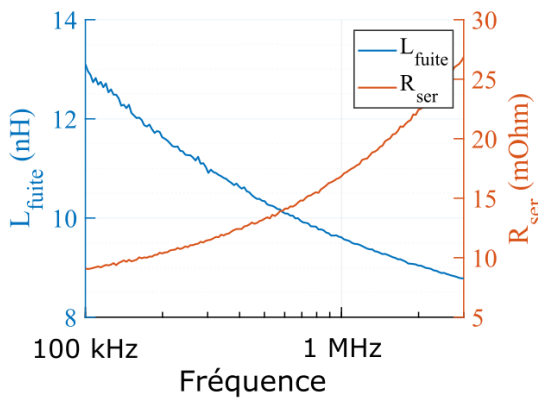


Fig. 49 Mesures de résistance et inductance série correspondant au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est en court-circuit.

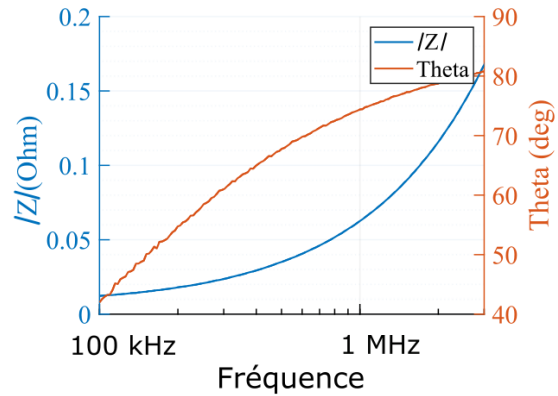


Fig. 50 Mesures d'impédance et de phase correspondants au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est en court-circuit.

La seconde mesure est réalisée avec le secondaire en circuit ouvert. Le graphique Fig. 51 représente l'impédance et la phase mesurés au primaire du transformateur

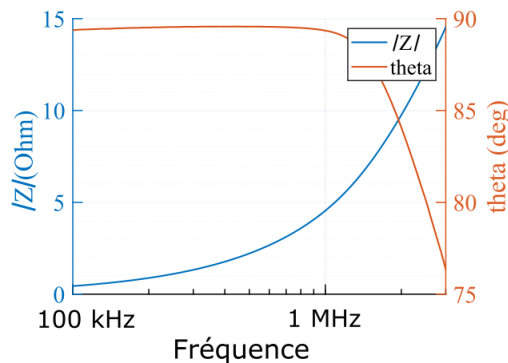


Fig. 51 Mesures d'impédance et de phase correspondants au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est ouvert.

D'après le modèle adopté, les contributions de  $R_p$  et  $L_{fuite_p}$  peuvent être soustraites de l'impédance  $Z_{open}$  mesurée. L'emploi d'une formulation en admittance permet alors d'identifier directement les valeurs de  $R_{fer}$  et  $L_{mag}$  (Eq. 31).

$$\begin{cases} \underline{Y} = \left( Z_{open} - R_p - j \cdot L_{fuite_p} \cdot \omega \right)^{-1} \\ \underline{Y} = R_p^{-1} - j \cdot (L_{mag} \cdot \omega)^{-1} \end{cases} \quad \text{Eq. 31}$$

La Fig. 52 indique alors l'évolution fréquentielle des grandeurs obtenues.

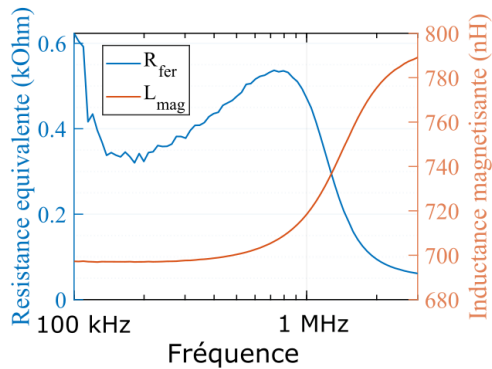


Fig. 52 Calcul des valeurs de  $R_p$  et  $L_{mag}$

L'inductance magnétisante vaut environ  $700 \text{ nH}$  ce qui est cohérent avec les valeurs fournies par la notice du matériau. Une résonance magnétique est présente aux alentours de  $2 \text{ MHz}$  ce qui est également cohérent avec le matériau *N49* utilisé.

La valeur de résistance  $R_{fer}$  est à considérer avec précaution. En effet, le pont d'impédance emploie une source de tension d'amplitude constante lors des mesures. Par conséquent, les niveaux de courant magnétisants changent en fonction de la fréquence. Les niveaux d'induction sont alors eux aussi modifiés, ce qui impacte les pertes (Eq. 6).

Ainsi le transformateur réalisé grâce à la méthode développée est fonctionnel. Cependant des études complémentaires sont nécessaires. En particulier, une analyse thermique est requise pour définir les contraintes d'usage maximales. Les pertes au niveau des contacts externes là où les conducteurs parallélisés se rejoignent sont généralement un point faible de ce type d'architecture. La méthode de brasage pourrait être améliorée afin de faciliter l'assemblage. Enfin, une comparaison avec les résultats issus d'analyse FEM serait profitable dans l'objectif d'asseoir la pertinence d'une optimisation du composant par la méthode « double 2D » présentée en V-2.

## Conclusion

L'objectif de ce chapitre est d'obtenir les paramètres géométriques du meilleur composant magnétique pour une application donnée.

Pour cela, une optimisation multicritère et multi objectifs est nécessaire. Elle requiert des modèles « rapides » d'évaluation des différentes pertes et paramètres représentatifs du composant. L'application d'une méthode simple d'obtention des pertes fer est illustrée. Les problématiques de limitation des pertes électriques inhérentes à l'utilisation de fils de section circulaire à haute fréquence sont exposées. Une attention particulière est ensuite portée sur la mise en œuvre de conducteurs de sections rectangulaires. Une méthode numérique permettant d'obtenir l'ensemble des pertes associées à un composant magnétique dont le bobinage est constitué de spires plates est développée. Cette technique est généralement plus précise qu'une modélisation analytique ou numérique 2D. Bien que moins juste qu'une simulation 3D, sa rapidité permet de l'utiliser à des fins d'optimisation. Enfin, un prototype est réalisé et caractérisé. Celui-ci n'a malheureusement pas pu être comparé aux résultats issus de la méthode « double 2D » proposée.

## Bibliographie

- [1] C. R. Sullivan, J. H. Harris, et C. Hall, « Testing Core Loss for Rectangular Waveforms, Phase II Final Report », p. 44.
- [2] C. R. Sullivan et R. Y. Zhang, « Analytical model for effects of twisting on litz-wire losses », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, juin 2014, p. 1-10. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877187.
- [3] A. Stadler et C. Gulden, « The calculation of eddy current losses in tube wound high current transformer windings », in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, Ohrid, Macedonia, sept. 2010, p. 5606692. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606692.
- [4] R. Y. Zhang, J. K. White, J. G. Kassakian, et C. R. Sullivan, « Realistic litz wire characterization using fast numerical simulations », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 738-745. doi: 10.1109/APEC.2014.6803390.
- [5] S. Kawahara, K. Umetani, et E. Hiraki, « AC resistance Prediction of Litz Wire Planer Spiral Coil Based on Litz wire Loss Model », in *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hamamatsu, Japan, nov. 2020, p. 1541-1546. doi: 10.23919/ICEMS50442.2020.9290802.
- [6] C. R. Sullivan, « Cost-constrained selection of strand diameter and number in a litz-wire transformer winding », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 2, p. 281-288, mars 2001, doi: 10.1109/63.911153.
- [7] R. Y. Zhang, J. K. White, et J. G. Kassakian, « Fast Simulation of Complicated 3-D Structures Above Lossy Magnetic Media », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, n° 10, p. 1-16, oct. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2014.2323933.
- [8] A. Roskopf, E. Bar, et C. Joffe, « Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 10, p. 5454-5461, oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293847.
- [9] C. R. Sullivan, « Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n° 2, p. 283-291, mars 1999, doi: 10.1109/63.750181.
- [10] C. R. Sullivan et R. Y. Zhang, « Simplified design method for litz wire », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 2667-2674. doi: 10.1109/APEC.2014.6803681.
- [11] « NEMA MW 1000 - Magnet Wire », *NEMA*. <https://www.nema.org/directory/Products/MW-1000> (consulté le sept. 01, 2021).
- [12] G. Cerri, V. M. Primiani, et S. A. Kovryalov, « Modelling of a Litz-wire planar winding geometry for an accurate reactance evaluation », *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 4, n° 4, p. 214-219, juill. 2010, doi: 10.1049/iet-smt.2009.0118.
- [13] E. E. Shin, « Pot-ability Assessment of Litz Wires for High Power Density Electric Motor », présenté à AIAA Propulsion and Energy 2019 Forum, Indianapolis, IN, août 2019. doi: 10.2514/6.2019-4508.
- [14] S. N. Company, « Sudo Null - Latest IT News », *SudoNull*. <https://sudonull.com/post/58871-Planar-transformer-technology-calculations-cost> (consulté le juin 23, 2021).
- [15] « Ronak Circuits - PCB manufacturer ». <https://ronakcircuits.com/pages/specialpcb.aspx> (consulté le juin 23, 2021).
- [16] C. R. Sullivan, « Layered foil as an alternative to litz wire: Multiple methods for equal current sharing among layers », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, Spain, juin 2014, p. 1-7. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877112.
- [17] J. S. Glaser et M. A. de Rooij, « A novel folded litz ribbon cable for magnetic components », in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, juin 2006, p. 1-8. doi: 10.1109/pesc.2006.1712225.
- [18] Y. Zhao, M. Nandra, C. Yu, et Y. Tai, « Reduction of AC resistance in MEMS intraocular foil coils using microfabricated planar Litz structure », *2012 7th IEEE International Conference on*



*Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, 2012, doi:  
10.1109/NEMS.2012.6196764.

- [19] J. D. Pollock, C. R. Sullivan, et W. Lundquist, « The design of barrel-wound foil windings with multiple layers interchanged to balance layer currents », in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2011, p. 168-173. doi: 10.1109/APEC.2011.5744592.
- [20] R. W. Erickson et D. Maksimovic, « A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters », in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, Fukuoka, Japan, 1998, vol. 2, p. 1472-1478. doi: 10.1109/PESC.1998.703254.
- [21] M. Chen, M. Araghchini, K. K. Afridi, J. H. Lang, C. R. Sullivan, et D. J. Perreault, « A systematic approach to modeling impedances and current distribution in planar magnetics », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, Spain, juin 2014, p. 1-17. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877143.
- [22] R. Prieto, J. A. Cobos, O. Garcia, P. Alou, et J. Uceda, « Model of integrated magnetics by means of “double 2D” finite element analysis techniques », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, juill. 1999, vol. 1, p. 598-603 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1999.789082.
- [23] « Ferrites and accessories - ER 11/5 - Planar cores in sets », p. 9.

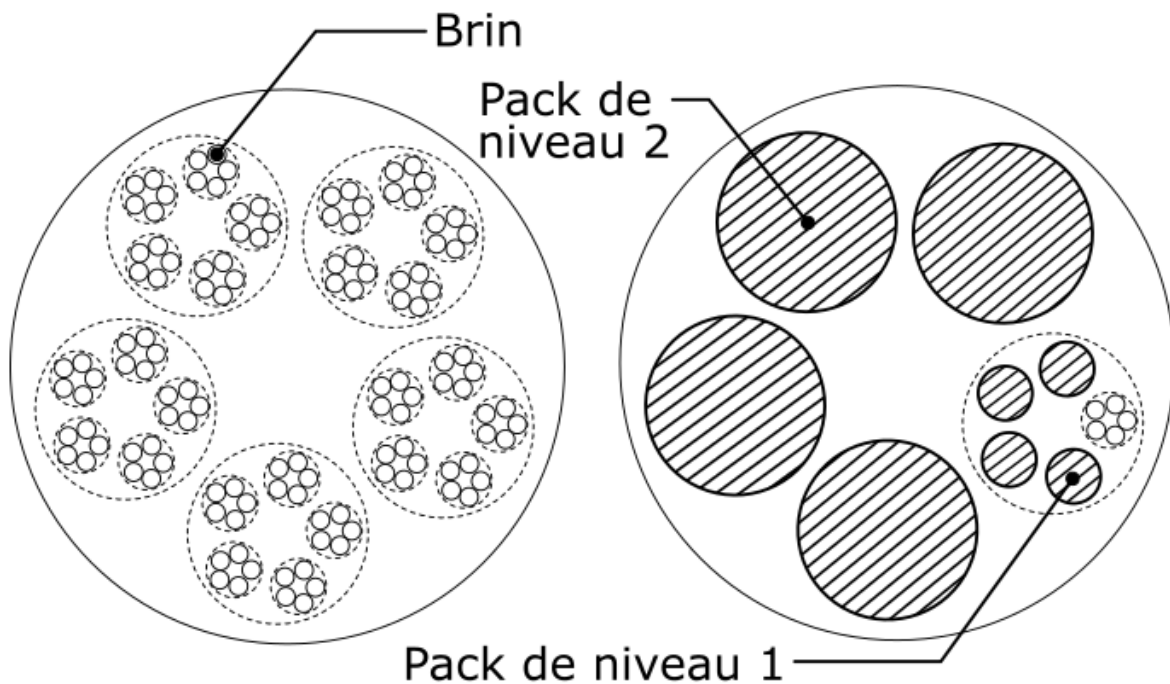


Fig. 53 Joli dessin non utilisé alors je le mets quand même.

## Conclusion générale

---

*“All good science is art and all good art is science”*

---

John Fowles

Après avoir discuté des problématiques énergétiques auxquelles notre société est et sera confrontée dans les années à venir, ce manuscrit propose de travailler sur le vecteur énergétique électrique dans le transport personnel terrestre. Dans ce cadre, les laboratoires SATIE et GeePs en collaboration avec un groupement industriel proposent d'améliorer la continuité de service et les formes d'ondes des onduleurs de traction du secteur automobile. L'ADEME dans le cadre du programme d'investissement d'avenir finance ce projet nommé IBIS.

Ce travail de thèse a ainsi eu en particulier pour objet d'investiguer de nouvelles architectures pour les convertisseurs DC-DC. Leur application est le transfert de l'énergie à partir des batteries de traction vers le réseau de bord basse tension d'un véhicule ainsi que vers la batterie dite « de servitude ». Ces convertisseurs nécessitent, pour des raisons de fonctionnalité et de sécurité, une isolation galvanique, gérée par des transformateurs. Parmi les critères à prendre en considération pour ces structures de conversion, le volume, le poids et les pertes sont primordiaux. Ainsi, les convertisseurs présentés dans ce manuscrit ont été étudiés et conçus en s'appuyant sur une démarche d'optimisation. Ce mémoire décrit la progression du processus de conception.

Dans le chapitre II, la description et la comparaison de l'architecture IBIS avec l'architecture d'une chaîne de traction classique, amène à définir les problématiques spécifiques du projet. La génération de tensions continues nécessaires au fonctionnement des équipements d'un véhicule y est investiguée. Issue de cette analyse, un cahier des charges est défini. Il guide la réalisation de briques élémentaires de conversion DC-DC isolées basse tension.

Le choix de l'architecture de régulation du transfert énergétique est étudié. Les sources d'entrée et de sortie des modules sont des batteries qui imposent leurs tensions indépendamment du point de fonctionnement. Afin d'augmenter le rendement global du convertisseur, ce dernier est alors divisé en deux éléments : le premier est dédié au transfert de puissance à haut rendement, et le second à la régulation du flux d'énergie via le réglage de la tension d'entrée du premier. Ces deux structures de conversion doivent être optimisées. Cette thèse se concentre tout particulièrement sur l'étage assurant la majeure partie du transfert de puissance afin de proposer les constructions les plus efficaces dans un plan volume/perte.

L'optimalité d'une approche à deux structures par rapport à une architecture traditionnelle à un seul étage n'est cependant pas vérifiée. L'interaction entre les convertisseurs n'est pas non plus étudiée.

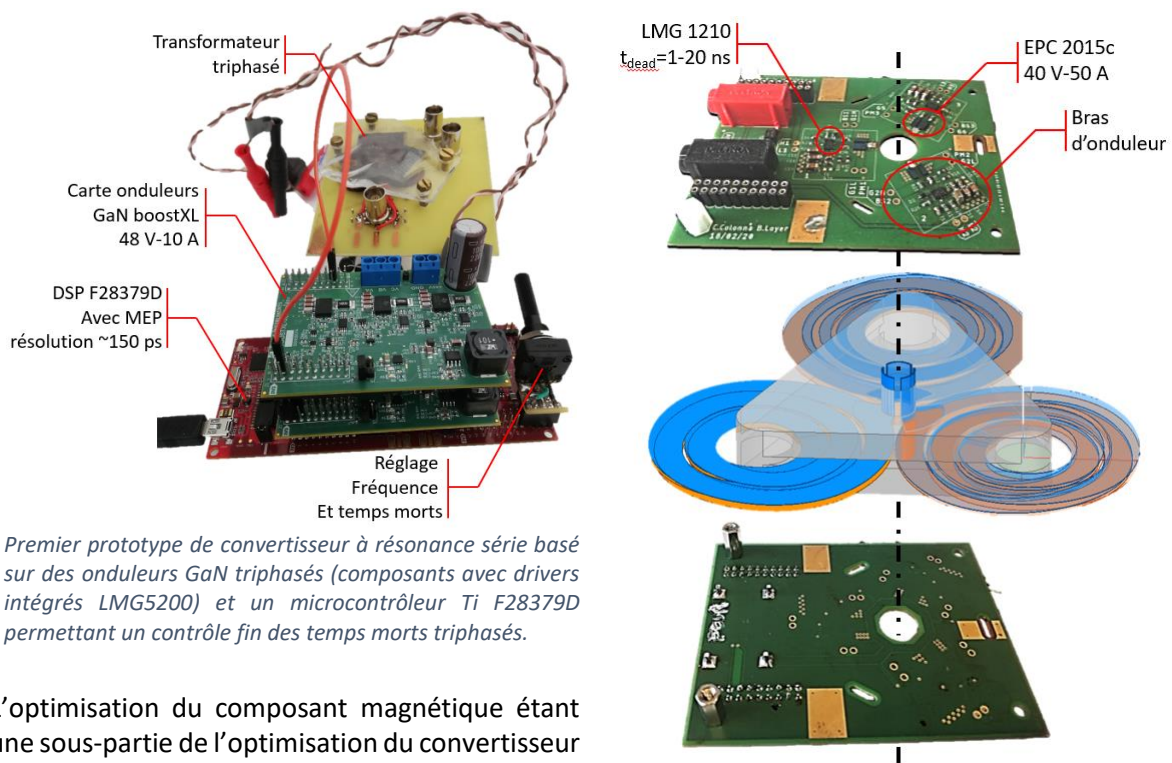
Un choix quant à la topologie d'un convertisseur isolé de puissance répondant au cahier des charges doit être arrêté. Le chapitre III présente tout d'abord les classiques convertisseurs DAB, LC et LLC et analyse plus particulièrement le comportement des LC et LLC fonctionnant sur des sources de tensions fixées en entrée et en sortie. L'accent est mis sur le mécanisme de commutation douce et l'impact du dimensionnement du transformateur. Le premier point écarte le convertisseur LC au profit du LLC. Afin de réaliser l'optimisation de telles structures lors d'une conception intégrant fortement

les composants magnétiques, une méthode de calcul de comportement électrique non linéaire est proposée. Une étude bibliographique approfondie dont les cahiers des charges ne s'approchent que partiellement du cas envisagé compare les convertisseurs DAB et LLC. Elle conclut que le LLC serait mieux adapté aux contraintes d'IBIS, en particulier en raison du fonctionnement à basse tension.

Les résultats de prédimensionnement fournis dans ce chapitre ne tiennent pas compte de « l'aide » apportée par le convertisseur régulateur. Cependant, les outils développés dans ce travail s'adapteront facilement à ce changement lors de la poursuite du développement du système.

Dans l'optique d'augmenter la puissance et la densité de puissance du convertisseur principal de la structure, une variante triphasée du LC série est présentée dans le chapitre IV. Les problématiques d'équilibrage associées sont résolues par une méthode passive. L'intégration de composants magnétiques tirant parti des propriétés de cette configuration triphasée est proposée. Un prototype est réalisé et caractérisé.

La carte développée dans l'optique de tester ce convertisseur n'a malheureusement pas eu le temps d'aboutir. Ce travail a été confronté à des difficultés technologiques liées à la nature des matériaux magnétiques ferrites et à la manipulation des puces de transistors de type GaN.



*Premier prototype de convertisseur à résonance série basé sur des onduleurs GaN triphasés (composants avec drivers intégrés LMG5200) et un microcontrôleur Ti F28379D permettant un contrôle fin des temps morts triphasés.*

*Idée du second prototype non abouti. Carte de développement fabriquée permettant de simplifier la gestion des temps morts avec un composant driver dédié.*

L'optimisation du composant magnétique étant une sous-partie de l'optimisation du convertisseur de puissance, une méthodologie de conception sous contraintes est proposée dans le chapitre V. Celle-ci prend en compte les effets liés à la montée en fréquence des courants. Sa précision se veut meilleure que les méthodes de simulation numérique 2D couramment employées dans les étapes d'optimisation sans que sa vitesse ne soit trop impactée. Ce chapitre illustre le nombre de paramètres nécessaires à la conception et l'optimisation d'un transformateur (choix de pot, de matériau, de fréquence, d'induction, ...). Une réalisation est également présentée. Elle se base sur une technique employant des technologies PCB.

La suite de ce travail devra mettre en œuvre l'ensemble des outils développés afin de construire un convertisseur global. Chacune de ces briques sera optimisée non pas pour être

localement la plus compacte, efficace et fiable mais pour que l'ensemble de l'association de ces convertisseurs élémentaires le devienne.

Le secteur automobile étant, de plus, fortement concurrentiel, l'aspect financier est également un enjeu majeur du projet IBIS. À ce titre, les convertisseurs isolés sont des éléments dont les concepteurs et les intégrateurs cherchent à limiter le nombre et la puissance. En effet, l'introduction de transformateurs en augmente fortement les coûts par rapport à leurs homologues non isolés. L'optimisation de ce type de convertisseur repose pour une part significative sur l'amélioration des performances des composants magnétiques. Au vu des contraintes décrites, une recherche se dirige vers l'augmentation des fréquences de découpage afin de réduire le volume (et donc le poids ainsi que le prix) des composants magnétiques. Pour cela, des travaux sont menés quant à l'augmentation des performances des transistors de « nouvelle génération » GaN et SiC ainsi que des matériaux magnétiques. En parallèle, deux principaux axes de recherche plus en rupture coexistent. Le premier vise majoritairement à réduire le volume des convertisseurs en intégrant les noyaux magnétiques dans le PCB. Les difficultés de cette approche sont la gestion thermique, les coûts et la fiabilité envers la casse du matériau magnétique lors des étapes de fabrication. Le second consiste à réaliser des transformateurs à air. Ce type de composant réduirait en effet le coût, le volume, le poids et permettrait de s'affranchir des non-linéarités des matériaux. La problématique est alors d'obtenir un fort couplage entre bobinages et d'avoir une fréquence d'utilisation ainsi qu'une inductance magnétisante suffisante pour limiter le courant et la puissance réactive.

L'amélioration des matériaux magnétiques est extrêmement lente et les composants magnétiques restent encore des verrous majeurs à l'augmentation de la puissance massique et du rendement de conversion des structures isolées. Les voies d'amélioration les plus significatives résident dans l'augmentation importante des fréquences de transfert d'énergie ce qui est désormais atteignable grâce aux progrès réalisés sur les composants à semi-conducteur de puissance. Il n'est donc plus totalement illusoire d'envisager des fréquences de fonctionnement de plusieurs dizaines de MHz pour des alimentations de petite puissance. Réaliser des composants magnétiques « à air » prendrait alors tout son sens qui plus est, en facilitant le processus d'intégration. Reste toutefois la problématique des pertes dans les conducteurs qui reste et restera un problème nécessitant, probablement des géométries très particulières pour ces composants.





**Titre :** Méthodologie de conception de convertisseur DC-DC isolé et régulé basse tension

**Mots clés :** Convertisseurs isolés, DC-DC, Optimisation, Composants magnétiques, Topologie de régulation, Éléments finis, commutation douces

**Résumé :** Les travaux proposés sont liés à une architecture de chaîne de traction innovante. Celle-ci permet d'associer un ensemble de cellules Li-ion à une machine électrique de traction au travers de convertisseurs statiques permettant une commande dont la granulométrie est plus fine que celle des architectures conventionnelles. Dans la solution proposée, la gestion de l'énergie prélevée à la batterie d'accumulateur est fractionnée et réalisée par un ensemble de convertisseurs (structure multicellulaire) de faible puissance et de faible tension. Ceux-ci gèrent les transferts d'énergie sur un groupe de cellule de la batterie plutôt que sur l'ensemble des éléments. Cette architecture non conventionnelle ne peut être viable que si l'ensemble des charges électriques embarquées peuvent être alimentées (réseau continu 12 V).

Ainsi, cette thèse vise à fournir un ensemble de convertisseurs optimaux pour réaliser cette fonction. L'étude des niveaux de tensions adressables mène au choix d'une structure parallèle comportant deux convertisseurs assurant respectivement le transfert de puissance et sa régulation. La topologie du convertisseur principal est ensuite étudiée afin de choisir le meilleur candidat au vu du cahier des charges. Finalement, un outil de dimensionnement de composant magnétique est développé afin de permettre l'optimisation de celui-ci. Cet outil permet d'employer des techniques de simulation par éléments finis en deux dimensions qui nécessitent des temps de calculs moins long qu'une analyse tridimensionnelle en limitant la perte de précision. Une variante triphasée de convertisseur permettant d'augmenter la puissance transférée est également proposée.

**Title :** Design methodology of isolated and regulated low voltage DC-DC converters

**Keywords :** Isolated converters, DC-DC, Optimization, Magnetic component, Topology of regulation, Finite elements, soft switching

**Abstract :** The proposed work is related to an innovative powertrain architecture dedicated to electric vehicles. It aims to associate a set of Li-ion cells and an electric machine through a group of DC-DC converters. This approach allows the use of smaller voltage steps compared to conventional topologies. It increases the reliability of the motor as well as the efficiency of the powertrain. The proposed solution is a multicellular structure comprising low power and low voltage converters. They manage the energy transfer on a group of cells of the battery rather than on all of its elements.

This unconventional architecture can only be viable if all the on-board electrical loads can be powered (12 V DC network).

Thus, this thesis aims to provide a set of optimal converters to supply the needed energy. The study of the input and output voltage levels leads to the choice of a parallel structure comprising two converters ensuring respectively the power transfer and its regulation. The topology of the main converter is then studied in order to choose the best candidate according to the specifications. Finally, a magnetic component design tool is developed to allow the optimization of its transformer. This software uses two 2D finite elements methods that requires less calculation time than a three dimensional technic while enhancing the precision compared to a traditional single 2D one.

A three-phase variant of the converter which increases the transferred power and the power density is also proposed.

Méthodologie de conception de convertisseur  
DC-DC isolé et régulé basse tension

*Design methodology of isolated and regulated  
low voltage DC-DC converters*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575, electrical, optical, bio: physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Unité de recherche : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie  
Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France.

Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190, Gif-sur-Yvette, France.

Référent : Centrale Supélec

**Thèse présentée et soutenue à Paris-Saclay,  
le 30/11/2021, par**

**Benjamin LOYER**

**Composition du Jury**

**François COSTA**

Professeur des universités, Université Paris Est Créteil

Examineur

**Yves LEMBEYE**

Professeur des universités, Université Grenoble Alpes

Président, Rapporteur,  
Examineur

**Charles JOUBERT**

Professeur des universités, Université Claude Bernard Lyon 1

Rapporteur, Examineur

**Xavier Margueron**

Maître de conférence, École centrale de Lille

Examineur

**Direction de la thèse**

**Éric Labouré**

Professeur des universités, Université Paris Saclay

Directeur de thèse

**Mickaël Petit**

Maître de conférence, CNAM Paris

Co-Encadrant



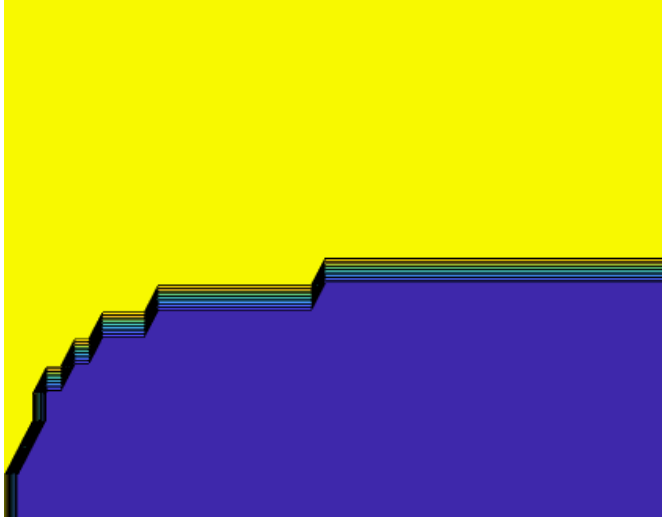


## Table des matières

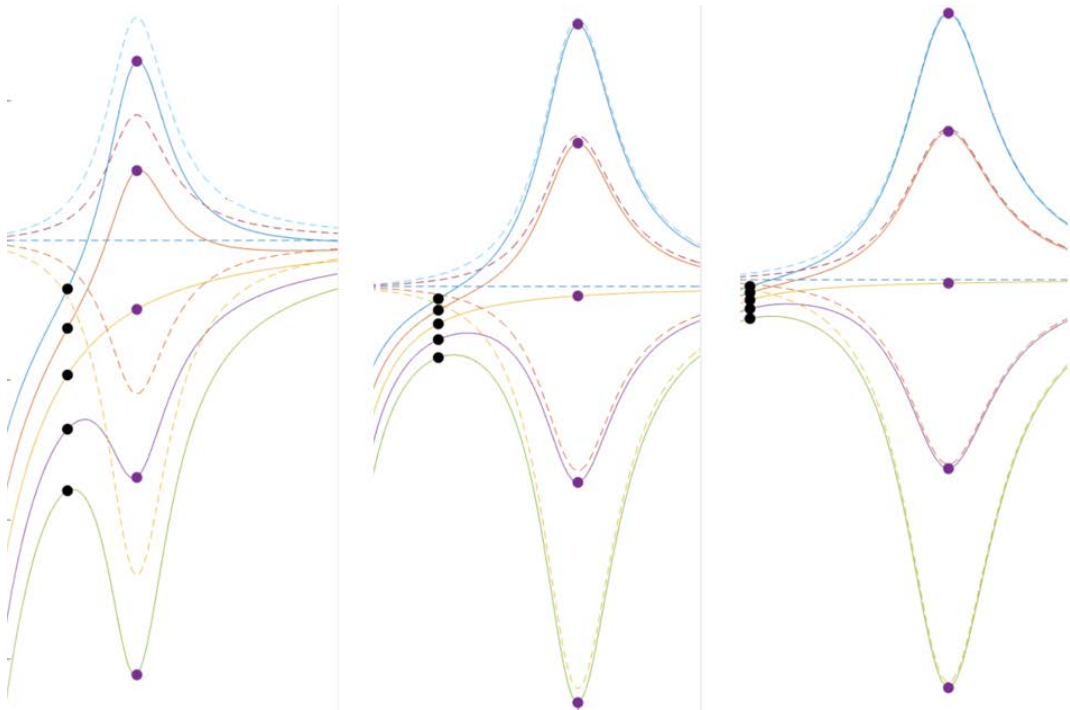
Chapitre I - Introduction générale	p.1
Chapitre II - Constitution et enjeux de conversion	p.15
Chapitre III - Choix d'une architecture et d'une structure adapté	p.51
Chapitre IV - Conception et commande de convertisseur à résonance série triphasé	p.105
Chapitre V - Design et modélisation de composant magnétique	p.131
Conclusion générale	p.171

Maison du doctorat de l'Université Paris-Saclay  
2<sup>ème</sup> étage aile ouest, Ecole normale supérieure Paris-Saclay  
4 avenue des Sciences,  
91190 Gif sur Yvette, France

Chapitre I - Introduction générale



Banquise



Multi billard



## Table des matières

CHAPITRE I - INTRODUCTION GENERALE	1
I-1 INTRODUCTION : ENJEU ET CONSOMMATION DE L'ENERGIE	4
<b>1.1 L'énergie, marqueur du développement d'une civilisation ?</b>	<b>4</b>
<b>1.2 Énergie et civilisation humaine</b>	<b>4</b>
1.2.1 Énergie et réchauffement climatique	4
1.2.2 Énergie et aspect économique	7
1.2.3 Évolutions attendues	7
I-2 MIX ENERGETIQUE	8
<b>2.1 Énergie primaire</b>	<b>8</b>
2.1.1 Historique	8
2.1.2 Causes du changement	9
<b>2.2 Électricité dans le monde</b>	<b>10</b>
I-3. L'ELECTRICITE DANS LE SECTEUR AUTOMOBILE	10
BIBLIOGRAPHIE	13

## I-1 Introduction : Enjeu et consommation de l'énergie

### 1.1 L'énergie, marqueur du développement d'une civilisation ?

Un indicateur de l'avancée des civilisations est leur capacité à consommer de l'énergie. Ainsi, Kardachev complété par Sagan [1] proposent un classement. L'échelle de ce dernier est logarithmique et la valeur 1 correspond à une société capable de capter l'intégralité de la puissance lumineuse disponible sur sa planète soit  $10^{16}$  W environ pour la Terre. La valeur 2 représente une civilisation capable de capter l'intégralité du flux énergétique émis par son étoile, ce qui correspond à un peu plus de  $10^{26}$  W pour notre soleil. Enfin, une civilisation capable de collecter et exploiter l'intégralité de la puissance présente dans sa galaxie est associée à la valeur 3, ce qui fait  $10^{37}$  W pour la voie lactée.

Selon cette échelle, la société humaine avec une consommation instantanée moyenne d'environ 20 TW [2] est à un stade de 0,7 soit 0,16 % de l'énergie au niveau de la Terre [3]. Les prémices d'une civilisation de niveau 1 sont visibles dans l'apparition d'internet, d'un langage quasi-mondial (anglais), d'une uniformisation de la culture et des systèmes économiques. Ce niveau est qualifié "d'adolescence technologique" et serait lié à un risque d'autodestruction [4]. Une sorte de course est engagée pour surpasser la raréfaction des ressources et maintenir une stabilité politique ainsi que technologique (développement de l'I.A<sup>1</sup>). Cette course au développement doit permettre de parer des catastrophes naturelles capables de détruire totalement l'humanité (impact de géocroiseur, supernovæ proche, aire glaciaire, pandémie, super-éruption, etc).

Cette vision du développement axé sur une consommation exponentielle d'énergie est cependant remise en question par plusieurs spécialistes. En particulier, le fait de ne pas avoir détecté de "supercivilisations" de niveau 3 peut impliquer que l'expansion de celles-ci est limitée par des facteurs inconnus. L'analyse de la consommation d'énergie par habitant sur terre forme d'ailleurs des courbes logistiques -forme de plateau suivi d'une exponentielle puis d'un autre plateau- qui ne croissent pas indéfiniment de manière exponentielle (Fig. 1). En particulier, certains spécialistes remarquent qu'à partir d'un certain stade, l'utilisation de l'énergie ne doit pas forcément suivre de lois exponentielle, une utilisation mesurée, "juste" devenant plus efficace.

### 1.2 Énergie et civilisation humaine

#### 1.2.1 Énergie et réchauffement climatique

Une des problématiques actuelles du développement de l'humanité sur terre est le lien entre l'augmentation de la consommation énergétique et le réchauffement climatique. Le paradigme actuel est que l'augmentation du PIB (qui est un choix -imprécis- de marqueur de l'avancée humaine [7]) est corrélée à l'augmentation de la consommation d'énergie primaire (énergie disponible avant

U.S. Energy History, 1790 to 2015: How Much Do We Use Per Person?

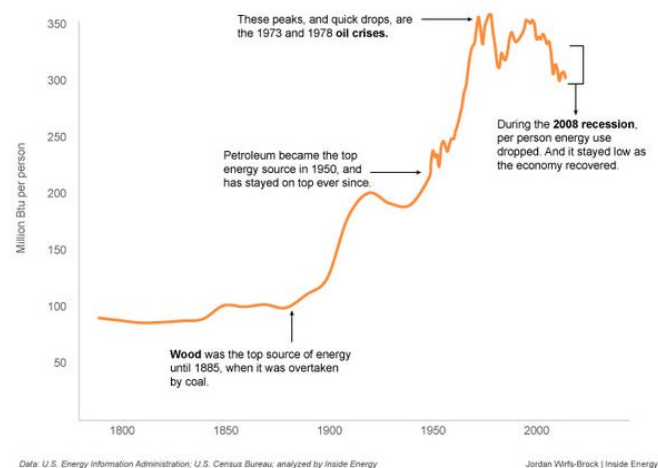


Fig. 1 Consommation d'énergie par personne aux États-Unis d'Amérique. Image tirée de [6]

<sup>1</sup> Qui pourrait être la meilleure ou la pire création de l'humanité voir le billet de blog [5] (il est vraiment bien)

transformation, contenue dans le pétrole, charbon, rayonnement solaire, etc, voir Fig. 2) elle-même liée à l'augmentation des émissions équivalentes de gaz à effet de serre d'origine anthropique (Fig. 3).

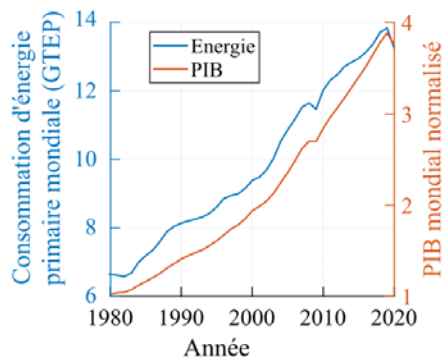


Fig. 2 Consommation mondiale d'énergie entre 1980 et 2010 et PIB mondial. Données issues de [8] et [9].

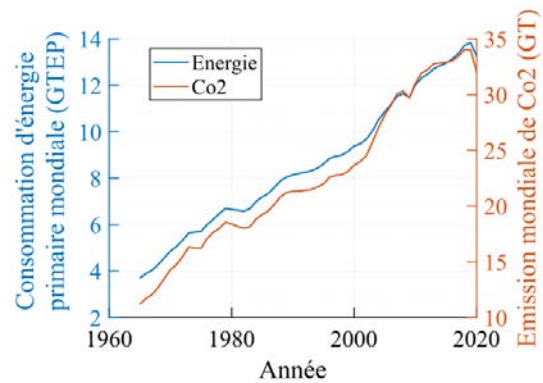


Fig. 3 Corrélation entre consommation d'énergie et émission de CO<sub>2</sub> à l'échelle de la planète. Données issues de [9]

Les rapports du **G**roupe d'expert **I**ntergouvernemental sur l'**É**volution du **C**limat (**GIEC**) stipulent que les effets du réchauffement climatique sur les cent prochaines années sont linéairement liés au cumul des émissions de **G**az à **E**ffet de **S**erre (**GES**) (Fig. 4). L'accumulation de certains gaz dans l'atmosphère forme en effet un écran semi-transparent pour les fréquences émises par le soleil vers la terre mais semi-réfléchissant au rayonnement infrarouge renvoyé par la terre vers l'espace [10]. Des concentrations de 421 ppm à 1313 ppm de CO<sub>2</sub> conduisent alors à une augmentation du forçage radiatif (bilan de puissance nette reçue au niveau du sommet de la troposphère). Il est évalué dans un intervalle de 2,6 W/m<sup>2</sup> à 8,5 W/m<sup>2</sup> [7] pour un flux solaire moyen d'environ 340 W/m<sup>2</sup>. Cet effet provoque une augmentation de la température sur terre de respectivement 1°C à 4°C entre 2005 et 2100. À son tour, la puissance rayonnée par la Terre s'accroît alors, ce qui stabilise la température.

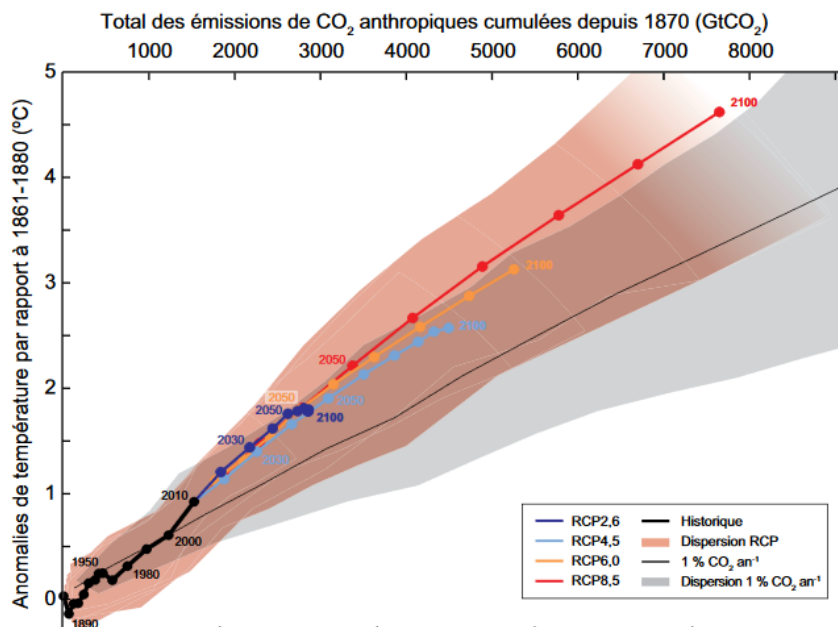


Fig. 4 Lien entre émissions cumulées de Co2 et réchauffement climatique. Trajectoires selon différents scénarios dont les émissions correspondantes sont indiquées Fig. 6 et les températures associées Fig. 7. Image tirée de [11]



Les chercheurs du *GIEC* proposent plusieurs scénarii permettant d'évaluer l'impact de différents profils d'émission de *GES*. Ils sont nommés d'après le niveau du forçage radiatif d'origine anthropique en 2100 (celui-ci est quasi nul avant 1850). L'évolution temporelle des valeurs de ces modèles est tracée Fig. 5.

Les augmentations de température associées sont représentées sur les graphiques de la Fig. 4 et Fig. 7. Pour les scénarios *RCP 4.5*, *RCP 7.0* et *RCP 8.5*, la stabilisation de la température n'est pas atteinte en 2100.

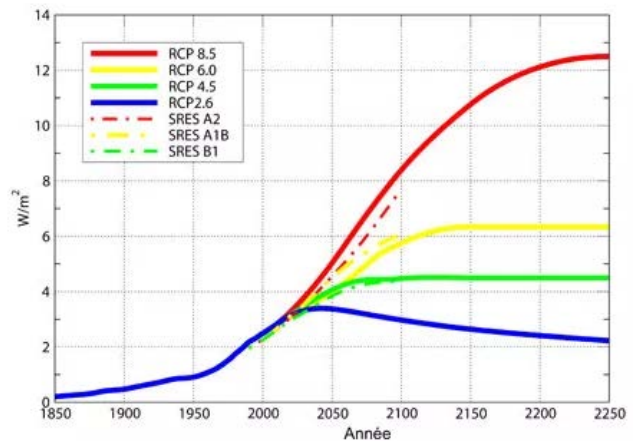


Fig. 5 Évolution du forçage radiatif au cours du temps selon les différents scénarios du GIEC. Image tirée de [12]

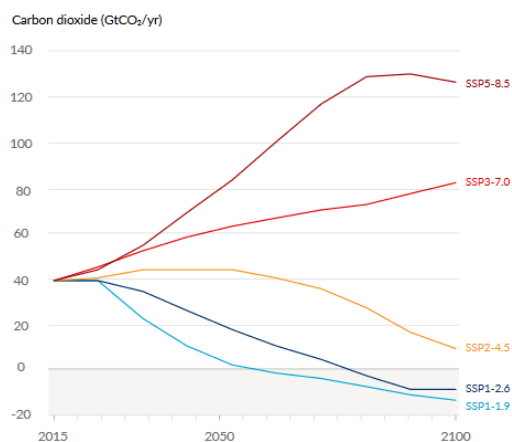


Fig. 6 Scénarios d'émission de  $CO_2$  des différents modèles du GIEC. Image tirée de [13]

Ces effets possèdent des constantes de temps de l'ordre de la centaine d'années et ne seront donc pas réversibles à l'échelle d'une vie humaine. Des scénarios d'émissions annuelles de  $CO_2$  associés aux différents modèles sont affichés sur la Fig. 6. Ces courbes devraient se lire comme des points correspondant aux différentes années. Le modèle le plus exigeant (SSP1-1.9) requiert d'extraire du  $CO_2$  de l'atmosphère dès 2055.

Les conséquences du réchauffement climatique prédites par le *GIEC* regroupent : extrêmes de chaleur dans la plupart des zones habitées, épisodes de fortes précipitations, sécheresses, élévation du niveau des mers, invasion d'eau salée dans les deltas

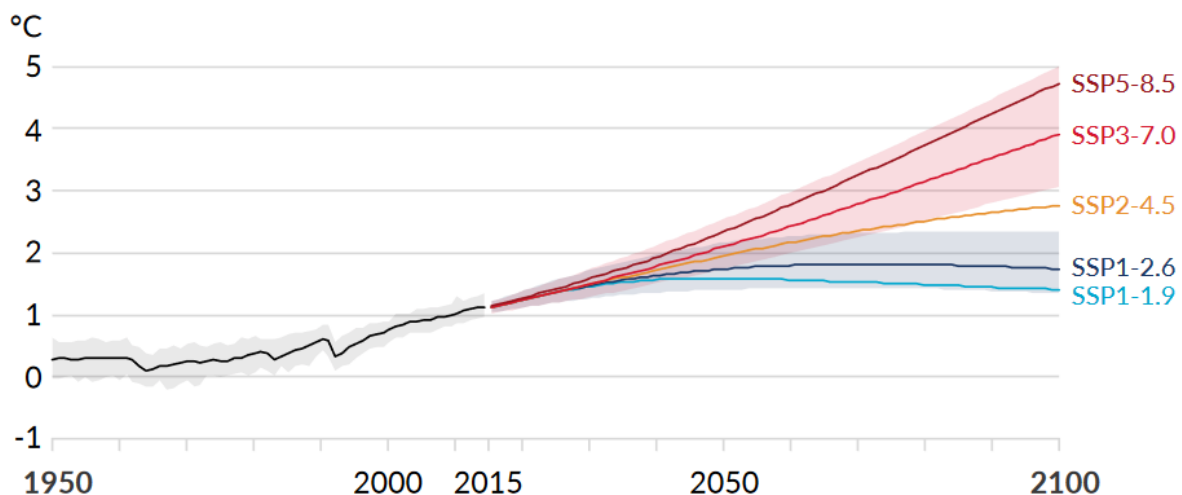


Fig. 7 Projection d'évolution de la température selon les modèles du GIEC. Image tirée de [13]

et les îles, acidification des océans et modification profonde des écosystèmes menaçant parfois la pêche, augmentation de la pauvreté, épidémies, diminution du rendement de certaines cultures [10]. Ainsi, afin de limiter ces phénomènes sur les sociétés humaines et à défaut de réussir à les prévenir, la vitesse des changements doit être limitée autant que possible afin de faciliter l'adaptation des êtres vivants. Pour cela, notre économie et notre production d'énergie doivent être orientées vers la résolution de ce problème.

### 1.2.2 Énergie et aspect économique

Les pays les plus riches sont globalement moins exposés aux fortes températures en raison de leurs latitudes septentrionales *c.f.* Fig. 8. En raison de leur forte consommation, leur impact par habitants sur les émissions de CO<sub>2</sub> est élevé. Une certaine disparité est présente selon les politiques énergétiques (Tab. 1). Les pays en cours de développement s'appuient souvent sur des productions d'électricité peu chères et très émettrices de GES telles que les centrales à charbon. Leurs émissions bien qu'en hausse restent tout de même globalement inférieures à celles des pays les plus développés (Tab. 1).

Pays	Émissions (tCO <sub>2</sub> /hab)	Pays	Émissions (tCO <sub>2</sub> /hab)
USA	14	Inde	2
France	4	Nigeria	0,5
G.B.	5	Brésil	2
Russie	11	Bengladesh	0,5
Allemagne	8	Iran	7
Chine	7	Maroc	1,5

Tab. 1 Émission de GES par personne en 2019. Source [2]

La Fig. 9 montre toutefois que l'intensité énergétique (quantité d'énergie nécessaire pour générer une unité de PIB) mondiale décroît. Cela signifie que les économies deviennent globalement plus efficaces au sens énergétique.

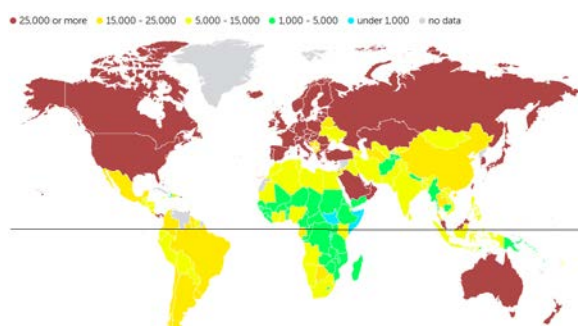


Fig. 8 PIB par habitant en 2021. Données issues du site [8]

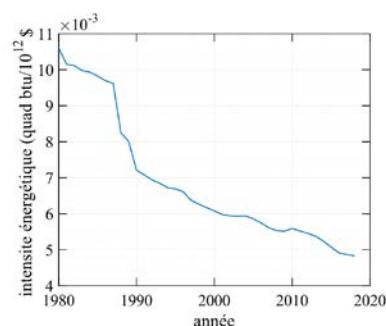


Fig. 9 Intensité énergétique pour le monde, données provenant de [14]

Finalement, ne s'agissant malheureusement pas d'un jeu coopératif, aucun des acteurs n'a d'intérêt « personnel » à s'handicaper dans la compétition mondiale pour l'économie. Par exemple, certains scientifiques annoncent d'ores et déjà qu'un tiers des réserves de pétrole financièrement viables ne doivent pas être brûlées afin de respecter les accords de Paris (réchauffement de 2°C en 2050) [15]. Pourtant, aucun pays ne peut se permettre de diminuer ses ressources par rapport aux autres à grande échelle. La situation est un équilibre de Nash. Le fait que les actions présentes n'auront de conséquences que dans quelques dizaines d'années met en exergue une limite de robustesse de notre économie : son temps d'adaptation et ses capacités d'anticipation. Cependant, ce futur n'est pas figé, et les comportements des différents acteurs sont autant de sources d'ajustement.

### 1.2.3 Évolutions attendues

La situation actuelle est en évolution et quelques leviers peuvent modifier l'ordre des choses :

-La conscience individuelle du problème peut pousser à une décroissance de la consommation ou du moins à une limitation des « comportements émetteurs » (voyages en avion, consommation de viande rouge, etc.). Néanmoins, l'impact de ces efforts individuels est relativement limité. En adoptant un comportement « modéré » à l'égard du réchauffement climatique, un particulier français ne ferait baisser ses émissions que de 20% d'après [16]. Cela ne représente qu'un quart des réductions nécessaires pour atteindre les accords de Paris (réchauffement de 2°C en 2050). Finalement, le plus gros impact écologique d'un particulier est de choisir de ne pas faire d'enfants [17].

Cette approche peut être reliée au néomalthusianisme qui est (de manière très simplifiée) une doctrine selon laquelle les naissances doivent être limitées car les ressources de la terre ne sont pas infinies. Cependant, la transition démographique de l'ensemble des pays du globe n'est pas terminée. La population mondiale devrait atteindre un pic de onze milliards de personnes aux environs de 2100 [18]. À l'inverse, une décroissance de la population est en cours dans certains pays (Japon, Portugal, Italie, etc.), mais son origine n'est pas reliée à un mouvement écologiste.

-La mise en place de lois visant à pénaliser la production de gaz à effet de serre (taxe carbone) et à faciliter l'acquisition d'équipement permettant de minimiser celles-ci (primes à l'achat de véhicule électrique, pour l'installation de panneaux photovoltaïques, crédit d'impôt sur l'isolation thermique, etc.), ainsi que la subvention de moyens de production visant à développer ou à réduire leurs coûts (fusion nucléaire, recherche sur les piles à combustible, les batteries, etc).

Enfin, l'économie va possiblement "s'autoréguler", les prévisions du prix du kilowattheure d'énergie fossile étant en hausse à moyen terme [19], conséquences de la raréfaction de la ressource, tandis que celui des énergies renouvelables diminue. Cette diminution est possible grâce aux augmentations d'échelles ainsi qu'aux progrès technologiques. À titre d'exemple, une centrale solaire de 2000 MW répartie sur 20 km<sup>2</sup> est en cours d'installation dans le désert aux Emirats Arabes Unis. Son coût de production est estimé à 1 ct\$/kW.h [20]. Pendant ce temps, les ingénieurs Chinois fabriquent une éolienne *offshore* « MySE 16.0-242 » de 250 m de diamètre et d'une puissance de 16 MW [21].

De plus, de manière non directement quantifiable (mais d'un coût significatif), les troubles liés aux énergies fossiles (asthme, cancer, pollution de manière générale) augmentent fortement les coûts<sup>2</sup>. Cependant, certaines de ces problématiques concernent également les énergies renouvelables. L'extraction minière nécessaire à la fabrication des générateurs en est un bon exemple.

Ces deux derniers points illustrent que le développement durable pourrait également être économiquement viable. L'évolution temporelle du mix énergétique primaire mondial est alors un bon indicateur de la réalité de cette affirmation.

## I-2 Mix énergétique

### 2.1 Énergie primaire

#### 2.1.1 Historique

La Fig. 10 représente la répartition des sources d'énergie primaire entre 1950 et 2019. Elle montre que la pénétration des énergies peu polluantes dans le mix énergétique mondial est relativement faible (environ 1 % du total pour le solaire, 2% pour l'éolien 6% pour l'hydroélectrique et 6% pour la biomasse).

L'humanité consomme environ 160 PW.h d'énergie primaire par an en 2017 (hors nourriture). Sur la Fig. 10, l'utilisation des différentes sources hors biomasse augmente quasi-proportionnellement au cours du temps depuis 1950. Autrement dit, le mix énergétique global ne change pas de façon notable. Il est dominé par l'emploi d'énergies fossiles (gaz, charbon, pétrole, nucléaire) qui représentent toujours plus de 80% de l'approvisionnement en 2019 (c.f. Fig. 11). La production nucléaire ne décolle pas vraiment en raison de l'investissement initial nécessaire. Celui-ci a augmenté au cours du temps en conséquence des diverses catastrophes des dernières décennies et de l'augmentation des mesures de sécurité qui en a découlé. L'utilisation des énergies renouvelables solaires et éoliennes reste jusqu'en 2019 peu perceptible. Cependant, elle est en constante augmentation, passant de 90 TW.h en 2000 à 5300 TW.h en 2019 ce qui représente une multiplication par soixante.

---

<sup>2</sup> Voir l'article de site internet [22]

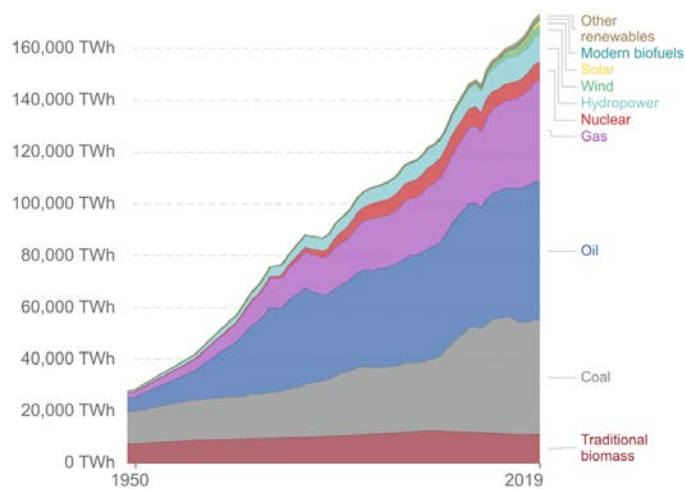


Fig. 10 Mix énergétique mondial. Quantité d'énergie primaire. Image tirée de [23]

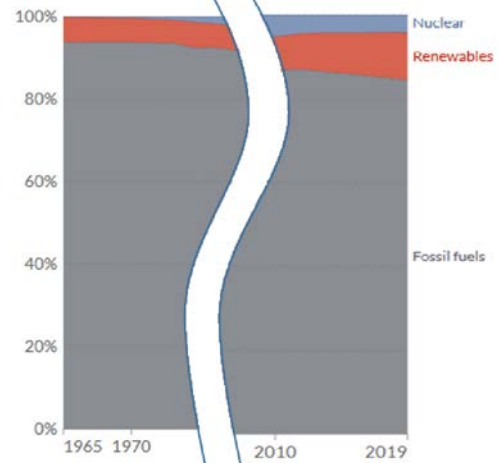


Fig. 11 Évolution de la part d'énergie fossile nucléaire et renouvelable entre 1965 et 2019. Image modifiée à partir de [23].

L'ensemble de cette énergie est consommée par quatre domaines principaux, soit en 2017 le transport (30%), l'usage domestique (21%), l'industrie (28%) et le reste (service, agriculture, pêche et autre (fabrication d'engrais et de biens) 21%) [2]. Ce partage est stable depuis 1990.

Ainsi, ni la répartition de la consommation ni celle de production n'ont été modifiées de manière significative en un demi-siècle. La principale source de changement de cette dernière provient du prix de l'énergie et de l'anticipation de celui-ci dans un avenir proche.

### 2.1.2 Causes du changement

Le coût des énergies fossiles dépend d'une multitude de facteurs et est source de conflits économiques, voir même armés. Ces derniers modifient leurs cours boursiers. Par exemple, la rivalité entre l'Organisation des Pays Exportateurs de Pétrole (OPEP) et la Russie fait fortement diminuer le cours du pétrole [24].

Cependant, les stocks de ces énergies sur Terre sont finis. Par exemple, les découvertes de pétrole sont faibles et trouver de nouveaux gisements importants est invraisemblable<sup>3</sup>. Malgré le basculement d'une partie des réserves de "probablement extractibles" à "extractibles", qui augmente artificiellement les disponibilités<sup>3</sup>, cette ressource est destinée à disparaître. Ainsi le prix finira par monter tôt ou tard sauf si la demande devient de moins en moins forte<sup>4</sup>. Cette remarque est également valable pour le gaz ou le charbon bien que les réserves soient plus élevées.

La rapide décroissance du prix des énergies renouvelables mène à leur adoption croissante [27]. D'un autre côté, les infrastructures déjà en place ainsi que les procédés maîtrisés actuellement augmentent l'inertie de la transition. D'autres phénomènes sont à prendre en compte comme l'investissement et la durée de construction d'une centrale, les possibilités de raccordement au réseau ou les incitations gouvernementales. Enfin, la disponibilité qui constitue le talon d'Achille des énergies renouvelables intermittentes que sont le solaires et l'éolien (dont les prévisions sont également compliquées) nécessite de les compléter d'autres sources de production rapides et fiables ou de leur adjoindre des moyens de stockage. Cela augmente leur coût de revient quand leur taux de pénétration dans les réseaux augmente.

<sup>3</sup> Voir le billet [25]

<sup>4</sup> Voir la vidéo [26] (C'est vraiment bien aussi !)

Une question prédominante actuellement est donc de savoir si le développement des énergies renouvelables permettra de remplacer les énergies fossiles plutôt que les compléter et si cela se fera assez rapidement pour limiter le réchauffement climatique. Par nature, ce développement entraîne un usage croissant de l'électricité comme vecteur énergétique.

Ses avantages par rapport à des produits "brûlables" est l'absence de bruit qu'il génère, sa contrôlabilité et la simplicité ainsi que l'efficacité à le convertir en effort mécanique (et inversement). Ses inconvénients sont la difficulté de son stockage (en particulier avec une densité énergétique importante par rapport aux produits organiques), de son transport et son absence de présence naturelle sur Terre en grande quantité.

## 2.2 Électricité dans le monde

En 2017, environ 38% (60 PW.h) de l'énergie primaire totale consommée par le monde sert à produire 23,5 PW.h sous forme d'électricité d'après l'*International Energy Agency (IEA)*. Ces déperditions se produisent lors de la transformation de l'énergie primaire en électricité (rendement d'environ 40% en moyenne dans les centrales à charbon, gaz et fioul, 33% dans le nucléaire qui utilise des températures plus basses pour des questions de sécurité). Par la suite, le transport sur le réseau génère encore des pertes (de l'ordre de 2% sur le réseau de transport français [28] et 6% sur le réseau de distribution [29]). Finalement, l'énergie électrique ne représente plus que 20% de l'énergie finale consommée (énergie délivrée aux clients). D'autres pertes résultent encore de l'utilisation par le consommateur (hors chauffage).

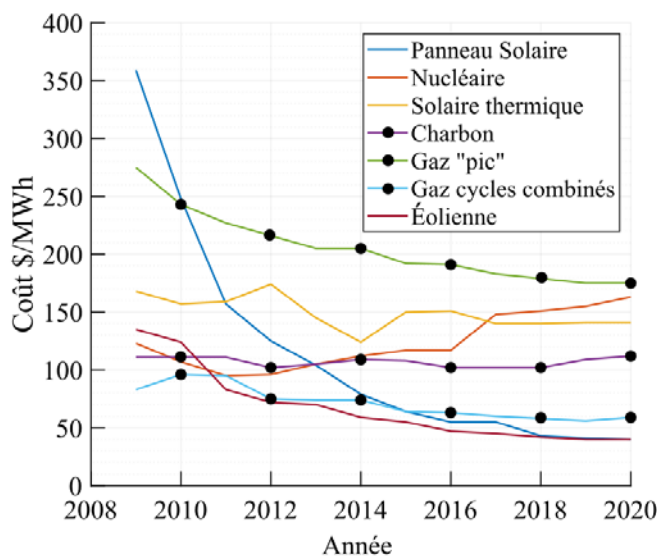


Fig. 12 Évolution du prix de l'électricité ('levelized cost of energy') selon la source. Données provenant de [30]

La Fig. 12 présente l'évolution des prix de l'électricité selon son origine. Cette étude prend en compte le coût sur la durée de vie d'une exploitation mais pas les besoins en stockage éventuellement associés. Elle montre que l'utilisation de sources fossiles pour la production d'électricité n'a plus d'intérêt économique. Cependant, pour la production de chaleur elles restent compétitives puisque le coût est alors diminué d'un facteur deux et demi en raison du rendement de conversion proche de un. D'autres phénomènes sont également à prendre en compte comme la densité énergétique de l'essence (nombre de Kilowattheure par litre) qui

justifie pour le moment sa suprématie dans le secteur du transport.

Parmi les 30% de la consommation d'énergie mondiale dédiés au transport, les véhicules particuliers représentent 45% des utilisations [31]. C'est pourquoi convertir ces machines afin qu'elles utilisent une source d'énergie faiblement émettrice de CO<sub>2</sub>, et de manière globale diminuer leur consommation d'énergie sur cycle de vie [32] est primordial dans la transition écologique. Cette conversion semble pour l'instant principalement tournée vers l'électrification.

### I-3. L'électricité dans le secteur automobile

Afin que les Véhicules Électriques (VE) soient acceptés du grand public, ils doivent être compétitifs envers leurs homologues thermiques. Les principaux points de comparaisons d'un point de vue utilisateur sont :

- Le coût
- La capacité à parcourir de grandes distances rapidement ;
- La fiabilité ;
- L'agrément de conduite.

Grâce à sa simplicité, le moteur électrique fournit un agrément de conduite supérieur au moteur thermique. Son couple volumique et massique est plus élevé [33]. Il est également quasi-constant sur une grande plage de vitesse puis décroît de manière monotone. Cela permet de fournir des accélérations souvent plus fortes que pour un modèle thermique de même puissance crête et de facilement anticiper le comportement du moteur. De plus, grâce à sa grande plage d'utilisation, il ne nécessite pas de boîte de vitesse. Son faible nombre de pièces en mouvement et la simplicité de sa commande permettent également une plus grande fiabilité du véhicule et un entretien moindre que pour un groupe motopropulseur thermique.

Enfin, l'énergie consommée par un V.E. est moins chère par unité de distance parcourue :  $3 \text{ €/100 km}$  (pour une consommation de  $20 \text{ kW.h/100 km}$  d'une e208 [34] et un prix de  $15 \text{ ct/kW.h}$  [35]) à comparer à son homologue thermique dont le coût s'approche de  $8,25 \text{ €/100 km}$  (pour une consommation de  $5,5 \text{ L/100 km}$  et un tarif standard de  $1,5 \text{ €/L}$ ). Son principal point négatif réside dans son coût à l'achat. En particulier lié au prix de ses batteries ( $10000 \text{ €}$  pour une batterie de  $50 \text{ kW.h}$  dont le coût s'élèverait à  $200 \text{ €/kW.h}$ ). Celles-ci servant de réservoir d'énergie (sous forme chimique), c'est l'autonomie du véhicule qui est limitée. Cela représenterait un inconvénient moindre si la vitesse de rechargement était comparable à celle de son homologue thermique ( $20 \text{ MW}$  lors d'un plein dont le débit à la pompe à essence est de  $400 \text{ g/s}$ ). Ainsi, des batteries de moyenne autonomie ( $150 \text{ km}$ ) rechargeables en 3 minutes nécessiteraient une puissance de  $600 \text{ kW}$ . Cela n'est actuellement ni compatible avec le réseau de distribution électrique européen -qui n'a pas été développé dans le but de fournir une demande correspondante au parc automobile- ni avec d'éventuelles technologies de production décarbonées qui seraient placées au plus près des stations de recharge. En effet, la puissance nécessaire au ravitaillement de quelques véhicules correspond à plusieurs dizaines de milliers de mètres carrés de panneaux solaires (puissance moyenne sur un an de  $30 \text{ W/m}^2$ ), ou six éoliennes de  $100 \text{ m}$  de haut (puissance moyenne de  $400 \text{ kW}$ ). Ces arguments engendrent le dernier inconvénient : il n'est pas possible de parcourir de grande distance rapidement avec ces véhicules. Même pour des V.E. premium dont le coût n'est pas limitant et donc la capacité de batterie embarquée non plus, les constructeurs doivent opter pour un compromis en raison de la masse que celles-ci représentent et qui augmente la consommation d'énergie en plus de diminuer l'agrément de conduite.

Les deux inconvénients que sont le coût des véhicules et leur autonomie doivent cependant être résolus dans les années à venir. En effet, le développement du marché automobile accélère la recherche dans le domaine de l'électrochimie et permet des économies d'échelle. Ceci est illustré par les Fig. 13 et Fig. 14 qui présentent l'évolution temporelle du prix des batteries de type lithium-ion et leur capacité massique/volumique respectivement. Le prix est ainsi en train de passer sous le seuil des  $100 \text{ \$/kW.h}$  ce qui est la limite de compétitivité avec les voitures traditionnelles. Dans le même temps, la capacité massique a été multipliée par presque deux en vingt ans, permettant d'augmenter l'autonomie des V.E. sans grever leur poids.

En parallèle de ces développements, le reste de la chaîne de conversion doit lui aussi être optimisé afin d'améliorer à la fois le coût, la fiabilité et l'autonomie du système. Concernant ce dernier point, une amélioration du rendement global de conversion de 3% correspond seulement à une autonomie augmentée de  $7,5 \text{ km}$  pour l'exemple d'une e208 employé auparavant. L'apport principal de ces développements concerne alors la fiabilité. En effet, deux points faibles importants des V.E. actuels sont la topologie de leur batterie qui n'est pas robuste aux défauts ainsi que la machine électrique elle-même dont la fiabilité décroît lorsque la qualité d'onde électrique diminue.

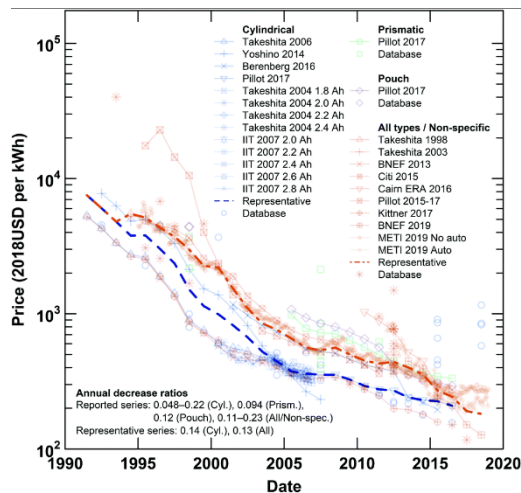


Fig. 13 Évolution du prix des batteries lithium-ion au cours du temps. Image tirée de [36]

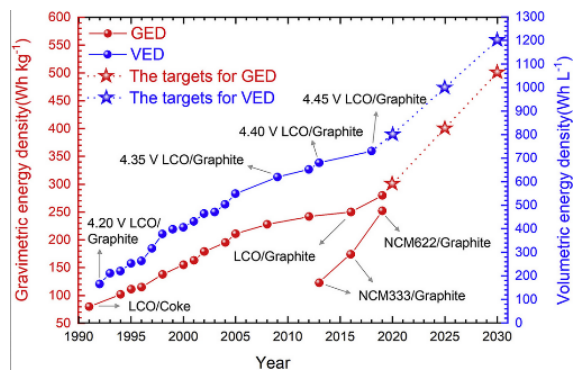


Fig. 14 Évolution des densités massique et volumique des batteries Li-Ion les plus performantes et projection. Image tirée de [37]

Ainsi, l'exploration de nouveaux concepts d'alimentation des moteurs de traction est primordiale. C'est dans ce cadre que cette thèse ambitionne d'apporter une contribution en étudiant un système de batterie/convertisseur nommé *IBIS* [38] et plus particulièrement, la conception d'un convertisseur permettant de réaliser des liaisons continu/continu de manière isolée.

La suite de ce manuscrit s'articulera autour de quatre chapitres. Le deuxième détaillera le concept *IBIS*. Son principe de fonctionnement améliorant la qualité d'onde fournie au moteur y est décrit. De plus, ce chapitre mettra en avant la pertinence de cette structure face à la fiabilisation de l'utilisation de la batterie et de l'onduleur de traction. Dans un second temps, ce chapitre définira les besoins en conversion DC/DC isolé du système *IBIS* et passera en revue les convertisseurs disponibles sur le marché en termes de rendement et de densité de puissance. Enfin, les technologies actuelles de composants actifs et passifs seront mises en avant.

Le troisième chapitre de ce manuscrit traitera des structures de conversion DC/DC isolées. Il comparera trois structures de conversion afin de choisir la topologie la plus adaptées au cahier des charges d'*IBIS*. Il mettra en avant différents modes de commutations dure, douce ou mixte.

La minimisation des masses est un point important du domaine automobile. Ainsi, l'augmentation des densités de puissances des convertisseurs est un enjeu majeur. Le chapitre quatre propose alors de répartir la puissance du convertisseur sur plusieurs phases et mettra en avant la difficulté d'équilibrage de ces structures.

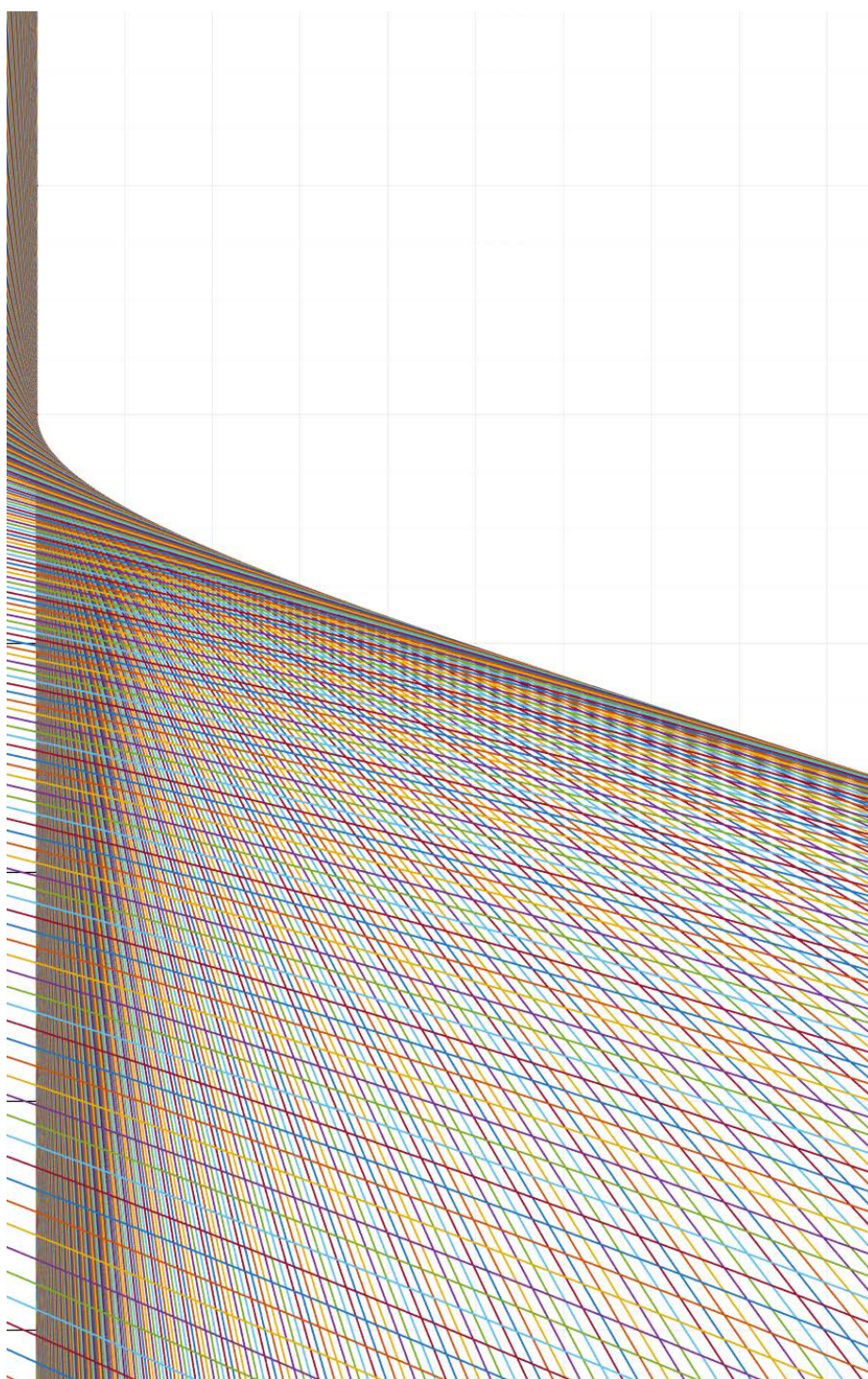
Enfin, le cœur de l'isolation galvanique sera traité dans le chapitre cinq où l'optimisation d'un composant magnétique est réalisée. Celle-ci nécessite l'évaluation des pertes fer et cuivres sur des plages de fréquences étendues. Une méthode innovante de simulation numérique permet d'étendre l'espace de recherche des optima sans augmenter drastiquement les temps de calculs et les ressources matérielles.





- [19] « Annual Energy Outlook 2021 ». <https://www.eia.gov/outlooks/aeo/> (consulté le août 30, 2021).
- [20] D. Welle (www.dw.com), « Big Solar: Where do large solar power plants pay off? | DW | 26.07.2021 », *DW.COM*. <https://www.dw.com/en/desert-large-solar-plants-also-pay-off-in-countries-with-less-sun/a-58284114> (consulté le août 26, 2021).
- [21] V. B. Ramirez, « The World's Biggest Wind Turbine Is Being Built in China », *Singularity Hub*, août 25, 2021. <https://singularityhub.com/2021/08/25/a-chinese-company-is-building-the-worlds-biggest-offshore-wind-turbine/> (consulté le août 26, 2021).
- [22] « The Hidden Costs of Fossil Fuels | Union of Concerned Scientists ». <https://www.ucsusa.org/resources/hidden-costs-fossil-fuels> (consulté le août 30, 2021).
- [23] H. Ritchie et M. Roser, « Energy », *Our World in Data*, nov. 2020, Consulté le: août 26, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://ourworldindata.org/energy-mix>
- [24] « 2020 Russia–Saudi Arabia oil price war », *Wikipedia*. août 15, 2021. Consulté le: août 30, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=2020\\_Russia%E2%80%93Saudi\\_Arabia\\_oil\\_price\\_war&oldid=1038853867](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=2020_Russia%E2%80%93Saudi_Arabia_oil_price_war&oldid=1038853867)
- [25] « Qu'est-ce qu'une réserve de pétrole ? – Jean-Marc Jancovici ». <https://jancovici.com/transition-energetique/petrole/quest-ce-quune-reserve-de-petrole/> (consulté le août 30, 2021).
- [26] Heu?reka, *Prix du pétrole : comment les marchés suppriment les tendances - Heu?reka #29-1*, (2018). Consulté le: août 30, 2021. [En ligne Video]. Disponible sur: <https://www.youtube.com/watch?v=wvt0S9b4IoY>
- [27] « Why did renewables become so cheap so fast? », *Our World in Data*. <https://ourworldindata.org/cheap-renewables-growth> (consulté le août 30, 2021).
- [28] « Réseau de transport – Taux de pertes2 : RTE Bilan électrique 2019 ». <https://bilan-electrique-2019.rte-france.com/reseau-de-transport-taux-de-pertes/#> (consulté le sept. 01, 2021).
- [29] « presentation\_pertes\_ERDF\_PONS.pdf ». Consulté le: sept. 01, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [http://gtpe.cre.fr/media/documents/presentation\\_pertes\\_ERDF\\_PONS.pdf](http://gtpe.cre.fr/media/documents/presentation_pertes_ERDF_PONS.pdf)
- [30] D. Ray, « Lazard's Levelized Cost of Energy Analysis—Version 13.0 », p. 21, 2020.
- [31] K. Holmberg, P. Andersson, et A. Erdemir, « Global energy consumption due to friction in passenger cars », *Tribology International*, vol. 47, p. 221-234, mars 2012, doi: 10.1016/j.triboint.2011.11.022.
- [32] D. Hall et N. Lutsey, « Effects of battery manufacturing on electric vehicle life-cycle greenhouse gas emissions », p. 12.
- [33] H. Trintignac, « Le moteur thermique comparé au moteur électrique Enjeux et contraintes », p. 14.
- [34] « L'électrique au quotidien : l'autonomie de la Peugeot e-208 à l'épreuve d'une journée chargée », *Autonews Green*, janv. 28, 2021. <https://www.autonews.fr/green/essai/l-electrique-au-quotidien-l-autonomie-de-la-peugeot-e-208-a-l-epreuve-d-une-journee-chargee-94401> (consulté le sept. 01, 2021).
- [35] « Quels sont les tarifs Bleu d'EDF pour l'électricité en 2021 ? », *Fournisseurs-electricite by Selectra*, août 06, 2019. <https://www.fournisseurs-electricite.com/edf/tarifs> (consulté le sept. 01, 2021).
- [36] M. S. Ziegler et J. E. Trancik, « Re-examining rates of lithium-ion battery technology improvement and cost decline », *Energy Environ. Sci.*, vol. 14, n° 4, p. 1635-1651, avr. 2021, doi: 10.1039/D0EE02681F.
- [37] W. Cao, J. Zhang, et H. Li, « Batteries with high theoretical energy densities », *Energy Storage Materials*, vol. 26, p. 46-55, avr. 2020, doi: 10.1016/j.ensm.2019.12.024.
- [38] « IBIS (Intelligent Battery Integrated System) », *La librairie ADEME*. <https://librairie.ademe.fr/mobilite-et-transport/683-ibis-intelligent-battery-integrated-system.html> (consulté le sept. 16, 2021).

## Chapitre II - Constitution et enjeux de conversion



*Métier à tisser*



## Table des matières

CHAPITRE II - CONSTITUTION ET ENJEUX DE CONVERSION	15
II-1 DESCRIPTION DE L'ARCHITECTURE IBIS, COMPARAISON AVEC UNE ARCHITECTURE CLASSIQUE (UNE REMARQUE SUR P A PRENDRE EN COMPTE)	18
II-2 DEFINITION D'UN CAHIER DES CHARGES	21
2.1 Cas général	21
2.2 Application à IBIS, cadre de la thèse	23
II-3 PERFORMANCES ACTUELLES DES ELEMENTS DE CONVERSION	24
3.1 Topologies et constitution des ponts	25
3.1.1 Technologie des transistors	25
3.1.2 Pont de sortie	28
3.1.3 Configuration du pont	29
3.2 Éléments passifs	30
3.2.1 Condensateur	30
3.2.2 Inductance	32
3.2.3 Transformateur	34
3.2.3.1 Fonctions du transformateur	34
3.2.3.1.1 Isolation	34
3.2.3.1.2 Constitution	35
3.2.3.1.3 Adaptation du niveau de tension	35
3.2.3.2 Dimensionnement des transformateurs	35
II-4 ARCHITECTURES DE CONVERSION ISOLEE ET REGULEE	38
4.1 Isolation et régulation concomitantes	38
4.2 Isolation et régulation par hybridation série	38
4.3 Isolation et régulation par hybridation parallèle	39
II-5 FACTEUR DE CONVERSION	43
5.1 Définition	43
5.2 Facteur de conversion : problématique associé	45
5.3 Facteur de conversion : structure de régulation	46
ANNEXE I : DONNEES SUR LES CONVERTISSEURS	47
BIBLIOGRAPHIE	48

## II-1 Description de l'architecture IBIS, comparaison avec une architecture classique

Un véhicule est une machine transformant une forme d'énergie primaire en énergie mécanique de translation. Dans le cas du véhicule électrique, un vecteur énergétique intermédiaire est utilisé : l'électricité. Actuellement, ce vecteur est produit à travers des réactions d'oxydo-réduction (pile à combustible ou accumulateur) ou stocké directement sous forme de champ électrique (supercondensateur). Des exemples commerciaux sont présentés Fig. 1



Fig. 1. De gauche à droite : pile à combustible, batterie d'accumulateurs et batterie de supercondensateurs

Dans le cas le plus courant des accumulateurs, les réactions ont lieu au sein de batteries élémentaires appelées cellules et pouvant revêtir plusieurs géométries. Les plus communes sont nommées cylindriques, *pouch* ou prismatiques (Fig. 2). En raison des potentiels standards des matériaux constituant les électrodes et des électrolytes, chacune de ces cellules ne peut fournir que quelques volts. Une batterie est alors composée d'un ensemble de cellules associées en parallèle dans certains cas – afin d'augmenter la puissance et l'énergie totales disponibles –, qui sont ensuite mises en série pour travailler avec des tensions plus élevées. La dénomination usuelle est  $xSyP$  où  $x$  désigne le nombre de cellules en Série et  $y$  en Parallèles. Cet ensemble constitue alors un « pack batterie ». L'implémentation actuelle la plus courante consiste à n'utiliser qu'un seul pack à partir duquel des convertisseurs non isolés vont alimenter à la fois la (ou les) machine(s) de traction et les périphériques du véhicule. Ceci est illustré Fig. 2.



Fig. 2. De gauche à droite : cellule prismatique, pouch et cylindrique, batterie complète

La batterie « traditionnelle » 12 V dite « de servitude » est toujours présente. Elle permet de déconnecter entièrement la batterie de puissance du circuit électrique lorsque le véhicule est arrêté. Elle contraint l'ensemble des éléments accessoires à fonctionner en 12 V, et compte tenu de leurs puissances qui sont constamment en hausse (quelques kilowatts en dehors du système de chauffage/climatisation qui fonctionne à plus haute tension), elle est actuellement responsable de pertes et son fonctionnement est discuté (passage en 48 V notamment).

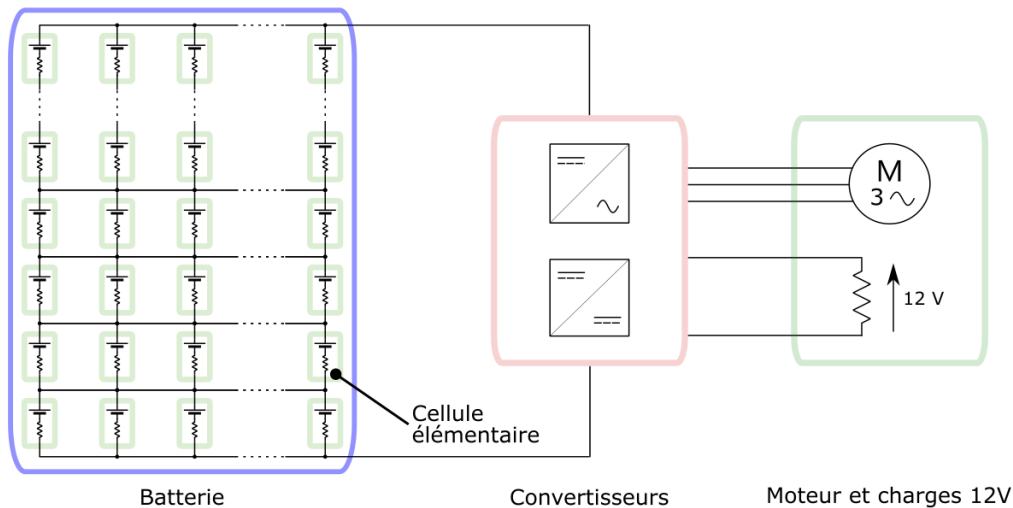


Fig. 3. Architecture simplifiée du réseau de puissance traditionnelle d'un véhicule électrique

Bien que simple, cette architecture, présentée Fig. 3, présente des inconvénients que la filière automobile aimerait palier :

- la panne d'une cellule entraîne la mise hors service de tout le pack batterie ;
- le vieillissement d'une cellule empêche le rechargement de tout le pack car elles sont connectées en série ;
- la panne d'un onduleur entraîne la mise hors service de tout le véhicule ;
- la machine de traction voit la pleine tension batterie, découpée à quelques kilohertz ce qui entraîne un vieillissement prématuré des isolants des conducteurs [1];
- le courant traverse l'ensemble des cellules – même à basse tension d'alimentation de la machine – ce qui crée des pertes en raison des résistances séries de chacune des cellules élémentaires et de leur connectique.

Afin de répondre à l'ensemble de ces problèmes tout en respectant les contraintes usuelles de compacité, rendement et fiabilité, un consortium composé de laboratoires de recherches universitaires (LEPMI, GEEPS, SATIE, Institut Lafayette, GeorgiaTech) et d'industriels (Stellantis, SAFT, e2-cad, Sherpa) propose d'étudier une architecture innovante basée sur une alimentation multiniveaux. Cette structure diffère de la vision traditionnelle qui envisage une batterie comme un bloc monolithique à partir duquel entamer la conversion. En effet, l'échelle de la cellule/d'un groupement de cellules (appelé *cluster*) est considérée afin de pouvoir utiliser le nombre adéquat de sources élémentaires de tensions disponibles (Fig. 4). Ainsi, chaque *cluster* peut être connecté en série avec les autres, en anti-série ou by-passé. Ce concept, version simplifiée de l'article proposé par [2], également développé dans [3],[4] présente plusieurs avantages :

- premièrement, seul le nombre de *clusters* nécessaires pour fournir l'alimentation au moteur est utilisé. Cela permet de diminuer la résistance série totale vue par le courant de puissance ;
- deuxièmement, la machine de traction est soumise à des niveaux et des échelons de tension plus faibles, ce qui limite le vieillissement des isolants et les décharges partielles ;
- troisièmement, le découpage peut disparaître et la commande peut se faire à la fréquence du moteur, ce qui nécessite moins de filtrage CEM, lui-même source de pertes ;
- quatrièmement, la fiabilité est accrue grâce à la possibilité d'isoler un cluster qui serait défaillant sans nécessiter la mise à l'arrêt du pack batterie complet ;
- cinquièmement, les interrupteurs travaillent à tension réduite (tension d'une ou d'un groupe de cellules). Dans 3.1.1, il est montré que les performances des interrupteurs sont alors meilleures ;

- enfin, la gestion de l'énergie par *cluster* permet de réaliser une partie de la fonction de *BMS* (*Batterie Management System*) et de dissocier les cellules en mauvais état de santé (*State Of Health, SOH*).

Cette structure présente néanmoins quelques inconvénients. Le premier étant le nombre de transistors nécessaire à la conversion qui augmente fortement à cause de l'implémentation d'un pont local à chaque *cluster*. En plus de représenter un coût non négligeable, ces interrupteurs ne sont soumis qu'à la tension d'une/d'un groupe de cellule(s) (quelques volts) mais voient l'ensemble du courant d'une phase moteur, comme le suggère la Fig. 4; leurs résistances séries sont donc cumulées. Ainsi, cette donnée est critique : la somme des résistances à l'état passant des transistors doit nécessairement être plus faible que celle des cellules d'une batterie traditionnelle. Le second est le fait de devoir réaliser deux conversions *DC/DC* isolées afin de pouvoir alimenter les charges *12 V* du réseau de bord (phares, vitres électrique, tableau de bord, ...) pour une puissance de l'ordre de *4 kW*, ainsi que le réseau *450 V* qui permet d'alimenter le bloc de climatisation consommant environ *10 kW*. Ces convertisseurs doivent être réversibles afin de pouvoir alimenter les commandes des transistors des ponts en H qui pilotent le moteur. En particulier, dans le cas où le *cluster* est défaillant, il faut être capable de l'isoler, c'est-à-dire s'assurer que la ou les cellule(s) ne sont plus en série(s) avec les autres et court-circuiter le pont. L'équilibrage statique du *SOC* d'un *cluster* de cellules peut être réalisé par la structure de conversion. Un *BMS* local est ajouté sur chaque *cluster* pour l'équilibrage de chaque cellule.

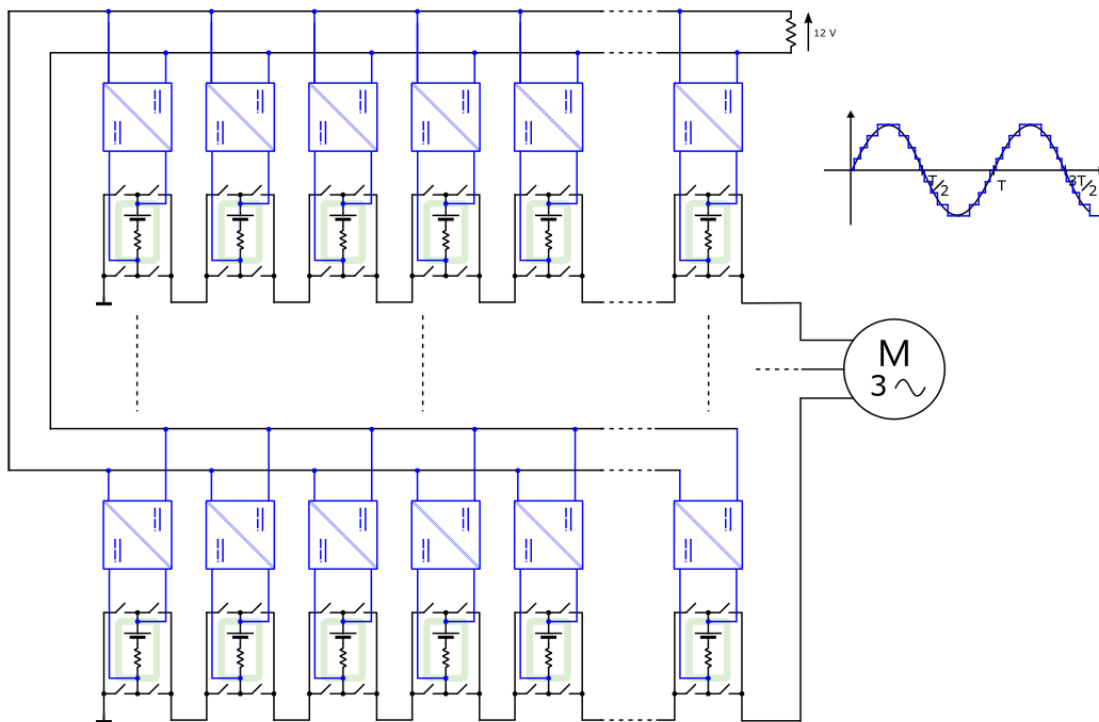


Fig. 4. Schéma de l'architecture étudiée IBIS (le système d'alimentation du bloc climatiseur n'est pas représenté)

L'optimisation globale d'un tel ensemble est extrêmement complexe et ne permet pas de séparation des problèmes puisque ceux-ci sont couplés. Dans cette thèse, seule une optimisation locale de la fonction de conversion *DC-DC 12V-12V 50 W* isolée sera menée.

Une question à laquelle cette thèse tente d'apporter une réponse est : dans la gamme des convertisseurs *DC-DC* isolés, pour des tensions de l'ordre de la dizaine de volts et des puissances de l'ordre de la centaine de watt, le fractionnement des convertisseurs permet-il d'améliorer les performances tout en diminuant le volume ?

En effet, les convertisseurs ont fortement bénéficiés de l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux magnétiques qui leur ont permis de monter en fréquence. Cette dernière a contribué à améliorer un point faible des convertisseurs isolés : le volume du transformateur. La recherche incrémentale se heurte à présent aux phénomènes électromagnétiques de courants induits qui deviennent très présents à partir de quelques centaines de kilohertz. Or, le fractionnement des convertisseurs, en employant des techniques d'entrelacement, de parallélisation des transformateurs, de leurs conducteurs ou des versions polyphasées, permet de répondre efficacement à ce problème en distribuant le courant dans plusieurs éléments.

Ce type de structure est également envisagé pour d'autres utilisations, notamment dans les applications réseau basées sur des topologies de type **Modular Multilevel Converter (MMC)** [5]. L'architecture de ces convertisseurs est présentée Fig. 5, dans la partie encadrée en rouge. Elle présente intrinsèquement plusieurs condensateurs toujours chargés. Ceux-ci peuvent alors être utilisés comme une multitude de sources pouvant faire l'objet d'une même stratégie que pour *IBIS* dans le but de générer une tension *DC* locale en interfaçant des convertisseurs *DC* isolés.

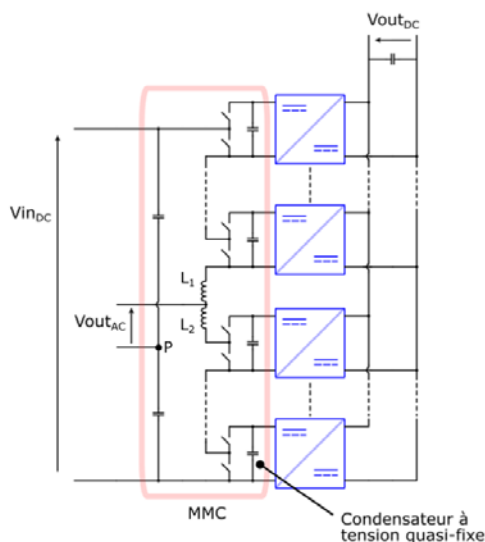


Fig. 5. Modular multilevel converter combiné avec un convertisseur *DC-DC* basse tension

La structure *MMC* fonctionne grâce à une série de bras d'onduleurs reliés chacun à un condensateur local qui fait office de source de tension. On distingue classiquement la partie haute constituée des bras d'onduleurs au-dessus de l'inductance  $L_1$  et la partie basse constituée de ceux qui sont en dessous de  $L_2$ . Chaque condensateur doit être maintenu à une tension  $V_{inDC}/n$  avec  $n$  le nombre de condensateur dans la partie haute/basse. Cela permet grâce au point milieu capacitif  $P$  de générer une tension  $V_{haut}$  pouvant varier de  $-V_{inDC}/2$  à  $+V_{inDC}/2$  avec une discrétisation dépendante du nombre de bras d'onduleurs. Différents algorithmes permettent de gérer à la fois l'équilibrage des tensions des condensateurs et la forme du courant de sortie en profitant du fait que plusieurs configurations donnent les mêmes tensions [6] et que du courant peut circuler de la partie haute vers la partie basse.

## II-2 Définition d'un cahier des charges

### 2.1 Cas général

Le préambule à toute étude est la définition de ce qui est attendu. Ces éléments doivent servir de guide tout au long du dimensionnement et leur modification ou non définition pourra entraîner la remise en question complète de la conception. Dans le cas de convertisseurs d'électronique de puissance, ce sont la source d'énergie, les éléments consommateurs, la topologie du réseau et les normes qui dictent les nécessités.

De prime abord, on pourrait penser que la puissance volumique des convertisseurs est l'élément le plus important et qu'elle doit être étudiée en fonction du rendements des convertisseurs. Dès lors, quelques difficultés apparaissent : Quelle est la puissance pertinente ? La puissance maximale, celle correspondant au meilleur rendement ou la moyenne ? De même, quel rendement considérer et à quelle puissance de sortie ? Le volume doit-il tenir compte de l'enveloppe de protection du convertisseur, du refroidissement éventuel et des filtres *CEM* ?

La Fig. 6 présente ainsi un classement de la puissance volumique maximale en fonction du meilleur rendement de quelques convertisseurs *DC/DC* régulés conçus par quelques grands fabricants. Le point



de fonctionnement duquel est obtenue la puissance maximale ne correspond pas forcément au point de meilleur rendement.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, cette figure montre que les constructeurs ne font pas le choix d'augmenter le volume (diminuer la puissance volumique) dans le but d'augmenter le rendement. Le graphique semble indiquer que tant que la température n'est pas trop élevée, ils préfèrent rendre leur composant plus petit. La limite est alors qu'à puissance volumique donnée, un rendement trop faible implique une élévation de température trop importante pour la viabilité du produit.

La difficulté à proposer un tri ordonné des convertisseurs est illustré par les deux séries horizontales (flèche magenta et cyan sur la Fig. 6). En effet, pourquoi proposer plusieurs produits possédant la même puissance volumique si le rendement de certains dépasse celui des autres ? La réponse se trouve dans l'ensemble des autres propriétés entrant dans la conception d'un convertisseur. Notamment les niveaux de tensions qui facilitent le design à faible courant (haute tension à puissance donnée) et la largeur de plage de tension d'entrée admissible qui sera discutée dans la partie II-5 de ce chapitre. Les données des convertisseurs de la Fig. 6 sont disponibles en annexe 0.

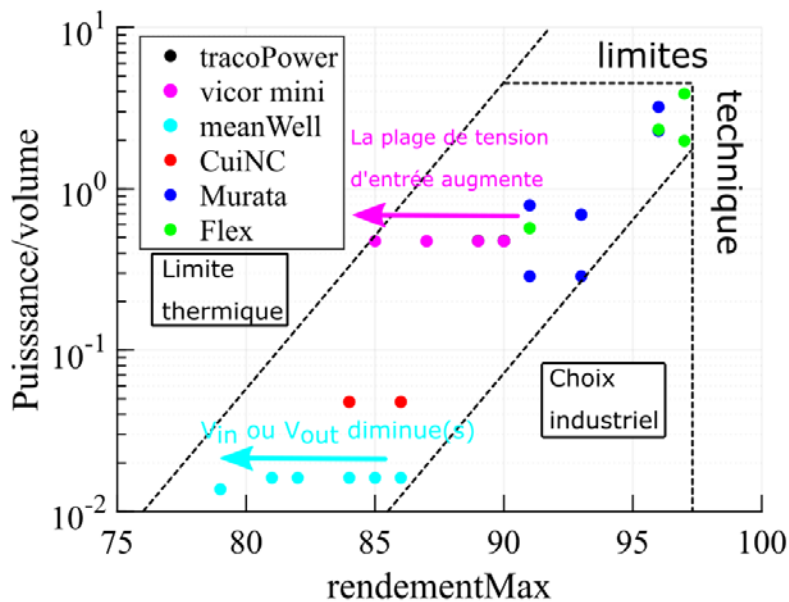


Fig. 6 Puissance volumique (W/mm<sup>3</sup>) de quelques convertisseurs dans la gamme [12-48] V vers [5-24] V par quelques fabricants industriels. La puissance est la puissance maximale que peut délivrer le convertisseur

Ainsi, le cahier des charges d'un convertisseur possède de nombreuses entrées et les éléments à faire figurer *a minima* sont les suivants :

- plage de tension d'entrée : Selon la stabilité de la source primaire de tension, le convertisseur devra être capable de travailler avec une tension d'entrée pouvant fluctuer ;
- plage de tension de sortie : Elle est fixée par la spécification des éléments connectés en aval du convertisseur. Plutôt qu'un intervalle, seule la tension visée et sa tolérance sont parfois définies (e.g. 50 V +/-2%). Dans d'autre cas, le convertisseur doit être capable d'adresser n'importe quelle tension dans la plage de sortie (e.g. cas d'un chargeur de batterie) ;
- puissance à transmettre : Cette puissance doit pouvoir être maintenue en régime permanent sans échauffement excessif. Il est nécessaire d'indiquer une plage pour cette puissance. En effet, certains types de convertisseur sont peu/non contrôlables à faible puissance (ex : les convertisseurs à résonance). Parfois, les convertisseurs ne sont pas capables de fournir leur puissance maximale sur tous les points de fonctionnement. Ceci est nommé *derating* ;

- isolation galvanique (et le cas échéant tension d'isolement) : Il s'agit de découpler les potentiels de la sortie du convertisseur vis-à-vis de ceux de l'entrée afin d'en changer la référence. Ainsi, la même source de tension peut être employée pour alimenter plusieurs charges tout en modifiant la différence de potentiel qu'elle engendre. Cela fournit également une protection en cas de présence de haute tension dans le circuit primaire. En effet, sans isolation galvanique, celle-ci peut se propager dans le circuit en cas de défaut tandis qu'avec, une distance physique permet de limiter ce problème ;
- volume maximum : Une forme particulière peut parfois être imposée. Afin de comparer les convertisseurs entre eux, ce volume doit tenir compte des moyens de refroidissement ainsi que des différents périphériques entourant le convertisseur (filtrage, électronique de commande et d'interface, etc) ;
- rendement minimum : Il s'agit généralement de l'objectif de performance principal du convertisseur. Il existe souvent un compromis entre cette grandeur et le volume du convertisseur. Une conception poussée en termes de rendement devrait être basée sur une étude statistique des profils d'alimentation et de charge. Par exemple, un accroissement des pertes dans un premier niveau de tension au profit d'une faible augmentation du rendement dans un second peut être bénéfique énergétiquement si le système fonctionne essentiellement sur ce dernier. Ce type de conception nécessite de parfaitement connaître le profil de mission du convertisseur (ex : les transformateurs de distribution qui fonctionnent essentiellement à faible charge et privilégient donc la diminution des pertes fer) ;
- environnement thermique : Celui-ci définit la température ambiante qui limite l'échauffement tolérable. Il permet également d'indiquer les moyens d'extraire les pertes (possibilité de rayonnement, présence de fluide caloporteur, etc) ;
- coût maximum : La production en grande série ou *a contrario* en exemplaire unique vont imposer des restrictions en termes de coûts et donc de complexité du système ;
- fiabilité : On utilise généralement le taux de défaillance par milliard d'heures de fonctionnement pour l'exprimer (*FIT : Failure In Time*). Augmenter le nombre d'éléments d'un système augmente le nombre de pannes potentielles. Cependant, des systèmes de redondances ou des topologies particulières (systèmes polyphasés) permettent un fonctionnement pérenne dans certains cas de pannes ;
- normes de compatibilité électromagnétique (CEM) : Afin d'éviter qu'un élément électronique n'en perturbe un autre, des normes existent qui quantifient la pollution électromagnétique maximum autorisée, à la fois de manière conduite et rayonnée. Ces normes dépendent de l'application à laquelle est dédiée le convertisseur (spatial, avionique, automobile, consommation courante ...).

## 2.2 Application à IBIS, cadre de la thèse

Lors du développement de cette thèse, les exploitations préliminaires n'avaient pas encore convergé vers un nombre de cellules optimal par *cluster*. Un nombre arbitraire et simplificateur de quatre cellules est donc choisi dans ce travail. Ces cellules emploient une technologie *Li-ion* dont l'évolution de la tension en fonction du *SOC* est montrée Fig. 7. L'intervalle de charge/décharge utilisé correspond approximativement à [5-98]% de leur capacité afin de les protéger (Fig. 8). Ainsi, la plage de variation de la tension d'entrée correspond à [10,0-16,8] V. De même, pour une batterie de servitude au plomb composée de six éléments, la plage de tension à couvrir s'étale sur l'intervalle [10,5-12,6] V ([7]).

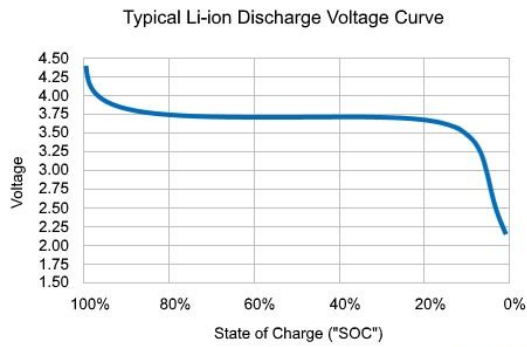


Fig. 7 Tension typique d'une cellule Li-ion élémentaire à 20°C en fonction de son état de charge. Image tirée de [8].

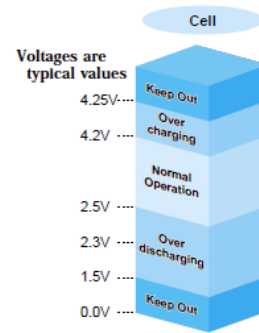


Fig. 8 Zones d'utilisation d'une cellule Li-ion. Image tirée de [9].

L'intégration dépend des formes géométriques et du choix de batterie menés dans une seconde étape qui contraindra l'environnement thermique ainsi que les possibilités de refroidissement. Le coût, la fiabilité et les normes CEM sont considérés comme des problématiques industrielles à mener en post étude. Ces paramètres ne seront donc pas pris en compte, bien que leurs optimisations devraient idéalement commencer avec la conception du convertisseur.

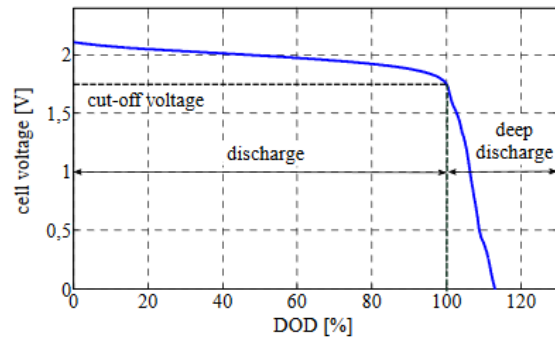


Fig. 9 Tension typique d'une cellule acide-Pb élémentaire à température ambiante en fonction du taux de décharge (DoD). Image tirée de [7].

Paramètres		Valeurs
Puissance	P	50 W
Plage de tension d'entrée	$V_{in}$	[10,0-16,8] V
Plage de tension de sortie	$V_{out}$	[10,5-12,6] V
Nombre de cellules	$n_c$	4
Rendement minimum	$\eta$	95 %
Isolation galvanique	$V_{iso}$	1030 V
Autre	-	Réversibilité

Tab. 1 Paramètres du convertisseur IBIS

La tension d'isolement doit correspondre à deux fois le maximum de la tension appliquée sur le transformateur plus mille volts. De plus, le convertisseur doit être réversible. Ce paramètre ne sera pas étudié directement dans cette thèse mais la structure choisie sera compatible avec cette propriété. Finalement, les paramètres du cahier des charges retenus sont compilés dans la Tab. 1.

### II-3 Performances actuelles des éléments de conversion

À ce jour, la conception et le dimensionnement de convertisseurs sur cahier des charges de manière automatique n'est pas mûr industriellement. Quelques initiatives existent néanmoins, que ce soit par les laboratoires de recherche [10] ou les acteurs industriels qui n'arrivent actuellement qu'à proposer des aides au design [11] [12].

Un tel outil logiciel doit être capable de prendre en compte à la fois l'évolution des demandes (montée en tension, développement de grandes séries moyenne puissance pour l'automobile qui diminue les

coûts, densification énergétique), des technologies (mise sur le marché de composants intelligents, nouvelles générations de transistors), des outils de simulations (augmentation des performances informatiques, mise à jour des logiciels de simulation éléments finis) ainsi que de l'état de l'art de la recherche (nouvelles topologies de convertisseurs, nouveaux principes de contrôle-commande, etc) tout en fournissant une optimisation multi-objectifs (c.f. partie II-2). La complexité de ce problème et des outils à mettre en place pour le résoudre automatiquement est en 2021 hors de portée. Aussi, les humains sont toujours au cœur de la conception et celles-ci sont entièrement personnalisées pour une tâche donnée. Par ailleurs, à problème donné, les solutions ne sont pas uniques. L'ensemble de l'espace des possibilités n'est jamais exploré et le concepteur se contentera souvent d'un design « suffisant ».

La suite de ce manuscrit traite des convertisseurs de tension continu-continu isolés réalisant les deux fonctions que sont l'isolation et l'adaptation du niveau de tension. Les autres contraintes prises en compte seront le rendement, la compacité et dans une certaine mesure la facilité de réalisation industrielle.

Afin de réaliser ces fonctions, les convertisseurs actuels ne sont composés finalement que de peu d'éléments de puissance. La source d'énergie primaire est généralement une source de tension plus ou moins parfaite. Un transformateur réalise la fonction d'isolation électrique et d'adaptation des niveaux de tension. Des interrupteurs électroniques mettent en forme les signaux électriques et orientent les flux d'énergie afin d'alimenter le transformateur. Ils assurent également la régulation des grandeurs le cas échéant. Finalement, inductances et condensateurs sont utilisés comme moyens de stockage/filtrage/découplage locaux. L'agencement classique de ces éléments est indiqué Fig. 10.

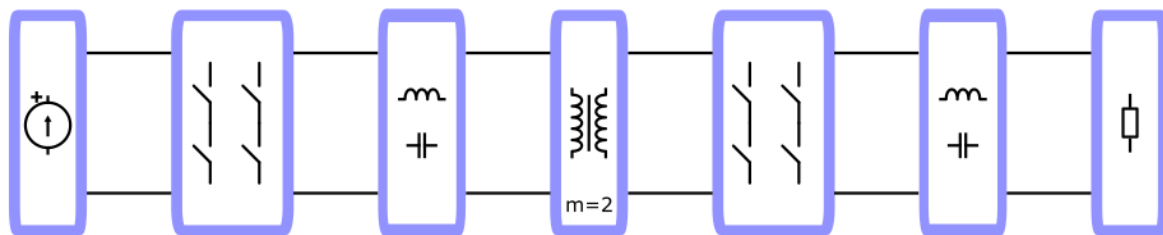


Fig. 10. Agencement classique d'un convertisseur

Plusieurs variantes sont étudiées afin de proposer la topologie de convertisseur la plus performante selon l'application visée. Cette performance est évaluée par des critères différents selon les applications. Les performances des différents agencements varient selon les puissances qu'ils doivent faire transiter. Ainsi, plusieurs topologies coexistent.

À faible puissance, les pertes dues aux éléments auxiliaires (électronique de commande et de communication, refroidissement actif) doivent aussi être prises en compte car elles ne sont plus négligeables devant les pertes de conversion propre.

La partie qui suit propose d'étudier les fonctions de chacun des éléments de la Fig. 10, leurs enjeux actuels et leurs contradictions éventuelles.

### 3.1 Topologies et constitution des ponts

#### 3.1.1 Technologie des transistors

Pour des puissances jusqu'à quelques kilowatts et des tensions inférieures à 650 V, la technologie actuelle d'interrupteurs commandés la plus employée est le transistor à effet de champ à grille isolée (MOSFET). Au premier ordre, sur des composants latéraux, la longueur est proportionnelle à la tenue en tension  $V_{br}$ . La largeur à l'inverse de la résistance à l'état passant  $R_{DSon}$  (image du courant que peut faire transiter le composant pour un refroidissement donné). Les différentes capacités parasites sont

proportionnelles au produit de ces deux dimensions. Parmi celles-ci, la capacité parasite de grille  $C_{GS}$  ainsi que celle entre grille et drain  $C_{GD}$  forment la capacité d'entrée  $C_{ISS}$ . Les constructeurs parlent plus volontiers de charges à apporter  $Q_g(V_{DS})$  afin de rendre le transistor « complètement » passant puisque  $C_{ISS}$  varie selon la tension d'utilisation.

Pour une tenue en tension donnée, n'importe quel calibre en courant peut théoriquement être obtenu et *vice versa*. Un des prix à payer est alors la capacité  $C_{ISS}$  qui limite la vitesse de commutation possible et provoque des pertes.

Sur des sites de vente et pour des transistors à base de silicium (*Si*), il est possible de trouver par exemple des MOSFET avec les propriétés suivantes :  $[V_{br}=40\text{ V}, R_{DSon}=4\text{ m}\Omega, Q_g=65\text{ nC}]^1$  ou  $[V_{br}=600\text{ V}, R_{DSon}=70\text{ m}\Omega, Q_g=67\text{ nC}]^2$ . La fréquence de découpage classique de ces transistors en puissance va jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz.

Plus récemment sont apparus les transistors à base de Carbone de Silicium (*SiC*). Bien qu'intrinsèquement moins bons que ceux au Nitrure de Gallium (*GaN*), ils sont très adaptés aux fortes températures et aux hautes tensions. Leur industrialisation est plus récente que celle des *GaN* car les procédés de fabrication permettent d'obtenir de « grand » *wafers* sans défauts et de les épitaxier sans problème d'adaptation de maille cristalline [13]. Peu de composants sont trouvables avec des calibres inférieurs à 600V. Voici quelques valeurs prises pour exemple :  $[V_{br}=650\text{ V}, R_{DSon}=37\text{ m}\Omega, Q_g=73\text{ nC}]^3$  ou  $[V_{br}=1200\text{ V}, R_{DSon}=40\text{ m}\Omega, Q_g=65\text{ nC}]^4$ .

Enfin, on trouve les transistors qui sont en l'état actuel les plus performants : les transistors au Nitrure de Gallium. Ils profitent d'un effet physique créé à l'interface entre la couche d'AlGaIn et de GaN qui les compose, dans laquelle se forme un « gaz d'électrons 2D ». Ce « gaz » possède une excellente mobilité des porteurs de charges. Toutefois ces transistors sont passants par défaut (*normally on*). Plusieurs techniques existent afin de les rendre normalement ouvert (Fig. 11). Par exemple, le montage de type cascade avec un transistor *Si* basse tension. Un autre moyen est de creuser la grille à l'intérieur du transistor afin de couper localement le gaz d'électrons. Enfin, une troisième méthode consiste à ajouter une couche de *p-GaN* sous la grille, ce qui augmente le niveau d'énergie local de la bande de conduction de la couche d'AlGaIn située en dessous [14].

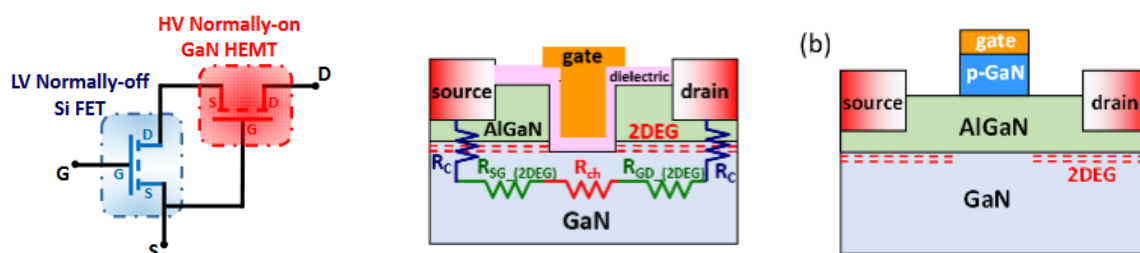


Fig. 11 Illustration des techniques permettant de rendre normalement ouvert un transistor GaN. Images provenant de [14]

Ces transistors ont été plus difficilement industrialisés, en partie à cause de la taille des mailles du réseau cristallin qui complexifie la croissance d'une couche d'AlGaIn sur substrat *Si* ou *SiC* standard pour lesquels la technologie de production existe déjà. Des coefficients de dilatation thermique différents entre ces matériaux nuisent également à la fiabilité. Une solution est d'employer une couche d'*AlN* intermédiaire. Cependant, cela isole alors électriquement le substrat et empêche la fabrication de composants verticaux [13]. La production de *wafers GaN* suffisamment grands et sans défauts est également une problématique.

<sup>1</sup> ref : STD120N4F6

<sup>2</sup> ref : IPB60R070CFD7ATMA1

<sup>3</sup> ref : SCTH35N65G2V-7AG

<sup>4</sup> ref : IMW120R030M1HXKSA1

Un second frein à l'industrialisation de ces transistors est leur commande. En effet, leurs grilles ne supportent pas les tensions classiques compatibles avec les drivers *Si* à l'amorçage. De plus, en conduction inverse, ils imposent une tension  $V_{SD}$  proche de la tension grille-source  $V_{GS}$  au blocage. Des drivers adaptés sont donc nécessaires.

Sans contrôle adéquat, la très faible capacité de grille implique une vitesse de commutation de l'ordre de  $20 \text{ kV}/\mu\text{s}$  [15]. Leur implémentation dans une structure n'est ainsi pas triviale car ces fréquences excitent les éléments parasites, y compris les leurs. Cet effet peut mener à leur autodestruction.

Ces points sont aujourd'hui suffisamment bien maîtrisés pour que des fabricants industrialisent cette technologie. Deux exemples de transistors GaN sont présentés : [ $V_{br}=40 \text{ V}$ ,  $R_{DSon}=1,5 \text{ m}\Omega$ ,  $Q_g=18 \text{ nC}$ ]<sup>5</sup> ou [ $V_{br}=600 \text{ V}$ ,  $R_{DSon}=70 \text{ m}\Omega$ ,  $Q_g=6 \text{ nC}$ ]<sup>6</sup>.

La Tab. 2 résume les performances des différentes technologies de transistors MOSFET. La Fig. 13 quant à elle présente leurs facteurs de mérites, définis par le produit de la surface active de la puce (valeur proportionnelle à  $Q_g$  pour une tension donnée) avec sa résistance à l'état passant, en fonction de  $V_{br}$ . Cette figure montre que les transistors basse tension possèdent de meilleures performances. En effet, un transistor *Si* pouvant tenir  $100 \text{ V}$  aurait une résistance spécifique de  $0,7 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$ . En supposant une tension uniformément répartie, dix transistors en série seraient nécessaires pour tenir  $1000 \text{ V}$ , soit une résistance spécifique équivalente de  $70 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$  (à densité de courant identique et donc pour une surface de silicium multipliée par 10 vis-à-vis d'un transistor unique). Comme le montre la Fig. 13, la valeur théorique pour un transistor unique est plus proche des  $200 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$ . Ainsi, lorsque c'est possible, du point de vue des transistors, une structure capable de les faire travailler à basse tension est intéressante en matière de pertes par conduction globales.

Technologie	$V_{br} \text{ (V)}$	$R_{DSon} \text{ (m}\Omega)$	$Q_g \text{ (nC)}$	$V_{br} \text{ (V)}$	$R_{DSon} \text{ (m}\Omega)$	$Q_g \text{ (nC)}$
<i>Si</i>	40	4	65	600	70	67
<i>SiC</i>	1200	40	65	650	37	73
<i>GaN</i>	40	1,5	18	600	70	6

Tab. 2 Comparaison des différentes technologies de transistors

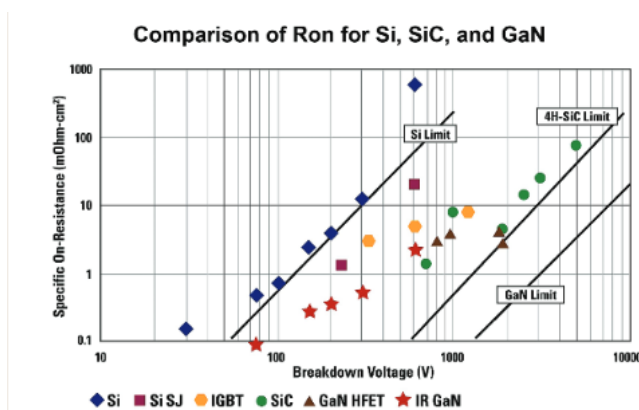


Fig. 13 Figure de mérite des différentes technologies [ref infineon]

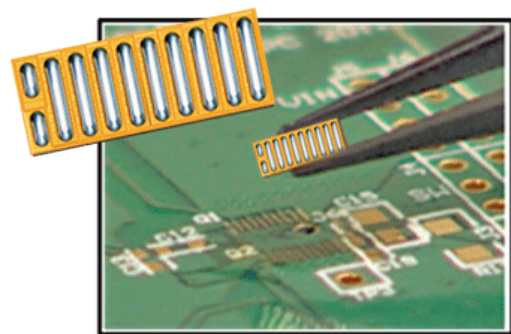


Fig. 12. Boitier d'un transistor GaN EPC2015c (40 V-50 A) les contacts de drain et source sont entrelacés pour limiter les inductances parasites et les longueurs de connectiques en interne

Les fabricants sont confrontés à deux problématiques lors de la fabrication : trouver l'agencement de matériaux qui donne le composant le plus performant et permettre à ce dernier d'être implémenté sur circuit. Ils se heurtent alors à toutes les questions de report de puce, de technologie

<sup>5</sup> ref : EPC2024

<sup>6</sup> ref : IGT60R070D1ATMA1

d'interconnexion (*wire-bonding*, rubans, *via* enterrés, etc) et de moulage qui constituent la mise en boîtier. Ces étapes technologiques doivent limiter les éléments parasites (en particulier les résistances, et les inductances parasites qui provoquent des surtensions lors de commutations Fig. 12).

En l'absence de contact Kelvin, l'inductance de source peut provoquer une interaction entre commande et puissance qui mène, dans certains cas, à la remise en conduction du transistor. Les *packages* doivent de plus permettre de protéger mécaniquement la puce tout en limitant la résistance thermique.

Une dernière technologie qui devrait supplanter toutes les autres est basée sur le diamant. Cependant, elle n'est pas mûre technologiquement.

Tous ces transistors présentent au premier ordre les mêmes mécanismes de pertes :

- des pertes à l'état passant proportionnelles à leur résistance  $R_{DSon}$  ;
- des pertes à la commutation dues à la fois aux charges stockées dans les éléments capacitifs parasites des transistors et au croisement de la tension et du courant lors des commutations. Pour limiter celles-ci, les concepteurs peuvent utiliser des techniques de commutation douces ZVS ou ZCS.

### 3.1.2 Pont de sortie

L'étage de sortie placé directement derrière le transformateur possède les mêmes contraintes que le pont d'entrée. Cependant sa commande doit rester isolée afin de ne pas rompre l'isolation galvanique apportée par le transformateur. Pour cela, le moyen le plus simple est de placer un pont de diodes tel qu'indiqué Fig. 14. Plusieurs variantes existent. Le pont complet permet de redresser les deux alternances d'un courant alternatif au prix d'une chute de tensions correspondant à la tension de seuil de deux diodes en série ( $\approx 2.0,6 V$ ). Cette dernière peut ne pas être négligeable devant la tension de sortie. L'utilisation de diodes Schottky (jonction metal-semiconducteur) présentant une faible tension de seuil ( $0,15 V- 0,45 V$ ) permet d'atténuer ce phénomène. Un moyen plus efficace à basse tension est d'utiliser des transistors en redressement synchrone. Le principe est de remplacer la conduction bipolaire de la diode par de la conduction unipolaire d'un MOSFET. Dans un premier temps, le MOSFET est bloqué. Seule sa diode intrinsèque peut conduire. Lors du passage d'un courant, cette dernière passe en conduction. Un circuit détecte la chute de tension aux bornes du composant et provoque la fermeture du transistor. Celui-ci conduit le courant de la source vers le drain. La chute de tension ohmique  $V_{SD}$  est généralement plus faible que la tension de seuil d'une diode. À fort courant, celle-ci peut néanmoins lui être supérieure. Dans ce cas, la diode deviendrait passante et contribuerait à la conduction du courant. Dans le canal du MOSFET sa valeur serait alors limitée. L'inconvénient de cette approche est de nécessiter une commande, un driver local avec son alimentation elle-même isolée pour les transistors *high-side* ainsi que l'adjonction d'un circuit de détection de la tension. Dans certains cas, la détermination de l'instant de réouverture du composant n'est pas triviale. Cela est généralement fait en mesurant la tension  $V_{SD}$ . Le transistor est commandé à l'ouverture à l'annulation de celle-ci. Cependant, la mise en œuvre de composants faiblement résistif ou la conduction de courant faible complexifient la mesure. L'utilisation d'un modèle de la structure peut également permettre de prévoir les instants d'ouvertures des transistors de manière logique.

L'utilisation de transistors en redressement offre également un degré de liberté supplémentaire sur le décalage entre le pont d'entrée et celui de sortie qui permet de faire du *phase-shifting* pour réguler le convertisseur. Cela permet également à ce dernier d'être bidirectionnel en puissance.

Une topologie de secondaire couramment employée est celle dite du transformateur *center taped*. Cela consiste à séparer en deux les conducteurs du secondaire du transformateur tel qu'illustré Fig. 15. Deux diodes ou deux transistors seulement suffisent alors pour faire le redressement. De plus, les transistors ayant la même référence de tension au niveau de leur source, leurs commandes n'ont plus besoin d'être isolées l'une par rapport à l'autre. L'inconvénient de cette technique est que le transformateur doit posséder deux secondaires au lieu d'un. Le plus souvent, le secondaire unitaire

est fractionné en deux, ce qui résulte en une tension de sortie divisée par autant. L'autre solution consiste à réduire la section des conducteurs de manière à conserver le nombre de spires pour chaque enroulement. Les pertes sont alors multipliées par deux (si aucun gain dû à la diminution des pertes hautes fréquences n'apparaît). Cette méthode est donc plutôt bien adaptée pour des fonctionnements dévolteurs ou lorsqu'il est possible de faire peu de spires au primaire.

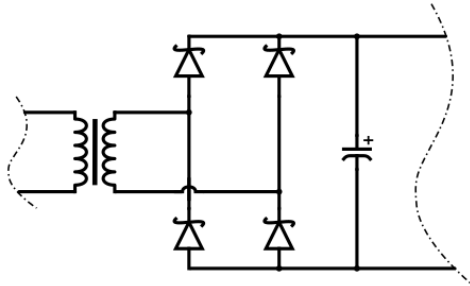


Fig. 14 Redressement par diode Schottky en pont complet

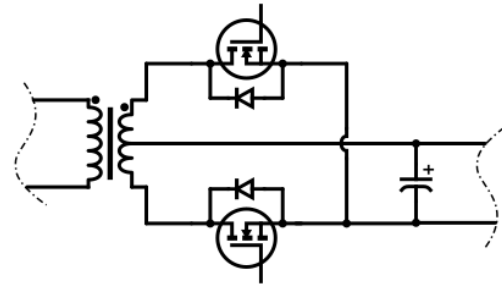


Fig. 15 Redressement par MOSFET avec transformateur center-taped

### 3.1.3 Configuration du pont

Deux architectures principales des ponts d'entrée et de sortie existent dans le cas d'une sortie en courant : le pont complet ou le demi-pont capacitif tel qu'illustré Fig. 16. L'avantage du demi-pont est de remplacer des composants commandables nécessitant une source de tension locale par des composants passifs dont les pertes n'évoluent pas en fréquence dans le cas idéal. L'inconvénient est que la dynamique de tension fournie en entrée du transformateur est alors divisée par deux. L'appel de courant provoqué par les condensateurs lors de la mise sous tension peut amener le concepteur à complexifier la structure. Pour des convertisseurs ne travaillant pas à rapport cyclique fixe, cela peut aussi introduire des problèmes transitoires durant la polarisation des condensateurs à la moitié de la tension moyenne. Enfin, un fonctionnement avec un courant de puissance élevé requiert des valeurs de capacité importante pour que la tension reste stable. Ces valeurs ne sont pas toujours compatibles avec un fonctionnement HF. Le comportement d'un convertisseur avec une tension fluctuante au cours d'une période de fonctionnement ne semble pas être proposé dans la littérature.

Une technique permettant d'évoluer entre les deux configurations selon la tension d'entrée est proposée dans [16][17][18][19]. Cela permet d'optimiser le fonctionnement du convertisseur de manière à obtenir le meilleur rendement possible pour la plus grande plage de tension d'entrée. Cette technique est appelée *Topology morphing*. Une courbe de fonctionnement est recopiée Fig. 17.

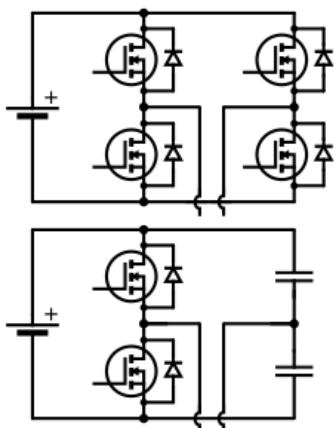


Fig. 16 Pont en configuration pont complet en haut et demi-pont capacitif en bas

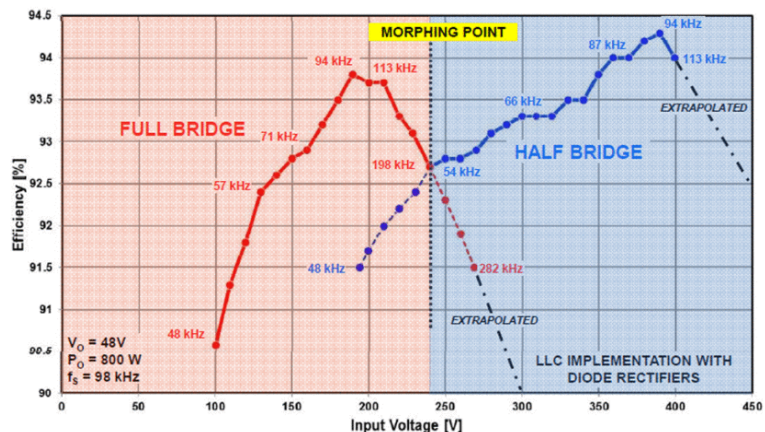


Fig. 17 Courbe de rendement selon la tension d'entrée pour un convertisseur LLC dont la configuration peut évoluer entre pont complet et demi-pont en fonctionnement. Image tirée de [16].



## 3.2 Éléments passifs

### 3.2.1 Condensateur

Les condensateurs stockent de l'énergie sous forme de champ électrique créé par des charges opposées. Ils permettent de limiter les fluctuations de tension. Ce sont des éléments qui peuvent sembler simple au premier abord mais leur valeur effective de capacité varie selon une multitude de paramètres.

Trois grandes familles coexistent : les condensateurs céramiques ( $1 \text{ pF} - 1 \text{ }\mu\text{F}$ ), plastiques ( $1 \text{ nF} - 1 \text{ }\mu\text{F}$ ) et chimiques ( $>10 \text{ }\mu\text{F}$ ). Leur dénomination désigne le type de matériau diélectrique qui les compose. Plusieurs matériaux sont employés pour chaque famille.

Les pertes dans ces éléments sont généralement exprimées avec une grandeur appelée « angle de perte »  $\delta$  définie à partir du diagramme de Fresnel d'un modèle de condensateur parfait en série avec une résistance (*Equivalent Series Resistor, ESR*). Ceci permet de modéliser les pertes associées à un condensateur réel. Si le composant était idéal, le courant serait en quadrature avance par rapport à la tension. Cet angle exprime le décalage supplémentaire dû à la résistance série parasite :

$$\tan(\delta) = \frac{ESR}{1/C \cdot \omega} = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \approx \delta \quad \text{Eq. 1}$$

À une technologie de condensateur donnée correspond généralement un angle de perte fixe. La résistance série d'un condensateur ne peut ainsi être diminuée pour une application sans changer la nuance de matériau. En effet, paralléliser des composants dans l'objectif de diminuer l'ESR équivalent de l'ensemble implique d'utiliser de plus petites valeurs de capacité pour chaque élément afin d'obtenir une capacité totale égale. La valeur de chaque ESR est alors augmentée proportionnellement (Eq. 1). Une fois la mise en parallèle réalisée, la résistance série équivalente est alors similaire à celle d'un condensateur unique utilisant la même technologie).

Plus généralement, une permittivité complexe telle que définie Eq. 2 peut être utilisée pour décrire le comportement fréquentiel d'un condensateur. Pour cela, le lien entre  $\underline{\epsilon}$  et la valeur de capacité est indiqué Eq. 3 où  $S$  désigne la surface d'électrode en regard et  $l$  leur écart. Ainsi, la partie réelle de la permittivité complexe caractérise la valeur de capacité et sa partie imaginaire la résistance parallèle associée (Eq. 4). Un modèle « résistance série, condensateur série » est également dérivable de ces valeurs de permittivité complexes Eq. 5 qui permet de retrouver l'Eq. 1.

$$\underline{\epsilon}(f) = \epsilon'(f) - j \cdot \epsilon''(f) = \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r'(f) - j \cdot \epsilon_r''(f)) \quad \text{Eq. 2}$$

$$\underline{C} = \frac{\underline{\epsilon} \cdot S}{l} \quad \text{Eq. 3}$$

$$\underline{Y} = j \cdot \underline{C} \cdot \omega = j \omega \cdot \frac{S}{l} \cdot \epsilon' + \omega \cdot \frac{S}{l} \cdot \epsilon'' \quad \text{Eq. 4}$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{\omega \cdot S/\epsilon} \cdot \frac{\epsilon''}{(\epsilon'^2 + \epsilon''^2)} + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{S/\epsilon} \cdot \frac{1}{(\epsilon'^2 + \epsilon''^2)/\epsilon'} \quad \text{Eq. 5}$$

De manière générale, la valeur de la capacité d'un condensateur varie avec la tension, la fréquence, la température et son vieillissement [20]. Trois types de technologies coexistent.

Les condensateurs céramiques peuvent être séparés selon différentes classes :

-La *classe I* concerne des matériaux dont la permittivité varie monotonement avec la température et varie faiblement avec la fréquence et le champ électrique. Le diélectrique est également stable dans le temps et son facteur de perte  $\tan(\delta)$  est inférieur à un pourcent à un mégahertz. Ils conviennent

pour des applications nécessitant des valeurs de capacités fixes telles que dans les circuits résonants par exemple. La Fig. 18 compare l'évolution de capacité avec la température pour différents matériaux. Le *NPO* (courbe rouge) est de classe *I*. Sa dénomination est *COG* dans le tableau de la Fig. 19. Sa variation avec la température est inférieure à quelques *ppm/K* ;

-La *classe II* concerne des matériaux qui ne possèdent pas les critères de stabilité énoncés précédemment. Les valeurs de capacités associées varient fortement avec la tension supportée et la température (courbes jaune verte et bleu sur la Fig. 18). Leur permittivité est plus élevée que pour les *classe I* grâce à l'effet ferroélectrique.

-Des condensateurs céramiques de *classe III* existent également. Leurs diélectriques sont composés de matériaux frittés dont les nombreux grains augmentent les surfaces en regard. Ces derniers sont fortement isolants et permettent d'avoir des distances très faibles entre éléments. Ainsi, d'un point de vue externe, leurs valeurs de permittivité sont plus élevées que pour les *types I et II*. Cependant, ils ne supportent que des basses tensions (~25 V maximum) et leur capacité varie fortement avec celle-ci ainsi qu'avec la température et le temps. Leurs pertes sont également plus élevées. Ces condensateurs sont aujourd'hui rendus obsolètes par les condensateurs de *classe II*.

Une classification *EIA (Electronic Industries Association)* existe également qui raffine la notion de classe [21]. Elle associe à la *classe I* un code composé d'une lettre (coefficient d'évolution de la capacité avec la température), un chiffre (multiplicateur du coefficient précédent) et une lettre (tolérance sur le coefficient de température) Fig. 19. Pour la *classe II*, la première lettre indique la température minimale d'utilisation, le chiffre la température maximale et la dernière lettre l'intervalle d'évolution de la capacité dans la gamme de température Fig. 19. Parfois, l'usage veut que la classification *EIA* soit remplacée par le nom du type de céramique. Ainsi un condensateur *COG (EIA)* est parfois nommé *NPO*. Un exemple de l'évolution de la capacité avec la température est donné Fig. 18.

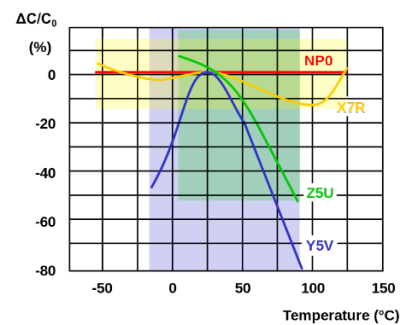


Fig. 18 Évolution de la valeur de capacité avec la température de différents type de condensateurs [21]

Class 1-ceramic capacitors letter codes for temperature coefficients α referring to EIA-RS-198		
Temperature coefficient α 10 <sup>-6</sup> /K Letter code	Multiplier of the temperature coefficient Number code	Tolerance ppm/K of the temperature coefficient Letter code
C: 0.0	0: -1	G: ±30
B: 0.3	1: -10	H: ±60
L: 0.8	2: -100	J: ±120
A: 0.9	3: -1000	K: ±250
M: 1.0	4: +1	L: ±500
P: 1.5	6: +10	M: ±1000
R: 2.2	7: +100	N: ±2500
S: 3.3	8: +1000	
T: 4.7		
V: 5.6		
U: 7.5		

Class 2 ceramic capacitors Code system regarding to EIA RS-198 for some temperature ranges and inherent change of capacitance		
Letter code low temperature	Number code upper temperature	Letter code change of capacitance over the temperature range
X = -55 °C (-67 °F)	4 = +65 °C (+149 °F)	P = ±10%
Y = -30 °C (-22 °F)	5 = +85 °C (+185 °F)	R = ±15%
Z = +10 °C (+50 °F)	6 = +105 °C (+221 °F)	L = ±15%, +15/-40% above 125 °C <sup>[11]</sup>
	7 = +125 °C (+257 °F)	S = ±22%
	8 = +150 °C (+302 °F)	T = +22/-33%
	9 = +200 °C (+392 °F)	U = +22/-56%
		V = +22/-82%

Fig. 19 Code EIA caractérisant les condensateurs céramiques de classe I et II. Image de [21]

Les condensateurs chimiques sont utilisés lorsque de fortes valeurs de capacité sont nécessaires. Ce sont des éléments qui ne présentent un comportement capacitif que jusqu'à quelques dizaines de kilohertz. Leurs électrodes sont composées d'un métal d'un côté et d'un électrolyte solide liquide ou en gel de l'autre, généralement séparés par une mince couche d'oxyde. Les électrolytes utilisés sont majoritairement à base d'aluminium, de tantale ou de polymères. Les réactions électrochimiques peuvent réduire l'épaisseur d'oxyde si la tension correspondante au potentiel standard de la réaction est appliquée. Ainsi, ces condensateurs sont polarisés. Dans certains cas, l'électrolyte consomme

également cette couche si le condensateur n'est pas utilisé pendant un certain temps. Pour certaines technologies l'électrolyte est dissous dans un solvant. Celui-ci s'évapore avec le temps en augmentant l'ESR. Ainsi, leur durée de vie est relativement faible (de l'ordre de cent jours de fonctionnement continu à 105°C) et diminue avec la température. De plus, leur faible tolérance à des températures élevées empêche de les fabriquer en format CMS faible épaisseur. En effet, le procédé de brasage modifierait alors considérablement leurs caractéristiques.

Enfin, les condensateurs films possèdent un diélectrique sous forme de ... film (polystyrène, polyester, polypropylène, etc). Historiquement, du papier pouvait être utilisé. Ils peuvent être autocicatrisants en cas de surtension (évaporation locale de l'électrode à l'endroit où le plasma a percé le film). Ils sont capables de tenir de fortes tensions (>3000 V) et sont naturellement stables en champ électrique, température et vieillissement. Le procédé de brasage peut toutefois diminuer notablement leur capacité. Leur facteur de perte est également faible (de l'ordre d'un pourcent à un mégahertz). Ils sont cependant moins denses en puissance et en énergie que les condensateurs céramiques.

### 3.2.2 Inductance

Ces composants ont le rôle dual du condensateur pour le courant. Une partie des problématiques associées se trouve dans la partie suivante traitant des transformateurs. Une difficulté supplémentaire les concerne néanmoins puisqu'ils requièrent souvent de diminuer la perméabilité apparente du circuit magnétique les constituant. En effet, l'inductance d'une bobine est donnée par la formule Eq. 6 où  $n$  est le nombre de spire et  $\mathcal{R}$  la reluctance du circuit magnétique. Les pots disponibles pour la conception sont limités dans leurs géométries. Ainsi, pour obtenir une valeur  $L$  souhaité, le nombre de tours peut être ajusté. Cependant, ajouter des spires accroît les pertes cuivre. En soustraire augmente l'induction dans le matériau. À pot donné, la section de passage du flux ne peut être modifiée. Le nombre de spires est donc souvent fixé par la tension d'utilisation afin d'être minimum, sans pour autant aller trop loin dans la zone non linéaire de polarisation magnétique du matériau. Employer un entrefer est alors un moyen d'éviter la saturation et d'adapter la valeur d'inductance. Cela permet également de stabiliser malgré des variations de propriété du matériau magnétique et de température d'utilisation. Notons toutefois que des matériaux faible perméabilité (à base de poudre de matériaux [22] [23]) existent. Ils ne nécessitent pas de pratiquer un entrefer et sont largement utilisés en électronique de puissance à faible et moyenne fréquence. Pour ces matériaux, la majorité des formes proposées se présentent sous forme de tores ce qui limite les degrés de liberté pour le concepteur et rend la réalisation des bobinages technologiquement complexe.

Les matériaux ferrite avec entrefer sont utilisés lorsque les fréquences de fonctionnement sont élevées car elles correspondent alors au meilleur compromis pertes/volume.

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}} = \frac{n^2}{l/\mu_s} \quad \text{Eq. 6}$$

Dans le cas d'une inductance avec entrefer, un champ magnétique est rayonné à proximité de ce dernier et des courants induits apparaissent dans les conducteurs à proximité. La disposition des conducteurs peut alors être adaptée et ceux-ci placés loin des endroits où le champ est rayonné. Les articles [22] [24] [25] présentent un ensemble de solutions pour des bobinages à base de fil de Litz ou de feuillards.

Il existe trois grandes classes de matériaux magnétiques qui peuvent elles-mêmes être détaillées selon la composition de leurs alliages :

- les alliages métalliques. Ces matériaux sont quasi-exclusivement utilisés pour réaliser des transformateurs en raison de leur perméabilité très élevée. Ce sont généralement des composés à

base de fer auxquels sont parfois ajouté du cobalt, du nickel ou du silicium. Ce dernier permet de rendre le matériau plus dur et moins conducteur (de  $1.10^{-5} \Omega.m$  à  $5.10^{-5} \Omega.m$  pour 3% de Si [26]), ce qui limite les courants induits. Cela diminue également le champ coercitif ( $\mu_{199}$  de [27]), ce qui réduit les pertes magnétiques. Généralement, des tôles sont fabriquées, isolées électriquement pour réduire les courants induits (épaisseur courante de  $100 \mu m$ ) et empilées pour former un circuit magnétique. Dans certains cas les domaines magnétiques sont orientés afin de faciliter l'aimantation du circuit (la perméabilité d'amplitude passe de  $\mu_o=5000$  à  $\mu_o=40\ 000$  pour une tôle FeSi selon que les grains soient orientés ou non, pour une polarisation à saturation inchangée  $J_{sat}=2 T$ ).

Un procédé de trempe rapide (le matériau en fusion est déposé sur un support froid défilant rapidement) suivi d'un recuit permet d'obtenir de fins rubans ( $\sim 30 \mu m$ ) à partir d'alliages métalliques. Ces matériaux sont qualifiés d'amorphes (structure désordonnée à longue distance et partiellement ordonnée localement, tel un liquide) ou de « verres métalliques » et sont métastables. Après recuit, leur mise en forme est malaisée car le matériau devient très fragile. Les circuits sont donc fabriqués auparavant. Les plus courants sont des tores magnétiques [27]. Ces matériaux possèdent des polarisations à saturation de l'ordre de  $J_{sat}=1,4 T$  et des perméabilités d'amplitude extrême  $\mu_o > 100\ 000$ . Ce dernier point provoque la saturation du matériau pour des champs magnétiques faibles. Ainsi, une inductance de quelques centimètres sur laquelle sont bobinés quelques tours et soumise à un courant d'environ un ampère (champ  $H$  de quelques dizaines d'ampères par mètre) est déjà saturée. Cela lui confère un comportement non linéaire qui la rend inexploitable pour la majorité des applications de puissance. Cette propriété est mise à profit dans certains cas tels que les circuits de mesure différentielle de protection. Un recuit sous champ transverse permet de diminuer la perméabilité et donc de modifier ce comportement. Leur résistivité est plus élevée que pour des tôles FeSi ( $13.10^{-5} \Omega.m$ ) et leur plus faible largeur de cycle (faible champ coercitif  $H_c$ ) permet de les utiliser jusqu'à quelques centaines de kilohertz en limitant fortement les pertes par hystérésis [28]. Au-delà, malgré leur faible épaisseur (les rubans sont isolés les uns des autres) et leur résistance, les courants induits se concentrent dans une épaisseur de peau fine devant  $30 \mu m$ , ce qui augmente fortement leurs pertes par courants de Foucault. De plus, ils peuvent cristalliser spontanément sous l'effet de températures supérieures à  $200^\circ C$ .

Le troisième type d'alliage métallique est dit « nanocristallin ». Il peut être produit de plusieurs manières. L'une d'entre elle consiste à partir d'alliage amorphe dont un traitement thermique permet la formation de grains nanométriques dans une matrice amorphe grâce à l'ajout de composés non solubles dans le fer qui limitent la croissance des grains (la fraction cristalline est d'environ 70% [29]). Ils présentent l'avantage par rapport aux amorphes d'être plus stables en température au prix d'une plus grande fragilité mécanique. Leur induction à saturation est également plus élevée. Ces matériaux peuvent être considérés comme un continuum entre les deux précédents.

-Les poudres d'alliages métalliques compactées. Ce sont des poudres à base de fer et de nickel noyées dans un liant et comprimées. Le matériau obtenu est alors constitué de grains isolés les uns des autres. Cet effet limite les pertes par courants induits bien que le pressage mette souvent les grains en contact [30]. De plus, contrairement aux tôles employées pour certains circuits magnétiques, aucune anisotropie n'est présente. Le compactage permet d'obtenir de nombreuses formes. Cependant, en raison de l'entrefer réparti (liant), les perméabilités relatives sont faibles (entre 10 et 550 [26]). Les poudres employées étant conductrices et perméables, l'épaisseur de peau est rapidement faible devant la taille des grains ( $\sim 100 \mu m$ ) à partir de quelques kilohertz.

-Les ferrites. Ce sont actuellement les matériaux les plus employés en électronique de puissance pour réaliser les composants magnétiques dans les gammes de fréquence considérées dans cette thèse. Elles sont réalisées à partir d'oxyde de fer allié à un matériau de transition (le matériau est dit de la classe des *spinelles*). Les oxydes se forment en surface des grains dont le diamètre est proche de  $20 \mu m$  [31]. Elles sont très isolantes ce qui permet de réduire les courants induits dans le matériau.

L'arrangement cristallin est le plus souvent cubique. L'homogénéité des propriétés magnétiques obtenues lors de la fabrication est liée à la formation des bonnes phases spinelles. Cela nécessite le contrôle de plusieurs paramètres tels que les pressions, température et temps de frittage. L'environnement gazeux doit lui aussi être maîtrisé afin de contrôler le taux d'oxydation. Les fabricants ne garantissent généralement pas les propriétés des matériaux à plus de 20%.

Deux types de compositions principales sont utilisés : les ferrites *MnZn* entre 30 kHz et 1000 kHz, et les *NiZn* au-dessus de 500 kHz. La première famille possède une aimantation ainsi qu'une perméabilité plus élevée que la seconde, mais sa résistivité est plus faible.

Les techniques de fabrication par frittage permettent de réaliser une grande variété de formes de pots. Un de leur inconvénient est leur magnétostriction qui nécessite de bobiner sur un support afin de ne pas les contraindre. Le second est leur sensibilité à la température qui peut modifier notablement leurs pertes volumiques ainsi que leur polarisation à saturation. Celle-ci est plus faible que pour des matériaux à base d'alliages métallique.

À la manière des condensateurs, une perméabilité complexe peut être employée pour caractériser le matériau Eq. 7. Le modèle de résistance et inductance série peut être déduit à partir de courbe fréquentielle de  $\mu'$ ,  $\mu''$  (Eq. 8).

$$\underline{\mu}(f) = \mu'(f) - j \cdot \mu''(f) = \mu_0 \cdot (\mu'_r(f) - j \cdot \mu''_r(f)) \quad \text{Eq. 7}$$

$$\underline{Z} = j \cdot \underline{L} \cdot \omega = j \omega \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot \mu' + \omega \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot \mu'' \quad \text{Eq. 8}$$

À partir d'une certaine fréquence caractéristique, le matériau tend à perdre ses propriétés magnétiques. On observe dans cette zone une forte chute de  $\mu'$  accompagnée d'une hausse rapide de  $\mu''$ . Le composant ne se comporte alors plus comme une inductance. Un autre phénomène apparaît également, limitant la plage d'utilisation fréquentielle du composant. Au-delà d'une certaine fréquence le courant capacitif dérivé par les capacités parasites entre les différentes spires du bobinage devient supérieur au courant générant le flux magnétique dans le matériau.

### 3.2.3 Transformateur

Le transformateur est le composant central des alimentations isolées. Il constitue bien souvent le composant le plus compliqué à dimensionner, le plus volumineux et celui qui présente le plus de pertes. En effet, il ne transfère pas de l'énergie uniquement sous forme d'électrons mais emploie des ondes électromagnétiques comme intermédiaire pour la grande majorité des technologies employées. Contrairement au condensateur, c'est un élément qui est souvent fabriqué de manière personnalisée. Les parties suivantes présentent ses différents rôles.

#### 3.2.3.1 Fonctions du transformateur

##### 3.2.3.1.1 Isolation

L'isolation consiste à recréer une source de tension électriquement déconnectée du circuit d'alimentation primaire. Ainsi, celui-ci peut alimenter des charges à des potentiels flottants, en s'affranchissant de potentiel de référence du circuit primaire. Cela permet également d'utiliser plusieurs sorties à partir d'une même alimentation tout en les laissant totalement indépendantes, c'est-à-dire sans référence de potentiel commune.

La fonction isolation joue également un rôle de sécurité électrique. À la fois pour les personnes, les potentiels flottants n'étant pas référencés à la terre, mais aussi pour le matériel en limitant la propagation de défauts.

Diverses techniques sont mises en œuvre selon l'utilisation et la gamme de puissance :

- Les transformateurs piézo-électriques sont basés sur un couplage électromécanique. Ils garantissent une tension d'isolement élevée mais ne peuvent transférer que quelques watts [32] ;
- Les transformateurs magnétiques où le transfert d'énergie se fait par une variation du flux magnétique, qui seront le sujet des prochains paragraphes.

#### 3.2.3.1.2 Constitution

Un transformateur est composé de trois grandes parties : le circuit électrique primaire (sous forme de bobine) qui apporte l'énergie et crée un champ d'induction magnétique ; un circuit magnétique qui guide ce champ ; un ou plusieurs circuits secondaires (également sous forme de bobines) qui vont reconverter l'énergie magnétique en énergie électrique.

Afin de réduire le volume et de limiter les pertes liées au matériau et de s'affranchir de leurs non linéarités, certains travaux de recherche tentent d'utiliser des transformateurs sans noyaux [33] [34]. Ceux-ci posent des problèmes de courants magnétisants importants qui peuvent être en partie amoindris par l'utilisation de circuits résonants venant compenser l'inductance magnétisante [35] et/ou l'augmentation des fréquences de découpage. Une autre problématique est celle des champs rayonnés qui diminuent les performances *CEM* du convertisseur et induisent des courants dans les conducteurs voisins.

#### 3.2.3.1.3 Adaptation du niveau de tension

Cet élément transmet un flux de puissance par un *medium* autre que l'électricité. À ce titre, lors de la reconversion, les niveaux de tensions et de courants peuvent être choisis arbitrairement. Cette propriété en fait un de moyens les plus simples de modifier des niveaux de tension. Puisque cette adaptation se fait physiquement en ajustant le nombre de spires, elle ne peut être modifiée lors du fonctionnement du convertisseur. Ainsi, le transformateur a souvent le rôle de faire correspondre au plus près les niveaux de tension en entrée et en sortie. Les ajustements plus fins ou dynamiques sont réalisés grâce aux interrupteurs de puissance.

Selon les valeurs de couplage, le rapport du nombre de spires entre primaire et secondaire ne correspond pas forcément au rapport des niveaux de tension.

#### 3.2.3.2 Dimensionnement des transformateurs

Un dimensionnement des composants magnétiques sera présenté au chapitre V. Les grands principes sont cependant les suivants :

- les difficultés de conception d'un transformateur reposent sur le fait que limiter les pertes dans les parties électriques augmente les pertes dans les parties magnétiques et vice-versa. Diminuer le volume du composant homothétiquement augmente les pertes dans les deux parties. Modéliser correctement les pertes engendrées n'est pas direct. Enfin, la technologie de fabrication limite les possibilités, les matériaux fournis par les fabricants présentent des disparités importantes et leurs propriétés varient avec la température ;
- dans les parties magnétiques, les grandeurs ayant une importance dans les pertes sont au premier ordre la vitesse de variation de l'induction  $\vec{B}$  qui va induire des micro-courants dans le composant. Le niveau maximum d'induction et la fréquence servent souvent de référence dans le cas de formes d'ondes sinusoïdales. Des coefficients de correction peuvent être obtenus pour des formes plus complexes [36]. De même, les déplacements des parois des domaines magnétiques<sup>7</sup> liés à l'aimantation du matériau induisent des micro-courants sources de pertes ;

---

<sup>7</sup> Ces parois sont appelées parois de Bloch et elles séparent des domaines (de Weiss) dans lesquelles l'aimantation est uniforme. Ils mesurent quelques centaines de microns de côté.

- il n'y a pas de problème de saturation de la polarisation magnétique dans les convertisseurs ne possédant pas de composante fréquentielle basse fréquence. En effet, l'utilisation de fréquences élevées ne permet pas de travailler à des niveaux d'induction élevée car les pertes fer sont alors limitantes thermiquement ;
- Les pertes dans les conducteurs des composants magnétiques augmentent avec la vitesse de changement du champ magnétique qui les traverse.

En réalisant les hypothèses et considérations suivantes :

- Densité de courant et de flux magnétique homogènes et sinusoïdaux ;
- Transformateur de section de circuit magnétique  $S_{fer}$  et de section de fenêtre de bobinage  $S_{cuivre}$  ;
- Coefficient de remplissage  $k_b < 1$ .

Des relations liant l'induction  $B_{max}$ , ainsi que la densité de courant  $J_{eff\_prim/sec}$  parcourant les circuits électriques primaires et secondaires, la fréquence  $f$  ainsi que les nombres de spires primaires et secondaires  $N_p$  et  $N_s$  pour une tension et un courant primaire  $U_{eff}$  et  $I_{eff}$ , peuvent être obtenues Eq. 8 et Eq. 9:

$$S_{fer} = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{N_p \cdot 2\pi f \cdot B_{max}} \quad \text{Eq. 9}$$

$$S_{cuivre} = \frac{N_p}{k_b} \cdot I_{eff} \cdot \left( \frac{1}{J_{eff\_prim}} + \frac{1}{J_{eff\_sec}} \right) \quad \text{Eq. 10}$$

En faisant le produit des deux surfaces, l'équation dite « du produit des aires » est obtenue. Elle peut être utilisée pour obtenir un dimensionnement grossier d'un transformateur. Elle est indépendante du nombre de spires et permet d'obtenir une idée du volume que nécessite le transformateur pour une puissance donnée en fixant l'induction dans le circuit et la densité de courant souhaitées. La grandeur obtenue est proportionnelle au volume du transformateur à la puissance  $4/3$ . Dans le cas où le concepteur cherche à obtenir les mêmes densités de courant au primaire et au secondaire, l'équation suivante est obtenue avec  $\alpha$  un coefficient de proportionnalité :

$$S_{fer} \cdot S_{cuivre} = \frac{U_{eff} \cdot I_{eff}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f \cdot B_{max}} \cdot \frac{1}{k_b \cdot J_{eff}} = \alpha \cdot V^{4/3} \quad \text{Eq. 11}$$

Cette équation montre qu'au premier ordre, quand les densités de courant et de flux sont homogènes, utiliser plusieurs transformateurs pour faire transiter une puissance électrique est contre-productif en termes de volume. Par exemple, un transformateur dimensionné pour une tension  $U_{eff\_1}$  et un courant  $I_{eff\_1}$  aurait un produit des aires  $P_{a1}$  correspondant à un volume proportionnel à  $P_{a1}^{3/4}$ . Le fractionnement de ce transformateur en deux avec un courant deux fois moindre – tous les autres paramètres restant les mêmes par ailleurs – correspondrait à un volume total de  $2 \cdot (P_{a1}/2)^{3/4} = (2/2^{3/4}) \cdot P_{a1}^{3/4}$ , ce qui est supérieur au volume du transformateur non scindé. Le volume total de matériaux étant supérieur alors que les sources volumiques de pertes fer restent identiques, ces dernières seraient augmentées. Les pertes cuivre le seraient également puisque la densité de courant reste la même alors que le volume de cuivre augmente.

Cependant, ce raisonnement simpliste n'est vrai qu'à basse fréquence lorsque les densités de flux et de courant sont homogènes. La répartition du courant dans les conducteurs à haute fréquence rend ce problème bien moins évident. Ceci sera étudié dans le *Chapitre V*. De plus, les limites de ce dimensionnement sont montrées par le fait qu'il n'exprime pas les pertes directement. La remarque

sur le fractionnement souligne par exemple que diviser le transformateur en deux va augmenter son volume mais ne donne pas d'évolution évidente sur les pertes totales si le changement n'est pas homothétique ou si plusieurs paramètres varient en même temps. Dans certains cas, les valeurs de  $B_{max}$  et  $J_{eff}$  choisies arbitrairement pourraient alors être ajustées de manière à diminuer le volume total à pertes constantes.

L'équation Eq. 11 met en avant le facteur de mérite du matériau magnétique : le produit  $f \cdot B_{max}$ . Les fabricants de matériaux le caractérisent à densité de pertes fer constantes. Ce facteur de mérite est représentatif de la densité de puissance stockable ou transférable par le composant magnétique. En effet, plus il est élevé, plus le transformateur pourra faire transiter une puissance importante pour un même produit  $S_{fer} \cdot S_{cuivre}$ . D'un autre point de vue, à puissance constante, une augmentation du produit  $f \cdot B_{max}$  réduit le volume du composant. Or ce produit  $f \cdot B_{max}$  présente un maximum en fréquence pour chaque nuance de matériaux magnétiques de type ferrite et, en choisissant le matériau convenable, ne fait qu'augmenter (Fig. 20). Cela signifie que pour pouvoir transmettre une puissance fixée à pertes identiques, le meilleur choix d'un point de vue du transformateur est de chercher à exploiter les très hautes fréquences (>10MHz). Cette course aux hautes fréquences est limitée par la répartition du courant dans les conducteurs qui vont provoquer des pertes supplémentaires non prises en compte dans l'hypothèse de la méthode du produit des aires. De plus, les autres éléments du convertisseur voient leurs pertes simplement augmenter avec la fréquence. Le dimensionnement du transformateur réside ainsi dans un compromis à la fois interne (pertes fers/pertes cuivres) mais aussi système (pertes transformateur/pertes en commutation dans les transistors). Ceci met en exergue une des difficultés que peut rencontrer le concepteur d'un convertisseur de puissance : Il est impossible de subdiviser le problème en éléments simples indépendants. Une conception ne sera optimale que si tous les éléments sont dimensionnés conjointement.

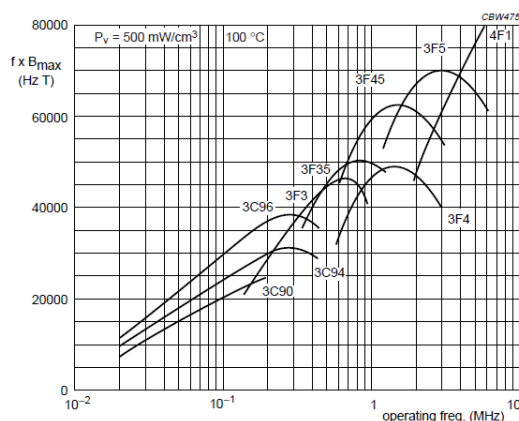


Fig. 19 Performance factor ( $f \times B_{max}$ ) at  $P_V = 500 \text{ mW/cm}^3$  as a function of frequency for power ferrite material

Fig. 20 Évolution du facteur de mérite des différents matériaux magnétique proposés par le constructeur Ferroxcube

L'évolution des transistors grand gap a permis la diminution de leurs capacités parasites et donc des pertes en commutation. Ce qui a engendré une augmentation des fréquences auxquelles fonctionnent les transformateurs actuels. Un composant plus petit peut ainsi être obtenu. De ce fait, le bobinage du transformateur est réalisable sur circuit imprimé avec un nombre raisonnable de couches. En considérant un design à pertes constantes, la taille du composant étant réduite, sa surface d'échange thermique est diminuée si sa forme est conservée. Ce qui augmente sa température.

Les coefficients de température positifs sur la résistivité des conducteurs et sur les pertes fer (passé un certain seuil d'environ 80°C généralement) peuvent provoquer un emballement thermique. L'utilisation de pot aux facteurs de forme adaptés est donc requise. Ainsi sont apparus les transformateurs planars. Leur forme plate permettant d'augmenter la surface d'échange tout en diminuant l'encombrement vertical.

Ces derniers points illustrent combien le choix de la fréquence de fonctionnement est un facteur fondamental pour une conception optimale d'une alimentation isolée. La tendance industrielle



actuelle pour les gammes de tension et de puissance considérées se situe dans la fourchette [100 kHz - 500 kHz] tel que montré en Annexe I : données sur les convertisseurs.

Finalement, l'optimisation de ce composant reposant sur quelques paramètres (forme du pot, matériau, fréquence et température d'utilisation, forme nombre et position des spires, présence d'entrefer) est l'une des étapes les plus compliquée.

## II-4 Architectures de conversion isolée et régulée

La construction de l'alimentation DC-DC requise par la structure IBIS nécessite de réaliser deux fonctions : l'isolation et la régulation. Trois approches sont aujourd'hui en concurrence dans la gamme [100-2000] Watts, [3-400] Volts et [5-50] Ampères. Ces approches visent chacune à fournir les performances optimales en termes de compacité, rendement, fiabilité, comportement *CEM*, etc.

### 4.1 Isolation et régulation concomitantes

Ces fonctions peuvent être réalisées en une fois par une unique structure, comme le montre la Fig. 21 Dans la majorité des cas, cette structure sera un Dual Active Bridge (*DAB*) ou bien, à mesure que la puissance diminue [37], une structure à résonance LLC ou CLLC. Ces dernières permettent – contrairement au LC – de réaliser une fonction élévatrice et abaisseuse dans le cas d'une charge résistive. Le fonctionnement général de ces structures est décrit dans les parties 3 à 5 du chapitre III. L'avantage de cette approche est l'utilisation d'un unique convertisseur comportant peu d'éléments. Cependant ces derniers doivent être dimensionnés pour fonctionner dans les points extrêmes de leurs plages de fonctionnements. À puissance donnée, la tension maximale engendre un flux magnétique élevé qui contraint le transformateur, tandis que la tension minimale implique de faire circuler des courants plus importants dans la structure, ce qui augmente les pertes par effet joule. Le dimensionnement est rendu d'autant plus ardu que la plage de tension est étendue. Souvent, seule l'augmentation du volume du convertisseur permet de lever ces doubles contraintes. Certains industriels élargissent leurs gammes de tension annoncées sous réserve d'une dégradation des caractéristiques lors de l'approche des *extrema*.

Un second inconvénient est la difficulté du contrôle-commande qui peut mettre en jeu plusieurs types de stratégies (fréquentielle, *phase-shifting*, rapport cyclique, méthodes hybrides). Ces techniques nécessitent à la fois une puissance et une vitesse de traitement importante et impliquent des complexités d'implémentations hardware (commande isolée des régulateurs synchrones, ajustement des délais de propagation dus à la chaîne de traitement et aux drivers). Cette approche est d'autant meilleure que la plage de tension d'entrée est restreinte.

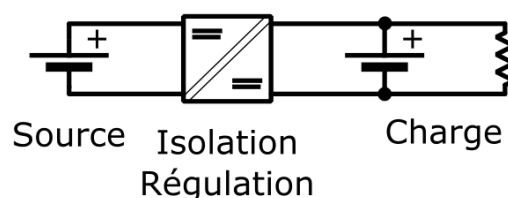


Fig. 21 Régulation et isolation confondues

### 4.2 Isolation et régulation par hybridation série

Une seconde idée réside dans l'association en cascade d'un convertisseur non isolé assurant la régulation du niveau de tension et d'un convertisseur isolé n'assurant que la fonction d'isolation galvanique comme montré Fig. 22 . Le convertisseur assurant la régulation est traditionnellement un buck extrêmement efficace sur une plage étendue de tension d'entrée et compact de par l'absence de

transformateur. Il est généralement placé du côté où la tension varie. Ainsi, cette technique permet de gérer une large plage de variation de la tension d'entrée (respectivement sortie) tout en laissant le convertisseur isolé fonctionner librement à son point de rendement maximum. Dans le cas où celui-ci est un convertisseur résonant, il fonctionne alors à sa fréquence de résonance de manière autopilotée. Aux chutes de tensions près dans les éléments, sa tension d'entrée est alors recopiée en sortie. La dénomination de ce type de fonctionnement est « transformateur continu » (*DCX*). La fréquence de fonctionnement du convertisseur assurant l'isolation est indépendante de la charge et assure la commutation douce des transistors. Cela permet également de relâcher les contraintes de dimensionnement du convertisseur à résonance puisqu'il n'a plus à assurer de régulation. Ainsi, pour des alimentations à résonance, des inductances séries de plus faible valeur sont utilisables puisque le facteur de qualité ne nécessite plus d'être aussi élevé pour assurer la régulation sans que l'excursion en fréquence ne soit trop importante. Ceci est décrit dans le chapitre III. L'exploitation de l'inductance de fuite du transformateur comme élément résonant est alors simplifiée. Cependant, la puissance traverse alors une série de convertisseurs contribuant chacun à la chute du rendement global et à l'augmentation du volume total. Cette solution est exploitée par plusieurs fabricants industriels, notamment Synqor [38] et Vicor [39] ainsi que par différents acteurs académiques [40][41].

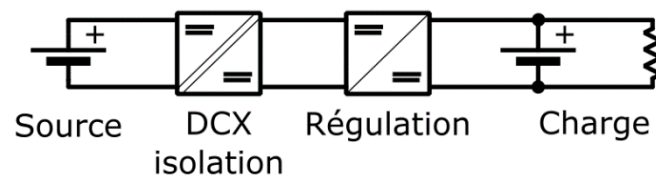


Fig. 22 Régulation de tension par l'ajout d'un convertisseur en série

Dans le cas où les tensions d'entrée et de sorties sont susceptibles de varier toutes les deux, le *DCX* peut être encadré par deux régulateurs. Cela lui permet de fonctionner systématiquement avec les mêmes tensions d'entrée et de sortie (une faible variation de celles-ci permettant de réguler le flux de puissance). L'ajout d'un second convertisseur régulé pénalise néanmoins les performances globales de conversion.

Le comportement du transformateur continu peut être exploité pour varier la tension de sortie (respectivement d'entrée) en agissant sur sa tension d'entrée (respectivement de sortie). Cette méthode nécessite alors un dimensionnement compatible avec des variations de tension.

### 4.3 Isolation et régulation par hybridation parallèle

Finalement, une troisième voie plus récente consiste à séparer le flux d'énergie vers deux convertisseurs qui agissent parallèlement (Fig. 23). Le premier réalise l'essentiel du transfert de puissance en fonctionnant en *DCX*. Le second assure la régulation mais ne fait transiter qu'une fraction de l'énergie totale. L'avantage de cette méthode par rapport à la précédente est que la majorité de la puissance transite par un convertisseur ayant un excellent rendement et dont la commande simplifiée permet un fonctionnement à haute fréquence. Cependant, ce système nécessite deux convertisseurs isolés et une commande qui doit prendre en compte leurs interactions si leurs dynamiques sont proches. Cette solution est possible lorsque la tension d'entrée est contenue dans une plage restreinte afin de conserver une répartition optimale du flux de puissance entre les convertisseurs.

Une implémentation de cette technique est présentée Fig. 23. Dans cette configuration, la tension d'entrée du convertisseur régulateur  $V_{reg}$  est ajustée afin de contrôler la tension d'entrée du convertisseur agissant en *DCX*. La tension d'entrée totale  $V_1$  est fixée par la source. Le

dimensionnement est réalisé de manière qu'au point de fonctionnement nominal, la tension d'entrée du DCX ( $V_{DCX}$ ) soit proche de la tension de la source ( $V_1$ ). Ainsi, le régulateur fonctionne à basse tension en entrée et faible courant en sortie. Les semi-conducteurs sont alors de faible puissance apparente, ce qui limite leurs pertes en conduction et/ou en commutation. Un compromis est à trouver entre la plage de tension d'entrée réglable et le rendement du convertisseur global. En effet, plus le convertisseur régulateur est nominalelement soumis à une fraction importante de la tension d'entrée, plus la plage de régulation possible est grande. Cependant celui-ci transférera alors une part plus importante de la puissance (avec un rendement inférieur à celui du DCX).

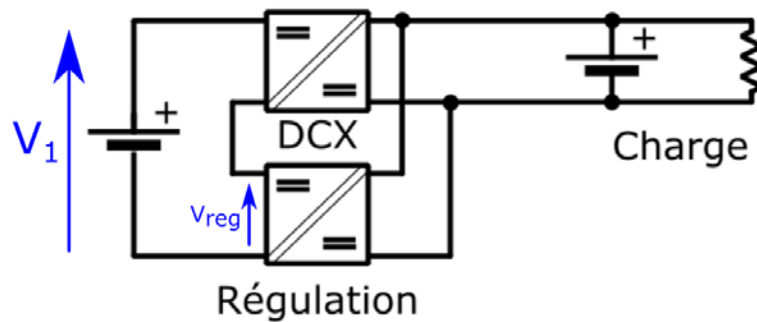


Fig. 23 Architecture de conversion et régulation en parallèle

[42] présente une réalisation 48 V vers 1 V 80 A. Le convertisseur DCX fonctionne à 1 MHz. L'isolation galvanique n'est pas assurée en raison de l'utilisation d'un convertisseur buck (fonctionnant à 600 kHz) assurant la régulation. Le transformateur n'est utilisé qu'à des fins d'abaisseur de tension et non d'isolateur galvanique (40V vers 1V). Cette architecture permet de faire transiter 84% de la puissance par le LLC matrix transformer fonctionnant en DCX. Le rendement global dépasse 91% de 20 à 80 A de sortie sous tension d'entrée nominale. Ceci se montre supérieur à la solution industrielle proposée par Vicor qui utilise une structure similaire à la Fig. 22 tout en ayant un volume « très comparable ». Elle garde un rendement quasi constant lorsque la tension d'entrée monte à 54 V, ce qui semble indiquer que la régulation n'impacte pas le rendement de manière significative.

[43] propose une solution complètement isolée basée sur deux LLC en DCX en série dont une partie des éléments résonants sont communs. Un « petit » convertisseur buck fonctionnant à sa propre fréquence permet d'imposer la tension en sortie du deuxième LLC. Cette tension est alors recopiée en entrée du fait du fonctionnement en DCX. Cela ajuste la tension du premier LLC. Cette structure est présentée sur la Fig. 24 . La tension d'entrée peut varier entre 340 V et 380 V pour une sortie régulée à 40 V 25 A. Le LLC principal fonctionne à 1 MHz et fait transiter 88% de la puissance à la tension d'entrée nominale. Les rendements obtenus sont de l'ordre de 96.5% pour une puissance de sortie de 400 W à 1000 W (10 A à 25 A). Son évolution avec la tension d'entrée n'est pas précisée et serait intéressante. Des mesures de comportement dynamique sont présentées mais ne sont pas étudiées théoriquement. Un inconvénient de cette solution est qu'elle nécessite trois convertisseurs.

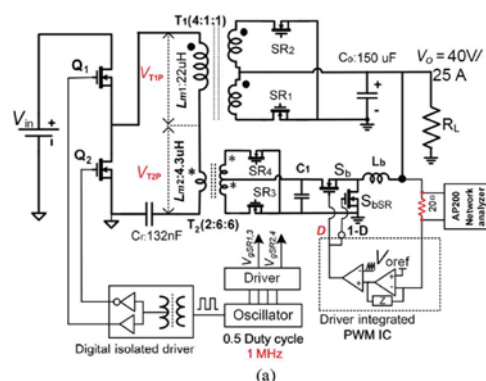


Fig. 24 Structure proposée dans [43]

[44] emploie l'association d'un LLC en DCX et d'un DAB pour faire la régulation tout en accentuant la nécessité d'avoir une modélisation efficace des convertisseurs pour en faire la commande. Le rendement obtenu est supérieur à 95% de 400 à 1200 W de sortie (8 A à 25 A) pour une conversion de 400 V vers 48 V. La régulation fonctionne pour des tensions d'entrées comprises entre 370 V et 430 V mais l'évolution du rendement n'est pas présentée. Les images de prototypes semblent montrer que l'intégration n'était pas au cœur de l'étude.

Finalement, [45] n'utilise qu'un seul composant magnétique pour les deux convertisseurs afin de réduire les pertes et l'encombrement ajoutés par le régulateur auxiliaire. Ce dernier se compose ainsi d'enroulements pris sur le transformateur associés à un redresseur double alternance en demi-pont. La tension obtenue aux bornes de  $C_o$  sur la Fig. 25 permet à un convertisseur non isolé de réguler la tension  $V_c$ . Cette tension étant présente dans la maille du convertisseur LLC fonctionnant en DCX, ce dernier est régulé en tension d'entrée.

Le convertisseur fabriqué possède des tensions nominales de 48 V en entrée vers 12 V en sortie pour un courant de 25 A. Le découpage s'effectue à 1 MHz. La plage de régulation n'est pas indiquée mais le rendement est supérieur à 95 % à partir de 20% de la puissance de sortie nominale sous 55 V d'entrée. La densité atteint 22,6 kW/L.

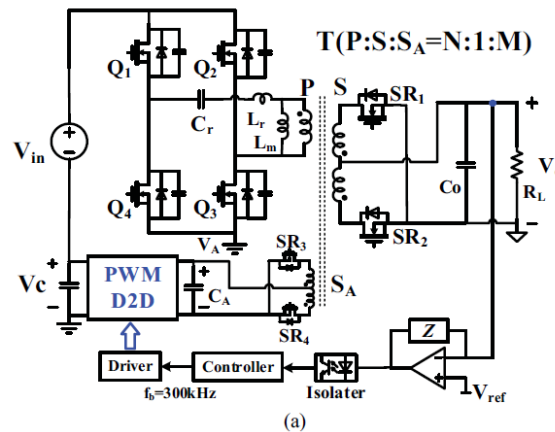


Fig. 25 Structure proposée dans [45]

Une seconde implémentation est celle de Fig. 26 . Dans cette conformation, le pont d'entrée du DCX génère des tensions carrées  $v_{pri}$  de rapport cyclique 0,5. Le convertisseur régulateur génère des tensions créneaux  $v_{aux}$  de même amplitude mais de rapport cyclique moins élevé. Les fondamentaux de ces tensions sont en phase. Ainsi le primaire du transformateur principal est soumis à la différence de ces tensions au travers du transformateur auxiliaire (formes d'ondes Fig. 27).

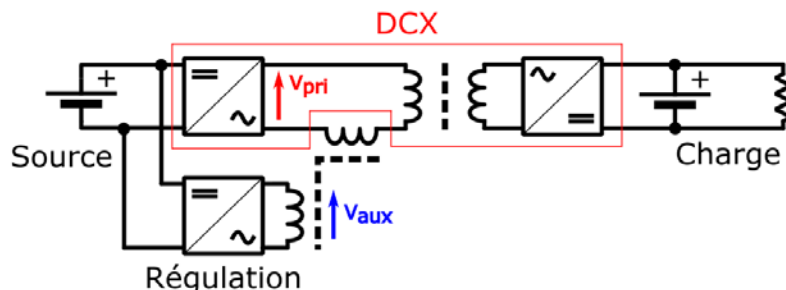


Fig. 26 Convertisseur isolé avec compensation série de la tension

[46] Présente une implémentation de cette technique dans un convertisseur 48 V +/- 25% vers 12 V pour une puissance de sortie de 100 W à 200 kHz réversible. Le convertisseur auxiliaire est un simple pont en H qui permet d'ajouter ou de soustraire une tension sous forme de créneau avec un rapport cyclique variable centré sur la commande du LLC DCX tel qu'illustré Fig. 27. Cela permet de modifier la

valeur du fondamentale de la tension d'entrée au prix d'une augmentation du taux d'harmoniques. Les courbes de rendement obtenues varient selon la tension d'entrée et la puissance de sortie et restent entre 89% et 92% sauf lorsque la tension d'entrée est très proche de la tension de sortie au rapport de transformation près. Le rendement monte alors à 94% (Fig. 28). Le convertisseur régulateur étant isolé, les auteurs démontrent qu'il vaut mieux connecter celui-ci du côté haute tension (éventuellement à la sortie donc) afin de limiter la valeur du courant circulant. Peuvent alors se poser des problèmes de régulation au démarrage du convertisseur.

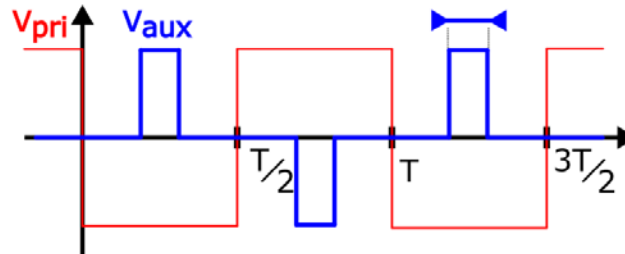


Fig. 27 Formes d'onde de tension correspondantes à la Fig. 26. La largeur des créneaux peut varier afin de réguler la tension du fondamental

Dans une évolution de leur article [47], les auteurs étudient la possibilité d'ajouter un convertisseur *buck* en série avec le pont en H du régulateur. Cela permet de modifier la tension au niveau du transformateur secondaire et de travailler à rapport cyclique 0,5. Grâce à cette méthode, le pont en H du régulateur commute aux mêmes instants que celui du LLC et moins d'harmoniques sont générées. Une étude des pertes moyennement approfondie est menée. Cette étude conclut qu'il n'y a pas de gains provenant de l'ajout d'un convertisseur *buck*. L'article souligne l'intérêt de connecter le convertisseur auxiliaire du côté où la tension fluctue afin que le DCX fonctionne toujours parfaitement dans les mêmes conditions.

Cette implémentation paraît avoir été abandonnée puisque aucun laboratoire ne semble avoir poursuivi de recherche dans ce sens et que la dernière publication de ce groupe sur ce sujet remonte à 2013. La raison en est peut-être la forme des courbes de rendement qui possède des variations trop importantes (Fig. 28).

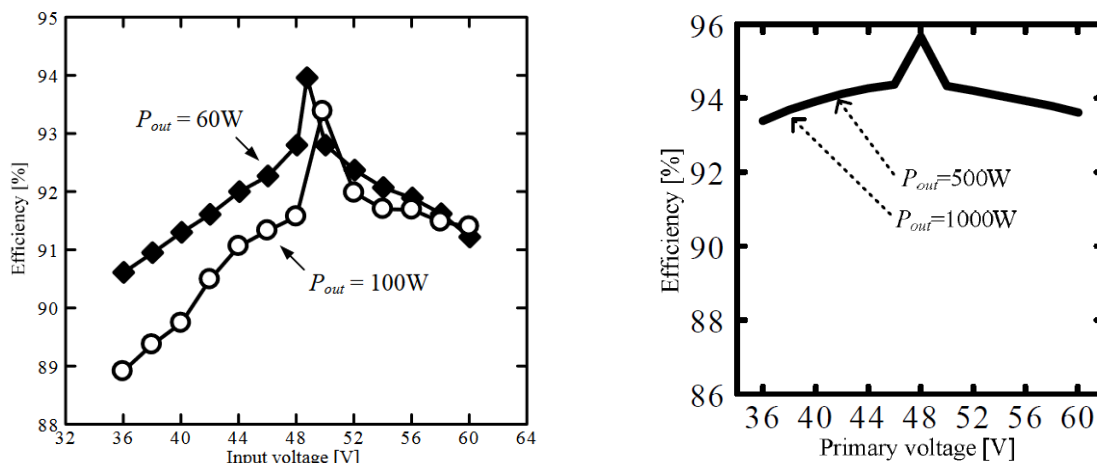


Fig. 28 Courbes de rendement du convertisseur à compensation série tirées de [46] (à gauche) et de l'évolution [47] (à droite) (les niveaux de tensions et de puissance sont différents).

Une comparaison à critère donnés de ces structures ne peut être menée, les auteurs n'indiquant pas toujours toutes les grandeurs d'intérêt (dimensions géométriques – qui ne sont pas toujours optimisées –, plage de tensions admissibles et rendements correspondants notamment). Un indicateur à la fois synthétique et précis ne peut être défini aisément. Par ailleurs, le simple fait de changer de

gamme de puissance ou de tension modifie les points bloquants. De plus, certains paramètres comme l'évolution du rendement sur l'ensemble des points de fonctionnement sont difficiles à prendre en compte. Ainsi, la détermination d'un agencement optimal des convertisseurs n'est pas triviale, d'autant plus qu'il peut changer selon les conditions du cahier des charges.

## II-5 Facteur de conversion

### 5.1 Définition

Dans le cas général, le niveau de tension de sortie d'un convertisseur doit être régulé. Le transformateur joue un rôle de premier plan dans la modification du niveau de tension. Cependant son rapport de transformation est fixé dès sa construction. L'électronique qui lui est associée doit assurer le complément.

Plus le rapport de transformation nécessaire est élevé, plus grandes seront les contraintes de réalisation du transformateur. De même, plus la plage de conversion complémentaire assurée par l'électronique est étendue, plus les pertes qui lui sont associées seront importantes.

Ainsi, deux indicateurs permettant de qualifier la « difficulté » de conversion due à la fois au rapport des tensions entre entrée et sortie mais aussi à la largeur des plages admissibles et nécessaires sont présentés.

Pour cela, deux cas sont considérés. Pour chacun d'entre eux, la tension d'entrée peut varier dans un intervalle  $[V_{1min}, V_{1max}]$  auquel correspond un intervalle de tension de sortie souhaité  $[V_{2min}, V_{2max}]$ . La différence réside dans la considération de cet intervalle de sortie. Pour le premier cas, il s'agit d'une « plage de tolérance » (e.g. le convertisseur devra fournir  $12 \pm 5\% V$  : chaque tension d'entrée doit donc simplement correspondre à une tension de sortie à l'intérieur de l'intervalle). Tandis que pour le second, l'ensemble de l'intervalle de sortie doit être atteignable pour toutes les tensions d'entrée (e.g. le convertisseur doit être capable d'atteindre les points compris entre  $12-5\%=8 V (V_{2min})$  et  $12+5\%=14 V (V_{2max})$  à partir de n'importe quelle tension comprise entre  $V_{1min}$  et  $V_{1max}$  afin de pouvoir charger des batteries par exemple). Elle sera appelée « plage nécessaire ».

La Fig. 29 illustre alors le rôle du transformateur sur la conversion de l'intervalle d'entrée. Celle-ci passe de l'intervalle  $[V_{1min}, V_{1max}]$  à l'intervalle  $[m.V_{1min}, m.V_{1max}]$ . Pour l'exemple présenté, si la plage de tension de sortie est une plage de tolérance, l'électronique doit simplement être en mesure de diminuer la tension de  $\epsilon_{max\_tol-}$ . S'il s'agit d'une plage nécessaire, l'électronique doit être en mesure de diminuer la tension de  $\epsilon_{max-}$  et de l'augmenter de  $\epsilon_{min+}$ .

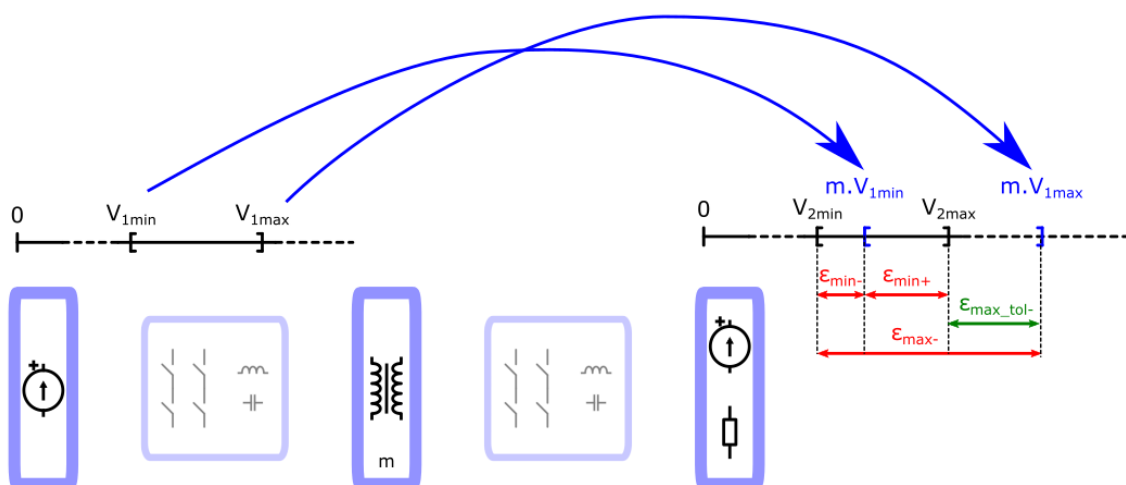


Fig. 29 Illustration des intervalles de conversion

La solution qui permet de minimiser les écarts  $\epsilon_x$  est d'utiliser un transformateur de rapport  $m_{opti}$  qui fasse correspondre la tension moyenne de la plage d'entrée à la moyenne de celle de sortie (Eq. 12) :

$$m_{opti} = \frac{V_{2max} + V_{2min}}{V_{1max} + V_{1min}} \quad Eq. 12$$

Puisque la difficulté pour l'électronique est de modifier la tension relative et non absolue, les écarts absolus  $\varepsilon_x$  sont normalisés par rapport aux tensions  $m.V_{1min}$ ,  $m.V_{1max}$ . Les indicateurs relatifs  $\delta_x$ ,  $\Delta_x$  sont définis afin de mesurer la difficulté  $Electro_{diff\_tol/nec}$  reposant sur l'électronique selon que la plage soit de tolérance ou nécessaire respectivement (Eq. 14, Eq. 15):

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_{min-} = \frac{m.V_{1min} - V_{2min}}{m.V_{1min}} \quad \Delta_{max-} = \frac{m.V_{1max} - V_{2min}}{m.V_{1max}} \\ \Delta_{min+} = \frac{V_{2max} - m.V_{1min}}{m.V_{1min}} \quad \Delta_{max+} = \frac{V_{2max} - m.V_{1max}}{m.V_{1max}} \end{array} \right\} \quad \text{Cas de plage nécessaire} \quad Eq. 13$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{max} = \frac{m.V_{1max} - V_{2max}}{m.V_{1max}} \quad \delta_{min} = \frac{V_{2min} - m.V_{1min}}{m.V_{1min}} \end{array} \right\} \quad \text{Cas de plage de tolérance} \quad Eq. 14$$

$$Electro_{diff_{nec}} = \max(\Delta_{min-}; \Delta_{max-}; 0) + \max(\Delta_{min+}; \Delta_{max+}; 0) \quad Eq. 15$$

$$Electro_{diff_{tol}} = \max(\delta_{max}; 0) + \max(\delta_{min}; 0) \quad Eq. 16$$

Ainsi, les quelques exemples suivants Tab. 3 permettent de rendre compte des difficultés de conversion :

Cas	Plage d'entrée	Plage de sortie	$m$	$Electro_{diff\_tol}$	$Electro_{diff\_nec}$
1	[10] V	[12] V	1,2	0%	0%
2	[10] V	[12] V	1	20%	20%
3	[10] V	[10 - 14] V	1,2	0%	33%
4	[8 - 12] V	[12] V	1,2	40%	40%
5	[10 - 14] V	[10 - 14] V	1	0%	69%
6	[8 - 12] V	[10 - 14] V	1,2	7%	76%
7	[25 - 52] V	[350 - 420] V	10	59%	101%
8	[25 - 52] V	[350 - 420] V	5	180%	236%

Tab. 3 Exemple de difficulté de conversion

Le cas 1 illustre un convertisseur dont le rôle est d'adapter une tension unique vers une autre. Dans ce cas, un transformateur judicieusement conçu permet d'annuler la contrainte de régulation sur l'électronique.

Parfois, la construction contraint le rapport de transformation (bobinage sur PCB, fenêtre de bobinage restreinte, limitation des capacités parasites, contrainte sur l'inductance magnétisante et le volume) qui ne peut alors être idéal. Dans ce cas, les deux premiers ainsi que les deux derniers exemples de la Tab. 3 montrent que la difficulté de conversion est répercutée sur l'électronique.

Le cas 3 illustre la conversion d'une tension d'entrée ponctuelle vers un intervalle de sortie. Dans le cas d'un intervalle toléré, la contrainte de régulation est nulle. La contrainte sur le rapport de transformation est allégée et peut varier autour de  $m_{opti}$ . En revanche, s'il s'agit d'un intervalle nécessaire, une contrainte de régulation est présente.

Le cas 4 montre l'hypothèse de transformation d'une plage de tension d'entrée vers une tension de sortie ponctuelle. Aucune différence n'est alors présente selon qu'il s'agisse d'un point de tolérance ou nécessaire. Une difficulté de conversion électronique est présente.

Si les intervalles d'entrée et de sortie sont proportionnels, alors, le choix d'un rapport de transformation optimal permet d'annuler la difficulté de conversion électronique dans le cas d'une

plage de tolérance. S'il s'agit d'un intervalle nécessaire, la difficulté électronique peut atteindre n'importe quelle valeur. Ceci est illustré cas 5.

À l'inverse, dans le cas 6, bien que les largeurs d'intervalles d'entrée et de sortie soient égales à celles du cas 5, la non-proportionnalité entre eux provoque une contrainte de conversion.

L'exemple proposé en 7 montre des intervalles beaucoup plus larges que dans 5 en valeur absolue. Toutefois, la difficulté de conversion électronique ne présente pas nécessairement d'augmentation forte.

L'extension de la plage de sortie facilite le travail du convertisseur s'il s'agit d'un intervalle de tolérance mais lui complique la tâche s'il s'avère que ce soit un intervalle nécessaire.

Dans certains cas non exposés, le convertisseur ne peut fonctionner qu'en abaisseur (resp. survolteur). Cela contraint alors le rapport de transformation à amener la tension d'entrée minimum (resp. maximum) au-dessus (resp. en dessous) de la tension de sortie maximum (resp. minimum) si l'intervalle de sortie est nécessaire. Dans le cas où il s'agit d'un intervalle de tolérance, il lui suffit d'amener la tension d'entrée minimum (resp. maximum) au-dessus (resp. en dessous) de la tension de sortie minimum (resp. maximum).

## 5.2 Facteur de conversion : problématique associée

La définition d'un facteur de conversion dans la partie précédente n'apporte des informations que sur l'entrée et la sortie du convertisseur. L'architecture de régulation (partie II-4) et la topologie de conversion sont donc indépendantes.

Cependant, des choix peuvent être effectués en regard des valeurs obtenues. En effet, plus les applications possèdent un facteur de difficulté  $Electro_{diff}$  élevé, plus certains choix se détachent. Dans le cas d'une conversion s'effectuant à l'aide d'un seul convertisseur :

- si celui-ci est un convertisseur LLC ou même LC, une large plage de tension à réguler impose une large plage de variation de la fréquence de découpage et/ou un facteur de qualité du circuit résonant faible si la charge est de type résistif. La Fig. 30 expose les courbes de gain en tension typique d'un LLC selon le facteur de qualité  $Q = 1/R \cdot \sqrt{L_{ser}/C}$  du circuit résonant (la charge de sortie joue sur le R). Plus le facteur de qualité est faible, plus le gain peut être important. Cependant, si le cahier des charges impose de fortes puissances de sorties, obtenir un faible facteur de qualité est rendu difficile par la faible valeur équivalente de résistance de sortie. L'électronique n'est ainsi pas capable de fonctionner en mode survolteur et c'est le transformateur qui doit prendre en charge l'augmentation de tension. Cela nécessite alors un fonctionnement fortement abaisseur de l'électronique lorsque les plus faibles tensions de sortie sont demandées.

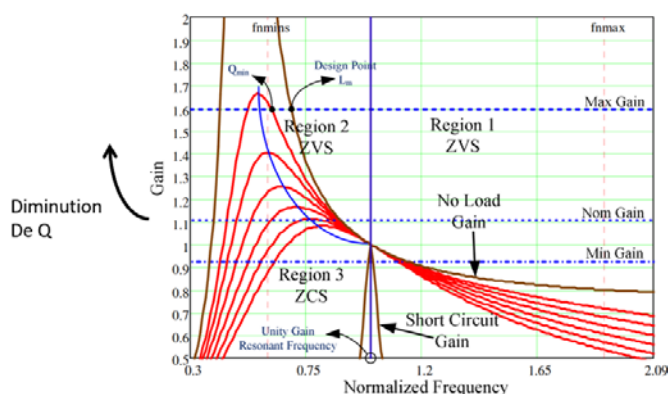


Fig. 30 Réseau de courbe de gain typiques d'un LLC chargé par une résistance en fonction du facteur de qualité du circuit résonnant. Image provenant de [48].

Un découpage à très haute fréquence est alors nécessaire. Ainsi, le ferrite doit être choisi dans un matériau compatible avec les plus hautes fréquences, ce qui signifie généralement une perméabilité moins élevée et des niveaux d'induction plus faibles. Le compromis avec le fonctionnement basse fréquence devient ainsi problématique. Les pertes en commutations dans les transistors peuvent également devenir épineuses.

Ainsi, ce sont les performances de l'ensemble du convertisseur qui pâtissent d'une trop grande difficulté à obtenir de fortes variations de tension par l'électronique.



- si le convertisseur est un *DAB* commandé en phase chargé par une résistance, une plage importante de régulation nécessite des fonctionnements à forts déphasage des ponts et/ou une faible inductance série. La première solution augmente la durée des périodes « mortes » ne transmettant que peu d'énergie à la sortie (voir chapitre III) ce qui augmente l'ondulation de tension et le courant *rms* nécessaire à puissance donnée. La deuxième solution diminue la contrôlabilité de la structure puisque les résolutions temporelles impératives pour assurer la régulation augmentent jusqu'à devenir prohibitives. En particulier lorsque la structure fonctionne à basse tension.

### 5.3 Facteur de conversion : structure de régulation

Les phénomènes décrits précédemment amènent alors les auteurs de [38] à la considération suivante : puisqu'une difficulté de conversion élevée impacte considérablement le rendement d'une structure, celle-ci doit être décomposée en sous-problème. Ainsi, puisque c'est notamment le transformateur qui est responsable des pertes, l'adoption d'une structure de conversion « régulation et isolation série » telle que présentée Fig. 22 présente l'avantage de séparer les fonctions. Un premier convertisseur assure la régulation et un second l'isolation. Le régulateur n'a alors pas besoin d'être isolé et ne possède donc pas de transformateur. L'isolateur n'a pas besoin d'être régulé et se comporte alors comme un transformateur *DC (DCX)*. Cette approche simplifie la conception de chacun d'entre eux et permet d'augmenter leurs rendements respectifs. Cependant, puisqu'ils sont en cascade, leurs pertes s'additionnent. Cette méthode est généralement adoptée lorsque la difficulté de conversion électronique atteint 75% – ce qui est décrit comme une plage de tension d'entrée 2:1 chez les industriels. Elle permet d'atteindre des difficultés de conversion supérieure à 400%.

Ainsi, au vu des discussions ci-dessus, le facteur de conversion présente trois zones auxquelles sont associées des structures de régulation (Tab. 4) :

Difficulté de régulation électronique	0%	75%	400%
Structure de régulation	Régulation et isolation concomitante		
		Régulation et isolation par hybridation série	
	?	Régulation et isolation par hybridation parallèle	?

Tab. 4 Stratégies de régulation selon la difficulté de régulation électronique

L'emploi optimal de la structure de régulation et d'isolation par hybridation parallèle n'est pas défini dans la littérature à ma connaissance. Ainsi, au vu des contraintes présentées dans le cahier des charges du projet IBIS partie 2.2, en considérant un rapport de transformation non optimal d'un, la difficulté de conversion électronique est de 64 %. C'est ainsi la structure de conversion globale qui semble la plus prometteuse.

## Annexe I : données sur les convertisseurs

Le Tab. 5 suivant présente quelques caractéristiques de convertisseurs issus du domaine industriel :

$F$ (kHz)	$P_{max}$ (W)	$\eta_{max}$	$V_{min}$ (V)	$V_{nom}$ (V)	$V_{max}$ (V)	$V_{out}$ (V)	Taille (mm*mm*mm)	Fabricant
250	200	89	9	24	36	12	61*53*13	tracoPower
250	200	90	9	24	36	24	61*53*13	tracoPower
250	200	90	18	48	75	12	61*53*13	tracoPower
250	200	90	18	48	75	24	61*53*13	tracoPower
N.C.	200	87	18	24	36	5	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	90	18	24	36	12	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	87	18	24	36	24	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	85	36	48	75	5	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	89	36	48	75	12	58*56*13	Vicor mini
N.C.	200	90	36	48	75	24	58*56*13	Vicor mini
100	170	79	19	24	36	5	215*115*50	Meanwell
100	200	82	19	24	36	12	215*115*50	Meanwell
100	200	85	19	24	36	24	215*115*50	Meanwell
100	200	81	36	48	72	5	215*115*50	Meanwell
100	200	84	36	48	72	12	215*115*50	Meanwell
100	200	86	36	48	72	24	215*115*50	Meanwell
250	200	84	10	24	36	12	108*102*38	CuiNC
250	200	84	10	24	36	24	108*102*38	CuiNC
250	200	86	18	48	75	12	108*102*38	CuiNC
250	200	86	18	48	75	24	108*102*38	CuiNC
220	600	96	36	48	60	11,4	58*23*14	Murata
220	25	93	42	48	57	12	22*36*11	Murata
220	25	91	42	48	57	5	22*36*11	Murata
220	120	93	9	12	36	5	58*23*13	Murata
220	120	93	9	12	36	12	58*23*13	Murata
275	54	91	9	12	36	12	33*23*9	Murata
220	396	96	36	48	75	12	58*23*13	Murata
440	502	91	9	12	36	12	35*25*10	Flex
180	650	96	40	48	60	12,5	58*37*12	Flex
230	1000	97	45	48	56	10,4	58*37*12	Flex
140	468	97	36	48	75	12	58*37*11	Flex

Tab. 5 Caractéristiques de différents convertisseurs DC-DC isolés régulés industriels

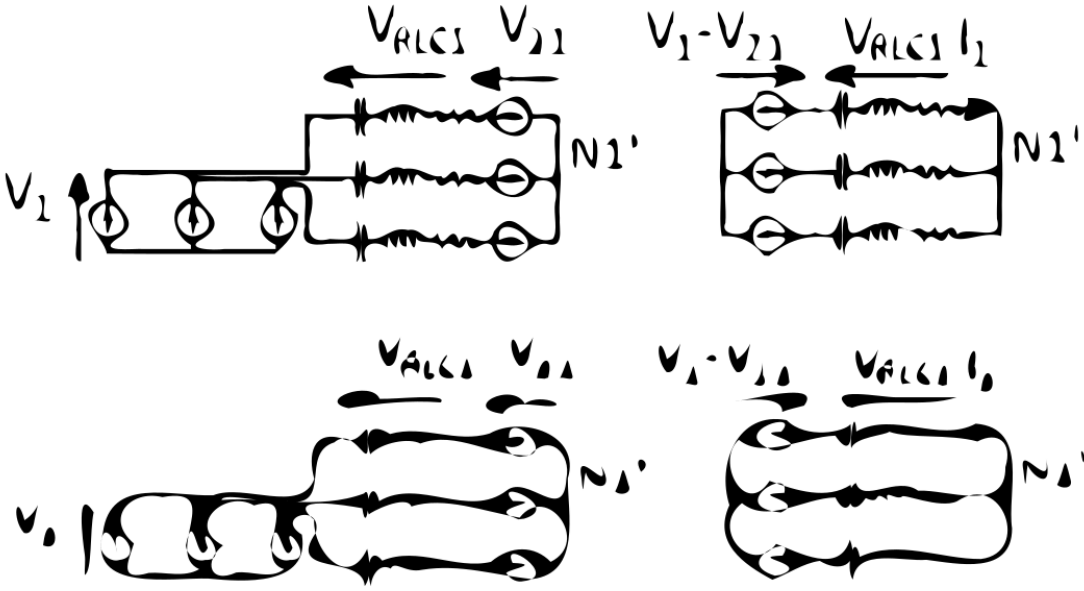
## Bibliographie

- [1] V. Bolgova, A. Leonov, S. Lefebvre, et S. Hloui, « AGING INVESTIGATION OF INVERTER-FED LOW VOLTAGE MOTOR WINDING INSULATION SUBJECTED TO HIGH DV/DT », p. 3.
- [2] F. Helling, J. Glück, A. Singer, et T. Weyh, « Modular multilevel battery (M2B) for electric vehicles », in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, sept. 2016, p. 1-9. doi: 10.1109/EPE.2016.7695480.
- [3] M. Luh, T. Blank, et M. Weber, « Comparison and Evaluation of Modular Multilevel Converter Topologies for Li-Ion Battery Systems », in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2017, p. 1-8.
- [4] L. Maharjan, T. Yamagishi, et H. Akagi, « Active-Power Control of Individual Converter Cells for a Battery Energy Storage System Based on a Multilevel Cascade PWM Converter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 3, p. 1099-1107, mars 2012, doi: 10.1109/TPEL.2010.2059045.
- [5] A. Shojaei, « Design of Modular Multilevel Converter-based Solid State Transformers », p. 102.
- [6] F. Martinez-Rodrigo, D. Ramirez, A. Rey-Boue, S. de Pablo, et L. Herrero-de Lucas, « Modular Multilevel Converters: Control and Applications », *Energies*, vol. 10, n° 11, p. 1709, oct. 2017, doi: 10.3390/en10111709.
- [7] T. Blank, J. Badedo, J. Kowal, et D. U. Sauer, « Deep discharge behavior of lead-acid batteries and modeling of stationary battery energy storage systems », in *Intelec 2012*, Scottsdale, AZ, USA, sept. 2012, p. 1-4. doi: 10.1109/INTLEC.2012.6374527.
- [8] « Silicon Lightworks ». <https://siliconlightworks.com/li-ion-voltage> (consulté le juill. 09, 2021).
- [9] « How far can Lilon be discharged? » <https://lygte-info.dk/info/BatteryLowVoltage%20UK.html> (consulté le juill. 09, 2021).
- [10] A. Andreta, « Automatic Design for Manufacturing in Power Electronics Based on Power Converter Arrays », p. 139.
- [11] « PowerForge - Software for Power Converters », *PowerForge*. <https://www.powerdesign.tech/> (consulté le juill. 06, 2021).
- [12] « LM5180DESIGN-CALC Calculation tool | TI.com ». <https://www.ti.com/tool/LM5180DESIGN-CALC> (consulté le juill. 06, 2021).
- [13] RichardsonRFPD et Microsemi PPG, « Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) », p. 8.
- [14] F. Roccaforte, G. Greco, P. Fiorenza, et F. Iucolano, « An Overview of Normally-Off GaN-Based High Electron Mobility Transistors », *Materials*, vol. 12, n° 10, p. 1599, mai 2019, doi: 10.3390/ma12101599.
- [15] « WP017 - eGaN FETs Deliver the Performance of GaN at the Price of Silicon ». <https://epc-co.com/epc/DesignSupport/WhitePapers/WP017-eGaNfetsDeliverthePerformanceofGaNatthePriceofSilicon.aspx> (consulté le juill. 06, 2021).
- [16] M. M. Jovanovic et B. T. Irving, « Efficiency optimization of LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range by on-the-fly topology-morphing control », in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, mars 2015, p. 1420-1427. doi: 10.1109/APEC.2015.7104534.
- [17] H. Higa, S. Takuma, K. Orikawa, et J. Itoh, « Dual active bridge DC-DC converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load », in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, sept. 2015, p. 6344-6351. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310549.
- [18] A. Coccia, F. Canales, P. Barbosa, et S. Ponnaluri, « Wide input voltage range compensation in DC/DC resonant architectures for on-board traction power supplies », in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2007, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2007.4417709.

- [19] C. Li et H. Wang, « A Wide Gain Range LLC Resonant Converter Based on Reconfigurable Bridge and Asymmetric Resonant Tanks », in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, mars 2019, p. 3281-3286. doi: 10.1109/APEC.2019.8722214.
- [20] A. Beager, J.-M. Haussonne, et J.-C. Niepce, « Condensateurs : Dossier complet | Techniques de l'Ingénieur ». <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-electronique-tiaea/archive-1/condensateurs-e1925/> (consulté le juill. 02, 2021).
- [21] « Ceramic capacitor », *Wikipedia*. avr. 27, 2021. Consulté le: juill. 02, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Ceramic\\_capacitor&oldid=1020229348](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Ceramic_capacitor&oldid=1020229348)
- [22] C. R. Sullivan, « Prospects for advances in power magnetics », in *CIPS 2016; 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, mars 2016, p. 1-9.
- [23] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, Z. Wang, et Y. Liu, « A horizontal-winding multi-permeability distributed air-gap inductor », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 994-1001. doi: 10.1109/APEC.2012.6165940.
- [24] R. H. Carestia, A. L. F. Stein, et C. R. Sullivan, « Winding Shape Optimization in Transformers », in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Toronto, ON, Canada, juin 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769697.
- [25] J. D. Pollock et C. R. Sullivan, « Loss models for shaped foil windings on low-permeability cores », in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, juin 2008, p. 3122-3128. doi: 10.1109/PESC.2008.4592432.
- [26] F. Beauclair, J.-P. Delvinquier, et J.-P. Gros, « Transformateurs et inductances », p. 29, 1998.
- [27] F. Mazaleyrat, « Matériaux magnétiques: “« Les nouveaux matériaux »” », p. 26.
- [28] J.-C. Perron, « Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins », p. 33, 1997.
- [29] Y. Yao, « Etudes des matériaux magnétiques nanocristallins FeCuNbSiB pour applications en électronique de puissance », p. 207.
- [30] P. Lapointe, « DÉVELOPPEMENT D'UN COMPOSITE MAGNÉTIQUE DOUX AVEC REVÊTEMENT DE FERRITE NANOMÉTRIQUE », p. 193.
- [31] L.-G. Petrescu, M.-C. Petrescu, V. Ioniță, E. Cazacu, et C.-D. Constantinescu, « Magnetic Properties of Manganese-Zinc Soft Ferrite Ceramic for High Frequency Applications », *Materials*, vol. 12, n° 19, p. 3173, sept. 2019, doi: 10.3390/ma12193173.
- [32] T. Martinez, « Etude d'un transformateur piézoélectrique à onde progressive et de son application aux convertisseurs de puissance », These de doctorat, Université Paris-Saclay (ComUE), 2019. Consulté le: juill. 06, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2019SACLN047>
- [33] D. Bergogne *et al.*, « Integrated coreless transformer for high temperatures design and evaluation », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, sept. 2013, p. 1-8. doi: 10.1109/EPE.2013.6632000.
- [34] A. J. Carvajal, « First Principles Design of Coreless Power Transformers », p. 144.
- [35] Y. Wanderoild, A. Morel, R. Grézaud, G. Pillonnet, D. Bergogne, et H. Razik, « Optimal compensation capacitors maximizing coreless inductive power transfer », p. 8.
- [36] A. Van den Bossche, V. C. Valchev, et G. B. Georgiev, « Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms », in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, p. 4814-4818. doi: 10.1109/PESC.2004.1354851.
- [37] J.-M. Jarrousse, « Conception d'un convertisseur DC/DC à très haute fréquence pour l'alimentation d'une cellule radar, contributions à son intégration », p. 169.
- [38] « A Two-Stage Approach to Highly Efficient, Super-Wide Input Voltage Range DC-DC Converters ». Consulté le: juin 28, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [https://www.astute.global/wp-content/uploads/2020/11/wp\\_SuperWide-WhitePaper.pdf](https://www.astute.global/wp-content/uploads/2020/11/wp_SuperWide-WhitePaper.pdf)
- [39] « ds\_prm\_vtm\_evalboard.pdf ». Consulté le: juill. 08, 2021. [En ligne]. Disponible sur: [http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds\\_prm\\_vtm\\_evalboard.pdf](http://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds_prm_vtm_evalboard.pdf)

- [40] C. Fei, M. H. Ahmed, F. C. Lee, et Q. Li, « Two-Stage 48 V-12 V/6 V-1.8 V Voltage Regulator Module With Dynamic Bus Voltage Control for Light-Load Efficiency Improvement », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 7, p. 5628-5636, juill. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2605579.
- [41] M. Salato, « Datacenter power architecture: IBA versus FPA », in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, oct. 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099876.
- [42] M. Ahmed, C. Fei, F. C. Lee, et Q. Li, « High-efficiency high-power-density 48/1V sigma converter voltage regulator module », in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, mars 2017, p. 2207-2212. doi: 10.1109/APEC.2017.7931005.
- [43] X. Wu, H. Chen, et Z. Qian, « 1-MHz LLC Resonant DC Transformer (DCX) With Regulating Capability », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 5, p. 2904-2912, mai 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2521606.
- [44] Y. Liao *et al.*, « Single-stage DAB-LLC Hybrid Bidirectional Converter with Tight Voltage Regulation under DCX Operation », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2965495.
- [45] T. Liu, Y. Han, X. Wu, S. Yang, et G. Xie, « A MHz Regulated DC Transformer with Wide Voltage Range », in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, nov. 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/PEAC.2018.8590494.
- [46] S. Miyawaki, J. Itoh, et K. Iwaya, « A high efficiency isolated DC/DC converter using series connection on secondary side », in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, Sapporo, Japan, juin 2010, p. 620-625. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543336.
- [47] S. Miyawaki, J. Itoh, et K. Iwaya, « Experimental investigation and loss calculation for a bi-directional isolated DC/DC converter using series voltage compensation », in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2013, p. 1931-1938. doi: 10.1109/APEC.2013.6520559.
- [48] F. Musavi, M. Craciun, M. Edington, W. Eberle, et W. G. Dunford, « Practical design considerations for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 2596-2602. doi: 10.1109/APEC.2012.6166189.

Chapitre III - Choix d'une architecture et d'une structure adapté



Circuit tribal

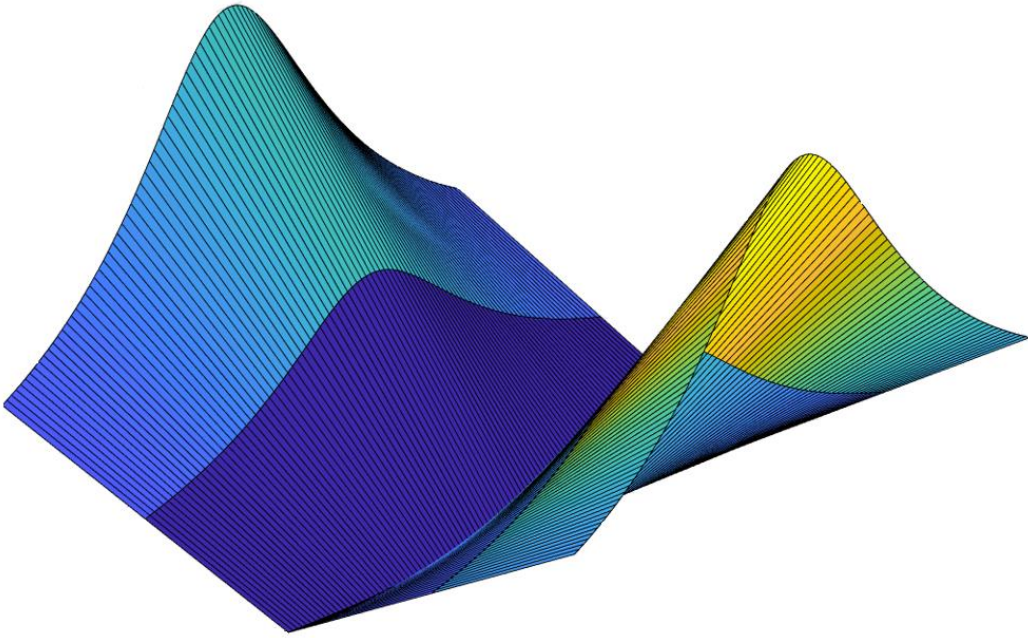


Figure 1 Raie-Manta libérée



## Table des matières

CHAPITRE III - CHOIX D'UNE ARCHITECTURE ET D'UNE STRUCTURE ADAPTE	51
III-1 STRUCTURES DE BASES	54
III-2 DUAL ACTIVE BRIDGE	56
<b>2.1 Commande en SPS</b>	<b>56</b>
2.1.1 Principes	56
2.1.2 Commutations douces	59
<b>2.2 Autres modes de commande</b>	<b>63</b>
2.2.1 Dual phase shift (DPS)	63
2.2.2 Extended dual phase shift (EDPS)	63
2.2.3 Triple phase shift (TPS)	64
2.2.4 Triangular and trapezoidal modulations (TRM/TZM)	64
<b>2.3 Conclusion</b>	<b>65</b>
III-3 CONVERTISSEUR LC	66
<b>3.1 Construction d'un modèle semi-analytique</b>	<b>66</b>
3.1.1 Fonctionnement en DCX étendu	67
3.1.2 Source sinus, émulation de pont redresseur avec hypothèse <i>FHA</i>	67
3.1.3 Comparaison avec simulation circuit d'une structure à pont de diode	69
3.1.4 Prise en compte des harmoniques et commutation selon le fondamental	72
3.1.5 Simulation circuit pour un pont de sortie fonctionnant en redresseur synchrone	74
3.1.6 Prise en compte des harmoniques, commutation sur le courant total	76
<b>3.2 Considération sur le rapport de transformation</b>	<b>77</b>
3.2.1 Cas [9-11] V vers [7-14] V	79
3.2.2 Cas [8-14] V vers [7-14] V	82
III-4 CONVERTISSEUR LLC	84
<b>4.1 Impact des paramètres caractéristiques</b>	<b>85</b>
<b>4.2 Inductance parallèle et pertes en commutation</b>	<b>88</b>
<b>4.3 Conclusion</b>	<b>95</b>
III-5 COMPARAISON DAB-L(L)C	96
<b>5.1 Cas [11-16] V vers [220-447] V, 2 kW</b>	<b>96</b>
<b>5.2 Cas 400 V vers 20 V, 330 W</b>	<b>97</b>
III-6 STRUCTURE ENVISAGEE	100
ANNEXE I CALCUL DU DISCRIMINANT CORRESPONDANT A L'EQ. 16	101
ANNEXE II CIRCUIT DE COMMANDE A BASE DE MONOSTABLES	102
BIBLIOGRAPHIE	103



### III-1 Structures de bases

Les deux structures couramment utilisées pour réaliser une conversion DC-DC isolée sur une gamme de tension allant de quelques volts à quelques centaines de volts et des puissances de plusieurs dizaines de watts à quelques kilowatts (voir dizaines de kilowatts dans certains cas) sont le LLC et Le Dual Active Bridge (DAB) dont les schémas sont décrits dans le tableau *Tab 1*.

Pour comprendre pourquoi ces structures sont les plus utilisées, quelques topologies de bases sont présentées à titre d'exemple et sont comparées à l'aide trois paramètres :

- Le nombre d'éléments. Au premier ordre, celui-ci est représentatif de la complexité de la structure, de son coût et -chaque élément introduisant des pertes-, cela est aussi un indicateur du rendement possible. Certaines structures comme le DAB et le LLC peuvent utiliser les éléments parasites du transformateur comme éléments fonctionnels du convertisseur.

- L'utilisation symétrique du transformateur. Une structure utilisant un transformateur dont l'excursion de l'induction est asymétrique nécessite un flux crête plus important pour transmettre une puissance donnée (à nombre de spires fixé) ou un nombre de spires plus important à induction crête fixée. Cela se traduit en un volume et/ou des pertes plus importantes.

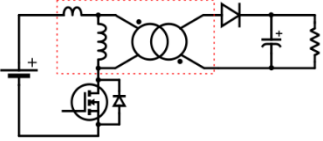
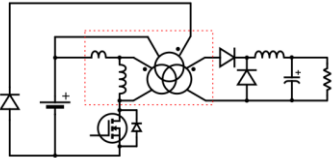
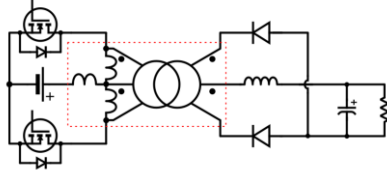
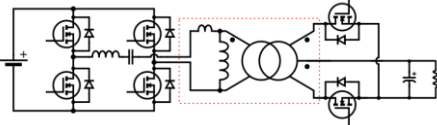
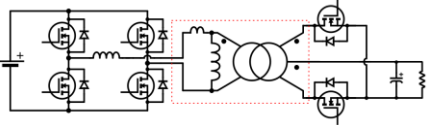
- Le type de commutations. Afin de réduire les pertes fer et le volume du transformateur, les structures de conversion modernes de puissance inférieure à la dizaine de kilowatts, fonctionnent communément à plusieurs centaines de kilohertz. Bien que l'arrivée de composants *GaN* permette de faibles pertes en commutations comparé au *Si*, l'utilisation de commutations douces est nécessaire afin d'améliorer le rendement de conversion. Cela implique une gestion fine des inductances de fuite et magnétisantes du transformateur. De plus, les commutations ZVS sont préférées aux commutations ZCS afin de recycler l'énergie des capacités parasites des transistors.

Le document [1] présente les cellules de commutations de base, ainsi que leurs déclinaisons plus avancées permettant de réaliser les fonctions de l'électronique de puissance. Les structures sont comparées selon les paramètres présentés précédemment, auxquels les auteurs ajoutent les contraintes en tensions et courants crêtes sur les composants, les difficultés à commander les interrupteurs ou à filtrer les formes de courant et tensions. Les pistes d'évolution et domaines d'application de ces topologies sont également présentés.

La complexité de la commande est un paramètre de moins en moins prépondérant au fur et à mesure que les prix des microcontrôleurs et autres DSP devient négligeables.

Sans avoir la prétention d'étudier l'ensemble des structures intéressantes et leurs variations, le tableau *Tab 1* présente quelques structures classiques ainsi que les paramètres discutés précédemment correspondants.

Bien évidemment, ces quelques structures ne représentent qu'une infime partie de celles étudiées. Anciennement, une partie des recherches visaient à délocaliser les pertes engendrées par les éléments parasites des interrupteurs de puissance et du transformateur à l'aide de circuits d'aide à la commutation (*Snubbers*) [2]. Le rôle de ces *derniers* était alors de transposer les pertes sur des éléments capables de les évacuer plutôt que sur les minuscules puces des transistors sujettes à la surchauffe. Bien que permettant la miniaturisation des convertisseurs, ces techniques n'en augmentaient pas le rendement. Par la suite, l'objectif s'est porté sur le fait de récupérer cette énergie. C'est l'apparition des snubbers actifs et des variations quasi résonantes, résonantes ou même multi-résonantes. Bien que plus efficaces, ces méthodes nécessitant d'ajouter des éléments complexifient la commande et le design des convertisseurs. Les versions résonantes génèrent de plus des sur-

Nom	Schéma simplifié	Nombre d'éléments	Flux symétrique	Type de commutations	Réf.
Boost isolé (flyback)		4	non	Dures	[3], [4]
Forward		7	non	Dures	[3], [4]
Push-pull		7	oui	Dures	[4]
LLC		10 -1 si utilisation de Lfuite Lmag +2 si pont complet au secondaire	oui	Possible	[5]
DAB		9 -1 si utilisation de Lfuite +2 si pont complet au secondaire +1 pour le condensateur anti polarisation du transformateur	oui	Possible	[6]

Tab 1 Comparaison de quelques structures de conversion DC/DC isolées élémentaires

contraintes sur les éléments sans pour autant être efficaces à tous les points de fonctionnement. La recherche se concentre aujourd'hui sur des structures simples permettant un recyclage « naturel » des énergies parasites stockées telles que le *DAB* ou le *LLC*. L'utilisation de structures en demi-pont est également d'intérêt. Ce design permet de remplacer la structure d'un pont complet à quatre interrupteurs de puissance par une structure composée de deux transistors et deux condensateurs (Fig. 1). L'intérêt de ce type de configuration est de faciliter la commande en limitant le nombre de semi-conducteurs. Dans les structures isolées à l'aide d'un transformateur électromagnétique, cela permet d'éviter de polariser petit à petit le transformateur en agissant de la même manière qu'un condensateur série. Enfin, dans le cas où le convertisseur est abaisseur, cela permet de gagner un facteur deux sur la tension d'entrée appliquée au transformateur.

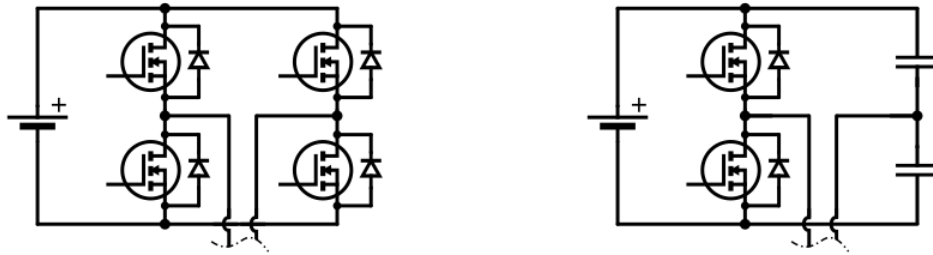


Fig. 1 Pont complet (gauche) et demi-pont (droite)

La partie suivante détaille un mode de fonctionnement du LLC, du DAB ainsi que des éléments de comparaison entre ces deux structures.

### III-2 Dual Active Bridge

Afin d'illustrer de la manière la plus simple le fonctionnement du *Dual Active Bridge* (DAB), un schéma en double pont complet (*dual active bridge*) est présenté Fig. 3 et sera utilisé pour commenter les formes d'ondes correspondantes Fig. 4.

Cette structure est symétrique en dehors du modèle choisi pour le transformateur. Le modèle adopté pour celui-ci peut néanmoins l'être également si l'inductance de fuite est partagée entre primaire et secondaire [7]. Ainsi ce type de convertisseur peut être utilisé de manière réversible.

#### 2.1 Commande en SPS

La structure Dual Active Bridge peut être pilotée de différentes manières. La plus commune est le single phase shift (SPS) [8]. Cette méthode sera employée pour décrire le fonctionnement du DAB. Elle consiste à appliquer des créneaux de tension de rapport cyclique 50% sur les ponts d'entrée et de sortie tout en déphasant leurs commandes respectives comme indiqué par l'angle  $\Delta\phi$  de la Fig. 4. Cela permet de régler le niveau de courant  $i_L$  dans l'inductance  $L (+L_f)$ . Une manière de voir ce convertisseur est de considérer une inductance entre deux sources de tension créneau contrôlées tel qu'illustré Fig.2.

##### 2.1.1 Principes

Dans les descriptions qui suivent, la tension crête à crête appliquée par le convertisseur en entrée du circuit magnétique est supposée supérieure à la tension crête à crête au secondaire de ce circuit magnétique ramenée au primaire ( $V_{in} > V_{out}/m$ ). Le cas inverse n'est pas décrit. Néanmoins, dans cette configuration, la modification de fonctionnement est marginale.

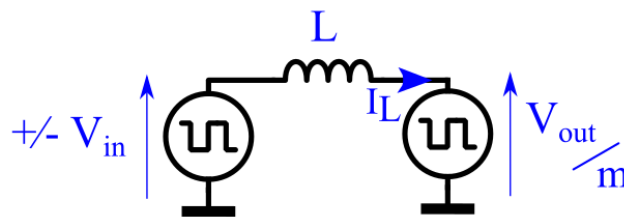


Fig.2 Principe de fonctionnement du DAB

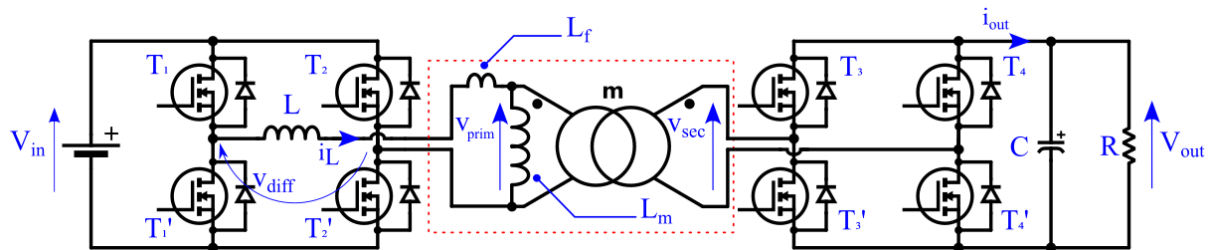


Fig. 3 Dual Active Bridge (DAB)

En faisant référence aux phases numérotées de la Fig. 4. Le principe est donc :

-phase 1 : La tension  $+V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $-V_{out}/m$  à droite de manière à faire augmenter rapidement le courant  $i_L$  dans l'inductance qui est alors soumise à  $V_{in} + V_{out}/m$ . Le courant  $i_L$  est négatif au début de cette phase, puis devient positif. Les valeurs de courant au départ et à la fin de cet intervalle étant différentes, la puissance fournie à la sortie n'est pas nulle ;

-phase 2 :  $+V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $+V_{out}/m$  à droite. Si  $V_{in}$  est supérieure à  $V_{out}/m$ , le courant  $i_L$  continue de croître, sinon il diminue. Dans les deux cas, la pente du courant est faible devant celle de l'étape précédente car le design optimal du DAB requiert  $V_{in}$  et  $V_{out}$  égales. Dans cette phase,  $V_{out}$  et  $i_L$  sont de même signe : la puissance fournie en sortie est maximale ;

-phase 3 :  $-V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $+V_{out}/m$  à droite de manière à faire diminuer rapidement le courant  $i_L$  dans l'inductance qui est alors soumise à  $-V_{in} - V_{out}/m$ . Le courant est positif au début de cette phase, puis négatif. La puissance fournie à la sortie n'est pas nulle ;

-phase 4 :  $-V_{in}$  est appliquée à gauche de l'inductance et  $-V_{out}/m$  à droite. Si  $V_{in}$  est supérieure à  $V_{out}/m$ , le courant  $i_L$  continue de diminuer, sinon il augmente. Dans cette phase,  $V_{out}$  et  $i_L$  sont de même signe : la puissance fournie en sortie est maximale ;

Ainsi le réglage de la puissance se fait majoritairement via la durée des étapes 1 et 3 qui conditionnent le niveau atteint par le courant et qui sera donc utilisé pour transmettre de la puissance en sortie lors des phases 2 et 4. Cette durée est réglée par le  $\Delta\phi$  : le déphasage de la commande des deux ponts. Deux problématiques se posent alors : pour monter en puissance, des variations rapides du courant lors des phases 1 et 3 sont requis. À niveau de tension et durée des phases 1 et 3 donnés, cela implique d'utiliser une inductance  $L$  d'autant plus faible que le niveau de puissance requis est important. De plus, afin de diminuer le volume du transformateur de la structure DAB, les fréquences de commutations sont aussi augmentées, ce qui diminue les durées possibles pour les phases 1 et 3. En outre, ces phases participant peu à l'échange énergétique, leurs durées doivent être minimisées vis-à-vis des phases 2 et 4 (qui participent majoritairement au transfert de puissance), ce qui conduit à viser des valeurs d'inductance d'autant plus faibles.

À titre d'exemple, en considérant une tension d'entrée  $V_{in}$  et de sortie  $V_{out}$  de 10 V, un transformateur de rapport de transformation  $m=1$ , une fréquence de commutation  $f=1$  MHz, une durée arbitrairement allouée pour la phase 1 de  $t_1=10\%$  de la période ainsi qu'une puissance de sortie  $P=100$  W. En utilisant

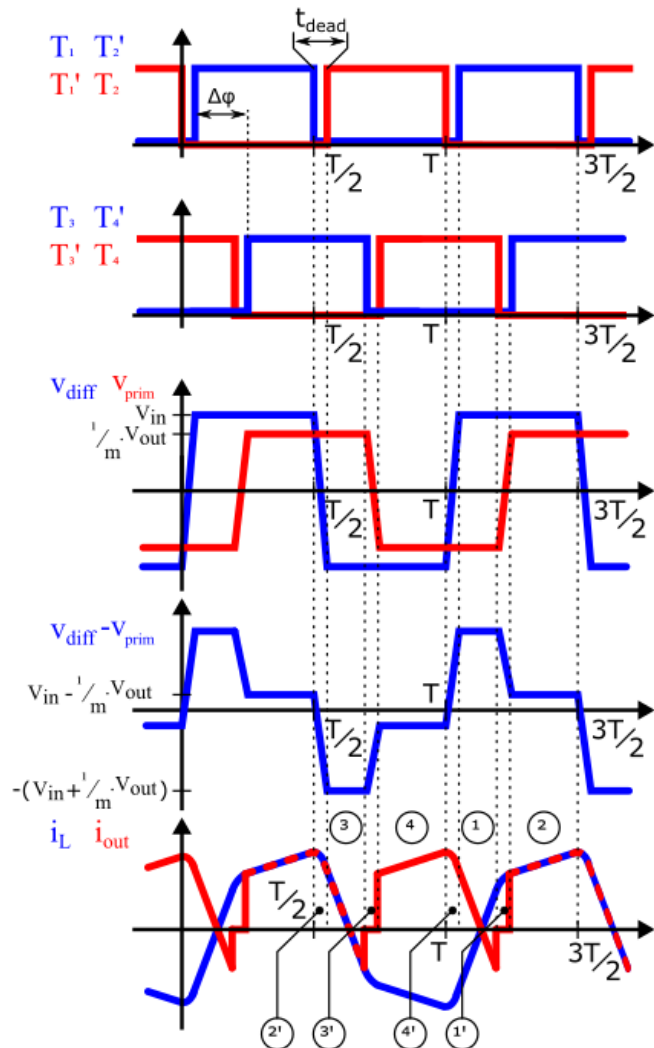


Fig. 4 Formes d'ondes associées au DAB commandé en single phase shift (SPS)

une hypothèse simplificatrice selon laquelle le courant maximum à la fin de la phase 1 alimente la charge pendant toutes les phases 1, 2, 3 et 4, l'équation Eq. 1 est obtenue. Cette équation surestime la valeur de  $L$  nécessaire étant donné que l'hypothèse faite surestime la puissance fournie à la charge. En réalité, le courant requis serait d'autant plus important que les phases 1 et 3 sont longues. L'équation Eq. 1 permet de calculer la valeur de l'inductance maximale utilisable. L'application numérique fournit une valeur de  $100\text{ nH}$ . Cette valeur est très faible mais peut être réalisée à l'aide de l'inductance de fuite d'un transformateur.

Il est intéressant de remarquer que pour obtenir une puissance de sortie supérieure d'un ordre de grandeur, tout en conservant les autres paramètres constants, il faudrait une inductance dix fois plus faible. Ceci est en pratique extrêmement compliqué à réaliser en raison d'inductances de connexion, en particulier, qui vont naturellement augmenter la valeur de l'inductance que le concepteur cherche à fabriquer. Pour la même raison, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement du circuit qui apparaît au dénominateur de l'expression précédente n'est pas technologiquement possible. En revanche, augmenter les tensions d'entrées et/ou de sortie relâche les contraintes sur le dimensionnement de  $L$ . Ceci illustre pourquoi les DAB fonctionnant à des puissances plus élevées sont généralement utilisés avec des tensions plus hautes et des fréquences relativement basses.

$$L_{max} = \frac{(V_{in} + \frac{1}{m} \cdot V_{out}) \cdot V_{out} \cdot t_1}{2 \cdot P \cdot m \cdot f} \quad \text{Eq. 1}$$

À partir de la valeur calculée au paragraphe précédent, une seconde problématique peut être introduite : la difficulté du contrôle.

Sous les hypothèses considérées, les équations sont linéaires. Ainsi, pour être capable de faire varier la puissance de sortie par pas de 10%, le courant de sortie doit être contrôlable à 10% près. Ceci implique que la durée des phases 1 et 3 doit être ajustable par pas de 10%. Ces dernières représentent par hypothèse 10% de la période, la commande doit être capable de faire des pas de temps correspondant à 1% de la période, soit  $10\text{ ns}$ . La plupart des microcontrôleurs et DSP pour les applications embarquées en 2020 sont cadencés à quelques centaines de mégahertz. La résolution en temps des « Timer » est donc de l'ordre de plusieurs ns. La commande n'est donc pas réalisable avec de telles résolutions temporelles. Par ailleurs, en plus des délais software, des temps de propagation des signaux dans les drivers et de charges des grilles de MOSFET introduisent également des latences qui doivent être prises en compte et compensées dans la mesure du possible. Des DSP tels que le F28379 de chez TI possèdent des modules PWM haute résolutions indépendants du processeur, capables des résolutions nécessaires mais pas d'effectuer les calculs d'asservissement à chaque période. L'asservissement n'est donc effectué que toutes les quelques périodes du convertisseur.

Ainsi, plusieurs compromis sont à trouver : Le concepteur ne souhaite ni une inductance de trop faible valeur ( $L < 100\text{ nH}$ ) car difficile à fabriquer -surtout en série-, ni de trop forte valeur ( $L > 100\text{ }\mu\text{H}$ ) car trop volumineuse. Afin de pouvoir fournir une puissance de sortie élevée, trois choix s'offrent à lui :

- Utiliser une inductance faible. Cette stratégie nécessite une commande capable de réagir rapidement afin d'asservir le courant. D'autant plus si un fonctionnement à faible puissance est envisagé ;
- Diminuer la fréquence. Cela requiert d'augmenter la capacité des condensateurs de filtrage et d'augmenter les valeurs d'inductances magnétisantes du transformateur ;
- Augmenter la durée des périodes 1 et 3. Ceci engendre, à fréquence constante la diminution de la durée des phases 2 et 4. Les phases 1 et 3 devenant significatives vis-à-vis de la période de découpage, la valeur du courant crête à crête doit alors augmenter pour un niveau de puissance donné. Notons d'ailleurs que, dans ce cas, les condensateurs de filtrage doivent avoir une valeur plus importante de manière à filtrer les variations de courants lors des phases transitoires.

Pour un fonctionnement à faible puissance de sortie, si le convertisseur est conçu pour être capable de faire transiter une forte puissance, la résolution de la commande, associée à son système de

régulation risque de faire transiter de l'énergie alternativement entre l'entrée et la sortie. En effet, la faible valeur de l'inductance requise diminue la contrôlabilité du niveau de courant. Dès lors, la tension de sortie risque de dépasser la consigne. La commande impose alors un transfert de puissance négative lors de la période suivante. De ce fait, le rendement du système est diminué en raison d'un échange énergétique s'apparentant à une puissance réactive.

Une stratégie de design possible est de d'abord trouver le transformateur correspondant aux tensions et aux courants souhaités. Un dimensionnement optimal du transformateur fait correspondre les tensions d'entrée et de sortie ramenée au primaire. Cela fixe l'inductance de fuite qui joue le rôle d'inductance série. Une durée arbitraire des périodes 1 et 3 est ensuite fixée. La puissance maximale à faire transiter dicte ainsi la fréquence de fonctionnement. Cependant, cela ne permet ni d'optimiser la durée des phases 1 et 3, ni de garantir un fonctionnement possible à basse puissance.

Un autre problème peut se poser à faible puissance : si les tensions d'entrée et de sortie ne sont pas égales, le courant  $i_L$  évolue pendant les phases 2 et 4. Dans le cas extrême où la puissance souhaitée en sortie est nulle, les deux ponts sont synchrones. Les phases 1 et 3 sont alors inexistantes. Le courant lors des phases 2 et 4 est quant à lui symétrique. Il change de signe comme illustré par la Fig. 5. Ainsi, la valeur moyenne de la puissance est nulle. Cependant la circulation du courant engendre des pertes qui dégradent le rendement du convertisseur dans ce fonctionnement à faible charge. De plus, les signes des courants étant modifiés lors des commutations, les commutations douces ne sont plus possibles ce qui augmente les pertes globales.

À partir du schéma de la Fig. 3, il est possible d'étudier les commutations des transistors du DAB.

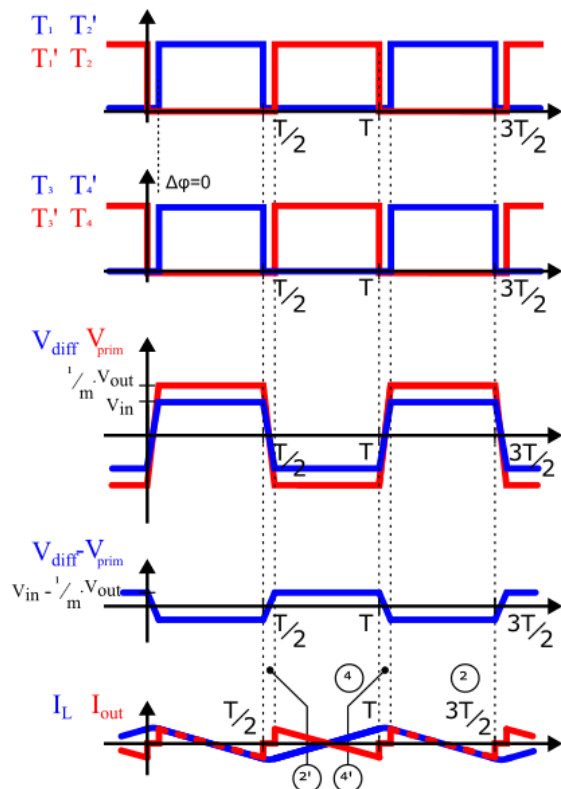


Fig. 5 Formes d'ondes du DAB en SPS avec un déphasage nul.

### 2.1.2 Commutations douces

Etonnamment, peu d'articles semblent décrire ce phénomène avec des interrupteurs de type *MOSFET* [9]. Cette configuration est pourtant intéressante à étudier en raison de la montée en fréquence actuelle qui permet d'utiliser le convertisseur *DAB* à plus basse tension. De plus, la maîtrise de ces phases permet d'obtenir des commutations douces, ce qui diminue les pertes qui y sont associées. Afin de pouvoir les réaliser, les condensateurs parasites de sortie ( $C_{oss}$ ) usuellement représentés de manière équivalente entre drain et source des *MOSFET* doivent être pris en compte (non-apparents sur le schéma de la Fig. 3). [10] considèrent l'utilisation d'*IGBT* dans le *DAB*, ce qui nécessite d'ajouter ces condensateurs pour obtenir des commutations douces en raison de la faible valeur de capacité de sortie (à titre d'exemple, pour des *IGBT* STGB20N45LZAG, 450 V, 25 A,  $C_{oes}=83$  pF contre  $C_{oss}=625$  pF pour des *MOSFET* IXFR44N50Q3 de calibre similaire). De plus, le cas des *MOSFET* est légèrement différent car la diode de structure peut être court-circuitée par le canal du *MOSFET* qui est capable de conduire du courant en inverse.

En considérant les temps de commutations suffisamment faibles, de manière à ce que le courant dans l'inductance  $L$  n'ait pas le temps d'être modifié durant la commutation et en faisant référence aux

figures Fig. 3 et Fig. 4, les formes d'onde à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'un bras de pont de la structure DAB peuvent être définies. La phase d'ouverture d'un interrupteur est décrite (après la phase 2, cette phase de commutation est notée 2') dans deux cas : l'un pour une valeur de résistance de grille faible, l'autre lorsque celle-ci est importante.

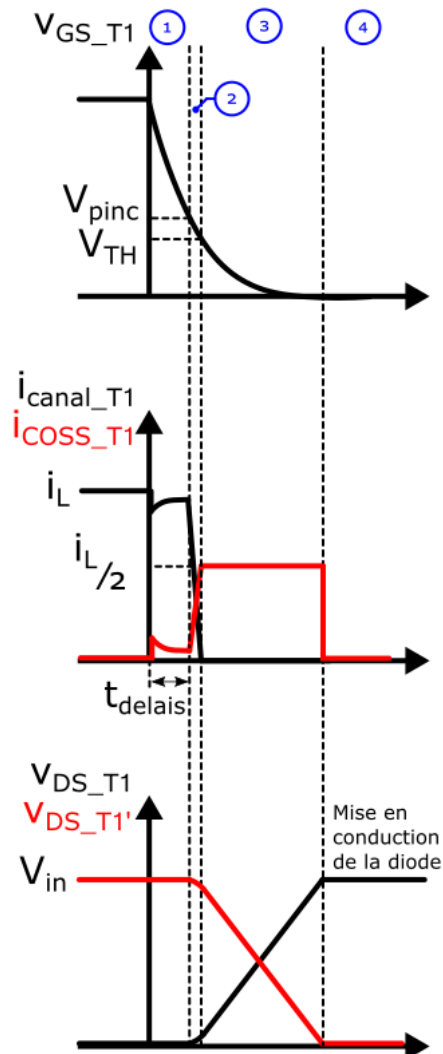
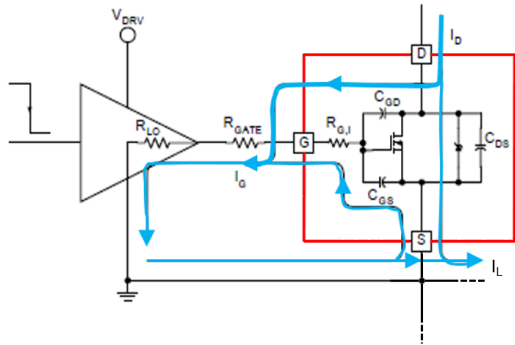


Fig. 6 Formes d'onde de l'ouverture d'un bras d'onduleur assisté par un transistor low-side. Image en partie issue de [11]

Lors de l'étape 2' : Le courant  $i_L$  est positif. Initialement, les MOSFETS  $T_2$  et  $T_1'$  sont ouverts, soumis à  $V_{in}$ . Les MOSFETS  $T_1$  et  $T_2'$  sont fermés. L'ordre est envoyé de les ouvrir. Le potentiel de sortie du driver devient égal à celui de la source. Deux cas extrêmes sont étudiés. Pour le premier, la résistance de grille des drivers  $R_g$  est quasi-nulle. Lors de la *phase 1* Fig. 6, la tension de grille  $v_{GS}$  chute rapidement jusqu'au niveau  $V_{pinc}$  où la résistance du canal commence à augmenter notablement. Durant cette période, la tension  $v_{DS}$  est faible et ne varie quasiment pas. Ainsi, les variations de tension de  $C_{GS}$  sont opposées à celles de  $C_{GD}$ . Le condensateur  $C_{GD}$  initialement chargé négativement se charge (le courant de charge circulant dans la capacité  $C_{GD}$  se retranche au courant  $i_L$  et diminue le courant dans le canal du transistor). Le driver doit alors absorber un courant correspondant au changement de tension aux bornes de  $C_{GD}$  et  $C_{GS}$  en parallèles. C'est la capacité d'entrée équivalente  $C_{iss}$ . Ce temps pendant lequel ni le courant ni la tension au borne du transistor ne varient correspond au temps de retard vis à vis de l'ordre de commande. Il dépend de la capacité du transistor à « absorber » du courant.

Puisque la résistance de grille est faible,  $v_{GS}$  décroît rapidement jusqu'à  $V_{th}$  où le canal est complètement ouvert lors de la *phase 2*. Le courant  $i_L$  est toujours constant à cette échelle de temps. Le canal étant en train de s'ouvrir, le courant traverse  $C_{DS}$  en parallèle avec  $C_{GD}$  ( $C_{GS}$  est en effet court-circuitée par le driver). La capacité formée par  $C_{DS}$  en parallèle avec  $C_{GD}$  se charge. Elle est appelée capacité de sortie  $C_{oss}$ . Ainsi, la tension  $v_{DS}$  augmente.

En réaction, les condensateurs parasites des transistors complémentaires ( $T_1'$  et  $T_2$ ) se déchargent lors de la *phase 3*. Cette situation est illustrée Fig. 7. En considérant les valeurs des capacités parasites égales et invariantes avec la tension, le courant  $i_L$  est alors fourni pour moitié par le transistor en train de s'ouvrir et pour moitié par le transistor complémentaire : l'énergie circule condensateurs sans générer de pertes.

Si les temps laissés à cette phase de fonctionnement sont suffisants, cela permet d'obtenir un fonctionnement ZVS. En effet, une fois que  $v_{DS\_T1/T2'}$  a atteint la tension de bus  $V_{in}$ , la tension des transistors complémentaires atteint  $0V$  et est clampée par la diode de structure du transistor. C'est la *phase 4*. Le courant ne passe alors plus que par la diode. Cette situation occasionne des pertes en conduction en raison de la tension de seuil de cette diode. La durée de cette phase doit donc être limitée. Dans certains cas (faible charge ou tension de sortie ramenée trop élevée devant la tension d'entrée), le courant  $i_L$  n'est pas suffisant pour faire circuler l'énergie entre les condensateurs dans un temps suffisamment court vis-à-vis de la période de découpage. Le fonctionnement en ZVS n'est alors plus possible. En limite de fonctionnement, le courant peut même être négatif, comme le montre la Fig. 5.

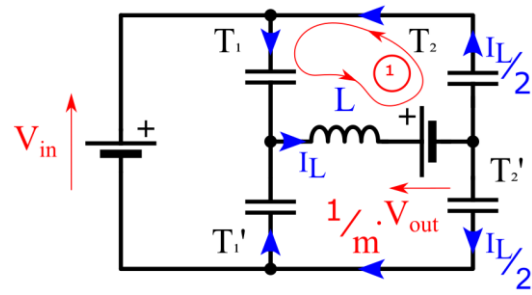


Fig. 7 Schéma équivalent du primaire du DAB pendant la phase 2, une fois les MOSFETS ouverts

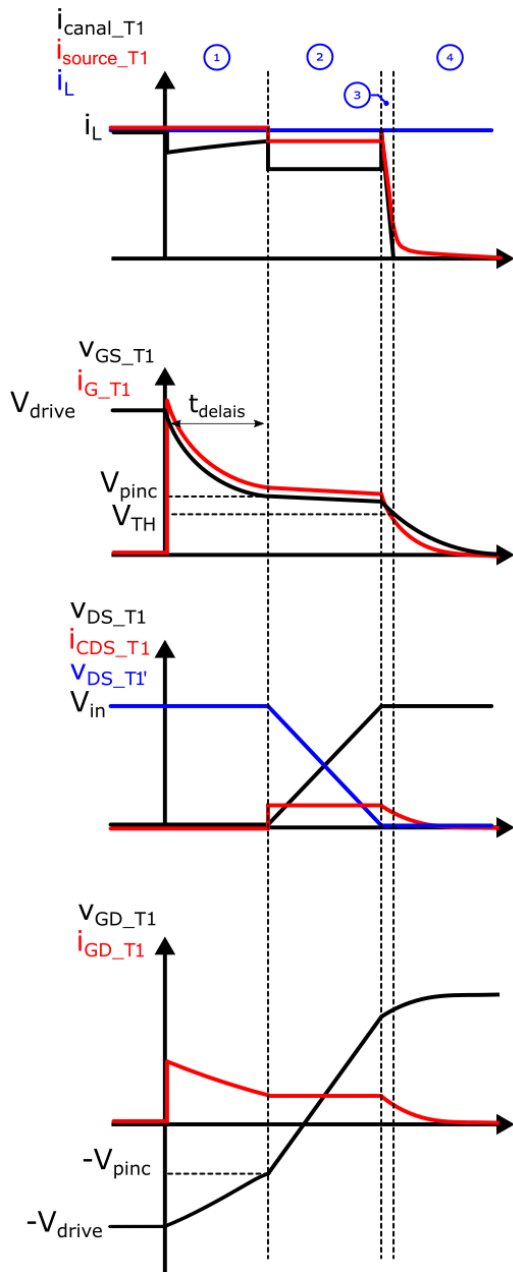


Fig. 8 Formes d'ondes à l'ouverture en cas de résistance de grille élevée

L'autre situation étudiée représente le cas où la résistance de grille  $R_g$  est suffisamment grande pour ne plus considérer que la commutation du canal se fait rapidement devant la variation de tension  $v_{DS}$ .

La *phase 1* commence de la même manière que précédemment : le driver absorbe un courant  $i_G$ . Ce courant fait chuter la tension de grille jusqu'à la tension  $V_{pinc}$ . Une partie du courant  $i_L$  traversant le canal est déviée dans  $C_{GD}$  au travers du driver.  $i_{canal}$  diminue d'autant.

La tension de pincement du canal étant atteinte, sa résistance augmente : c'est le début de la *phase 2*. Cela provoque une augmentation progressive de la tension  $v_{DS\_T1/T2'}$ . Les condensateurs  $C_{DS}$  et  $C_{GD}$  se chargent. Le courant traversant  $C_{GD}$  peut alors être évacué par le driver (dont la capacité en courant est limitée par  $R_g$ ). Ce courant passe dans l'ensemble constitué par la capacité  $C_{GS}$  en parallèle avec  $R_g$ . La tension résultante appliquée sur la grille du MOSFET constitue une boucle de rétroaction tendant à rendre le canal plus conducteur. La tension de grille se retrouve alors clampée à environ  $V_{pinc}$ . Ainsi, le driver doit d'abord évacuer les charges parcourant  $C_{GD}$  -qui est en train de se charger- avant de pouvoir évacuer celles de  $C_{GS}$ . C'est l'effet Miller. Le cycle se poursuit alors avec la diminution très lente de la tension de grille qui provoque l'augmentation de la résistance du canal. Le courant est quasiment constant lors de cette phase de plateau Miller puisque la tension  $v_{GS}$  appliquée sur  $R_g$  est quasi constante. Dans le même temps, puisque la tension  $v_{DS\_T1/T2'}$  est modifiée, celle de leurs transistors complémentaires l'est aussi. Le courant circulant dans le transistor est diminué par le courant



capacitif du transistor complémentaire. Deux cas sont alors possibles. Soit le canal est complètement ouvert avant que  $v_{DS}$  n'atteigne la tension de bus et le déroulement est ensuite similaire à ce qui a été décrit pour une résistance de grille de faible valeur. Soit la diode des transistors complémentaires entre en conduction parce que la tension de bus a été atteinte. Cette possibilité est représentée *phase 3*. Dans ce cas, la tension  $v_{DS}$  reste fixe et le driver n'a plus que les charges de  $C_{SS}$  à évacuer. Une fois que  $v_{GS}$  atteint  $v_{TH}$ , l'ensemble du courant  $i_L$  ne transite quasiment plus que par la diode, excepté la part servant à finir de vider  $C_{GS}$  (*phase 4*).

Pendant toute la durée d'ouverture du canal, la tension  $v_{ds}$  augmente sans que le courant dans celui-ci ne se soit annulé. Ainsi, des pertes sont générées. Cependant, bien que l'ouverture des MOSFET dissipe de l'énergie, celle-ci reste moindre qu'à leur fermeture en cas de commutation dure. En effet, les capacités de sorties sont suffisantes pour que la tension soit maintenue à une valeur faible devant la tension du bus DC lors de l'ouverture du transistor [9].

De plus, l'article [12] met en exergue le fait que pour des courants de sortie importants, l'énergie stockée dans les inductances de maille parasites des cellules de commutations n'est pas négligeable devant celle stockées par les condensateurs parasites. Lors de l'ouverture d'un MOSFET, le courant le traversant passe rapidement du courant de charge total  $i_L$  à  $i_L/2$  (c.f. Fig. 6). Cette variation rapide provoque des sur/sous-tensions au travers des inductances parasites en série avec les interrupteurs. Tant que le composant ne part pas en avalanche, les pertes provoquées se compensent puisque la surtension à l'ouverture est symétrique avec la sous-tension à la fermeture. Dans des cas extrêmes, les composants peuvent être détruits par la surtension induite. La commutation rapide telle que présentée dans le cas d'une résistance de grille de faible valeur n'est alors pas souhaitable, et la commutation doit être ralentie.

Dans le cas idéal, le transfert de l'énergie entre les condensateurs parasites associés aux interrupteurs à ouvrir et ceux à fermer est complet. Une fois ces condensateurs déchargés, l'ensemble du courant passe par les diodes de structures non représentées Fig. 7 mais visibles Fig. 3. La tension est alors clampée. Cette phase doit durer le moins longtemps possible car ces diodes dissipent de l'énergie du fait de leur tension de seuil élevée. Pour limiter ces pertes, des diodes Schottky sont parfois ajoutées en parallèle des interrupteurs. [13], [14] montrent que le rendement du DAB peut grandement bénéficier d'un temps mort ajustable selon la charge (et donc la valeur de  $i_L$  au moment de la commutation). Cela permet en effet de limiter la durée de conduction des diodes.

Le raisonnement précédent suppose que le courant  $i_L$  soit constant. En réalité, la tension aux bornes de l'inductance  $L$  passe de  $v_L = V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$  avant l'ouverture des MOSFET au tout début de la phase 2' à  $v_L = -V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$  une fois le transfert de charges effectué (maille notée 1 Fig. 7). Ainsi,  $i_L$  passe d'une variation lente (positive ou négative selon le signe de  $V_{in} - 1/m \cdot V_{out}$ ) à une décroissance très rapide. Le courant servant à charger/décharger les condensateurs peut devenir insuffisant alors que l'échange d'énergie n'est pas terminé. Si les MOSFET correspondants à  $T_2$  et  $T_1'$  ne sont pas fermés, le courant peut alors changer de signe et recharger les condensateurs. Cela provoque des commutations en ZVS partiel (tension non nulle mais plus faible que la tension de bus) et même dans certains cas, des commutations dures ! Cet effet est dû à la résonance entre les capacités parasites et l'inductance principale.

Il est notable que dès lors que les charges sont complètement échangées entre les condensateurs (si cela est possible), les diodes clampent leurs tensions. L'inductance  $L$  supporte alors une tension identique à celle de l'étape 3. Il existe alors un triplet de paramètres {Capacité parasite, courant de charge, durée de  $t_2'$ } tel que la mise en conduction de  $T_2$  et  $T_1'$  puisse se faire à la fois en ZVS et en ZCS.

Lors de l'étape 3' : Le courant  $i_{sec}$  (Fig. 9) est initialement négatif,  $T_3$  et  $T_4'$  sont fermés. Leur ouverture provoque le chargement de leur condensateur parasite et le déchargement de ceux correspondants à  $T_3'$  et  $T_4$  car  $L$  force le courant. En raison de l'équilibre des courants dans les condensateurs (leurs tensions sont complémentaires),  $i_{out}$  est nul. Lorsque les tensions aux bornes de  $T_4$  et  $T_3'$  s'annulent, les diodes prennent le relais et clampent la tension. Le courant alimente  $C$  et  $R$ .  $i_{out}$  redevient positif. Il ne reste plus qu'à fermer les MOSFET  $T_4$  et  $T_3'$  en ZVS.

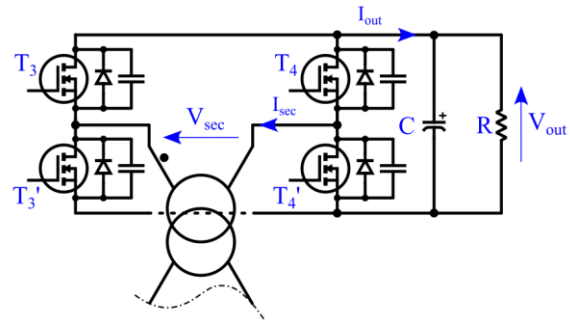


Fig. 9 Etage de sortie du DAB avec représentation des condensateurs parasites

Les mêmes problématiques qu'à la phase précédente s'appliquent. Une nuance est présente : le niveau de courant n'est pas le même qu'au moment de 2'. Pour être optimal, les drivers du secondaire et du primaire ne devraient donc pas appliquer des temps morts identiques.

Les étapes 4' et 1' sont des copies des étapes 2' et 3' respectivement, en interchangeant les interrupteurs et les signes des courants.

Les principaux inconvénients du DAB dans ce mode de contrôle sont ainsi :

- l'impossibilité de fonctionner en ZVS sur toute la plage de tension, notamment à faible puissance ;
- la forme des courants en entrée et sortie qui ne sont pas constants et changent de signe. Cela implique des condensateurs de filtrage importants ;
- la circulation de puissance « réactive » qui crée des pertes sans transmettre de puissance.

## 2.2 Autres modes de commande

Afin d'améliorer ce comportement, d'autres type de commandes en déphasage ont été développés. La description est limitée à quatre modes de commande.

### 2.2.1 Dual phase shift (DPS)

Cette commande ajoute un degré de liberté en permettant un déphasage entre les bras d'un même pont (*i.e.*  $T_1$  et  $T_2'$  ne sont plus commandés ensemble). Ce déphasage est le même pour les ponts d'entrée et de sortie. Cela permet d'utiliser le niveau 0 V de tension en court-circuitant  $L$ . [15] expose cette méthode et montre que le dual phase shift permet une infinité de combinaisons de déphasage pour une puissance de sortie donnée. Ainsi, l'article propose différentes méthodes permettant de trouver les angles de déphasages qui minimisent soit la puissance « réactive », soit le courant pic ou bien le courant moyen. Le DPS permet aussi dans certains cas -à faible puissance- de commuter en ZVS un interrupteur de plus que le SPS. Finalement, l'article ne propose pas de commande permettant de minimiser globalement les pertes mais montre qu'elles peuvent néanmoins être diminuées à faible et moyenne puissance de sortie. Le calcul des points de fonctionnement doit parfois être fait hors ligne pour une question de coût de calcul.

### 2.2.2 Extended dual phase shift (EDPS)

La commande « **Extended Dual Phase Shift (EDPS)** » est aussi parfois appelée « **Extended Phase Shift (EPS)** ». Ce mode de fonctionnement est le même que le DPS excepté le déphasage intra pont qui n'est appliqué que sur le pont soumis à la plus haute tension DC. Par exemple, si  $V_{in} > V_{out}$ ,  $T_1$  et  $T_1'$  sont commandés de manière complémentaire de même que  $T_2$  et  $T_2'$  mais il existe un déphasage entre la commande de  $T_1$  et celle de  $T_2$ .  $T_3$  et  $T_4'$  sont commandés ensemble, de manière complémentaire à  $T_3'$ ,  $T_4$ . Il existe un déphasage entre la commande de  $T_1$  et celle de  $T_3$ . Ainsi, il est possible de faire en sorte que la tension moyenne appliquée par le pont haute tension au cours de l'équivalent de la phase 2 (Fig. 4) soit la même que celle du pont de sortie ramenée par le transformateur. Ce n'est pas la seule stratégie possible et [16] [17] présentent des améliorations possibles en termes d'ondulation et de

valeur pic de courant dans les inductances ainsi que d'ondulation de la tension dans le condensateur de sortie. L'amélioration du rendement annoncé est conséquente par rapport à la *SPS* [17]. À plus forte puissance de sortie, cette méthode semble plus efficace que la *DPS*.

### 2.2.3 Triple phase shift (TPS)

Ce mode de fonctionnement autorise un déphasage à la fois entre les ponts d'entrée et de sortie mais aussi au sein de chacun des ponts. Cela revient à modifier le rapport cyclique de la tension créneau appliquée en entrée et sortie du transformateur. L'article de [18] détaille la mise en place optimale de cette méthode d'un point de vue rendement du convertisseur. Pour cela, un modèle de pertes dans les différents éléments est mis en place. Par la suite, un algorithme permet d'obtenir les meilleurs paramètres de déphasage pour les points de fonctionnement considérés. Les auteurs choisissent d'utiliser une solution suboptimale afin d'obtenir une variation continue des valeurs de déphasage avec la puissance demandée en sortie. Les résultats sont ensuite retouchés afin de prendre en compte les dynamiques hardware de transmission des ordres de commande.

Finalement, la Fig. 10 résume de manière synthétique l'ensemble de ces méthodes. Bien qu'efficaces, excepté le *SPS*, elles demandent des puissances de calcul trop importantes pour pouvoir être effectuées en temps réel. De plus, à haute fréquence le *SPS* n'est pas non plus compatibles avec l'emploi de microcontrôleurs embarqués. Une solution souvent retenue est de faire des calculs

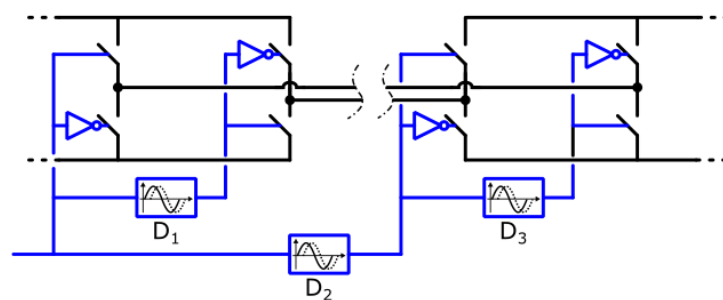


Fig. 10 Différents déphasages possible selon le mode de commande du DAB  
*SPS* :  $D_1=D_3=0$ ,  $D_2$ ; *DPS* :  $D_1=D_3$ ,  $D_2$ ; *EDPS/EPs* :  $D_1$  ou  $D_3$ , l'autre à zéro,  $D_2$ ;  
*TPS* :  $D_1, D_2, D_3$

hors ligne et de stocker l'évolution du système dans des **Look Up Tables (LUT)** qui font correspondre directement des grandeurs mesurables (tensions d'entrée sortie, puissance appelée) aux grandeurs de commande.

### 2.2.4 Triangular and trapezoidal modulations (TRM/TZM)

Des variations de ces méthodes existent, qui ajoutent en plus du contrôle en phase, une variation de rapport cyclique. Notamment la modulation triangle (*TRM*) [19] (différentes variantes) et trapézoïdale (*TZM*) [20]. Comme le décrit la Fig. 11, la modulation triangle consiste à court-circuiter le pont secondaire et à faire monter le courant depuis zéro dans l'inductance à l'aide du pont primaire. Une fois la valeur de courant maximum atteinte, le pont secondaire est commuté en série, de manière à transférer l'énergie à la charge. Le courant diminue alors jusqu'à zéro ce qui permet de commuter en ZCS. Une phase d'attente s'ensuit, pendant laquelle aucun des ponts n'applique de tension sur l'inductance afin de conserver une fréquence constante. La série est alors répétée avec une polarité inverse. Cette modulation peut être utilisée lorsque la tension  $1/m \cdot V_{out}$  est très supérieure à  $V_{in}$ . La Fig. 12, quant à elle, décrit le fonctionnement en modulation trapézoïdale. Dans un premier temps, comme pour la modulation triangle, le pont primaire fait monter le courant dans l'inductance puis le pont secondaire est commuté. Ensuite le pont primaire est utilisé pour faire diminuer le courant. Lorsque celui-ci atteint 0, le pont secondaire est de nouveau commuté et le cycle recommence avec une polarité inverse. Cette méthode est plus adaptée que la modulation triangle lorsque les tensions  $1/m \cdot V_{out}$  et  $V_{in}$  sont proches (ce qui devrait être le cas pour un bon design de *DAB*). De plus, elle permet de commuter le pont secondaire en ZCS, ce qui est plus efficace que le *ZVS* à fort courant de sortie [12]. La forme des courants est aussi plus continue qu'avec la modulation triangle, ce qui limite leurs valeurs *RMS* à puissance donnée. D'après [20], cette méthode est plus efficace que le *SPS*.

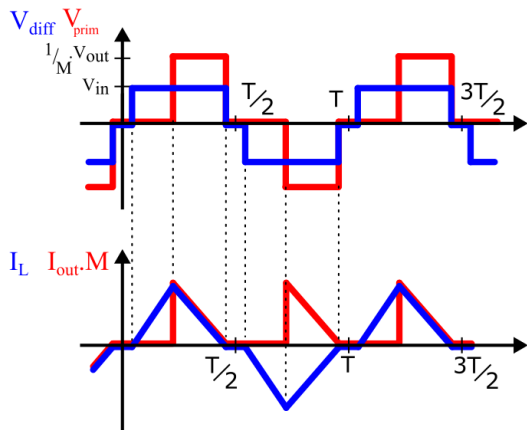


Fig. 11 Formes d'ondes simplifiées du DAB commandé en TRM

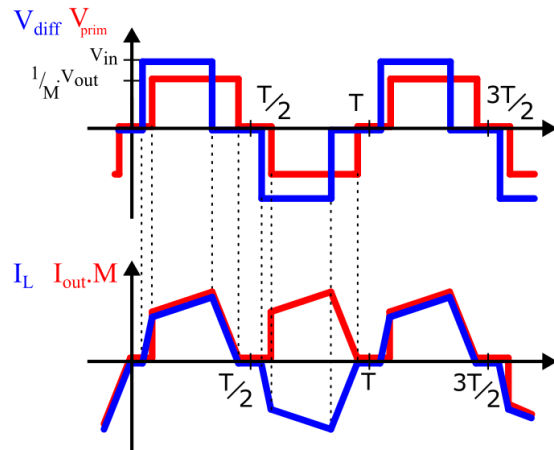


Fig. 12 Formes d'ondes simplifiées du DAB commandé en TZM

D'autres variations de ces méthodes existent. Elles peuvent consister à utiliser une PWM en plus du déphasage [21], [22] en vue de réaliser la commande, ou à utiliser le niveau zéro de tension [22].

En se basant sur une commande de type *SPS*, des commandes en fréquence du *DAB* pourraient être envisagées. Elles devraient permettre de modifier la durée des phases 1 et 3 (Fig. 4) et donc la puissance transmise. Cependant, peu de bibliographie semble être disponible sur ces techniques. Peut-être en raison de la plage de fréquence qui serait alors nécessaire (au premier ordre, pour faire varier la puissance de +100%, la fréquence de fonctionnement devrait être divisée par 2).

L'article de [17] compile les problématiques associées au *DAB* traitées en 2013, ainsi que les modes de commandes possibles.

### 2.3 Conclusion

Pour le concepteur, quelques remarques et points à retenir :

- Un risque de polarisation du transformateur existe. Cet effet résulte de l'application d'une tension à moyenne non nulle en sortie du pont en H de l'onduleur. Ceci s'explique par une incertitude sur le rapport cyclique -dont la valeur n'est jamais idéale- et la tension appliquée pendant les temps morts. L'inductance magnétisante du transformateur est alors parcourue par un courant dont la valeur est limitée par les éléments parasites du circuit. Une solution passive limitant cet effet consiste à ajouter un condensateur en série avec les enroulements du transformateur. Des solutions actives existent également, qui permettent d'annuler la composante continue en utilisant simplement la mesure du courant de ligne [23] ;
- Le courant délivré par le bus *DC* et reçu par la charge n'est pas constant. Dans la plupart des cas, cela entraîne la nécessité d'un condensateur en entrée et en sortie afin de lisser les tensions. Cependant, les formes d'ondes caractéristiques d'un *DAB* sollicitent moins ce condensateur que celles de la structure LLC ;
- Cette topologie provoque des variations brutales du courant du bus *DC*, ce qui implique un routage précautionneux envers les inductances de maille parasites ;
- Ces variations rapides de courant vont aussi entraîner des pertes hautes fréquences en raison d'effet de peau et de proximité dont il faut tenir compte ;
- Ce convertisseur peut facilement être parallélisé tant que l'inductance utilisée est répliquable. La structure obtenue peut être facilement entrelacée ;
- Des variations importantes de courant et de puissance sont induites par de faibles variations temporelles des instants de commande.

L'avènement des microcontrôleurs à haute puissance de calcul et des transistors à effet de champ capable de plus hautes fréquences de commutation ainsi que l'amélioration des matériaux magnétiques ont permis l'utilisation de ce type de commandes et de structure vers la fin des années

2000 [24]. Ces structures sont toujours d'actualité et profitent de l'arrivée des transistors grand gap GaN et SiC pour atteindre des performances toujours plus importantes [25], [26].

L'étude d'une autre famille de convertisseur DC-DC isolé actuellement en concurrence avec le DAB est proposée dans la suite de ce chapitre : le convertisseur LLC. Il est basé sur le principe d'une structure à résonance série. La commande est faite en fréquence avec un rapport cyclique de 50%. La cellule résonante se comporte alors comme un filtre vis-à-vis de la tension qui lui est appliquée

### III-3 Convertisseur LC

Afin d'illustrer les avantages du convertisseur LLC par rapport au convertisseur LC, cette section est consacrée à une étude de ce dernier dans le cadre de transfert d'énergie entre deux sources de tension. Ceci est représentatif du cas *IBIS*.

#### 3.1 Construction d'un modèle semi-analytique

Le schéma simplifié d'un convertisseur *LC* est présenté Fig. 13. Le cœur du convertisseur est composé de deux sources de tensions situées de part et d'autre d'un circuit résonant *LC* série. Ainsi, le circuit simplifié présenté Fig. 13 est suffisant pour décrire le comportement du convertisseur. Le choix des formes d'ondes appliquées par les ponts ainsi que leur déphasage respectif permet l'étude de différents modes de fonctionnement.

Dans un premier temps, l'étude du cas où les ponts d'entrée et de sortie sont commutés en phase est présentée. Ceci est représentatif d'un cas de fonctionnement dit «DCX» étendue autour de la fréquence de résonance. Cette analyse est réalisée en ne considérant que le fondamental (*First Harmonic Approximation* : FHA).

Par la suite, le cas où le pont de sortie émule un redresseur à pont de diode est présenté. Cette étude est réalisée selon l'hypothèse FHA.

Dans un troisième temps, les limites de l'hypothèse FHA avec un vrai pont de diode sont montrées à partir de simulations circuit. L'impact de la prise en compte des harmoniques est mis en évidence. Finalement, l'utilisation du pont complet fonctionnant en redresseur synchrone est présentée. Le résultat de calculs semi-analytique est comparé avec des simulations circuit.

Les hypothèses suivantes sont utilisées au cours de ces différentes parties :

- Le transformateur est un transformateur parfait de rapport de transformation  $m$  ;
- Le pont d'entrée génère une tension parfaitement carrée ;
- Les interrupteurs sont idéaux.

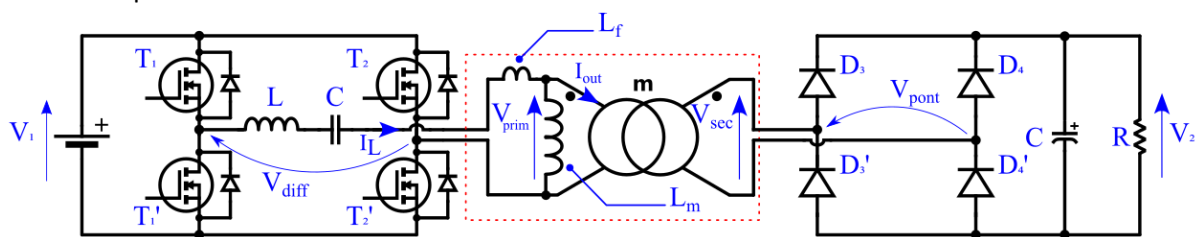


Fig. 13 Schéma simplifié du convertisseur LC série

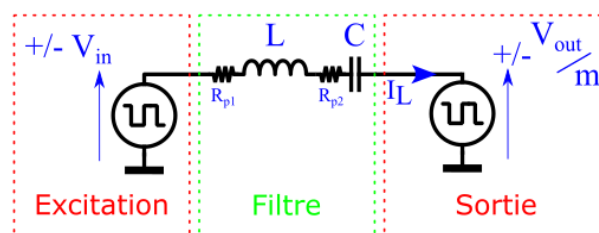


Fig. 14 Schéma très simplifié du convertisseur LC série

### 3.1.1 Fonctionnement en DCX étendu

La première analyse de ce circuit est menée en ne considérant que l'harmonique de rang 1 et des commandes de ponts d'entrée et de sortie issues des mêmes signaux de commande. Les sources de tensions sont alors en phase.

Une étude analytique de ce convertisseur peut être effectuée et la relation entre le courant de sortie  $i_L$  et les tensions d'entrée et de sortie  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  est alors la suivante (dans ces expressions  $p = j\omega$ ) :

$$\underline{i_L} = \left( \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} - \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} \right) \cdot \left( \frac{V_{in}}{V_{out}/m} \right) \quad \text{Eq. 2}$$

$$P = R_e \left( \underline{V_{out}} \cdot \underline{i_L}^* \right) \quad \text{Eq. 3}$$

$$f_{res} = \max_f \left\{ \left| \frac{c.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} \right|, p = j \cdot 2\pi \cdot f \right\} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}} \quad \text{Eq. 4}$$

La puissance en fonction des tensions d'entrée et de sortie ainsi que de la fréquence de découpage du convertisseur est alors obtenue Eq. 3. Afin de proposer une représentation visuelle, la Fig. 15 montre l'évolution du transfert de puissance en fonction de la fréquence de découpage et de la tension de sortie ramenée au primaire. Les paramètres principaux sont : une tension d'entrée fixée à  $V_{in}=10$  V, et une fréquence de résonance fixée à  $f_{res}=1000$  kHz au travers des éléments LC selon Eq. 4. Elle illustre le fait que ce convertisseur n'est pas capable de transférer de puissance de l'entrée vers la sortie si  $V_{out}/m > V_{in}$ .

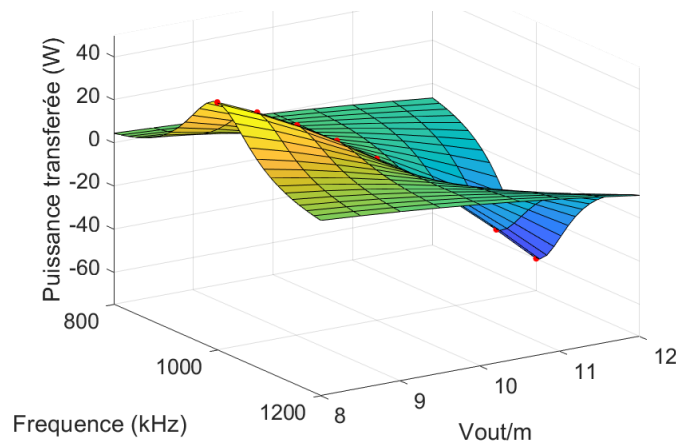


Fig. 15 Puissance de sortie du circuit LC série,  $R_{p1}=R_{p2}=100 \mu\Omega$ ,  $L=200$  nH,  $C=127$  nF,  $V_{in}=10$  V,  $m=1$

Cependant, ce fonctionnement n'est pas représentatif de la structure présentée Fig. 13. En effet, l'étage de sortie commute selon le signe du courant  $i_L$  sous l'hypothèse de diodes parfaites.

### 3.1.2 Source sinus, émulation de pont redresseur avec hypothèse FHA

Afin de prendre en considération la commutation du pont de diodes avec le courant, il est possible de calculer le déphasage de la source de tension réceptrice par rapport à la source d'entrée. Ce déphasage mène à un comportement résistif de la source de tension  $V_{out}/m$  car cette dernière est ainsi en phase avec le courant. Pour obtenir ce déphasage, la phase du courant  $i_L$  doit être exprimée. Cette valeur doit ensuite être imposée à la source de tension réceptrice. Soit en prenant  $\underline{V_{in}}$  comme origine des phases (Eq. 5-Eq. 6) :

$$\arg(\underline{i}_L) = \arg\left(\frac{(V_{in} - \frac{V_{out}}{m}) \cdot C \cdot p}{1 + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot p + L \cdot C \cdot p^2}\right) \quad \text{Eq. 5}$$

$$\varphi_{i_L} = \arg\left(V_{in} - \frac{V_{out}}{m} \cdot (\cos(\varphi_{i_L}) + j \cdot \sin(\varphi_{i_L}))\right) + \arg(C \cdot p) - \arg(1 + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot p + L \cdot C \cdot p^2) \quad \text{Eq. 6}$$

Finalement, bien que ne sachant pas exprimer analytiquement le résultat, résoudre numériquement Eq. 7 permet d'obtenir le déphasage  $\varphi_{i_L}$  (Fig. 17).

$$0 = \varphi_{i_L} - \frac{\pi}{2} + \arg([1 - L \cdot C \cdot (2\pi f)^2] + [j \cdot (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot 2\pi f]) - \arg\left(\left[V_{in} - \frac{V_{out}}{m} \cdot \cos(\varphi_{i_L})\right] + \left[-j \cdot \frac{V_{out}}{m} \cdot \sin(\varphi_{i_L})\right]\right) \quad \text{Eq. 7}$$

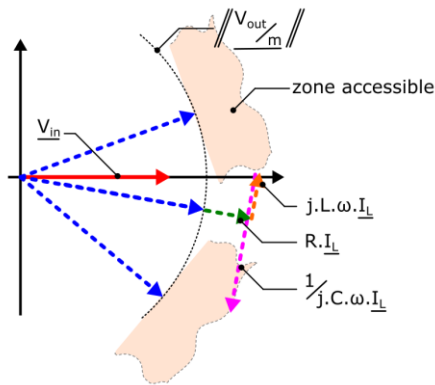


Fig. 16 Diagramme de Fresnel correspondant au LC série quand la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée et le courant en phase avec la tension de sortie

Le cas  $V_{out}/m > V_{in}$  n'est pas représenté sur la Fig. 17. En effet, dans ces conditions le courant circule de la sortie vers l'entrée. Il ne peut donc pas être en phase avec la tension d'entrée mais serait éventuellement en opposition de phase. Dans l'optique de représenter le comportement d'un pont de diode, cela n'a pas de sens. Ceci est illustré par le diagramme de Fresnel Fig. 16 dans lequel, pour  $V_{in}$  fixé (flèche rouge), il n'y a pas de valeur de  $I_L$  en phase avec  $V_{out}/m$  (flèches bleues, module en pointillés) qui permette de vérifier la loi des mailles (Eq. 8) si le module de  $V_{out}/m$  est plus grand que le module de  $V_{in}$ .

$$\underline{V}_{in} = \frac{V_{out}}{m} + \underline{i}_L \cdot R + \underline{i}_L \cdot j \cdot L \cdot \omega + \underline{i}_L \cdot \frac{1}{j \cdot C \cdot \omega} \quad \text{Eq. 8}$$

Cette écriture permet alors d'obtenir la puissance transmise par la structure dans ce cas (Fig. 18) :

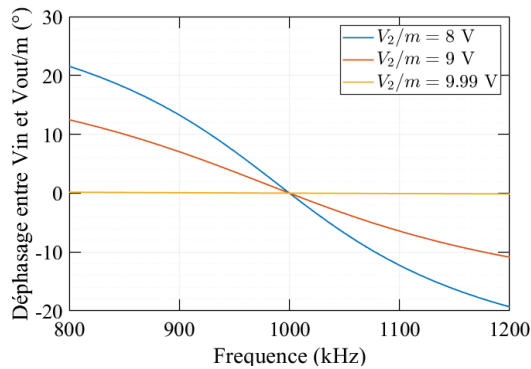


Fig. 17 Déphasage entre les tensions d'entrée et de sortie pour que la source de sortie soit en phase avec le courant.  $R_{p1}=R_{p2}=100 \mu\Omega$ ,  $L=200 \text{ nH}$ ,  $C=127 \text{ nF}$ ,  $V_{in}=10 \text{ V}$ ,  $m=1$

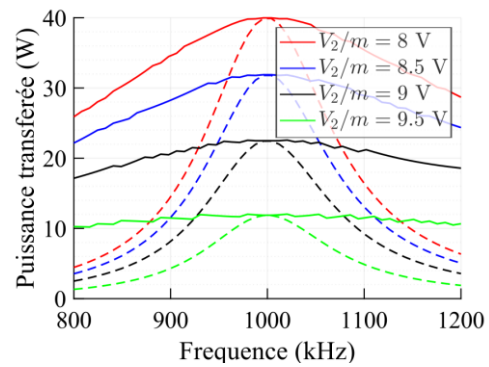


Fig. 18 Puissance transférée lorsque le courant de sortie et la tension de sortie sont en phase (trait plein) et comparaison avec le cas où tension d'entrée et de sortie sont en phase (cas précédent, en pointillés)

Cependant, le pont de diode n'est pas un élément linéaire et ne se prête donc pas bien à des calculs sous l'hypothèse *FHA*. Par exemple, les harmoniques des tensions d'entrée (carrées d'après Fig. 13) génèrent des harmoniques de courant au travers du circuit résonant (notamment si le facteur de qualité de celui-ci est faible ou si la fréquence d'excitation est faible devant la fréquence de résonance). Alors, le pont de diode ne commute pas selon le courant du fondamental mais selon le passage à zéro du courant formé par la somme totale des harmoniques de courants. Un modèle linéaire ne peut pas prendre en compte ces effets.

### 3.1.3 Comparaison avec simulation circuit d'une structure à pont de diode

Les circuits précédents ne sont pas suffisamment proches du circuit réel pour posséder un comportement permettant d'analyser finement son fonctionnement. En utilisant une source de tension carrée en entrée, le comportement devient plus réaliste (Fig. 19). Les éléments manquants sont alors la prise en compte des temps morts du pont primaire, les éléments parasites sur les semi-conducteurs et les condensateurs, ainsi que le comportement fréquentiel du transformateur. Plutôt qu'une étude purement analytique, des simulations circuit de ce schéma sont effectuées. En effet, les diodes ne se prêtent pas à une analyse harmonique.

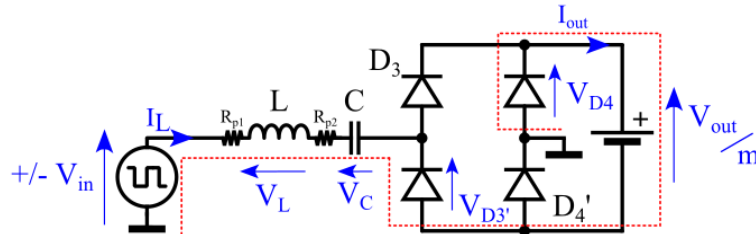


Fig. 19 Schéma simplifié du convertisseur avec source de tension rectangulaire et pont de diode

Pour des fréquences d'excitation inférieures à la fréquence de résonance, au moment noté  $t_1$  sur la Fig. 20, le courant  $i_L$  est décroissant et légèrement négatif. Le pont de diode commute, alors que la source de tension d'entrée n'a pas encore commuté. La loi des mailles s'écrit selon Eq. 9 (parcours rouge sur Fig. 19) :

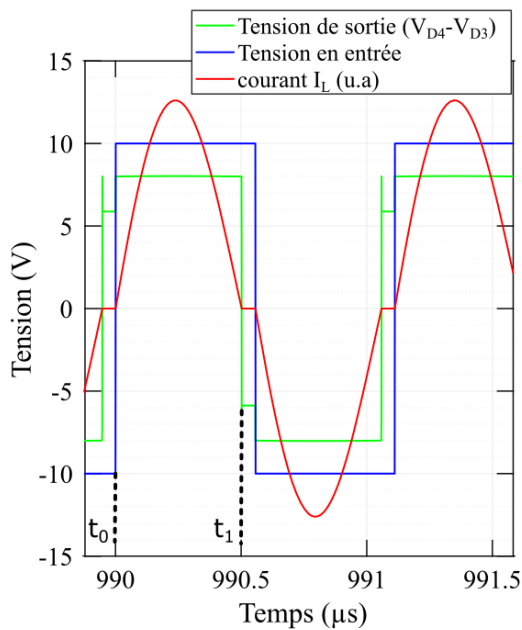


Fig. 20 Formes d'ondes du schéma de la Fig. 17 lorsque le phénomène de blocage du pont est présent ( $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8\text{ V}$ ,  $L=200\text{ nH}$ ,  $R_{p1}=R_{p2}=0.1\ \Omega$ ,  $f_{res}=1000\text{ kHz}$  et  $f=900\text{ kHz}$ )

$$V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - v_L - v_C - (R_{p1} + R_{p2}) \cdot i_L = V_{D3'} + V_{D4} \quad \text{Eq. 9}$$

Le courant étant proche de zéro et décroissant, il est possible de négliger la chute de tension ohmique et de rassembler les termes de même signe :

$$\left( V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L}{dt} \right) - (v_C) \approx V_{D3'} + V_{D4} \quad \text{Eq. 10}$$

Deux comportements sont alors possibles selon la valeur de la tension aux bornes de C. Si la tension aux bornes de C est supérieure à la somme des tensions aux bornes de l'inductance et des sources :

$$v_C(t_1) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L(t_1)}{dt} \quad \text{Eq. 11}$$

Alors le pont de diode reste passant,  $V_{D3'} = V_{D4} = 0$  (hypothèse des diodes idéales) et le convertisseur poursuit son fonctionnement. La tension aux bornes de l'inductance évolue brusquement au moment de la commutation et compense la tension du condensateur.

Le deuxième cas de figure se rencontre si la tension aux bornes de C est inférieure à la somme des tensions aux bornes de l'inductance et des sources :

$$v_C(t_1) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \frac{di_L}{dt}(t_1) \quad \text{Eq. 12}$$



Les tensions  $V_{D3'}$  et  $V_{D4}$  sont alors positives. Les diodes correspondantes se bloquent donc spontanément. Sans cela, le courant  $i_L$  tendrait à être négatif, le pont est alors entièrement bloqué. Ce faisant,  $i_L$  reste égal à 0, ainsi, le terme  $di_L/dt$  devient nul également. Le pont de diode peut se débloquent sous la condition :

$$v_c(t_1^+) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} \quad \text{Eq. 13}$$

Les conditions de mise en conduction ou de blocage du pont de sortie peuvent être résumées dans le tableau suivant (Tab 2):

$v_c(t_1) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \cdot \frac{di_L}{dt}(t_1)$ (1)	$v_c(t_1) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m} - L \cdot \frac{di_L}{dt}(t_1)$		
↓	$v_c(t_1^+) > V_{in} + \frac{V_{out}}{m}$ (2)	$v_c(t_1^+) < V_{in} + \frac{V_{out}}{m}$ (3)	↓
Le pont de sortie reste passant		Le pont de sortie se bloque	

Tab 2 Comportements possible du pont de diode à la commutation

Le cas (2) englobe le cas (1). Ainsi, tant que la tension  $v_c(t_1^+) = V_{Cmax}$  aux bornes du condensateur à  $t_1$  reste supérieur à  $V_{in} + V_{out}/m$ , il n'y a pas de blocage du pont de diode. Dans le cas contraire, le convertisseur possède un mode de fonctionnement discontinu qui contribue à dégrader ses performances CEM.

Dans le cas où le pont de sortie reste bloqué, le cycle du convertisseur ne redémarre qu'à la commutation du pont d'entrée. Afin de trouver les conditions menant à cet état, la tension aux bornes du condensateur au moment  $t_1$  de la commutation doit être déterminée.

Pour cela l'évolution temporelle du courant  $i_L(t)$  est calculée. Les valeurs des éléments sont supposées telles que le pont de diode va se bloquer. Le courant n'évolue pas avant la commutation du pont d'entrée (moment  $t_0$  sur Fig. 20) et la phase de blocage arrive lorsque le courant redescend à zéro (moment  $t_1$  sur Fig. 20). L'équation différentielle qui en résulte est donc la suivante (entre ces deux instants) :

$$V_{in} - \frac{V_{out}}{m} - (R_{p1} + R_{p2}) \cdot i_L - L \cdot \frac{di_L}{dt} - u_c = 0 \quad \text{Eq. 14}$$

Soit après dérivation :

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2 i_L}{dt^2} + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C \cdot \frac{di_L}{dt} + i_L = 0 \quad \text{Eq. 15}$$

Le discriminant associé à cette équation vaut :

$$\Delta = \frac{1}{(L \cdot \omega_{res}^2)^2} \cdot \left( (R_{p1} + R_{p2})^2 - (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2 \right) \text{ En posant } \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{Eq. 16}$$

Dans le cas du convertisseur traité, un calcul en ordre de grandeur montre que ce discriminant est négatif (voir annexe 0). Il est alors possible de déterminer la forme de  $i_L(t)$  en posant  $t_0=0$  et en supposant  $(R_{p1} + R_{p2})^2 \ll (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2$  :

$$i_L(t) \approx A \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot e^{-\frac{(R_{p1} + R_{p2})}{2 \cdot L} \cdot t} \text{ avec } A \in \mathcal{R} \quad \text{Eq. 17}$$

Connaitre la dérivée de  $i_L(t)$  en un point est suffisant pour déterminer  $A$ . Eq. 14 permet d'obtenir cette dérivée mais met en jeu la valeur de la tension  $u_c$  qui est minimale à  $t_0$  et vaut  $-U_{Cmax}$  :

$$\frac{di_L(t_0)}{dt} \approx A \cdot \omega_{res} = \frac{V_{in} \frac{V_{out}}{m} + U_{Cmax}}{L} \quad \text{Eq. 18}$$

Sachant que le condensateur sera complètement chargé à  $U_{Cmax}$  à l'instant  $t=t_1$ , intégrer l'évolution du courant entre  $t_0$  et  $t_1$  permet d'évaluer la tension maximale aux bornes du condensateur :

$$2 \cdot U_{Cmax} \approx \frac{1}{C} \cdot \int_0^{\pi/\omega_{res}} \frac{V_{in} \frac{V_{out}}{m} + U_{Cmax}}{L \cdot \omega_{res}} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot e^{-\frac{(R_{p1}+R_{p2})}{2L} \cdot t} dt \quad \text{Eq. 19}$$

D'où, après intégration :

$$U_{Cmax} = \frac{(V_{in} \frac{V_{out}}{m}) \cdot (e^{\frac{\pi}{2Q}} + 1)}{e^{\frac{\pi}{2Q}} \cdot (\frac{1}{2Q^2} + 1) - 1} \quad \text{avec} \quad Q = \frac{1}{R_{p1} + R_{p2}} \cdot \omega_{res} \cdot L \quad \text{Eq. 20}$$

Cette valeur de tension permet de déterminer si le pont de diode se bloque ou non.

La carte présentée Fig. 21 montre la zone correspondant au blocage du convertisseur pour une tension d'entrée de 10 V et une fréquence de résonance de 1 MHz lorsque l'inductance série  $L$  et la tension ramenée  $V_{out}/m$  varient. Ainsi, une inductance trop faible ou une tension de sortie plus élevée que la tension d'entrée peuvent provoquer un blocage du pont de diode.

Finalement, il est possible de comparer analytiquement et numériquement le comportement de ce convertisseur. Les Fig. 22 et Fig. 23 présentent la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour deux valeurs d'inductance série. Les valeurs de tensions indiquées correspondent aux tensions DC (valeur crête pour le calcul analytique au fondamental). Le cas  $L=200$  nH (Fig. 22) présente un blocage du pont de diode pour toutes les valeurs de tension de sortie d'après Fig. 21, tandis que le cas  $L=400$  nH ne comporte de blocages que pour les cas  $V_{out}/m > 8.8$  V (points noir et vert Fig. 21). La non-linéarité du pont de diode introduit des déviations entre les modèles au fur et à mesure de l'écart entre la fréquence d'excitation et la fréquence de résonance. Ceci est illustré par les Fig. 22 et Fig. 23 où le modèle analytique est comparé à des simulations circuit. Ces divergences ne peuvent être attribuées au seul blocage du pont de diode. En effet, la divergence entre les courbes issues du modèle {sinus/sinus en phase avec le courant analytique} et le modèle {numérique avec pont de diode} ne change pas selon les cas « blocage » ou « non blocage ». En réalité, l'examen des formes d'ondes montre que la tension maintenue par le condensateur lors des périodes où les tension de part et

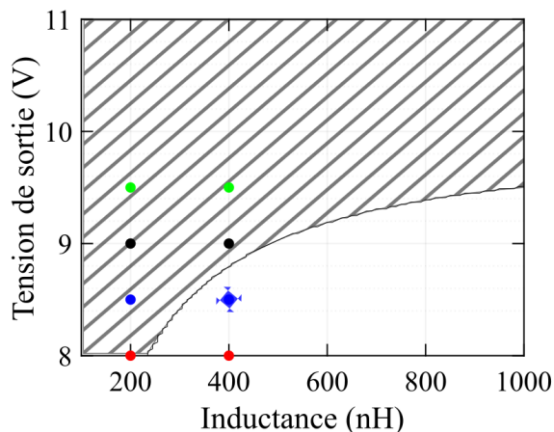


Fig. 21 Zone dans laquelle le pont de diode du LC série se bloque (en hachuré). La tension d'entrée et la fréquence sont gardées fixe,  $V_{in}=10$  V et  $f_{res}=1$  MHz

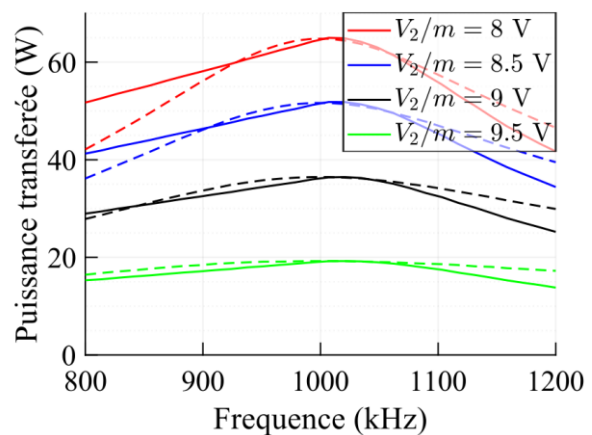


Fig. 22 Puissance transférée par le circuit de la Fig. 19 (trait plein) obtenu par simulation et comparaison avec le cas analytique où la tension sortie est en phase avec le courant (cas précédent, en pointillés).  $L=200$  nH,  $V_{in}=10$  V,  $f_{res}=1$  MHz

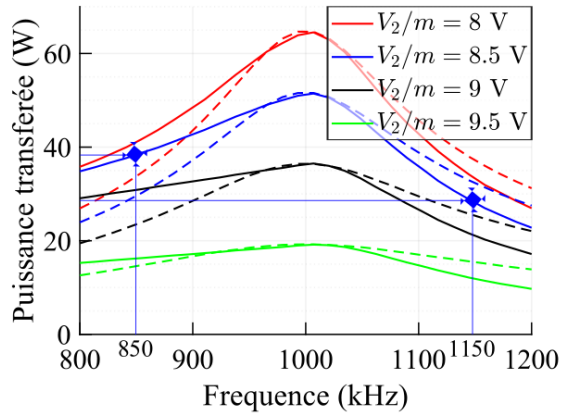


Fig. 23 Similaire à la Fig. 22 pour  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ .

d'autre du circuit LC ne sont pas de même signe joue un rôle crucial. Ce comportement (dû au pont de diode) introduit des non linéarités. Les Fig. 24 et Fig. 25 montrent les formes d'ondes typiques de ce phénomène pour des fréquences d'excitation en dessous et au-dessus de la fréquence de résonance. Le taux de distorsion harmonique est plus élevé lorsque la fréquence est en dessous de la fréquence de résonance. Cela se traduit sur la Fig. 23 par des courbes présentant une erreur plus importante en dessous de la fréquence de résonance qu'au-dessus.

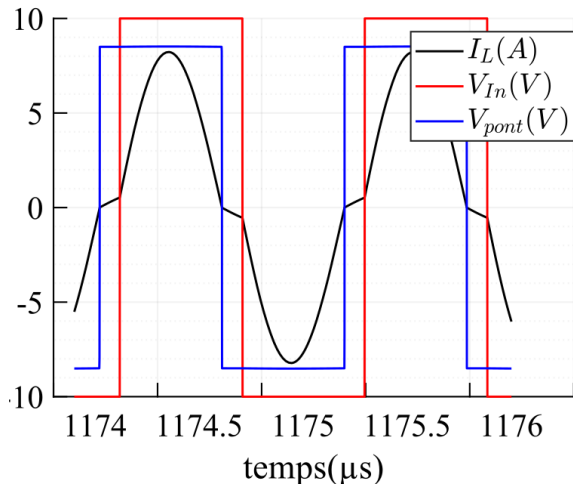


Fig. 24 Formes d'onde du convertisseur LC série issues de simulation avec  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8,5\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$  et  $f=850\text{ kHz}$

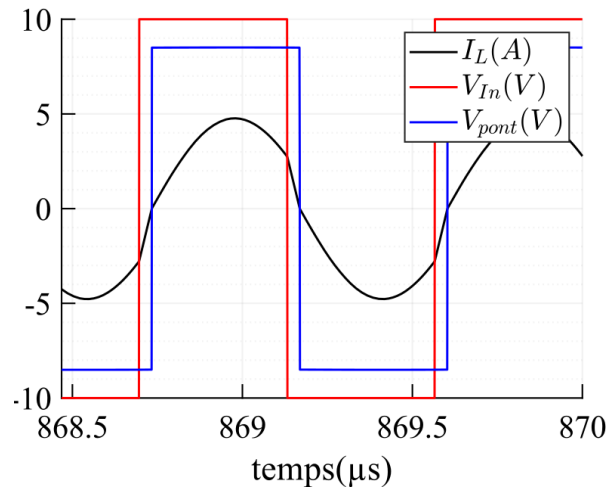


Fig. 25 Formes d'onde du convertisseur LC série issues de simulation avec  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{ V}$ ,  $V_{out}/m=8,5\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$  et  $f=1150\text{ kHz}$

Cette partie a permis de montrer que l'hypothèse FHA est trop limitante pour représenter correctement, dans toute la plage de fonctionnement, un convertisseur à résonance série associé à un pont de diode.

### 3.1.4 Prise en compte des harmoniques et commutation selon le fondamental

Afin d'améliorer les performances du modèle analytique (dont l'avantage est d'être bien plus rapide à calculer que la simulation circuit), les harmoniques de tension sont pris en compte dans le calcul de la puissance. Le pont de sortie est commuté de manière que le fondamental de la tension soit en phase avec le fondamental du courant.

Pour une tension créneau symétrique d'amplitude  $V_{dc}$  et de rapport cyclique 50%, la représentation complexe associée au fondamental est notée  $V_{dc} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot e^{j\varphi}$ . Les harmoniques de rang  $n$  de cette tension s'expriment :

$$\underline{V}_n = V_{dc} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \cdot n - \frac{\pi}{2} + \varphi \cdot n)} \quad n \text{ impaire, } 0 \text{ sinon} \quad \text{Eq. 21}$$

Le déphasage  $\varphi$  du pont de sortie dans l'hypothèse de la commutation selon le premier harmonique de courant pour définir les instants de commutations des diodes de sortie du pont redresseur a été donné dans l'équation Eq. 7.

En prenant en compte ce déphasage et l'ensemble des harmoniques de tension générés par le pont d'entrée et de sortie, le courant total dans le circuit résonant et la puissance transmise à la charge sont calculés.

Les résultats obtenus sont montrés sur les Fig. 26 et Fig. 27 dont les paramètres sont similaires aux Fig. 22 et Fig. 23. Les 100 premiers harmoniques sont pris en compte et ajoutés en pointillés. Les résultats de simulations avec pont de diode sont en traits pleins et les résultats de calculs analytiques précédents (prise en compte du fondamental de tension uniquement et commutation en phase avec le courant) sont représentés par des tirets :

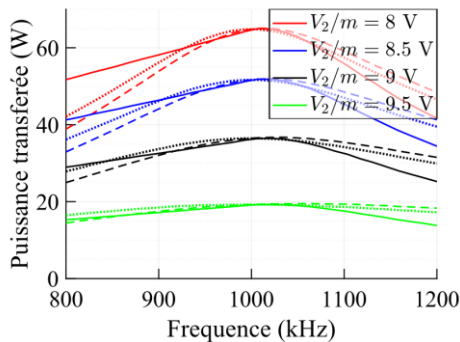


Fig. 26 Similaire à Fig. 22 avec la prise en compte de la puissance transmise par les harmoniques (courbes en pointillés).  $L=200 \text{ nH}$

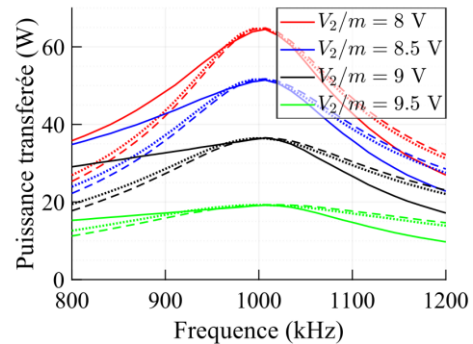


Fig. 27 Similaire à Fig. 23 avec la prise en compte de la puissance transmise par les harmoniques (courbes en pointillés).  $L=400 \text{ nH}$

La prise en compte des harmoniques ne permet que d'améliorer partiellement le calcul analytique.

Deux phénomènes sont responsables de cette différence entre simulation et calcul analytiques :

- la prise en compte du déphasage de la commande du pont de sortie n'est pas bonne. Le pont de diode ne commute pas au moment décrit, en raison de son comportement non linéaire. En effet, sa commutation est dictée par la somme totale des harmoniques de courant et non par le fondamental uniquement ;
- le pont de diode n'est pas commuté par moment en raison du phénomène de blocage exprimé précédemment (Fig. 20, Fig. 21).

Afin d'illustrer le premier point, la Fig. 28 présente la différence entre le déphasage calculé analytiquement (en tirets, d'après Eq. 7) et celui extrait d'une simulation circuit (en traits pleins).

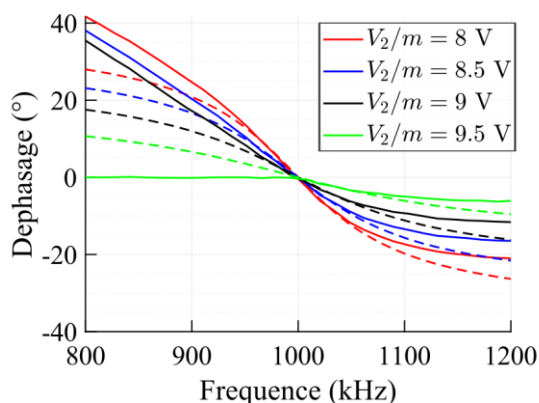


Fig. 28 Déphasage entre le pont d'entrée et de sortie. Simulation circuit en traits pleins et résultat analytique en tirets.  $L=400 \text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{V}$ ,  $f_{res}=1 \text{ MHz}$

Ce graphique montre que l'hypothèse du premier harmonique est rapidement faussée au fur et à mesure que la fréquence d'excitation s'éloigne de la fréquence de résonance.

Le trait plein pour le cas  $V_2/m = 9,5 \text{ V}$  correspond au blocage du pont et au fait que la tension au niveau du pont n'est plus carrée.

A partir de ces courbes, il est possible de tracer la puissance de sortie du convertisseur selon la courbe de déphasage obtenue par simulation circuit tout en utilisant le calcul analytique prenant en compte les harmoniques pour le calcul de la puissance (Fig. 29). Pour cela, la somme des puissances portées par les harmoniques est réalisée (Eq. 3).

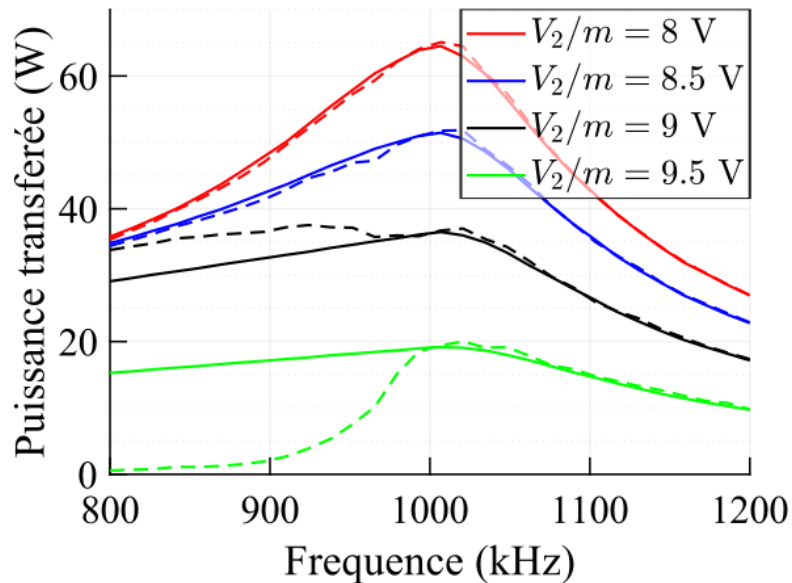


Fig. 29 Puissance transférée par le circuit de la Fig. 19 (trait plein) obtenu par simulation et comparaison avec le cas analytique où la phase de la tension de sortie est obtenue numériquement (en tirets). Les harmoniques sont pris en compte.  $L=400$  nH,  $V_{in}=10$ V,  $f_{res}=1$  MHz

En se basant sur le cas de la Fig. 21 où  $L=400$  nH, il apparaît que les courbes « semi-analytique » et les courbes issues de la simulation circuit sont confondues tant que le pont de diode ne se bloque pas (cas des courbes verte et noire).

Ainsi, les deux phénomènes illustrés permettent de conclure qu'un convertisseur à résonance série ne se prête pas à une étude analytique dans le cas où l'étage de sortie est un pont de diode. En particulier lorsque la tension d'entrée et de sortie ramenée sont proches et que la valeur de capacité est élevée. Ce cas peut se rencontrer sur un convertisseur réel lorsque l'inductance de fuite du transformateur est utilisée comme inductance série. De plus, le cas étudié présente un « mauvais » facteur de qualité qui nécessite de considérer les harmoniques.

### 3.1.5 Simulation circuit pour un pont de sortie fonctionnant en redresseur synchrone

Afin d'améliorer le rendement des convertisseurs, notamment à basse tension et forts courants, une stratégie classique consiste à remplacer le pont de diode par des transistors qui sont commutés comme des diodes. Cette technique est nommée « redressement synchrone ». Selon l'implémentation choisie par les concepteurs, il est classique de mesurer la tension aux bornes des transistors et de commuter ceux-ci lorsque la tension tombe au niveau de la tension de seuil de leur diode parasite intrinsèque. Le schéma simplifié retenu est celui de la Fig. 30. Le schéma servant à faire les simulations est montré Fig. 31.

Une stratégie de commande simplifiée utilisable en simulation pourrait consister à mesurer le courant dans la branche principale. Les interrupteurs du pont de sortie dans la première diagonale sont fermés si le courant est positif et les autres dans le cas contraire.

Cette stratégie ne fonctionne pas. En effet, les phases qui auparavant entraînaient un blocage du pont de diode, impliquent maintenant des changements de signe du courant. Cette loi de commande, lorsqu'implémentée provoque alors des sur-commutations du pont de sortie à chaque point de calcul (Fig. 32). Puisque le *solver* utilise un pas adaptatif, celui-ci devient minimal et la simulation « cale ».

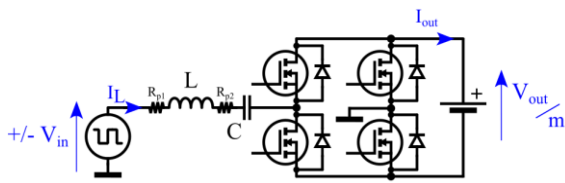


Fig. 30 Schéma simplifié du convertisseur avec source de tension rectangulaire et redresseur synchrone

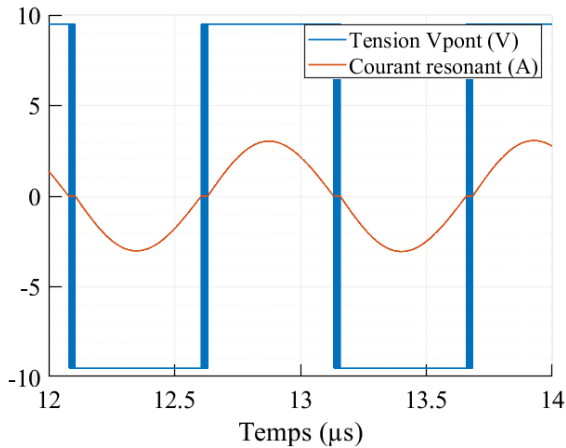
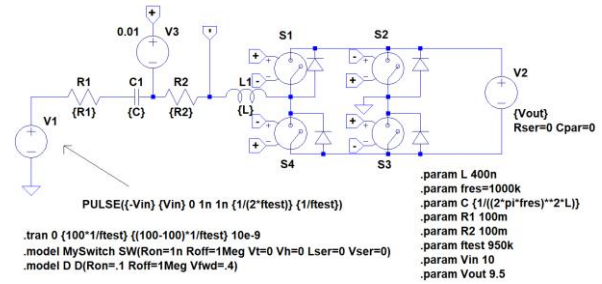


Fig. 32 Formes d'onde du courant résonant et de la tension appliquée par le pont secondaire pour un cas correspondant au blocage si le pont était constitué de diodes. Commande simplifiée correspondant à la Fig. 31 mais réalisée avec le logiciel Simplorer© puisque LTSpice ne peut définir de pas de calcul minimal.

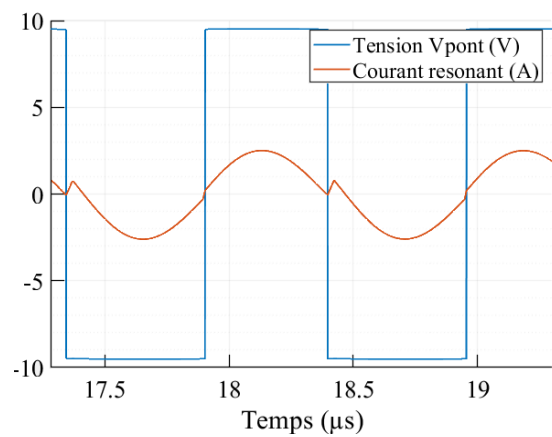


Fig. 33 Formes d'ondes dans le même cas que précédemment mais avec un système à base de monostable. Détail de la structure de commande annexe 0

Afin d'éviter ces commutations parasites, un système de commande à base de monostables est alors mis en place. Les formes d'ondes du courant et de la tension générée au niveau du pont de sortie avec la nouvelle commande sont présentées Fig. 33. On constate la disparition des instabilités.

Le circuit de commande réalisé à base de monostable est présenté annexe 0. Le principe de fonctionnement est décrit à l'aide des chronogrammes (Fig. 34). Une tension image du courant est comparée à zéro, ce qui crée le signal carré « comp ». Les fronts de ce signal génèrent des impulsions grâce aux monostables « Mono\_mont » et « Mono\_desc ». Ces pulses arrivent alors sur l'entrée d'horloge d'une bascule JK câblée en mode « toggle ». Puisque la bascule JK ne fait qu'inverser les commandes des transistors, il est possible qu'elle commute ceux-ci en opposition avec le courant. Afin d'éviter cette situation qui peut se présenter lors de la présence d'un pulse parasite, ou si le démarrage s'effectue dans le mauvais sens, un forçage est mis en place. Le fonctionnement de celui-ci est décrit par les chronogrammes Fig. 34. Afin d'éviter des sur-commutations comme dans le cas présenté Fig. 34 en haut à droite, chaque déclenchement de monostable entraîne le déclenchement simultané d'un monostable de durée plus longue. Tant que ce dernier est à l'état haut, aucun signal d'entrée n'est lu sur l'horloge de la bascule JK. Cependant les Monostables peuvent être redéclenchés afin d'éviter d'autre sur-commutations en chaîne. Le forçage intervient à la descente du monostable long détectant les fronts montants. Comme ce monostable peut être redéclenché, un circuit d'inhibition est mis en place pour éviter que le forçage n'intervienne à un moment inopportun. Les résultats obtenus à l'aide d'un tel circuit de commande sont présentés Fig. 35, en comparaison avec le circuit à pont de diodes.

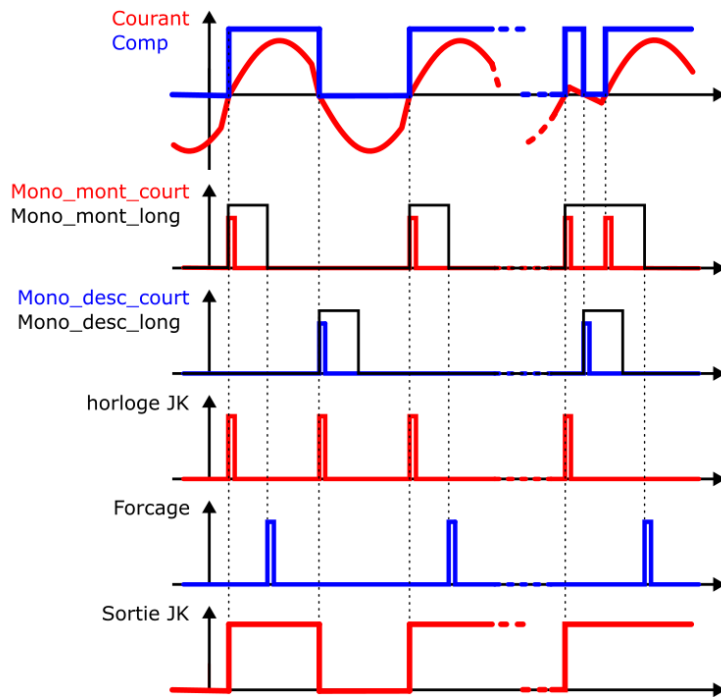


Fig. 34 Chronogrammes associés au schéma de l'annexe 0

En pratique, la mesure de courant isolée avec une bande passante suffisante est difficile à mettre en place. Ainsi, le calcul analytique d'un instant de commutation par un microcontrôleur est un atout majeur. Pour cela, l'expression (Eq. 7) permettant de définir la phase du fondamental du courant résonant et du fondamental de la tension de sortie pourrait-être utilisée.

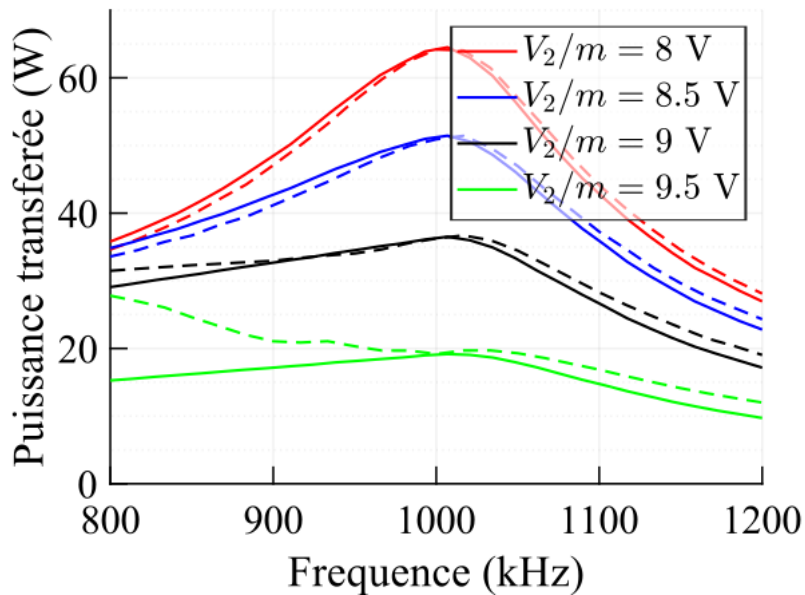


Fig. 35 Comparaison entre le circuit à pont de diode (traits pleins) et le circuit à redresseur synchrone (pointillés).  
 $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$

### 3.1.6 Prise en compte des harmoniques, commutation sur le courant total

Cette méthode consiste à considérer les harmoniques de courant et à chercher la phase de la tension de sortie qui permet d'annuler la somme temporelle des harmoniques de courant au moment de la commutation.

L'Eq. 21 permet d'exprimer les tensions complexes au rang  $n$  de part et d'autre du circuit résonnant auxquelles correspondent des courants complexes  $I_{Ln}$  (Eq. 22) :

$$\underline{I}_{Ln} = \frac{V_{inDC} \frac{4}{\pi n} e^{j(2\pi n f t - \frac{\pi}{2})} - \frac{V_{outDC}}{m} \frac{4}{\pi n} e^{j(2\pi n f t - \frac{\pi}{2} + n\varphi)}}{R_{p1} + R_{p2} + jL \cdot 2\pi n \cdot f + \frac{1}{jC \cdot 2\pi n \cdot f}}, \quad n \text{ impair} \quad \text{Eq. 22}$$

La somme des composantes harmoniques est alors calculée en considérant les rangs jusqu'à une valeur jugée suffisante pour correctement représenter la forme d'onde du courant. Cette valeur est choisie égale à  $n = 15$ . Elle dépend du facteur de qualité du convertisseur considéré. Plus le facteur de qualité est faible plus il faudra prendre un nombre d'harmoniques important. Le courant réel peut être calculé Eq. 23 :

$$I_L(t) = \text{Re} \left( \sum_{n=1}^{\infty} \underline{I_{L_n}} \right) \approx \text{Re} \left( \sum_{n=1}^{15} \underline{I_{L_n}} \right) \quad \text{Eq. 23}$$

Il ne reste alors plus qu'à trouver l'angle de déphasage  $\varphi$  qui annule le courant au moment de la commutation :

$$I_L \left( t = \frac{-\varphi.T}{2.\pi} \right) = 0 \quad \text{Eq. 24}$$

Comme auparavant, aucune solution analytique explicite n'existe. Il faut alors recourir au calcul numérique qui reste bien plus rapide que la simulation numérique. Grâce à l'*a priori* sur le retard ou l'avance du courant selon la fréquence testée par rapport à la fréquence de résonance, il n'y a qu'une solution à l'Eq. 24.

Comme le pont de sortie considéré est toujours soit passant soit bloqué, les cas non linéaires disparaissent et les résultats obtenus en termes de puissance sont présentés sur la Fig. 36 en pointillés par comparaison à la simulation circuit en traits pleins.



Fig. 36 Comparaison entre la simulation circuit du redresseur synchrone (trait plein) et le calcul semi-analytique prenant en compte les 15 premiers harmoniques pour le calcul du déphasage (traits pointillés).  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_{in}=10\text{V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$

Ainsi, cette partie montre qu'il est possible et envisageable pour un convertisseur à résonance série d'avoir un modèle analytique permettant le contrôle de la structure. Les valeurs de déphasage peuvent alors être calculées ou implémentées dans une table.

Dans tous les cas, il est fondamental de rappeler que les signaux d'entrée et de sortie réels ne sont pas purement sinusoïdaux mais carrés. Ce facteur ajoute des paramètres qui ne sont que rarement considérés lors de la conception d'un circuit résonant.

### 3.2 Considération sur le rapport de transformation

La fonction de transfert et les formes d'ondes ont été présentées dans la partie précédente. L'impact du rapport de transformation du transformateur est maintenant étudié. Pour cela, les cas de deux convertisseurs [9-11 V vers 7-14 V] et [8-14 V vers 7-14 V] sont considérés. Chaque convertisseur doit



être capable de fournir entre  $10\text{ W}$  et  $50\text{ W}$  sur tous les points de fonctionnement et les éléments constitutifs du circuit sont les mêmes qu'au début de cette étude (i.e.  $R_{p1}=R_{p2}=100\ \mu\Omega$ ,  $L=200\text{ nH}$ ,  $C=127\text{ nF}$ ). Une commande fréquence/déphasage du pont redresseur peut être utilisée sur cette structure. Cependant, afin de conserver des commutations douces, ce type de stratégie n'est pas étudié.

Les tensions  $V_{in}$  et  $V_{out}$  sont renommées  $V_1$  et  $V_2$  dans un but de généralisation à une architecture réversible et éventuellement multiport.

Les résultats analytiques montrent que transmettre de la puissance n'est pas possible si  $V_2/m$  est supérieure à  $V_1$  (Fig. 37). La mise en pratique du redresseur synchrone présenté en annexe II le permet néanmoins grâce à des changements d'états parasites, cependant sans présenter de véritable régime permanent. A la manière du DAB présenté dans la partie précédente, le pont de sortie est commuté en opposition avec le courant, ce qui a pour conséquence une augmentation forte de sa valeur instantanée sur une période, suivie par une phase de réduction progressive après remise en phase de la tension et du courant (Fig. 38). Ce fonctionnement particulier provoque de fortes contraintes et n'est pas étudié par la suite.

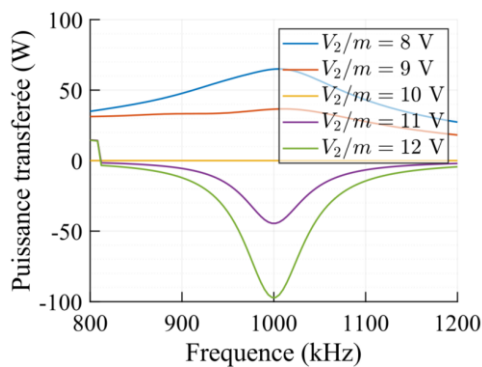


Fig. 37 Transfert de puissance calculé analytiquement pour un convertisseur LC série.  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_1=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$

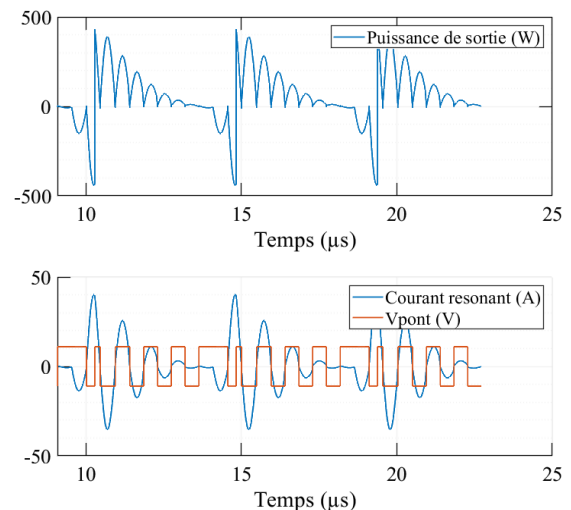


Fig. 38 Formes d'ondes correspondant au convertisseur LC série avec la commande par monostables lorsque la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée.  $L=400\text{ nH}$ ,  $V_1=10\text{ V}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ ,  $f=1.1\text{ MHz}$ ,  $V_2=11\text{ V}$

De manière qualitative, l'impact du rapport de spires du transformateur sur le transfert de puissance est le suivant (en considérant un facteur de couplage fort) :

Pour une même différence de tension  $= V_1 - V_2/m$ , le courant sera identique mais la puissance reçue par la source de sortie dépendra de  $V_2/m$ . Ainsi, dans un premier temps, augmenter le rapport de transformation  $m$  du transformateur ramènera une tension plus faible au primaire ce qui a pour effet d'augmenter le courant. Cependant, à partir d'une certaine valeur de  $m$ , l'augmentation du courant ne compense plus la diminution de la tension ramenée au primaire. N'importe quelle puissance ne peut donc pas être transférée à partir de n'importe quelle tension pour ce type de structure même sans aucune contrainte sur le choix du rapport de transformation. De plus, ce comportement est similaire à de l'adaptation d'impédance : pour la puissance transférée maximum, le rendement chute sous les 50%.

La puissance maximum est transmise à la résonance. En considérant négligeable la contribution des harmoniques devant celle du fondamental, ce phénomène peut être décrit par les équations Eq. 25 et Eq. 26:

$$P_{\text{sortie}} = \frac{V_{2\text{eff}} \cdot I_{L\text{eff}}}{m} \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 25}$$

$$P_{\text{sortie}}(f = f_{\text{res}}) = \frac{V_{2\text{eff}}}{m} \cdot \frac{V_{1\text{eff}} - \frac{V_{2\text{eff}}}{m}}{R_{p1} + R_{p2}} = \frac{V_{2\text{eff}} \cdot (m \cdot V_{1\text{eff}} - V_{2\text{eff}})}{m^2 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 26}$$

D'après Eq. 26, la puissance est négative pour  $m$  petit ( $m < V_2/V_1$ ). Elle devient ensuite positive et finalement tend vers 0 quand  $m$  tend vers l'infini. Un unique changement de signe de la dérivée et l'annulation de celle-ci permet d'obtenir la puissance maximum selon  $m$  (Eq. 27-Eq. 29) :

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial m} = \frac{V_2 \cdot V_1 (2 \cdot \frac{V_2}{V_1} - m)}{m^3 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 27}$$

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial m} = 0 \leftrightarrow m_{\text{max}} = \frac{2 \cdot V_2}{V_1} \quad \text{Eq. 28}$$

$$P_{\text{max}} = \frac{V_1^2}{4 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 29}$$

Le même raisonnement est possible selon la tension de sortie à  $m$  fixé (Eq. 30 et Eq. 31) :

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial V_2} = \frac{m \cdot V_1 - 2 \cdot V_2}{m^2 \cdot (R_{p1} + R_{p2})} \quad \text{Eq. 30}$$

$$\frac{\partial P(f = f_{\text{res}})}{\partial V_2} = 0 \leftrightarrow V_{2\text{max}} = \frac{m \cdot V_1}{2} \quad \text{Eq. 31}$$

Cependant, en pratique  $m$  appartient aux nombres rationnels.  $P_{\text{max}}$  n'est donc pas forcément atteignable, *a fortiori* si le transformateur est réalisé sur PCB et que le nombre de spires possible est limité. Il faut alors étudier les valeurs de  $m$  atteignables au-dessus et en-dessous de  $m_{\text{max}}$  afin d'avoir la valeur de puissance maximale transmissible. Cette valeur ne dépend pas de la tension de sortie. En revanche, comme la valeur de  $m$  dépend à la fois des valeurs de tension d'entrée et de sortie, ce paramètre ne peut pas être optimisé pour toute une plage de valeurs. Dans la pratique il faut alors étudier si  $P_{\text{max}} = f(m, V_1, V_2)$  est compatible avec l'application visée.

### 3.2.1 Cas [9-11] V vers [7-14] V

Dans un premier temps, le calcul de la puissance transférable est effectué à l'aide d'Eq. 29 afin de vérifier que le cahier des charges de 50 W est atteignable en au moins un point. L'application numérique donne  $P_{\text{max}}=101,3$  W. Ensuite, à l'aide d'Eq. 28, les valeurs de  $m$  maximisant le transfert de puissance sont étudiées en fonction des plages de tensions. Les extrêmes sont  $m = 1,27$  et  $m = 3,11$ . Des cartes présentant les évolutions  $P_{\text{max}} = f(V_1, V_2)$  pour différentes valeurs de  $m$  sont tracées Fig. 39. Ces cartes montrent en dégradé de couleur la puissance transmissible par le convertisseur en fonction des tensions imposées en entrée et en sortie. Elles mettent en évidence des frontières iso puissances. La puissance maximale atteignable par le convertisseur à tension  $V_1$  fixée et  $V_2$  variable et la puissance minimale à atteindre selon le cahier des charges sont présentées respectivement en bleu et en rouge. Ces cartographies mettent en évidence que des valeurs de  $m > 1,66$  sont nécessaires pour pouvoir réaliser le transfert de puissance sur tous les points. Pour  $m > 3$ , ces cartes montrent que la puissance maximum transférable à faible tension d'entrée diminue.

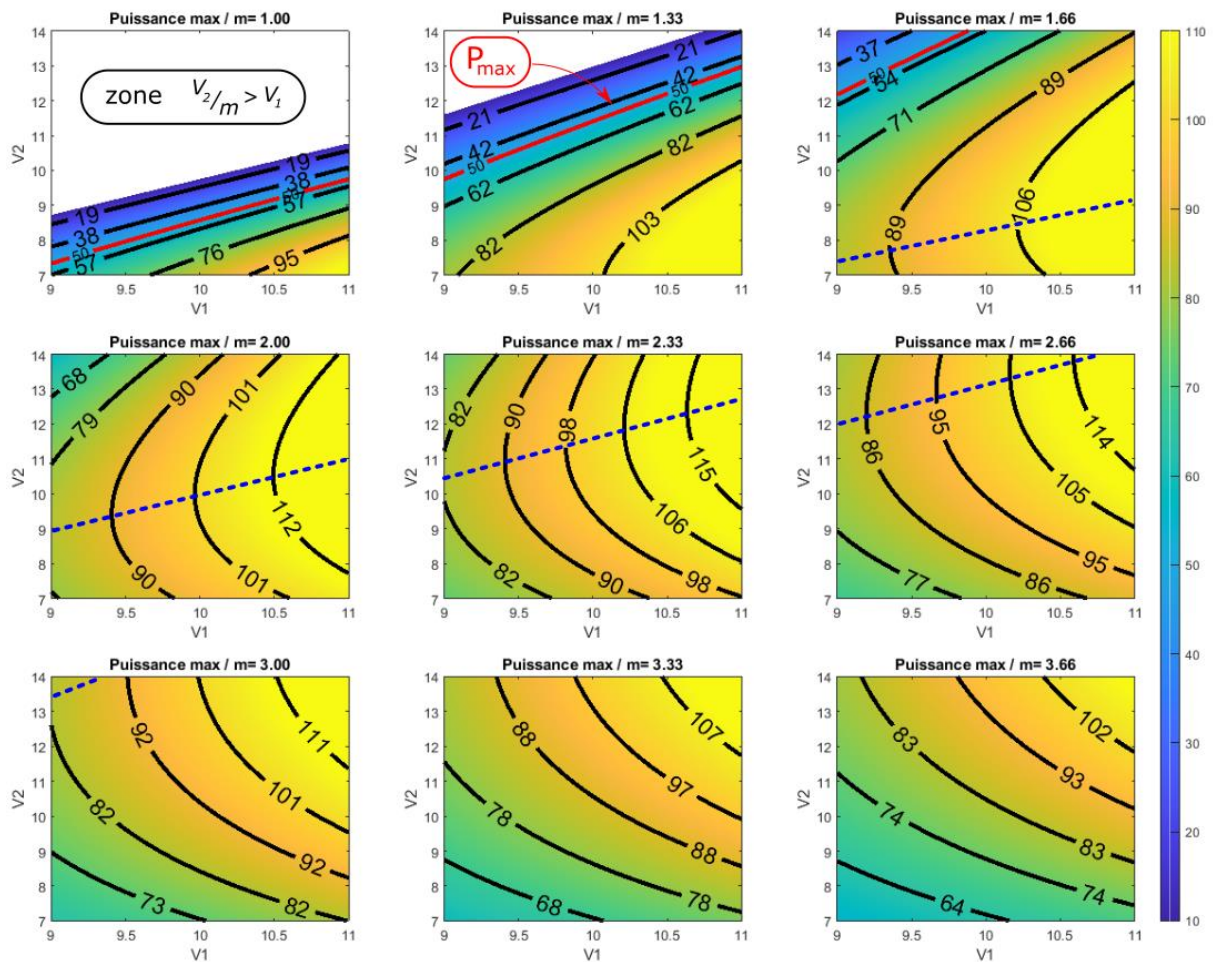


Fig. 39 Puissance maximum atteignable selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur. Les droites rouges illustrent la puissance minimum que le convertisseur doit être capable de transmettre. Les droites en pointillés bleus correspondent au maximum de puissance (Eq. 31).  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ .

Les cartes de la Fig. 39 présentent le maximum de puissance atteignable pour chaque couple de tension  $V_1$ ,  $V_2$ , puissance obtenue pour une fréquence de fonctionnement égale à la fréquence de résonance. Cependant, faire varier la fréquence de découpage permet de moduler la puissance transférée. Pour caractériser les performances du convertisseur pour ces autres fréquences de fonctionnement, des cartes de rendement des puissances transférables comprises dans le cahier des charges sont établies Fig. 40. Ces cartes sont ensuite moyennées pour chaque valeur des tensions de sortie (la moyenne

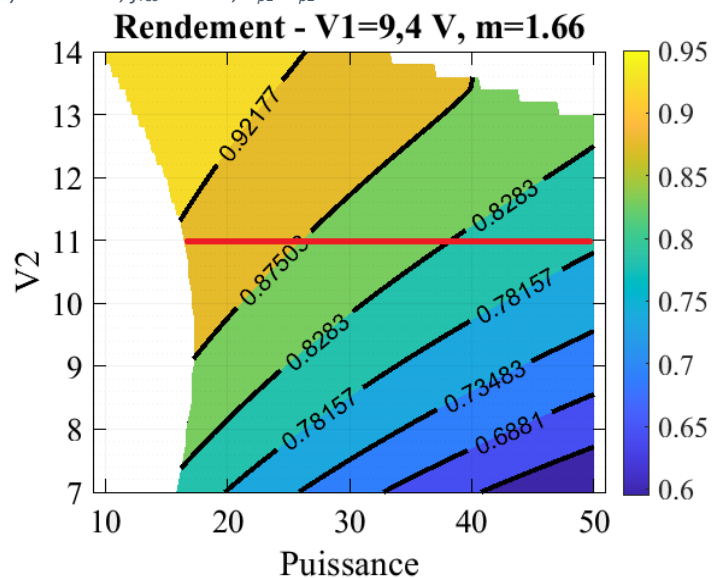


Fig. 40 Rendement du convertisseur LC série selon la puissance de sortie.  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$

établie sur la ligne rouge Fig. 40 correspond au point noir Fig. 41 par exemple), ce qui permet d'obtenir les cartes de la Fig. 41. Un meilleur choix serait de réaliser cette moyenne en pondérant chaque valeur du rendement par le temps de fonctionnement dans chaque zone.

Sur la Fig. 40, il apparaît que pour  $V_1=9,4\text{ V}$ ,  $m=1,66$  et  $V_2=14\text{ V}$ , il n'est pas possible d'atteindre  $50\text{ W}$  de puissance transmise. De plus, avec une excursion en fréquence jusqu'à  $1800\text{ kHz}$  (valeur choisie arbitrairement), il n'est pas possible de descendre en dessous de  $17\text{ W}$  pour  $V_2=9\text{ V}$ .

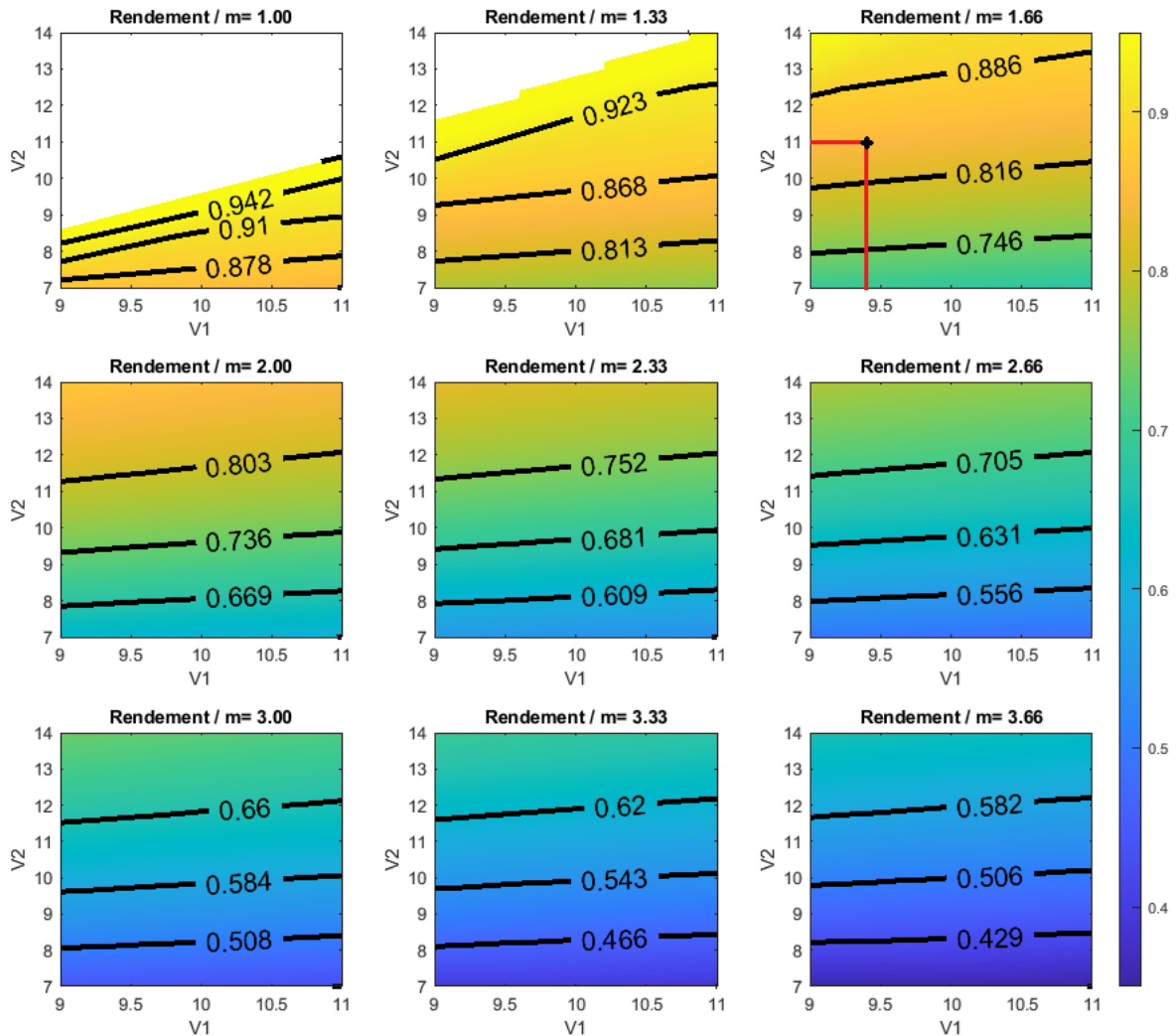


Fig. 41 Rendement moyens selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur.  $L=200\text{ nH}$ ,  $f_{res}=1\text{ MHz}$ ,  $R_{p1}=R_{p2}=100\text{ m}\Omega$

D'après les cartes Fig. 41, en modélisant l'ensemble des pertes par des pertes par effet joule dans des résistances séries indépendantes de la fréquence, le rendement moyen chute avec l'augmentation du rapport de transformation. Ainsi, sa valeur doit être la plus faible possible, tout en garantissant la possibilité de transférer la puissance maximum dictée par le cahier des charges (Fig. 39).

Dans cette structure de convertisseur, le transfert de puissance entre les deux sources est réglé par la fréquence de commutation. Les excursions en fréquences associées aux rapports de transformation et aux plages de tensions d'entrée et de sortie doivent être évaluées. Ces dernières sont importantes à connaître car elles sont sources de surdimensionnement du circuit magnétique et/ou de pertes fer. La Fig. 42 illustre la puissance de sortie selon la fréquence pour quelques couples de tension.

L'intervalle de fréquence minimum qui permet au convertisseur d'atteindre à la fois la puissance maximum du cahier des charges et la puissance minimum selon le rapport  $m$  peut alors être obtenu. Pour cela, l'union des intervalles obtenus Fig. 42 pour l'ensemble des couples de tension étudiés est réalisé. Le résultat est affiché sur la Fig. 43 avec le rendement associé issu de la Fig. 41. Les rapports  $m$  présentés dépendent du nombre de spires du transformateur. Ceux-ci sont choisis entre 1 et 5 afin d'être cohérent avec un bobinage sur 4 couches tout en ayant une largeur de spire suffisante pour

obtenir une faible résistance DC. Sont donc accessibles les rapports de transformations suivants si les rapports de transformations sont compris entre 2 et 3:  $m = \left\{ \frac{2}{1}, \frac{5}{2}, \frac{3}{1} \right\}$ .

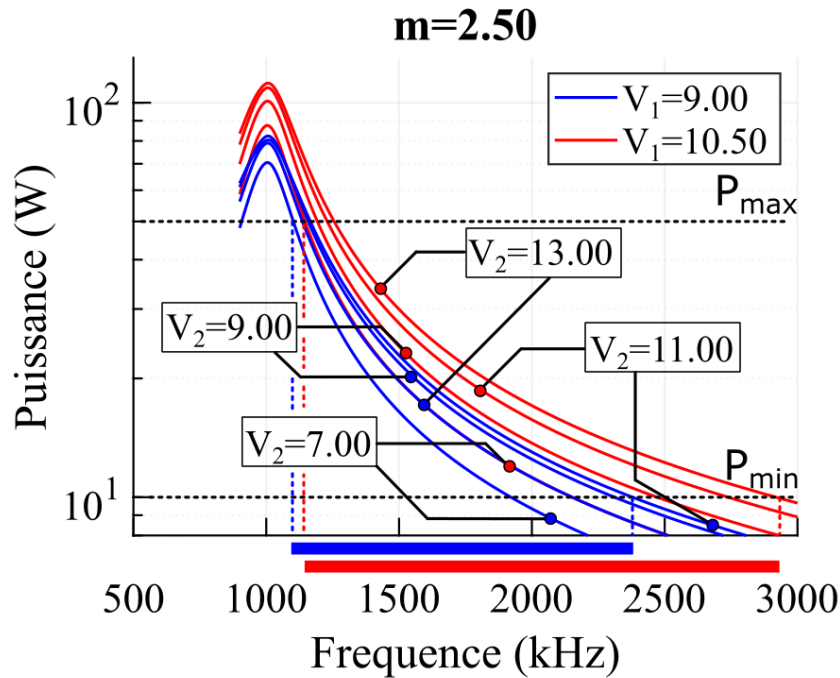


Fig. 42 Excursion en fréquence nécessaire pour atteindre les points de fonctionnement requis du convertisseur.

Les excursions de fréquence obtenues sont extrêmement élevées et difficilement réalisable en pratique. Une commande avec déphasage des bras de pont engendrera moins de pertes à basse puissance et sera préférée. Cependant, ces caractéristiques fournissent un point de départ en vue de réaliser une comparaison des convertisseurs.

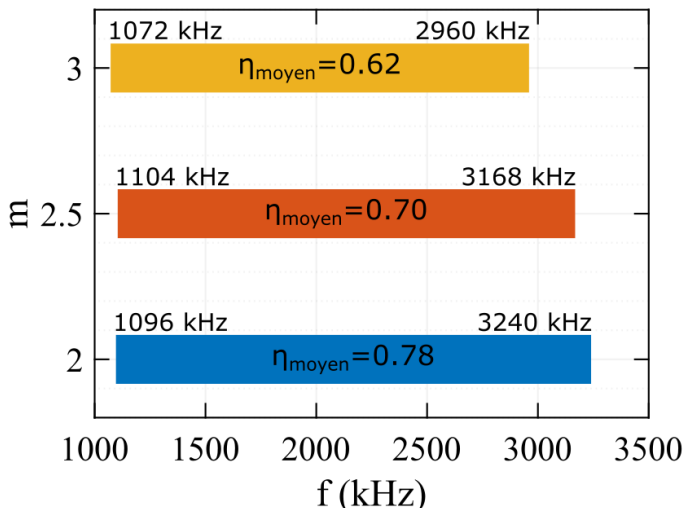


Fig. 43 Plages de fréquences nécessaires pour atteindre les puissances  $P_{max}$  et  $P_{min}$  sur l'ensemble des points de fonctionnement pour différentes valeurs de  $m$ .  $L=200$  nH. Rendement moyens associés (d'après Fig. 41). Cas [9-11] V  $\rightarrow$  [7-14] V.

### 3.2.2 Cas [8-14] V vers [7-14] V

D'après ce qui a été montré précédemment, étendre la plage de tension d'entrée nécessite l'accroissement du rapport de transformation. En effet, les points à faible tension d'entrée ne permettraient plus de transférer la puissance  $P_{max}=50$  W si le rapport de transformation reste à  $m=2$

Il est notable que les rendements illustrent les effets des résistances séries uniquement tandis que les plages fréquentielles sont plutôt une image de ce que seraient les pertes fer qui évoluent plus rapidement que le carré de la fréquence.

Ainsi, la règle générale qui semble se détacher est qu'il faut prendre le rapport de transformation minimum qui permette de réaliser le transfert de puissance.

En effet, l'augmentation de la plage fréquentielle semble réduite par rapport à l'évolution des rendements calculés.

(voir Fig. 44, pour  $m=2$ ,  $V_1=8$  V,  $V_2=14$  V). Ainsi, la Fig. 44 présente les puissances maximales transmises par le convertisseur. Elle montre que même en modifiant le rapport de transformation,  $V_1$  ne peut pas descendre en dessous d'environ 7,5 V sous peine de ne plus être capable de transmettre  $P_{max}$  sur tous les points. Certains fabricants parlent alors de *derating* du convertisseur. Cela sous-entend que ce dernier n'atteint pas ses performances nominales sur toute la plage de fonctionnement. L'avantage est que le rendement moyen du convertisseur peut être augmenté dans tout le reste de la plage de tension entrée/sortie.

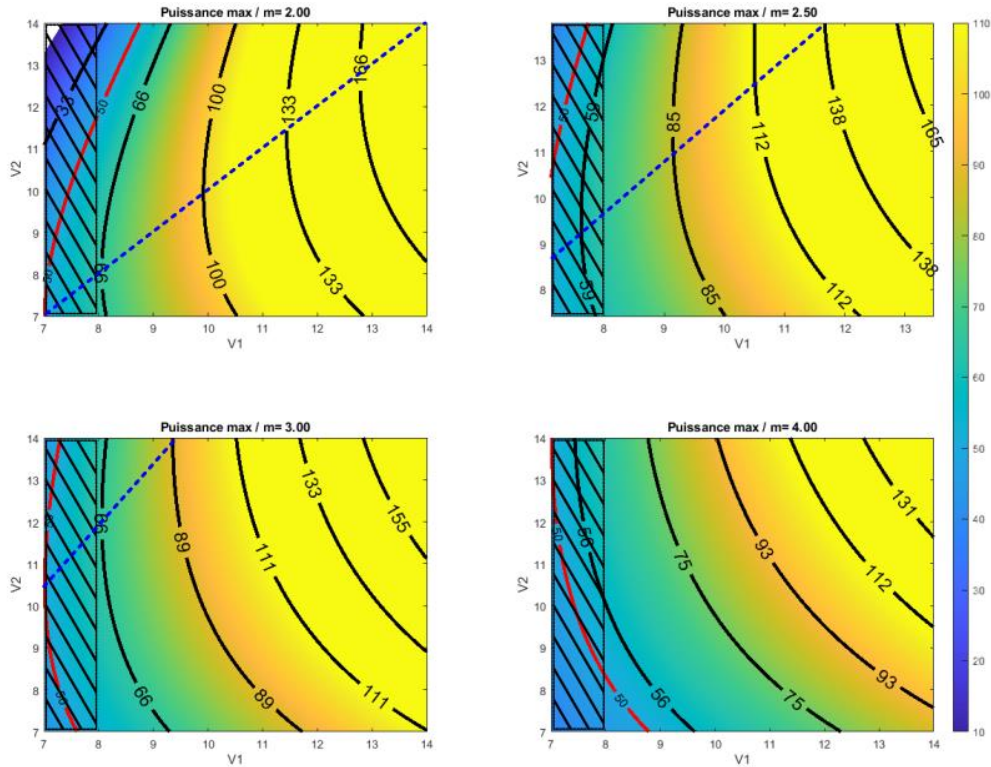


Fig. 44 Puissance maximum atteignable selon le rapport de transformation  $m$  du transformateur. Les droites rouges illustrent la puissance maximum que le convertisseur doit être capable de transmettre. Les droites en pointillés bleus correspondent au maximum de puissance (Eq. 31).  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$

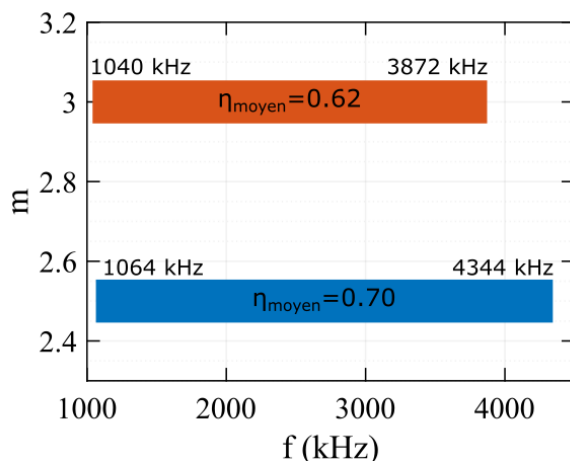


Fig. 45 Similaire à la Fig. 43 pour le cas [8-14] V  $\rightarrow$  [7-14] V

Ainsi, ces 2 exemples illustrent la raison pour laquelle les performances des convertisseurs deviennent de moins en moins bonnes au fur et à mesure que leurs plages de tensions de travail s'élargissent.

Quelques points n'ont pas été abordés dans cette partie car dépendant du transformateur :

- Le choix de la fréquence de résonance : Celle-ci va grandement dépendre de la technologie de transformateur choisie qui va elle-même dépendre de la puissance du transformateur. En effet, les

pertes cuivre AC vont limiter la section de cuivre possible -en raison de l'épaisseur de peau- et donc le courant envisageable. Elle dépendra de plus de l'électronique de commande déployée et de sa vitesse de calcul ainsi que du choix des transistors définissant les pertes en commutation. Ce choix n'est donc pas trivial et résulte d'une optimisation globale ;

- Le fonctionnement à faible puissance : Comme illustré Fig. 42, le convertisseur ne peut fournir une puissance nulle que si la fréquence de découpage tend vers l'infini, ce qui n'est pas possible. Pour contourner ce problème, les concepteurs utilisent une commande dite « burst mode » qui consiste à faire fonctionner le convertisseur en tout ou rien. Les capacités de sorties doivent alors permettre de filtrer ces créneaux de puissance. Le choix de la borne inférieure de puissance dépend d'un compromis entre les valeurs de capacité de sortie et la fréquence maximum de fonctionnement du convertisseur ;

- La sensibilité de la fonction de transfert aux résistances séries : Ces résistances sont difficilement estimables lors d'un prédimensionnement. Elles dépendent en effet du nombre de spires du transformateur et du routage des éléments. De plus, elles dépendent de la fréquence en raison de la résistance série du transformateur ; mais aussi de la température. Par ailleurs, comme le montre la Fig. 46, leur impact sur la transmission de puissance n'est pas négligeable.

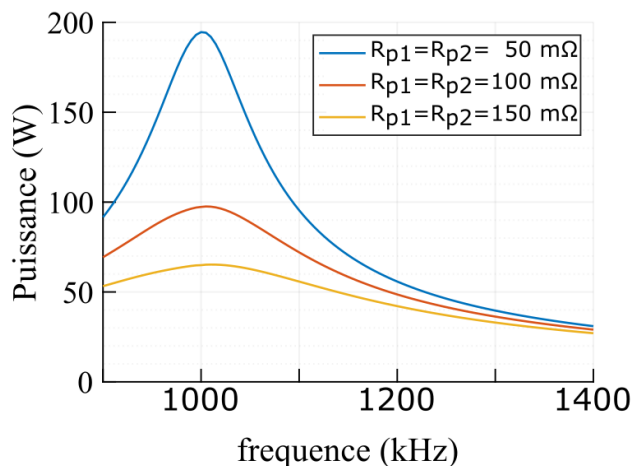


Fig. 46 Variation du transfert de puissance pour différentes valeurs de résistances séries.  $m=2.5$   $V_{in}=V_{out}=10$  V

Une différence de  $100$  mΩ tel que présenté Fig. 46 est importante en valeur relative, mais pas en valeur absolue et est représentative des incertitudes de modélisation et de réalisation. Cette considération est exacerbée dans le cas où la charge de sortie possède un comportement résistif plutôt que source de tension.

Pour résumer, le convertisseur série :

- Est constitué de peu d'éléments ;
- Nécessite un rapport de transformation soigneusement choisi ;
- Peut nécessiter une large plage de fréquence de fonctionnement (faible facteur de qualité du circuit résonant, forte excursion de puissance, etc) ce qui rend le dimensionnement moins efficace ;
- Nécessite des temps morts adaptatifs selon la fréquence et la charge pour fonctionner au mieux ;
- Ne peut atteindre un fonctionnement à une puissance faible qu'en utilisant un mode de transfert de puissance intermittent dénommé burst-mode ;
- Est très sensible aux résistances séries.

### III-4 Convertisseur LLC

La structure élémentaire du convertisseur LLC est présentée Fig. 48. Ce convertisseur est similaire au LC série et repose sur le concept de circuit résonant. La différence réside dans le circuit résonant utilisé qui comprend deux inductances  $L_m$  et  $L$  ainsi qu'une capacité  $C$ . Dans cette partie,  $L_m$  est l'inductance magnétisante du transformateur et  $L_f$  son inductance de fuite. Contrairement à un transformateur traditionnel, où l'inductance magnétisante doit être de valeur importante pour limiter le courant

magnétisant, elle a ici une valeur beaucoup plus faible et joue un rôle dans la commutation des transistors du pont d'entrée. La prochaine section traite de l'impact de la valeur de  $L_m$  sur le fonctionnement du pont d'entrée et sur les performances globales du convertisseur.

#### 4.1 Impact des paramètres caractéristiques

À la manière de la partie précédente traitant du convertisseur LC série, une fonction de transfert est calculée Eq. 32 et les fréquences de résonance sont données Eq. 33.

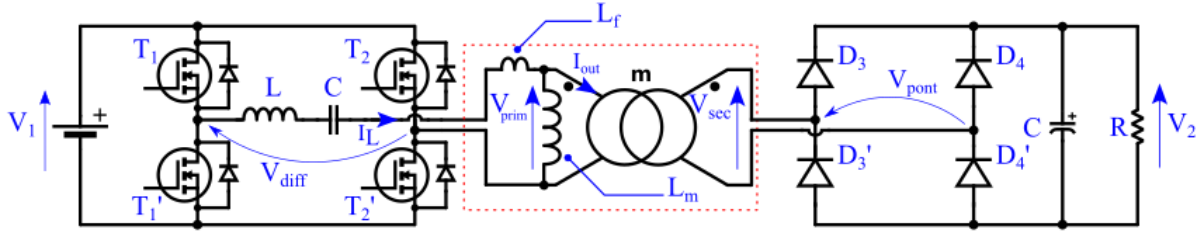


Fig. 47 Schéma simplifié du convertisseur LLC

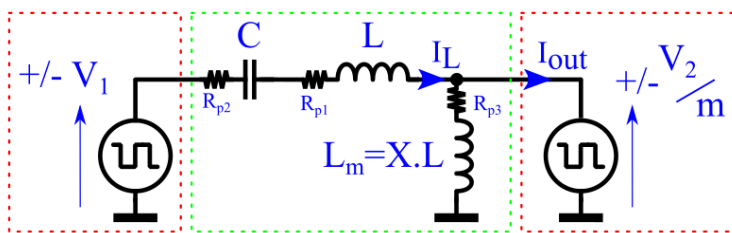


Fig. 48 Schéma de principe du convertisseur à résonance LLC. Les encadrés rouges sont les sources et l'encadré vert est le circuit résonant.

Le schéma de la Fig. 48 présente une vision simplifiée du convertisseur.

Comme précédemment, l'instant de commutation de la source de sortie est choisi afin d'être en phase avec la somme totale du courant  $I_{out}$ . Ceci émule un redresseur synchrone.

$$i_{out} = \left( \frac{C.p}{1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2} - \frac{1}{R_{p3}} \cdot \frac{1+(R_{p1}+R_{p2}+R_{p3}).C.p+(L+L_m).C.p^2}{(1+(R_{p1}+R_{p2}).C.p+L.C.p^2).(1+\frac{L_m}{R_{p3}}.p)} \right) \cdot \left( \frac{V_{in}}{V_{out}/m} \right) \quad \text{Eq. 32}$$

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}, \quad f_{res2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m).C}} \quad \text{Eq. 33}$$

La puissance transmise par ce type de convertisseur peut être calculée en fonction des tensions d'entrée et de sortie, ainsi que du rapport de transformation  $m$ . La méthodologie est identique à l'étude d'un convertisseur LC. Cependant, un nouveau paramètre - soit une nouvelle dimension -  $L_m$  est ajouté. La grandeur  $X$  est définie telle que  $L_m = X.L$ . Les cas  $X = \{3; 5; 7; 100\}$  sont étudiés. Ils représentent des ratios classiques [5]. Le cas  $X = 100$  est utilisé comme référence au circuit LC série. Les puissances et rendements correspondants sont affichés Fig. 49 et Fig. 51. La zone hachurée permet d'observer qu'un convertisseur dont la limite basse de la plage de tension d'entrée est inférieure à 7,5 V environ ne pourrait pas respecter la contrainte de puissance du cahier des charges.

Ces cartes montrent que l'impact de l'inductance parallèle sur la puissance transmissible par le convertisseur et son rendement est minime. Le rendement chute légèrement avec la diminution de  $X$ . Une explication physique utilisant la Fig. 48 consiste à dire que la différence des tensions d'entrée et de sortie est toujours appliquée sur les éléments  $L, C, R_{p1}, R_{p2}$ . Ces éléments résonants sont les mêmes que pour le convertisseur LC série. Ainsi, cette partie du circuit transfère la puissance maximum lorsque  $V_1$  et  $V_2$  sont en phase et à la fréquence de résonance  $f_{res1}$ . Comme  $L_m$  supporte la tension  $V_2$ , un faible courant la traverse (10 fois plus faible que le courant  $i_L$  en ordre de grandeur si  $X=1$ ). La commande déphase alors légèrement le pont de sortie afin qu'il commute à courant nul, ce qui fait très légèrement baisser la puissance transmise. Dans ce modèle, les pertes fer sont représentées par la résistance  $R_{p3}$ . Une diminution de  $L_m$  augmente la valeur du courant dans cette branche, et par conséquent les pertes. Le rendement diminue donc si  $X$  diminue. Cette faible valeur d'inductance peut néanmoins présenter un intérêt qui sera exposé plus loin.



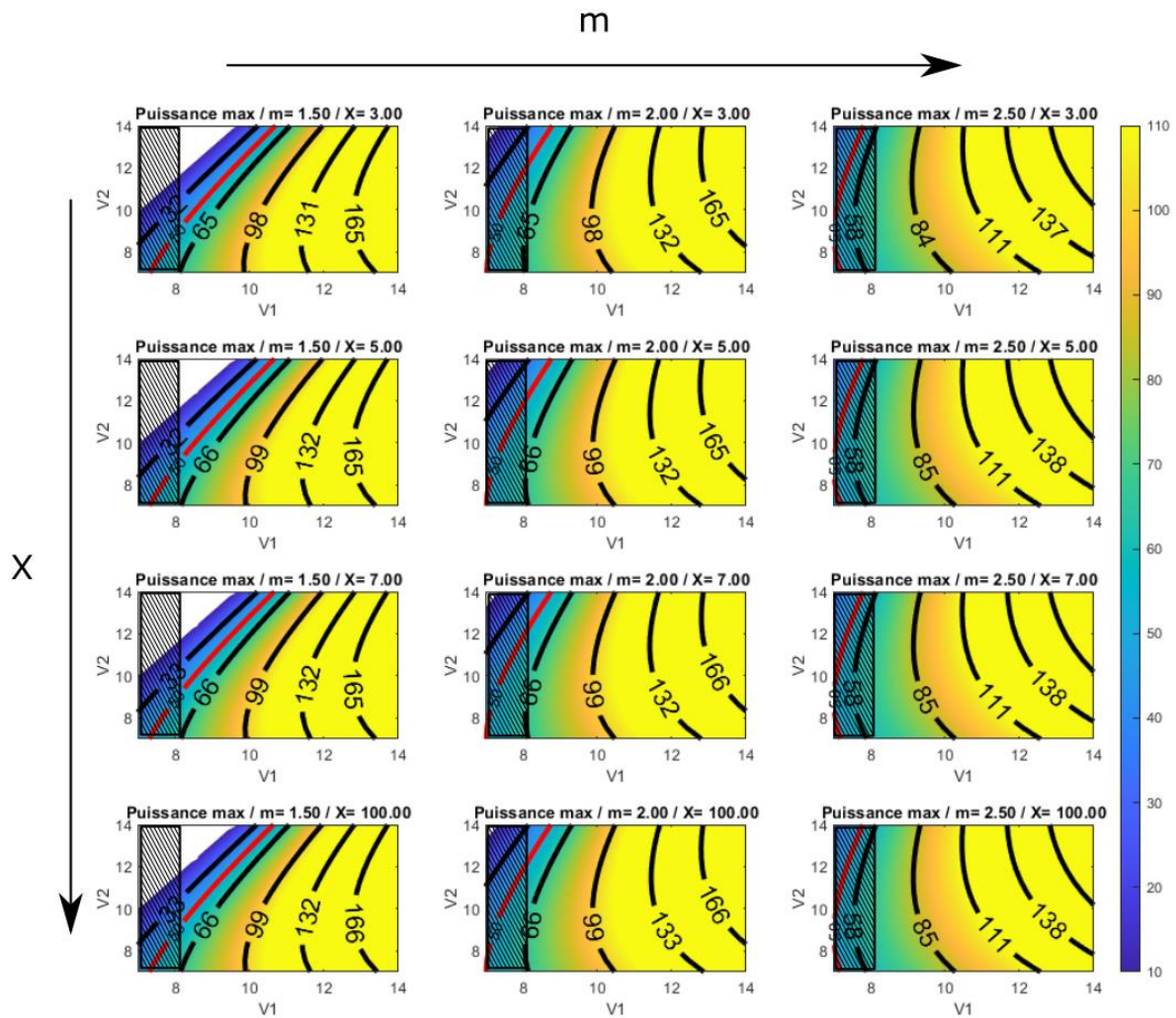


Fig. 49 Puissance maximum transmise par un convertisseur LLC en fonction du rapport de transformation  $m$  et du rapport entre les inductances séries et parallèles  $X$ .  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  m $\Omega$ ,  $R_{p3}=10$  m $\Omega$ .

De même que précédemment, les excursions en fréquence permettant d'atteindre les puissances maximales et minimales sont calculées et présentées Fig. 50. Dans cet exemple à faible coefficient de qualité, l'inductance parallèle diminue la plage de fréquence nécessaire. En effet, celle-ci consommant de la puissance active au travers de la résistance  $R_{p3}$ , la puissance transmise est réduite sans nécessiter une fréquence aussi élevée.

L'impact de  $X$  devrait donc être faible sur le rendement et très faible sur l'excursion en fréquence dans un cas classique.

Contrairement aux cas d'études classique du LLC chargé par une résistance en sortie (dont les caractéristiques sont données Fig. 53) [5], le cas possédant une source de tension en sortie ne présente pas de résonance amenant à une surtension. En effet, ce « pic » est dû à une résonance entre le condensateur  $C$  et l'inductance  $L_m$  provoquant une surtension aux bornes de celle-ci. Or, la tension aux bornes de  $L_m$  est imposée dans le cas présent. L'inductance  $L_m$  ne peut donc pas contribuer à l'augmentation du gain pour une fréquence de découpage inférieure à la fréquence de résonance. Ceci s'observe sur la forme de la puissance transférée qui, même avec un facteur de qualité très faible du circuit résonnant, ne présente pas de « pic » de puissance en dessous de la fréquence de résonance principale comme illustré par les Fig. 52 et Fig. 53. Dans le cas d'un convertisseur implémenté dans une structure à régulation hybride parallèle, ces considérations sont en parties annexes puisque la régulation de puissance est faite via la tension d'entrée.

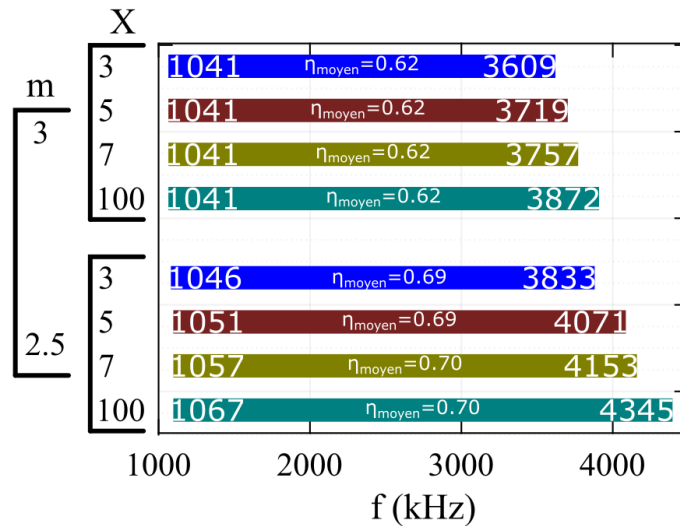


Fig. 50 Excursion en fréquence et rendements moyens correspondants sur la plage. Cas [8-14] V → [7-14] V,  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  mΩ,  $R_{p3}=10$  mΩ,  $P_{max}=50$  W,  $P_{min}=10$  W.

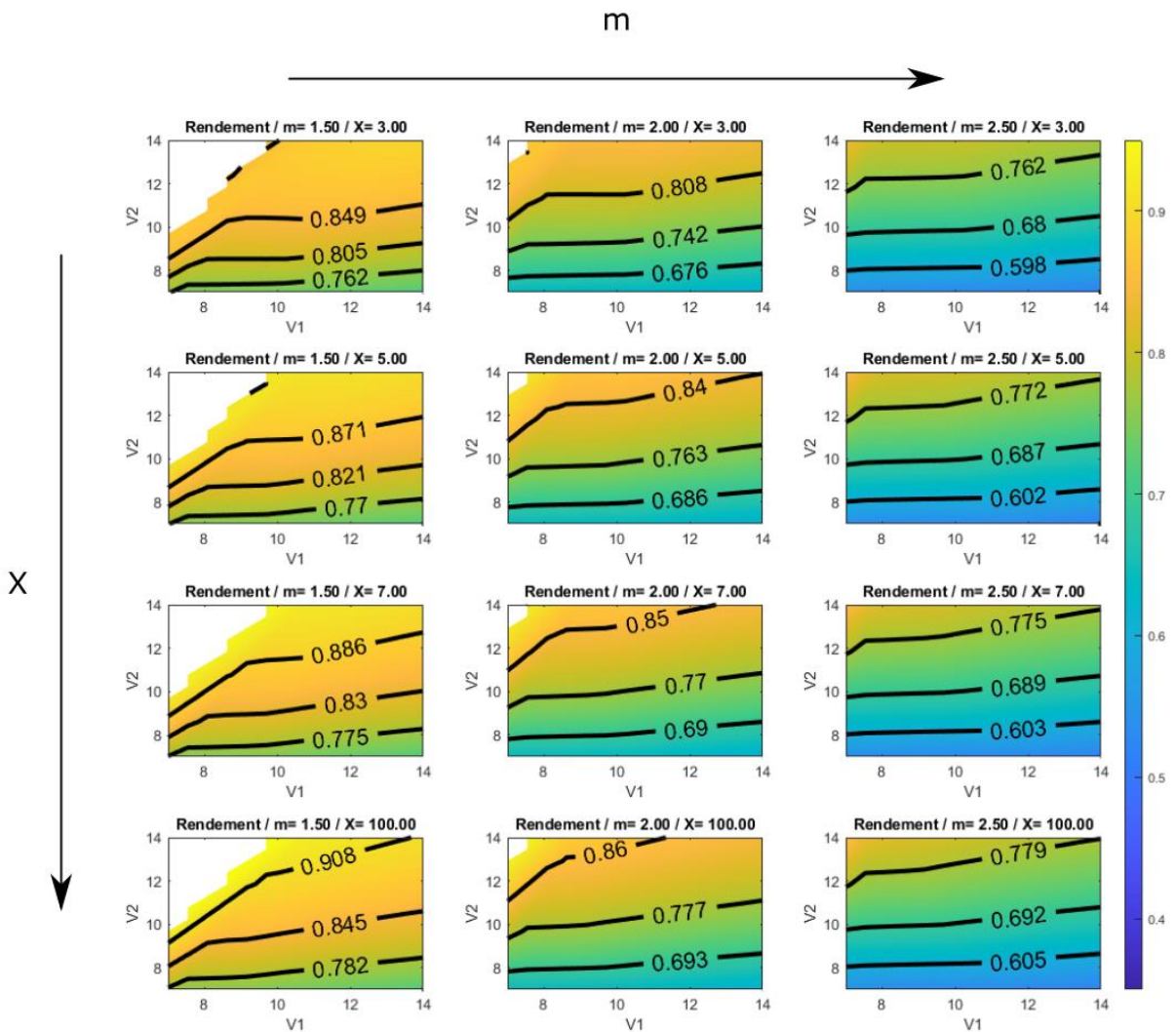


Fig. 51 Fig. 3 Rendement moyen du convertisseur LLC en fonction du rapport de transformation  $m$  et du rapport entre les inductances séries et parallèles  $X$  (prise en compte des résistances uniquement).  $L=200$  nH,  $f_{res}=1$  MHz,  $R_{p1}=R_{p2}=100$  mΩ,  $R_{p3}=10$  mΩ.

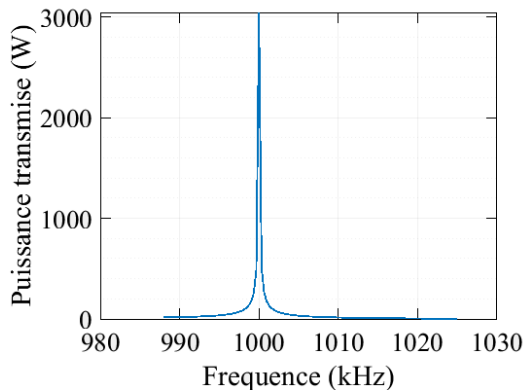


Fig. 52 Puissance transmise avec  $R_{p1}=R_{p2}=10\text{ m}\Omega$ ,  $L=20\text{ }\mu\text{H}$ ,  $m=2.5$  et  $X=3$

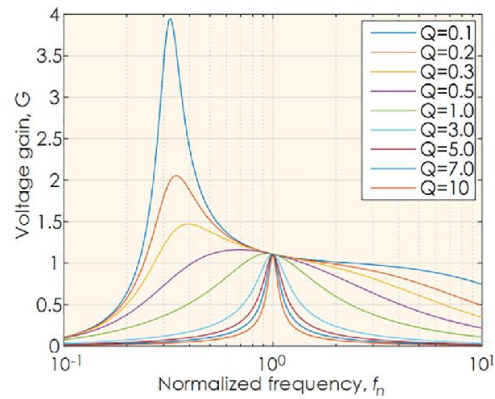


Fig. 53 Figure typique de gain en tension d'un LLC selon le facteur de qualité [27]

## 4.2 Inductance parallèle et pertes en commutation

Finalement, l'intérêt de l'inductance parallèle se trouve principalement dans l'étude des pertes par commutation.

Sur le schéma Fig. 48, le courant  $i_{out}$  peut être décomposé comme la différence d'un courant  $i_L$  qui traverse l'inductance série  $L$  et d'un courant  $i_{Lm}$  qui traverse l'inductance  $L_m$ . La Fig. 54 représente ces courants.  $i_L$  est dû à la différence des tensions issues des deux ponts, tandis qu' $i_{Lm}$  est simplement dû à la tension de sortie appliquée sur l'inductance  $L_m$ . Ainsi, son évolution est triangulaire.

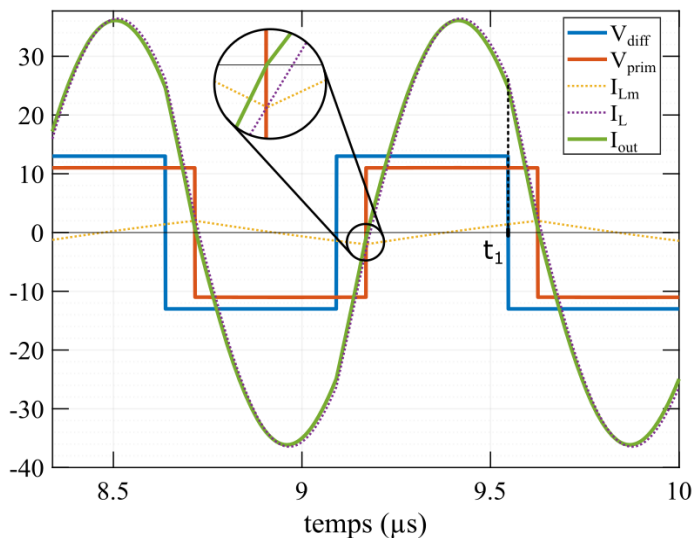


Fig. 54 Formes d'ondes simplifiées du convertisseur LLC lorsque la commutation se fait à courant  $i_{out}$  nul.  $V_{in}=13\text{ V}$ ,  $V_{out}=11\text{ V}$ ,  $m=2.5$ ,  $X=2.5$ ,  $f=1100\text{ kHz}$

La Fig. 55 présente les éléments parasites du modèle d'ordre 1 constituant les transistors *GaN*FET du pont d'entrée.

Au moment noté  $t_1$  sur la Fig. 54, le courant  $i_L$  est positif.  $T_1'$  et  $T_2$  sont alors ouverts, en passe d'être fermés. Cependant,  $T_1$ ,  $T_2'$  doivent être ouverts auparavant afin d'éviter un court-circuit de bras potentiellement destructeur pour les semi-conducteurs.

Une fois  $T_1$  et  $T_2'$  ouverts, le courant  $i_L$  doit circuler à travers les condensateurs parasites  $C_{oss}$  en raison de l'inductance  $L$  série qui agit comme source de courant. Ce faisant,  $i_L$  charge ces condensateurs. La

Si la fréquence d'excitation est supérieure à la fréquence de résonance (Fig. 54):

- Le courant  $i_{out}$  est nul au moment de la commutation du pont de sortie de par sa commande. La commutation s'effectue donc en ZCS ;
- Le courant  $i_L$  est ainsi positif lors de la fermeture des interrupteurs  $T_1'$  et  $T_2$  et négatif lors de la fermeture de  $T_1$  et  $T_2'$ . Cela peut être utilisé pour permettre à ces interrupteurs de commuter à tension nulle à la fermeture (ZVS) ;

Afin d'étudier ce phénomène, il est nécessaire d'abandonner la vision simpliste de commutations instantanées et détailler le mécanisme de commutation durant les temps morts.

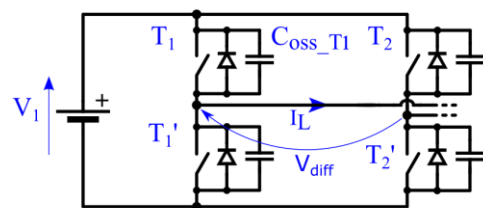


Fig. 55 Eléments constituant le pont d'entrée

tension aux bornes de  $T_1, T_1'$  étant imposée par le bus continu, la charge de  $C_{oss\_T1}$  force le condensateur  $C_{oss\_T1'}$  associé à  $T_1'$  à se décharger et à fournir  $i_L/2$ . Lorsque ce condensateur est déchargé,  $T_1'$  et  $T_2$  peuvent être fermés à tension nulle et donc sans pertes.

En considérant dans un premier temps une ouverture infiniment rapide des transistors, il est possible de calculer le temps que doit durer la phase pendant laquelle tous les interrupteurs sont ouverts. Ceci doit permettre de décharger suffisamment les condensateurs parasites. La capacité des condensateurs est considérée fixe (bien qu'elle soit non linéaire selon le niveau de tension).

La première étape consiste à calculer le courant  $i_L$  à l'instant  $t_1$ , sans tenir compte des temps morts. Le calcul du déphasage étant réalisé de manière numérique, cette grandeur n'est pas disponible analytiquement. Le calcul numérique permet cependant d'obtenir  $i_L(t_1, V_1, V_2, f, m, X)$  de manière approchée.

La deuxième étape consiste à évaluer l'évolution de la tension  $v_{T1}$  aux bornes de  $T_1$ . Comme expliqué précédemment, les tensions  $v_{T1}$  et  $v_{T2'}$  sont égales et évoluent avec  $v_{T1'}$ ,  $v_{T2}$  de manière complémentaire à  $v_1$ . Ainsi, il est possible d'écrire le système d'équation Eq. 34 valable à partir de  $t_1$  et jusqu'à la fermeture de  $T_1, T_2$ . Il faut cependant que la condition décrite Eq. 35 soit respectée afin de ne pas mettre en conduction les diodes parasites :

$$\begin{cases} V_{diff} = V_L + V_{Rp1} + V_{Rp2} + V_C + \frac{V_2}{m} \\ V_{diff} = V_{T1'} - V_{T2'} \\ i_{Coss\_T2'} = -i_{Coss\_T1'} = \frac{i_L}{2} \end{cases} \quad \text{Eq. 34}$$

$$V_{T1'} > 0, V_{T2} > 0 \quad \text{Eq. 35}$$

Ce système d'équation permet alors d'obtenir l'équation différentielle du courant  $i_L$  pendant les temps morts :

$$0 = L \cdot \frac{d^2 i_L}{dt^2} + (R_{p1} + R_{p2}) \cdot \frac{d i_L}{dt} + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_{oss}} \right) \cdot i_L \quad \text{Eq. 5}$$

La connaissance numérique de  $i_L(t_1)$  et la continuité des tensions imposées par les capacités  $C_{oss}$  permet de résoudre cette équation différentielle en posant  $t' = t - t_1$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t') = (k_1 \cdot \cos \left( \frac{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}}{2 \cdot L \cdot C_{eq}} \cdot t' \right) \right. \\ \quad \left. + k_2 \cdot \sin \left( \frac{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}}{2 \cdot L \cdot C_{eq}} \cdot t' \right) \right) \cdot e^{-\frac{R_{p1} + R_{p2}}{2 \cdot L} \cdot t'} \\ C_{eq} = \frac{C \cdot C_{oss}}{C + C_{oss}} \\ k_1 = i_L(t' = 0) \\ k_2 = \frac{i_L'(0) \cdot 2 \cdot L \cdot C_{eq} + i_L(0) \cdot (R_{p1} + R_{p2}) \cdot C_{eq}}{\sqrt{4 \cdot L \cdot C_{eq} - (R_{p1} + R_{p2})^2 \cdot C_{eq}^2}} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 36}$$

La troisième étape consiste alors à calculer la tension aux bornes des condensateurs en intégrant par partie l'équation sur le courant pendant la durée du temps mort  $t_d$  :

$$V_{Coss\_T1} = \int_{t'=0}^{t'=t_d} I_L(t') \cdot dt, \text{ sous condition } V_{Coss\_T1} \leq V_1 \quad \text{Eq. 37}$$

La tension aux bornes de  $T_1$ , ne peut dépasser  $V_1$  car dans le cas contraire, la tension aux bornes de  $T_2$  deviendrait négative, ce qui dévierait le courant dans la diode parasite. Cette situation est à éviter en raison des faibles performances des diodes de structure des transistors GaN.

Cependant, avant de considérer ces conditions de « sur-déchargement », il faut vérifier que la décharge de ces condensateurs parasites soit possible. La grandeur limitante est alors le courant  $i_L$ . Celui-ci peut être faible dans deux situations :

-Lorsque les tensions d'entrée et de sortie ramenée sont trop proches. La tension appliquée sur le circuit résonant est alors faible. Ce cas ne se rencontre pas dans cette étude puisque le rapport de transformation du transformateur est choisi afin de garantir un minimum de 50 W transmissible sur l'ensemble des points de fonctionnement ;

-Lorsque le déphasage entre le pont d'entrée et de sortie est faible et que la fréquence d'excitation est proche de la fréquence de résonance. Le courant  $i_L$  est alors quasi-sinus, presque nul au moment de la commutation du pont primaire.

L'étude suivante est proposée afin de vérifier la possibilité pour la structure LLC de commuter en ZVS dans ce pire cas :

- Tout d'abord, les transformées de fourrier des courants  $i_L$  et  $i_{out}$  sont calculées pour un ensemble de fréquences proches de la fréquence de résonance (mais supérieure), un ensemble de déphasage entre pont d'entrée et de sortie proche de zéro (mais supérieur), et un ensemble de tensions d'entrées et de sorties. Cette étude tient compte des 50 premiers harmoniques non nuls ;

- Le courant  $i_{out}(t_2)$  est calculé à l'aide d'une transformée inverse à l'instant de commutation du pont secondaire. Cela permet de choisir la phase qui minimise ce courant. Le pont secondaire commute alors en ZCS. La phase est désormais connue et le problème est réduit d'une dimension ;

- Le courant  $i_L(t_1)$  est calculé pour l'ensemble des phases précédemment trouvées. Cela permet de choisir la fréquence correspondant au courant  $i_L$  le plus faible lors de la commutation du pont primaire. Ainsi, le pire cas pour la commutation ZVS est sélectionné. Le problème est de nouveau réduit d'une dimension (la fréquence voulue est obtenue). De même, la dérivée de  $i_L$  en  $t_1$  est obtenue ;

- Finalement, à l'aide de ces données, l'équation différentielle sur la tension des condensateurs est résolue, ce qui permet d'obtenir le temps mort nécessaire aux commutations ZVS.

Cette méthodologie serait suffisante pour traiter des cas tels que celui présenté Fig. 54. Cependant, le courant  $i_L$  étant faible, plusieurs effets limitent la validité de cette méthodologie et sont illustrés par la Fig. 56:

- Le temps mort ne doit pas être réalisé uniquement en retardant le front montant. Il faut aussi avancer le front descendant afin que les deux commutations du pont soient symétriques ;

- La tension issue du pont primaire n'est pas un simple créneau en raison de la décharge des condensateurs parasites. Cela implique alors de modifier les coefficients de Fourier lui correspondant. Cependant, l'évolution de la tension lors de ces temps morts dépend du courant  $i_L$ . Ce dernier n'étant pas connu, la tension n'est pas déterminable *a priori* (zone en pointillés orange sur la Fig. 56). Obtenir un résultat de meilleure qualité nécessiterait d'itérer le calcul. Cependant, le temps mort ne concernant qu'une faible fraction de la période, cet effet n'est pas pris en compte et la tension  $v_{diff}$  est supposée carrée ;

- Le fait d'introduire un temps mort change l'instant d'ouverture des transistors. En effet, comme indiqué Fig. 56, le courant  $i_L$  ne doit pas être pris en compte au moment du front de tension imposé par le calcul numérique ( $t_1$ , en pointillés sur Fig. 56) mais au moment où les transistors s'ouvrent en réalité :  $t_1' = t_1 - t_d/2$ .

Ces trois remarques conduisent ainsi à ajouter une dimension représentant la durée des temps mort  $t_d$ . Cette dimension permet d'explorer les différents régimes de tension des condensateurs parasites jusqu'à trouver l'optimum.

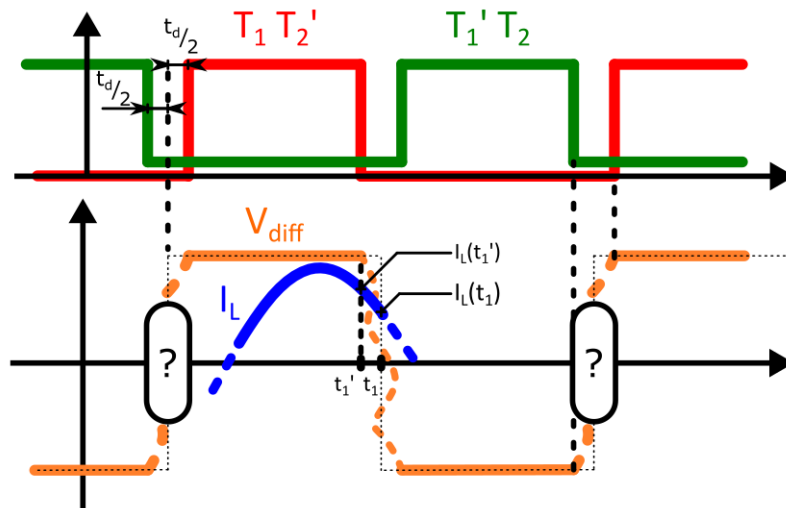


Fig. 56 Différences induites par les temps morts sur le pont d'entrée

Trois cas sont en effet possible :

- Le courant  $i_L$  permet de faire une transition ZVS dans un temps raisonnable fixé arbitrairement à 2% de la période de découpage afin qu'il reste faible devant celle-ci ;
- Le courant  $i_L$  n'est pas suffisant pour décharger complètement les condensateurs pour un temps mort de 2% de la période ;
- Le courant  $i_L$  résonne et change de signe. Cela peut mener à une décharge incomplète des condensateurs suivi d'une recharge (La tension résiduelle sur les condensateurs  $C_{oss}$  empêche la mise en conduction des diodes). Dans ce cas, il existe un temps mort idéal permettant de minimiser l'énergie dans les condensateurs à la commutation.

Afin d'illustrer ces cas, la simulation LTSpice proposée Fig. 57 est utilisée Fig. 58 afin d'obtenir l'évolution de la tension dans les condensateurs parasites au cours des temps morts. Cette simulation emploie un transformateur parfait plutôt que des inductances couplées car le logiciel LTSpice fixe malicieusement une valeur de couplage de  $k=1-1.10^{-9}$  malgré un affichage de 1 [28]. Un condensateur de forte valeur est ajouté en série au secondaire afin d'empêcher une valeur moyenne non nulle de tension sur le transformateur. Ceci peut provenir d'un démarrage du circuit non centré sur la période de découpage.

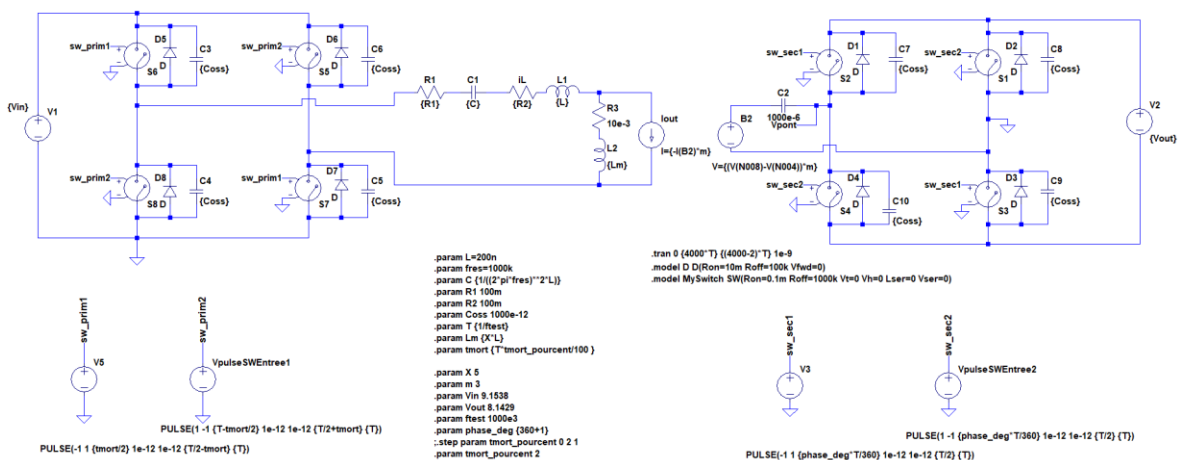


Fig. 57 Simulation LTSpice employée pour étudier les temps morts

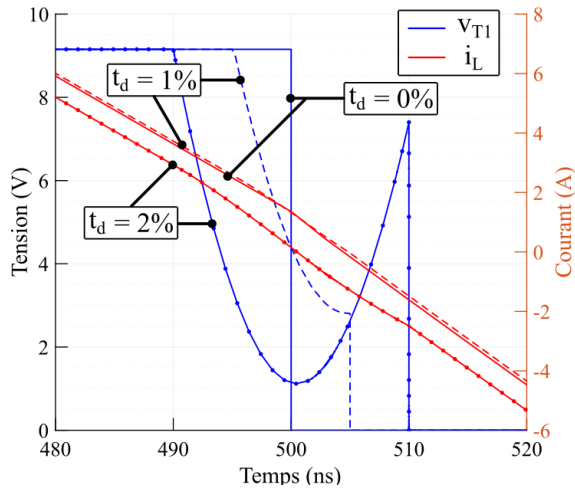


Fig. 58 Tensions des condensateurs parasites et courant série du convertisseur LLC selon la durée du temps mort

Ces formes d'ondes (Fig. 58) montrent pour ces paramètres de simulation, qu'un temps mort d'une durée correspondante à 1% de la période permet de décharger le condensateur parasite associé à  $T_1$ . Cependant, cette décharge est incomplète puisque la tension ne s'annule pas mais atteint environ 3 V. La commutation ZVS n'est donc pas totale. Augmenter le temps mort à 2% de la période n'est pas non plus une solution puisque -le courant changeant de signe pendant cet intervalle- le condensateur se recharge et les pertes énergétiques à la commutation sont plus élevées que pour cas précédent. Dans cette figure, le cas  $t_d=0\%$  sert de référence et permet de situer le front « normal » de tension.

Dans le cas où le temps mort est fixé à 2% de la période, il n'est pas possible de « terminer » la phase de temps mort à  $t \approx 500 \text{ ns}$ ,  $v_{T1} \approx 1,6 \text{ V}$  puisque cela reviendrait à modifier la durée du temps mort et donc les conditions permettant à la tension de passer par cette valeur.

Dans l'étude numérique et comme expliqué précédemment, l'évolution du courant  $i_L(t)$  est considérée inchangée lorsque la durée du temps mort est faible devant la période (seul l'instant  $t_1'$  en est dépendant). Or, la Fig. 58 montre qu'un impact non-négligeable est bien présent. Les limites de la méthode sont donc présentées plus loin dans ce document.

Les Fig. 59 et Fig. 60 présentent -en variations relatives- les quantités d'énergie récupérables dans le pire des cas (courant  $i_L$  le plus faible au moment de commuter), ainsi que les pourcentages de la période à dédier aux temps morts d'après l'étude semi-analytique.

La Fig. 59 montre l'intérêt de limiter l'inductance magnétisante. En effet, à  $m$  fixé, diminuer  $X$  (donc diminuer la valeur de  $L_m$ ) permet d'augmenter notablement l'énergie recyclée par ZVS partielle. Cette énergie n'est jamais récupérée complètement dans les cas de figure présentés. Ainsi, la commutation complète en ZVS n'est jamais obtenue. Cependant, un minimum de 80% de l'énergie peut être récupéré si  $X$  est inférieur à 5 (pour  $m=2.5$ ). Le courant  $i_L$  diminuant pendant le temps mort, la diminution de la tension aux bornes des condensateurs est rapide au début de séquence puis de plus en plus lente. Ainsi, il est facile de récupérer la majorité de l'énergie et bien plus difficile d'en récupérer l'entièreté.

Ces résultats doivent être mis en perspective puisqu'il s'agit du pire cas pour obtenir les commutations douces. De plus, les points de fonctionnement correspondant représentent des transferts de puissance supérieurs au cahier des charges fixé pour l'application visée.

L'effet de  $m$  semble marginal (bien que le tracé des isoclines sur les courbes puisse tromper le lecteur). Concernant les durées des temps morts, ceux-ci restent globalement compris entre 1,3% et 1,7% de la période de découpage. Ils augmentent avec la diminution de la valeur d'inductance  $L_m$ .

Ces temps morts sont assez représentatifs des plus longs temps morts que nécessiterait la structure puisqu'ils correspondent à un courant  $i_L$  minimal à la commutation. Des temps morts plus longs pourraient néanmoins être optimaux dans certains cas. En effet, un courant  $i_L$  plus important au début de commutation et dont la décroissance n'est ensuite pas beaucoup plus rapide que pour les autres cas (tel que suggéré par la simulation circuit Fig. 58) peut permettre de décharger les condensateurs plus longtemps sans changement de signe. Ainsi, des temps morts plus long seraient bénéfiques puisqu'ils permettraient de mieux décharger les condensateurs.

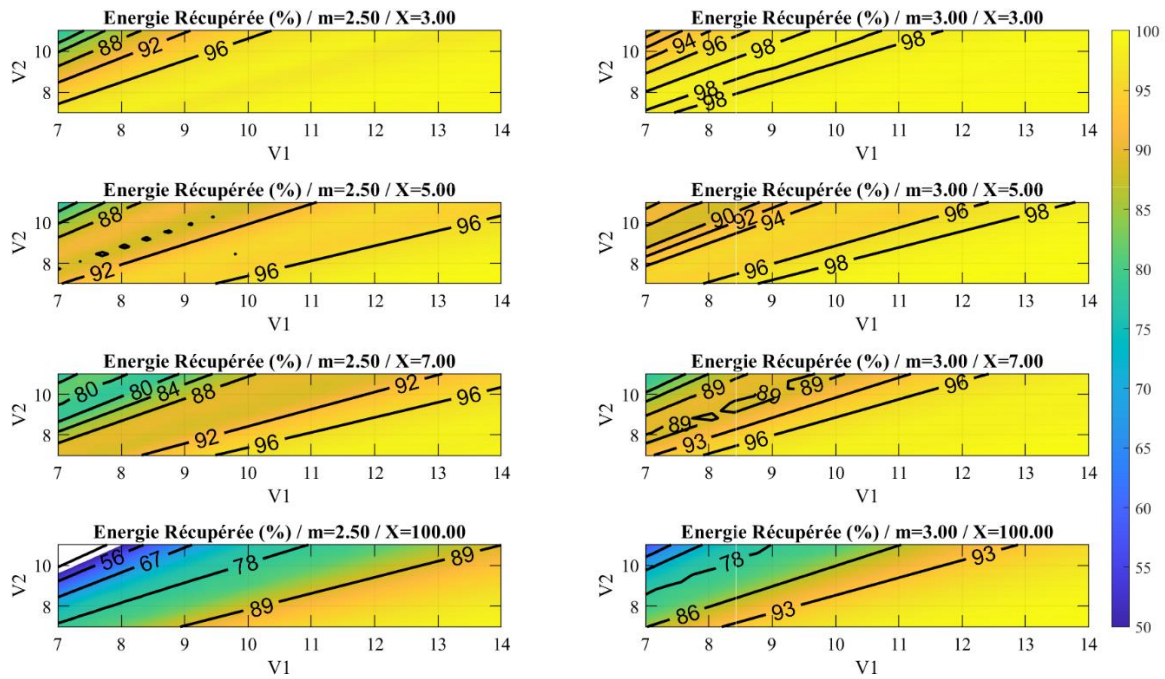


Fig. 59 Energie récupérable dans le pire cas par les commutations ZVS

Comme le montre la Fig. 54, afin d'émuler un pont de diode, la commutation du pont de sortie se fait à l'instant minimisant le courant  $i_{out}$ . Selon les tensions d'entrée et de sortie, la fréquence de commutation des ponts est alors différente de la fréquence de résonance du circuit LC. Ainsi, l'histogramme de la Fig. 61 exprime les fréquences correspondantes à un minimum du courant de sortie au moment de la commutation. Cette figure montre qu'elles sont quasiment égales à la fréquence de résonance principale de la structure pour tous les cas (les écarts peuvent s'apparenter à du bruit numérique). Ainsi, l'expression de la durée du temps mort en pourcentage de la période de découpage de la Fig. 60 peut être directement convertie en temps.

La Fig. 62 quant à elle montre la distribution du déphasage entre les ponts d'entrée et de sortie qui est proche de zéro.

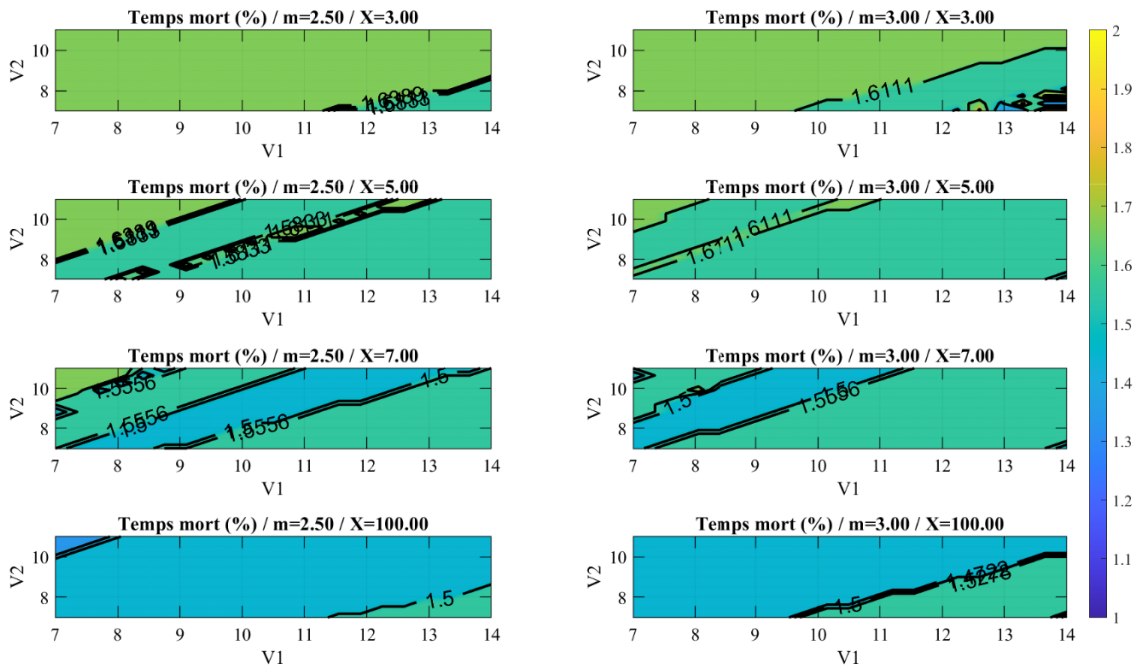


Fig. 60 Temps morts correspondant à la Fig. 59 en pourcentage de la période



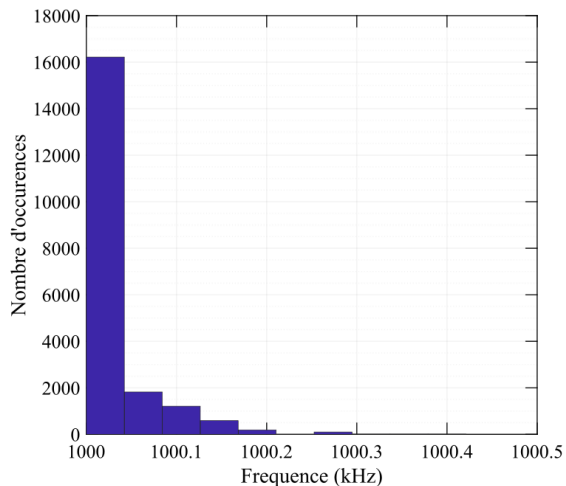


Fig. 61 Distribution des fréquences lors du calcul numérique menant au courant le plus faible lors de la commutation.

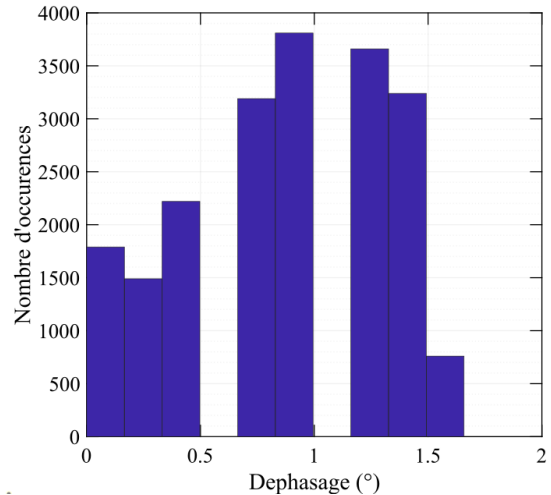


Fig. 62 Distribution du déphasage entre les ponts lors du calcul numérique menant au courant le plus faible lors de la commutation.

Concernant l'erreur sur l'estimation numérique du courant  $i_L(t_d)$ , celle-ci engendre des dérives sur le calcul des tensions aux bornes des condensateurs parasites. Quelques points sont extraits de simulation *LTSpice* et comparés aux données obtenues par calcul numérique Fig. 63. La différence semble relativement faible pour des temps morts inférieur à 1% de la période de découpage mais l'écart se creuse ensuite au fur et à mesure de l'augmentation des temps morts.

Cette erreur provient de la non prise en compte de l'évolution de la tension issue du pont d'entrée du *LLC*. L'injection -de manière itérative- de la transformée de Fourier du signal de tension obtenu numériquement pourrait être une piste d'amélioration de cette méthode. Les courbes en rouge sur la Fig. 63 devraient alors tendre vers les courbes bleues. De plus, ces cas de figures (fonctionnement en *DCX*) présentant les pires cas par rapport aux commutations douces, l'erreur doit être réduite pour un fonctionnement sur des points standard (plus loin de la fréquence de résonance). En effet, dans ces cas, le courant à la commutation est bien plus important et une petite variation de celui-ci n'aurait pas d'impact aussi marqué sur l'évolution de la tension.

Sur la machine employée, le temps de simulation circuit par *LTSpice* pour un point est de 19 s. En effet, il faut simuler environ 2000 périodes avant la stabilisation du système avec un pas de temps maximum de l'ordre de 1 ns. Par comparaison, le calcul via Matlab sur la même machine prend 156 s pour 8 millions de cas simulés (21 tensions d'entrée, 12 tensions de sorties, 2 valeurs de  $m$ , 4 valeurs de  $X$ , 20 fréquences, 20 phases et 10 valeurs de temps morts).

Ces cas présentant un déphasage presque nul correspondant à une puissance transférée importante, supérieur au maximum du cahier des charges ici fixé. Ainsi, le fonctionnement du convertisseur devrait se cantonner loin de ces cas critiques. Les temps morts en fonctionnement standard devraient alors être eux aussi notablement plus courts. L'ensemble des temps morts optimaux ne peut être affiché sur un graphique 5D tels que présenté Fig. 59. En effet, pour chaque jeu de paramètres  $\{X, m, V_1, V_2\}$ , il faudrait ajouter une dimension supplémentaire « puissance de sortie » à laquelle correspondrait un ensemble de temps morts optimaux.

Une autre question qui pourrait se poser est la contrôlabilité de la tension aux bornes des condensateurs lorsque le courant  $i_L$  est important. Le calcul majoré donne, pour une puissance de 100 W,  $V_2=8$  V un courant moyen  $I_{out\_moy}=12,5$  A. En considérant que ce courant correspond à la moyenne d'un courant  $i_L$  sinus redressé, une valeur crête  $I_{L\_crête}=19,6$  A est obtenue. Par majoration, s'il est supposé qu'il s'agit du courant au moment de la commutation et qu'il reste constant, pour une

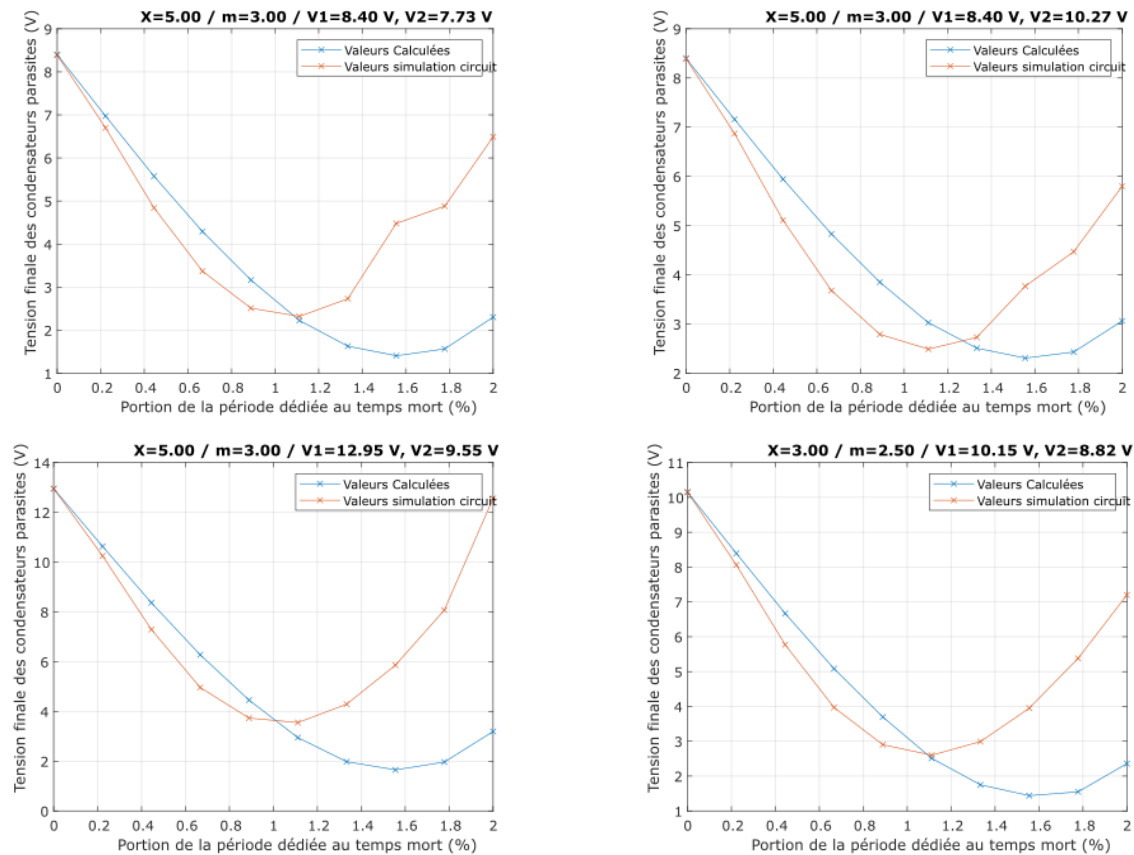


Fig. 63 Comparaison entre le calcul numérique et la simulation

capacité  $C_{oss}=1000 \text{ pF}$  chargée à  $8 \text{ V}$ , une valeur par excès du temps de décharge  $t_{decharge}=800 \text{ ps}$  est obtenu. Cet ordre de grandeur de temps est accessible par des DSP de type F28379 de chez Texas Instrument qui possèdent des périphériques PWM haute résolution capables de pas temporels de l'ordre de  $150 \text{ ps}$ . La discrétisation peut cependant poser problème pour une commutation en ZVS complète. Les intervalles de  $150 \text{ ps}$  sont trop grossiers, mais permettent cependant de récupérer la majorité de l'énergie. La difficulté réside alors dans la propagation des ordres de commande. En effet, il est difficile de trouver un driver capable d'assurer des différences de temps de propagation inférieur à quelques nanosecondes ( $3.4 \text{ ns}$  pour des LMG1210 –Le temps de propagation de  $10 \text{ ns}$  peut être compensé-). L'exemple d'un transistor GaN 2015c de la firme EPC montre que la commutation du transistor lui-même est difficilement compatible avec ces durées. La fiche technique montre que la fin du plateau Miller est atteinte pour une charge  $Q_g=6 \text{ nC}$ , ce qui correspond à une durée de la commutation elle-même d'environ  $1 \text{ ns}$  avec un driver capable de fournir  $6 \text{ A}$ . Cette durée est cohérente avec les driver LMG1210 capables d'assurer des temps morts minimum de  $800 \text{ ps}$ .

Une solution alternative et intéressante pour obtenir des temps morts optimaux est de construire un prototype et de mesurer directement ses pertes en fonction des durées de temps mort. Il faut pour cela construire un banc capable de faire ces mesures sur une plage de tension d'entrée, de sortie, de puissance désirée et de temps mort de manière automatique. Après les mesures, les données peuvent alors être rentrées dans une *Look Up Table*.

### 4.3 Conclusion

Le LLC transférant de l'énergie entre deux sources de tension ne présente pas de résonance sur la tension. L'inductance magnétisant ne peut être utilisée pour augmenter son gain au-dessus de celui obtenu à la résonance.

L'intérêt de diminuer la valeur de l'inductance magnétisante est alors discutable, puisque cela participe essentiellement à augmenter les pertes Joules. De plus, les pertes dans le transformateur sont augmentées en raison du champ rayonné au niveau de l'entrefer.

En cas de fonctionnement à la fréquence de résonance, l'inductance magnétisante permet de diminuer les pertes en commutation par rapport à un LC. Le LC pourrait cependant présenter des caractéristiques très similaires en fonctionnant à une fréquence légèrement plus haute et donc à puissance plus faible.

Le transfert maximum de puissance est limité par la résistance série.

### III-5 Comparaison DAB-L(L)C

L'étude des convertisseurs *DAB*, *LC* et *LLC* a été présentée dans la partie précédente. Un choix doit à présent être réalisé entre l'implémentation de l'une de ces structures afin de répondre à la problématique posée par le projet *IBIS*. Un état de l'art actuel est donc réalisé. Une analyse de quelques références bibliographiques est proposée.

#### 5.1 Cas [11-16] V vers [220-447] V, 2 kW

Les auteurs de [29] comparent les performances de quatre structures de conversion bidirectionnelles : Deux convertisseurs seuls : un *DAB*, et un convertisseur à résonance série (*LC*). Puis les mêmes structures associées avec un convertisseur buck en série. L'objectif de ces deux dernières associations est de séparer les fonctions d'isolation et de régulation. Le cahier des charges choisi par les auteurs, consiste à réaliser une conversion [11-16] V vers [220-447] V pour des puissances allant jusqu'à 2 kW. La fréquence de découpage minimale est fixée à 100 kHz. L'application visée est la charge de batterie de véhicule électrique à partir d'une pile à combustible.

Les modes de commande SPS, TRM et TZM du *DAB* sont étudiées et les deux dernières sont retenues afin de limiter le courant lors de la commutation du pont d'entrée. En effet, étant donné les valeurs de courant au primaire, les commutations ZCS sont privilégiées. Le *LC* est commandé avec une technique semblable au TRM.

L'association de deux convertisseurs est plus performante lorsque le convertisseur régulateur est placé du côté haute tension, afin de réduire le courant RMS qui le traverse. Les pertes sont évaluées grâce aux résistances séries équivalentes des différents éléments (ESR). Les pertes en commutations sont modélisées à l'aide des capacités parasites de sortie équivalentes  $C_{oss}$  pour les commutations ZCS et à l'aide de mesures expérimentales d'inductances parasites pour les commutations ZVS. Une version simplifiée basée sur les améliorations des équations généralisées de Steinmetz (iGSE) est utilisée pour évaluer les pertes fer. Ce modèle est valide lorsque le flux dans le transformateur varie de manière monotone à la montée puis à la descente (pas de cycles mineurs). Les pertes cuivres à hautes fréquences sont prises en compte à l'aide d'un modèle basé sur l'épaisseur de peau et les différents harmoniques générés par les convertisseurs. Le transformateur est pensé comme un empilement de primaires et de secondaires alternés sans prendre en compte les capacités parasites formées.

Le point d'intérêt majeur de cet article réside dans l'étude du rendement sur toute une plage de tension. Cependant, les niveaux de tension de sortie et les puissances envisagées ne correspondent pas aux nécessités du projet *IBIS*.

Les auteurs concluent en comparant les efficacités des différentes structures. Dans cette configuration de fort gain en tension, la structure LC (SRC sur Fig. 64) semble avoir un meilleur rendement que le DAB, quel que soit son mode de commande. En effet, le courant efficace est plus important pour le DAB que pour le LC.

L'association de ces convertisseurs avec un buck permet au LC de s'imposer comme le plus performant. En effet, l'ajout du convertisseur régulateur permet au convertisseur principal de fonctionner aux points de rendement optimum. Cela permet d'augmenter le rapport de transformation du transformateur, ce qui réduit le courant au secondaire. Finalement, les volumes des versions à deux étages sont plus faibles que les autres à puissances égales. Ceci s'explique essentiellement par la diminution du volume de refroidisseur nécessaire pour évacuer les pertes.

Finalement, l'article présente des comparaisons entre modèles analytiques et simulations. Sans validation expérimentale des modèles produits. Seule la réalisation d'un DAB est présentée, par les mêmes auteurs et sur un cahier des charges identique, dans [20].

## 5.2 Cas 400 V vers 20 V, 330 W

Les auteurs de [30] présentent une comparaison entre des convertisseurs DAB et LLC dans le cadre d'alimentation 400 V vers 20 V pour une puissance de 330 W et des fréquences de découpage proches du mégahertz. Ce cas correspond typiquement à l'alimentation d'une charge type ordinateur portable à partir d'un PFC.

Le document expose les enjeux de ces structures et notamment le fait que les commutations douces impactent plus fortement ce type de convertisseur faible puissance que pour ceux de puissances plus élevées où les fréquences de découpage sont plus faibles.

L'article rejette d'emblée les convertisseurs de type Flyback, Forward, demi-pont doubleur de courant et pont complet avec sortie en courant qui ne sont pas adaptés à des puissances supérieures à 200 W en raison principalement de problème de stress sur les composants due aux éléments parasites ou de commutations dures.

Le LLC et le DAB sont ensuite comparés en termes de courant efficace. Le courant qui traverse les éléments magnétiques du DAB commandé en SPS est trapézoïdale [c.f. partie 2.1.1]. Un dimensionnement à faible inductance série fait tendre ce courant vers un créneau, dont le ratio  $I_{max}/I_{eff}$  est plus favorable que pour un courant sinusoïdal. Ainsi, toutes choses égales par ailleurs, le DAB commandé en SPS présente moins de pertes Joules que le LLC. De même, les pertes fer dans l'inductance série sont réduites. Les modalités d'obtention des commutations douces sont ensuite étudiées en argumentant que pour des transistors GaN LMG341xR070 600V, les pertes engendrées par des commutations dures à 1 MHz, 400 V s'élèveraient à 20 W !

À fréquence de découpage et tensions d'entrée et de sortie fixes, augmenter la valeur d'inductance série du DAB diminue la pente du courant. Augmenter la durée des phases qui gèrent la valeur de la variation du courant, permet alors de maintenir une même puissance de sortie, au prix de courants qui tendent du créneau vers le triangle (Fig. 65). Cela augmente la valeur RMS du courant à puissance donnée.

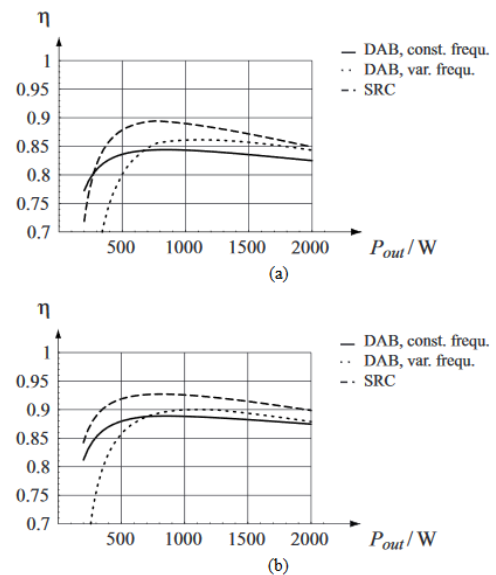


Fig. 64 Rendement des différents convertisseurs étudiés par [29].  $V_{in}=12\text{ V}$ ,  $V_{out}=336\text{ V}$ . (a) Correspond au cas standard et (b) au cas "association isolateur-régulateur"

Par ailleurs, la résonance entre l'inductance série et les capacités parasites des transistors permet au DAB de commuter en ZVS à l'aide du courant de puissance.

D'après les auteurs, dans un scénario idéal, le courant de puissance doit être nul à la fin du temps mort (Fig. 66). Il n'existe qu'une seule valeur d'inductance série (correspondant à une seule valeur de temps mort) garantissant cet état pour chaque puissance de sortie.

À puissance de sortie donnée, diminuer la valeur d'inductance par rapport à sa valeur idéale augmente la pente du courant pendant les phases de transition. Cela diminue leur durée et permet donc de diminuer la valeur *RMS* du courant et par conséquent les pertes en conduction. Cependant, cela diminue aussi la valeur du courant au moment du temps mort et la période de résonance entre l'inductance série et la capacité parasite. Cette dernière ne peut donc pas atteindre le ZVS, augmentant les pertes en commutation. À l'opposé, si la valeur de  $L$  est augmentée, le courant *RMS* est plus élevé et le courant au moment du temps mort est plus important. La période de résonance est elle aussi plus importante. Ainsi, le condensateur est déchargé avant que le courant de puissance ne s'annule. Si le temps mort est adapté, la phase suivante de conversion de l'énergie est alors lancée et le transistor fermé. Cela engendre un courant négatif circulant dans la source d'entrée, augmentant la puissance réactive et donc les pertes.

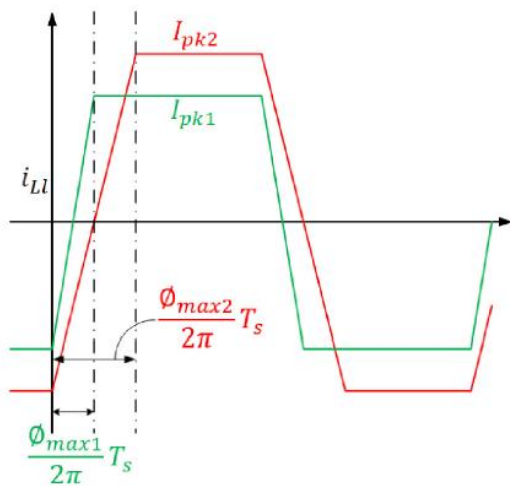


Fig. 65 Forme du courant dans l'inductance d'un DAB commandé en SPS telle que la puissance soit la même pour deux valeurs d'inductance série différentes. La fréquence de découpage est la même. [30]

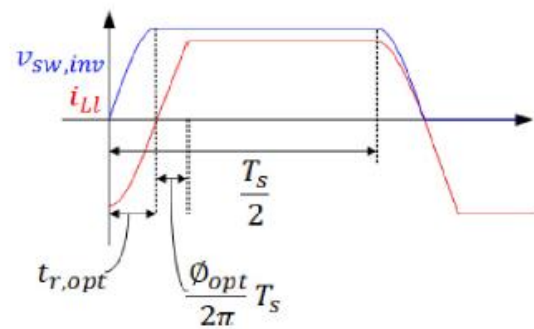


Fig. 66 Tension aux bornes de la capacité parasite d'un interrupteur du pont d'entrée à l'ouverture dans le cas idéal décrit par [30] (en bleu). Courant en ligne (en rouge). Le temps  $t_{r,opt}$  décrit la durée du temps mort optimal et l'angle  $\Phi_{opt}$  correspond à la durée nécessaire pour terminer la phase de transition du courant.

Ainsi, puisque l'inductance série est fixée une fois pour toute lors de la fabrication, il n'y a qu'une valeur de courant pour laquelle la commutation ZVS est idéale. Cette valeur doit être choisie en fonction des profils de charge en puissance du convertisseur. À plus faible charge que la valeur sélectionnée, le convertisseur commute en ZVS partielle. À plus forte charge, la valeur *RMS* du courant est plus élevée que ce qu'elle pourrait être.

L'étude concernant le convertisseur LLC présuppose un facteur de qualité suffisamment élevé pour que la fréquence de fonctionnement soit très proche de la fréquence de résonance. La commande du pont de sortie assure une commutation de celui-ci à courant nul. À cet instant, le courant résonant est alors égal au courant magnétisant. Devant les dynamiques de variation, il est considéré constant et le courant magnétisant (fixé par l'inductance magnétisante  $L_m$ ) permet la commutation douce indépendamment de la puissance de sortie en ajustant la durée des temps morts selon  $L_m$ .

Les auteurs de l'article construisent alors un DAB et deux LLC (possédant deux facteurs de qualité et deux inductances magnétisantes différents) en suivant leurs prescriptions. Pour s'affranchir des variations des capacités parasites  $C_{oss}$ , une valeur effective est estimée à la tension de travail. Le design

du DAB est réalisé pour obtenir une commutation ZVS optimal à la puissance maximum de fonctionnement.

Quelles que soit la topologie, les transformateurs sont réalisés en technologie planar. Le matériau magnétique utilisé est N49. Les spires sont réparties sur quatre couches. Le primaire est composé de 5 tours en série sur les couches 1 et 4. Le secondaire est constitué d'un seul tour où les couches 2 et 3 sont connectées en parallèle. Le rapport de transformation est alors 10 :1. Un entrefer est utilisé sur les transformateurs servant aux LLC.

Deux convertisseurs LLC sont réalisés. Le premier avec une inductance magnétisante élevée et un fort coefficient de qualité série. Un second avec une inductance magnétisante faible, et un faible coefficient de qualité.

Le premier convertisseur présente un facteur de qualité important permettant des formes d'ondes « plus sinusoïdales », ce qui réduit l'excursion fréquentielle nécessaire à la régulation. Il est associé à une forte valeur d'inductance magnétisante ( $L_M=30 \mu H$ ), ce qui permet de limiter la valeur du courant magnétisant et son impact sur les pertes cuivre. Cependant, la durée des temps morts est augmentée, ce qui augmente la valeur *RMS* du courant à puissance donnée. La valeur de l'inductance série visée ( $L_r=4 \mu H$ ) oblige les auteurs à ajouter un composant. La densité de puissance du convertisseur est alors réduite, tout comme son rendement, puisque cette dernière génère des pertes fer et cuivre.

L'ensemble des composants magnétiques du convertisseur à faible inductance magnétisante ( $L_m=16 \mu H$ ) et faible coefficient de qualité est réalisé de manière monolithique, grâce à la faible inductance série ( $L_r=1 \mu H$ ). Dès lors, le courant magnétisant est élevé, les temps morts sont réduits, mais la valeur efficace du courant série est augmentée. Cette augmentation est plus significative que celle engendrée par l'augmentation de la durée du temps mort de l'autre convertisseur LLC.

Les convertisseurs LLC réalisés montrent que l'hypothèse de courant constant pendant le temps mort n'est pas réaliste [c.f. 4.2]. Le prototype à forte inductance magnétisante ne fonctionne pas en ZVS totale puisque le courant change de signe avant la commutation du transistor. Ce phénomène cumulé aux pertes dans l'inductance série discrète ajoutée fait que le convertisseur LLC à forte inductance magnétisante et forte inductance série présente une efficacité moindre que le LLC à faible inductance magnétisante et faible inductance série sur toute la gamme de puissance. Cependant, il aurait été intéressant d'étudier indépendamment l'impact des inductances magnétisantes et résonnantes afin de réellement distinguer l'*optimum*.

L'inductance série du DAB est réalisée au secondaire du transformateur afin d'en diminuer la valeur. Elle provient majoritairement d'une boucle réalisée dans l'air avec les connexions du transformateur. Cela semble être contreproductif pour des questions de CEM.

Le convertisseur DAB fabriqué fonctionne selon la théorie proposée. Cependant, de fortes perturbations du courant au niveau du pont redresseur sont présentes puisque les commutations douces de cette partie de la structure n'ont pas été optimisées. Le rendement augmente avec la puissance puisque les commutations douces ne sont que partielles à faible courant de sortie.

Finalement, l'article montre que le DAB présente de meilleures performances que le LLC aux alentours de la puissance dimensionnante (Fig. 67). Cependant, la répartition des pertes dans les convertisseurs indique qu'en optimisant les pertes hautes fréquences dans le bobinage du transformateur du LLC, celui-ci serait le plus performant. Ce phénomène est probablement dû à l'épanouissement des lignes de champ au niveau de l'entrefer et peut être amélioré par un routage des pistes adapté à cet endroit.

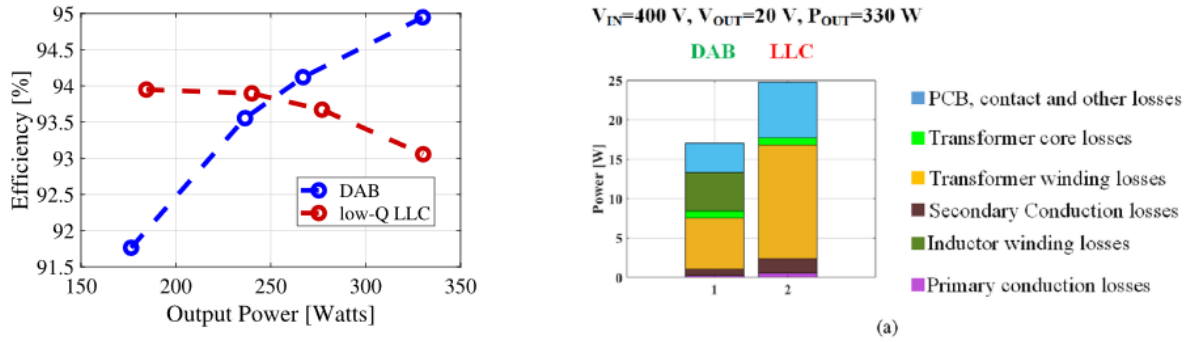


Fig. 67 Rendement des convertisseurs réalisés par [30] et décomposition de l'origine des pertes.

Finalement, cet article présente des principes de design dans le cas de tensions fixes en entrée et en sortie. Le contexte concerne des rapports de tensions plus élevées que le cas *IBIS*, ce qui engendre des différences, notamment l'utilisation de demi-pont en entrée, et une conception de transformateur différente. Cependant, le choix de fréquence de découpage à  $1\text{ MHz}$  et la construction de prototype permet de bien saisir certains enjeux qui apparaîtront sur les structures étudiées.

Les deux documents présentés concluent différemment quant à la structure la plus efficace. Bien qu'ils ne se placent pas dans les mêmes plages de tension et de puissance, ils sont suffisamment proches pour montrer que trop de paramètres entrent en jeu dans le choix d'un convertisseur. Les plus sensibles semblent être la commande employée, le fait qu'ils travaillent ou non à tensions fixe, le point optimum choisi pour les commutations douces, la fréquence de découpage et la topologie du transformateur (notamment la disposition de ses conducteurs). De plus, [29] montre que la structure globale du convertisseur a un impact fort sur le rendement total de conversion.

### III-6 Structure envisagée

Les structures DAB et LLC ont été présentées précédemment dans les parties III-2 et III-4. Les structures globales de conversion ont été présentées dans le chapitre II. Ainsi que pour une plage de tension relativement étendue, la dissociation parallèle des fonctions « transfert de puissance » et « régulation » de la tension présente un fort potentiel. Dans ce type de structure, le convertisseur principal fonctionne en permanence à ses points de tensions optimums. Au vu des arguments exposés précédemment (qualité des formes d'ondes pour faciliter le filtrage CEM, commutations douces indépendamment de la charge si la tension de sortie ne varie pas trop, facilité de commande), le convertisseur LLC en DCX est alors choisi pour réaliser le convertisseur à implémenter dans la structure *IBIS*.

## Annexe I Calcul du discriminant correspondant à l'Eq. 16

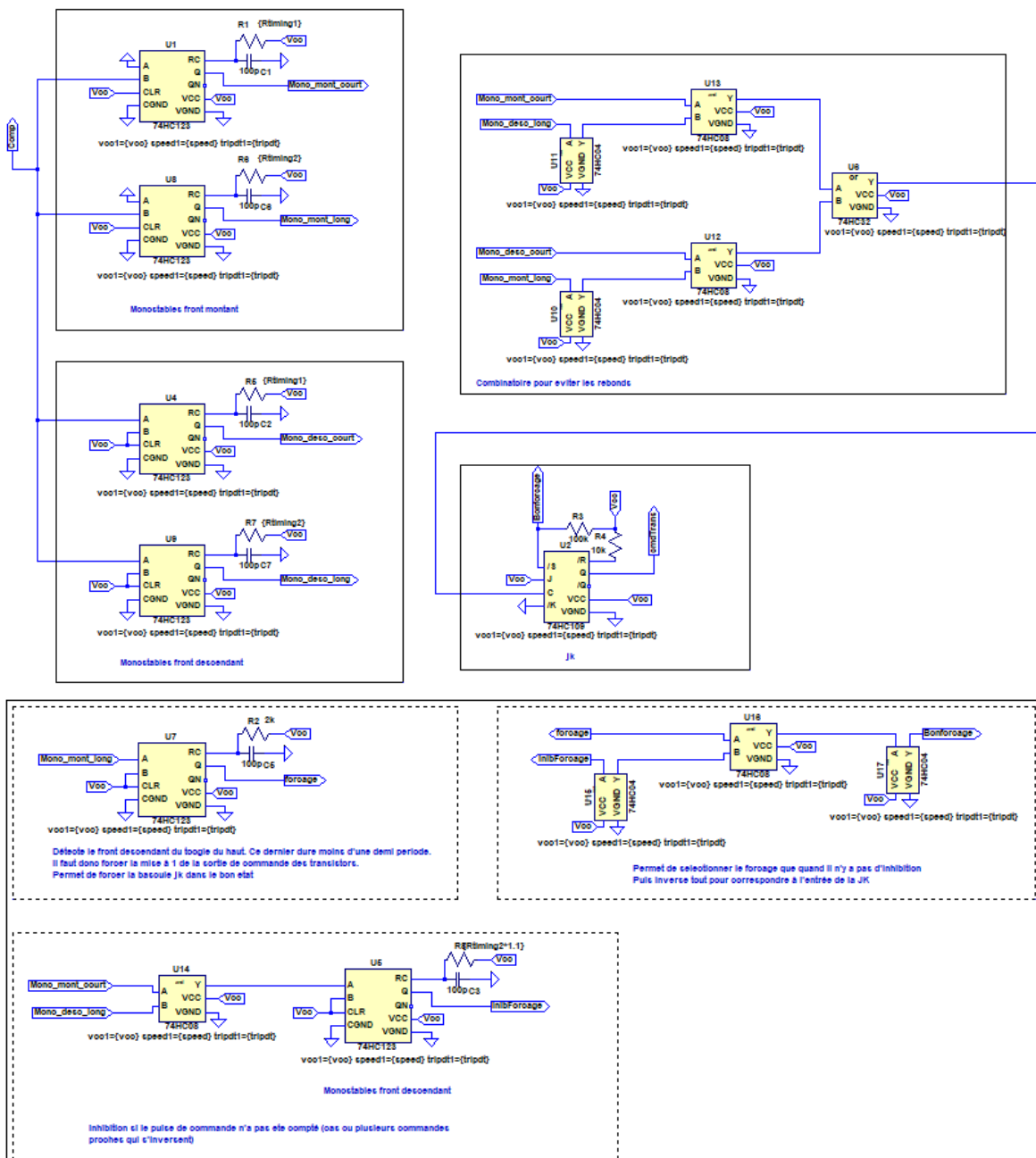
Lors du calcul de la résonance, le calcul du signe du discriminant est nécessaire afin d'établir la forme de l'équation différentielle correspondante. L'équation est rappelée :

$$\Delta = \frac{1}{(L \cdot \omega_{res}^2)^2} \cdot \left( (R_{p1} + R_{p2})^2 - (2 \cdot L \cdot \omega_{res})^2 \right)$$

Or, la somme des résistance série d'un convertisseur  $R_{p1} + R_{p2}$  est supposée généralement inférieur à  $0,2 \Omega$  tandis que le terme  $2 \cdot L \cdot \omega_{res}$  est considéré proche de  $2 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 2,314 \cdot 10^6 \approx 1$ . Ainsi, le signe du discriminant est négatif pour les ordres de grandeur d'intérêt.



## Annexe II Circuit de commande à base de monostables

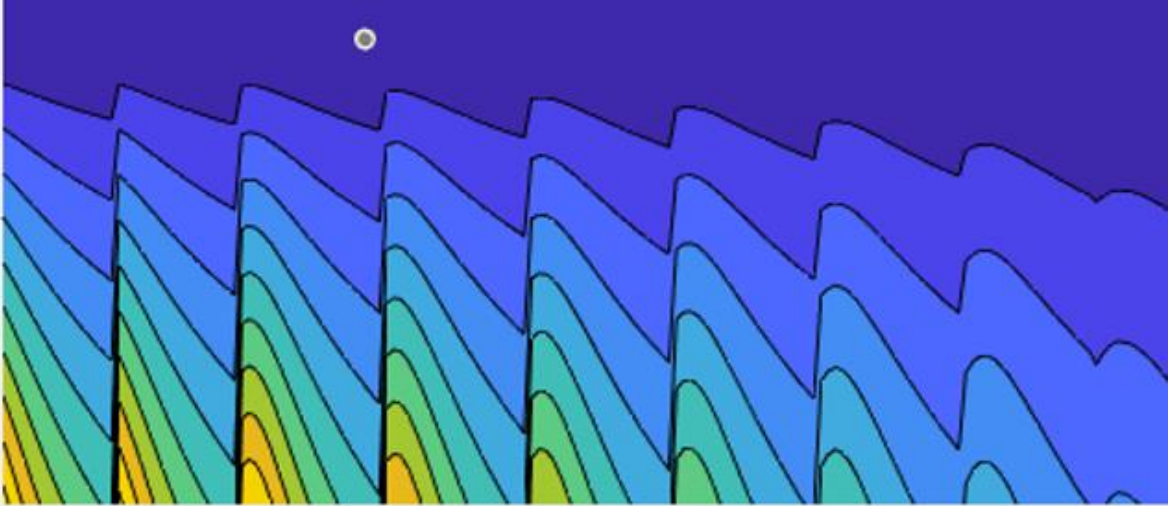


## Bibliographie

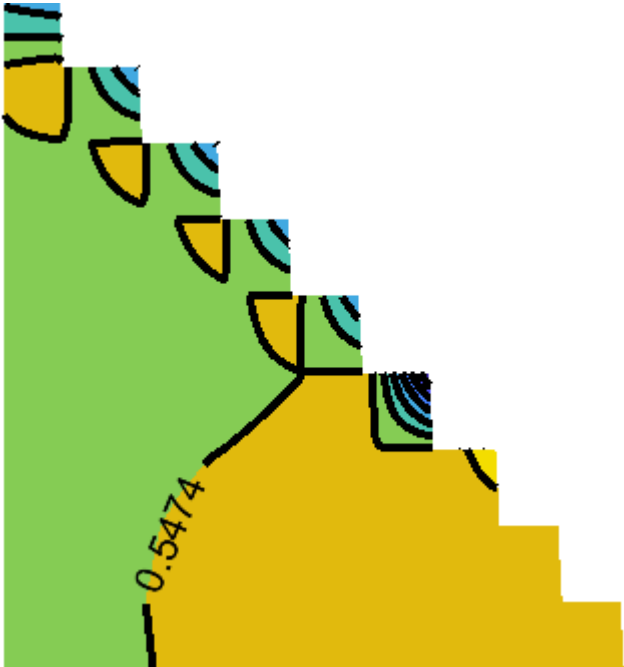
- [1] Steve Mappus, « Power converter topology trends ». Fairchild, oct. 02, 2014. [En ligne]. Disponible sur:  
[https://www.psmma.com/sites/default/files/uploads/files/10%20PSMA%20PTR%202014\\_10\\_02%20Power%20Converter%20Topology%20Trends%20Mappus%20Fairchild.pdf](https://www.psmma.com/sites/default/files/uploads/files/10%20PSMA%20PTR%202014_10_02%20Power%20Converter%20Topology%20Trends%20Mappus%20Fairchild.pdf)
- [2] F. J. Nome et I. Barbi, « A ZVS clamping mode-current-fed push-pull DC-DC converter », in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, Pretoria, South Africa, 1998, vol. 2, p. 617-621. doi: 10.1109/ISIE.1998.711684.
- [3] J.-P. Ferrieux et F. Forest, *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes, composants, modélisation*. Paris: Dunod, 2006.
- [4] G. Séguier, P. Delarue, et F. Labrique, *Electronique de puissance - 10e éd.: Structures, commandes, applications*. Dunod, 2015.
- [5] H. Huang, « Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter », p. 30.
- [6] H. Ramakrishnan, « Bi-Directional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle », p. 51, 2019.
- [7] « Circuits magnétiquement couplés », *Wikipédia*. févr. 02, 2020. Consulté le: mai 15, 2021. [En ligne]. Disponible sur:  
[https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Circuits\\_magn%C3%A9tiquement\\_coupl%C3%A9s&oldid=166995015](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Circuits_magn%C3%A9tiquement_coupl%C3%A9s&oldid=166995015)
- [8] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, et M. H. Kheraluwala, « A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 27, n° 1, Art. n° 1, févr. 1991, doi: 10.1109/28.67533.
- [9] Z. Wang et A. Castellazzi, « Device loss model of a fully SiC based dual active bridge considering the effect of synchronous rectification and deadtime », in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Puerto Varas, Chile, déc. 2017, p. 1-7. doi: 10.1109/SPEC.2017.8333662.
- [10] G. Sha, C. Wang, J. Wang, et H. Cheng, « Optimal design of circuit parameters of dab converter based on cascaded bidirectional converters », in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shanghai, China, nov. 2014, p. 1049-1054. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038005.
- [11] L. Balogh, « Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits », p. 37.
- [12] F. Krismer et J. W. Kolar, « Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 3, Art. n° 3, mars 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2025284.
- [13] A. Pizzutelli, A. Carrera, M. Ghioni, et S. Saggini, « Digital Dead Time Auto-Tuning for Maximum Efficiency Operation of Isolated DC-DC Converters », in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, 2007, p. 839-845. doi: 10.1109/PESC.2007.4342097.
- [14] J. Li, Z. Chen, Z. Shen, P. Mattavelli, J. Liu, et D. Boroyevich, « An adaptive dead-time control scheme for high-switching-frequency dual-active-bridge converter », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, févr. 2012, p. 1355-1361. doi: 10.1109/APEC.2012.6165996.
- [15] M. Kim, M. Rosekeit, S.-K. Sul, et R. W. A. A. De Doncker, « A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range », in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Jeju, Korea (South), mai 2011, p. 364-371. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944548.
- [16] B. Zhao, Q. Yu, et W. Sun, « Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 11, p. 4667-4680, nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [17] H. Wen, B. Su, et W. Xiao, « Design and performance evaluation of a bidirectional isolated dc-dc converter with extended dual-phase-shift scheme », *IET Power Electronics*, vol. 6, n° 5, p. 914-924, 2013, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0545>.

- [18] F. Krismer et J. W. Kolar, « Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 7, p. 2745-2760, juill. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2112312.
- [19] Haihua Zhou et A. M. Khambadkone, « Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 45, n° 4, Art. n° 4, juill. 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2023493.
- [20] F. Krismer, S. Round, et J. W. Kolar, « Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range », in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea, 2006, p. 1-7. doi: 10.1109/PESC.2006.1712096.
- [21] W. Choi, K.-M. Rho, et B.-H. Cho, « Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 6, Art. n° 6, juin 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2474135.
- [22] G. G. Oggier, G. O. García, et A. R. Oliva, « Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 7, Art. n° 7, juill. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2020902.
- [23] Y. Panov, M. M. Jovanovic, L. Gang, et M. Yueyong, « Transformer-flux-balancing control in isolated bidirectional DC-DC converters », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 49-56. doi: 10.1109/APEC.2014.6803288.
- [24] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, et Y. Sun, « Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, p. 4091-4106, août 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [25] F. Xue, R. Yu, et A. Q. Huang, « A 98.3% Efficient GaN Isolated Bidirectional DC-DC Converter for DC Microgrid Energy Storage System Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n° 11, Art. n° 11, nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2686307.
- [26] R. M. Burkart et J. W. Kolar, « Bidirectional Isolated DC/DC Converter with Wide Input Voltage Range for Residential Energy Management Applications », présenté à ECPE Workshop: ECPE SiC & GaN User Forum - Potential of Wide Bandgap Semiconductors in Power Electronic Applications, 2015. Consulté le: mai 15, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.research-collection.ethz.ch/handle/20.500.11850/107397>
- [27] N. Samsudin, D. Ishak, et A. Bani Ahmad, « Design and experimental evaluation of a single-stage AC/DC converter with PFC and hybrid full-bridge rectifier », *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 21, mars 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.03.003.
- [28] « Undocumented LTspice - LTwiki-Wiki for LTspice ». [http://ltwiki.org/index.php?title=Undocumented\\_LTspice#Maximum\\_Coupling\\_Factor](http://ltwiki.org/index.php?title=Undocumented_LTspice#Maximum_Coupling_Factor) (consulté le août 24, 2021).
- [29] F. Krismer, J. Biela, et J. W. Kolar, « A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range », in *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, Hong Kong, China, 2005, vol. 1, p. 599-606. doi: 10.1109/IAS.2005.1518368.
- [30] S. Mukherjee, A. Kumar, et S. Chakraborty, « Comparison of DAB and LLC DC-DC Converters in High-Step-Down Fixed-Conversion-Ratio (DCX) Applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.3019796.

Chapitre IV - Conception et commande de convertisseur à résonance série triphasé



Chapitre vagues





## Table des matières

CHAPITRE IV - CONCEPTION ET COMMANDE DE CONVERTISSEUR A RESONNANCE SERIE TRIPHASE	105
IV-1 PRINCIPE ET INTERETS	108
IV-2 DESEQUILIBRES ENTRE ELEMENTS RESONANTS : IMPACTS ET SOLUTIONS	110
<b>2.1 Impacts</b>	<b>110</b>
<b>2.2 Solutions d'équilibrage</b>	<b>110</b>
2.2.1 Bibliographie	110
2.2.2 Modification du facteur de qualité	111
2.2.3 Limitation du courant à la commutation	112
<b>2.3 Analyse des déséquilibres sur un modèle triphasé par une approche statistique</b>	<b>114</b>
IV-3 MODELE ET DIMENSIONNEMENT DE TRANSFORMATEUR TRIPHASE	117
<b>3.1 Extraction des paramètres du modèle monophasé équivalent d'un transformateur triphasé</b>	<b>117</b>
<b>3.2 Dimensionnement physique d'un transformateur triphasé équilibré</b>	<b>121</b>
3.2.1 Dimensionnement des colonnes	121
3.2.1.1 Diamètre des jambes (D)	121
3.2.1.2 Distance entre colonnes (d)	122
3.2.2 Dimensionnement de la culasse	122
3.2.2.1 Épaisseur (e) de la culasse et largeur minimum (P)	122
3.2.2.2 Largeur de culasse (L)	122
3.2.3 Contraintes sur le nombre de spires	123
3.2.4 Application du dimensionnement à une application précise	124
3.2.4.1 Paramètres d'entrée du dimensionnement	124
3.2.4.2 Paramètres de sortie du dimensionnement	124
IV-4 REALISATION D'UN TRANSFORMATEUR TRIPHASE	124
ANNEXE I OBSERVATION SUR LA FERMETURE DU FLUX	127
BIBLIOGRAPHIE	129

## IV-1 Principe et intérêts

L'utilisation de systèmes triphasés est omniprésente en électronique de puissance et électrotechnique dès lors que des formes d'ondes sinusoïdales apparaissent. Une des raisons principales est la propriété selon laquelle la somme de trois sinusoïdes de même amplitude et fréquence, déphasées dans le temps d'un tiers de période s'annulent à chaque instant. Cela permet, par exemple dans le cas des réseaux, d'économiser le conducteur de retour du courant, dans le cas des machines de générer un champ tournant d'amplitude constante et dans le cas de convertisseurs, d'annuler l'harmonique de rang trois.

Une autre propriété intéressante concernant la multiplication des phases est l'augmentation de la puissance qui en découle sans pour autant augmenter le courant dans les conducteurs. Les pertes évoluant selon son carré sont alors limitées. Une première idée peut ainsi être de paralléliser  $n$  convertisseurs afin d'augmenter la puissance transmissible d'une source vers une charge. Dans le cas de convertisseurs à résonance série ( $LC$  série<sup>1</sup>), la mise en parallèle peut s'accompagner de commandes de bras identiques mais déphasées dans le temps de  $2\pi/n$  (Fig. 1). Ceci permet de limiter les variations du courant instantané traversant la source de tension d'entrée, ainsi que la charge de sortie. Le cas le plus commun est d'utiliser trois phases. Les formes d'ondes sont alors semblables à celles d'un signal triphasé redressé. Lorsque les ondulations de courant et/ou de tension doivent être limitées, cela permet de diminuer la valeur des condensateurs de filtrage. De plus, la fréquence des ondulations résiduelles est six fois plus élevée que le découpage si le facteur de qualité du circuit résonant est suffisant. Le filtrage en est alors moins contraignant en termes de valeur de capacité.

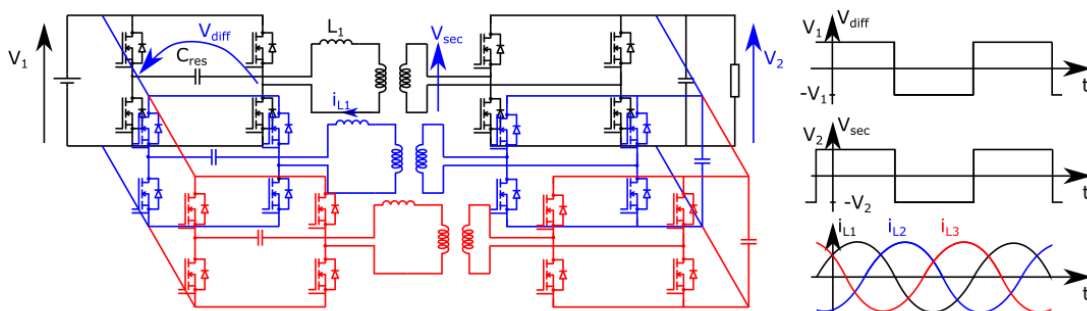


Fig. 1 Parallélisation de trois SRC afin d'alimenter la même charge à partir de la même source

Cependant, cette méthode nécessite d'ajouter seize interrupteurs, leurs commandes et drivers associés, deux circuits résonants et deux transformateurs. Cela complexifie la structure et augmente le nombre de sources de pertes et de défaillances. Afin de pallier ce problème, les circuits peuvent être fusionnés entre eux tel que montré Fig. 2:

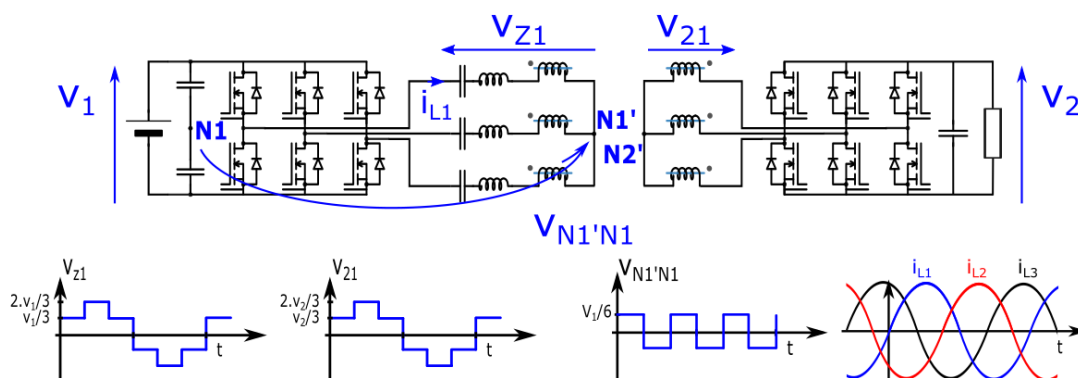


Fig. 2 SRC triphasé

<sup>1</sup> SRC dans la littérature anglophone

Il en résulte un convertisseur à résonance série triphasé entrelacé (*TPSRC*). Ce convertisseur est commandé avec un rapport cyclique de 50%, à une fréquence égale à la fréquence de résonance des circuits *LC* supposées identiques. Les ponts d'entrée et de sortie sont commandés en phase et commutés au passage à zéro du courant. Chaque bras est déphasé de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport au bras précédent. Si tous les circuits résonants sont rigoureusement identiques, la tension entre le point milieu du primaire du transformateur et un point milieu fictif situé à  $V_1/2$  est carrée, de forme créneau et à six fois la fréquence de découpage. Son amplitude crête à crête vaut  $V_1/6$ . Cette tension annule l'harmonique de rang trois présent dans les créneaux générés par les ponts d'entrée. Ainsi, par comparaison avec un circuit monophasé dont les éléments résonants sont identiques, le(s) courant(s) de ligne résultant(s) de circuits résonants possédant un faible facteur de qualité sont « plus sinusoïdaux ». La régulation de puissance peut s'effectuer en modifiant la tension d'entrée ou de sortie à l'aide d'un convertisseur auxiliaire (cf. partie II.4).

À courant de ligne constant, cette configuration transfère 150 % de la puissance de sortie d'un *SRC* monophasé en pont complet. En effet, la dynamique de tension d'entrée est divisée par deux pour chacun des bras. De plus, le rapport de transformation du transformateur doit être adapté. Le nombre de semi-conducteurs est divisé par deux par rapport à la parallélisation de trois *SRC* à ponts complets, ce qui réduit d'autant le nombre de drivers nécessaires. Les conducteurs de retour du courant, sources de pertes joules disparaissent. Les condensateurs de filtrage d'entrée et de sortie peuvent être fortement réduits puisque l'ondulation de courant soutiré à la source et fourni à la charge est diminuée d'un facteur quinze (redressement triphasé en courant). Enfin, les jambes de fermeture des transformateurs sont supprimées car celui-ci peut être utilisé en configuration triphasée trois jambes. Cela permet de gagner en volume et de diminuer les pertes fer. Le tableau Tab. 1 compare les pertes issues des semi-conducteurs dans différentes configurations, à puissance de sortie et surface de semi-conducteurs constante. Ce tableau montre que sous ces hypothèses, les pertes en conduction dans les interrupteurs ainsi que le flux de chaleur sont indépendants de la structure choisie.

Configuration	$N_c$ : Nombre d'interrupteurs en conduction à chaque instant (primaire et secondaire)	$R_{on}$ : Résistance à l'état passant d'un interrupteur	$I_{eff}$ : Courant dans les semi-conducteurs	Pertes par conduction : Produit $N_c \cdot R_{on} \cdot I_{eff}^2$	Puissance surfacique à évacuer (surface normalisée)
Monophasé	4	$R$	$I$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
3 monophasé (Fig. 1)	12	$3 \cdot R$	$I \cdot \frac{1}{3}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Q monophasé	$4 \cdot Q$	$Q \cdot R$	$I \cdot \frac{1}{Q}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Triphasé (Fig. 2)	6	$3 \cdot R / 2$	$I \cdot \frac{2}{3}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$
Q-phasé ( $Q \geq 2$ )	$2 \cdot Q$	$Q \cdot R / 2$	$I \cdot \frac{2}{Q}$	$4 \cdot R \cdot I^2$	$R \cdot I^2 / 2$

Tab. 1 Comparaison sur l'utilisation des semi-conducteurs à puissance constante dans différentes configurations de convertisseurs

Si l'inductance de fuite du transformateur est utilisée comme élément résonnant, la différence entre un *SRC* et un *TPSRC* se résume à deux condensateurs, quatre transistors et leurs commandes. Le transformateur passe également de monophasé à triphasé. La question de l'efficacité énergétique à puissance égale entre une version monophasée -de plus gros calibre en courant- et une version triphasée dépend fortement du niveau de courant souhaité. En effet, la limite à haute fréquence provient majoritairement des pertes produites par les courants induits dans les enroulements du



transformateur (effet de peau et de proximité). Ces pertes ne peuvent pas être diminuées en augmentant la taille du convertisseur. Le compromis usuel rendement/volume atteint alors une limite physique que le passage en triphasé permet de contourner en distribuant le courant dans plusieurs conducteurs. Cette limite dépend de la fréquence de découpage et de la topologie du transformateur. Le chapitre suivant apportera des éléments de comparaison entre ces différentes possibilités.

## IV-2 Déséquilibres entre éléments résonants : impacts et solutions

### 2.1 Impacts

Un des écueils auxquels peut se heurter le fonctionnement de convertisseurs de type *TPSRC* provient de la disparité sur ses éléments résonants. En effet, par leur fabrication, ces éléments présentent une certaine tolérance dont les conséquences en termes d'amplitude de courant traversant les différents bras sont illustrées Fig. 3. Sur cette figure, la ligne rouge en pointillés représente la fréquence d'excitation commune à chacun des bras. Elle correspond à la fréquence de résonance des circuits *LC* série idéaux. Cependant, en tenant compte des tolérances sur les éléments résonants, leurs admittances peuvent différer du cas nominal. Ces dernières sont alors tracées en jaune pour de très fortes variations. Ainsi, l'amplitude du courant résonant (ainsi que sa phase –non représentée–) diffère d'un bras à l'autre. Les fréquences d'excitation de chaque bras ne peuvent varier sous peine de déséquilibrer le système.

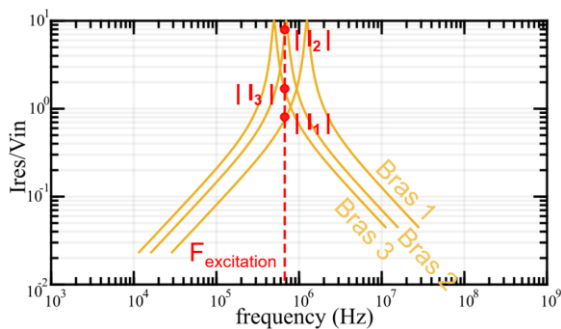


Fig. 3 Schéma de principe illustrant les conséquences d'un déséquilibre de circuits résonants

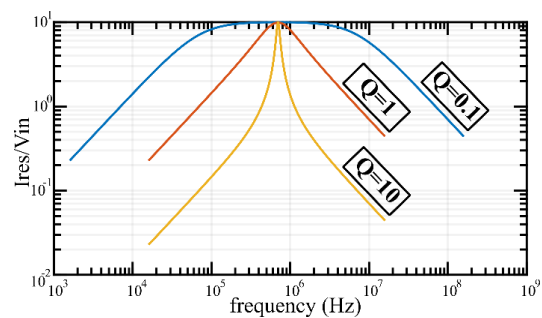


Fig. 4 Admittance d'un SRC dont la fréquence de résonance est ajustée à  $f_r=700$  kHz pour différents facteurs de qualité  $Q$ . La résistance série vaut  $R=100$  m $\Omega$

Ces différences engendrent un déséquilibre des courants (amplitude et phase) source de puissances réactive et déformante, provoquant une augmentation des pertes.

### 2.2 Solutions d'équilibrage

#### 2.2.1 Bibliographie

Le problème de déséquilibre précédemment évoqué peut être solutionné de plusieurs manières. L'une d'entre elles consiste à créer un bus par bras dont le niveau de tension est réglable. La phase est ensuite ajustée de manière à rééquilibrer les courants. Cependant, cette méthode nécessite trois convertisseurs supplémentaires. Avec une topologie différente mais un même principe de fonctionnement, [1] expose cette solution. Leurs résultats permettent de diminuer les ondulations de courants à l'aide de réglage de la tension de chaque bus grâce à un *PFC*.

Une autre solution proposée par [2] consiste à surveiller le niveau de courant dans chacun des bras d'un *TPSRC*. Le point neutre du transformateur couplé en étoile étant non relié, la somme vectorielle de ces courants est nulle. La technique « d'équilibrage trigonométrique des courants » développée dans l'article utilise alors la propriété suivante : si les vecteurs associés aux courants possèdent un déphasage de  $120^\circ$ , leurs normes sont égales. Ces grandeurs forment alors un triangle équilatéral. Le déphasage entre les courants est contrôlé en jouant sur la phase des tensions appliquées par les bras de l'onduleur. Cette idée de modifier les déphasage pour équilibrer les normes est également exploitée

dans [3] où un correcteur proportionnel-intégral ajuste la phase entre chaque bras de manière à minimiser l'écart entre la moyenne des courants au secondaire, ou leurs valeurs crête. Ce document présente également des résultats dans le cas où l'écart moyen entre les courants primaires est minimisé. Ceci présente un avantage, l'isolation des mesures n'étant alors plus nécessaire. Cette méthode est cependant moins performante en termes de précision d'équilibrage.

Une troisième solution consiste à appairer les composants résonants. Cette méthode est performante mais coûteuse à mettre en place puisqu'elle nécessite de mesurer l'impédance d'une multitude d'objets sur des plages fréquentielle et thermique étendues.

### 2.2.2 Modification du facteur de qualité

L'approche adoptée dans cette partie consiste à diminuer le facteur de qualité  $Q$  des circuits résonants. Cela permet « d'élargir » la zone de résonance du circuit tel que montré Fig. 4. Ainsi, même si les éléments résonants  $L_{res}$  et  $C_{res}$  présentent des variations  $\Delta L$  et  $\Delta C$  par rapport à leurs valeurs nominales  $L_{nom}$  et  $C_{nom}$  (Eq. 1, Eq. 2), la variation d'admittance autour de la pulsation propre du circuit  $LC$  reste modérée. Le courant dans chacun des bras est ainsi quasi équilibré. Ceci, alors même que la fréquence d'excitation reste inchangée et correspond aux valeurs nominales de ces composants (Eq. 3).

Cette technique est cohérente avec l'utilisation de l'inductance de fuite d'un transformateur comme élément résonant. En effet, un coefficient de qualité restreint nécessite la mise en œuvre d'inductance série de faible valeur (Eq. 4).

$$C_{res} = C_{nom}(1 + \Delta C) \quad \text{Eq. 1}$$

$$L_{res} = L_{nom}(1 + \Delta L) \quad \text{Eq. 2}$$

$$f_{resNom} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{nom}.C_{nom}}} \quad \text{Eq. 3}$$

$$Q = \frac{1}{R_{ser}} \cdot \sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}} \quad \text{Eq. 4}$$

La grandeur  $I_{resNom}$  représente l'amplitude du courant dans un bras lorsque les valeurs des éléments du circuit  $LC$  sont supposés idéales. À l'inverse,  $I_{resAct}$  est l'amplitude du courant pour des valeurs d'éléments  $L$  et  $C$  tolérancées. Le rapport  $n$  définit le ratio entre ces deux grandeurs pour une fréquence d'excitation correspondant à la fréquence de résonance des éléments idéaux (Eq. 5).

$$n = \frac{I_{resAct}(f=f_{resNom})}{I_{resNom}(f=f_{resNom})} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta L \Delta C + \Delta L + \Delta C}{1 + \Delta C}\right)^2 \cdot \left(2\pi f_{resNom} \frac{L_{nom}}{R_{ser}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta L \Delta C + \Delta L + \Delta C}{1 + \Delta C}\right)^2 \cdot Q^2}} \quad \text{Eq. 5}$$

Si les tolérances sur les éléments inductifs et capacitifs sont identiques :  $\Delta = \Delta L = \Delta C$  et pour respecter un rapport  $n$  défini, l'Eq. 6 donne le ratio maximum entre la valeur de l'inductance nominale et la résistance série.

$$\frac{L_{nom}}{R_{ser}} \leq \frac{\sqrt{1/n^2 - 1}}{\frac{\Delta^2 - 2\Delta}{1 - \Delta} \cdot 2\pi f_{resNom}} \quad \text{Eq. 6}$$

Dit autrement, le facteur de qualité doit respecter l'équation l'Eq. 7 suivante :

$$Q = \frac{L_{nom} 2\pi f_{resNom}}{R_{ser}} \leq \frac{\sqrt{1/n^2 - 1}}{\frac{\Delta^2 - 2\Delta}{1-\Delta}} \quad \text{Eq. 7}$$

La frontière supérieure du facteur de qualité est alors définie. Cependant, ce paramètre ne doit pas être « trop faible ». En effet, dans le cas d'un *TPSRC* piloté en *DCX*, les tensions générées par les ponts d'entrée et de sortie appliquées aux bras sont des « marches d'escaliers » tel que montré Fig. 2. Les harmoniques de ces signaux doivent donc être suffisamment filtrés pour que les courants soient sinusoïdaux. Dans le cas contraire, si le filtre *LC* n'est pas assez sélectif, le courant résonant est déformé.

### 2.2.3 Limitation du courant à la commutation

Une situation de pire cas est montrée Fig. 5 dans laquelle les tensions ont des formes créneau. L'exemple correspond à un convertisseur monophasé. Plus le facteur de qualité du circuit diminue, plus le courant tend lui aussi vers un créneau. Le cas triphasé est différent puisque le neutre relié annule la composante harmonique du courant de rang trois –et ses multiples– (courant homopolaire). Cependant, la tension au nœud reliant les trois phases ( $V_{N1'N1}$  sur Fig. 2) ne correspond plus à celle du cas parfait et présente des ondulations qui se répercutent sur les courants.

Si l'inductance série est trop faible, le fonctionnement du *SRC* se rapproche de celui d'un convertisseur *DAB*. Cependant, les ponts d'entrée et de sortie sont commutés au même instant. La valeur non nulle du courant au moment de la commutation des ponts –due au mauvais facteur de qualité– permet alors au pont primaire de commuter en *ZVS*, mais empêche toute commutation douce du pont secondaire. Une valeur maximale de *Q* doit alors être définie pour limiter la valeur du courant à la commutation et ainsi limiter les pertes associées au secondaire. La commutation facilitée en *ZVS* au primaire nécessite d'ajuster les temps morts, comme présenté dans le chapitre III.

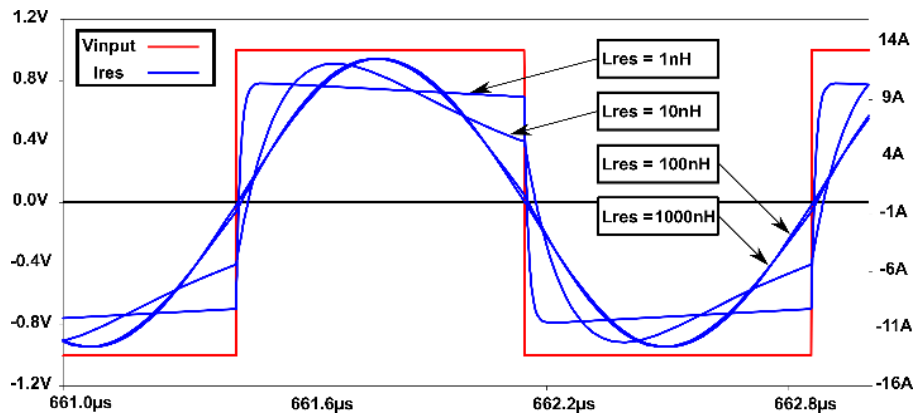


Fig. 5 Impact du facteur de qualité sur la forme du courant d'un circuit RLC. La fréquence de résonance est conservée constante

Afin d'étudier ce cas, un modèle d'état est utilisé. Celui-ci décrit un circuit  $R_{ser}, L_{res}, C_{res}$  en séries soumis à un créneau de tension d'amplitude  $\Delta E$  de fréquence égale à la fréquence de résonance du circuit. L'Eq. 8 lui est associée. Les grandeurs d'état sont le courant  $i_L$  dans l'inductance et la tension  $u_c$  aux bornes du condensateur.  $\Delta E$  représente l'écart entre la tension d'entrée et la tension de sortie ramenée au primaire du transformateur de rapport  $m$ . Le signe de  $\Delta E$  est modifié toutes les demi-périodes. L'intégration est réalisée selon la méthode d'Euler arrière. La valeur de  $\Delta E$  peut être calculée à partir de la puissance transférée souhaitée  $P$ . Pour cela, le courant est supposé parfaitement sinusoïdal, à la résonance. La valeur maximum de son fondamental est décrite par l'Eq. 9.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -R_{ser} & -1 \\ L_{res} & L_{res} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} +/\Delta E \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 8}$$

$$i_{fond_{max}} = \frac{4.\Delta E}{\pi.R_{ser}} \quad \text{Eq. 9}$$

$$\langle i_{rect} \rangle = \frac{3.i_{fond_{max}}}{\pi.m} \quad \text{Eq. 10}$$

$$\Delta E = \frac{m.P.\pi^2.R_{ser}}{12.V_2} \quad \text{Eq. 11}$$

En considérant un redresseur de courant triphasé parfait, la moyenne du courant redressé en sortie  $\langle i_{rect} \rangle$  est reliée au fondamental  $i_{fond_{max}}$  par l'Eq. 10. Cette valeur est elle-même rattachée à la puissance à travers la tension de sortie  $V_2$  grâce à l'Eq. 11.

La résolution numérique du modèle d'état permet alors de calculer la valeur de  $L_{res}$  qui limite le courant au moment de la commutation à une valeur  $I_{sw}$  choisie arbitrairement, en fonction de  $R_{ser}$ . Cette valeur obtenue est un minimum. En effet, toute valeur supérieure conduit à un circuit possédant un facteur de qualité plus élevé, filtrant d'avantage la tension, ce qui mène à un courant à la commutation plus faible.

La valeur de  $R_{ser}$  est limitée par le rendement minimum  $\eta_{min}$  souhaité pour la structure.

Ainsi, il est possible de tracer une carte des limites du convertisseur Fig. 6. Cette carte montre une limite supérieure en bleu pour la valeur de  $L_{res}$  -à  $R_{ser}$  donné-. Cette limite permet d'avoir un convertisseur suffisamment peu résonant pour limiter l'impact de la disparité des éléments sur les déviations d'amplitude et de phase des courants. En rouge apparait la limite inférieure qui permet d'avoir un convertisseur suffisamment résonant pour limiter la valeur du courant à la commutation à  $I_{sw} = P/(10.V_2)$ .

Pour la carte de la Fig. 6, les paramètres choisis sont présentés Tab. 2.

Paramètre	Valeur
$P$	100 W
$f_{res}$	700 kHz
$V_{out}$	15 V
$\eta_{min}$	98%
$\Delta$	3%
$I_{sw}$	$\frac{P}{10.V_2}$
$n$	95%

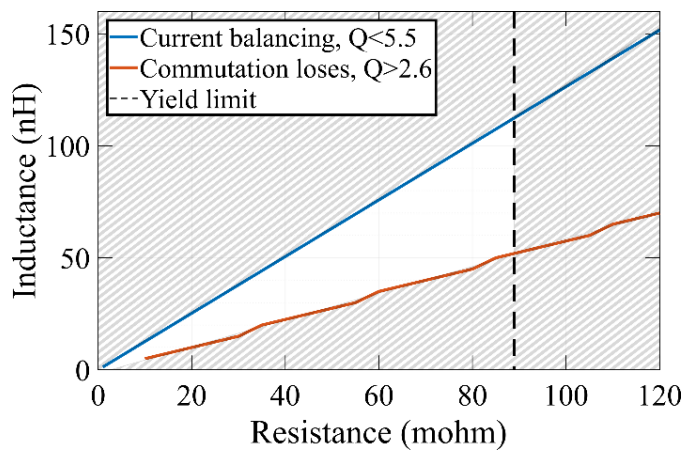


Fig. 6 Carte des limites du convertisseur [4]

Tab. 2 paramètres retenus pour tracer la Fig. 6

Il ressort ainsi que pour les paramètres retenus, le facteur de qualité doit être compris entre  $Q=5,5$  et  $Q=2,6$  ce qui lie la valeur d'inductance à celle de la résistance.

### 2.3 Analyse des déséquilibres sur un modèle triphasé par une approche statistique

L'analyse présentée précédemment ne tenait pas compte des interactions entre les différents bras de la structure. Puisque les fréquences de résonance de chacun des bras ne sont pas accordées, des couplages entre ces derniers restent présents. Ceux-ci provoquent de fortes variations sur le courant de sortie. De plus, l'étude ci-dessous présentera une commande en boucle ouverte afin d'être exempté de la nécessité de mesures isolées de courants haute fréquence. La fréquence d'excitation correspond à la fréquence de résonance nominale des éléments du circuit. De ce fait, aucun des bras n'est en réalité commandé à sa fréquence propre.

La variation d'amplitude et de phases des courants doit être étudiée. En première approximation, les bobinages secondaires et la charge de sortie se comportent comme des éléments triphasés équilibrés. Cette hypothèse justifie que les formes d'ondes des tensions sont bien semblables à celles présentées Fig. 2. Ainsi, les tensions issues du pont secondaire peuvent être ramenées au primaire et fusionnées avec les tensions d'entrée puisque les deux ponts sont commutés de manière synchrone (Fig. 7).

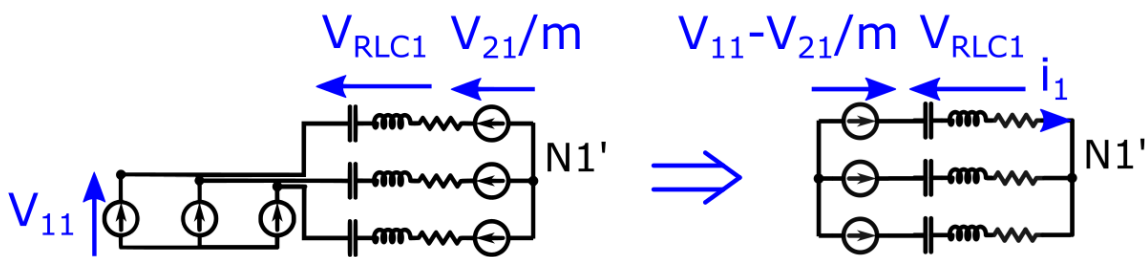


Fig. 7 Modèle simplifié de TPSRC

En considérant  $Z_i, i \in \{1,2,3\}$  l'impédance de chaque bras et  $V'_i = V_{1i} - V_{2i}/m$  la tension à laquelle elle est soumise, l'Eq. 12 permettant d'exprimer les courants de ligne est obtenue.

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_3} \cdot \begin{pmatrix} \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_3 & -\underline{Z}_2 \\ -\underline{Z}_3 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_1 \\ -\underline{Z}_2 & -\underline{Z}_1 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{V}'_2 \\ \underline{V}'_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 12}$$

La reconstruction des courants dans le domaine temporel est ensuite réalisée sous l'hypothèse *FHA* (**F**irst **H**armonic **A**pproximation). Les instants de commutation du pont secondaire permettent d'obtenir le courant redressé ainsi que la puissance en sortie. Comme les interrupteurs des bras d'entrées sont commutés aux mêmes instants que ceux des bras de sortie, tout déphasage d'un courant dû à des éléments résonants non idéaux altère le mode ZCS qui devrait dans un cas parfait concerner l'ensemble des interrupteurs.

Cette méthode est validée en comparant les résultats issus de cette modélisation (Eq. 12) et ceux provenant de simulation à l'aide du logiciel circuit Simplorer (Fig. 8). Les valeurs choisies pour les éléments sont répertoriées Tab. 3.

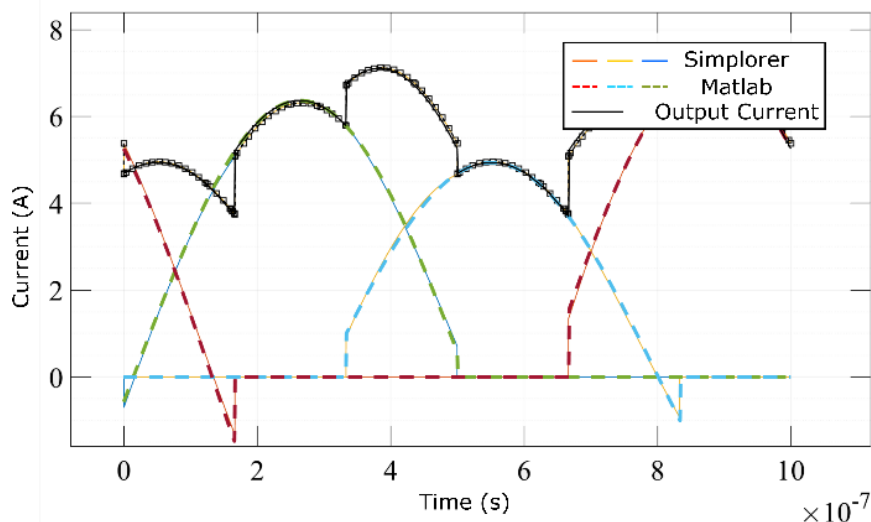


Fig. 8 Comparaison entre les courants résonants provenant de simulation circuit Simplorer et de l'algorithme Matlab. Les inductances sont choisies telle que  $L_{res1}=L_{res3}=L_{resNom}=100\text{ nH}$ ,  $L_{res2}=0,95.L_{res}$ . Les condensateurs sont  $C_{res1}=1,05.C_{resNom}$ ,  $C_{res2}=C_{resNom}$ ,  $C_{res3}=0,95.C_{resNom}$ . Les résistances séries valent  $R_{ser1}=R_{ser2}=R_{ser3}=100\text{ m}\Omega$ . La différence entre la tension d'entrée et de sortie vaut  $\Delta E=1\text{ V}$

Grandeurs	valeur
$f_{res}$	1 MHz
$C_{resnom}$	253 nF
$L_{resnom}$	100 nH
$R_{ser}$	100 mΩ

Tab. 3 Paramètres nominaux de simulation

La méthode décrite ci-dessus permet d'atteindre instantanément le régime permanent. Ainsi, les temps de calcul sont réduits par rapport à de la simulation circuit.

L'étude des performances du système selon la déviation des éléments résonants peut alors être menée. Celle-ci prend en compte les différents critères que sont la puissance de sortie, la variation du courant de sortie avant filtrage, ainsi que le courant maximum dans une branche (ce qui est une image de la tension maximum que devra supporter le condensateur résonant). Elle est réalisée grâce à une méthode de Monte-Carlo : des jeux de valeurs d'éléments résonants sont tirés aléatoirement dans un intervalle choisi.

Ces statistiques sont réalisées *via* mille tirages en utilisant une loi de distribution uniforme puisqu'il n'est pas possible de prévoir la distribution réelle. En effet, au moins deux stratégies peuvent être employées par les fabricants : Soit ceux-ci sont capables de fabriquer directement des composants avec les bonnes tolérances et la loi de distribution dépend de ces procédés (une distribution gaussienne est alors généralement représentative) ; soit un tri des composants est effectué et les composants les plus proches des valeurs nominales sont mis de côté afin d'être vendus plus cher (la distribution présente alors un « trou » au centre pour les composants vendus). D'autres possibilités existent, notamment dans le cas de fabrication en petite série où chaque lot possède sa propre distribution.

La Fig. 9 montre l'évolution de la puissance de sortie maximale, minimale et moyenne avec la tolérance  $\Delta$  des éléments résonants. Les performances du convertisseur décroissent rapidement avec la tolérance sur les éléments. Dans les pires des cas, le convertisseur n'est plus capable de faire transiter que 60% de sa puissance nominale pour des tolérances de seulement 6% sur les éléments  $L$  et  $C$ .

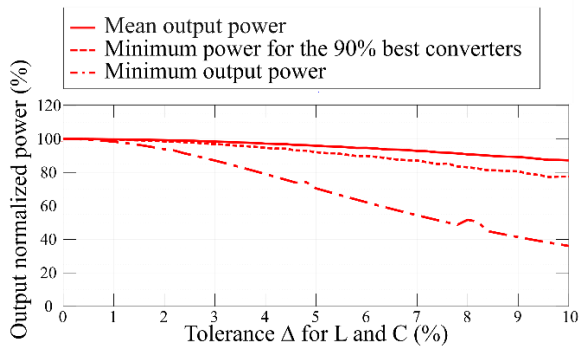


Fig. 9 Évolution de la puissance de sortie d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

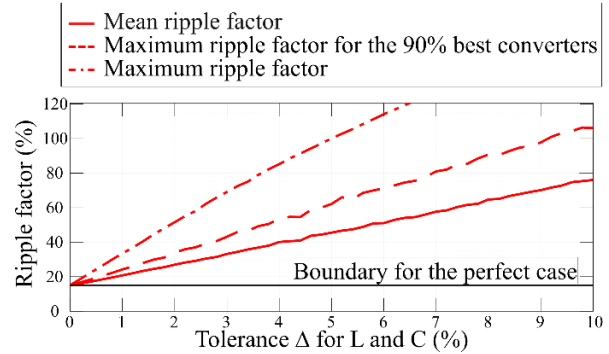


Fig. 10 Évolution de l'ondulation du courant de sortie d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

Cependant, le comportement de la majorité des convertisseurs ne se détériore pas aussi rapidement. Pour une tolérance de 5%, 90% des convertisseurs sont toujours capables de faire transiter plus de 93% de la puissance nominale, comme le montre la Fig. 9. La puissance moyenne de l'ensemble des convertisseurs est supérieure à 95%.

La Fig. 10 montre l'évolution des ondulations de courant de sortie maximales minimales et moyennes avec la tolérance sur les éléments résonants. La courbe en pointillés représente la pire ondulation de courant parmi les 90% meilleurs convertisseurs (en rapport à ce critère). Celle-ci croît avec l'augmentation de la tolérance sur les composants. Ce facteur est impactant pour les convertisseurs puisqu'une tolérance de 3% signifie qu'un convertisseur sur dix présentera une sur-ondulation d'au moins 25%.

La Fig. 11 montre l'évolution du courant maximum dans une branche selon la tolérance sur les éléments résonants. Elle est bornée et ne dépasse pas 20% dans le cas étudié. Le calibre en courant du condensateur résonant ne doit donc être surdimensionné que de 20% afin de garantir un fonctionnement correct en cas de déséquilibre des éléments résonants.

Finalement, la Fig. 12 permet d'étudier l'impact du facteur de qualité du circuit sur la puissance et le taux d'ondulation du courant en sortie. Celle-ci montre qu'une diminution du facteur de qualité du circuit résonant permet bien de diminuer l'impact de la déviation des valeurs de celui-ci. La phase étant aussi moins décalée, le redressement est de meilleure qualité et amène moins de distorsion sur le courant de sortie. Cependant, cette étude est réalisée en ne considérant que le fondamental et l'impact des harmoniques qui pourraient potentiellement être mal filtrés n'est pas pris en compte. Ces harmoniques sont cependant hauts en fréquences puisque les tensions ne génèrent que des composantes fréquentielles impaires et que la configuration topologique du circuit interdit la circulation de courants de rang trois.

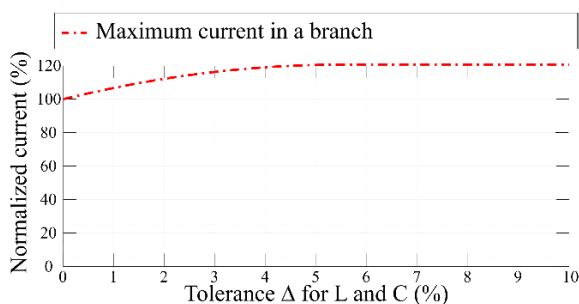


Fig. 11 Evolution du courant maximum dans une branche d'un TPSRC selon la tolérance sur les éléments résonants [4]

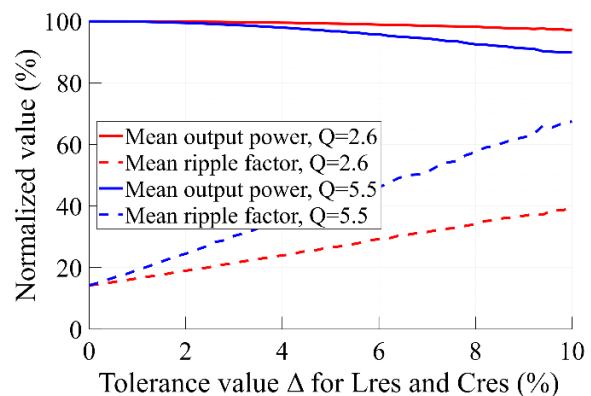


Fig. 12 Evolution de la puissance moyenne et de l'ondulation du courant de sortie pour deux valeurs de facteur de qualité du circuit [4]

### IV-3 Modèle et dimensionnement de transformateur triphasé

La partie précédente a montré que l'équilibrage des courants dans le convertisseur peut être facilité par le choix d'un facteur de qualité adéquat. Cependant, une conception limitant naturellement le déséquilibre entre les éléments résonants permet de relâcher les contraintes de dimensionnement.

Le choix d'utiliser l'inductance de fuite du transformateur comme inductance série diminue le nombre de composants constituant le convertisseur. Cela permet ainsi de limiter ses pertes. Cependant, dans le cas d'un transformateur triphasé « en ligne » (Fig. 13) sans entrefer, la reluctance vue par le bobinage de la jambe centrale diffère de celle des jambes externes. Ceci provoque une disparité des inductances et occasionne un déséquilibre sur les phases du convertisseur.



Fig. 13 Demi-pot constituant un transformateur triphasé « en ligne ». Image provenant de [5]

#### 3.1 Extraction des paramètres du modèle monophasé équivalent d'un transformateur triphasé

Afin de quantifier le déséquilibre occasionné par un transformateur triphasé « en ligne », un modèle monophasé équivalent peut être obtenu. Pour cela, les équations décrivant la tension sur chaque enroulement sont écrites Eq. 13 et Eq. 14 en négligeant la chute de tension ohmique. Les bobinages primaires sont nommés 1,2,3 et les secondaires a,b,c tel que présenté Fig. 14.

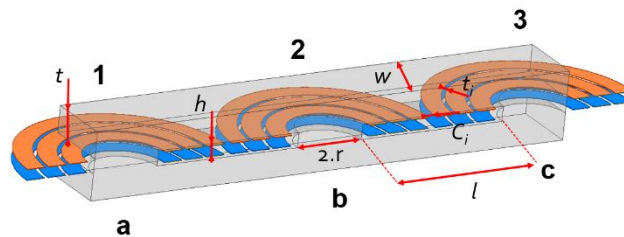


Fig. 14 Vue en coupe d'un transformateur triphasé « en ligne »

Dans cette partie, un exemple sera développé concernant les bobinages 1 et a, une permutation circulaire permet d'obtenir les relations concernant les autres couples.

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + M_{1a} \frac{di_a}{dt} + M_{1b} \frac{di_b}{dt} + M_{1c} \frac{di_c}{dt} \quad \text{Eq. 13}$$

$$v_i = L_i \frac{di_i}{dt} + \sum_{j \neq i} M_{ij} \frac{di_j}{dt}, (i, j) \in \{1, 2, 3, a, b, c\} \quad \text{Eq. 14}$$

Des mutuelles communes et différentielles peuvent être définies Eq. 15 et Eq. 16:

$$M_{idiff_{jk}} = \frac{M_{ij} - M_{ik}}{2} \quad \text{Eq. 15}$$

$$M_{icom_{jk}} = \frac{M_{ij} + M_{ik}}{2} \quad \text{Eq. 16}$$

Ainsi, en considérant un point neutre flottant dans la structure triphasée, la somme des courants est nulle ce qui permet de réécrire Eq. 13 à l'aide d'Eq. 15 et Eq. 16 :

$$v_1 = (L_1 - M_{1com_{23}}) \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{1diff_{23}} \cdot \frac{d(i_2 - i_3)}{dt} + (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{adiff_{bc}} \cdot \frac{d(i_b - i_c)}{dt} \quad \text{Eq. 17}$$

En supposant un déséquilibre faible entre les jambes, le flux généré par un enroulement primaire ou secondaire se répartit environ équitablement dans les deux autres bobinages. L'ordre de grandeur des mutuelles entre bobinages primaires (respectivement secondaire) sur des jambes différentes est de la moitié de l'inductance propre. Cela induit Eq. 18. Cette hypothèse sera discutée dans un second temps.



$$L_i \approx 2 \cdot M_{ij} \mid \forall i, j \in \{1,2,3\}, i \neq j \quad \text{Eq. 18}$$

$$L_i \approx 2 \cdot M_{ij} \mid \forall i, j \in \{a,b,c\}, i \neq j$$

$$\text{D'où Eq. 19 : } \begin{cases} \left| (L_1 - M_{1com_{23}}) \cdot \frac{di_1}{dt} \right| \gg \left| M_{1diff_{23}} \cdot \frac{d(i_2 - i_3)}{dt} \right| \\ \left| (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \cdot \frac{di_a}{dt} \right| \gg \left| M_{adiff_{bc}} \cdot \frac{d(i_b - i_c)}{dt} \right| \end{cases} \quad \text{Eq. 19}$$

Finalement, le système d'Eq. 20 est obtenue grâce à Eq. 17 et Eq. 19:

$$\begin{cases} v_1 \approx L'_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M'_{1a} \cdot \frac{di_a}{dt} \\ v_a \approx L'_a \cdot \frac{di_a}{dt} + M'_{1a} \cdot \frac{di_1}{dt} \\ L'_1 = (L_1 - M_{1com_{23}}), L'_a = (L_a - M_{acom_{bc}}) \\ M'_{1a} = (M_{1a} - M_{acom_{bc}}) \approx (M_{1a} - M_{1com_{23}}) \end{cases} \quad \text{Eq. 20}$$

Ces équations sont similaires à celles d'un transformateur monophasé entre le bobinage 1 et le bobinage a dont l'inductance propre est  $L'_1$  et la mutuelle  $M'_{1a}$ . Des expressions similaires sont obtenues pour les autres couples de bobines.

Les expressions des inductances magnétisantes et de fuites correspondantes à ce transformateur sont données par le système d'Eq. 21 :

$$\begin{cases} L_{mag} = \frac{M'^2_{1a}}{L'_a} = \frac{\left( M_{1a} - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)^2}{\left( L_a - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)} \\ L_{ser} = L_1 - \left( \frac{M_{12} + M_{13}}{2} + \frac{\left( M_{1a} - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)^2}{\left( L_a - \frac{(M_{ab} + M_{ac})}{2} \right)} \right) \end{cases} \quad \text{Eq. 21}$$

Dans le cadre d'un transformateur en ligne, en considérant ses symétries (Fig. 14), il est possible de relier chaque inductance propre et mutuelle à une seule inductance de référence au travers des coefficients de couplages Eq. 22. Dans la définition proposée, le transformateur possède un rapport de transformation  $m=1$  ce qui correspond aux nécessités de l'application IBIS.

$$\begin{cases} L_2 = L_b = L_+ \\ L_1 = L_a = L_3 = L_c = L_- = k_{Lm} \cdot L_+ \\ M_{1a} = M_{3c} = M_{direct-} = k_{Mdm} \cdot L_+ \\ M_{2b} = M_{direct+} = k_{Mdp} \cdot L_+ \\ M_{12} = M_{ab} = M_{23} = M_{bc} = M_{cross+} = k_{Mcp} \cdot L_+ / 2 \\ M_{13} = M_{ac} = M_{cross-} = k_{Mcm} \cdot L_+ / 2 \end{cases} \quad \text{Eq. 22}$$

Cela permet alors d'exprimer les différentes inductances de fuite et magnétisantes des trois transformateurs monophasés équivalents correspondants au modèle du transformateur triphasé (Eq. 23). Étant donné la topologie symétrique, les transformateurs correspondants aux bobines  $\{1 ; a\}$  et  $\{3 ; b\}$  sont nécessairement les mêmes.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{mag_{3c}^{1a}} = \frac{L_+}{4} \cdot \frac{(4 \cdot k_{Mdm} - k_{Mcp} - k_{Mcm})^2}{4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm}} \\ L_{mag_{2b}} = \frac{L_+}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k_{Mdp} - k_{Mcp})^2}{2 - k_{Mcp}} \\ L_{ser_{3c}^{1a}} = \frac{L_+}{4} \cdot \left[ 4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm} - \frac{(4 \cdot k_{Mdm} - k_{Mcp} - k_{Mcm})^2}{4 \cdot k_{Lm} - k_{Mcp} - k_{Mcm}} \right] \\ L_{ser_{2b}} = \frac{L_+}{2} \cdot \left[ 2 - k_{Mcp} - \frac{(2 \cdot k_{Mdp} - k_{Mcp})^2}{2 - k_{Mcp}} \right] \end{array} \right. \quad Eq. 23$$

Une simulation numérique du transformateur présenté Fig. 14 est alors réalisée dans deux configurations. Dans la première, il possède trois spires, dans la deuxième cinq. Les autres paramètres de simulation sont maintenus identiques et sont indiqués Tab. 4.

Pour le cas  $n=3$  spires, les résultats sont présentés dans la matrice d'inductance Eq. 24.

Grâce à Eq. 23, les paramètres des transformateurs monophasés associés sont présentés Tab. 5. La perte de puissance transmise est indiquée, basée sur le modèle développé dans la partie 2.3.

Paramètres		Cas 1	Cas 2
Nombre de spires	n	3	5
Rayon de la colonne	r	4,51 mm	4,51 mm
Hauteur de colonne	h	2,00 mm	2,00 mm
Epaisseur de ferrite	t	3,54 mm	3,54 mm
Profondeur du pot	w	18,1 mm	18,1 mm
Isolation interbobines	$C_i$	1,00 mm	1,00 mm
Isolation inter-pistes	$t_i$	500 $\mu$ m	500 $\mu$ m
Distance entre colonne	l	20.0 mm	20.0 mm
Perméabilité relative	$\mu_r$	1000	1000

Tab. 4 Paramètres de simulation du transformateur de la Fig. 14

$$\begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1a} & M_{1b} & M_{1c} \\ & L_2 & M_{23} & M_{2a} & M_{2b} & M_{2c} \\ & & L_3 & L_{3a} & L_{3b} & L_{3c} \\ & & // & L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ & & & & L_b & L_{bc} \\ & & & & & L_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 12.4 & -11.1 & -0.6 & 12.4 & -11.1 & -0.6 \\ & 23.1 & -11.1 & -11.1 & 23.1 & -11.1 \\ & & 12.4 & -0.6 & -11.1 & 12.4 \\ & & // & 12.4 & -11.1 & -0.6 \\ & & & & 23.1 & -11.1 \\ & & & & & 12.4 \end{pmatrix} \mu H \quad Eq. 24$$

Comme attendu, augmenter le nombre de tours augmente l'inductance magnétisante ainsi que l'inductance de fuite (l'espace entre spires est maintenu constant). Dans les deux cas, l'inductance magnétisante correspondant à la jambe centrale

Paramètre	Cas 1	Cas 2
$L_{mag_{3c}^{1a}}$	18,1 $\mu$ H	50,5 $\mu$ H
$L_{mag_{2b}}$	34,1 $\mu$ H	94,8 $\mu$ H

est plus importante que celle correspondant aux jambes externes. Ce phénomène se retrouve pour l'inductance de fuite.

Le déséquilibre entre ces inductances de fuite est mineur lorsque le nombre de tour est faible (2,1% pour  $n=3$  tours) mais augmente avec le nombre de spires (4,4% pour  $n=5$  tours). Si ces valeurs peuvent sembler faible, la Fig. 16 et la Tab. 5 montrent que le déséquilibre qu'elles apportent est rapidement non négligeable lorsque le nombre de spires augmente.

$\Delta L_{mag}$	46,9 %	46,7 %
$L_{ser_{3c}^{1a}}$	97,9 nH	276 nH
$L_{ser_{2b}}$	99,9 nH	288 nH
$\Delta L_{ser}$	2,1 %	4,4 %
$\Delta P$	0,4 %	11,9 %

Tab. 5 Résultats des éléments des modèles monophasés correspondant aux transformateurs triphasés simulés

Pour un fonctionnement en DCX, si les inductances magnétisantes sont suffisamment élevées, l'impact de leurs disparités sur le fonctionnement du convertisseur est négligeable excepté pour les pertes dues à la commutation en ZVS.

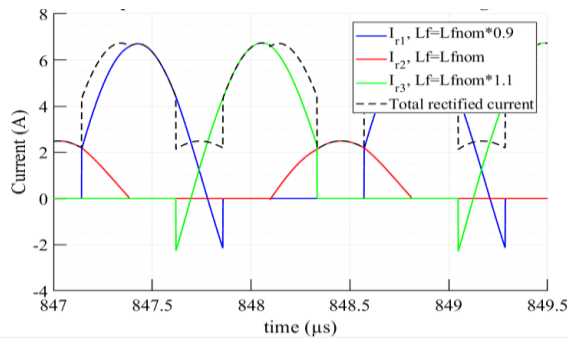


Fig. 15 Formes d'onde des courants redressés dans un TPSRC lorsque  $L_2=L_{NOM}$ ,  $L_1=L_{NOM}-10\%$  et  $L_2=L_{NOM}+10\%$

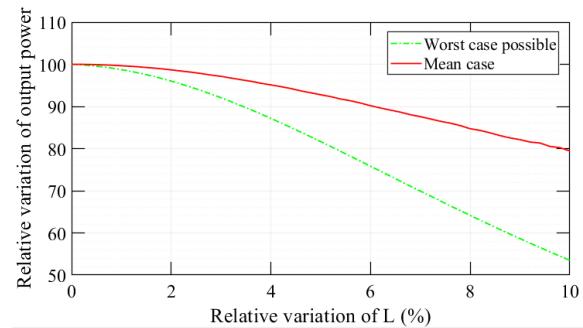


Fig. 16 Variation de la puissance de sortie dans le cas moyen et dans le pire cas lorsque les inductances des bras présentent des variations par rapport à leurs valeurs nominales.

Ainsi, la structure de transformateur triphasé « en ligne » est adaptée aux convertisseurs à résonance série triphasés si le nombre de spire sur le transformateur est faible. Cela concerne généralement les convertisseurs basse tension.

L'hypothèse traduite par l'Eq. 19 peut être observée à l'aune des résultats de simulation présentés Eq. 24. Ces résultats montrent qu'Eq. 18 n'est pas vraiment respectée et que le flux issu des bobines externes se répartit majoritairement dans la bobine centrale et très peu dans la bobine opposée. Il s'agit alors d'une situation de pire cas pour les hypothèses avancées. Ainsi,  $(L_1 - M_{1com_{23}}) = 18,3$  tandis que  $M_{1diff_{23}} \cdot \sqrt{3} = -9,2$  (le facteur  $\sqrt{3}$  correspond au module des courants de phase par rapport au module des courants de ligne). Bien qu'un rapport deux existe, il n'est pas correct de considérer un terme négligeable devant l'autre. La présence éventuelle d'un entrefer permettrait de rééquilibrer les flux au prix d'une diminution de la valeur de l'inductance magnétisante. Pour la jambe centrale, Eq. 24 indique bien que le flux se répartit équitablement dans les deux autres jambes. Dans ce cas,  $M_{2diff_{13}} = 0$  et est bien négligeable.

Les éléments présentés précédemment montrent un intérêt à utiliser une structure de transformateur symétrique à l'égard des bobinages. Ainsi, la partie suivante propose un dimensionnement d'un tel composant.

### 3.2 Dimensionnement physique d'un transformateur triphasé équilibré

Un transformateur triphasé symétrique par rotation de  $120^\circ$  est proposé Fig. 17. Sur cette figure, les bobinages primaires sont en bleu et secondaires en orange. La structure est également symétrique selon un plan qui coupe chacune des colonnes à mi-hauteur. La partie onduleur du convertisseur associé serait réalisée sur la face supérieure du transformateur. La partie redressement sur la face inférieure.

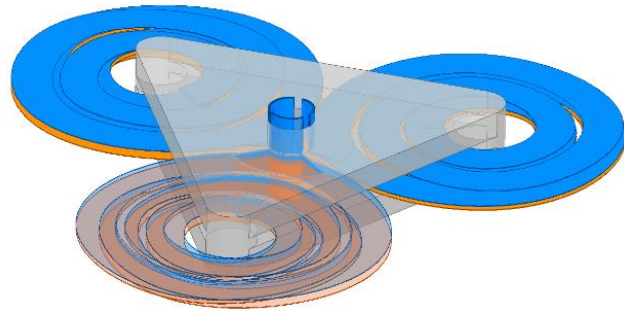


Fig. 17 Modèle 3D de transformateur proposé

L'objectif de cette topologie est double. Premièrement, elle doit permettre d'obtenir les mêmes comportements pour chacun des bobinages. Deuxièmement, les arrivées de courants étant situées au-dessus de la partie supérieure du pot avec l'électronique, les longueurs de connectiques pour accéder aux bobinages sont égales et minimisées. Cette méthode permet également d'obtenir un point milieu enfoui à l'intérieur du PCB si les bobinages sont réalisés avec un nombre pair de couches (ce qui facilite la maîtrise de la fermeture des flux –voir Annexe I-). Cela diminue également les longueurs de raccordement. Elle possède cependant de mauvaises performances thermiques si l'électronique du convertisseur est posée directement sur chacune des faces du transformateur puisque ses pertes ne peuvent alors être évacuées que par les côtés et les bobinages.

Les paramètres géométriques servant à la description d'un pot optimisé par rapport à celui de la Fig. 17 sont montrés Fig. 18. Une vue en coupe est associée Fig. 19.

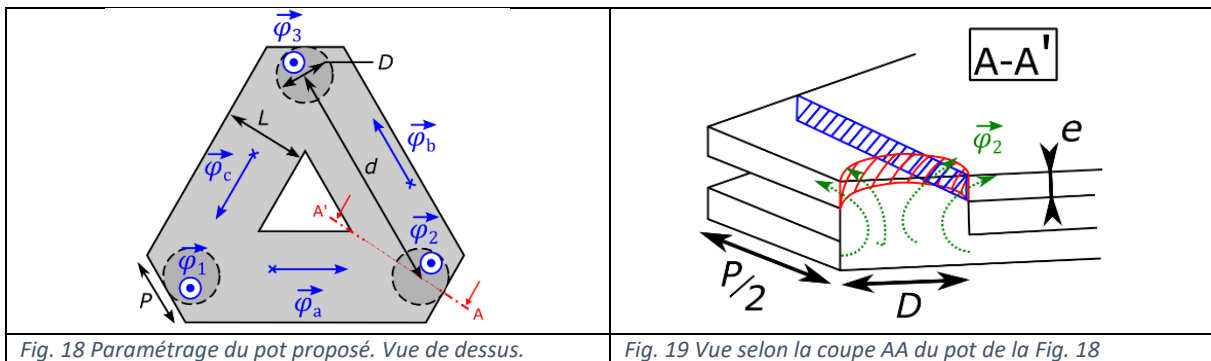


Fig. 18 Paramétrage du pot proposé. Vue de dessus.

Fig. 19 Vue selon la coupe AA du pot de la Fig. 18

Chacun de ces paramètres est explicité dans le paragraphe suivant

#### 3.2.1 Dimensionnement des colonnes

##### 3.2.1.1 Diamètre des jambes (D)

En considérant un flux  $\varphi$  homogène dans les colonnes magnétiques, Le diamètre  $D$  d'une colonne est calculé selon l'induction  $B_{max}$  désirée Eq. 25.

$$D = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{\varphi_{max}}{B_{max}}} \quad \text{Eq. 25}$$

Dans un cas idéal de convertisseur à résonance série triphasé connecté en étoile, les redresseurs synchrones du secondaire appliquent une tension carrée d'amplitude  $U_{dc}$  de laquelle est soustraite la

$$D = \sqrt{\frac{4}{9\pi} \cdot \frac{U_{dc}}{n.f.B_{max}}} \quad \text{Eq. 26}$$

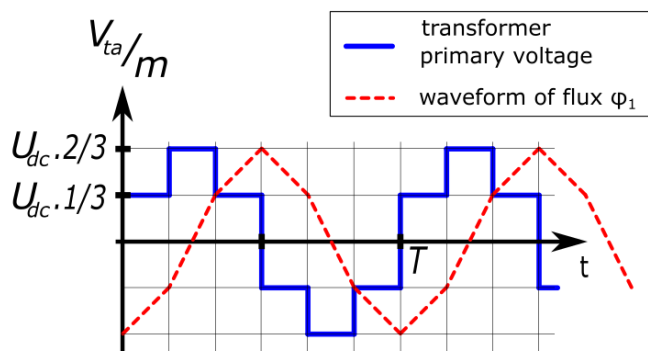


Fig. 20 Tension appliquée sur un enroulement du transformateur ramenée au primaire et flux magnétique correspondant.

tension créneau du point milieu. Cette tension résultante est imposée sur l'enroulement du transformateur et génère les flux de la Fig. 20. Le convertisseur fonctionnant en DCX, ses tensions d'entrée et de sortie sont très proches et  $D$  peut être relié à la tension d'entrée/de sortie du convertisseur  $U_{dc}$  au travers de sa fréquence d'utilisation et de son nombre de spires Eq. 26.

### 3.2.1.2 Distance entre colonnes ( $d$ )

La distance  $d$  séparant les colonnes est définie par six paramètres : le diamètre des colonnes  $D$ , le nombre de spires  $n$ , leur largeur  $w_t$ , la distance d'isolation entre deux tours  $t_{iso}$ , celle entre le ferrite et le bobinage  $t_{cw}$  et celle entre deux bobinages  $t_{ww}$ . Cette distance est calculée grâce à Eq. 27.

$$d = D + 2 \cdot t_{cw} + t_{ww} + 2 \cdot (n - 1) \cdot t_{iso} + 2n \cdot w_t \quad \text{Eq. 27}$$

### 3.2.2 Dimensionnement de la culasse

#### 3.2.2.1 Épaisseur ( $e$ ) de la culasse et largeur minimum ( $P$ )

Le paramètre  $P$  permet d'éviter un goulet d'étranglement du flux à la sortie des colonnes. La Fig. 19 montre que deux zones potentiellement problématiques existent.

La première, en rouge, impose une épaisseur de pot minimum  $e_{min}$  afin que l'induction reste constante à la jonction entre colonne et culasse (Eq. 28).

$$e_{min} = D/4 \quad \text{Eq. 28}$$

La seconde en bleu dépend du choix du paramètre  $P$ . Il s'agit de la surface s'appuyant sur le plus court segment tangent à la colonne et atteignant le côté de la culasse. Le calcul proposé Eq. 29 permet alors d'assurer que cette surface est suffisante pour que l'induction ne dépasse pas  $B_{max}$ . Il s'agit d'une approximation. En effet, en vue du dessus, le segment considéré le plus court « coupe » la colonne. Cela signifie qu'une partie du flux n'a pas besoin de la traverser. Cette partie est considérée suffisamment faible pour être négligée.

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \sqrt{\frac{P^2}{4} + D^2} \\ e'_{min} = \frac{\pi \cdot D^2}{8 \cdot a \cdot \cos\left(\frac{-\pi}{6} + \tan^{-1}\left(\frac{2 \cdot D}{P}\right)\right)} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 29}$$

Ainsi, l'épaisseur doit être choisie supérieure aux deux valeurs  $e_{min}$  et  $e'_{min}$ . Sa détermination peut être réalisée par un modèle thermique. En effet, plus  $e$  est choisi petit, plus  $P$  sera grand. Cela permet d'augmenter la surface d'échange thermique au prix d'une augmentation de la surface occupée.

#### 3.2.2.2 Largeur de culasse ( $L$ )

Les flux  $\varphi_{a,b,c}$  circulant d'une colonne à l'autre (Fig. 18) sont calculés à l'aide d'Eq. 30.  $\varphi_{1,2,3}$  sont les flux dans les colonnes correspondantes. Leur évolution temporelle est présentée Fig. 21. En utilisant l'épaisseur  $e$  de la culasse, Eq. 31 permet de garantir une induction égale dans les colonnes et dans la culasse selon une moyenne géométrique.

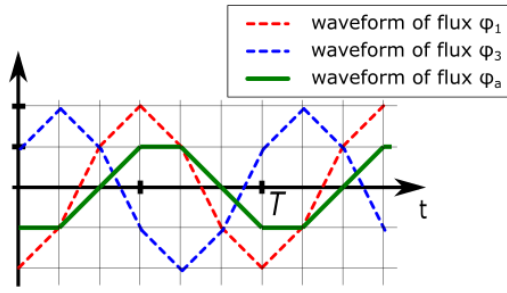


Fig. 21 Évolution des flux dans les colonnes [6]

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 30}$$

$$L = \frac{\pi.D^2}{8.e} \quad \text{Eq. 31}$$

### 3.2.3 Contraintes sur le nombre de spires

Les structures *SRC* et *LLC* fonctionnant en *DCX* nécessitent une valeur de courant magnétisant minimale afin de commuter en mode *ZVS*. Ce courant permet de décharger la capacité de sortie équivalente des transistors  $C_{oss}$ . Pour cela, la valeur d'inductance magnétisante doit être maîtrisée.

Une fois définis les paramètres géométriques du transformateur, les valeurs de reluctance pour chaque enroulement peuvent être approximées avec  $h$  la hauteur d'une colonne. Cela permet par la suite de calculer la valeur de l'inductance magnétisante des enroulements Eq. 32, Eq. 33.

$$\mathcal{R} = \frac{d + \frac{3}{2}h}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L \cdot e} \quad \text{Eq. 32}$$

$$L_{mag} \approx \frac{n^2}{2 \cdot \mathcal{R}} \quad \text{Eq. 33}$$

Pour une tension d'entrée  $U_{dc}$  donnée, la valeur de courant magnétisant  $i_{magMax}$  est atteinte lors du temps mort. Sa valeur est donnée Eq. 34.

$$i_{magMax} = \frac{U_{dc}}{9 \cdot f \cdot L_{mag}} \quad \text{Eq. 34}$$

Ainsi, pour une capacité de sortie équivalente  $C_{oss}$  donnée, si la durée du temps mort correspond à  $x\%$  de la période de découpage  $T = 1/f$ , et en supposant le courant magnétisant constant lors de la commutation, une contrainte sur celui-ci est obtenue Eq. 35.

$$i_{magMax} \geq \frac{C_{oss} \cdot U_{dc} \cdot 100 \cdot f}{x} \quad \text{Eq. 35}$$

Cette équation permet alors à son tour de définir un nombre maximum de spires pour le circuit du transformateur.

$$n \leq \sqrt{\frac{2 \cdot \mathcal{R} \cdot x / 100}{9 \cdot f^2 \cdot C_{oss}}} \quad \text{Eq. 36}$$

Puisqu'une équation précédente utilise déjà le terme  $n$ , la résolution du problème de dimensionnement peut nécessiter plusieurs itérations.

La valeur de  $n$  ne doit pas être choisie trop faible car des pertes dues à la circulation d'un fort courant magnétisant apparaîtraient. De plus, les capacités parasites se déchargeraient rapidement, réduisant ainsi les temps morts et entraînant une difficulté à les maîtriser de façon précise pour assurer une parfaite commutation en mode *ZVS*. Enfin,  $n$  est employé pour équilibrer les pertes fer et cuivre (*c.f.* V) et ainsi limiter les pertes globales du transformateur.

### 3.2.4 Application du dimensionnement à une application précise

#### 3.2.4.1 Paramètres d'entrée du dimensionnement

La Tab. 6 décrit les paramètres d'entrée qui sont utilisés pour réaliser le dimensionnement géométrique du transformateur triphasé équilibré. Certaines valeurs telles que la largeur de piste et l'induction maximum peuvent être optimisés afin de diminuer ses pertes. Cette dernière est choisie afin que la densité de pertes soit inférieure à  $100 \text{ kW/m}^3$ .

Les distances d'isolations sont choisies selon la tension et les procédés de fabrication standard.

La hauteur de fenêtre est choisie afin de correspondre à l'épaisseur d'un PCB standard.

Paramètre	Valeur	Unité	
Fréquence	$f$	700	kHz
Tension d'entrée	$U_{dc}$	15	V
Puissance	$P$	100	W
Induction Maximum	$B_{max}$	30	mT
Isolation Ferrite-Bobinage	$t_{cwi}$	500	$\mu\text{m}$
Isolation entre pistes	$t_{iso}$	200	$\mu\text{m}$
Isolation entre bobinages	$t_{ww}$	500	$\mu\text{m}$
Largeur de piste	$w_t$	200	$\mu\text{m}$
Perméabilité relative du ferrite	$\mu_r$	1000	-
Hauteur de la fenêtre de bobinage	$h$	2	mm
Capacité de sortie équivalente	$C_{oss}$	200	pF
Portion de la période dédiée au temps mort	$x$	1	%

Tab. 6 Description des paramètres d'entrée du design du transformateur triphasé équilibré

#### 3.2.4.2 Paramètres de sortie du dimensionnement

Les paramètres de design du transformateur obtenus à l'aide des entrées de la Tab. 6 sont indiqués Tab. 7. Ils permettent de fabriquer un transformateur triphasé équilibré.

Les capacités inter-spires et inter-bobinages ne sont pas calculées.

Paramètre	Valeur	Unité	
Nombre de spires	$n$	4	-
Limite supérieure du nombre de spires	$n_{max}$	4.74	-
Première contrainte d'épaisseur de culasse	$e_{min}$	1.26	mm
Seconde contrainte d'épaisseur de culasse	$e_{min}'$	1.67	mm
Épaisseur de culasse	$e$	1.99	mm
Diamètre de colonne	$D$	5.03	mm
Distance entre colonnes	$d$	9.33	mm
Largeur minimum	$P$	8	mm
Largeur de culasse	$L$	4.98	mm

Tab. 7 Paramètres de sortie du design du transformateur triphasé équilibré

## IV-4 Réalisation d'un transformateur triphasé

L'un des avantages principaux d'un convertisseur *TPSRC* réside dans son transformateur triphasé. Un pot est fabriqué à partir de ferrites commerciales en format *EQ*. Ce pot permet d'avoir trois plans de symétrie axiale séparés de  $120^\circ$  afin que les enroulements soient équidistants. Les ferrites sont coupées en ligne droite à l'aide d'une scie diamantée tel qu'indiqué Fig. 22. L'espace réservé aux enroulements est conservé (ligne rouge sur la Fig. 22). Six éléments sont réalisés, ainsi que deux triangles équilatéraux. Ils sont ensuite collés ensemble afin d'obtenir deux demi-pots tel que montré Fig. 23. Un jeu fonctionnel est laissé aux angles des ferrites afin d'éviter l'hyperstatisme. Ceci permet d'éviter l'introduction d'un entrefer plus important que l'épaisseur de colle ( $\#10 \mu\text{m}$ ). Le passage du flux par le triangle central limite son impact.

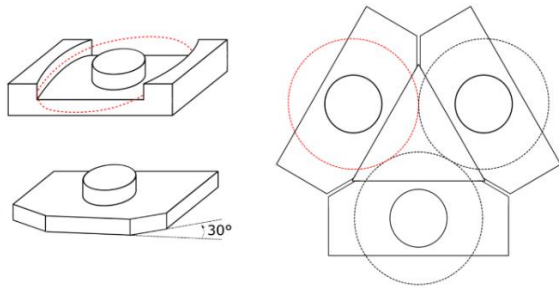


Fig. 22 Modification du pot EQ commercial afin de fabriquer le transformateur triphasé.



Fig. 23 Demi pot fabriqué

Un PCB double face est utilisé pour réaliser des bobinages comportant deux tours chacun et servant de primaire et de secondaire.

Le transformateur est ensuite caractérisé à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel *Agilent technologies E5061B*. Les mesures des modules de l'inductance propre du bobinage 1 et de la mutuelle entre les bobinages primaires 1 et 2 sont montrées Fig. 24. Ces valeurs sont stables jusqu'à 1 MHz ce qui correspond au matériau N49 utilisé. Les valeurs obtenues pour la mutuelle sont proches de la moitié de celles obtenues pour l'inductance propre. Cela était attendu puisque le flux généré par un bobinage doit circuler en part égale dans les deux autres si la structure est bien symétrique.

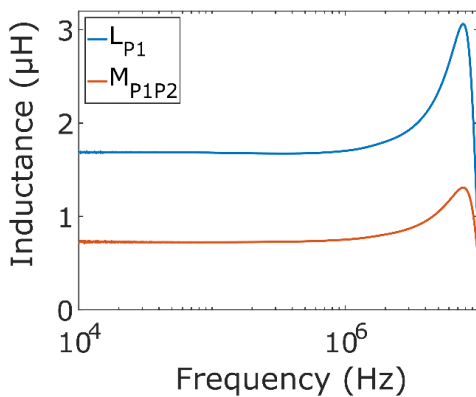


Fig. 24 Evolution d'une inductance propre et d'une mutuelle selon la fréquence

	$P_1$	$S_1$	$P_2$	$S_2$	$P_3$	$S_3$
$P_1$	1.7	-1.6	-0.74	0.74	-0.56	0.56
$S_1$		1.7	0.74	-0.74	0.56	-0.56
$P_2$			1.7	-1.60	-0.54	0.54
$S_2$				1.7	0.54	-0.54
$P_3$		//			1.5	-1.4
$S_3$						1.5

Fig. 25 Couplage des différents bobinages primaires et secondaires (valeurs en  $\mu H$ )

La matrice d'inductance obtenue à 700 kHz est présentée Fig. 25. Les enroulements primaires et secondaires sont nommés  $P_i, i=\{1,2,3\}$ ,  $S_i, i=\{1,2,3\}$  respectivement. Sur cette figure, les enroulements de la troisième jambe  $P_3$  et  $S_3$  présentent une inductance propre 12% plus faible que les autres. Cela pourrait être dû à un mauvais alignement des jambes de fermetures. Une autre possibilité est que l'épaisseur du film de colle ne soit pas uniforme. En effet, une épaisseur de 10  $\mu m$  introduit une réluctance de 150  $kH^{-1}$  ce qui représente 6% de la réluctance totale d'un chemin de flux.

Finalement, les inductances de fuites ramenées aux primaires peuvent être calculées et valent approximativement 170 nH. Cette valeur est trop élevée en regard de ce qui est présenté Fig. 6. Le design du transformateur doit donc être amélioré. Une des possibilités est d'utiliser un substrat PCB de moindre épaisseur afin de mieux coupler primaires et secondaires. Cependant, cela augmente la capacité inter-bobinages, ce qui diminue alors la fréquence maximum d'utilisation. L'assemblage du pot peut aussi être amélioré afin de diminuer les réluctances parasites. Un usinage à partir d'une plaque de ferrite pourrait permettre de diminuer le nombre de collages nécessaires, ce qui diminuerait le nombre d'entrefers non désirés.

Les valeurs de  $L_{ser}$  obtenues nécessitent d'avoir une valeur de condensateur  $C_{res}=250 nF$  afin d'avoir une fréquence de résonance proche de  $f_{res}=700 kHz$ . Cette valeur de condensateur plus élevée que



souhaité n'est pas un problème tant que le facteur de qualité reste faible. Cela permet en effet de maintenir la tension maximum à ses bornes  $U_c$  à des valeurs raisonnables (Eq. 37 avec  $f=f_{res}$ ).

$$U_{cmax} = \frac{P}{12.V_2.f.C} \quad \text{Eq. 37}$$

## Annexe I Observation sur la fermeture du flux

Un problème lié à l'emploi de transformateur triphasé « en ligne » est la connexion des différents bobinages. En particulier au niveau du point milieu.

Un scénario de « pire cas » considérant un transformateur dont les bobinages ne possèdent qu'un seul tour est présenté Fig. 26. Seuls les bobinages primaires sont montrés. Ils sont connectés en étoiles.

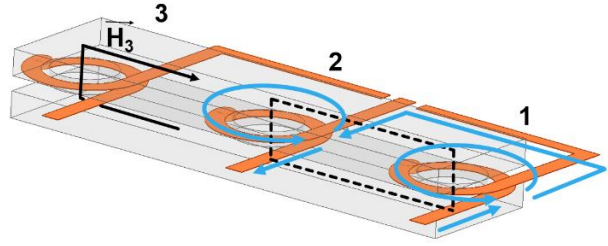


Fig. 26 Géométrie de transformateur triphasé en ligne considérée.

Cela déséquilibre le produit  $n.l$  de part et d'autre de chaque colonne.

L'application du théorème d'Ampère sur le contour en pointillé de la Fig. 26 et sur le même trajet autour des colonnes deux et trois permet d'écrire l'Eq. 38 liant l'intensité des champ  $H_i, i \in \{1,2,3\}$  dans chacune des colonnes. Pour cela, les champs sont supposés homogènes dans la colonne centrale et sur les trajets joignant le haut de la jambe centrale et le bas (en passant par les colonnes un et trois). La longueur  $l_2$  correspond alors à la hauteur de la jambe centrale et les longueurs  $l_1=l_3$  sont les longueurs reliant le haut et le bas de la colonne centrale par le circuit magnétique.

$$\begin{cases} H_1 \cdot l_1 - H_2 \cdot l_2 = i_1 - 2 \cdot i_2 \\ H_2 \cdot l_2 - H_3 \cdot l_3 = i_2 - 2 \cdot i_3 \end{cases} \quad \text{Eq. 38}$$

Pour un transformateur planar, il est supposé que  $l_1 = l_3 = \alpha \cdot l_2$  avec  $\alpha = 5$ .

En considérant un matériau linéaire de perméabilité  $\mu_r$ , des fuites nulles et une section de matériau  $S$  constante, les flux  $\varphi_i$  passant dans chaque colonne peuvent être exprimés Eq. 39.

$$\begin{cases} \mathcal{P} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S}{l_2} \\ 5 \cdot \varphi_1 - \varphi_2 = \mathcal{P}(i_1 - 2 \cdot i_2) \\ \varphi_2 - 5 \cdot \varphi_3 = \mathcal{P}(i_2 - 2 \cdot i_3) \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. 39}$$

Les tensions composées sont alors décrites par l'Eq. 40 en s'appuyant sur les flèches bleues de la Fig. 26.

$$\begin{cases} U_{21} = 2 \cdot \frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_2}{dt} \\ U_{32} = 2 \cdot \frac{d\varphi_2}{dt} - \frac{d\varphi_3}{dt} \\ U_{31} = \frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_3}{dt} + \frac{d(\varphi_1 + \varphi_2)}{dt} \end{cases} \quad \text{Eq. 40}$$

Finalement, cela permet d'écrire le système reliant les courants dans les bobinages aux tensions composées Eq. 41:

$$\begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{\mathcal{P}}{35} \cdot \begin{pmatrix} 17 & -37 & 6 \\ 34 & -9 & -32 \\ 8 & -3 & -26 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 41}$$

Ce système décrit un transformateur déséquilibré. Dans un cas plus général avec  $n$  le nombre de spire et un rapport de longueur  $\alpha$  quelconque, le système d'Eq. 42 est obtenu. Il tend vers un système équilibré lorsque le nombre de spires tend vers l'infini Eq. 43.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{\mathcal{P}}{\alpha(\alpha+2)} \cdot M \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ M = \begin{pmatrix} \alpha \cdot n(2n+1) + n(n+1) & -(\alpha(3n^2+3n+1) + n(n+1)) & \alpha n(n+1) - (n+1)^2 \\ -(\alpha n(n+1) - n^2) & \alpha(3n^2+3n+1) - n & -(\alpha(2n^2+3n+1) + n(n+1)) \\ \alpha n^2 + n(2n+1) & -(2n+1) & -(\alpha(n+1)^2 + 2n^2 + 3n+1) \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 42}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ \alpha \gg 2}} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \cdot L + o(\alpha n^2) & -3 \cdot L + o(\alpha n^2) & 1 \cdot L + o(\alpha n^2) \\ -1 \cdot L + o(\alpha n^2) & 3 \cdot L + o(\alpha n^2) & -2 \cdot L + o(\alpha n^2) \\ 1 \cdot L + o(\alpha n^2) & 0 + o(\alpha n^2) & -1 \cdot L + o(\alpha n^2) \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ L = n^2 \cdot \mathcal{P} / \alpha \end{array} \right. \quad \text{Eq. 43}$$

La conclusion de cette étude est que la connexion des bobinages en étoile telle que montrée Fig. 26 n'est pas une bonne pratique pour obtenir un transformateur équilibré. Il peut être supposé que le problème décrit s'étend au flux de fuite. Cependant, si le nombre de spires est suffisant, le système se rapproche du cas idéal.

Finalement, un moyen très simple de supprimer ce problème est de bobiner le transformateur de la manière illustrée Fig. 27. C'est-à-dire en réalisant le point milieu du même côté que l'arrivée de courant. Dans ce cas, la matrice de couplage devient indépendante du nombre de spires bien que la structure ne puisse être parfaitement équilibrée Eq. 44. Ceci est dû à la non symétrie du transformateur « en ligne ».

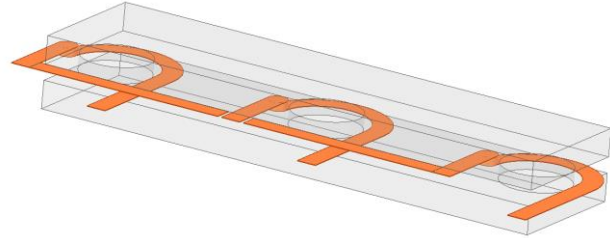


Fig. 27 Meilleure configuration de point milieu

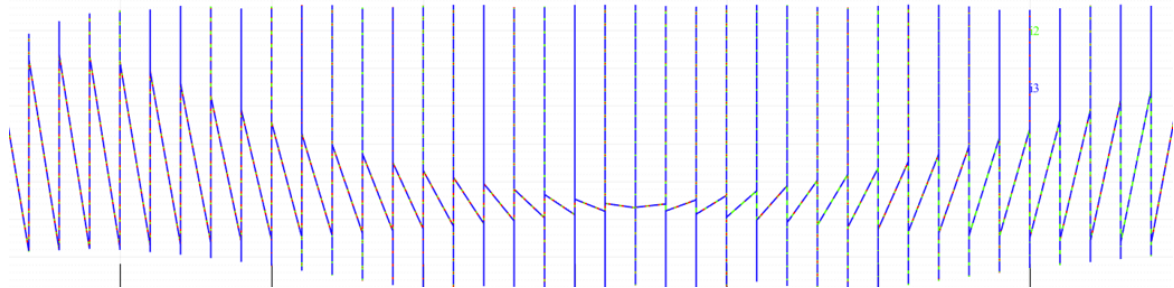
$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} U_{21} \\ U_{32} \\ U_{31} \end{pmatrix} = \frac{L}{\alpha+2} \cdot N \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \\ N = \begin{pmatrix} 2\alpha+1 & -3\alpha & \alpha-1 \\ 1-\alpha & 3\alpha & -1-2\alpha \\ \alpha+2 & 0 & -(\alpha+2) \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 44}$$

## Bibliographie

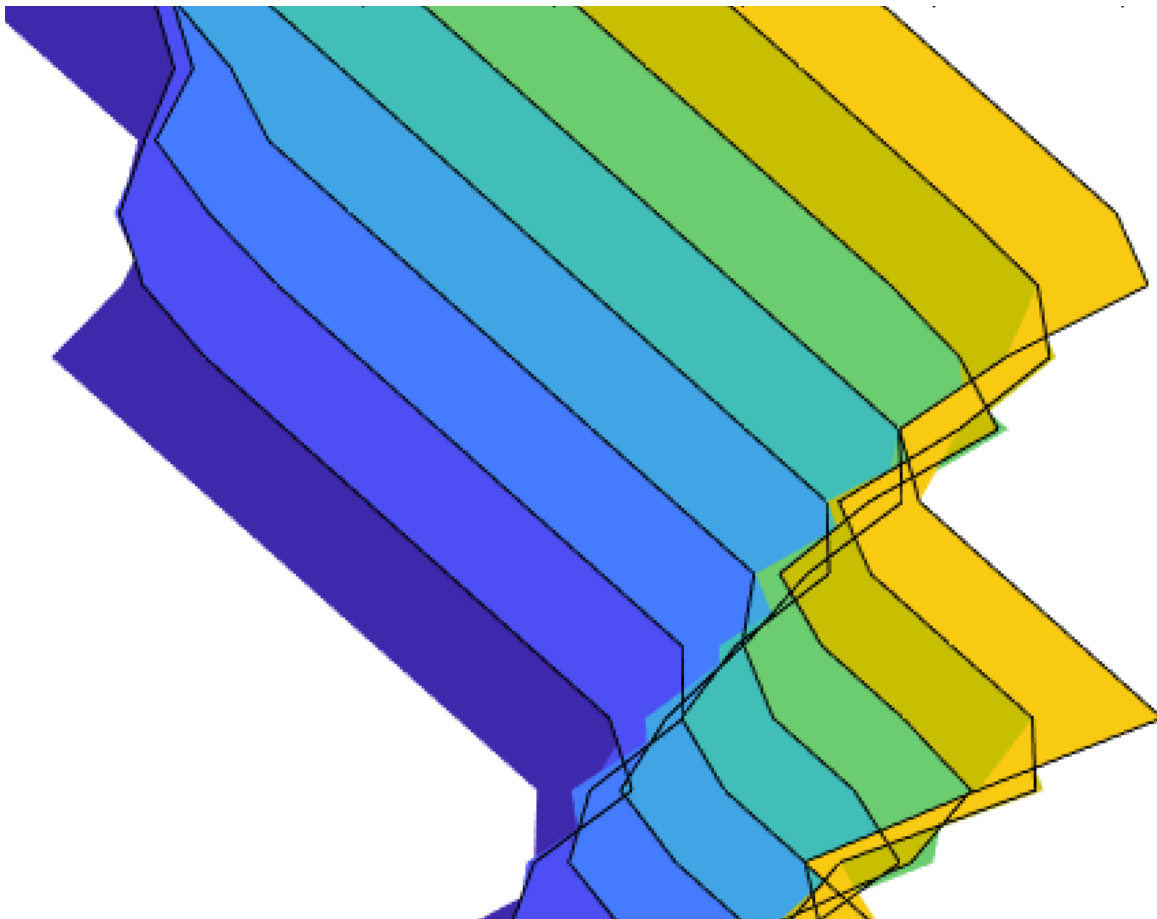
- [1] H.-S. Kim, J.-W. Baek, M.-H. Ryu, J.-H. Kim, et J.-H. Jung, « The High-Efficiency Isolated AC–DC Converter Using the Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter Employing the Y-Connected Rectifier », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 8, p. 4017-4028, août 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2290999.
- [2] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, et C. Botting, « Unbalanced Three-Phase LLC Resonant Converters: Analysis and Trigonometric Current Balancing », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 3, p. 2025-2038, mars 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2846526.
- [3] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, et G. Gattavari, « Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, sept. 2009, p. 1145-1152. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316510.
- [4] B. Loyer, M. Petit, et E. Laboure, « Conception and command of a three phase series resonant converter under unbalanced condition », in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2019, p. 1-8.
- [5] C. Fei, R. Gadelrab, Q. Li, et F. C. Lee, « High-Frequency Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter With GaN Devices and Integrated Planar Magnetics », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 7, n° 2, p. 653-663, juin 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2891317.
- [6] B. Loyer, M. Petit, M. Almanza, et E. Laboure, « Impact of a Non-Perfect Transformer in the Behavior of Three Phase Resonant Converter », in *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, juill. 2020, p. 1-8.



## Chapitre V - Design et modélisation de composant magnétique



*Oscillateur*



*Quasi-aquarelle*



## Table des matières

CHAPITRE V - DESIGN ET MODELISATION DE COMPOSANT MAGNETIQUE	131
V-1 PROPOSITION DE DIMENSIONNEMENT	134
<b>1.1 Principe</b>	<b>134</b>
1.1.1 Modèles de pertes	134
<b>1.2 Exploitation des modèles : recherche d'optima</b>	<b>137</b>
<b>1.3 Méthodes de bobinages</b>	<b>137</b>
1.3.1 Fil de Litz standard	139
1.3.1.1 Description	139
1.3.1.2 Modèles de pertes semi-analytiques	139
1.3.1.3 Dimensionnement numérique	141
1.3.1.4 Étude de la résistance selon le nombre de brins et leurs diamètres : lien avec l'inductance de fuite des transformateurs	142
1.3.2 Conducteurs Feuillards	147
1.3.2.1 Impacts des conducteurs plats	147
1.3.2.2 Méthode de parallélisation	149
1.3.2.3 Modélisation des composants magnétiques à conducteurs plats	151
V-2 METHODE DOUBLE SIMULATION 2D : MODELISATION GLOBALE DU COMPOSANT MAGNETIQUE	152
<b>2.1 Principe et application au SRC en DCX</b>	<b>153</b>
2.1.1 Correspondance entre objet réel et modèles	153
2.1.2 Extraction des paramètres inductifs	156
2.1.3 Méthodologie d'obtention des pertes	157
<b>2.2 Application au cas d'un SRC en DCX et Résultats</b>	<b>158</b>
2.2.1 Détermination des courants et paramètres de simulation	158
2.2.2 Résultats	159
<b>2.3 Comparaison avec simulation 2D simple et simulation 3D</b>	<b>162</b>
V-3 METHODE DE REALISATION DE BOBINAGE BASEE SUR DES PROCEDES PCB	164
<b>3.1 Fabrication</b>	<b>164</b>
<b>3.2 Réalisation et mesures</b>	<b>166</b>
CONCLUSION	168
BIBLIOGRAPHIE	169



Les topologies *SRC*, *TPSRC* et *LLC* permettent la commutation douce des transistors. Ce qui leur prodigue la capacité à monter en fréquence sans pour autant que leurs pertes par commutation ne deviennent pénalisantes. De plus, la valeur des éléments parasites peut alors être suffisante pour qu'ils deviennent fonctionnels (capacités parallèles des transistors, inductances de fuite et magnétisante des transformateurs). Cependant, cette augmentation des fréquences de découpage s'accompagne également d'une augmentation des densités volumiques de pertes fer qui contraint le refroidissement. Les tensions induites par les champs rayonnés croissent aussi et perturbent le cheminement des électrons dans les conducteurs, ce qui modifie les densités de courants.

Ainsi, le design du transformateur doit être particulièrement précautionneux au regard des conducteurs. Cette partie traite donc dans un premier temps du dimensionnement du circuit magnétique du transformateur puis compare trois méthodes de réalisation de bobinages : la première, utilisant le fil de Litz sera considérée comme la référence. La deuxième basée sur des feuillards est présentée comme une alternative prometteuse, en particulier pour les transformateurs planars. La troisième est une adaptation du principe des fils de Litz au PCB qui n'est présentée que pour le principe. La méthode du produit des aires a été présentée dans la partie II.3.2.3.2. Celle-ci montre des limitations, en particulier, elle ne fournit pas d'indications sur le choix de certains paramètres. La fréquence d'utilisation du convertisseur, le niveau d'induction maximum ou encore les densités de courant dans le transformateur représentent notamment des choix non triviaux.

Ainsi, avec cette méthode, le processus décisionnel doit être itéré autour des valeurs choisies. De plus, l'hypothèse de densité de courant homogène n'est plus réaliste au-delà d'une certaine fréquence. Ces éléments constituent la limite de cette technique qui ne permet pas au concepteur de choisir un transformateur parmi un ensemble de proposition dans un plan  $\{Pertes ; Volume\}$ .

## V-1 Proposition de dimensionnement

### 1.1 Principe

La méthode proposée consiste à inverser les équations du produit des aires. Un ensemble de paramètres : Section de circuit magnétique  $A_e$ , surface de la fenêtre de bobinage  $S_b$ , volume de circuit magnétique  $V_{fer}$  et de conducteurs  $V_{cuivre}$  de transformateurs disponibles sur le marché sont tabulés. En considérant fixés la fréquence de travail  $f$ , la puissance de sortie ainsi que le coefficient de bobinage  $k_b$ , l'Eq. 3 permet alors de déduire le produit  $\{B_{crete} \cdot j_{eff}\}$  pour chaque circuit magnétique. En considérant un ensemble de valeurs pour le nombre de spires secondaires  $n_2$ , des valeurs  $B_{crete}$  correspondantes sont arrêtées au travers de Eq. 1. Ceci fixe également les valeurs de  $j_{eff}$  (Eq. 2).

$$A_e = \frac{V_2}{4 \cdot n_2 \cdot B_{crete} \cdot f} \quad \text{Eq. 1}$$

$$S_b = \frac{2 \cdot n_2 \cdot I_{2eff}}{k_b \cdot j_{eff}} \quad \text{Eq. 2}$$

$$A_e \cdot S_b = \frac{I_{2eff} \cdot V_2}{2 \cdot k_b \cdot B_{crete} \cdot f \cdot j_{eff}} = \frac{P \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot k_b \cdot B_{crete} \cdot f \cdot j_{eff}} \quad \text{Eq. 3}$$

#### 1.1.1 Modèles de pertes

Les pertes cuivre sont évaluées dans un premier temps à l'aide d'Eq. 4. Pour cela, la densité de courant est supposée homogène et identique au primaire et au secondaire du transformateur. La compensation des « Ampères-tours » est supposée parfaite (le courant magnétisant est négligé).

$$P_{CuDC} = \rho_{Cu} \cdot \left( \frac{2 \cdot n_2 \cdot I_{2eff}}{S_b \cdot k_b} \right)^2 \cdot V_{Cu} \quad \text{Eq. 4}$$

Les pertes fer peuvent être modélisées à partir de courbes expérimentales fournies par les fabricants Fig. 2. Ces mesures peuvent être représentées par des faisceaux de droites en utilisant un plan à axes logarithmiques  $P_v = f(B_{crete})$  à différentes fréquences fixes (courbes en traits pleins sur la Fig. 1).

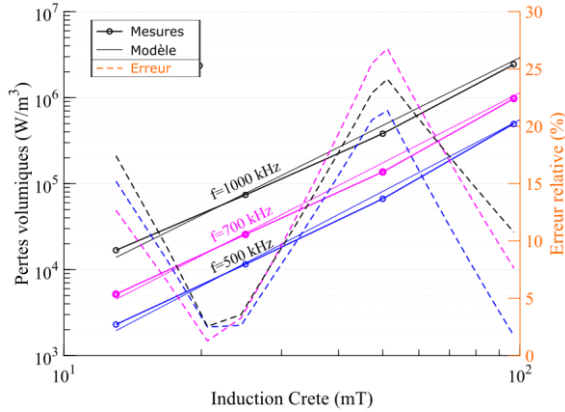


Fig. 1 Pertes fer en fonction de l'induction pour plusieurs fréquences pour un matériau N49 à 80°C. Seules trois fréquences sont représentées pour des questions de lisibilité.

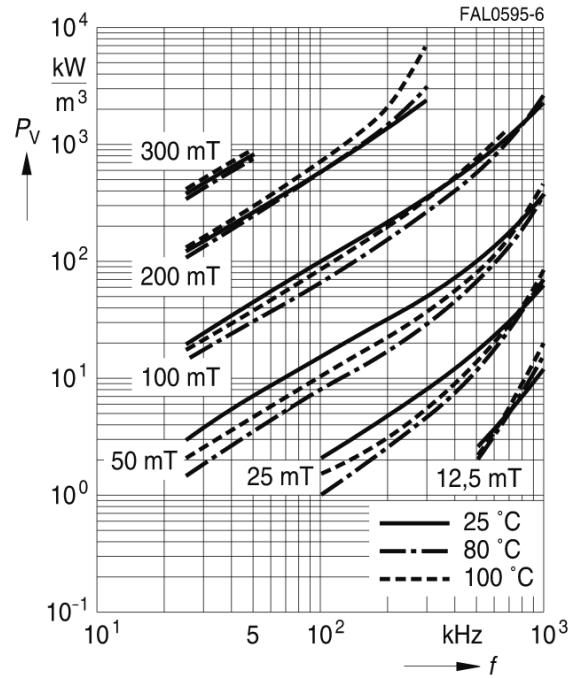


Fig. 2 Évolution des pertes volumiques d'un matériau ferrite N49 en fonction de l'induction crête, de la fréquence et de la température

Ainsi, une modélisation de type Eq. 5 peut représenter cette évolution. Les pentes  $b(f)$  et les origines  $a(f)$  des faisceaux de droites changent avec la fréquence (Tab. 1).

$$\ln(P_v) = a(f) + b(f) \cdot \ln(B_{crete}) \quad \text{Eq. 5}$$

Fréquence	a(f)	b(f)
200 kHz	19,17	3,11
300 kHz	20,08	3,26
500 kHz	19,30	2,70
700 kHz	19,77	2,61
1000 kHz	20,44	2,50

Tab. 1 Evolution de a(f) et b(f) décrits dans Eq. 5

Le modèle décrit Eq. 5 peut être rapproché des équations comportementales de Steinmetz étendues à deux plans décrites dans [1] (Eq. 6).

$$P_v = (k_1 \cdot f^{\alpha_1} + k_2 \cdot f^{\alpha_2}) \cdot B_{crete}^{\beta - \alpha_3 \cdot f} \quad \text{Eq. 6}$$

$$\ln(P_v) = \ln(k_1 \cdot f^{\alpha_1} + k_2 \cdot f^{\alpha_2}) + (\beta - \alpha_3 \cdot f) \cdot \ln(B_{crete}) \quad \text{Eq. 7}$$

En effet, en utilisant le logarithme de celle-ci, l'Eq. 7 est obtenue. Celle-ci fait correspondre quatre paramètres  $k_1, k_2, \alpha_1, \alpha_2$  à  $a(f)$  et deux à

$b(f)$  :  $\alpha_3$  et  $\beta$ . Ce dernier décrit lui aussi une droite lorsqu'il est tracé en fonction de la fréquence.

L'évaluation des six paramètres décrits est faite en deux étapes.

Dans la première, des régressions linéaires des courbes expérimentales de la Fig. 1 sont effectuées. Elles permettent de décrire l'évolution des paramètres  $a(f)$  et  $b(f)$  de l'Eq. 5 représenté Tab. 1.

Dans un second temps, ces courbes sont utilisées pour obtenir les quatre paramètres de  $a(f)$  et les deux de  $b(f)$  correspondants à l'Eq. 7 en minimisant un critère des moindres carrés. Un nombre minimal de quatre fréquences est ainsi requis pour déterminer l'ensemble des paramètres de  $a(f)$ , ce qui est également suffisant pour déterminer ceux de  $b(f)$ .

Une vérification des éléments du modèle obtenu peut alors être effectuée en traçant le facteur de mérite associé au matériau. Ce dernier représente le produit  $f \cdot B_{crete}$  qui conduit à des pertes volumiques données en fonction de la fréquence (typiquement  $500 \text{ kW/m}^3$ ). Ces figures nécessitent d'évaluer à l'aide de l'Eq. 6 la valeur de  $B_{crete}$  qui correspond aux pertes volumiques souhaitées pour

chaque valeur de fréquence considérée. Une méthode pour résoudre ce problème consiste à faire le calcul des pertes pour chaque fréquence à l'aide d'un vecteur de valeurs d'induction. La valeur à laquelle correspond un minimum sur la différence entre pertes volumiques souhaitées et calculées est alors retenue. Le résultat obtenu est affiché Fig. 3 en regard de la courbe fournie par le constructeur.

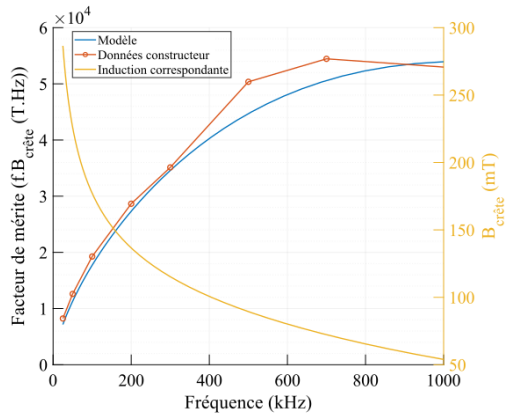


Fig. 3 Comparaison du facteur de mérite issu d'un modèle de Steinmetz mal paramétré et des données constructeur. Les paramètres sont :  $\alpha_1 = 1,01$ ;  $\alpha_2 = 2,97$ ;  $\alpha_3 = 2,81 \cdot 10^{-7}$ ;  $\beta_1 = 3,00$ ;  $k_1 = 786$ ;  $k_2 = 7,77 \cdot 10^{-10}$ ;

L'écart important entre l'évaluation du facteur de mérite par le fabricant et par le modèle reconstruit autour de 600 kHz peut s'expliquer par le mauvais conditionnement de l'Eq. 7. En effet, le jeu de paramètre  $\{k_1; \alpha_1\}$  peut avoir le même rôle que  $\{k_2; \alpha_2\}$  alors que l'un devrait traiter des basses fréquences et l'autre des plus hautes. Le faible nombre de mesures disponibles (TDK ne fournit des mesures que sur cinq fréquences dans le domaine d'intérêt) contribue également à limiter la stabilité de la solution.

Un compromis entre la justesse des courbes de type Fig. 1 et celles de type Fig. 3 est recherché. Ainsi, plutôt que partir des courbes de pertes volumiques pour obtenir les éléments du modèle, c'est la courbe de facteur de mérite qui est utilisée. Pour cela, des valeurs de départ d'un algorithme de minimisation sont issues des résultats précédents (courbes de type Fig. 1). Le nouveau jeu de paramètres décrit Tab. 2 permet d'obtenir la Fig. 4.

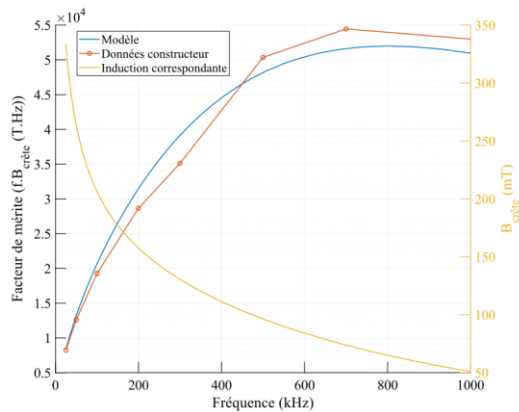


Fig. 4 Comparaison entre le facteur de mérite fourni par le constructeur et celui obtenu par le modèle de Eq. 6. Le niveau d'induction correspondant est indiqué. Cette figure est tracée à un niveau de pertes volumiques de 500 kW/m<sup>3</sup>. Les paramètres du modèle utilisés sont disponibles Tab. 2.

paramètres	valeurs
$\alpha_1$	0,9704
$\alpha_2$	2,948
$\alpha_3$	$2,904 \cdot 10^{-7} \text{ Hz}^{-1}$
$\beta$	2,914
$k_1$	$654,6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$
$k_2$	$1,635 \cdot 10^{-9} \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$

Tab. 2 Valeurs du modèle Eq. 6 retenus pour un matériau N49.

Les caractérisations sur lesquelles se base cette étude sont effectuées en imposant des formes d'ondes sinusoïdales, sans polarisation moyenne.

L'induction dans le type de convertisseur considéré pour cette thèse est triangulaire. Cette forme d'onde à dérivée temporelle constante engendre des pertes plus faibles qu'une variation sinusoïdale du signal à amplitude identique. Par conséquent, le modèle surestimera légèrement les pertes.

Les coefficients sont ajustés pour une température de 80°C. Il s'agit de la température à laquelle ce ferrite (N49) présente le moins de pertes.

Le modèle de perte fer obtenu est alors utilisable pour faire un pré-dimensionnement. Puisqu'il prend en compte la fréquence, ce paramètre peut devenir un nouveau degré de liberté.

Les deux modèles de pertes fer et cuivre peuvent à présent être utilisés en vue d'optimiser la conception d'un transformateur.

### 1.2 Exploitation des modèles : recherche d'optima

La Fig. 5 présente l'évolution des pertes fer, cuivre ainsi que leurs sommes en fonction du nombre de spires. Un optimum existe lorsque les pertes fer et cuivre sont proches. Dans l'exemple proposé,  $n=5$  spires minimisent les pertes totales.

Pour chaque circuit magnétique de la série ER, la Fig. 6 présente l'évolution des pertes dans le transformateur en fonction du volume du circuit magnétique. Le nombre de spires est un paramètre de cette représentation. Le lieu des optimums de pertes représente le front de Pareto de cette figure. Le concepteur peut alors choisir son transformateur parmi les différentes possibilités selon les contraintes de son application.

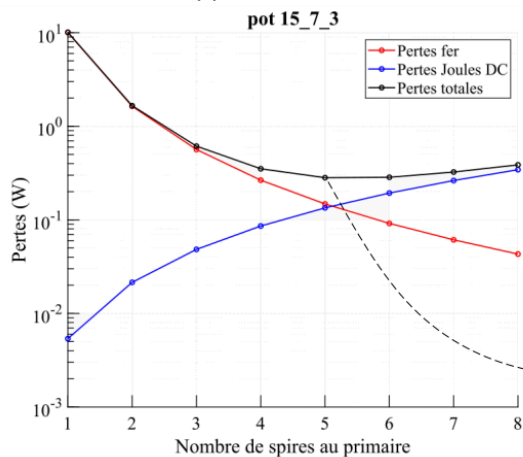


Fig. 5 Évolution des pertes selon le nombre de spires.  $P=50\text{ W}$ ,  $V_2=12\text{ V}$ ,  $k_b=0.6$ ,  $f=700\text{ kHz}$

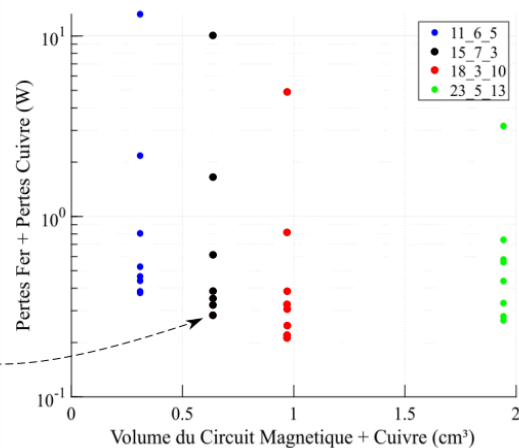


Fig. 6 Différentes possibilités de transformateurs pour différents circuits magnétiques (couleurs) et différents nombres de spires.  $P=50\text{ W}$ ,  $V_2=12\text{ V}$ ,  $k_b=0.6$ ,  $f=700\text{ kHz}$

### 1.3 Méthodes de bobinages

Pour réaliser des conducteurs prévus pour des hautes fréquences (à partir de quelques centaines de kilohertz), l'utilisation de fils traditionnels à profil circulaire sur des distances supérieures à quelques millimètres est inenvisageable. En effet, le champ magnétique généré par la circulation des électrons dans un conducteur crée un champ électrique qui tend à s'opposer à la circulation de ceux-ci.

Plusieurs effets découlent de ce phénomène et sont illustrés grâce à la Fig. 7. Pour chaque cas, les conducteurs sont connectés en parallèle. Les différents effets sont considérés indépendants pour faciliter la compréhension. La réalité est constituée d'une composition de chacun d'entre eux. De plus, avant application des perturbations, les courants sont considérés homogènes. La couleur rouge représente une densité de courant orientée vers le lecteur (sens positif). Le vert illustre l'opposé et le gris l'absence de courant.

Une première perturbation provient du champ magnétique engendré par les porteurs de charges sur ceux du même conducteur. À l'équilibre, le courant ne circule qu'en périphérie du matériau tel qu'illustré en [1] Fig. 7. Les pertes étant proportionnelles au carré de la densité de courants, elles sont augmentées par ce phénomène. Ce phénomène est appelé « effet de peau ». Par exemple, pour une fréquence d'un mégahertz, les calculs analytiques montrent qu'environ 80% du courant circule dans une couronne de  $\delta=66\text{ }\mu\text{m}$  d'épaisseur.  $\delta$  est nommée « épaisseur de peau » est peut-être calculée grâce à Eq. 8.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot f \cdot \mu}}$$

Eq. 8

En partant de nouveau d'une densité de courant homogène dans les conducteurs, le champ magnétique généré par l'ensemble des fils en parallèle est proche de celui créé par un unique conducteur de taille équivalente à l'ensemble. Un effet de peau global est donc également visible, représentés sur la Fig. 7 cas [2].

En sus, lorsque plusieurs conducteurs se trouvent suffisamment proches, les champs magnétiques qu'ils génèrent influencent la distribution du courant dans leurs voisins. Cet effet est nommé « effet de proximité » et est illustré par [3] Fig. 7. Dans cet exemple, bien que les densités de courant soient inhomogènes et localement en sens opposé au courant global, chaque conducteur est parcouru par un courant en moyenne positif. La considération d'un macro-conducteur équivalent à l'ensemble des fils dans [2] conduit à la même répartition des courants que le cas [3]. Ceci peut être employé dans le but de simplifier le calcul des pertes tel que présenté dans la partie suivante.

Finalement, le champ magnétique perturbateur peut également provenir de sources externes telles que d'autres conducteurs ou un circuit magnétique qui ne guide pas parfaitement le flux. Ainsi, les cas [4] et [5] représentent les effets dues à la proximité des conducteurs avec ces sources de perturbation. Deux échelles sont à considérer : au niveau de chacun des conducteurs mais également au niveau de l'ensemble.

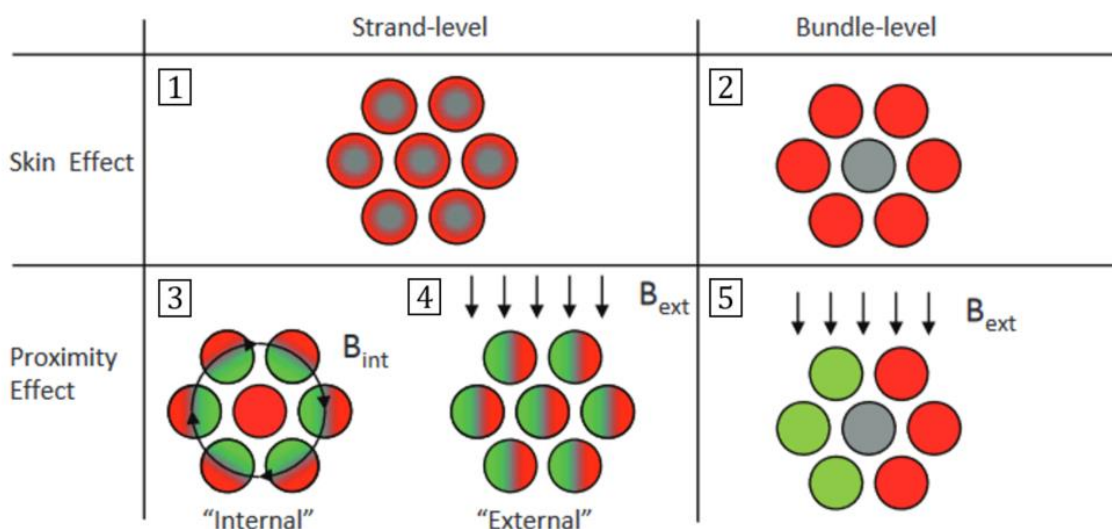


Fig. 7 Illustration de l'effet de peau et de proximité en considérant que ces effets peuvent être « séparés ». Image provenant de [2].

Pour des fréquences suffisamment hautes, ces phénomènes se combinent et engendrent des pertes considérables.

Différentes solutions correspondantes à plusieurs cas d'utilisation sont employées pour pallier ce problème et notamment celui lié à l'effet de peau :

- Pour des convertisseurs dont le courant oscille à haute fréquence autour d'une composante continue, les conducteurs de cuivre peuvent être enrobés d'argent. La meilleure conductivité de l'argent comparé au cuivre ( $62,7 S/\mu m$  contre  $58,7 S/\mu m$ ) est alors mise à profit pour faire circuler au mieux le courant haute fréquence, et la section du conducteur est utilisée pour faire passer le courant continu.
- Dans les applications où le volume est de moindre importance, des conducteurs creux peuvent être utilisés. Ces derniers doivent posséder un rayon suffisamment grand pour limiter la densité de courant. Leur épaisseur est contrainte à être fine devant l'épaisseur de peau. Dans le cas de forts courants, cette méthode permet de notablement diminuer le coût et le poids des conducteurs. De plus, un fluide caloporteur isolant électrique peut alors être utilisé pour refroidir les conducteurs par l'intérieur [3].

-Finalement, pour des applications plus proches de celles considérées, la technologie des fils de Litz est actuellement majoritairement employée. La construction de ce type de conducteur permet de limiter les effets précédemment décrits et fait l'objet de la partie suivante.

### 1.3.1 Fil de Litz standard

#### 1.3.1.1 Description

Plusieurs variantes de fil de Litz existent. La plus standard consiste à partir de brins, de préférence plus fins que l'épaisseur de peau. Ceux-ci sont assemblés et tressés (toronnés) -ou simplement vrillés- pour former un premier niveau de « paquets » (également appelés « packs » dans la littérature anglophone). Ces derniers sont eux même tressés avec d'autres –parfois avec un sens de rotation inversé-, formant des *paquets de niveau 2* et ainsi de suite jusqu'à obtenir un macro-conducteur tel qu'illustré Fig. 8. Dans l'idéal, le pas de rotation de chaque niveau et un sous-multiple de celui du niveau inférieur.

L'idée de cette construction est que l'ensemble des brins initiaux soient suffisamment fins pour que les effets de peau et de proximité à leur échelle soient négligeables. Sous ces contraintes, les cas [1] [3] et [4] de la Fig. 7 sont fortement amoindris.

Une construction idéale fait tourner chaque brin sur lui-même (plan normal à l'axe bleu sur la Fig. 8). En supposant que le champ magnétique externe est homogène dans le macro-conducteur sur un pas entier de toronnage de plus haut niveau, chaque brin est soumis à un champ de moyenne nulle (phénomène bien illustré dans [2]). Ce qui évite les effets de proximité correspondants au cas [5] Fig. 7. Avoir plusieurs niveaux de toronnage permet d'enfourer alternativement chacun des conducteurs. Cela permet d'amoindrir l'effet de peau au niveau du macro-conducteur tel qu'illustré par [2] Fig. 7. Ainsi, l'ensemble des brins portent une densité de courant homogène.

Cependant, comparativement à un conducteur plein, le coût de cette technique est élevé. Le coefficient de remplissage est moins bon en raison de l'isolation de chacun des brins et du tressage. La longueur de conducteur est augmentée en raison du tressage (parfois de manière non négligeable cf Fig. 8). De plus, le choix des paramètres associés (choix du diamètre des brins, de l'angle de torsades, du nombre de sous-paquets, ...) n'est pas trivial. Il dépend notamment de la fréquence et du champ externe auquel le conducteur est soumis. Son dimensionnement est donc dépendant de la forme du circuit magnétique du transformateur et de la fréquence.

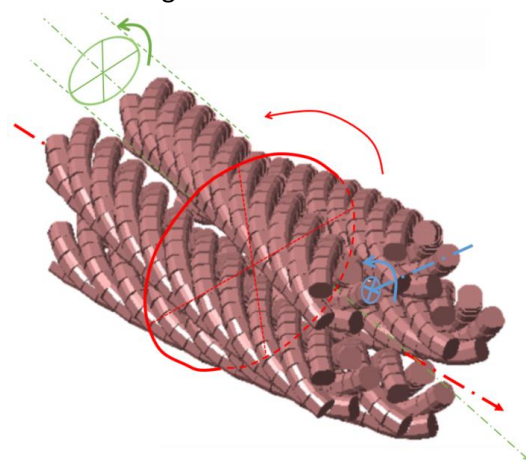


Fig. 8 Illustration de la construction d'un fil de Litz. Image modifiée à partir de [4]

Cette technologie est donc peu adaptée aux structures dont la fréquence de fonctionnement est libre et varie significativement.

#### 1.3.1.2 Modèles de pertes semi-analytiques

Afin de dimensionner correctement les conducteurs d'un fil de Litz, la littérature propose différents modèles de calculs analytiques ou semi-analytiques. Ceux-ci permettent d'estimer les termes  $F_r(f)$  ainsi que  $G(f)$  de l'Eq. 9 proposée par [4]. Ces fonctions représentent respectivement l'augmentation des pertes due aux effets de peau et de proximité.

$$P = P_{peau}(f) + P_{prox}(f) = F_r(f) \cdot I_{eff}^2 \cdot R_{DC} + G(f) \cdot |H|^2 \quad Eq. 9$$

Une approche plus rigoureuse, consiste à décomposer les fonctions  $F_r(f)$  et  $G(f)$  en sous termes permettant de prendre en compte les différentes échelles du fil de Litz : brin et différents niveaux de pack. Cette vision est adoptée par [2] et [5]. Pour cela, chaque niveau est représenté par un conducteur homogène équivalent. Cette notion d'équivalence prend en compte le foisonnement dans la conductivité. Ainsi, la considération des effets de peau à chaque niveau contient les effets de proximités dues aux champs internes des niveaux immédiatement inférieurs. Cette vision brouille les différences entre effets de peau et de proximité.

Sous l'hypothèse d'un cas idéal, décrit ci-dessous, les termes  $F_r(f)$  et  $G(f)$  sont unitaires sur une plage de fréquence définie majoritairement par l'épaisseur de peau. Ces hypothèses permettent de grandement simplifier les calculs et les simulations nécessaires :

- $H_1$  : l'effet de peau à l'échelle des brins est négligeable. Cela nécessite que leurs diamètres soient suffisamment petits devant l'épaisseur de peau à la fréquence maximum d'utilisation considérée. Cela correspond à  $\boxed{1}$  Fig. 7;

- $H_2$  : la construction du Fil de Litz permet d'annuler les effets de peau au niveau des packs en faisant varier la position radiale des brins. La position moyenne de chacun d'entre eux est alors la même dès le pack de niveau un en cas de tressage et à partir du niveau deux en cas de vrillage. Cela correspond à  $\boxed{2}$  Fig. 7 ;

- $H_3$  : l'effet de proximité à l'échelle des brins soumis à un champ externe comme interne est négligeable. Cela nécessite que le diamètre des brins soit petit devant l'épaisseur de peau et que la norme du champ magnétique appliqué au brin reste modérée. Cela correspond aux cas  $\boxed{3}$  et  $\boxed{4}$  Fig. 7 ;

- $H_4$  : les pertes dues aux courants induits par un champ magnétique parallèle à la direction principale du fil sont négligeables. Pour cela, le pas du premier niveau de toronnage (en vert sur Fig. 8) doit être grand devant le diamètre du premier pack. Le diamètre des brins doit être suffisamment petit pour que leurs surfaces coupées par un plan normal à l'axe principal du fil de Litz (axe rouge sur Fig. 8) ne permettent pas le développement de courants induits ;

- $H_5$  : Les effets de proximité au niveau des packs, provoqués par le champ externe normal à la direction principale du fil de Litz sont négligeables dès le premier niveau de toronnage. En effet, la construction du Fil de Litz annule la position azimutale moyenne des brins dans le pack. Sous l'hypothèse d'un champ homogène dans le conducteur sur un pas de toronnage, la moyenne du champ est alors nulle. Cela correspond au cas  $\boxed{5}$  Fig. 7.

Dans le cas général de conducteurs cylindriques, la fréquence définie par l'épaisseur de peau est une limite définissant un changement de niveau de modélisations. En effet, en deçà de cette dernière, seule l'hypothèse  $H_3$  peut-être invalidée par la présence d'effets de proximité à l'échelle des brins. Ceux-ci ne sont pas forcément négligeables bien que les effets de peau le restent. En effet, les premiers montrent un effet cumulatif avec le nombre de spires et le courant (le niveau de champ augmente petit à petit) tandis que les seconds ne dépendent que de la fréquence et du courant. Au-delà, d'autres moyens de modélisation doivent être utilisés tels que ceux décrits dans [2], [5]

Ainsi, même en cas de construction idéale de Fil de Litz, l'hypothèse  $H_3$  n'est pas valide si le champ magnétique atteint des valeurs suffisantes comme le montre [6]. Les auteurs formulent alors un modèle simple d'augmentation des pertes DC. Ils supposent un champ perpendiculaire au plan des

spires -dont l'évolution est linéaire avec l'empilement des conducteurs- et homogène à l'échelle du pack de plus grand niveau. Dans le cas considéré, le champ externe est généré par l'ensemble du courant du bobinage lui-même, ce qui permet de lier  $|\vec{H}|$  et  $I_{eff}$  et ainsi de reformuler Eq. 9 en ne faisant apparaître que  $F_r(f)$  Eq. 10.

$$F_r(f) = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{(\pi \cdot n \cdot N)^2 \cdot d_c^6}{192 \cdot \delta^4 \cdot b_c^2} \quad \text{Eq. 10}$$

Dans cette équation  $n$  est le nombre de brins dans une spire,  $N$  est le nombre de spires entre une surface de champ nul (c.f. Fig. 21) et un maximum de champ (si les bobinages sont entrelacés,  $N$  ne représente qu'une fraction du nombre de spires d'un bobinage). Le diamètre d'un brin est  $d_c$ ,  $b_c$  est la hauteur de la fenêtre de bobinage (Fig. 9) et définit l'intensité du champ magnétique.

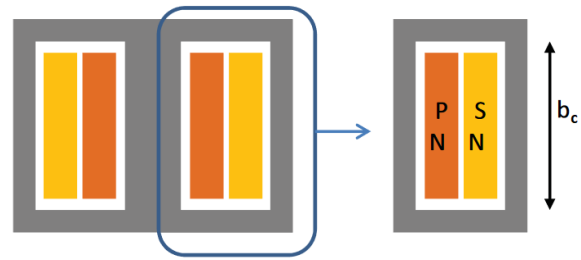


Fig. 9 Paramétrage d'un transformateur. Image provenant de [6]

Les modèles analytiques ne prenant en compte que les effets de proximité manquent de précision, en particulier lorsque la fréquence rend l'épaisseur de peau proche du diamètre des brins. Les modèles plus complexes donnent parfois des résultats valables sur une plus large plage de fréquence. Cependant leur mise en place nécessite la plupart du temps l'emploi de solveurs numériques. Ils ne donnent pas toujours des résultats précis par rapport à la réalité tel que montré par [5]. Une raison est qu'un fil de Litz réel ne possède pas une construction parfaite (pas de toronnage non constant, écrasement des packs, mélange de brins).

Une alternative est alors l'utilisation de solveurs entièrement numériques.

#### 1.3.1.3 Dimensionnement numérique

La simulation numérique est une approche complémentaire au dimensionnement du fil de Litz analytique/semi-analytique. Cependant, les géométries recouvrent plusieurs ordres de grandeur dimensionnelles (typiquement entre  $100 \mu\text{m}$  et  $10 \text{cm}$ ) et sont  $3D$ . Les ressources nécessaires à la simulation sont donc rapidement inaccessibles.

Ainsi, [4] utilise l'outil développé dans [7] afin d'analyser l'effet du pas de toronnage sur les performances de fil de Litz. Cette méthode de simulation est basée sur un équivalent circuit de problème magnétique nommé *PEEC* (**P**artial **E**lement **E**quivalent **C**ircuit). Chaque conducteur est divisé en sous-conducteurs qui interagissent à travers des inductances propres et mutuelles. Cette technique évite de mailler les volumes d'air ce qui permet de diminuer le temps de calcul.

Dans l'articles [8], les auteurs cherchent à modéliser le fil de Litz par une simulation numérique  $2,5D$ . Cette dénomination concerne normalement des problèmes  $3D$  dont certaines grandeurs (ici les courants) sont invariantes selon une unique coordonnée (ici selon l'axe du fil de Litz). Utiliser ce type d'approximation permet alors de simplifier les équations et donc la résolution du problème. D'autres grandeurs (telle que les champs magnétiques) sont quant à elles considérées tridimensionnelles.

Dans cet article, les auteurs s'interrogent sur l'impact des connecteurs des fils de Litz et réalisent une simulation  $3D$ . Celle-ci révèle qu'en subissant de l'effet de peau, les connecteurs ne transmettent un courant que sur les brins externes du fil de Litz. Ainsi, ils proposent un connecteur circulaire dans lequel les brins du fil de Litz ne sont brasés qu'à la périphérie. Cette méthode permet de diminuer les pertes de  $10\%$  entre  $30 \text{kHz}$  et  $300 \text{kHz}$ .

Ces articles illustrent le fait que la simulation numérique de fil de Litz n'est pas une technique aisée ni pleinement maîtrisée. Les écueils rencontrés sont en partie dus aux imperfections géométriques des cas réels, mais aussi à la prise en compte de l'environnement du fil de Litz et notamment ses connecteurs et les éventuels noyaux magnétiques l'entourant.



Les outils employés ne sont pas encore suffisamment développés pour une optique d'ingénierie et les moyens de calculs nécessaires pour une simulation FEM ne sont pas à la portée de la majorité des designers.

#### 1.3.1.4 Étude de la résistance selon le nombre de brins et leurs diamètres : lien avec l'inductance de fuite des transformateurs

La méthode développée dans [9] est appliquée au dimensionnement d'un transformateur correspondant à un SRC destiné au projet IBIS. Celle-ci prend en compte l'ensemble des hypothèses simplificatrices possibles pour le dimensionnement du fil de Litz, excepté la  $H_3$ . Cela conduit à une validité du modèle de pertes limitée en fréquence. Le diamètre du pack de niveau un ne doit pas dépasser deux fois l'épaisseur de peau effective (épaisseur de peau tenant compte du coefficient de foisonnement tel que défini dans [10]). Cette limite représente la frontière d'un bon design.

Deux paramètres principaux influencent alors la résistance du bobinage : Le diamètre des brins et leurs nombres. Ceci est décrit par les Eq. 9 et Eq. 10.

L'augmentation du nombre de brins dans la fenêtre de bobinage en réduisant simultanément leur diamètre de manière à travailler à surface de cuivre constante a deux conséquences. La première est que le facteur  $F_r$  qui représente le ratio entre la résistance AC par rapport au cas DC se rapproche de plus en plus de 1. La seconde est que la résistance DC augmente de plus en plus en raison de la quantité d'isolant par rapport à la quantité de cuivre qui ne fait qu'augmenter. Cela est équivalent à diminuer le coefficient de remplissage du cuivre dans la fenêtre de bobinage. En revanche, tous les paramètres étant conservés égaux par ailleurs, multiplier le nombre de brins par un facteur  $k$  sans modifier leurs diamètres n'engendre pas les mêmes conséquences sur  $F_r$  et  $R_{DC}$ . Le facteur  $F_r$  évolue en  $k^2$  pour des valeurs suffisamment élevées de  $k$ . À l'inverse,  $R_{DC}$  diminue systématiquement en  $k$ . Ainsi, à section de brins constante, remplir la fenêtre de bobinage n'est pas toujours optimal.

L'augmentation de la résistance DC due à une quantité d'isolant dépendante du diamètre et du nombre de brins est prise en compte par l'insertion du facteur  $F_{DC}$ . Ce dernier est défini par le ratio entre la résistance DC réelle  $R_{DC\_reelle}$  tenant compte du foisonnement et la résistance DC idéale  $R_{DC\_ideale}$  qui supposerait une fenêtre de bobinage entièrement remplie de cuivre (Eq. 11).

Plusieurs paramètres influencent cette dernière valeur :

- Le guipage : l'isolant qui est positionné autour des paquets de plus haut niveau et qui isole les spires entre elles. Son épaisseur  $e_{guip}$  est constante d'environ  $60 \mu m$ . Son influence ne dépend donc que du nombre de tours total du fil de Litz  $N$ .
- Le taux de remplissage à l'échelle de chacun des paquets de niveau «  $i$  » ( $k_{b\_pack\_i}$ ) : au premier niveau, les règles de bonne construction du fil de Litz imposent un diamètre de brins suffisamment petit pour qu'un grand nombre d'entre eux soient assemblés. Ainsi, ce taux de remplissage tend à être indépendant du nombre de brins et proche de 1.

Pour les niveaux supérieurs, le nombre de paquets de niveau  $i-1$  contenus dans un paquet de niveau  $i$  est limité à cinq ou n'est pas limité selon que la méthode de construction vrille ou tresse les paquets respectivement. La règle générale est alors que le coefficient de remplissage est d'autant plus faible que le nombre de paquets est petit. Le fait de tresser diminue également le taux de remplissage.

Le diamètre de chaque paquet augmentant à chaque niveau et la déformation possible de ceux-ci diminuant, ce coefficient a tendance à diminuer avec les niveaux.

En règle générale, aucun isolant supplémentaire n'isole un paquet des autres.

- Le taux de remplissage à l'échelle des tours  $k_{b\_tour} < 1$ . Cela prend compte du rapport entre la surface des paquets guipés et de la fenêtre de bobinage. Des fils de Litz de section rectangulaire peuvent permettre d'augmenter cette valeur.

- L'épaisseur d'isolation de chaque brin. Cette épaisseur diminue avec le diamètre du brin mais de manière non proportionnelle. Les auteurs de [9] décrivent un modèle valable pour une isolation simple et des conducteurs dont le diamètre est compris entre [30-60] AWG ([255-8]  $\mu\text{m}$ ) Eq. 12. Cette équation est obtenue en ajustant les paramètres du modèle de [11] de manière à approcher des données constructrices tabulées.
- L'augmentation de la longueur des brins due au vrillage/tressage provient de la direction des brins qui n'est pas rectiligne mais suit une forme de « spirale ». Ce facteur est rarement pris en compte par les auteurs car il nécessite de connaître les différents pas de toronnage. [2] considère l'augmentation des longueurs. [12] décrit mathématiquement le trajet d'un brin dans un fil de Litz.

Les différentes isolation et taux de remplissages sont visibles Fig. 10.

$$F_{dc} = \frac{R_{DC_{reelle}}}{R_{DC_{ideale}}} = \frac{l_{reelle}}{S_{reelle}} \cdot \frac{S_{bob}}{l_{bob}} \quad \text{Eq. 11}$$

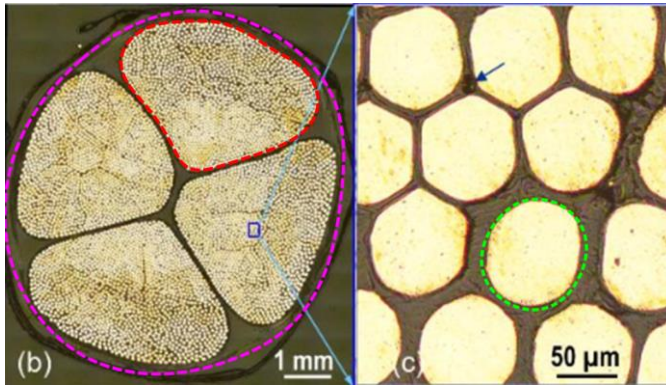


Fig. 10 Section d'un fil de Litz. Le guipage est illustré en pointillés violets, le pack d'avant dernier niveau est encadré en rouge et l'isolation à l'échelle des brins en vert. Images provenant de [13]

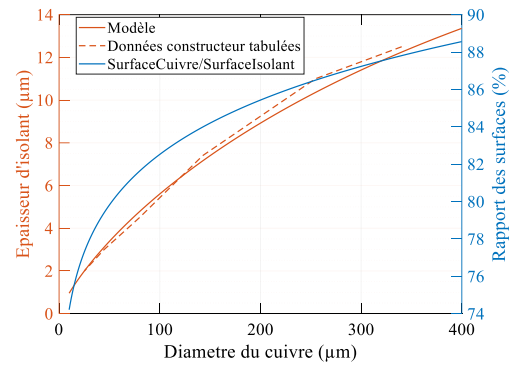


Fig. 11 Épaisseur d'isolant en fonction du diamètre du brin selon les données constructeur tabulées et le modèle de Eq. 12

Le modèle d'isolation des brins est décrit par l'équation Eq. 12. Les paramètres sont fournis Tab. 3 et la comparaison par rapport aux données constructeur tabulées disponibles dans [9] est affichée Fig. 11. Celle-ci montre également l'évolution du rapport entre la surface d'isolant et la surface de cuivre d'un brin isolé. Il n'est que de 88% pour des brins de 400  $\mu\text{m}$  de diamètre et décroît rapidement pour des brins dont le diamètre est inférieur à 100  $\mu\text{m}$ .

$$d_t = d_r \cdot \alpha \cdot \left(\frac{d_c}{d_r}\right)^\beta \quad \text{Eq. 12}$$

Paramètre	Désignation	Valeur
$d_t$	Diamètre total d'un brin (isolant et conducteur)	-
$d_c$	Diamètre du conducteur (cuivre uniquement)	-
$d_r$	Diamètre de référence arbitraire	$0,079 \cdot 10^{-3}$
$\alpha$	Paramètre 1 du modèle	1,12
$\beta$	Paramètre 2 du modèle	0,97

Tab. 3 Paramètres du modèle d'épaisseur d'isolant en fonction de l'épaisseur de conducteur décrit Eq. 12, issus de [9]

Finalement, l'expression de la surface de cuivre réelle  $S_{reelle}$  peut être obtenue Eq. 13 où  $n$  est le nombre total de brins dans un fil de Litz et  $N$  le nombre de tours réalisés. Une surface  $S_{Litz}$ , prenant en compte l'ensemble des isolants et le nombre de spires lui est associée Eq. 14. Si cette dernière est inférieure à la surface de bobinage totale  $S_{bob}$ , alors la solution est viable.

$$S_{reelle} = \pi \cdot \frac{d_c^2}{4} \cdot n \cdot N \quad \text{Eq. 13}$$

$$S_{litz} = \pi \cdot \frac{d_t^2}{4} \cdot \frac{n \cdot N}{\prod_i k_{b\_pack\_i}} \cdot \frac{1}{k_{b\_tour}} + N \cdot S_{guipage} \quad \text{Eq. 14}$$

Avec

$$\begin{cases} S_{guipage} = \pi \cdot (R_{tour} + e_{guip})^2 - \pi \cdot R_{tour}^2 \\ R_{tour} = \sqrt{\frac{\frac{d_t^2}{4} \cdot n}{\prod_i k_{b\_pack\_i}}} \end{cases} \quad \text{Eq. 15}$$

Grâce à Eq. 12, le lien entre les deux équations Eq. 13, Eq. 14 peut être réalisé. Cela permet alors d'exprimer le facteur  $F_{DC}$  sous l'hypothèse que l'augmentation de la résistance due à l'allongement du conducteur par toronnage est négligeable devant celle provoquée par la réduction de la surface de cuivre par foisonnement.

Pour cela, les différents coefficients de remplissages doivent être pris en compte. En se basant sur l'image de droite Fig. 10 et la Fig. 11, pour des brins de  $75 \mu m$ , une épaisseur d'isolant de  $4 \mu m$  est utilisée. Les brins de la partie supérieure gauche de l'image sont donc collés avec très peu d'espaces, tandis que celui entouré en vert présente une densité moindre avec ses voisins. Une valeur de  $k_{b\_pack\_1} = 0,9$  est alors choisie arbitrairement. Sur la partie gauche de la Fig. 10, aucune distinction claire ne permet de distinguer optiquement les différents paquets malgré la précision apportée par l'auteur d'un fil  $[40*60*5*5*4]$ . Seul un coefficient pour le plus haut niveau est alors estimé à  $k_{b\_pack\_2} = 0,84$ . Finalement, la densité entre spires doit être du même ordre de grandeur que pour un bobinage standard avec toutefois une facilité de remplissage étant donné la souplesse du fil de Litz. Une valeur  $k_{b\_tour} = 0,74$  est adoptée [13].

Les cartes présentées Fig. 12 et Fig. 13 montrent l'évolution des facteurs  $F_{dc}$  et  $F_r$  en fonction du nombre de brins et de leurs diamètres, pour une fréquence  $f = 700 \text{ kHz}$ . Le produit de ces deux termes est représentatif de l'augmentation des pertes. Son évolution, selon les mêmes paramètres, est présentée sur la Fig. 14. Le circuit magnétique utilisé correspond à un  $ER\_18\_10\_3$  produit par  $TDK$ . La zone laissée en blanc correspond à un fil de Litz remplissant un espace plus grand que la fenêtre de bobinage (Eq. 13) et donc à une réalisation impossible.

Sur la Fig. 14, en ne faisant varier que le nombre de brins ou que leur diamètre, on constate que le minimum de pertes ne correspond pas forcément à une solution qui remplit toute la fenêtre de bobinage.

En revanche, si les deux paramètres sont libres, la meilleure solution occupe tout l'espace disponible. À titre d'exemple, le facteur d'augmentation des pertes  $F_{dc} \times F_r$  atteint un minimum de  $3,46$  pour approximativement  $4500$  brins de  $19 \mu m$ . Ce chiffre peut sembler élevé mais est à comparer à un cas où l'entièreté de la fenêtre de bobinage serait remplie. Pour comparaison, dans un transformateur dont le taux de remplissage atteint  $0,5$  le facteur  $F_{dc}$  est de  $2$  sans même que les contributions des pertes AC ne soient comptabilisées. Les paramètres de simulations sont indiqués Tab. 4.

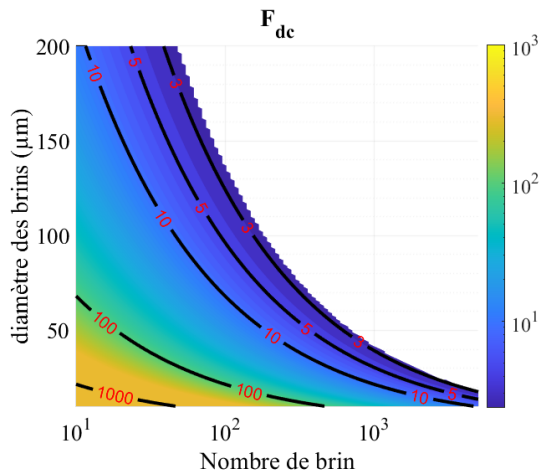


Fig. 12 Facteur d'augmentation de la résistance DC par rapport au cas idéal ou la fenêtre est remplie de cuivre

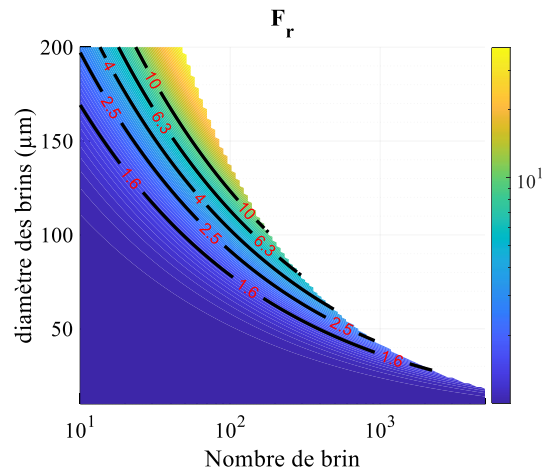


Fig. 13 Facteur d'accroissement des pertes due à la fréquence ( $f=700$  kHz)

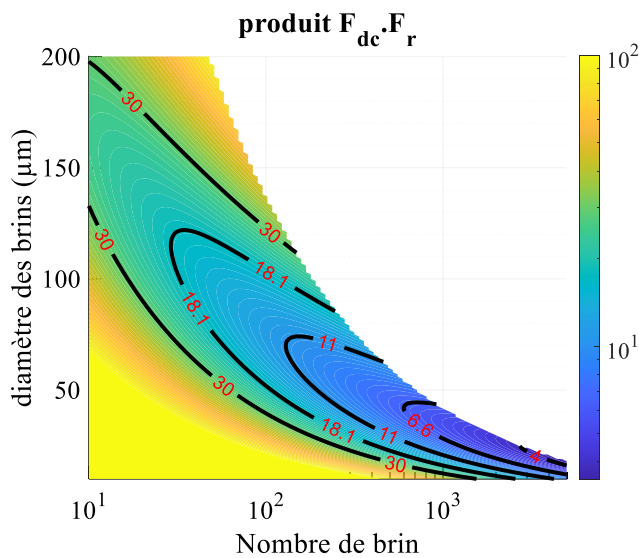


Fig. 14 Produit des facteurs d'accroissement de la résistance selon le nombre de brins et leur diamètre.

$f$	700 kHz
$N$	2
$e_{Guip}$	60 $\mu m$
$k_{b\_pack\_1}$	0,9
$k_{b\_pack\_2}$	0,84
$k_{b\_tour}$	0,74
$b_c$	4,7 mm
$S_{bob}$	7,29 mm <sup>2</sup>

Tab. 4 Paramètres de simulation

Un modèle permet ainsi d'estimer la résistance totale que présente un transformateur bobiné à l'aide de fil de Litz. Dans l'optique d'utiliser un tel transformateur dans un convertisseur de type SRC ou LLC, l'obtention de la valeur d'inductance de fuite associée est importante.

En considérant que le flux de fuite entre les deux bobinages d'un transformateur est majoritairement dû au champ circulant entre eux, l'inductance de fuite peut être calculée. Une illustration correspondant à un circuit magnétique planar ER\_18\_10\_3 est présenté Fig. 15.

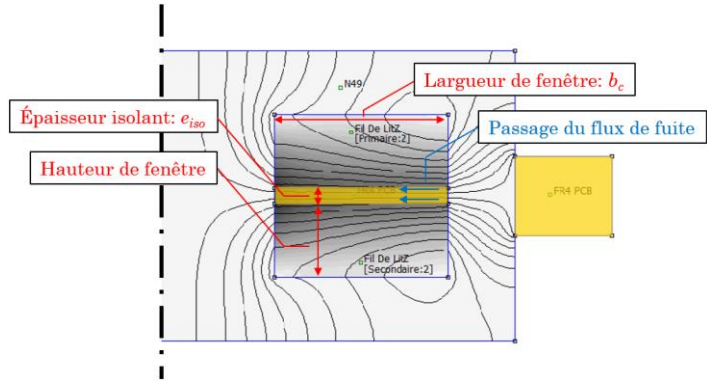
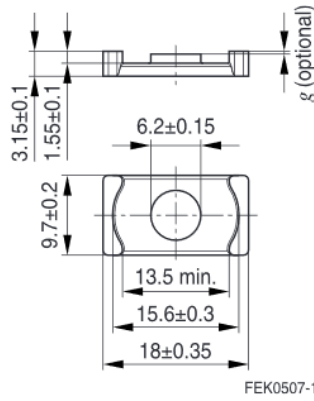


Fig. 15 Dimensions du circuit magnétique ER\_18\_10\_3 utilisé.

Fig. 16 Lignes du champ de fuite du transformateur. Demi-représentation.

Pour cela, l'espacement inter-bobinage  $e_{iso}$  servant d'isolant est considéré comme variable. Lorsqu'il augmente, le flux de fuite augmente mais l'espace dédié au cuivre diminue, ce qui fait augmenter  $F_{dc}$ . L'énergie magnétique  $W_{mag}$  stockée dans cette zone est liée à l'inductance de fuite  $L_f$  (Eq. 16-Eq. 18). Pour cela, le problème est considéré comme étant axisymétrique. Les lignes de champ de fuite sont supposées parallèles et toutes localisées dans l'espace inter-bobinage. L'ensemble du calcul peut ainsi être posé de manière analytique.

La formule du volume Eq. 17 surestime alors la valeur d'énergie stockée en considérant que le champ est le même dans les têtes de bobines que dans le reste du bobinage. Cependant une simulation par élément finis 2D montre que de l'énergie magnétique est présente dans une zone plus grande que la simple épaisseur d'isolant (Fig. 17).

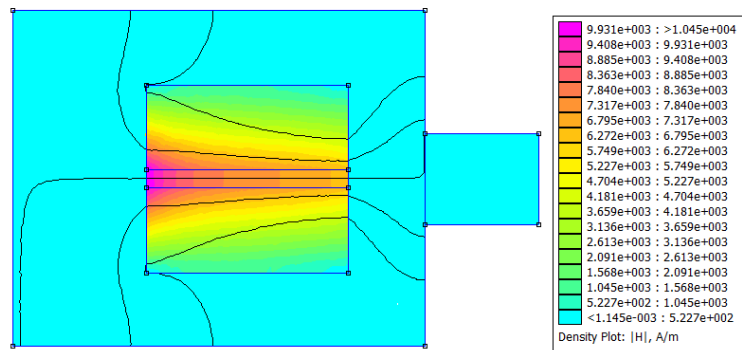


Fig. 17 Module du champ  $\vec{H}$  lorsque les bobinages sont alimentés par des courants égaux et opposés

Finalement, l'étude qui a conduit à la carte de la Fig. 14 est répétée pour différentes valeurs de  $e_{iso}$ . Ce paramètre influence alors la surface de la fenêtre de bobinage  $S_{bob}$  restante pour les enroulements. Pour chaque épaisseur  $e_{iso}$ , une unique valeur d'inductance de fuite  $L_f$  existe. De même, en utilisant le point menant à un minimum du produit  $F_r \times F_{dc}$ , une valeur de résistance dépendante de  $e_{iso}$  est obtenue. Ces couples de points sont affichés Fig. 18.

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot i^2 = \mu_0 \cdot \frac{\|H^2\|}{2} \cdot V \quad \text{Eq. 16}$$

$$\|H^2\| = \frac{N \cdot i}{b_c}, \quad V = e_{iso} \cdot b_c \cdot 2\pi \cdot R_{moyen} \quad \text{Eq. 17}$$

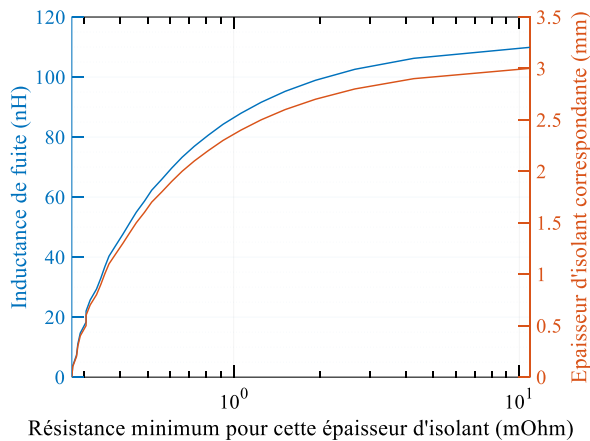
D'où :

$$L_f = \frac{2\pi \cdot R_{moyen} \cdot N^2 \cdot \mu_0 \cdot e_{iso}}{b_c} \quad \text{Eq. 18}$$

Et :

$$R_{AC} = F_r \cdot F_{dc} \cdot R_{DC_{ideal}} \quad \text{Eq. 19}$$

$$R_{DC_{ideal}} = \rho_{Cu} \cdot \frac{2\pi \cdot R_{moyen}}{(h - \frac{e_{iso}}{2})} \quad \text{Eq. 20}$$



Ce graphique montre que lorsque l'espacement entre bobinage augmente, l'inductance de fuite augmente aussi. Cependant, puisque cela laisse de moins en moins de place pour placer des conducteurs, la résistance augmente « exponentiellement » avec l'inductance de fuite.

Fig. 18 Inductance de fuite en fonction de la résistance minimale pour un pot ER\_18\_10\_3 dont l'épaisseur d'isolant varie.

### 1.3.2 Conducteurs Feuillards

La circulation de courants à hautes fréquences dans des conducteurs provoque des pertes excessives (effets de peau et de proximités). L'utilisation de macro-conducteurs de type Litz permet de les réduire. Ces fils sont basés sur des brins de section circulaire. Cependant, cette forme n'est pas celle qui limite le plus les pertes lorsque la fréquence augmente. La suite de ce chapitre propose d'étudier l'impact de conducteurs plats.

#### 1.3.2.1 Impacts des conducteurs plats

Une approche visant à diminuer les pertes cuivre consiste à modifier la forme des conducteurs. Une simulation 2D pour une même surface de cuivre montre que pour des sections rectangulaires, plus le profil du conducteur est plat, meilleur est son comportement par rapport à l'effet de peau. Ce phénomène est visible sur la Fig. 19 qui montre la répartition de la densité de courant d'une échelle allant du bleu (absence de courant) au magenta. Cette observation peut alors être mise à profit pour diminuer les pertes.

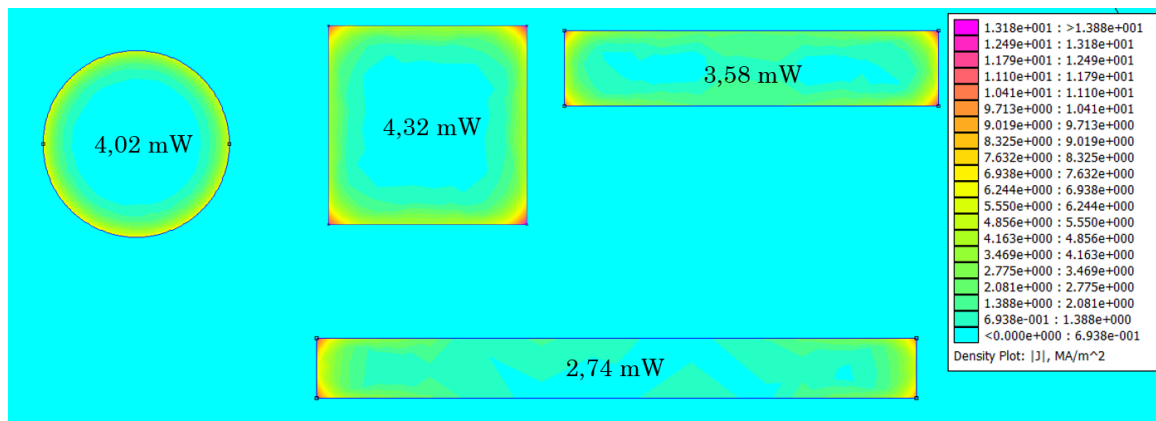


Fig. 19 Répartition du courant et pertes pour différentes forme de conducteurs pris isolément. La section est de  $1 \text{ mm}^2$ , la fréquence de  $1 \text{ MHz}$  la profondeur de  $10 \text{ cm}$  et le courant de  $1 \text{ A}$ . L'échelle n'est pas respectée.

L'amélioration des performances des composants à semi-conducteur autorise une fréquence de découpage de plus en plus élevée. Des convertisseurs commerciaux de quelques centaines de watt commutent désormais à des fréquences proches du mégahertz. Ceci réduit drastiquement le volume des composants magnétiques. Plusieurs échelles d'intégration coexistent. Du composant discret à celui dont les conducteurs sont gravés à même le PCB. La notion de conducteurs plats est ainsi poussée à l'extrême. Ces composants sont nommés « planars ». Des exemples de réalisations sont présentés Fig. 20.

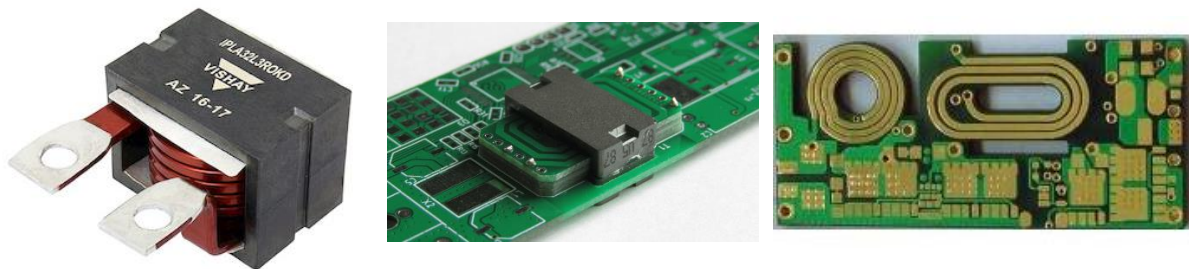


Fig. 20 Différents composants magnétiques dont les conducteurs sont de sections rectangulaires. De gauche à droite : inductance VISHAY IPLA32, Transformateur planar rapporté [14], transformateur planar complètement intégré au PCB [15]

L'épaisseur de ces composants est faible devant les deux autres dimensions. Le flux magnétique imposant les surfaces, la réduction de l'épaisseur s'accompagne de l'accroissement de la profondeur. D'un point de vue thermique, la surface d'échange avec l'air ambiant est accrue. La gestion des flux de chaleur dans ce type de composants est ainsi facilitée.

Le composant magnétique faisant désormais partie intégrante du PCB, la production de son bobinage est simultanée au reste du circuit. Elle profite alors de chaînes de production standardisées et fiabilisées qui réduisent les coûts de fabrication. De plus ces modes de constructions assurent la répétabilité de la géométrie des bobinages : Le positionnement relatif entre spires, celui entre enroulement ou encore celui entre les bobinages et le circuit magnétique. Ces éléments facilitent la prédiction des paramètres inductifs et capacitifs des composants ainsi réalisés. La fonctionnalisation d'éléments jusqu'ici considérés parasites est alors envisageable.

Cependant, les conducteurs employés sont fins. Les épaisseurs standards sont [18 35 70 105 puis plus rarement jusqu'à 210]  $\mu\text{m}$ . Certains fournisseurs de feuilles de cuivres proposent des épaisseurs pouvant atteindre  $400 \mu\text{m}$ . Dans le cadre d'intégration de puissance, le constructeur Allemand Schweitzer propose l'intégration de cuivre épais allant jusqu'à  $1,5 \text{ mm}$ . La parallélisation des conducteurs est ainsi souvent nécessaire pour limiter la densité de courant. Se posent alors des problèmes de répartition des courants dus aux effets de proximité.

Dans le cadre de construction d'un transformateur, la solution la plus évidente est alors de paralléliser des feuilles de conducteurs entrelacées entre primaire et secondaire de manière à diminuer les champs (Fig. 21). Cette solution présente néanmoins le désavantage de fortement coupler les bobinages au travers de capacités parasites. Les contraintes de tenues en tensions compliquent également l'adoption de ces solutions.

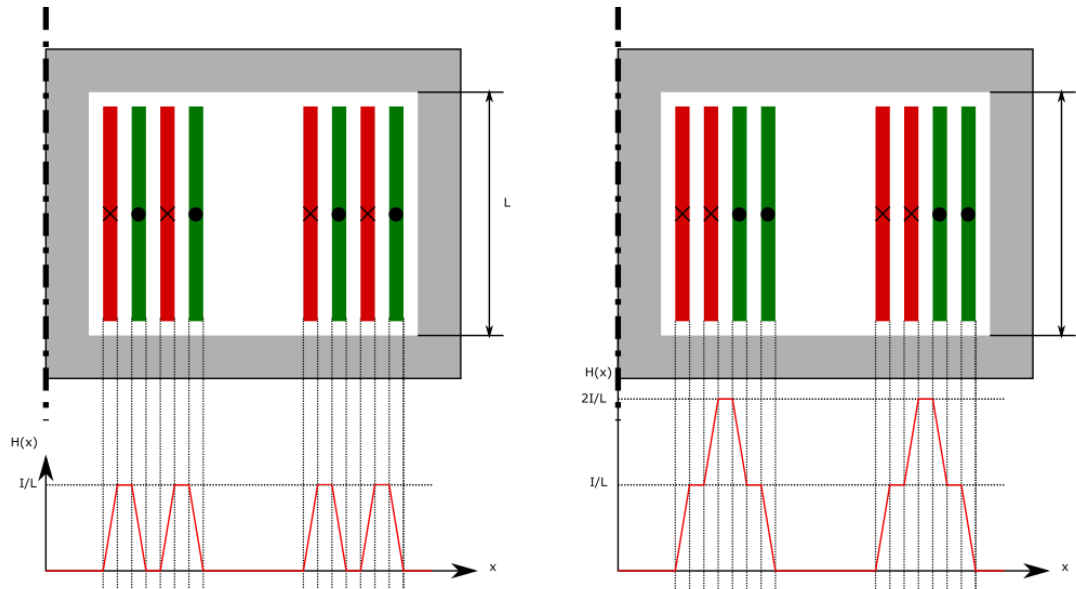


Fig. 21 Evolution du champ magnétique vu par les conducteurs selon le taux d'entrelacement primaire (en rouge) et secondaire (en vert)

Le fil de Litz permet de réduire ces effets de proximités, cependant, il n'est pas adapté à ce type de circuits magnétiques. En effet, dans l'idéal, la longueur de conducteurs doit être multiple du pas de toronnage. Le faible nombre de spires et la réduction de leurs périmètres moyens dans les composants planars ne garantit pas cette hypothèse.

Tout comme pour la mise en faisceau de conducteurs, la parallélisation de conducteurs plats n'empêche pas la circulation de courants parasites par effets de proximité. Seul le tressage particulier de fils de Litz permet leur atténuation au sein de ceux-ci. Des méthodes d'agencement des conducteurs doivent alors être développées pour les feuillards.

### 1.3.2.2 Méthode de parallélisation

Le document [16] constate que le fil de Litz est moins efficace à partir de 1 MHz environ. Les raisons sont que les brins doivent être bien plus petits que l'épaisseur de peau ( $66 \mu\text{m}$ ). À ces diamètres, ils deviennent difficilement manipulables sans casse et le coût du conducteur est alors prohibitif. Les auteurs proposent donc des techniques permettant la mise en parallèle et le partage des courants entre des conducteurs feuillards comme alternative. Elles doivent permettre de fournir les mêmes propriétés que les fils de Litz.

Une première méthode consiste à « tresser » les pistes. Pour ce faire, la réalisation peut s'appuyer sur la gravure de conducteurs rectilignes sur une seule face d'un substrat souple [16] [17] [18]. À l'image du fil de Litz, un vrillage peut être mis en place en pliant le substrat à la manière d'un torchon que l'on essore (Fig. 22 (a)). Une seconde voie est de connecter deux couches de conducteurs obliques par des vias, comme illustré sur la Fig. 22-(b) [16][17][18]. Enfin, deux substrats métallisés peuvent être imbriqués pour croiser les pistes, comme le montre la Fig. 22-(c) [16] [19].



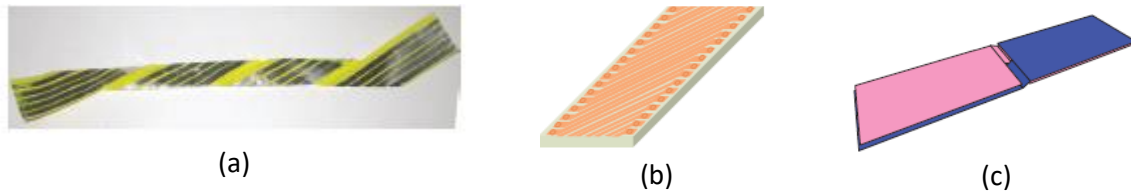


Fig. 22 Illustration de différentes méthodes de parallélisation de conducteur à profil plat. Images tirées de [16]

Les auteurs montrent alors la manière dont le flux engendre des pertes dans ces différentes fabrications. En effet, celui-ci doit être maintenu parallèle aux conducteurs afin de limiter le développement de courants induits. Les zones de changements de couches sont alors les lieux où se concentrent les pertes.

La deuxième alternative au fil de Litz suit le raisonnement suivant : le flux de fuite entre couches parallélisées d'un même macro-conducteur est responsable de tensions induites entre celles-ci. Des courants parasites circulent alors d'une couche à l'autre. Ceci déséquilibre les niveaux d'intensités entre les couches. Réduire ce flux permet alors d'équilibrer les courants [16].

Pour cela, le placement géométrique des couches est optimisé. En supposant que la force magnétomotrice du transformateur soit telle qu'elle change de signe au milieu d'un bobinage constitué de plusieurs tours (topologie primaire/secondaire/primaire par exemple, différente de ce qui est indiqué Fig. 21 où le flux est toujours de même signe), une partie des zones inter-couche d'un bobinage embrasse un flux positif tandis que l'autre embrasse un flux négatif. Cela peut être mis à profit pour que la somme soit nulle sur l'ensemble des spires. Pour cela, l'écart entre *foil* doit être ajusté. Cette technique est illustrée Fig. 23. Un bobinage constitué de six tours réalisés sur quatre couches disposées en parallèles est montré « déroulé ». Les nombres indiqués représentent la valeur moyenne de champ magnétique entre couches par tour. À gauche de la ligne pointillée rouge, elle est positive tandis qu'à droite elle est négative. Ainsi, en ajustant les distances entre couche, les valeurs de flux peuvent être choisies de telle sorte que la somme totale soit nulle. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne marche que pour certaines topologies.

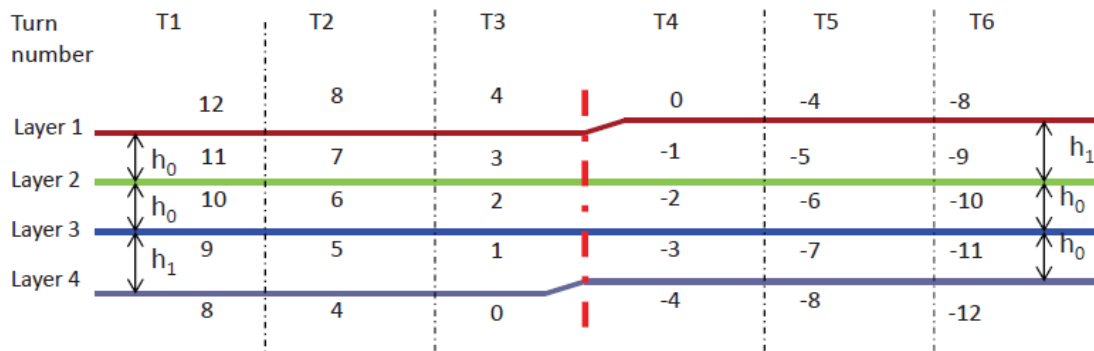


Fig. 23 Schéma des flux de fuite entre couches parallélisées au sein d'un enroulement d'un transformateur. Image tirée de [16]

Une troisième méthode nécessite l'emploi d'un transformateur de courant [16]. Chaque couche du macro-conducteur est bobinée sur une jambe magnétiquement en parallèle avec les autres. Ainsi, si un déséquilibre des courants apparaît, il engendre un déséquilibre de flux qui crée une *fem* renforçant le courant dans l'enroulement « faible ». Puisque les *fem* à compenser sont petites, le transformateur peut être compact.

Enfin, la dernière approche développée consiste à ajouter des condensateurs en série avec les bobinages. Ainsi, ces éléments ajoutent une chute de tension proportionnelle au courant traversant chaque couche (par conséquent proportionnelle à la différence de courant entre couche). Cela présente un avantage dans certaines structures résonantes où le condensateur peut être mis à profit. Les auteurs présentent alors un calcul permettant d'adapter les condensateurs de chacune des

couches de telle sorte que le courant soit égale dans chacune d'entre-elles. La précision géométrique apportée par les technologies PCB permet la réalisation intégrée à la fois des conducteurs et des capacités d'équilibrage. Cette méthode ne marche cependant que pour une seule fréquence. Augmenter les valeurs de capacité permet d'étendre le fonctionnement mais peut influencer sur le comportement du convertisseur.

Afin d'optimiser la géométrie des pistes et leurs positionnements, des modèles permettant d'estimer les pertes par effets de proximités doivent être développés.

### 1.3.2.3 Modélisation des composants magnétiques à conducteurs plats

La réduction des phénomènes d'augmentation des pertes avec la fréquence par les fils de Litz a nécessité un effort de modélisation analytique comme numérique. De la même manière, une optimisation des dimensions des conducteurs planars demande des modélisations prenant en compte l'évolution des pertes par effets de peau et de proximité avec la fréquence.

La prise en compte de l'ensemble des phénomènes à travers une modélisation par éléments finis 3D est peu compatible avec la géométrie planar. En effet les rapports d'aspects entre l'épaisseur des conducteurs et les autres dimensions impliquent la génération d'un maillage fin. Bien que les techniques de discrétisation de l'espace s'améliorent (ex : inflation du maillage), la résolution des équations de l'électromagnétisme en chaque nœud demande des ressources matérielles importantes. Le calcul peut être très long.

Pour limiter les temps de calculs, des études simplifiées en 2D sont souvent mis en place. Cependant, celle-ci ne prennent pas en compte certains effets significatifs, tels que le champ de fuite dans les têtes de bobinages.

Des méthodologies plus avancées, notamment la méthode *PEEC*, permettent des études tri-dimensionnelles. Cependant, ces dernières ne prennent pas en compte les matériaux magnétiques sans faire de couplage fort avec des méthodes *FEM*. Des calculs itératifs doivent alors être mis en place, allongeant la durée du calcul. Elles restent néanmoins moins gourmandes en ressources matérielles que les méthodes *FEM* seules. Ces méthodes sont complexes et seule une communauté restreinte y est sensibilisé.

Sous réserve d'hypothèses simplificatrices, des calculs totalement analytiques, dont la résolution est quasi-instantanée peuvent être mis en place. Ces modèles sont préférés dans l'optique d'une optimisation du composant. [15] propose de modéliser les conducteurs plats en posant les hypothèses suivantes :

- le champ électromagnétique n'évolue que dans la direction de l'épaisseur des conducteurs ;
- les effets capacitifs sont négligés et ne sont pris en compte qu'en post-traitement ;
- les courants sont identiques dans chaque conducteur.

La résolution *1D* des équations de Maxwell dans un conducteur planaire permet de modéliser celui-ci par un tri-pole électrique équivalent (Fig. 24). Ce dernier relie les champs magnétiques et électriques aux surfaces supérieurs et inférieurs du conducteur ainsi que les courants par unité de largeur. Dans ce modèle, le courant est équivalent à un champ magnétique, et les potentiels sont liés au champ électrique. L'injection « de champ magnétique équivalent  $K$  » est réalisée par un transformateur idéal qui permet également d'obtenir la tension appliquée aux extrémités du conducteur de la couche considérée. Il joue alors le rôle de port d'entrée sortie. Ce modèle peut être enrichi par la prise en compte des flux entre pistes adjacentes. Le milieu séparant les deux conducteurs est alors représenté par une impédance. De même, un circuit magnétique avec ou sans entrefer ajoute des conditions aux limites modélisables par une impédance. Finalement, les interconnexions électriques entre couches sont prises en compte au travers des branchements entre les différents ports d'entrée/sortie.

Ce type de modèle peut être implémenté dans n'importe quel simulateur circuit. Sa construction et sa résolution sont plus rapides que pour un simulateur utilisant une méthode *FEM*.

Les auteurs indiquent ensuite la manière de procéder pour extraire les paramètres du modèle Cantilever correspondant au circuit étudié. Ce modèle est couramment utilisé pour modéliser des composants magnétiques comportant un ou plusieurs enroulements [20].

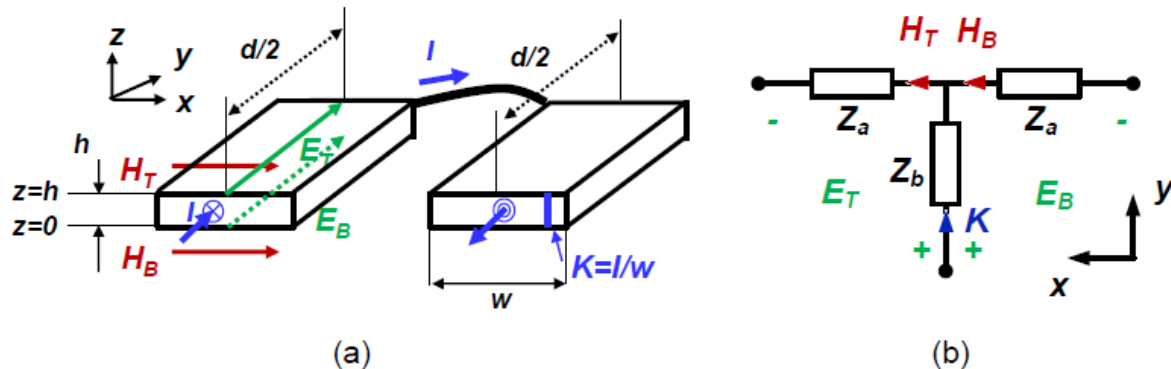


Fig. 24 Représentation circuit équivalente des équations de Maxwell pour un conducteur isolé 2D et un courant 1D. Image tirée de [21]

Par la suite, leurs modèles sont comparés à des résultats issus de simulation *FEM 3D* et à des prototypes. Ceux-ci sont réalisés sur un transformateur basé sur un circuit magnétique en E. Les auteurs font varier sa profondeur pour éprouver la validité de l'hypothèse d'invariance (cote  $d$  sur Fig. 24). Diverses topologies de bobinages sont étudiées. Les analyses sont conduites entre  $1\text{ kHz}$  et  $100\text{ MHz}$ . Leur modèle présente d'extrêmement faibles déviations par rapport aux simulations *3D* sur l'ensemble de la plage. Cependant ceux-ci divergent des mesures expérimentales à partir de quelques mégahertz pour la résistance AC et de quelques centaines de kilohertz pour l'inductance de fuite. Ces erreurs sont en partie attribuées à la fermeture du circuit électrique qui ne se trouve pas sous le circuit magnétique. Les auteurs estiment que cette erreur due aux effets de bords n'excède pas 15% tant que le ratio « longueur de bobine en dehors du pot » sur « longueur totale de bobinage » ne dépasse pas 25%. La non-modélisation de l'espacement entre bobinages sur une même couche peut expliquer la déviation de la valeur de l'inductance de fuite.

La modélisation proposée permet des résultats rapides mais montre ses limites par l'absence de prise en compte des effets dans les têtes de bobines et des pertes fer. Les modélisations numériques « classiques » sont soit gourmande en ressources (*3D*) soit fortement incomplète (*2D*). Un modèle en vue de l'optimisation a besoin de ces deux critères. La suite de ce chapitre présente une méthodologie permettant l'évaluation de l'ensemble des pertes en limitant les ressources nécessaires.

## V-2 Méthode double simulation 2D : modélisation globale du composant magnétique

La simulation numérique est un outil majeur dès lors que les formulations analytiques ne sont plus accessibles. Comme discuté dans la partie 1.3.2, plusieurs méthodes coexistent. La plus employées est la simulation par éléments finis car des logiciels gratuits (*FEMM*) ou commerciaux (*ANSYS*, *COMSOL*, *Flux*) dédiés existent et sont faciles d'accès. L'inconvénient de cette technique est son coût en ressources temporelles et/ou informatiques. Ainsi, les concepteurs simplifient souvent leurs problèmes en les approximant *2D*. La géométrie simulée est alors invariante selon une direction de l'espace ou par axisymétrie. Cette technique limite fortement le nombre de nœuds de calculs par rapport à la simulation *3D*. Cela la rend plus rapide à la fois en termes de construction de modèle, de maillage mais surtout en temps de simulation. La géométrie d'un transformateur planar est néanmoins *3D*. Les conducteurs en dehors de la fenêtre de bobinage, appelés têtes de bobine ne peuvent être pris en compte par aucune des simulation *2D*. En effet, une simulation axisymétrique suppose un pot totalement fermé qui recouvre les conducteurs. Une simulation *2D* « en profondeur » ne représente que l'intérieur du pot. Ainsi, des erreurs sont commises par les approximations effectuées.

Les parties qui suivent proposent ainsi une méthode permettant d'améliorer la prise en compte des têtes de bobines à l'aide de la combinaison de deux simulations 2D. Une ébauche de la méthode présentée est décrite dans [22]. Cette méthode est mise en application dans le cas d'un SRC fonctionnant en DCX.

## 2.1 Principe et application au SRC en DCX

Le principe de double simulation 2D proposée vise donc à :

- estimer les pertes par effets de peau dans l'ensemble du bobinage (sous le circuit magnétique et en dehors) ;
- estimer les pertes par effets de proximités en dissociant celles présentes sous la fenêtre de bobinage des autres. ;
- estimer les pertes fer dans le matériau magnétique ;
- estimer les paramètres inductifs des composants magnétiques simulés ;
- estimer le volume des composants magnétiques simulés.

Les étapes et principes sont décrits dans les parties suivantes. Dans un premier temps, la correspondance et les approximations réalisées entre la géométrie réelle et celles simulées sont décrites. Un deuxième point détaille la manière d'en extraire les paramètres inductifs afin d'imposer les courants correspondants à l'application souhaitée. Finalement, la méthodologie d'évaluation des pertes est exposée.

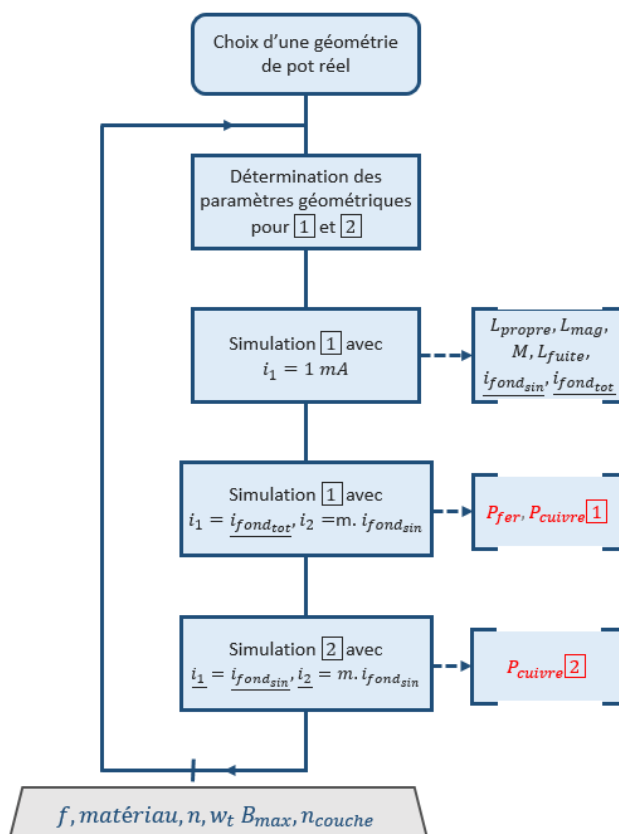


Fig. 25 Algorithme simplifié d'obtention des pertes

Une version simplifiée de l'algorithme général de calcul est indiquée Fig. 25. Cet algorithme montre les étapes principales ainsi que les résultats fournis.

La procédure décrite est itérée afin de simuler un ensemble de variantes d'un transformateur. Ces paramètres sont :

-le nombre de spires  $n_{1/2}$  ;

-la fréquence  $f$  ;

-l'induction crête  $B_{crete}$  ;

-le nombre de couche sur lesquelles sont réparties les spires  $n_c$ .

Dans un second temps, l'étude de l'impact du matériau, de la largeur et de l'épaisseur de cuivre pourrait être réalisée.

L'ensemble des paramètres est décrit dans la Tab. 5

### 2.1.1 Correspondance entre objet réel et modèles

Les simulations réalisées sont en deux dimensions. Puisque l'objet réel dont les propriétés sont souhaitées est en trois dimensions, une adaptation de certains paramètres géométriques est nécessaire.

Le circuit magnétique est basé sur la forme générale d'un pot *ER* dont les dimensions sont laissées libres en vue de leurs optimisations. Le schéma du composant magnétique réel à étudier est présenté selon deux vues en coupe Fig. 26.

Un modèle 2D correspondant, invariant selon sa profondeur (axe  $\vec{e}_x$ ) est proposé Fig. 27 [1]. Puisque cette géométrie [1] ne modélise que la partie des conducteurs « sous » la fenêtre de bobinage, une seconde simulation axisymétrique est également employée. Elle est indexée [2] Fig. 27.

Dans cette simulation [2], les flux de fuite ne sont ni guidés ni amplifiés par le circuit magnétique. Les conducteurs sont entièrement en dehors de la fenêtre de bobinage. L'utilisation de cette simulation évite d'extrapoler les pertes cuivre, comprenant les effets de peaux et de proximités, uniquement à partir de la simulation [1] dont les conducteurs sont soumis à des champs plus forts.

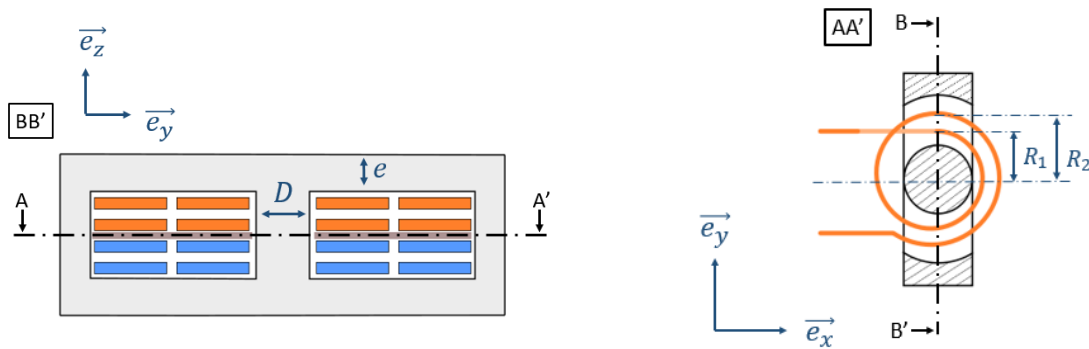


Fig. 26 Vues en coupe du transformateur à simuler



Fig. 27 Représentations 2D correspondant au transformateur à simuler. À gauche, simulation invariante selon  $\vec{e}_x$ . À droite, représentation axisymétrique autour de  $\vec{e}_z$ .

La simulation 2D [1] ne permet pas de représenter la forme circulaire de la jambe centrale. Afin de conserver le même niveau d'induction, cette dernière est représentée par un rectangle qui doit posséder la même surface que la géométrie réelle (Fig. 26).

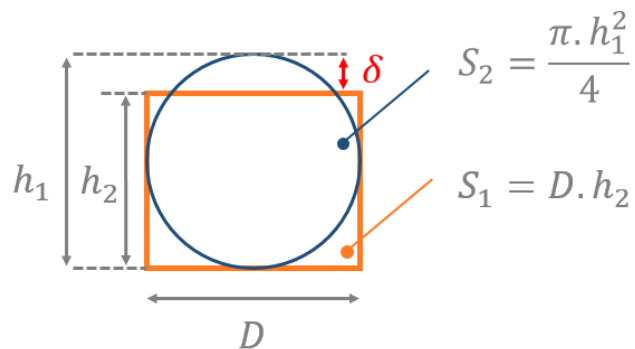


Fig. 28 Différence de hauteur entre un rectangle et un cercle de même base et de même surface

$$\begin{cases} h_1 = D \\ h_2 = \frac{\pi \cdot D}{4} \end{cases} \quad \text{Eq. 21}$$

Ainsi, la jambe centrale peut être représentée de plusieurs manières différentes. Dans les cas extrêmes, le diamètre  $D$  de la géométrie réelle peut être associé à la profondeur  $l_1$  ou à la largeur  $l_2$  illustrées sur la Fig. 27. La dimension non imposée est adaptée pour conserver la surface initiale.

Les situations décrites représentent le cas d'un rectangle dont la surface est égale à celle d'un disque et dont un des côtés correspond à son diamètre (Fig. 28). L'autre côté du rectangle est donc d'une longueur  $h_2$  décrite par l'Eq. 21. La différence de hauteur relative entre les éléments  $\Delta = (h_1 - h_2)/h_1$  est indépendante du diamètre de la jambe centrale. Elle vaut environ 21%. Ce résultat constant permet de montrer que l'analyse qui suit est indépendante de la taille du pot du transformateur.

Le choix d'imposer  $l_2 = D$  nécessite de modifier la profondeur  $l_1$  de simulation (sur  $\vec{e}_x$ ). Cela réduit la section de passage du flux magnétique dans la culasse. Son épaisseur  $e$  (Fig. 26) doit alors être augmentée pour conserver une surface constante. La longueur des bobinages de la simulation [1] est également diminuée, ce qui nécessite un post-traitement pour obtenir les pertes correspondant à leur longueur réelle.

Si c'est le second cas  $l_1 = D$  qui est adopté, la distance  $l_2$  sur  $\vec{e}_y$  est diminuée par rapport à la géométrie de référence. Puisque  $l_1$  est inchangée,  $e$  l'est également afin de conserver une section constante de passage du flux sur l'ensemble du pot. La diminution de  $l_2$  entraîne alors une réduction de la longueur du circuit magnétique qui affecte sa reluctance dans le même sens. L'inductance propre des bobinages est alors surestimée, ce qui diminue le courant magnétisant imposé. La largeur de la fenêtre de bobinage (*larg* Fig. 29) n'est pas altérée par ce choix. Pour les géométries considérées, la diminution de cette cote est considérée négligeable devant la longueur totale du circuit magnétique. Ainsi, afin de simplifier l'algorithme de calcul, cette adaptation de géométrie est implémentée.

Ce choix permet de mesurer directement les pertes dans les conducteurs sous la fenêtre. Cependant, le rayon de courbure des pistes n'est pas pris en compte. Dans le pire des cas (spire collée à la jambe centrale), cette approximation réduit la longueur relative considérée d'un facteur  $1 - 2/\pi \approx 36\%$ . Cette erreur diminue avec l'éloignement des spires et ne vaut plus que  $\pi/3 - 1 \approx 5\%$  pour des conducteurs situés à une distance  $D$  du centre du pot. De plus, les longueurs manquantes sont prises en compte au moment de la reconstruction des pertes issues des simulations [1] et [2]. Finalement, cette approximation conduit à des pertes sous-estimées.

Les constructions des modèles de simulation [1] et [2] avec leurs paramétrages sont indiqués Fig. 29 et Fig. 30.

Pour un nombre de spire au primaire/secondaire  $n_{1/2}$ , une fréquence  $f$  et pour une valeur d'induction crête  $B_{crete}$  choisie, la surface  $S = \pi \cdot D^2/4$  de la jambe centrale du transformateur de référence est imposée par l'Eq. 22. Comme discuté précédemment, la profondeur  $l_1$  du problème [1] est choisie égale à  $D$ . Cela fixe alors la largeur de la jambe centrale  $l_2$  (Eq. 23) ainsi que l'épaisseur de la culasse  $p_h$  (Eq. 24) (égale à  $e$  Fig. 26). Les différentes distances d'isolation entre pot et spire, spire et spires, et inter bobinage sont fixées arbitrairement de manière cohérente avec les standards industriels. Avec le nombre de spire dans un bobinage  $n$  et le nombre de couches  $n_c$  sur lesquelles elles sont réparties, cela impose la largeur de la fenêtre de bobinage *larg*.

Concernant la simulation axisymétrique, le diamètre de la jambe centrale est choisi directement d'après les grandeurs du pot de référence. Les autres distances sont fixées de la même manière que pour la simulation [1]. Seul le choix de la hauteur de la colonne centrale ( $h$  Fig. 30) est discutable et pourrait intuitivement être fixé soit à  $h$  tel que défini Fig. 29, soit à  $h + 2 \cdot p_h$ . La première solution est choisie arbitrairement.

$$S = \frac{V_2}{n_2} \cdot \frac{1}{4 \cdot f \cdot B_{\text{crete}}} \approx \frac{V_1}{n_1} \cdot \frac{1}{4 \cdot f \cdot B_{\text{crete}}} \quad \text{Eq. 22}$$

$$l_2 = S / l_1 \quad \text{Eq. 23}$$

$$p_h = \pi \cdot D / 8 \quad \text{Eq. 24}$$

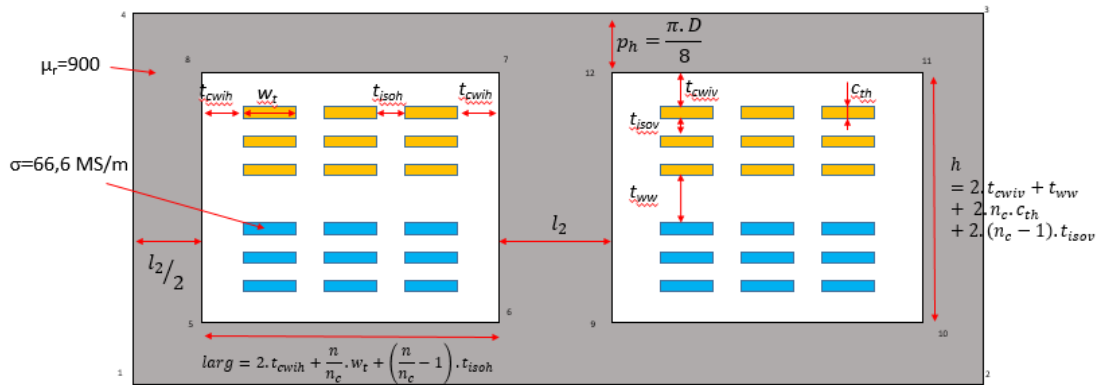


Fig. 29 Paramétrage employé pour la simulation 1

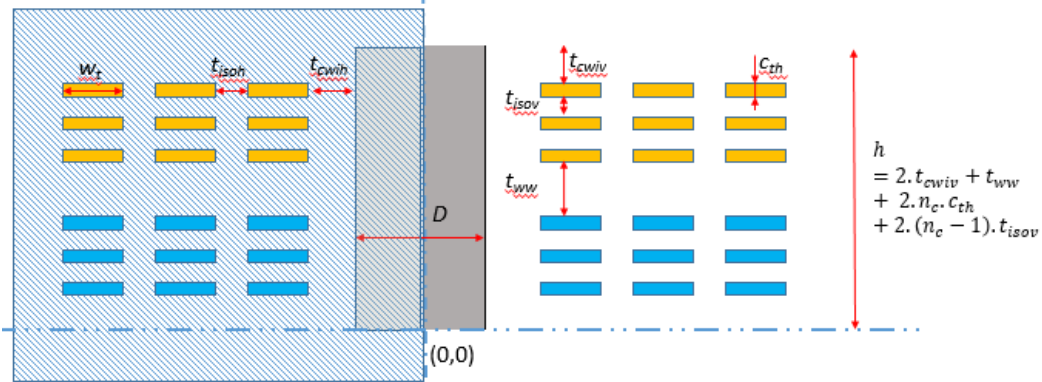


Fig. 30 Paramétrage employé pour la simulation 2

La géométrie des simulations étant définie, l'obtention des paramètres inductifs est nécessaire en vue d'imposer les courants adéquats.

### 2.1.2 Extraction des paramètres inductifs

La plupart des solveurs magnétiques travaillent à partir de courants imposés. Or, dans la majorité des applications, le composant magnétique est soumis à une/des tension(s). Celles-ci doivent donc être liées aux courants à imposer. Pour cela, une estimation des différentes inductances du modèle électrique correspondant est nécessaire.

Dans le cas où les courants sont connus, cette partie est optionnelle.

Dans un premier temps, une simulation de type 1 est réalisée en petits signaux : un courant  $i_1 = I_{1\text{max}} \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t)$  arbitraire, suffisamment faible pour rester dans le domaine linéaire du matériau est imposé au primaire. Le courant  $i_2 = 0$  est assigné au

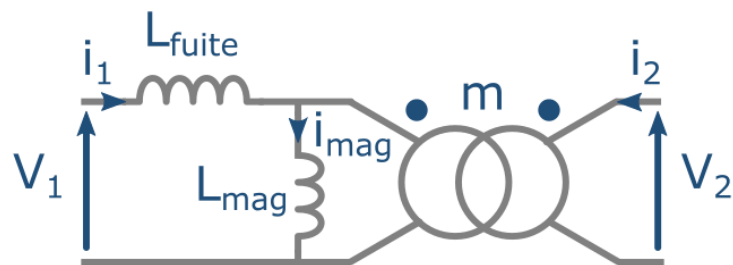


Fig. 31 Modèle de transformateur utilisé

secondaire. L'énergie magnétique stockée  $W_{\text{mag}}$  permet alors d'obtenir l'inductance propre du bobinage. La tension induite sur l'enroulement à vide définit l'inductance mutuelle  $M$ .  $m$  est le rapport

du nombre de spires secondaires sur le nombre de spires primaires, il permet d'obtenir l'inductance magnétisante  $L_{mag}$ . L'inductance de fuite  $L_{fuite}$  du modèle de transformateur de la Fig. 31 (nécessitant  $L_{fuite} \ll L_{mag}$ ) est également calculée. Les formules sont présentées Eq. 25:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{propre} = \frac{2 \cdot W_{mag}}{I_{1max}^2} \\ M = \frac{V_2}{\frac{di_1}{dt}} = \frac{Im(V_2)}{2\pi \cdot f \cdot Re(i_1)} \\ L_{mag} = \frac{M}{m} \\ L_{fuite} = L_{propre} - L_{mag} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 25}$$

### 2.1.3 Méthodologie d'obtention des pertes

Le logiciel employé pour faire les simulations est *FEMM*. Travaillant en régime harmonique, il n'offre pas la possibilité d'imposer des formes d'ondes autres que sinusoïdales. Les pertes fer et cuivre n'étant pas linéaires, les outils de superposition ne sont pas adéquats.

La simulation [1] permet d'obtenir les pertes cuivre associées aux conducteurs sous la fenêtre de bobinage ainsi que les pertes fer. Pour ces dernières, le modèle (Eq. 6) développé dans la partie 1.1.1 est employé. Plutôt qu'intégrer les pertes dans chacune des mailles de la simulation, l'induction moyenne est calculée sur la jambe centrale du pot. Le volume du pot étant connu, le produit avec les pertes volumiques peut alors être effectué. Cela permet d'utiliser un matériau linéaire sans que la saturation résultante dans les coins ne crée d'éléments aberrants (pertes extrêmes localement, qui déséquilibrent les pertes totales, exemple Fig. 32). L'intérêt d'utiliser un matériau linéaire est de ne pas nécessiter d'itérer la simulation. Cela permet d'envisager ce type de calcul pour faire de l'optimisation et non pas uniquement de la validation. Les pertes ainsi calculées sont moins précises qu'en utilisant la véritable induction en chacun des points.

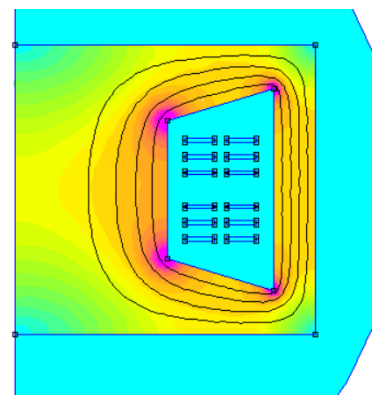


Fig. 32 Simulation FEM axisymétrique d'un transformateur lambda. L'axe de symétrie est localisé sur la paroi de gauche. Le niveau d'induction est représenté en couleur. Une forte saturation dans les coins (zone en violet), typique d'un matériau magnétiquement linéaire est observable.

La simulation [2] donne accès aux pertes dans la partie des conducteurs en dehors du pot. Son circuit magnétique ouvert ne permet pas de faire circuler le flux correspondant au courant magnétisant. Ainsi, pour obtenir un effet plus proche de la réalité, les forces magnétomotrices du primaire et du secondaire sont compensés de telle sorte que seul le flux de fuite existe dans cette configuration. Le courant de puissance est imposé dans les deux bobinages pour cette simulation. Les pertes cuivre induites par la circulation du courant magnétisant ne sont donc pas prises en compte ici. Toutefois, celles-ci peuvent être estimées en post traitement si leur contribution est non-négligeable (cas d'inductances couplées par exemple). Pour cela, la résistance AC peut être déduite de la simulation [2]. Les pertes dans l'un des bobinages seraient alors augmentées en prenant en compte le courant efficace totale donné par l'Eq. 29.

Puisque la géométrie de [2] est proche de la géométrie réelle, les longueurs de spires le sont aussi. Or une partie des pertes est déjà prise en compte grâce à la simulation [1]. Ainsi, celles qui sont calculées dans cette simulation doivent être comptabilisées au prorata de la longueur manquante. Pour réaliser cela, la distance des spires au centre de la colonne est utilisée (distance  $R_1$  et  $R_2$  sur la Fig. 26 à droite). En effet, la longueur de spire déjà comptabilisée en [1] est fixe et vaut  $2 \cdot D$  tandis que la longueur totale dépend du rayon de ladite spire et vaut  $2\pi \cdot R_i$ . Ainsi, seules des pertes sur une distance  $2\pi \cdot R_i - 2 \cdot D$  doivent être prises en compte dans [2]. Cela est effectué en utilisant un facteur de proportionnalité



entre les pertes obtenues pour chaque spire dans la simulation [2]  $P_{pertesspire_i}$  et les pertes réellement comptabilisées  $P_{utileSpire_i}$  Eq. 26.

$$P_{utileSpire_i} = P_{pertesspire_i} \cdot \frac{2\pi \cdot R_i - 2 \cdot D}{2\pi \cdot R_i} \quad \text{Eq. 26}$$

## 2.2 Application au cas d'un SRC en DCX et Résultats

### 2.2.1 Détermination des courants et paramètres de simulation

Connaissant la valeur d'inductance magnétisante, la topologie de convertisseur (SRC), les tensions d'entrée et de sortie ainsi que la fréquence de découpage, les courants circulants dans le transformateur peuvent être calculés. En effet, pour un SRC en DCX, le secondaire impose une tension carrée (de valeur proche de celle du primaire au rapport de transformation près) induisant un courant magnétisant triangulaire. Son amplitude  $I_{mag\_Max}$  est décrite par l'Eq. 27 en le considérant ramené au primaire.

$$I_{magMax} = \frac{m \cdot V_2}{4 \cdot f \cdot L_{mag}} \approx \frac{V_1}{4 \cdot f \cdot L_{mag}} \quad \text{Eq. 27}$$

$$\frac{I_{1Max}}{m} = P \cdot \frac{1}{V_2 \cdot 4 / \pi} \quad \text{Eq. 28}$$

Ainsi, dans une seconde simulation de type [1], un courant correspondant au fondamental du courant de puissance sinusoïdale  $i_{fondsin}$  est imposé au primaire. Tandis qu'au secondaire est appliqué

un courant opposé ainsi que le fondamental du courant magnétisant :  $i_{fondtot} = \frac{-i_{fondsin}}{m} + \frac{i_{fondtri}}{m}$ . Le courant résultant total, somme des deux composantes est illustré Fig. 33. Le calcul mathématique Eq. 29 indique le courant complexe  $i_{fondtot}$  qui résulte de la somme des fondamentaux des deux composantes triangulaire et sinus respectivement  $i_{fondtri}$  et  $i_{fondsin}$ .

$$\begin{cases} i_{fondsin} = I_{1Max} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \\ i_{fondtri} = I_{magMax} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot e^{-j \cdot 2\pi f \cdot \frac{T}{4}} \\ m \cdot i_{fondtot} = \sqrt{I_{1Max}^2 + \frac{64}{\pi^4} \cdot I_{magMax}^2} \cdot e^{j \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot e^{j \cdot \left( \pi - \text{atan} \left( \frac{I_{1Max} \cdot \pi^2}{8 \cdot I_{magMax}} \right) \right)} \end{cases} \quad \text{Eq. 29}$$

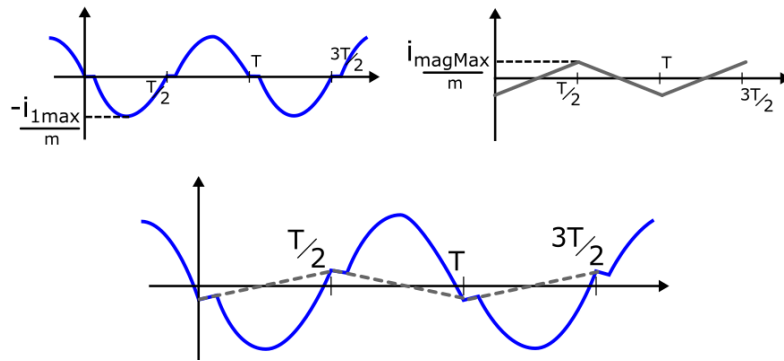


Fig. 33 Forme d'onde du courant  $i_2$  circulant au secondaire du transformateur

Paramètre		valeur
Fréquence	$f$	[600-1000] kHz
Induction crête	$B_{crete}$	[30-130] mT
Nombre de spire par bobinage	$n$	[1-3]
Nombre de couche	$n_c$	[1-2]
Largeur de spire	$w_t$	2 mm
Épaisseur de cuivre	$c_{th}$	210 $\mu m$
Isolation horizontale ferrite conducteur	$t_{cwi h}$	300 $\mu m$
Isolation verticale ferrite conducteur	$t_{cwi v}$	300 $\mu m$
Isolation horizontale entre conducteurs d'une même bobine	$t_{iso h}$	200 $\mu m$
Isolation verticale entre conducteurs d'une même bobine	$t_{iso v}$	200 $\mu m$
Isolation verticale entre les 2 bobines	$t_{ww}$	500 $\mu m$
Tension d'entrée	$V_1$	12 V
Puissance du convertisseur	$P$	100 W
Matériau	-	N49 ( $\mu_r=900$ )

Tab. 5 Paramètre géométriques généraux employés

### 2.2.2 Résultats

Les résultats obtenus sont illustrés Fig. 34 dans un premier temps. Sur cette image, cinquante cas sont représentés pour des transformateurs de rapport de transformation  $m = 1$ . Sur un premier grand axe dans un plan horizontal est affiché le nombre de spires constituant chacun des bobinages et sur un second, la fréquence d'utilisation du transformateur. Verticalement sont représentées les pertes cuivre en rouge et l'opposé des pertes fer en bleu. Cette représentation permet de visualiser les deux composantes intervenant dans les pertes totales. Localement à chaque cas, un second jeu d'axes dans un plan horizontal est défini. Dans une direction le nombre de couches sur lesquelles sont représentées les spires est modifié, dans la seconde c'est la valeur de l'induction maximum choisie qui varie. Celle-ci peut prendre deux valeurs : 60 mT ou 100 mT. Ces axes affectent les groupements locaux de quatre cas si le nombre de spire est supérieur à un et de deux cas sinon (la répartition d'une seule spire sur deux couches n'a pas de sens). Ainsi, ces groupements correspondent tous à la même fréquence et au même nombre de spires.

Cette représentation montre que la disposition des spires sur deux couches provoque plus de pertes que celle sur une seule couche. Ce sont notamment les pertes cuivre qui augmentent fortement et en sont responsables. Probablement parce que la longueur des lignes de champ dans la fenêtre de bobinage diminue lorsque les spires sont réparties sur deux couches, ce qui augmente le niveau de champ rayonné. Cette hypothèse est cohérente avec le fait que la différence de pertes selon les deux

dispositions pour le cas trois spires est plus faible. À partir de  $n = 2$  spires, les pertes cuivre sont prépondérantes devant les pertes fer.

La Fig. 35 présente le même type de représentation que la Fig. 34 avec deux modifications. La première est que la discrétisation sur le niveau d'induction crête est plus élevée. La seconde est que les pertes fer sont affichées avec un zéro correspondant aux pertes cuivre. Ainsi, chaque rond bleu représente les pertes totales résultantes d'une simulation.

Pour chaque groupement de courbes, un minimum local de pertes en fonction de  $B_{crete}$  apparaît. Ce minimum correspond à une induction plus faible si les spires sont réparties sur un nombre de couches plus petit. Les pertes totales augmentent faiblement avec la fréquence. Le niveau de  $B_{crete}$  qui minimise les pertes semble diminuer avec la fréquence. Le minimum de pertes ne correspond pas à la considération classique où la valeur des pertes cuivre est proche de celle des pertes fer. Le fait d'utiliser plus de spires augmente les pertes totales car les pertes cuivre augmentent bien plus rapidement que ne diminuent le volume de fer. Cette représentation permet d'étudier les configurations permettant de minimiser les pertes. Cependant, elle ne tient pas compte du volume des composants obtenus.

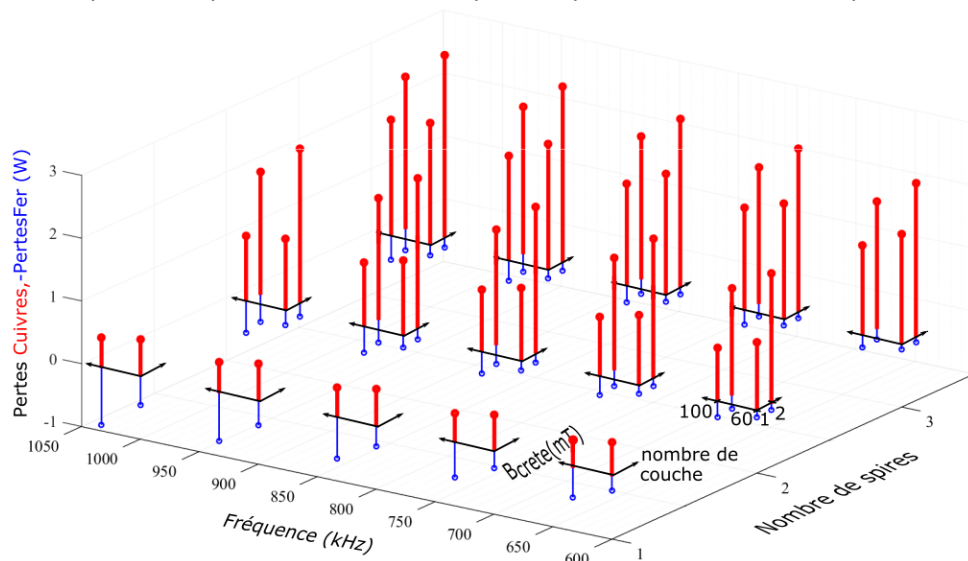


Fig. 34 Résultats de simulation de transformateur

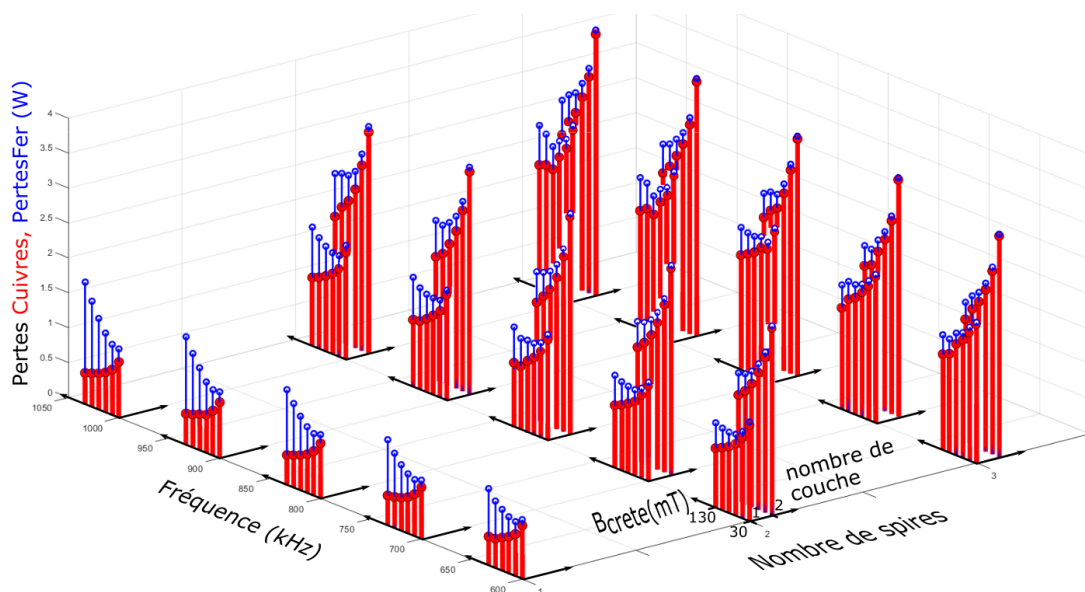


Fig. 35 Résultats enrichis de simulation de transformateur

La Fig. 36 présente alors l'ensemble des points dans un plan  $\{pertes\ totales; volume\}$ . Le volume utilisé est celui du pot du transformateur.

Plusieurs colorations sont utilisées pour les mêmes simulations afin de représenter l'impact des paramètres de simulation. L'image en haut à gauche [1] illustre les résultats selon le nombre de spires au primaire du transformateur. Le cas [2] dissocie les cas où les spires sont réparties sur une ou deux couches. [3] montre l'impact du niveau d'induction crête et finalement, [4] permet de rendre compte de l'influence de la largeur d'une spire. Cette dernière image présente plus de points que les autres car l'algorithme de calcul est relancé en entier pour les trois largeurs de spire  $w_t$  considérées. Cela nécessite une dizaine de minute sur un ordinateur de bureau pour 150 cas.

Les conclusions de la Fig. 36 sont que l'emploi d'un nombre de spire supérieur à deux n'augmente que marginalement la densité du composant au prix d'une importante augmentation des pertes. La répartition des spires sur deux couches ne possède pas d'intérêt selon les critères étudiés. Elle peut être intéressante dans certains cas à géométrie imposée. Les niveaux d'induction maximums permettent d'obtenir les composants les plus compacts mais les diminuer jusqu'à  $B_{crete} = 50 \text{ mT}$  permet d'obtenir les pertes les plus faibles. Des niveaux d'induction inférieurs ne sont pas Pareto-optimaux. Augmenter la largeur de spire à  $3 \text{ mm}$  permet dans une très grande mesure d'obtenir les résultats à la fois les plus compacts et les plus efficaces. Accroître encore ces valeurs serait sans doute intéressant.

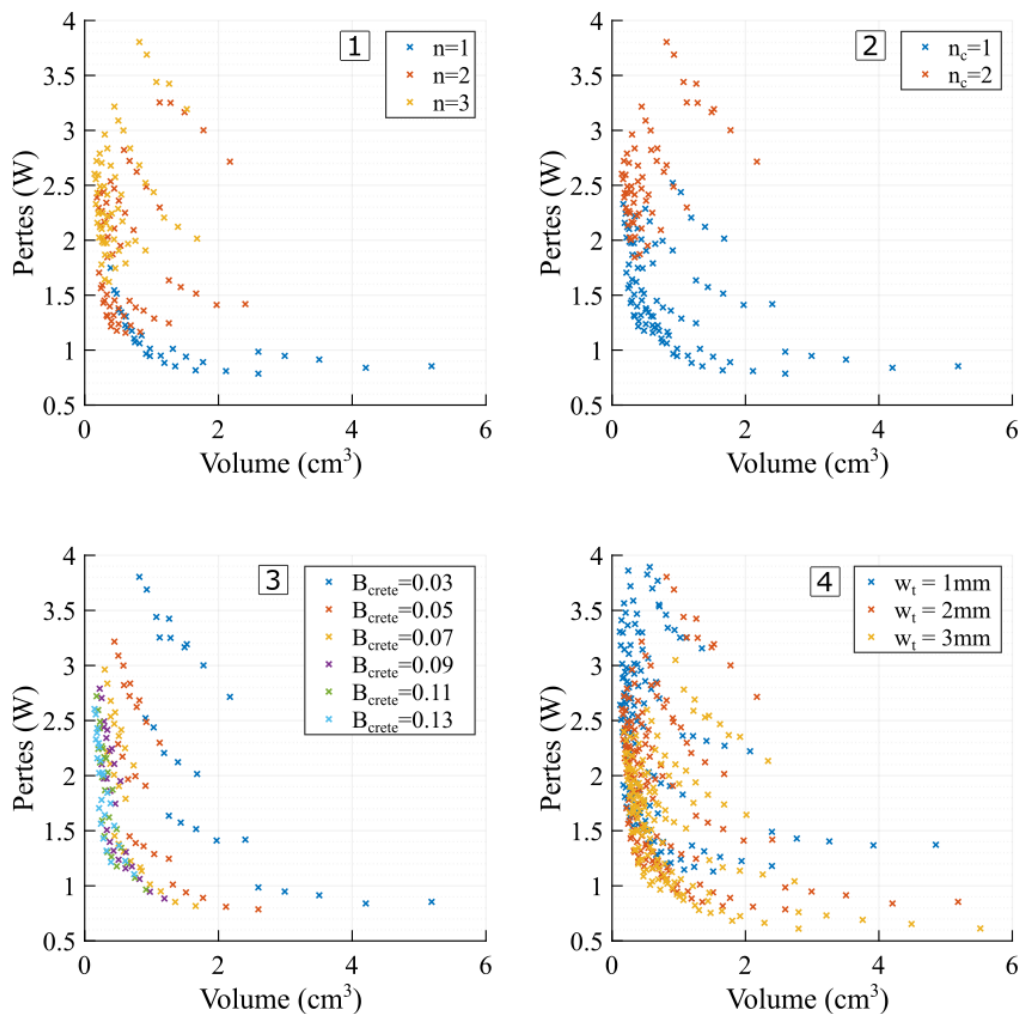


Fig. 36 Résultats d'optimisation fourni par la méthode de double simulation 2D dans un plan Pertes/volume. Les colorations illustrent les différents cas selon le nombre de spire, le nombre de couches, l'induction crête et la largeur des spires. Sauf indication contraire, les paramètres correspondent à ceux de la Tab. 5

Ainsi, cette méthode et les résultats qu'elle offre permettent d'obtenir rapidement des résultats précieux dans le cas de l'optimisation d'une structure. Cependant, la justesse des données fournies peut être remise en cause.

### 2.3 Comparaison avec simulation 2D simple et simulation 3D

Pour apprécier l'apport de la méthode décrite, et sa précision, plusieurs situations sont comparées entre la méthode de simulation 2D « standard », la méthode « double 2D » et la 3D.

Sauf si spécifié différemment, les paramètres employés sont semblables à ceux de la Tab. 5. Les cas étudiés sont les suivants :

- une spire primaire et une spire secondaire. Chacune est réalisée sur une seule couche. Le niveau d'induction maximum est fixé à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$  ;
- deux spires primaires et secondaires réparties sur une couche. Le niveau d'induction maximum reste à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$  ;
- une spire primaire et une spire secondaire réparties sur une seule couche. Le niveau d'induction maximum est fixé à  $B_{crete} = 100 \text{ mT}$  ;
- deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches. Le niveau d'induction maximum reste à  $B_{crete} = 60 \text{ mT}$ .

Puisque l'intérêt de la méthode de double simulation 2D porte principalement sur l'amélioration de la prise en compte des pertes dans les têtes de bobinages, seules les pertes cuivre sont étudiées.

Des images d'objets simulés par les méthodes 2D standard et 3D sont visibles Fig. 37 et Fig. 38. La simulation 2D standard extrapole les pertes  $P_{spire\_Simu}$  obtenues sur les conducteurs en fonction de leurs longueurs réelles Eq. 30. Cette longueur est approximée depuis leur rayon moyen  $R_i$ . Leur longueur sous la fenêtre de bobinage dans la simulation est  $l_1$ .

$$P_{spire} = P_{spire\_Simu} \cdot \frac{2\pi \cdot R_i}{2 \cdot l_1} \quad \text{Eq. 30}$$

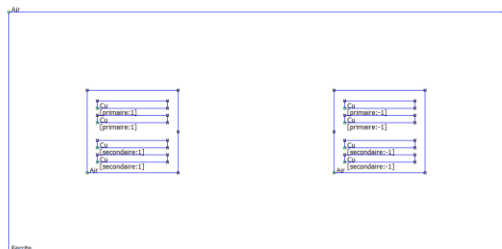


Fig. 37 Structure de transformateur correspondant à la simulation 2D standard représentant le cas « deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches »

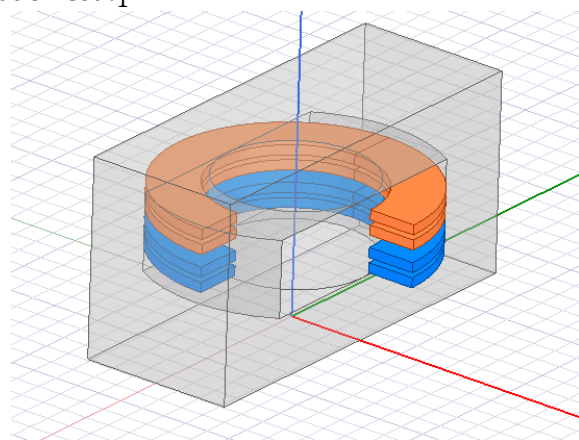


Fig. 38 Structure de transformateur 3D complet représentant le cas « deux spires primaires et secondaires réparties sur deux couches »

La simulation 3D est réalisée sur un quart de structure en tenant compte des symétries. Le matériau utilisé est linéaire. Les courants employés sont ceux issus de la méthode double 2D. Le modèle est construit de telle sorte que la section définie par la distance « rebo » Fig. 39 (intersection d'un cercle et un rectangle) soit égale à la moitié de la section de la jambe centrale. Ceci permet d'avoir l'induction la plus homogène possible dans le noyau. Le logiciel utilisé est ANSYS Maxwell. Le maillage des conducteurs est réalisé sur 8 couches espacées logarithmiquement dans la largeur et une profondeur de  $100 \mu\text{m}$  afin de limiter les effets de peau. Les longueurs des triangles sont inférieures à  $100 \mu\text{m}$ .

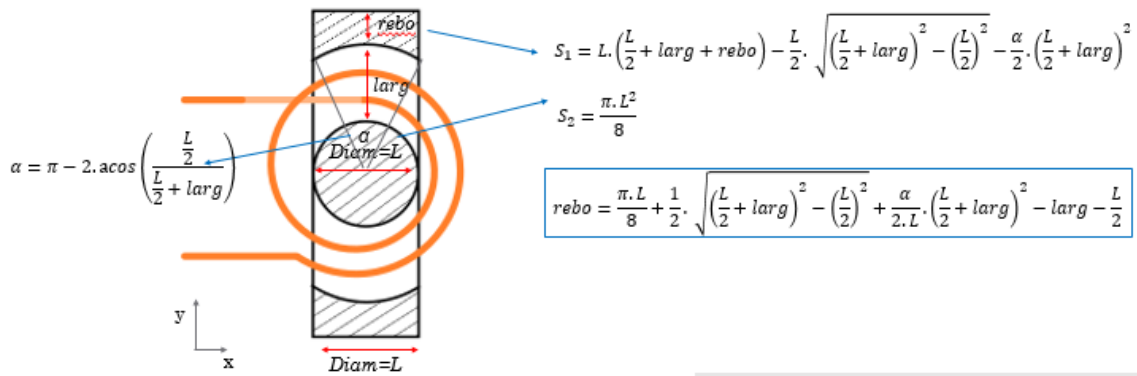


Fig. 39. Paramétrage de la distance « rebo » pour le modèle 3D de simulation

L'évolution des pertes selon la fréquence est obtenue pour les différents cas d'étude proposés précédemment. Les résultats sont montrés Fig. 40. Ces figures montrent que la méthode double 2D proposée permet de réduire l'erreur relative entre simulation 3D et 2D de plus de 200% sur l'ensemble des configurations étudiées et pour toute la plage de fréquence.

Pour chacune des courbes, l'augmentation des pertes cuivre avec la fréquence peut sembler faible. Cela est dû au diamètre de jambe centrale qui diminue lorsque la fréquence augmente (choix de  $B_{crete}$  constant et donc changement de dimensions du circuit magnétique). Ainsi, les longueurs de cuivre diminuent elles aussi. Pour l'ensemble des simulations, excepté le cas 2 spires réparties sur 2 couches à basse fréquence, les pertes issues de simulations par les méthodes 2D ou double 2D sont supérieures aux pertes obtenues par simulation 3D.

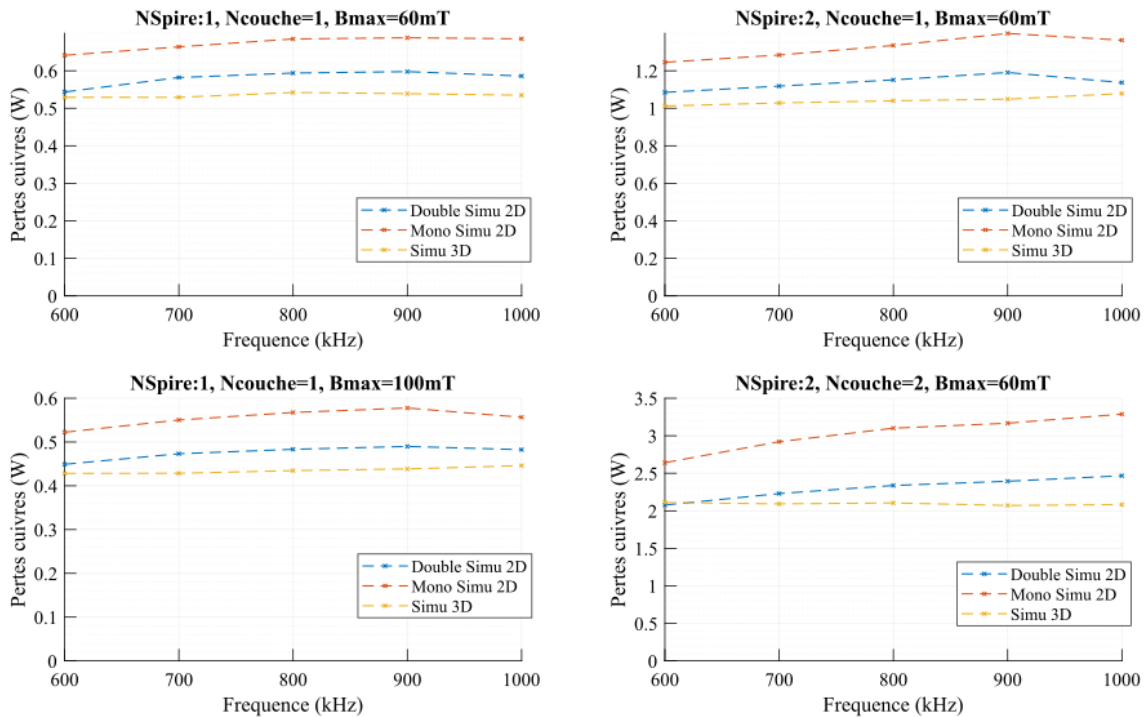


Fig. 40 Comparaison des pertes cuivres pour différentes configurations de transformateurs et différents moyens de simulation.

## V-3 Méthode de réalisation de bobinage basée sur des procédés PCB

### 3.1 Fabrication

Dans le but de fabriquer des prototypes de transformateurs, une idée de bobinage est développée qui utilise des technologies de type *PCB*. Celle-ci consiste à réaliser des spires unitaires selon deux modèles : Les spires «  $\Omega$  » et les spires «  $\alpha$  ». Des réalisations sont montrées Fig. 41 et Fig. 42. Celles-ci permettent la mise en série ou en parallèle d'un ensemble de couches. Les images des figures Fig. 43 et Fig. 44 présentent deux types de connexions possibles pour réaliser des transformateurs. Le premier permet de réaliser un transformateur de rapport unitaire constitué de spires mises en parallèles. Le transformateur réalisé avec le second bobinage possède un rapport de transformation de trois vers un.

Un des avantages de cette méthode est la possibilité d'entrelacement qui diminue le champ magnétique dans la fenêtre de bobinage et donc les pertes par courants induits. Cela permet également d'améliorer la répartition du courant entre les conducteurs mis en parallèles. Une conséquence défavorable est l'augmentation des capacités parasites inter-bobinages.

Cette méthode facilite la réalisation des bobinages pour une inductance ou un transformateur. Le type de connexion réalisé dans les spires de type  $\alpha$  est équivalent à celui qui serait obtenu avec des vias enterrés sur un *PCB* multicouche. Toutefois cette technologie est extrêmement coûteuse.

La méthode proposée consistant à empiler ces motifs élémentaires permet de réaliser des assemblages personnalisés dont les épaisseurs de cuivre et d'isolant sont contrôlées. Le résultat obtenu forme un « sandwich » semblable à du *PCB* multicouche (Fig. 46).

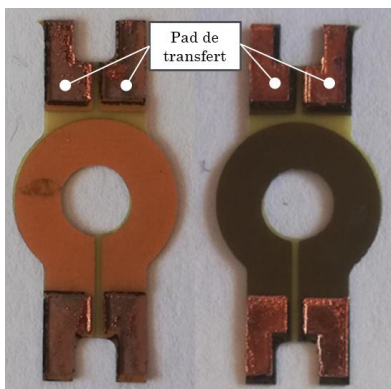


Fig. 41 Spire de type  $\Omega$  unitaire. Face avant et arrière.

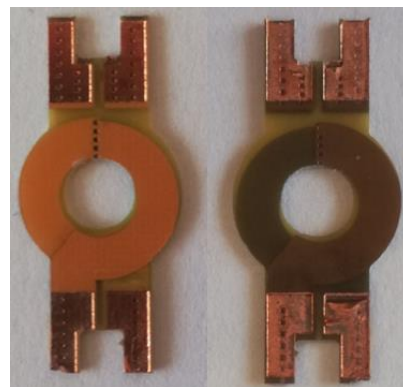


Fig. 42 Spire de type  $\alpha$  unitaire. Face avant et arrière

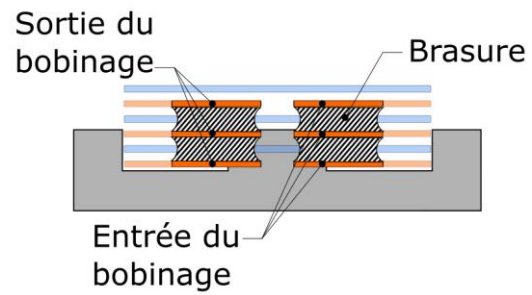
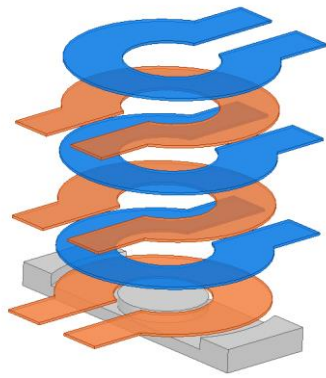


Fig. 43 Possibilité de bobinage n'utilisant que des spires de type  $\Omega$ . Le primaire et le secondaire sont constitués d'une spire réalisée à partir de trois couches en parallèles entrelacées. Vue de côté présentant les connexions entre les pads au primaire.

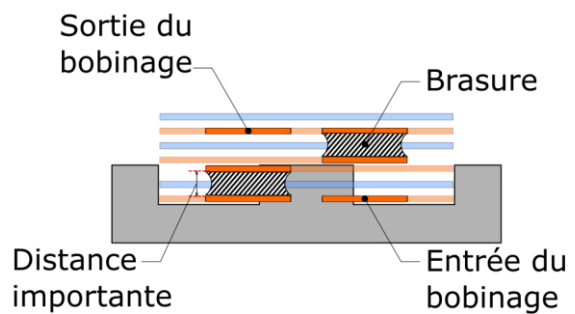
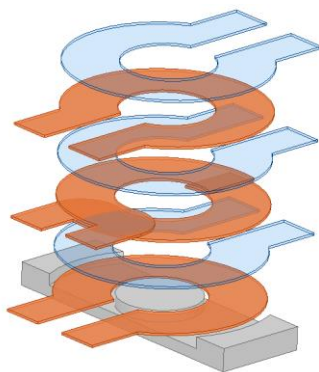


Fig. 44 Autre exemple de bobinage. Le primaire utilise une spire de type  $\alpha$  qui permet la mise en série de trois spires au primaire tandis que le secondaire est toujours constitué d'une spire réalisée à partir de trois couches mises en parallèles.

Une des difficultés associée à ce procédé est liée à la réalisation de la brasure entre les différentes couches. Celles-ci sont en effet séparées par une « distance importante » du fait de l'insertion d'une piste de l'autre bobinage qui réalise l'entrelacement (Fig. 44, image de droite, la piste est en bleu semi transparent). Ceci, ainsi que les capacités thermiques et la diffusion de la chaleur par les couches à assembler rend le brasage malaisé. La solution utilisée pour résoudre ce problème est l'ajout de pads permettant de faire le transfert entre couches tels que représentés Fig. 41 et Fig. 42. Dans le cas où l'un des bobinages comporte plus d'une seule spire, des couches d'isolant de type kapton sont intercalées afin d'éviter un contact accidentel entre spires (Fig. 45).

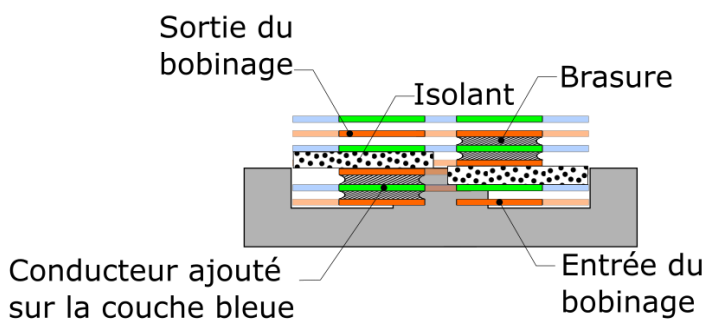


Fig. 45 Construction des bobinages avec l'ajout de pad facilitant les brasures et d'isolant évitant les contacts non voulus

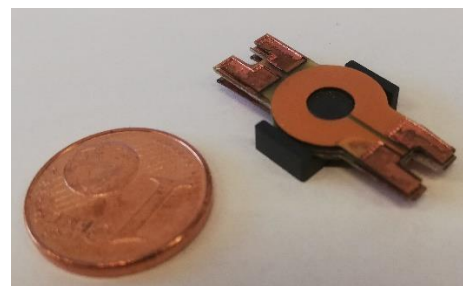


Fig. 46 Assemblage de quatre couches non brasées sur un demi pot.



Les procédés de fabrication sont les suivants pour les spires de type  $\Omega$ :

- [1] et [2] Une plaque de cuivre est gravée chimiquement avec le motif des spires. Une mince bande de conducteur est laissée afin de maintenir une cohésion mécanique et électrique entre spires. Celle-ci est retirée par fraisage en fin de procédé.
- [3] Deux couches de prepreg sont pressées de part et d'autre du cuivre.
- [4] Des ouvertures sont pratiquées au laser CO<sub>2</sub> au niveau des pads.
- [5] Du cuivre est électrodéposé à l'intérieur de ceux-ci.

Pour les spires de type  $\alpha$  :

- [1] et [2] Un assemblage cuivre-prepreg-cuivre est percé afin de relier les pads de transfert ainsi que les deux moitiés de spire.
- [3] Les trous sont remplis avec du cuivre par électrodéposition, ce qui forme des vias.
- [4] Le motif de la spire est gravé chimiquement
- [5] Du prepreg est pressé de part et d'autre de l'assemblage.
- [6] Des ouvertures sont pratiquées au laser au niveau des pads
- [7] Du cuivre est électrodéposé à l'intérieur de ceux-ci.

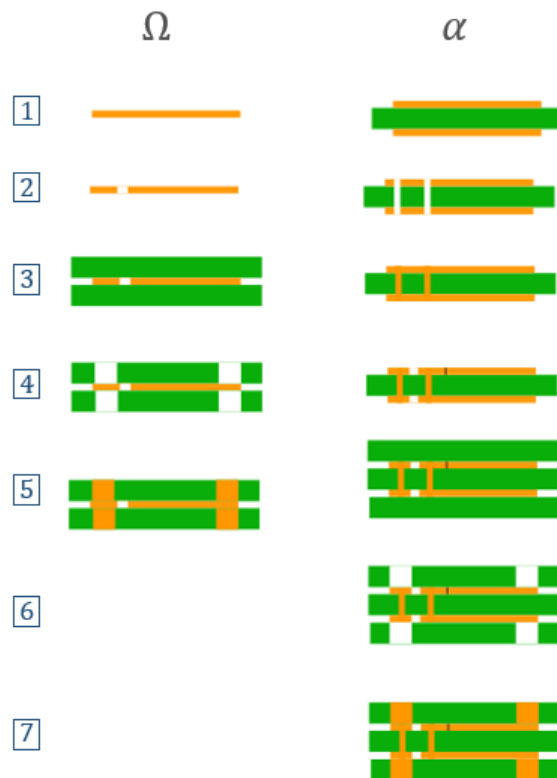


Fig. 47 Étapes de fabrication des spires  $\Omega$  (à gauche) et  $\alpha$  (à droite).

Les inconvénients des composants magnétiques présentant une mise en parallèle de couches sont les fortes pertes au niveau des interconnexions. Celles-ci sont dues aux résistances de contact, aux champs rayonnés ainsi qu'à la présence du courant total transporté. Afin de quantifier les valeurs typiques de résistance série liées à la méthode proposée, un prototype est réalisé.

### 3.2 Réalisation et mesures

Un transformateur semblable à celui de la Fig. 43 est réalisé sur un pot ER 11/5 [23]. Les éléments du modèle correspondant à la Fig. 48 sont déterminés à l'aide de deux essais.

Pour le premier, le bobinage secondaire est mis en court-circuit. Puisque le rapport de transformation  $m$  est unitaire, et par symétrie, les valeurs des inductances de fuite et des résistances série  $L_{fuite_p}$ ,  $L_{fuite_s}$  et  $R_p$ ,  $R_s$  sont supposées égales respectivement. Les ordres de grandeurs des valeurs des différents éléments du modèle permettent de montrer que, pour les fréquences considérées, les impédances de l'inductance magnétisante  $L_{mag}$  et de la résistance  $R_{fer}$  représentant les pertes fer sont très supérieures à l'impédance due à la mise en série de  $L_{fuite_s}$  et  $R_s$ . Ainsi, le premier essai permet de déterminer directement  $R_{ser} = R_p + R_s$  et  $L_{fuite} = L_{fuite_p} + L_{fuite_s}$ .

Les graphiques Fig. 49 et Fig. 50 représentent les résultats obtenus par l'analyseur d'impédance Agilent E4990A. La résistance série augmente avec la fréquence en raison des pertes dues aux courants induits. Elle vaut  $9\text{ m}\Omega$  à  $100\text{ kHz}$  et  $17\text{ m}\Omega$  à  $1\text{ MHz}$ . La modification de la répartition des courants avec la fréquence impacte également l'inductance série qui diminue. Elle vaut  $13\text{ nH}$  à  $100\text{ kHz}$  et  $10\text{ nH}$  à  $1\text{ MHz}$ . Cette faible valeur d'inductance de fuite est due à l'entrelacement des couches

primaires et secondaires. La capacité parasite inter-bobines qui pourrait perturber ces mesures est évaluée analytiquement à 100 pF. La résonance qu'elle engendre avec  $L_{fuite}$  est donc située à 100 MHz environ.

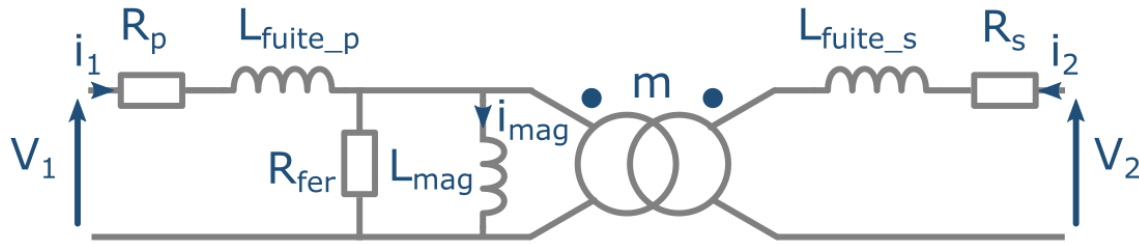


Fig. 48 Modèle de transformateur

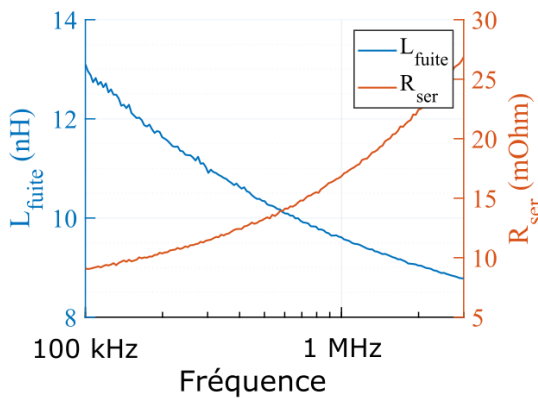


Fig. 49 Mesures de résistance et inductance série correspondant au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est en court-circuit.

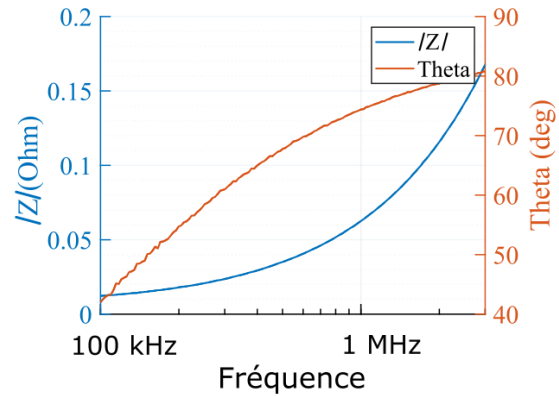


Fig. 50 Mesures d'impédance et de phase correspondants au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est en court-circuit.

La seconde mesure est réalisée avec le secondaire en circuit ouvert. Le graphique Fig. 51 représente l'impédance et la phase mesurés au primaire du transformateur

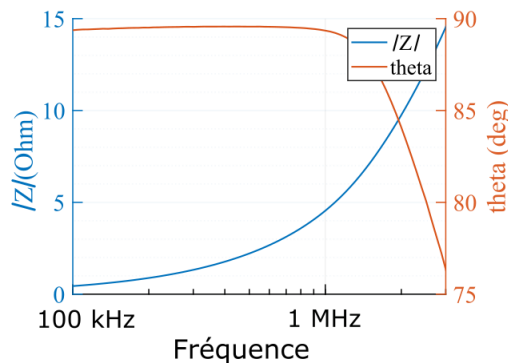


Fig. 51 Mesures d'impédance et de phase correspondants au primaire du transformateur réalisé. Le secondaire est ouvert.

D'après le modèle adopté, les contributions de  $R_p$  et  $L_{fuite_p}$  peuvent être soustraites de l'impédance  $Z_{open}$  mesurée. L'emploi d'une formulation en admittance permet alors d'identifier directement les valeurs de  $R_{fer}$  et  $L_{mag}$  (Eq. 31).

$$\begin{cases} \underline{Y} = \left( Z_{open} - R_p - j \cdot L_{fuite_p} \cdot \omega \right)^{-1} \\ \underline{Y} = R_p^{-1} - j \cdot (L_{mag} \cdot \omega)^{-1} \end{cases} \quad \text{Eq. 31}$$

La Fig. 52 indique alors l'évolution fréquentielle des grandeurs obtenues.

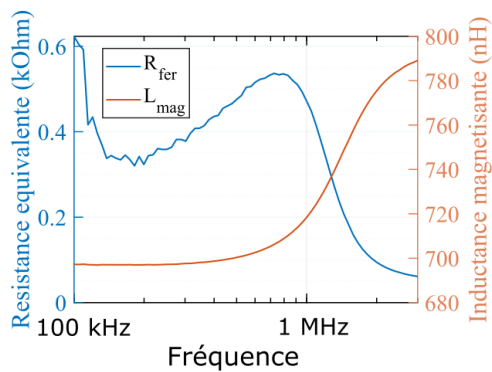


Fig. 52 Calcul des valeurs de  $R_p$  et  $L_{mag}$

L'inductance magnétisante vaut environ  $700 \text{ nH}$  ce qui est cohérent avec les valeurs fournies par la notice du matériau. Une résonance magnétique est présente aux alentours de  $2 \text{ MHz}$  ce qui est également cohérent avec le matériau *N49* utilisé.

La valeur de résistance  $R_{fer}$  est à considérer avec précaution. En effet, le pont d'impédance emploie une source de tension d'amplitude constante lors des mesures. Par conséquent, les niveaux de courant magnétisants changent en fonction de la fréquence. Les niveaux d'induction sont alors eux aussi modifiés, ce qui impacte les pertes (Eq. 6).

Ainsi le transformateur réalisé grâce à la méthode développée est fonctionnel. Cependant des études complémentaires sont nécessaires. En particulier, une analyse thermique est requise pour définir les contraintes d'usage maximales. Les pertes au niveau des contacts externes là où les conducteurs parallélisés se rejoignent sont généralement un point faible de ce type d'architecture. La méthode de brasage pourrait être améliorée afin de faciliter l'assemblage. Enfin, une comparaison avec les résultats issus d'analyse FEM serait profitable dans l'objectif d'asseoir la pertinence d'une optimisation du composant par la méthode « double 2D » présentée en V-2.

## Conclusion

L'objectif de ce chapitre est d'obtenir les paramètres géométriques du meilleur composant magnétique pour une application donnée.

Pour cela, une optimisation multicritère et multi objectifs est nécessaire. Elle requiert des modèles « rapides » d'évaluation des différentes pertes et paramètres représentatifs du composant. L'application d'une méthode simple d'obtention des pertes fer est illustrée. Les problématiques de limitation des pertes électriques inhérentes à l'utilisation de fils de section circulaire à haute fréquence sont exposées. Une attention particulière est ensuite portée sur la mise en œuvre de conducteurs de sections rectangulaires. Une méthode numérique permettant d'obtenir l'ensemble des pertes associées à un composant magnétique dont le bobinage est constitué de spires plates est développée. Cette technique est généralement plus précise qu'une modélisation analytique ou numérique 2D. Bien que moins juste qu'une simulation 3D, sa rapidité permet de l'utiliser à des fins d'optimisation. Enfin, un prototype est réalisé et caractérisé. Celui-ci n'a malheureusement pas pu être comparé aux résultats issus de la méthode « double 2D » proposée.

## Bibliographie

- [1] C. R. Sullivan, J. H. Harris, et C. Hall, « Testing Core Loss for Rectangular Waveforms, Phase II Final Report », p. 44.
- [2] C. R. Sullivan et R. Y. Zhang, « Analytical model for effects of twisting on litz-wire losses », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, juin 2014, p. 1-10. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877187.
- [3] A. Stadler et C. Gulden, « The calculation of eddy current losses in tube wound high current transformer windings », in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, Ohrid, Macedonia, sept. 2010, p. 5606692. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606692.
- [4] R. Y. Zhang, J. K. White, J. G. Kassakian, et C. R. Sullivan, « Realistic litz wire characterization using fast numerical simulations », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 738-745. doi: 10.1109/APEC.2014.6803390.
- [5] S. Kawahara, K. Umetani, et E. Hiraki, « AC resistance Prediction of Litz Wire Planer Spiral Coil Based on Litz wire Loss Model », in *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hamamatsu, Japan, nov. 2020, p. 1541-1546. doi: 10.23919/ICEMS50442.2020.9290802.
- [6] C. R. Sullivan, « Cost-constrained selection of strand diameter and number in a litz-wire transformer winding », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 2, p. 281-288, mars 2001, doi: 10.1109/63.911153.
- [7] R. Y. Zhang, J. K. White, et J. G. Kassakian, « Fast Simulation of Complicated 3-D Structures Above Lossy Magnetic Media », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, n° 10, p. 1-16, oct. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2014.2323933.
- [8] A. Roskopf, E. Bar, et C. Joffe, « Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 10, p. 5454-5461, oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293847.
- [9] C. R. Sullivan, « Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n° 2, p. 283-291, mars 1999, doi: 10.1109/63.750181.
- [10] C. R. Sullivan et R. Y. Zhang, « Simplified design method for litz wire », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, mars 2014, p. 2667-2674. doi: 10.1109/APEC.2014.6803681.
- [11] « NEMA MW 1000 - Magnet Wire », *NEMA*. <https://www.nema.org/directory/Products/MW-1000> (consulté le sept. 01, 2021).
- [12] G. Cerri, V. M. Primiani, et S. A. Kovryalov, « Modelling of a Litz-wire planar winding geometry for an accurate reactance evaluation », *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 4, n° 4, p. 214-219, juill. 2010, doi: 10.1049/iet-smt.2009.0118.
- [13] E. E. Shin, « Pot-ability Assessment of Litz Wires for High Power Density Electric Motor », présenté à AIAA Propulsion and Energy 2019 Forum, Indianapolis, IN, août 2019. doi: 10.2514/6.2019-4508.
- [14] S. N. Company, « Sudo Null - Latest IT News », *SudoNull*. <https://sudonull.com/post/58871-Planar-transformer-technology-calculations-cost> (consulté le juin 23, 2021).
- [15] « Ronak Circuits - PCB manufacturer ». <https://ronakcircuits.com/pages/specialpcb.aspx> (consulté le juin 23, 2021).
- [16] C. R. Sullivan, « Layered foil as an alternative to litz wire: Multiple methods for equal current sharing among layers », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, Spain, juin 2014, p. 1-7. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877112.
- [17] J. S. Glaser et M. A. de Rooij, « A novel folded litz ribbon cable for magnetic components », in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, juin 2006, p. 1-8. doi: 10.1109/pesc.2006.1712225.
- [18] Y. Zhao, M. Nandra, C. Yu, et Y. Tai, « Reduction of AC resistance in MEMS intraocular foil coils using microfabricated planar Litz structure », *2012 7th IEEE International Conference on*

*Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS)*, 2012, doi:  
10.1109/NEMS.2012.6196764.

- [19] J. D. Pollock, C. R. Sullivan, et W. Lundquist, « The design of barrel-wound foil windings with multiple layers interchanged to balance layer currents », in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mars 2011, p. 168-173. doi: 10.1109/APEC.2011.5744592.
- [20] R. W. Erickson et D. Maksimovic, « A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters », in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, Fukuoka, Japan, 1998, vol. 2, p. 1472-1478. doi: 10.1109/PESC.1998.703254.
- [21] M. Chen, M. Araghchini, K. K. Afridi, J. H. Lang, C. R. Sullivan, et D. J. Perreault, « A systematic approach to modeling impedances and current distribution in planar magnetics », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, Spain, juin 2014, p. 1-17. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877143.
- [22] R. Prieto, J. A. Cobos, O. Garcia, P. Alou, et J. Uceda, « Model of integrated magnetics by means of “double 2D” finite element analysis techniques », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, juill. 1999, vol. 1, p. 598-603 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1999.789082.
- [23] « Ferrites and accessories - ER 11/5 - Planar cores in sets », p. 9.

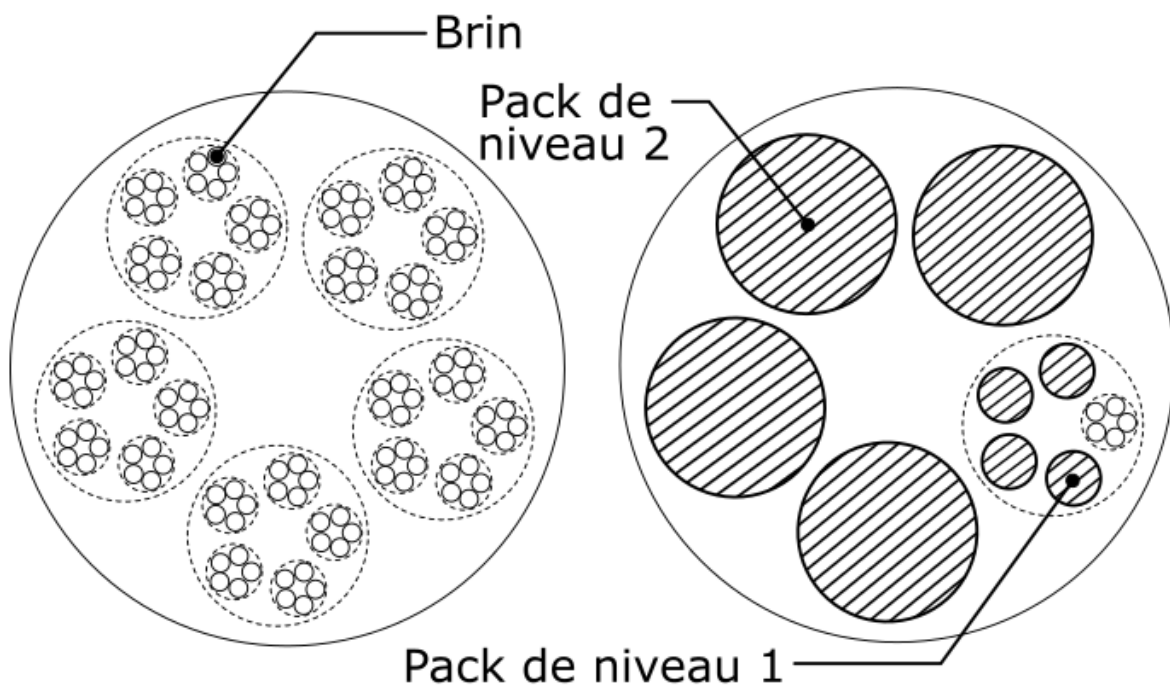


Fig. 53 Joli dessin non utilisé alors je le mets quand même.

## Conclusion générale

---

*“All good science is art and all good art is science”*

---

John Fowles

Après avoir discuté des problématiques énergétiques auxquelles notre société est et sera confrontée dans les années à venir, ce manuscrit propose de travailler sur le vecteur énergétique électrique dans le transport personnel terrestre. Dans ce cadre, les laboratoires SATIE et GeePs en collaboration avec un groupement industriel proposent d’améliorer la continuité de service et les formes d’ondes des onduleurs de traction du secteur automobile. L’ADEME dans le cadre du programme d’investissement d’avenir finance ce projet nommé IBIS.

Ce travail de thèse a ainsi eu en particulier pour objet d’investiguer de nouvelles architectures pour les convertisseurs DC-DC. Leur application est le transfert de l’énergie à partir des batteries de traction vers le réseau de bord basse tension d’un véhicule ainsi que vers la batterie dite « de servitude ». Ces convertisseurs nécessitent, pour des raisons de fonctionnalité et de sécurité, une isolation galvanique, gérée par des transformateurs. Parmi les critères à prendre en considération pour ces structures de conversion, le volume, le poids et les pertes sont primordiaux. Ainsi, les convertisseurs présentés dans ce manuscrit ont été étudiés et conçus en s’appuyant sur une démarche d’optimisation. Ce mémoire décrit la progression du processus de conception.

Dans le chapitre II, la description et la comparaison de l’architecture IBIS avec l’architecture d’une chaîne de traction classique, amène à définir les problématiques spécifiques du projet. La génération de tensions continues nécessaires au fonctionnement des équipements d’un véhicule y est investiguée. Issue de cette analyse, un cahier des charges est défini. Il guide la réalisation de briques élémentaires de conversion DC-DC isolées basse tension.

Le choix de l’architecture de régulation du transfert énergétique est étudié. Les sources d’entrée et de sortie des modules sont des batteries qui imposent leurs tensions indépendamment du point de fonctionnement. Afin d’augmenter le rendement global du convertisseur, ce dernier est alors divisé en deux éléments : le premier est dédié au transfert de puissance à haut rendement, et le second à la régulation du flux d’énergie via le réglage de la tension d’entrée du premier. Ces deux structures de conversion doivent être optimisées. Cette thèse se concentre tout particulièrement sur l’étage assurant la majeure partie du transfert de puissance afin de proposer les constructions les plus efficaces dans un plan volume/perte.

L’optimalité d’une approche à deux structures par rapport à une architecture traditionnelle à un seul étage n’est cependant pas vérifiée. L’interaction entre les convertisseurs n’est pas non plus étudiée.

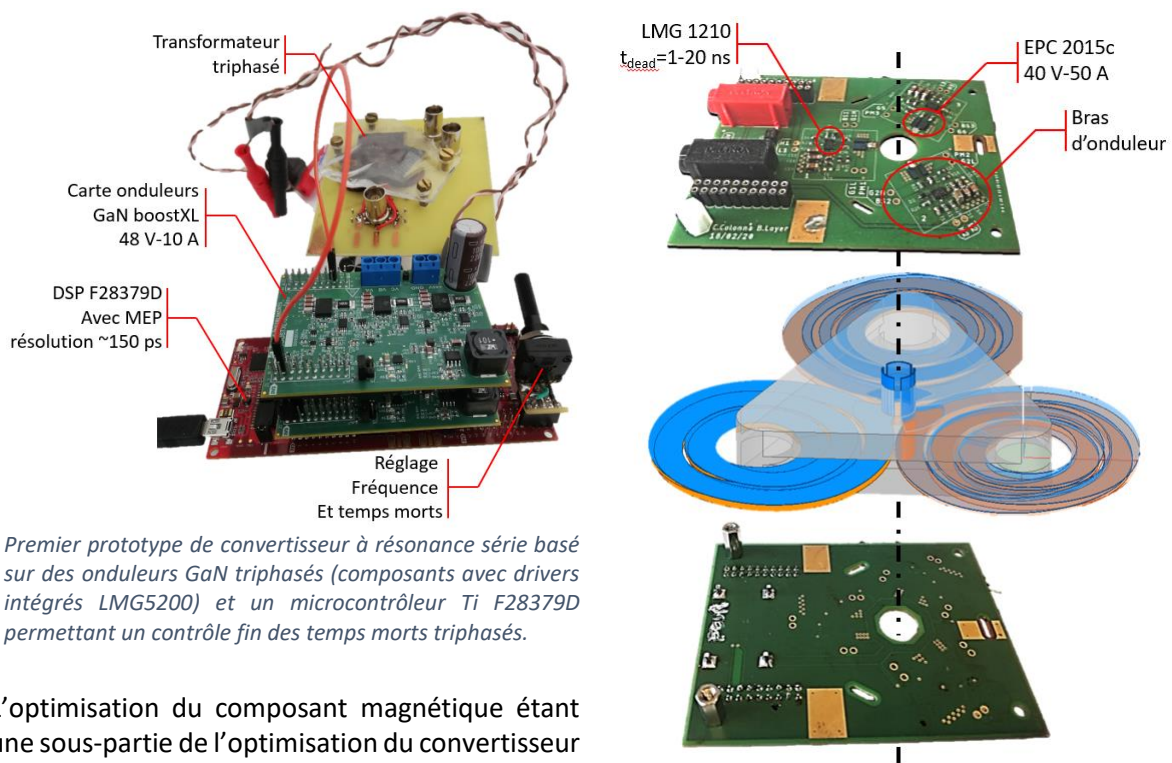
Un choix quant à la topologie d’un convertisseur isolé de puissance répondant au cahier des charges doit être arrêté. Le chapitre III présente tout d’abord les classiques convertisseurs DAB, LC et LLC et analyse plus particulièrement le comportement des LC et LLC fonctionnant sur des sources de tensions fixées en entrée et en sortie. L’accent est mis sur le mécanisme de commutation douce et l’impact du dimensionnement du transformateur. Le premier point écarte le convertisseur LC au profit du LLC. Afin de réaliser l’optimisation de telles structures lors d’une conception intégrant fortement

les composants magnétiques, une méthode de calcul de comportement électrique non linéaire est proposée. Une étude bibliographique approfondie dont les cahiers des charges ne s'approchent que partiellement du cas envisagé compare les convertisseurs DAB et LLC. Elle conclut que le LLC serait mieux adapté aux contraintes d'IBIS, en particulier en raison du fonctionnement à basse tension.

Les résultats de prédimensionnement fournis dans ce chapitre ne tiennent pas compte de « l'aide » apportée par le convertisseur régulateur. Cependant, les outils développés dans ce travail s'adapteront facilement à ce changement lors de la poursuite du développement du système.

Dans l'optique d'augmenter la puissance et la densité de puissance du convertisseur principal de la structure, une variante triphasée du LC série est présentée dans le chapitre IV. Les problématiques d'équilibrage associées sont résolues par une méthode passive. L'intégration de composants magnétiques tirant parti des propriétés de cette configuration triphasée est proposée. Un prototype est réalisé et caractérisé.

La carte développée dans l'optique de tester ce convertisseur n'a malheureusement pas eu le temps d'aboutir. Ce travail a été confronté à des difficultés technologiques liées à la nature des matériaux magnétiques ferrites et à la manipulation des puces de transistors de type GaN.



*Premier prototype de convertisseur à résonance série basé sur des onduleurs GaN triphasés (composants avec drivers intégrés LMG5200) et un microcontrôleur Ti F28379D permettant un contrôle fin des temps morts triphasés.*

*Idée du second prototype non abouti. Carte de développement fabriquée permettant de simplifier la gestion des temps morts avec un composant driver dédié.*

L'optimisation du composant magnétique étant une sous-partie de l'optimisation du convertisseur de puissance, une méthodologie de conception sous contraintes est proposée dans le chapitre V. Celle-ci prend en compte les effets liés à la montée en fréquence des courants. Sa précision se veut meilleure que les méthodes de simulation numérique 2D couramment employées dans les étapes d'optimisation sans que sa vitesse ne soit trop impactée. Ce chapitre illustre le nombre de paramètres nécessaires à la conception et l'optimisation d'un transformateur (choix de pot, de matériau, de fréquence, d'induction, ...). Une réalisation est également présentée. Elle se base sur une technique employant des technologies PCB.

La suite de ce travail devra mettre en œuvre l'ensemble des outils développés afin de construire un convertisseur global. Chacune de ces briques sera optimisée non pas pour être

localement la plus compacte, efficace et fiable mais pour que l'ensemble de l'association de ces convertisseurs élémentaires le devienne.

Le secteur automobile étant, de plus, fortement concurrentiel, l'aspect financier est également un enjeu majeur du projet IBIS. À ce titre, les convertisseurs isolés sont des éléments dont les concepteurs et les intégrateurs cherchent à limiter le nombre et la puissance. En effet, l'introduction de transformateurs en augmente fortement les coûts par rapport à leurs homologues non isolés. L'optimisation de ce type de convertisseur repose pour une part significative sur l'amélioration des performances des composants magnétiques. Au vu des contraintes décrites, une recherche se dirige vers l'augmentation des fréquences de découpage afin de réduire le volume (et donc le poids ainsi que le prix) des composants magnétiques. Pour cela, des travaux sont menés quant à l'augmentation des performances des transistors de « nouvelle génération » GaN et SiC ainsi que des matériaux magnétiques. En parallèle, deux principaux axes de recherche plus en rupture coexistent. Le premier vise majoritairement à réduire le volume des convertisseurs en intégrant les noyaux magnétiques dans le PCB. Les difficultés de cette approche sont la gestion thermique, les coûts et la fiabilité envers la casse du matériau magnétique lors des étapes de fabrication. Le second consiste à réaliser des transformateurs à air. Ce type de composant réduirait en effet le coût, le volume, le poids et permettrait de s'affranchir des non-linéarités des matériaux. La problématique est alors d'obtenir un fort couplage entre bobinages et d'avoir une fréquence d'utilisation ainsi qu'une inductance magnétisante suffisante pour limiter le courant et la puissance réactive.

L'amélioration des matériaux magnétiques est extrêmement lente et les composants magnétiques restent encore des verrous majeurs à l'augmentation de la puissance massique et du rendement de conversion des structures isolées. Les voies d'amélioration les plus significatives résident dans l'augmentation importante des fréquences de transfert d'énergie ce qui est désormais atteignable grâce aux progrès réalisés sur les composants à semi-conducteur de puissance. Il n'est donc plus totalement illusoire d'envisager des fréquences de fonctionnement de plusieurs dizaines de MHz pour des alimentations de petite puissance. Réaliser des composants magnétiques « à air » prendrait alors tout son sens qui plus est, en facilitant le processus d'intégration. Reste toutefois la problématique des pertes dans les conducteurs qui reste et restera un problème nécessitant, probablement des géométries très particulières pour ces composants.







**Titre :** Méthodologie de conception de convertisseur DC-DC isolé et régulé basse tension

**Mots clés :** Convertisseurs isolés, DC-DC, Optimisation, Composants magnétiques, Topologie de régulation, Éléments finis, commutation douces

**Résumé :** Les travaux proposés sont liés à une architecture de chaîne de traction innovante. Celle-ci permet d'associer un ensemble de cellules Li-ion à une machine électrique de traction au travers de convertisseurs statiques permettant une commande dont la granulométrie est plus fine que celle des architectures conventionnelles. Dans la solution proposée, la gestion de l'énergie prélevée à la batterie d'accumulateur est fractionnée et réalisée par un ensemble de convertisseurs (structure multicellulaire) de faible puissance et de faible tension. Ceux-ci gèrent les transferts d'énergie sur un groupe de cellule de la batterie plutôt que sur l'ensemble des éléments. Cette architecture non conventionnelle ne peut être viable que si l'ensemble des charges électriques embarquées peuvent être alimentées (réseau continu 12 V).

Ainsi, cette thèse vise à fournir un ensemble de convertisseurs optimaux pour réaliser cette fonction. L'étude des niveaux de tensions adressables mène au choix d'une structure parallèle comportant deux convertisseurs assurant respectivement le transfert de puissance et sa régulation. La topologie du convertisseur principal est ensuite étudiée afin de choisir le meilleur candidat au vu du cahier des charges. Finalement, un outil de dimensionnement de composant magnétique est développé afin de permettre l'optimisation de celui-ci. Cet outil permet d'employer des techniques de simulation par éléments finis en deux dimensions qui nécessitent des temps de calculs moins long qu'une analyse tridimensionnelle en limitant la perte de précision. Une variante triphasée de convertisseur permettant d'augmenter la puissance transférée est également proposée.

**Title :** Design methodology of isolated and regulated low voltage DC-DC converters

**Keywords :** Isolated converters, DC-DC, Optimization, Magnetic component, Topology of regulation, Finite elements, soft switching

**Abstract :** The proposed work is related to an innovative powertrain architecture dedicated to electric vehicles. It aims to associate a set of Li-ion cells and an electric machine through a group of DC-DC converters. This approach allows the use of smaller voltage steps compared to conventional topologies. It increases the reliability of the motor as well as the efficiency of the powertrain. The proposed solution is a multicellular structure comprising low power and low voltage converters. They manage the energy transfer on a group of cells of the battery rather than on all of its elements.

This unconventional architecture can only be viable if all the on-board electrical loads can be powered (12 V DC network).

Thus, this thesis aims to provide a set of optimal converters to supply the needed energy. The study of the input and output voltage levels leads to the choice of a parallel structure comprising two converters ensuring respectively the power transfer and its regulation. The topology of the main converter is then studied in order to choose the best candidate according to the specifications. Finally, a magnetic component design tool is developed to allow the optimization of its transformer. This software uses two 2D finite elements methods that requires less calculation time than a three dimensional technic while enhancing the precision compared to a traditional single 2D one.

A three-phase variant of the converter which increases the transferred power and the power density is also proposed.