



HAL
open science

Convertisseur bidirectionnel à haut rendement pour récupérateur d'énergie sur réseaux de transport urbain

Julien Morand

► **To cite this version:**

Julien Morand. Convertisseur bidirectionnel à haut rendement pour récupérateur d'énergie sur réseaux de transport urbain. Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2014. Français. NNT : 2014LYO10105 . tel-02612538

HAL Id: tel-02612538

<https://theses.hal.science/tel-02612538>

Submitted on 19 May 2020

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.



THÈSE DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

Délivrée par

L'UNIVERSITÉ CLAUDE BERNARD LYON 1

École doctorale EEA

Électronique, Électrotechnique, Automatique de Lyon

DIPLÔME DE DOCTORAT

Spécialité : Génie électrique

(arrêté du 7 août 2006)

soutenue publiquement le 11 juin 2014

par

Julien MORAND

Convertisseur bidirectionnel à haut rendement pour récupérateur
d'énergie sur réseaux de transport urbain

Thèse dirigée par M. Charles Joubert et par M. Dominique Bergogne

Laboratoire de recherche : AMPÈRE - UMR 5005

Le jury composé de :

Pr. Phillipe Lemoigne	Rapporteur	Professeur des Universités (L2EP)
Jean-Christophe Crébier	Rapporteur	Directeur de Recherches (G2Elab)
Pr. François Forest	Examinateur	Professeur (IES)
Pr. Charles Joubert	Directeur	Professeur des Universités (AMPERE)
Dominique Bergogne	Encadrant	Maître de Conférences (AMPERE)

TITRE

Convertisseur bidirectionnel à haut rendement pour récupérateur d'énergie sur réseaux de transport urbain.

RESUME

L'augmentation associée de l'activité et des déplacements dans les villes incite les habitants à repenser leurs modes de transport. Depuis quelques années, il s'opère un transfert des usagers de véhicules individuels vers les transports en commun. Pour accompagner cette transformation, les exploitants augmentent régulièrement les cadences et le nombre de lignes composées principalement de véhicules électriques alimentés par une ligne de contact. L'objectif de ces travaux de thèse est de concevoir un ensemble de convertisseurs adapté à la récupération de freinage des véhicules de transport en commun en milieu urbain. En se référant aux exigences habituelles du domaine ferroviaire combinées aux besoins spécifiques de la récupération d'énergie, une méthode de conception a été développée et mise en œuvre pour parvenir à une configuration optimale incluant une topologie innovante. Cette topologie a ensuite fait l'objet d'une étude détaillée de son fonctionnement. Deux modes de commandes compatibles l'un avec l'autre ont été proposés pour étendre les performances du convertisseur dans notre application. Une évaluation des pertes dans les semi-conducteurs découle également de cette étude. Enfin, les implications de la structure sur les composants magnétiques qu'elle comporte ont été abordées. La mise en place de simulations a permis de valider les choix initiaux sur les matériaux et la conception des composants.

MOTS CLES

Électronique de puissance, récupération d'énergie, convertisseur à commutation douce, application ferroviaire, supercondensateurs

INTITULE ET ADRESSE DU LABORATOIRE

Ampère UMR CNRS 5005
UCBL, Bat. Omega 3ème
43, boulevard du 11 Novembre 1918
69622 Villeurbanne Cedex, France

TITLE

High efficiency bidirectional converter for an energy saver on urban transportation networks

ABSTRACT

The increasing growth of activity and traffic in city obligates users to reconsider their urban trips. In the past few years, we could notice a trend of shifting from polluted private vehicles to sustainable public transportation. In order to assist this transition, network operator extends consistently their lines and increase vehicles flow rate. Most of the newly added lines are dedicated for electric vehicle fed by an overhead catenary. This thesis work consists in designing a power converter tailor-made for energy recovery of electric urban traffic vehicles. A design process is proposed and applied on basis of the standard requirements in railway area and the specific needs of the application. As a result, an optimal layout using an innovating topology is obtained from our method. Then, this new topology is deeply study and two new modulation principles are presented. These control modes are compatibles each other and extended the capabilities of the converter. By gathering all the equation of the previous study, an assessment of the semiconductor losses is made and the overall efficiency is verified. At last, the applied waveforms on the magnetic components are examined. The initial selection of materials is finally verified with help of simulation.

KEYWORDS

Power electronics, energy saving, soft switching converter, railway application, ultracapacitors.

LABORATORY NAME AND ADDRESS

Ampère UMR CNRS 5005
UCBL, Bat. Omega 3ème
43, boulevard du 11 Novembre 1918
69622 Villeurbanne Cedex, France

Table des matières

1	Introduction	11
1.1	L'énergie dans les transports	12
1.1.1	La consommation énergétique des transports routiers	14
1.1.2	La consommation énergétique des transports aériens	16
1.1.3	La consommation énergétique des transports maritimes	20
1.1.4	La consommation énergétique des transports ferroviaires	22
1.2	Les transports urbains	24
1.2.1	L'autobus	25
1.2.2	Le trolleybus	25
1.2.3	Le tramway	26
1.2.4	Le métro	27
1.3	La récupération d'énergie : Etat de l'art	29
1.3.1	Modélisation du déplacement d'un véhicule	29
1.3.2	Récupération sans Stockage	30
1.3.3	Récupération avec Stockage	34
1.4	Conclusion et mise en perspective des travaux de thèse	47
2	Définition des besoins pour un convertisseur optimal	48
2.1	Contraintes associées au domaine ferroviaire	48
2.2	Contraintes liées à l'application	56
2.3	Produit existant	61
2.3.1	Historique	61
2.3.2	Description	62
2.3.3	Comparaison avec l'existant	63
3	Conception	65
3.1	Configuration du stockage	65
3.1.1	Choix du calibre des interrupteurs	65
3.1.2	Comparaison des solutions à base de MOSFET	68
3.2	Configuration des étages d'entrée	72
3.2.1	Connexion à la ligne	73
3.2.2	Comportement aux courants perturbateurs	73
3.3	Rapport de conversion	75
3.4	Choix d'une topologie	78

TABLE DES MATIÈRES

4	Étude de la topologie <i>Double Active Bridge</i>	83
4.1	Principes de fonctionnement	83
4.1.1	Courant dans l'inductance L_{AC}	85
4.1.2	Expression de la puissance	86
4.1.3	Choix de l'inductance L_{AC}	88
4.2	Variation de la réactance X_{AC}	90
4.2.1	Réactance optimale	91
4.2.2	Variation de la fréquence	93
4.3	Étude de la commutation douce	94
4.3.1	Définition des modes	95
4.3.2	Amorçage des interrupteurs commandés	95
4.3.3	Blocage des interrupteurs commandés	101
4.4	Estimation des pertes semi-conducteurs	119
4.5	Conception des composants magnétiques	125
4.5.1	Évolution des grandeurs caractéristiques	126
4.5.2	Conception du transformateur $TrSf$	127
4.5.3	Conception de l'inductance L_{AC}	130
5	Validations expérimentales	135
5.1	Convertisseur à échelle réduite	135
5.2	Caractérisation des noyaux magnétiques	138
5.2.1	Mesure du champ H dans le noyau	139
5.2.2	Mesure du champ B dans le noyau	139
5.2.3	Dispositif de mesure	139
5.2.4	Résultats	140
5.3	Caractérisation d'IGBT en commutation douce	142
5.3.1	Résultats	143
5.4	Validation de la commande	147
5.5	Démonstrateur	149
6	Conclusion et perspectives	153
	Annexe A	156
	Annexe B	159
	Annexe C	164
	Annexe D	167
	Bibliographie	167
	Abréviations utilisées	190

Table des figures

1.1	Consommation mondiale d'énergie de 1971 à 2009 en Mtoe et provenance de l'énergie selon [1]	12
1.2	évolution de la consommation mondiale d'énergie de 1990 à 2011 dans les différentes zones géographique selon [2]	13
1.3	Consommation mondiale d'énergie et contribution à la génération de CO_2 par secteurs en 2012 source [4, 5]	14
1.4	Consommation mondiale d'énergie et contribution à la génération de CO_2 par mode de transport en 2012 source [13, 14]	15
1.5	Évolution des passagers et du volume de fret par voie aérienne de 1970 à 2012 source [60, 61]	17
1.6	Amélioration du rendement pour le transport maritime source [77]	21
1.7	Masse transportée et émission de CO_2 générée en 2012 pour le transport aérien et ferroviaire source [60, 61, 90, 91]	22
1.8	Consommation et type de carburant pour les transports ferroviaires dans le monde en 2006 selon [96, 95]	23
1.9	Capacité et coût des véhicules de transports en commun urbain source [107, 108, 109, 110]	26
1.10	Comportements identifiables des véhicules sur une ligne de transport et conséquences sur la ligne d'alimentation électrique ainsi que sur l'énergie cinétique stockée	31
1.11	schéma de principe de distribution de l'énergie électrique pour les transports ferroviaires en milieu urbain	33
1.12	Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie embarqué. Durant le freinage, l'énergie est transmise de la chaîne de traction vers l'équipement. Aucune énergie n'est transférée vers la caténaire.	35
1.13	Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie débarqué. Durant le freinage, l'énergie est transmise depuis un ou plusieurs véhicules vers l'équipement. L'énergie peut ainsi être restituée, à ce même véhicule ou à un autre en phase d'accélération	36
1.14	Principe de la conversion électrochimique d'une cellule dans le cas de la décharge selon [165]	41
1.15	Technologies de stockage électrochimiques secondaires actuellement disponibles sur le marché accompagnées de leurs densités d'énergie et de puissance et leurs prix par kilogramme selon [166]	42

TABLE DES FIGURES

1.16	Principe de la charge pour la capacité double couche. L'énergie apportée par un source externe implique un stockage de charge à l'interface entre l'électrode et l'électrolyte	44
1.17	Diagramme de Ragone de comparaison des éléments de stockage d'énergie traités dans ce document selon [182]. Les droites obliques représentent les constantes de temps statique de chaque technologie	45
2.1	Limite haute de la tension d'alimentation en fonction de la durée pour un réseau 750 volts DC selon la norme[204]	50
2.2	Surtensions normatives sur la ligne d'alimentation 750 volts DC pour les réseaux de transports urbains.	52
2.3	Surtensions supplémentaires sur les réseaux 750 volts DC	53
2.4	Limites d'émission rayonnée et son équivalence en courant conduit selon la norme [209]	55
2.5	Évolution de la puissance de sortie d'une sous-station de tramway durant l'exploitation. L'énergie entre chaque phase atteint régulièrement 1kWh.	56
2.6	Profil de mission de référence pour la conception du convertisseur	58
2.7	Répartition des coûts pour la fonction de conversion d'énergie existante	60
2.8	Courbes isosoniques de la perception d'un son pur pour l'oreille humaine selon la norme ISO 226 [213]. Les courbes sont paramétrées en phones. L'ordre du phone correspond à une pression du même ordre à 1000 Hz. Par exemple, le phone 40 vaut 40 dB à 1000 Hz.	60
2.9	Système de management de l'énergie du produit NeoGREEN MkII	62
2.10	Ensemble de trois armoires URE du produit NeoGREEN MKII. L'étage d'entrée du convertisseur (flèche rose) correspond à la partie rose du schéma de la figure 2.11(b). L'étage de sortie du convertisseur (flèche verte) correspond à la partie verte du schéma de cette même figure.	63
2.11	Schémas de l'étage d'entrée et d'un convertisseur pour le produit NeoGREEN MKII	64
2.12	Puissance massique (ordonnée) et densité de puissance (abscisse) de l'actuel et futur convertisseur du produit NeoGREEN et de certains de ses concurrents	64
3.1	Répartition des 12 bi-modules en m ensembles d'un convertisseur connecté à n sorties en série	66
3.2	Calibre en tension des interrupteurs de puissance (ligne 1), inductance parasite de la cellule de commutation (ligne 2), surtension de commutation maximale (ligne 3) et type de boîtier utilisé (ligne 4) pour les 7 solutions possibles dans notre application . . .	68

TABLE DES FIGURES

3.3	Évolution de la résistance à l'état passant en fonction de la tension de claquage pour des MOSFET de puissance. La courbe verte correspond à la valeur théorique selon [221], les triangles rouges correspondent aux données en provenance de [223], les carrés violets sont les composants utilisés pour les 6 solutions de notre étude et le pentagone orange est la valeur des MOSFET superjonction issue de [218].	70
3.4	Évolution du courant traversant le MOSFET sous test et rendement partiel pour la solution 1	71
3.5	Configuration simple d'un convertisseur	72
3.6	Schéma équivalent de l'étage d'entrée pour m convertisseurs de tension(a) et de courant (b)	74
3.7	Valeur minimale de la self d'entrée L_i pour des convertisseurs de tension ou de courant dans les deux solutions envisagées en fonction de la fréquence apparente sur la ligne	75
3.8	Plage de variation de la tension coté ligne (V_i) et sur les packs de supercondensateurs (V_{SC}) pour le transfert d'énergie en fonction du nombre de packs m et du nombre de sortie en série n	76
3.9	Évolution du rapport de conversion durant la charge et la décharge pour les solutions 6 et 7	77
3.10	Configuration type A pour la réalisation de notre convertisseur	77
3.11	Configuration type B pour la réalisation de notre convertisseur	78
3.12	Topologies DAB1 et DAB3 retenues pour la comparaison	79
3.13	Topologies <i>Current-Fed Full Bridge</i> et sa variante triphasée retenues pour la comparaison	80
4.1	Topologie DAB1 à rapport de transformation unitaire	84
4.2	Tension de sortie des deux ponts pour un angle de déphase quelconque de Φ	84
4.3	Tension aux bornes et courant traversant l'inductance L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$	85
4.4	Courant dans le bus primaire et dans la self L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$	87
4.5	Représentation de la puissance transférée en fonction de l'angle de déphasage φ et mise en évidence des deux solutions possibles φ_1 et φ_2 pour une puissance P_a donnée	88
4.6	Courant au démarrage dans une inductance L_{AC} non saturable (courbe verte) et dans une inductance avec saturation du circuit magnétique (courbe rouge). La constante de temps L_{AC}/R_s est de $30 \mu s$	89
4.7	Démarrage de la topologie DAB1 avec une inhibition des ordres de commande pendant un quart de période	90
4.8	Mise en évidence de la valeur pic du courant pour $d \geq 1$ (a) et $d < 1$ (b)	92
4.9	Évolution du facteur k_u en fonction de la réactance normalisée x_L pour différents $d \geq 1$. Les croix correspondent aux valeurs optimums de x_L	92

TABLE DES FIGURES

4.10	Évolution du facteur k_u pour en fonction de la réactance normalisée x_L pour différents $d < 1$. Les croix correspondent aux valeurs optimums de x_L	93
4.11	Variation de la fréquence de découpage pour obtenir une réactance optimale avec d variant de 0,5 à 1,5 pour un puissance allant de 360 kW (P_{max}) à 90 kW ($P_{max}/4$). L'inductance L_{AC} est fixée à 13 μH et la tension d'entrée à 830 V	94
4.12	Tension aux bornes et courant traversant l'inductance L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$. Les modes 3, 5, 8 et 10 ont une durée courte par rapport à la période de découpage	96
4.13	Évolution en fonction de φ des limites d'amorçage doux P_{lim1} et P_{lim2} ainsi que celle de la puissance en unités réduites pour un ratio d allant de 0,4 à 1,4	98
4.14	Courant $I_{L_{AC}}$ et tension V_L dans le cas où $I_0 > 0$	99
4.15	Courant $I_{L_{AC}}$ et tension V_L dans le cas où $I_1 < 0$	100
4.16	Schéma idéal équivalent du pont d'entrée durant le mode 5	103
4.17	Schéma idéal équivalent du pont de sortie durant le mode 8	104
4.18	Évolution en fonction de φ des limites d'amorçage doux P_{lim1} et P_{lim2} , de la puissance en unités réduites pour un ratio d allant de 0,4 à 1,4 et des limites du blocage doux P_{lim3} et P_{lim4} pour $\omega_n = 7,5$	106
4.19	Évolution en fonction de φ des limites de blocage doux P_{lim3} et P_{lim4} pour différentes valeurs de ω_n	107
4.20	Maille de gauche (a) et de droite (b) du schéma équivalent du pont d'entrée durant le mode 5	108
4.21	Évolution de la tension V_{C_x} et du courant $I_{L_{AC}}$ selon les équations 4.45 et 4.46	109
4.22	Évolution de la tension aux bornes la diode D_x (a) et du courant $I_{L_{AC}}$ (b) durant le mode résonnant 5 puis le mode réactif 6 et le début du mode de transfert actif 7	110
4.23	Diagramme de phase de la tension $V_{C_x}(t)$ pour un ratio d inférieur à 1 (a) et supérieur à 1 (b)	113
4.24	Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort plus court que le temps t_{V_0} . L'amorçage de l'interrupteur est suivi de la conduction de la diode antiparallèle. La transition à zéro de tension reste encore possible.	114
4.25	Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort plus long que le temps t_{V_0} . L'interrupteur conduit immédiatement le courant et le mode 6 n'existe plus.	115
4.26	Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort correspondant à t_{V_0} . La tension lors de l'amorçage de l'interrupteur est minimale. Le courant est nul lors du début de la conduction de celui-ci.	116
4.27	Schéma de principe du module SSTO	118

TABLE DES FIGURES

4.28	Placement de la puissance issue de la période de charge du profil de mission de référence (cf. figure 2.6)	119
4.29	Courant lors du blocage d'un IGBT Eupec de calibre 300 A et modèle utilisé dans l'outil de calcul	121
4.30	Tension et courant aux bornes d'un IGBT (a) et puissance dans le composant lors d'un blocage en commutation douce. Le tracé est effectué à partir des données de l'IGBT SKIM306GD12E4 de Semikron. L'inductance de résonance vaut $3,4 \mu H$, les capacités snubber valent $33 nF$ et le courant initial est de $200 A$	122
4.31	Tension et courant aux bornes d'un IGBT (a) et puissance dans le composant lors d'un blocage en commutation douce. Le tracé est effectué à partir des données de l'IGBT SKIM306GD12E4 de Semikron. L'inductance de résonance vaut $3,4 \mu H$, les capacités snubber valent $33 nF$ et le courant initial est de $100 A$	123
4.32	Rendements moyens calculés selon l'équation 2.5 pour la solution n°6 à une fréquence de 12.5kHz	124
4.33	Rendements moyens calculés selon l'équation 2.5 pour la solution n°7 à une fréquence de 12.5kHz	125
4.34	Évolution de l'induction durant le cycle de référence	126
4.35	Évolution des pertes fer pour 4 noyaux F3CC0063 et 6 tours au secondaire	129
4.36	Courbes de Dowell indiquant le ratio R_{AC}/R_{DC} dans un bobinage en fonction des paramètres ϕ et M définis dans [228]	130
4.37	Proposition de réalisation de l'inductance L_{AC} en torsadant les câbles d'amenée de courant autour de noyaux	131
4.38	Résultats de la simulation statique pour 3 noyaux AMCC032	132
4.39	Pertes dans les noyaux et température du noyau supérieur durant une simulation dynamique avec 3 noyaux AMCC032 sur un cycle en régime stabilisé de 640 secondes	133
4.40	Pertes dans les noyaux (rouge) et température du noyau supérieur durant une simulation dynamique (vert) avec 3 noyaux AMCC032 sur un cycle en régime stabilisé de 640 secondes puis un arrêt de fonctionnement d'environ 3 heures et demie	134
5.1	Photographie de la maquette à échelle réduite	136
5.2	Transformateur de 40 kVA refroidi par les drains thermiques	137
5.3	Mesure de la température des noyaux sur le transformateur soumis à l'excitation moyenne avec une température ambiante de $23^{\circ}C$	138
5.4	Tension de sortie du pont primaire (bleu), du pont secondaire (violet) et courant dans l'inductance L_{AC} durant la charge. La puissance de sortie vaut 12 kW	138
5.5	Mesure des pertes fer pour le noyau K (F3CC0063) à une température de $30^{\circ}C$ et $95^{\circ}C$	141
5.6	Mesure des pertes fer pour le noyau 1 (W158) à une température de $25^{\circ}C$ et $89^{\circ}C$	141

TABLE DES FIGURES

5.7	Diagramme de perte et perméabilité relative à température ambiante pour les deux références. Plus les performances du noyau sont élevées plus son placement se rapproche du coin inférieur droit	142
5.8	Photographie du banc de caractérisation au blocage en commutation douce	143
5.9	Tension et courant en commutation dure et douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$	144
5.10	Puissance dans l'interrupteur en commutation dure et douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$	144
5.11	Circuit de la résonance secondaire lors de l'amorçage de la diode anti-parallèle et localisation physique sur le convertisseur.	145
5.12	Tension et courant théoriques et mesurés durant un blocage en commutation douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$	146
5.13	Puissance théorique et mesurée dans l'interrupteur en commutation douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$	146
5.14	Photographie de la carte allumeur 6 voies incorporant la commande proposée	147
5.15	Tension aux bornes des deux interrupteurs d'un même bras (a) et commande de grille de l'interrupteur du haut (b) lors de l'amorçage à zéro de tension	148
5.16	Tension aux bornes des deux interrupteurs d'un même bras (a) et sortie de la détection de minimum de tension (b) lors de l'amorçage à zéro de courant	149
5.17	Modélisation 3D des modules CVS (a) et magnétique (b) du démonstrateur. La carte allumeur a été rendue transparente pour faire apparaître les composants situés sous celle-ci	150
5.18	Convertisseur actuel (à droite) et futur convertisseur (à gauche) pour notre récupérateur d'énergie de freinage	152
A.1	Schéma de principe pour l'estimation des pertes par conduction pour les interrupteurs MOSFET	156
A.2	Schéma de simulation	157
A.3	Évolution de la tension du module supercondensateur durant la simulation	157
A.4	Évolution des pertes par conduction de 6 MOSFET IPB025N10N3G sans câblage	158
B.1	Schéma équivalent du mode 1 de la topologie DAB1	159
B.2	Schéma équivalent du mode 2 de la topologie DAB1	159
B.3	Schéma équivalent du mode 3 de la topologie DAB1	160
B.4	Schéma équivalent du mode 4 de la topologie DAB1	160
B.5	Schéma équivalent du mode 5 de la topologie DAB1	161
B.6	Schéma équivalent du mode 6 de la topologie DAB1	161

TABLE DES FIGURES

B.7	Schéma équivalent du mode 7 de la topologie DAB1	162
B.8	Schéma équivalent du mode 8 de la topologie DAB1	162
B.9	Schéma équivalent du mode 9 de la topologie DAB1	163
B.10	Schéma équivalent du mode 10 de la topologie DAB1	163
C.1	Perméabilité relative des noyaux F3CC0063 testés	164
C.2	Pertes massiques des noyaux F3CC0063 testés	164
C.3	Perméabilité relative des noyaux W158 testés	165
C.4	Pertes massiques des noyaux W158 testés	165
C.5	Évolution des pertes en fonction de la température pour les noyaux F3CC	166
C.6	Dispersion de la perméabilité relative pour les noyaux F3CC . . .	166
D.1	Schéma de test de la commutation douce pour le pont primaire .	167
D.2	Schéma de test de la commutation douce pour le pont secondaire	167

Liste des tableaux

2.1	Variation de la tension d'alimentation pour les réseaux 600 volts DC et 750 volts DC selon la norme [204]	49
2.2	Caractéristiques électrothermiques des bi-modules 2xM54V150F	57
3.1	Configurations possibles des packs à partir des 12 bi-modules initiaux. La première ligne correspond à la tension de chaque pack, la seconde au nombre, n , de sortie en série et la troisième au nombre, m , de packs et de convertisseurs.	68
3.2	Comparaison des caractéristiques des topologies retenues	82
4.1	Dénomination, composants conducteurs et sens du transfert d'énergie pour chaque mode dans la topologie DAB1	96
4.2	Résumé des modes de commutation des interrupteurs de la structure DAB1 lorsque la limite P_{lim1} est dépassée	100
4.3	Récapitulatif des modes de commutation des interrupteurs de la structure DAB1 lorsque la limite P_{lim2} est franchie	101
5.1	Caractéristiques électriques de la maquette de laboratoire	135
5.2	Caractéristiques des composants du convertisseur de laboratoire	136

Chapitre 1

Introduction

"Rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme"

EN PRENANT au sens littéral cette citation d'Antoine Laurent Lavoisier, on pourrait supposer que les ressources énergétiques sont infinies. Il n'en est rien. Les ressources primaires à partir desquelles le monde tire son énergie s'amenuisent. À l'opposé, ses besoins énergétiques croissent. Ce paradoxe laisse entendre que la réduction de notre consommation énergétique sera un enjeu majeur du siècle à venir. Le siècle dernier peut être pris en exemple. Après la seconde guerre mondiale, le développement technologique a été sans précédent. Celui-ci entraînant des changements radicaux dans la façon de vivre, de travailler, de se divertir et de se déplacer. Cet accroissement exponentiel a été forcément accompagné par une consommation énergétique croissante. Entre 1971 et 2000, la consommation mondiale d'énergie a quasiment doublé (cf. Figure 1.1). La répartition de cette augmentation a été inégale selon les continents et les pays. Les pays les plus développés étant, à l'évidence, les plus gros demandeurs. Depuis une vingtaine d'années, la progression de ces pays semble se stabiliser sans pour autant diminuer. À cette demande constante viennent désormais s'ajouter les progressions rapides des pays dits émergents. Entre 1990 et 2011, la dépense énergétique de l'Asie est passée de 19% (1726.4 Mtoe¹) à 31% (3965.9 Mtoe) des besoins mondiaux (cf. Figure 1.2). Alors que durant cette période, les besoins de l'Europe ont stagné voire légèrement baissé. L'accroissement insolent de l'Asie est majoritairement porté par les deux super-puissances que sont la Chine et l'Inde. En vingt ans, ces deux pays sont passés de 44% à 76% de la consommation asiatique. En Amérique latine, l'essor du Brésil s'assortit d'une consommation importante. Cette nouvelle vague de développement, comparable à celle des pays occidentaux durant l'après-guerre, va encore plus solliciter les ressources naturelles de la planète et augmenter le coût de celles-ci. La raréfaction des ressources énergétiques oblige les exploitants à rechercher des sites ayant un accès difficile ou des coûts d'extraction importants. Les surcoûts d'exploitation étant répercutés sur l'utilisateur final.

1. Mega tons of oil equivalent= 41.86 Peta Joules

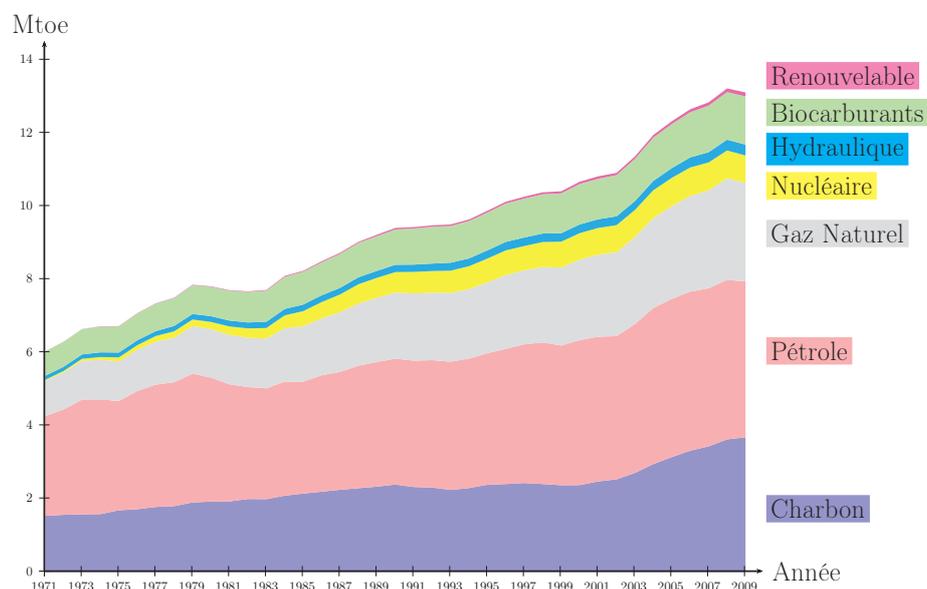


FIGURE 1.1: Consommation mondiale d'énergie de 1971 à 2009 en Mtoe et provenance de l'énergie selon [1]

Il est impensable actuellement de vivre sans le confort apporté par ces avancées technologiques. Pour que les pays développés et en voie de développement puissent encore profiter de ce mode de vie, maîtriser l'usage de nos ressources naturelles est une réelle nécessité. Deux possibilités sont envisageables pour réduire le prélèvement de celles-ci. D'abord favoriser la participation des énergies renouvelables qui sont considérées comme inépuisables. Bien que celles-ci commencent à apparaître dans le paysage énergétique, la proportion des énergies fossiles et nucléaires est encore largement majoritaire. En 2009, la part des énergies renouvelables était de 12,8% de la consommation mondiale alors que les énergies fossiles en représentaient 80,4%. Sur les dix dernières années, la progression moyenne des énergies nouvelles était toutefois de 30% contre 10% pour les énergies fossiles. Si ces deux tendances se maintiennent, le rapport de forces devrait s'inverser dans environ 430 000 ans. En imaginant que ces énergies accélèrent leur progression aux dépens des précédentes et deviennent majoritaires dans les 20 années à venir, elles ne pourront pas couvrir l'intégralité des besoins des consommateurs. Les problématiques de disponibilité et de stockage de celles-ci restent à ce jour non résolues. La solution alternative est de mieux utiliser l'énergie. *Le progrès technologique va servir à améliorer l'existant au lieu d'innover.*

1.1 L'énergie dans les transports

Dans les transports l'enjeu est de taille. L'ensemble des déplacements des passagers et du fret représente, en 2012, un quart de la consommation énergé-

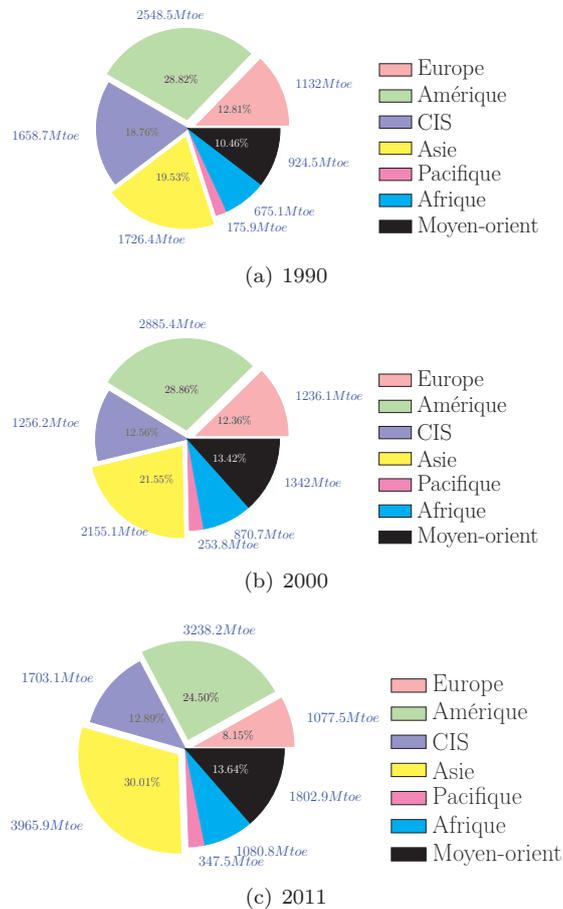


FIGURE 1.2: évolution de la consommation mondiale d'énergie de 1990 à 2011 dans les différentes zones géographique selon [2]

tique mondiale (cf. Figure 1.3(a)). Ils participent également à hauteur de 22% des émissions de CO_2 (cf. Figure 1.3(b)). Avec l'industrie et la génération d'électricité et de chauffage, les transports comptent pour près des trois quarts des émissions sur la planète. Selon les prévisions, l'activité des transports aura doublé entre 2000 et 2030 [3]. Réduire la consommation et par la même occasion les gaz à effet de serre de ce trio est devenu la priorité des organismes mondiaux et nationaux pour atteindre les objectifs fixés dans le protocole de Kyoto. Dans le secteur du transport, la répartition de la consommation par mode est extrêmement déséquilibrée (cf. Figure 1.4(a)). Les véhicules routiers consomment les trois quarts de l'énergie assignée aux transports et ils sont responsables de 73% des émissions (cf. Figure 1.4(b)). Cet état de fait est logique tant le moteur thermique à combustion interne (MCI²) règne en maître sur le secteur. Sur les 900 millions d'automobiles en circulation en 2012 dans le monde seulement 0,02% sont à considérer comme propres [6]. Bien que les technologies utilisées soient

2. Moteur à Combustion Interne

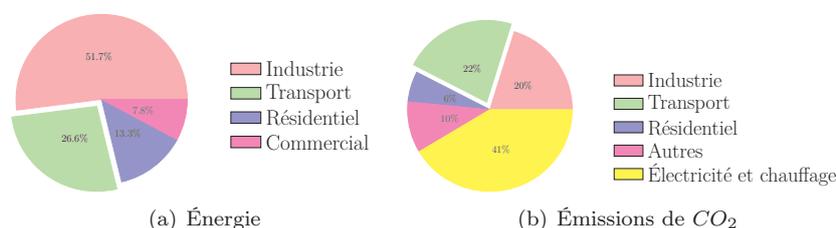


FIGURE 1.3: Consommation mondiale d'énergie et contribution à la génération de CO_2 par secteurs en 2012 source [4, 5]

arrivées à maturité, la marge de progression des voitures électriques semble limitée. Les performances annoncées en termes de disponibilité, d'autonomie ou de coût ne convergent pas vers les exigences des utilisateurs [7]. Les projections les plus optimistes [6] annoncent une progression fulgurante de plus de 1000% par an jusqu'en 2020, pour atteindre seulement 2% du parc automobile mondial.

1.1.1 La consommation énergétique des transports routiers

Pour le moteur à explosion, les possibilités d'optimisation de cette technologie sont faibles. Les améliorations apportées par les constructeurs ont permis d'avoir une progression constante du rendement de 1,5% par an entre 1980 et 2000 [8]. Malgré ces efforts, le rendement global atteint difficilement 15% pour les modèles essence et 20% pour les modèles diesel [9] avec pourtant des conceptions de plus en plus complexes et coûteuses. Les innovations telles que les moteurs à taux de compression variables ou le calage en continu des soupapes ne permettront pas de dépasser le rendement maximal théorique du cycle de Carnot³, soit 37% [10]. De par son principe même de fonctionnement, ce moteur ne permet pas la bidirectionnalité. Pour récupérer l'énergie superflue, des systèmes auxiliaires, la plupart du temps électromécaniques, sont nécessaires.

Les systèmes de micro-hybridation sont parmi les moins coûteux tant financièrement qu'au niveau du poids. Leur efficacité peut se déduire de leur mode de fonctionnement. Dès que le véhicule est à l'arrêt, le moteur est stoppé par un alternateur qui stocke l'énergie sous forme électrique. Cette énergie emmagasinée permettra à celui-ci de redémarrer le véhicule lors du prochain départ. Ainsi, le système économise l'énergie perdue lors des phases stationnaires. Plus le nombre de temps d'arrêt est important, plus le système est sollicité. C'est donc dans les parcours urbains, où le trafic est dense, que l'équipement a la meilleure efficacité. Les performances réelles de cette hybridation sont pour l'instant peu connues et les gains sur la consommation varient de 5% à 17% [11, 12].

Ce principe de cohabitation de deux sources d'énergie est extensible avec des hybridations partielles (*mild*) ou complètes (*full*). Dans ce cas, la partie élec-

3. Initiateur de la formulation du second principe de la thermodynamique

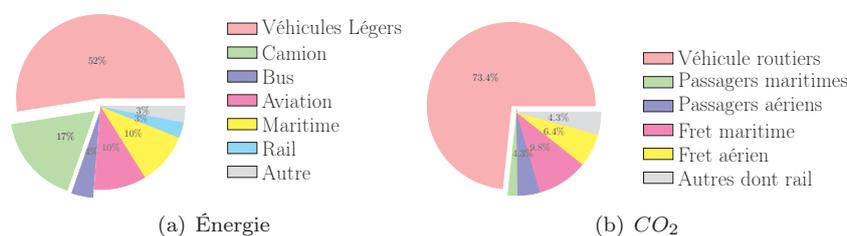


FIGURE 1.4: Consommation mondiale d'énergie et contribution à la génération de CO_2 par mode de transport en 2012 source [13, 14]

trique participe aussi au déplacement du véhicule. Le système de stockage et le moteur étant dimensionnés en conséquence. Cette idée n'est pas récente puisqu'elle avait déjà été mise en application au début du siècle dernier [15, 16]. C'est avec les premiers chocs pétroliers et l'augmentation drastique du prix des carburants que le concept a ressurgi [15], pour donner lieu au premier modèle commercial en 1997 [17]. Dans la majeure partie des cas, l'hybridation se fait entre un moteur thermique qu'il soit à essence, diesel [18, 19, 20], GPL⁴[21] ou biocarburant [22, 23] et un moteur électrique adjoint de son stockage d'énergie. Il existe à l'état embryonnaire, des projets d'association d'un moteur électrique avec une pile à combustible (PAC⁵) [24, 25] ou d'un moteur à air comprimé avec un moteur essence [26]. Outre les fonctionnalités communes à la micro-hybridation, le couplage électrique avec l'entraînement du véhicule alloue les capacités suivantes :

- freinage régénératif du véhicule ;
- fourniture d'un surplus de puissance conjointement avec le moteur thermique ;
- fonctionnement en autonomie électrique sur un nombre restreint de kilomètres ;
- possibilité de recharger les batteries depuis une source externe pour certains des modèles.

La récupération de l'énergie de freinage réduit d'une part la consommation et d'autre part l'usure des freins mécaniques. L'assistance du moteur électrique durant des phases intensives (démarrage, côte, dépassement) justifie l'utilisation de moteurs thermiques plus petits capables de fournir uniquement la puissance moyenne et non maximale. En effet, l'allègement de la cylindrée des moteurs (*downsizing*) influe sur la consommation et les émissions polluantes. La dynamique et le confort de conduite amenés par le soutien électrique constituent d'ailleurs un avantage indéniable de ces véhicules [27]. La possibilité de rouler en mode électrique seul, bien qu'intéressante, est réservée aux trajets courts. Dans ce cas, ce sont plutôt des véhicules électriques à autonomie limitée qu'il faut considérer. Le succès commercial de ce type de véhicules n'est plus à dé-

4. Gaz de Pétrole Liquéfié

5. Pile À Combustible

montrer avec plus de 4,5 millions de véhicules vendus dans le monde en 2012 [28]. Néanmoins, l'offre actuelle est réservée à une élite. Le coût élevé est fortement lié à celui des technologies employées. Comme pour la voiture électrique, la batterie et les matériaux utilisés dans les moteurs comptent pour les trois quarts du prix. De plus, sur des trajets extra-urbains, les problématiques de consommation et de pollution resurgissent. Dans les cycles mixtes ou extra-urbains, la plus sobre des automobiles hybrides [29] est d'ailleurs légèrement plus gourmande que son équivalent à moteur diesel [30]. Minée par le surcoût de sa technologie et en concurrence directe avec les automobiles les plus économes, la marge de manœuvre est faible. Il est évident que ce type de véhicules ne sera pas la solution universelle.

Quelle que soit l'énergie primaire utilisée, des améliorations sur la structure même du véhicule sont possibles. Les trois principaux axes de progression étant le poids du véhicule, la pénétration dans l'air et le roulage. La réduction du poids est un sujet contradictoire. D'abord parce que le poids des véhicules toutes catégories confondues n'a cessé de croître entre 1985 et 2008 [31, 32]. Cette augmentation est en partie due aux contraintes de sécurité normatives (*airbag*, *ABS*⁶) mais également à l'explosion du confort dans les véhicules (climatisation, navigation, ordinateur de bord). Ensuite en espérant que cette courbe s'infléchisse dans les années à venir, un poids inférieur de 30% n'amènerait qu'une diminution de consommation inférieure à 10% dans le meilleur des scénarios [31]. Enfin l'utilisation de métaux comme l'aluminium [11] ou de matériaux composites comme la fibre de carbone impacte directement le coût final. L'amélioration du C_x ⁷, bien que très efficace, est peu compatible avec les aspirations des designers ou les normes de sécurité. C'est d'ailleurs, une voie qui n'est quasiment pas explorée par les constructeurs.

La description faite ci-dessus des différentes solutions envisagées fait référence de manière non exhaustive mais exclusive à l'automobile. Des approches semblables ont été également appliquées aux bus [33, 34, 35, 36], aux camions [37, 38, 39, 40, 41, 42], aux véhicules industriels [43, 44, 45, 46, 47], aux deux roues [48, 49, 50] et trois roues [51]. Les contraintes de poids, de prix, d'autonomie ou les profils de mission étant différents, les chiffres annoncés précédemment ne sont plus applicables. Dans certains cas, comme pour les deux roues électriques, l'engouement des consommateurs est total. Ainsi la Chine comptait en 2007 près de 40 millions de 2 roues électriques et les cent millions devraient être atteints cette année [52]. Néanmoins aucune technologie n'est apparue comme la réponse unique pour ces véhicules.

1.1.2 La consommation énergétique des transports aériens

Le transport aérien est, quant à lui, le deuxième consommateur d'énergie et contributeur des émissions de CO_2 . L'influence de son trafic est assurément moindre, comparée à celle de la route mais comme le montre la figure 1.5, la

6. *Anti Blockier System* en allemand soit système anti-dérapage

7. Coefficient aérodynamique relatif à la trainée

progression de celui-ci est exponentielle. Selon les analystes [53], le trafic a augmenté entre 1990 et 2003 de 73% et a doublé de 2008 à 2012. L’envolée des compagnies à bas coût (*low-cost*) a rendu ce mode de transport plus accessible [54, 55, 56, 57]. La multiplication des aéroports dans les pays en voie de développement est aussi liée à cette hausse. Cette croissance amène les autorités responsables à demander au domaine des efforts sur la consommation et sur l’empreinte écologique. Le prix du carburant, comptant pour 30 à 40% des coûts fixes d’exploitation [58, 59], commence aussi à peser lourdement sur le prix des voyages. Contrairement au secteur routier, le nombre d’acteurs dans l’aérien est limité. L’aviation de loisirs n’est pas assez développée pour être significative, et seul le trafic commercial est à prendre en compte. A l’inverse de la route, et ce quelles que soient les hypothèses faites, il n’est pas possible à court terme de substituer le pétrole par une autre source d’énergie pour le transport aérien. Les efforts demandés aux constructeurs vont alors plutôt porter sur la réduction de la consommation globale de l’appareil ou sur le remplacement de l’énergie des auxiliaires par une énergie plus propre. L’énergie électrique ayant été identifiée comme la remplaçante, l’ensemble des optimisations portées sur les futurs avions est regroupé sous l’appellation : L’avion plus électrique (*more electric aircraft*).

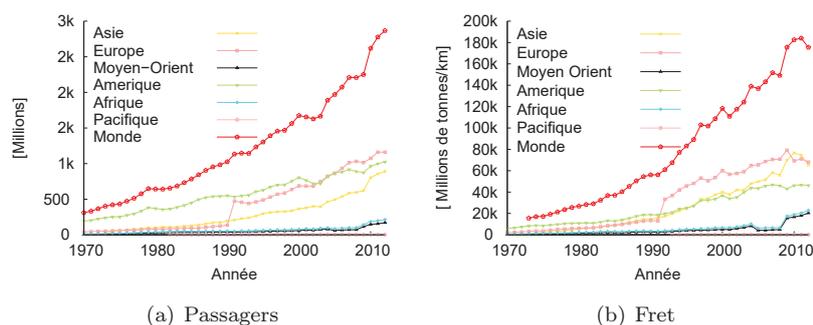


FIGURE 1.5: Évolution des passagers et du volume de fret par voie aérienne de 1970 à 2012 source [60, 61]

En Europe, les autorités publiques ont proposé, par le biais de l’ACARE⁸, des recommandations pour l’émission de CO_2 et de NO_x ⁹ ainsi que pour les nuisances sonores [62]. Pour répondre à ces propositions, la gouvernance européenne a lancé en 2008 une initiative technologique commune entre public et privé. Les avionneurs et leurs sous-traitants s’alliant aux organismes de recherche sous un même projet nommé *Clean Sky*. Actuellement, un grand nombre de projets portant sur la réduction de la consommation ou des émissions est issu de cette association. Même si aucune entreprise commune n’est en place en Amérique du nord, les acteurs du secteur travaillent également sur ces sujets. Ces études

8. *Advisory Council for Aviation Research and Innovation in Europe* en anglais

9. Sigle incluant le monoxyde d’azote (NO) et le dioxyde d’azote (NO_2) deux polluants atmosphériques

peuvent être regroupées autour de 3 thèmes principaux. D’abord les actions menées sur les avions court, moyen et long courrier puis celles concernant les hélicoptères et enfin la rationalisation de l’énergie lors des déplacements au sol.

Pour l’ensemble des appareils, la substitution des actionneurs existants par leurs équivalents électriques s’inscrit dans le concept même de l’avion plus électrique. Dans le schéma actuel, les sources d’énergie des auxiliaires sont multiples et elles s’alimentent toutes en dérivant une partie (5%) de la puissance de propulsion. La rotation des turbines étant variable durant le trajet, les équipements doivent pouvoir fonctionner sur une large gamme de vitesse ou fréquence. De plus, les équipements pneumatiques détournent directement l’air chaud de la turbine, agissant grandement sur l’efficacité de celle-ci [58]. Dans la nouvelle architecture, un seul alternateur est relié à la turbine et il alimente l’ensemble des auxiliaires désormais électriques. L’alimentation de bord s’est affranchie de la vitesse variable grâce à l’insertion de convertisseurs d’électronique de puissance. On pourra noter les exemples suivants :

- le remplacement des inverseurs de poussée, des commandes de trains d’atterrissage ou de directions pour l’hydraulique ;
- initialement pneumatique, la pressurisation de l’habitacle est assurée par des compresseurs alimentés par le réseau électrique supprimant la prise d’air sur les turbines (*bleedless*) ;
- les pompes mécaniques pour l’huile ou le kérosène sont remplacées par leurs homologues électriques.

Au-delà du critère écologique, cette mutation va permettre de réduire le poids du véhicule, espacer les opérations de maintenance coûteuses, en particulier celles des appareillages hydrauliques, apporter du diagnostic intégré et augmenter la sûreté de fonctionnement grâce aux redondances possibles. Cependant, selon les premières estimations les économies réalisées ne dépasseraient pas 3% sur la consommation et moins d’1% pour les coûts fixes de fonctionnement [58]. Le bénéfice est faible, sachant que des progrès dans les télécommunications et dans la navigation pourraient amener un gain allant lui de 8 à 18% [63]. Un autre pas vers l’avion optimal est l’utilisation du moteur turbofan à hélice rapide (*open rotor*) à la place des turbines existantes. Ces moteurs réduiraient de 25 à 30% la consommation par rapport à l’existant et de 75% l’empreinte sonore au sol [64]. La pénétration dans l’air est également un facteur de diminution de la consommation. Pour affiner l’aérodynamisme, les avionneurs travaillent sur l’extension de la voilure des avions pour développer l’écoulement laminaire [65] ou sur l’utilisation d’un revêtement inspiré de la peau des requins [66]. Ces techniques ne sont encore qu’au stade expérimental et aucune donnée sur leur efficacité n’a encore été consolidée.

Au niveau de l’hélicoptère, les travaux se concentrent autour de son entraînement et sur l’efficacité de ses pales. Pour rendre les pales plus efficaces, deux technologies sont testées. L’une utilise des pales passives avec un aérodynamisme modifié automatiquement par les contraintes extérieures, l’autre utilise des ac-

tionneurs piezo-électriques pour adapter l'inclinaison des pales en fonction des conditions de vols (*active twist*). Ces deux approches permettent de gagner 3% en vol de croisière et 8% en vol stationnaire [67]. De plus, elles divisent la pollution sonore par 15 ($-6dB$). Pour les hélicoptères légers, il est possible de remplacer la turbine fonctionnant au kérosène par des moteurs turbo-diesels conçus initialement pour les camions ou le naval. Selon les estimations, il serait possible d'obtenir des réductions de 40% des émissions de CO_2 et de 50% de NO_x sans pour autant gagner sur les consommations [67]. L'introduction d'actionneurs électriques dans les giravions est également abordée avec des démarreurs ou des vérins pour l'entraînement, des récupérateurs d'énergie piézo-électrique et thermoélectrique qui assurent la co-génération avec la turbine et des alternateurs qui en la freinant stockent l'énergie pour les opérations au sol.

À l'heure actuelle, les déplacements au sol des aérodynes se font à l'aide des propulseurs principaux. Lors de ces opérations, appelées roulage ou taxiage, les moteurs sont sollicités sur une plage où le rendement est médiocre et la pollution importante. Les freins sont également mis à rude épreuve, puisque qu'ils ralentissent l'appareil, les propulseurs fournissant trop de puissance. La consommation de carburant résultante peut compter pour une part importante du fonctionnement global. Les deux principaux avionneurs estiment que les phases de roulage en moyenne durent 17 minutes et pèsent pour 8% sur la facture de carburant. Pour s'exonérer de la propulsion principale, deux démarches sont aujourd'hui à l'étude. La première est l'utilisation de véhicules extérieurs pour tracter le véhicule [68]. Un tracteur, dirigé par le pilote, est utilisé pour déplacer l'avion sur la piste jusqu'à sa destination finale. L'entraînement des roues est assuré par un groupe diesel-électrique hybride qui réduit la consommation, le bruit et les émissions. La seconde possibilité est de donner la capacité à l'aéronef de s'autotracter par les roues [59, 69]. Dans ce but, les roues sont équipées de moteurs électriques et parfois de leurs convertisseurs alimentés par la source auxiliaire (APU¹⁰). La réduction de consommation est évaluée à 4% du total [59]. L'inversion rapide du sens de déplacement est rendue possible par la motorisation électrique. Cette aptitude accélère les phases de mise en place tout en évitant l'utilisation des freins mécaniques. À terme, l'énergie pourra provenir de batteries chargées au moment de l'atterrissage ou d'une PAC supprimant totalement le besoin de kérosène au sol.

Il est fort à parier que dans les années à venir, le pétrole restera la ressource principale pour l'aéronautique. Pourtant, des tentatives de substitution sont actuellement en cours. On peut citer par exemple, le très médiatique avion suisse *Solar Impulse*, l'avion de tourisme électrique Cri-Cri MC15E [70], des transports gravitationnels [71] et même un possible retour du zeppelin [72]. Ces projets ne sont pas encore matures d'un point de vue industriel et d'autant moins commercial. De plus, les capacités de transport et les vitesses de croisière de ces aéronefs sont pour l'instant limitées pour remplir les exigences modernes du transport aérien.

10. *Auxiliary Power Unit* en anglais soit alimentation auxiliaire

1.1.3 La consommation énergétique des transports maritimes

Historiquement, le bateau est le premier moyen de transport utilisé par l'homme, il y a de cela 10 000 ans. Du bateau marchand phénicien au *super-tanker* pétrolier, il n'a depuis cessé d'évoluer grâce notamment aux innovations technologiques. Aujourd'hui, les navires restent des acteurs importants dans les échanges mondiaux. On pourrait penser le contraire en se basant uniquement sur le fait que le fret et les voyageurs maritimes comptent respectivement pour 8% et 2% de la consommation globale et pour 10% et 2% de la pollution au dioxyde de carbone. Ces chiffres ne reflètent pas la réalité. Il est évalué que plus de 80% des biens sont transportés partiellement ou totalement par voie maritime [73, 74]. Face à l'importance de ces échanges, les parts de la pêche, des croisières ou de la plaisance sont anecdotiques [75]. Les navires consomment donc, en proportion, peu d'énergie pour convoier leurs cargaisons. Avec en moyenne 30 grammes de CO_2 par tonne et par kilomètre, ils sont même 4 fois plus efficaces que les camions et même 45 fois plus que les avions [76]. Cet écart peut se justifier par la grande capacité des navires, certains peuvent accueillir plus de mille containers, et par la vitesse réduite des embarcations nécessitant des moteurs plus économes.

Entre 1990 et 2010, une croissance de 70% [14] a été observée dans les transports maritimes. Selon les prévisions, ils pourraient être multipliés par trois entre 2007 et 2050. En l'absence de changement dans la flotte existante, la consommation et les émissions de gaz à effet de serre devraient alors doubler [76]. Pour inverser cette tendance, les administrations responsables ont la volonté de réduire sa contribution énergétique. Elles ont alors, avec les experts du domaine, synthétisé les différentes possibilités d'amélioration pour les retranscrire dans des études [77]. Ces différentes alternatives et leurs niveaux d'efficacité sont illustrés dans la figure 1.6 et peuvent être rassemblés sous deux catégories. Soit ce sont des changements liés au fonctionnement du vaisseau soit c'est la mise en place de nouvelles technologies qui assure ce gain.

Parmi les actions assujetties au fonctionnement du bateau, la réduction de la vitesse semble être la plus utile. La mise en place d'un pilote automatique ou la modification des parcours en fonction des conditions météorologiques sont déjà en partie appliquées et apportent peu de gain. Réduire la vitesse repose sur l'idée d'utiliser soit de nouveaux engins moins puissants, soit les existants en dessous de leur régime maximal (déclassement). En théorie, le profit est proche d'un tiers de la consommation [78]. Dans la pratique, le coût du carburant n'est qu'une partie des frais de fonctionnement et la durée du voyage est d'autant rallongée que la vitesse est réduite. Les armateurs sont donc peu enclins à adopter cette résolution. Sans prendre en compte les questions relatives à la sécurité [79], ralentir ce type de transport alors qu'il est déjà le plus lent, pourrait faire perdre des parts de marché aux exploitants. Alors qu'un simple nettoyage de la coque et des hélices fait bénéficier aux compagnies de presque 20% d'économie de carburant. Malheureusement, ces démarches sont déjà en

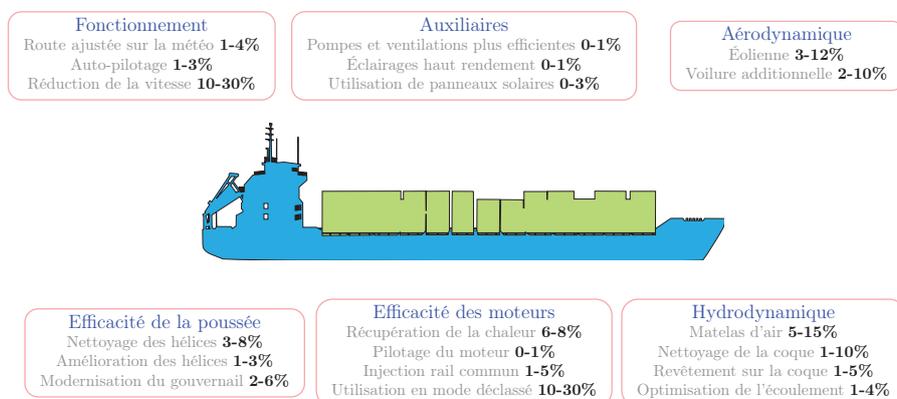


FIGURE 1.6: Amélioration du rendement pour le transport maritime source [77]

place et le gain réel est bien en deçà des espérances [79]. À propos des nouvelles technologies déployées, on retrouve comme pour les modes de transport précédents, l'alimentation des auxiliaires à partir de sources renouvelables (éoliennes, panneaux solaires). L'hybridation est aussi expérimentée avec des panneaux solaires pour alimenter partiellement [80, 81] ou totalement la propulsion [82]. Le remplacement des carburants d'origine fossile est également examiné avec des génératrices à hydrogène ou au biométhane. Pour soulager les moteurs principaux, l'addition de voilure nouvelle génération a été testée. Le principe n'est assurément pas nouveau. Grâce à l'emploi de voiles droites sur un mât [83] ou de parachutes [84, 85] qui tractent les navires, la consommation est diminuée de près de 50% durant leur action. Cependant, ces soutiens au moteur thermique ne fonctionnent que dans certaines circonstances. En moyenne, leurs apports sur un trajet avoisinent les 10%. La pénétration dans l'air ou dans l'eau sont aussi des paramètres qui altèrent l'efficacité. Parmi les différents moyens proposés pour améliorer ces facteurs, l'utilisation d'un matelas de bulle d'air sous la coque du navire semble très prometteur [86, 87, 88]. Aujourd'hui, le niveau de maturité suffisant n'est pas encore atteint par ces nouvelles techniques. Leur mise effective sur le marché n'est pas attendue avant une décennie et il faudra pour cela franchir les limites technologiques freinant leur aboutissement [76, 79].

Pour les trois modes de transport précédemment décrits, un point commun se dégage. Même si une attention particulière est portée sur la réduction de la consommation, ceux-ci cherchent un successeur au pétrole comme source d'énergie. Les hybridations ne sont donc qu'une première étape vers la transition totale. En raison, de ses capacités de stockage, de sa souplesse d'utilisation et du rendement élevé de sa chaîne de traction, l'énergie électrique est souvent utilisée dans l'hybridation. Elle pourrait devenir le vecteur d'énergie de ce siècle même si pour qu'elle supplante et remplace les carburants polluants, de nombreux défis restent tout de même à relever.

1.1.4 La consommation énergétique des transports ferroviaires

Le rail avec 3% de l'énergie des transports fait pâle figure à côté des mastodontes de la route de l'air ou des mers. Cette faible consommation nous trompe sur son implication dans les transports. Si on le compare, par exemple, avec l'aéronautique, le nombre de passagers est identique mais le véhicule ferroviaire consomme trois fois moins et pollue dix fois moins que son homologue aérien (cf. figure 1.7(a)). Pour le fret, le constat est similaire le train transite plus de marchandises que l'avion avec moins d'énergie et de pollution (cf. figure 1.7(b)). Le secteur ferroviaire est d'ailleurs le seul à avoir réduit sa pollution entre 2000 et 2009 [89]. L'utilisation massive de l'électricité explique cette performance. La traction électrique a, depuis plus d'un demi-siècle, la main mise sur les locomotives et ce même lorsque la source principale d'énergie est le pétrole. Le rendement élevé, la faible maintenance et la facilité de contrôle du moteur électrique ont eu raison de son pendant thermique. Ici, et contrairement aux autres modes de transport précédemment cités, l'énergie électrique est, soit aisément disponible, soit elle peut être créée à partir du pétrole facilement stockable. Utiliser uniquement l'énergie électrique nécessite une contre-partie de taille ; tout au long de son parcours, le véhicule doit être accompagné d'un réseau de distribution. Ce manque de flexibilité joue en la défaveur du rail par rapport à ses concurrents.

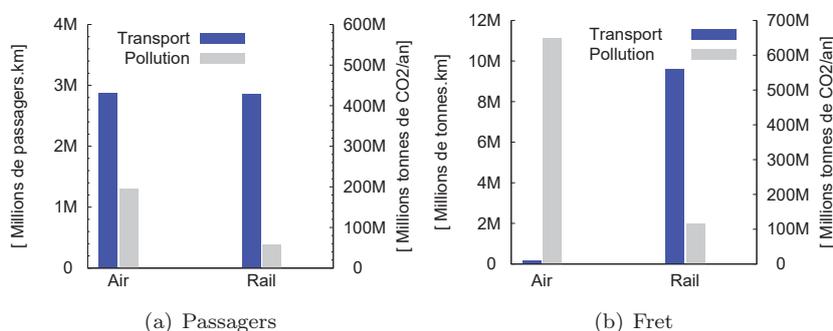


FIGURE 1.7: Masse transportée et émission de CO_2 générée en 2012 pour le transport aérien et ferroviaire source [60, 61, 90, 91]

Dans le monde, la disposition des réseaux ferrés est très hétérogène (cf. figure 1.8). L'Europe possède des réseaux denses et électriques à près de 80% [89]. On compte même 21 pays européens parmi les 25 réseaux les plus importants [92]. En Asie, les lignes installées en Inde, en Chine et en Corée du Sud sont prédominantes. Celles-ci étant non électrifiées à 73% [93]. Sur ce continent, le Japon fait exception puisqu'il est, de loin, le pays asiatique avec le réseau ferroviaire le plus développé, incluant un grand nombre de lignes à grande vitesse [94], un fret intensif et une électrification quasi absolue [89]. En Amérique, seule la partie Nord bénéficie d'un réseau en tant que tel. La taille de celui-ci

surpasse de moitié celui de l'Europe mais sa densité est extrêmement faible. Les Nord-Américains préférant les airs au chemin de fer, le transport de voyageurs est peu actif et laisse au fret l'exploitation des voies généralement sans distribution électrique[95].

Dans les pays-continent¹¹, les principales villes sont généralement reliées par de grandes artères ferroviaires traversant le pays. Sur ces voies, la mise en place de l'alimentation électrique, en sus de la pose des rails, grève le coût déjà conséquent de l'installation. Dans ces conditions, l'utilisation de motrices diesel-électriques est souvent préférée. Elles constituent du reste la seule et unique source de pollution du transport ferré. Il faut noter que dans bien d'autre cas, le choix de l'énergie fossile est plutôt historique que conjoncturelle. Ceci justifie notamment que la conversion vers des locomotives toutes électriques soit toujours en cours. Entre 1990 et 2009, L'Europe, la Chine, et la Russie ont doublé leur nombre de voies électrifiées [89]. Théoriquement, le transport ferroviaire pourrait être le seul mode entièrement propre, à la condition d'avoir un réseau pleinement électrique. Cette perspective est envisageable surtout qu'elle n'est pas technologiquement limitée mais plutôt dépendante de la volonté des exploitants.

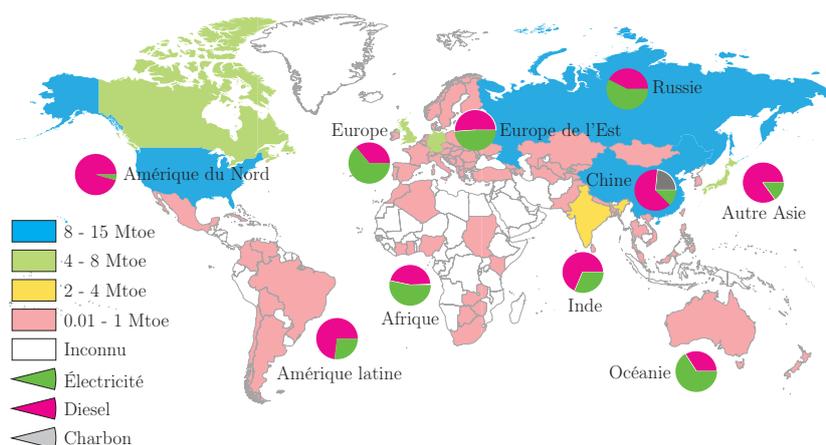


FIGURE 1.8: Consommation et type de carburant pour les transports ferroviaires dans le monde en 2006 selon [96, 95]

La chaîne de traction électrique, mise en balance avec le moteur à combustion, est de loin plus efficace. Le rendement global de celle-ci passe rarement en dessous des 80% et frise régulièrement les 95% [97]. Avec les récents progrès amenés par les convertisseurs et leur commande, la puissance des moteurs est disponible sur une large gamme de vitesse et de couple. De plus, aucune énergie n'est consommée pendant les arrêts du véhicule. Même si le rail fait office de bon élève, la réduction de sa consommation est malgré tout envisagée par les acteurs du domaine. Les évolutions associées s'appliquent plus particulièrement

11. Pays possédant une superficie importante et composant une grande partie du continent auquel il est rattaché. Par exemple : la Russie, le Canada, la Chine et les États-unis

sur les TGV¹² qui sont d'ardents consommateurs d'énergie. On distingue alors à nouveau la recherche d'un aérodynamisme maximal pour réduire les frottements dans l'air et l'utilisation de matériaux allégeant le poids des caisses sur les bogies. L'usage de la roue libre, appelée "marche sur l'erre", est courant dans le domaine. Les voies étant dédiées et les arrêts définis à l'avance, les profils de mission sont prévisibles. Il est alors aisé d'interrompre la traction au moment opportun et ainsi de transformer l'énergie cinétique emmagasinée en mouvement, jusqu'à l'arrêt suivant. Par exemple sur la ligne TGV entre Paris et Lyon, près de 25% du trajet est parcouru sans avoir recours à la traction électrique [98].

1.2 Les transports urbains

Les modes de transport desservant les zones urbaines auront un impact capital sur l'évolution de nos besoins énergétiques dans les années futures. En premier lieu parce que le nombre de citoyens dans le monde ne cesse de croître depuis les années cinquante. Alors qu'en 1952, les citoyens représentaient 29% de la population mondiale, en 2011 ils étaient aussi nombreux que les ruraux [99]. Cet équilibre ne sera pas respecté longtemps, puisque la part de citoyens attendue en 2050 dépassera les deux tiers. Les activités humaines, lesquelles sont indubitablement liées aux transports, vont alors se concentrer principalement dans les villes. À ce jour, Les transports urbains comptent déjà pour 40% de l'énergie consommée par la totalité des transports [100]. En deuxième lieu parce que les évolutions s'opérant dans les villes vont servir de modèles aux changements dans les transports planétaires.

L'affluence de nouveaux habitants dans les villes oblige celles-ci à étendre leur surface en absorbant au passage les communes avoisinantes. Ces nouvelles mégapoles conservent habituellement leurs cœurs d'activité dans le centre-ville. Les déplacements vers et en provenance de ces centres névralgiques occasionnent des flux importants sur des voies rarement pensées pour les supporter. Ainsi les automobilistes résidant dans les grandes villes sont de plus en plus confrontés à la saturation des voies de circulation. Ces congestions provoquent des environnements pollués affectant la santé des habitants. Des villes comme Shanghai ou Mexico dépassent régulièrement les seuils dangereux de pollution. Il a même été constaté que les difficultés de circulation influent sur les échanges économiques dans les villes [101]. Dans de nombreuses mégapoles des pays développés, les axes routiers ne suffisent plus au fonctionnement correct de celles-ci. Des études démontrent que pour parvenir à des villes durables et prospères, les transports urbains auront à basculer vers un nouveau paradigme : les transports en commun doivent être préférés au détriment des véhicules individuels [102, 103, 104]. Cette vision sous-entend que les infrastructures actuelles seront capables d'assumer cette mutation. Alors pour séduire les usagers et se substituer à leurs véhicules, les transports en commun doivent offrir des performances au moins équivalentes en terme de disponibilité, de temps de trajet et de coût. Pour cela, les transports en commun doivent, entre autres, avoir un débit en adéquation avec leurs lieux d'exploitation. L'intensité adaptée de la circulation découle

12. Train à Grande Vitesse

directement de la densité démographique. En fonction de cette densité, les responsables locaux ont à leur disposition une palette de véhicules leur permettant de répondre au besoin.

1.2.1 L'autobus

Le bus est le moyen de transport en commun le plus simple à implanter. Il est d'ailleurs souvent le premier à être mis en place dans une agglomération. D'abord parce que le coût des véhicules est faible mais surtout parce qu'il requiert peu d'infrastructures. En effet, les bus peuvent utiliser les voies de circulation existantes et ainsi desservir une zone très étendue. Les parcours sont également modifiables en fonction de la demande comme lors d'événements ou durant des périodes creuses. Malheureusement, cet atout est également un inconvénient notable. Lorsqu'ils utilisent les infrastructures disponibles, les bus sont soumis aux aléas du trafic. Pendant les heures de pointe, là où ils seraient le plus efficaces, les bus ne peuvent qu'accepter les conditions de circulation. L'élaboration de voies de circulation dédiées permet de déjouer ces complications. Cependant, l'établissement de ces voies entraîne généralement une altération de la voirie et de l'urbanisme existant. Le coût s'en voit décuplé et le prix des véhicules devient négligeable. Dans les zones de circulation intense, le bus n'est donc efficace que sur sites propres¹³. Ce constat apparaît comme un contre-sens au choix de ce véhicule puisque, outre son autonomie, c'est son faible coût qui le rendait intéressant. Dès lors, le bus ne se démarque plus des autres véhicules disponibles. La fiabilité réduite de leur moteur à combustion combinée à l'utilisation intensive de ces véhicules engendrent des frais de maintenance importants. Fortement liés au prix du pétrole, leurs coûts d'exploitation sont croissants au fil des années. De plus, ils ajoutent de la pollution atmosphérique et sonore à des environnements déjà pollués. Remplacer le bus à moteur thermique par une version électrique ne solutionne pas le problème. Les véhicules actuellement proposés sont chers, leur autonomie reste limitée et pour fournir le même service que leurs homologues, ils réclament une flotte nettement plus importante.

Pour remplir toutes les exigences des transports publics urbains et s'affranchir du pétrole, l'alternative ferroviaire semble légitime. En partant du postulat que seules des voies réservées garantissent un service performant, ces véhicules prévalent sur tous leurs concurrents. Leur traction est fiable, efficace et non polluante. Ils génèrent peu de bruit et le coût de l'énergie électrique demeure faible. Comme le montre la figure 1.9(a), le trolley-bus, le tramway et le métro peuvent couvrir l'ensemble d'un territoire urbain. Les investissements initiaux, illustrés dans la figure 1.9(b) sont en relation avec leurs performances.

1.2.2 Le trolleybus

Évolution directe du bus, dont il reprend communément la même structure mécanique, le trolley-bus se déplace grâce une traction électrique alimentée par deux perches connectées à un réseau aérien. Un moteur thermique de plus

13. dénomination utilisée dans le domaine pour les portions de ligne en voies dédiées

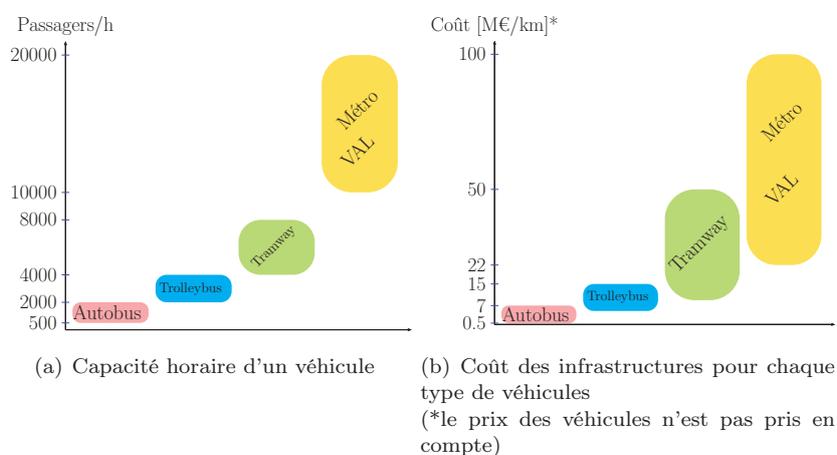


FIGURE 1.9: Capacité et coût des véhicules de transports en commun urbain source [107, 108, 109, 110]

faible puissance lui est couramment adjoint. Celui-ci est utilisé pour alimenter la traction en cas de secours (déperchage, panne électrique) ou lorsque le réseau d'alimentation n'est plus présent (extension non câblée, bâtiments classés). L'absence de contrainte au sol et la liberté donnée par les perches lui permettent également de pouvoir s'insérer dans le trafic ou d'éviter un obstacle. Sa filiation avec l'autobus le classe dans la catégorie des véhicules routiers. Les normes en vigueur dans cette catégorie, bornent la longueur du véhicule et lui imposent un poids maximal à l'essieu. Ces contraintes sur le véhicule limitent son débit horaire aux alentours de 4 000 passagers par heure (cf. figure 1.9). Les premiers trolleybus sont apparus dans les villes d'Europe et d'Amérique du Nord au début des années 1930. Par rapport aux autobus de l'époque, ils étaient déjà plus fiables, plus rapides et non polluants. Dans l'Europe de l'après-guerre et jusqu'à la fin des années 1980, ce mode de transport a connu son âge d'or. La pénurie de pétrole et plus tard les chocs pétroliers de 1973 et 1979 ont mis en avant le caractère économe de ce véhicule. De la fin du XX^e siècle jusqu'à aujourd'hui, peu de nouveaux réseaux de trolleybus ont vu le jour et le renouvellement des lignes existantes est rare. L'investissement initial étant très proche et les performances supérieures [105, 106], le tramway est désormais préféré au trolleybus qui voit sa présence diminuer chaque année.

1.2.3 Le tramway

Les premiers tramways arrivent dans les villes, durant la première moitié du XIX^e siècle. À l'origine, les wagons étaient tractés par des animaux, généralement des chevaux. La version hippomobile a été rapidement remplacée par une traction d'abord à vapeur, puis à air comprimé. À la fin de ce siècle, les avancées dans la distribution de l'énergie électrique [111, 112] ont finalement consacré la traction électrique. À cette époque, la voiture individuelle est inaccessible financièrement pour la majeure partie des citoyens, le tramway pro-

pose alors une option fiable et peu chère. Son développement a été croissant jusqu'au début de la première guerre mondiale. Son déclin est initié par la commercialisation par Ford de son *model T* aux États-Unis dans les années 1920, la création en 1936 de *Volkswagen*¹⁴ en Allemagne et le succès de la minimaliste¹⁵ *2CV* en France qui symbolisent l'avènement de la voiture abordable pour tous [113, 114, 115, 116, 117, 118]. Les usagers se sont alors détournés de ce mode de transport à l'image désuète. En Europe, après plus de cinquante ans d'essor, les conséquences de cette démocratisation de l'automobile se font ressentir. Dès le début des années 1990, les centre-villes sont asphyxiés et la qualité de l'air se dégrade. Pour faire face à cette situation, le tramway a suscité un regain d'intérêt des pouvoirs publics. Alors qu'il avait disparu du paysage, ce véhicule est réapparu dans diverses municipalités européennes permettant ainsi de désengorger les centre-villes. Les constructeurs ayant modernisé leur véhicule grâce notamment aux progrès de l'électronique de puissance, la nouvelle version du tramway est plus rapide, plus confortable et donne une image moderne et écologique aux villes qui l'ont choisi. En tant que véhicule ferroviaire, le tramway n'est pas grevé par les limitations de poids ou de taille du trolleybus et sa capacité est plus conséquente. La nécessité des rails imposant l'établissement de voies dédiées autorise également une vitesse commerciale plus élevée. Il permet donc d'atteindre un débit de 8 000 passagers par heure. Cependant, le tracé de nouvelles lignes ne peut se faire sans ignorer l'urbanisme en place. Les parcours sinueux imposés par les centre-villes historiques altèrent fortement l'action du tramway.

1.2.4 Le métro

Pour atteindre les performances maximales d'un transport en commun comme le tramway, il faut que le véhicule puisse se déplacer sans entraves. En conservant le même modèle que le tramway, le métro, grâce à l'emploi de tunnels en sous-sol qui relie directement les stations à desservir, parvient à s'émanciper de toute contrainte. L'absence totale de croisement avec d'autres véhicules ou obstacles éventuels, tels les piétons permet d'augmenter encore la vitesse de service. Sa capacité à transiter jusqu'à 20 000 passagers par heure fait de lui le mode de transport parfaitement adapté aux besoins des zones démographiquement très denses [119]. En revanche, l'excavation des galeries souterraines implique une nette hausse du coût par rapport à des véhicules au sol. Dans une moindre mesure, les transports hectométriques [120] s'émancipent également du sol en se déplaçant sur des voies surélevées sans pour autant atteindre les performances des véhicules souterrains.

Le parcours des véhicules de transports en commun consiste en une succession d'accélération et de freinage intercalés par une phase de croisière. L'énergie accumulée et consommée lors des phases d'accélération est alors dissipée lors des phases de freinage. Contrairement aux transports ferroviaires extra-urbains (TGV, trains intercity et fret), la marche sur l'erre n'est pas envisageable pour

14. en allemand : la voiture du peuple

15. selon la publicité : quatre roues sous un parapluie

leurs homologues urbains. D'abord parce que la présence imprévisible d'obstacles est fréquemment rencontrée le long de leurs itinéraires. Mais surtout parce le temps de parcours entre chaque arrêt est imposé par le besoin des usagers. L'utilisation de la roue libre augmenterait alors considérablement le temps de trajet. Les phases d'accélération sont donc inévitables pour maintenir l'attrait des transports en commun. Afin de supporter les fortes demandes énergétiques dues aux nombreux démarrages, les réseaux sont, dès la conception, surdimensionnés. Dans les dix prochaines années, les adhésions d'anciens automobilistes aux transports en commun vont se multiplier. Pour parvenir à supporter la demande consécutive à cette mutation, les exploitants n'auront d'autre choix que de renforcer le nombre de véhicules sur les lignes existantes. Une des conséquences de cette augmentation est une chute de tension en ligne plus importante allant jusqu'à des disruptions en particulier dans les zones distantes des sources d'alimentation. Ces coupures entraînent des arrêts d'exploitations qui ont des répercussions économiques conséquentes. Au niveau de la source d'alimentation, les accélérations se matérialisent par des pointes de consommation parfois au-delà de la puissance souscrite. Ces dépassements sont répercutés aux exploitants sous forme d'amendes.

Bien qu'il soit toujours inférieur à celui des énergies fossiles, le coût de l'énergie électrique augmente régulièrement aussi bien dans les pays développés qu'émergents. Par exemple, entre 2002 et 2011, le prix hors taxe du kWh¹⁶ a été augmenté de 37% en France [121] et de 35% aux États-Unis [122]. Les pays en forte croissance économique ne sont pas en reste puisqu'en Chine entre 2006 et 2011, le coût de l'électricité a augmenté de 33% [123]. En Europe, il sera amené à augmenter davantage avec la privatisation des fournisseurs historiques et la décentralisation des unités de production [124]. En Chine et en Amérique du Nord, le recours aux ressources fossiles pour la production amènera une hausse inévitable. Les opérateurs des réseaux de transports publics comptent anticiper cette hausse et cherchent dès à présent à minimiser leurs dépenses d'énergie. La traction des véhicules représente la majeure partie du montant de la facture électrique des exploitants. Par ailleurs, il a été démontré qu'entre 9% et 40% de l'énergie consommée par le véhicule est perdue lors de ces déplacements [125, 126, 127, 128, 129, 130, 131]. Réutiliser cette énergie et ainsi optimiser la consommation des véhicules, amènerait inmanquablement un gain important sur la facture d'électricité. Du fait qu'ils utilisent une énergie considérée comme propre, les transports urbains ferrés jouissent d'une bonne image environnementale. Pour entretenir cette image auprès du public, les administrateurs des réseaux communiquent régulièrement sur les efforts réalisés à ce sujet. La présence de récupérateurs d'énergie sur les réseaux qu'ils entretiennent, constitue une *vitrine verte* qui est souvent mise en avant pour gagner de nouveaux marchés.

La combinaison des éléments cités précédemment aboutit à une volonté forte des exploitants de récupérer cette énergie superflue dans leur réseaux. À l'heure actuelle, plusieurs systèmes de récupération d'énergie, utilisant des solutions technologiques différentes, sont disponibles sur le marché. Dans les paragraphes

16. Cette unité, bien qu'elle ne soit pas conforme au système international, est préférée au joule dans la distribution électrique

suivants le fonctionnement ainsi que les capacités de chacun d'entre eux vont être détaillés.

1.3 La récupération d'énergie : Etat de l'art

1.3.1 Modélisation du déplacement d'un véhicule

Le parcours d'un véhicule de transport en commun électrique peut se décomposer en une succession de phases distinctes. Même si chacune des phases de cet enchaînement sont différentes, elles peuvent toutefois être chacune assimilée à un comportement clairement identifié. On peut alors répertorier chaque étape du déplacement selon des comportements de référence. Ceux-ci sont au nombre de quatre et sont dénommés : arrêt, accélération, croisière et freinage. Pour contribuer à une description claire de chaque situation, un cas de figure idéal va être pris en exemple. Les hypothèses de départ sont les suivantes :

- le véhicule circule sur voies dédiées entre deux arrêts identifiés comme étant le point A et le point B ;
- aucun obstacle ne sera présent durant le trajet. Le cas échéant, l'obstacle serait considéré comme un arrêt et deviendrait le nouveau point B ;
- une séquence identique est effectuée avant ainsi qu'après la séquence qui va être décrite.

Dans notre exemple, le trajet de notre véhicule débute par une phase d'arrêt qui sera suivi d'une phase d'accélération, puis enchainée par une phase de croisière et se terminera une phase de freinage. Cette séquence sera, par la suite, nommée en utilisant l'acronyme **AACF**¹⁷. En supposant les frottements négligés, l'énergie nécessaire pour déplacer le véhicule entre deux points en un temps défini est proportionnelle à sa masse, notée m , et au carré de sa vitesse, notée v . L'évolution de cette énergie, l'énergie cinétique, durant chaque phase est primordiale à la compréhension de la problématique. C'est cette évolution qui révèle la fatalité de la perte énergétique dans les transports urbains. Chaque phase nécessite alors une analyse de son comportement. En complément de la description ci-dessous, les différentes étapes sont représentées dans les figures 1.10(a) à 1.10(d).

Phase 1 : l'arrêt

Durant cette étape, qui est illustrée dans la figure 1.10(a), le véhicule est positionné au point A pour le chargement des passagers. Sa vitesse est nulle et l'énergie également.

Phase 2 : l'accélération

Pendant cette phase, la vitesse du véhicule augmente continuellement jusqu'à atteindre la vitesse de croisière. Simultanément de l'énergie cinétique est emmagasinée par le véhicule. Cette énergie est, comme illustrée dans la figure 1.10(b),

17. Arrêt Accélération Croisière Freinage

captée sur le réseau électrique via la ligne aérienne de contact (LAC¹⁸). La puissance fournie par les sources d'alimentation au long de cette phase est importante. Elles doivent être dimensionnées en conséquence.

Phase 3 : la croisière

Lorsque que la vitesse de croisière est atteinte, les frottements n'étant pas pris en compte, aucune énergie n'est théoriquement fournie aux véhicules. Dans la pratique, seule l'énergie suffisante pour vaincre les frottements et maintenir une vitesse constante est prélevée sur le réseau. Le cadencement impose un temps de parcours entre chaque arrêt afin d'assurer un service performant. Pour respecter ce délai, la vitesse moyenne du véhicule, notée v_m dans la figure 1.10(c), est liée à la distance entre les deux arrêts et au temps de parcours requis (cf. équation 1.1). Pour garantir cette allure moyenne, la vitesse de croisière, notée v_c , doit être plus élevée pour contrebalancer les autres phases ayant une vitesse moyenne inférieure voire nulle. Cela implique qu'une fois ce point atteint, une énergie supérieure à celle nécessaire va être stockée.

$$t_{\text{parcours}} = \frac{v_m}{B - A} = \frac{1}{B - A} \int_{t_1}^{t_2} v(t) dt \quad (1.1)$$

Phase 4 : la freinage

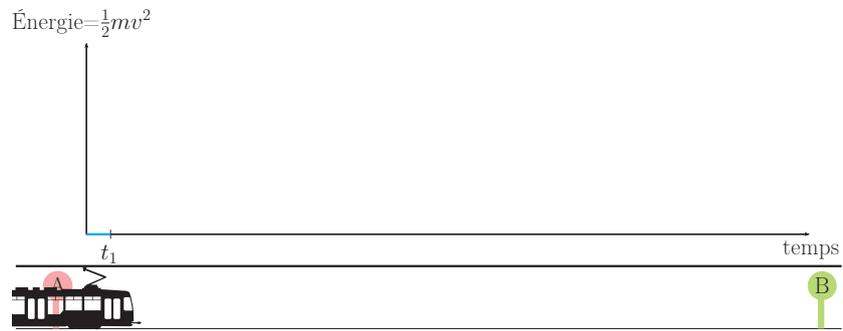
À l'approche du prochain arrêt, le véhicule amorce son ralentissement (cf. figure 1.10(d)). La vitesse du véhicule au point B, et réciproquement l'énergie accumulée, doit être nulle pour assurer la descente des passagers. L'énergie embarquée à la fin de l'étape précédente doit être dissipée.

Dans la pratique, les durées et amplitudes des phases ne sont jamais identiques, l'ordre des phases de notre cas idéalisé n'est pas non plus toujours respecté. Cependant cette illustration représente suffisamment la réalité du terrain pour mettre en exergue le caractère utile de la récupération d'énergie. D'autre part, la succession de séquences AACF est significativement augmentée par le mode de fonctionnement intrinsèque des transports en commun urbains qui pour satisfaire les usagers multiplie le nombre d'arrêts. Ce phénomène, bien qu'il soit présent dans tous les transports, est exacerbé dans les transports urbains.

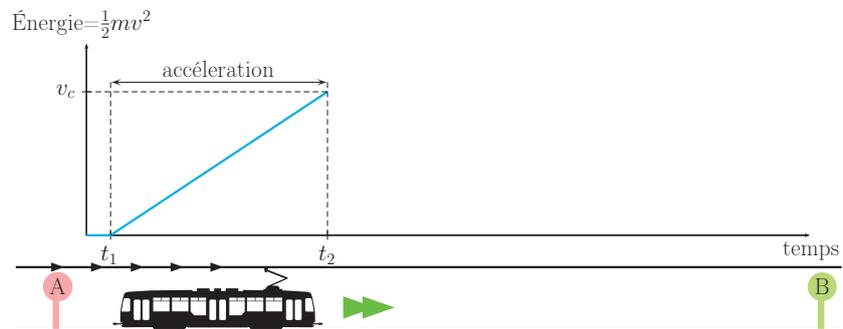
1.3.2 Récupération sans Stockage

Aux prémisses de la traction électrique, l'entraînement des trolleybus et des tramways était opéré par les seuls moteurs disponibles en ce temps, des moteurs à courant continu [132]. En l'absence de solution pour redresser le courant qui puisse être embarquée, le choix du réseau d'alimentation s'est naturellement fait en faveur de la tension continue. Par la suite, et bien que le progrès technique permettait de redresser aisément la tension, le courant continu est devenu la norme pour les réseaux ferrés urbains. L'énergie électrique, elle, a toujours été distribuée à partir d'un réseau source qui est, lui, en tension alternative. La

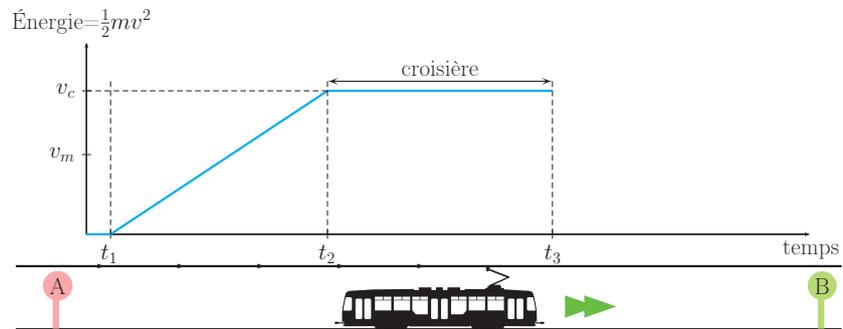
18. Ligne Aérienne de Contact



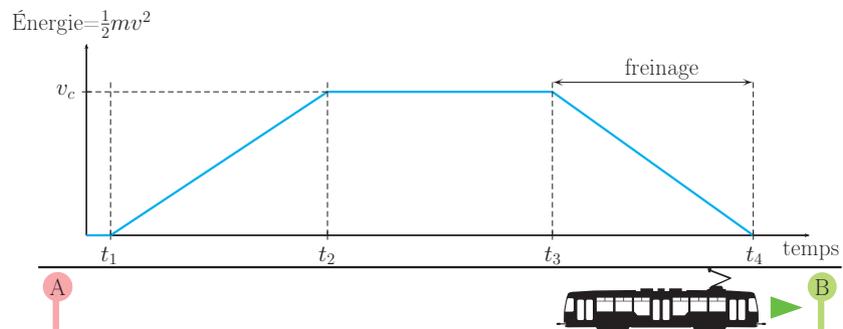
(a) Phase 1 : l'arrêt



(b) Phase 2 : l'accélération



(c) Phase 3 : la croisière



(d) Phase 4 : le freinage

FIGURE 1.10: Comportements identifiables des véhicules sur une ligne de transport et conséquences sur la ligne d'alimentation électrique ainsi que sur l'énergie cinétique stockée

transformation de l'énergie pour le réseau d'alimentation des véhicules est alors réalisée par des équipements appelés usuellement sous-stations. Ces structures, qui sont disposées tout au long de la ligne, abaissent et redressent la tension en provenance du réseau de distribution. Sur les premières versions des véhicules, les moteurs à courant continu étaient connectés, via un variateur sommaire, au réseau. Durant le freinage, la machine devenait une génératrice et renvoyait de l'énergie sur le réseau. La motrice jouait ainsi le rôle de frein électrique et rapidement, ce mode de freinage a détrôné les freins mécaniques moins performants et plus coûteux. De nos jours, les moteurs à induction alternative ont succédé à leur alter ego en continu [133], la variation de vitesse est assurée par des convertisseurs statiques¹⁹ qui sont employés comme redresseurs lors des phases de freinage. Les véhicules actuels sont donc également capables de restituer l'énergie cinétique au réseau.

En se basant sur leur schéma de principe, illustré dans la figure 1.11, les sous-stations n'ont pas la possibilité, de par la présence d'un redresseur unidirectionnel, de renvoyer l'énergie au réseau de distribution [134]. Le surplus d'énergie ne peut qu'être consommé à l'intérieur du réseau de traction ferroviaire. De plus, le renvoi de l'énergie de freinage des véhicules correspond à la réinjection d'un courant vers le réseau. Ce courant va être la cause d'une élévation de tension le long de la LAC qui, dans ce cas, peut être assimilée à une inductance. L'équation 1.2 donne la valeur de la surtension en fonction de la valeur de la self, modélisant la ligne et noté L , et de la dérivée du courant injecté. Cette valeur est à ajouter à la tension nominale présente sur la ligne. Dans des cas extrêmes comme par exemple des freinages brusques en bout de ligne, la tension résultante peut alors atteindre des valeurs très élevées et endommager le matériel.

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1.2)$$

Pour se prémunir de ces incidents, des structures de régulation, appelés ha-cheurs rhéostatiques, sont disséminées le long de la ligne. Ils sont composés d'un convertisseur statique (CVS²⁰) et de résistances qui dissiperont l'énergie sous forme de chaleur en cas de dépassement d'une valeur dangereuse de la tension ligne. La sécurité de la ligne impose la présence de ces régulateurs. La récupération de l'énergie restituée à la ligne doit se faire avant leur mise en marche.

Récupération naturelle

Ce type de récupération ne réclame pas d'équipements additionnels pour fonctionner. Comme elle se produit durant l'activité normale du réseau, elle est alors nommée : récupération naturelle. Sur une ligne ferroviaire, l'ensemble des

19. Dénomination consacrée des convertisseurs utilisant des topologies d'électronique de puissance généralement à semi-conducteurs. L'adjectif *statique* est utilisé pour mettre ces convertisseurs en opposition avec ceux utilisant des machines tournantes et ayant donc des pièces en mouvement.

20. ConVertisseur Statique

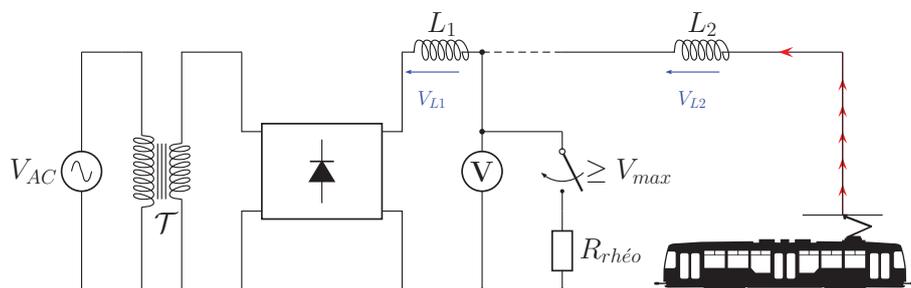


FIGURE 1.11: schéma de principe de distribution de l'énergie électrique pour les transports ferroviaires en milieu urbain

véhicules est connecté à une unique ligne alimentée par plusieurs sous-stations. Ainsi, les véhicules sont liés les uns aux autres via la caténaire. Au moment d'un freinage d'un ou de plusieurs véhicules, il y a une possibilité pour qu'un ou plusieurs autres soient en phase d'accélération. Le cas présent, l'énergie est alors récupérée par ceux-ci [135]. Il en résulte que pour récupérer la totalité de l'énergie, la présence d'un véhicule en phase de freinage doit s'accompagner de la présence simultanée d'un autre en phase de traction. En réalité, la synchronisation parfaite n'est pas obligatoire puisque plusieurs véhicules, répartis sur la ligne, peuvent récupérer l'énergie d'un seul. Néanmoins, la capacité de récupération va directement dépendre de la distance entre les véhicules. En effet, en se référant à l'équation 1.2, l'augmentation de tension due au renvoi de l'énergie va croître lorsque l'inductance et donc la distance augmente. Si le véhicule générateur est trop éloigné de celui qui est consommateur, la tension va monter jusqu'à une valeur prohibitive et les hacheurs rhéostatiques dépenseront l'énergie superflue avant même qu'elle n'ait été récupérée. L'efficacité de cette méthode est dès lors conditionnée par la capacité, à un instant T , du réseau à accepter l'énergie injectée. Avec des réseaux à circulation intense, les probabilités de la présence d'un véhicule récupérateur sont plus élevées, et peu d'énergie est ainsi perdue. Pour des réseaux où les véhicules sont plus espacés les uns des autres, les exploitants cherchent tout de même à tirer profit de cette récupération gratuite en accordant les horaires pour synchroniser les phases opposées²¹. Toutefois, ces ajustements ne peuvent pas porter préjudice à la disponibilité, pour l'utilisateur, des véhicules. Bien souvent aucun compromis ne peut être trouvé et les adaptations sont donc limitées.

Renvoi vers le réseau amont

En observant la chaîne d'alimentation d'un réseau de traction ferroviaire, on s'aperçoit que tous les maillons de cette chaîne acceptent la bidirectionnelle de l'énergie à l'exception d'un seul : le poste de redressement. La possibilité de récupération est alors annihilée par cet unique élément. Dans le but de contourner cette limitation, des récupérateurs d'énergie, appelés parfois sous-stations réversibles ont été développés. La mise œuvre est simple, la réversibilité est amenée

21. D'un point de vue dynamique, le freinage est opposé à l'accélération

par un convertisseur, placé en parallèle du redresseur, qui restitue le surplus sur le réseau haute tension. Les premières versions de ces onduleurs, utilisant des thyristors, ont été implantées entre autre à Paris, Lyon et Kobe dans les années 80 [136]. Ces dernières années, pour remédier à la hausse du prix de l'électricité, une deuxième génération de convertisseurs a été étudiée et implantée à Paris [137], Milan [138] et Bilbao [139]. Avec l'arrivée de nouvelles techniques, ils sont désormais aptes à se connecter directement sur le réseau haute tension [140] ou à compenser l'énergie réactive de la sous-station [141, 137, 142, 143]. Malheureusement, le prix de revente de l'énergie réinjectée est, pour les exploitants, bien inférieure au prix d'achat. Bien que ces dispositifs aient l'avantage de ne pas requérir un stockage d'énergie, réduisant grandement leur coût, l'investissement reste cependant difficile à amortir à court terme.

Ces récupérateurs d'énergie offrent une solution simple et efficace pour récupérer l'énergie de freinage. Cependant la restitution instantanée qu'ils proposent supprime toute possibilité de lisser, en piochant dans une réserve, la consommation de la sous-station.

1.3.3 Récupération avec Stockage

Ainsi qu'il a été défini précédemment, durant le parcours d'un véhicule de transport un commun, une phase d'accélération est toujours précédée d'une phase de freinage. Du point de vue électrique, ces deux phases ont un comportement complètement dissemblable. Elles sont pourtant toutes les deux la cause de perturbations sur la ligne. Les accélérations provoquent des appels de courant importants, entraînant des chutes de tension le long de la ligne et une tarification plus élevée lors des dépassements de puissance dans la sous-station. Alors que les freinages, en renvoyant eux aussi des courants importants, génèrent des élévations de tension sur la ligne. On peut en déduire que si l'on souhaite lisser la consommation et stabiliser la tension, il faudra à l'évidence diminuer l'influence de l'une et de l'autre. De la description des conséquences de ces phases sur l'alimentation, il découle un concept simple : tirer profit de l'énergie récupérée de l'une pour neutraliser les effets de l'autre. Malheureusement, hormis le cas de la récupération naturelle, ces deux événements sont différés dans le temps et ne peuvent se compenser l'un l'autre. Stocker provisoirement l'énergie de freinage jusqu'à la prochaine accélération devient inéluctable. C'est l'objet des récupérateurs d'énergie avec stockage.

Sans se préoccuper de la méthode de stockage, deux approches ont été envisagées. Soit la récupération est abordée localement, c'est-à-dire pour un seul véhicule et, dans ce cas, le récupérateur est embarqué dans celui-ci (cf. figure 1.12). Soit, comme décrit dans la figure 1.13, elle est envisagée de manière plus globale et l'équipement est installé sur la ligne à un emplacement judicieux. Chacun de ces systèmes possède des avantages et inconvénients par rapport à l'autre. Mais ils proposent tout de même les fonctions communes suivantes :

- une réduction des fluctuations de tension aux abords du système ;
- la suppression possible des rhéostats de freinage ;

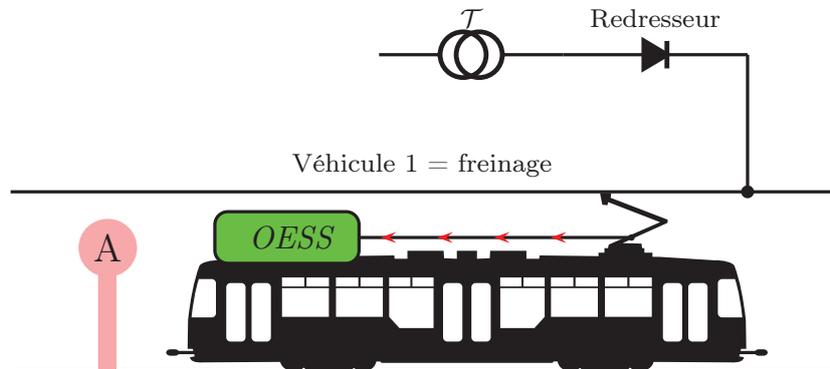


FIGURE 1.12: Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie embarqué. Durant le freinage, l'énergie est transmise de la chaîne de traction vers l'équipement. Aucune énergie n'est transférée vers la caténaire.

- le lissage de la consommation globale grâce à l'atténuation voire la suppression des variations brusques de courant sur la caténaire.

Les économiseurs embarqués, désignés par l'acronyme **OESS**²², sont conçus pour gérer la puissance et l'énergie d'un seul véhicule, celui sur lequel ils sont montés. Une implantation au plus près de la chaîne de traction leur procure les avantages suivants :

- aucune perte en ligne n'atténue l'efficacité de récupération ;
- la stabilisation de la tension est assurée tout au long du parcours même si les sous-stations sont éloignées ;
- l'énergie stockée peut être utilisée pour que le véhicule se déplace sans que le pantographe ne soit connecté à la caténaire.

Le déplacement sans recours à l'alimentation est appelé *mode autonome*²³. Comme l'alimentation par le sol [144, 145], il permet aux véhicules de traverser des zones où la pose des infrastructures aériennes est impossible. En général, les exploitants choisissent cette solution pour ne pas dénaturer des sites historiques ou protégés. Néanmoins, le positionnement des **OESS** sur le toit du véhicule engendre les inconvénients suivants :

- l'installation sur d'anciens véhicules conduit parfois à de lourdes modifications ;
- les véhicules sont immobilisés pendant la mise à jour ;
- la proximité des passagers oblige à intégrer des contraintes de sécurité fortes dans le système ;
- le récupérateur doit être conçu pour supporter le déplacement du véhicule ;

22. *On-board Energy Saving System* en anglais soit système d'économie d'énergie embarqué

23. Dans la littérature anglo-saxonne, ce mode est appelé *wireless* ou *catenary-free*.

- la stabilisation de la tension et les économies d'énergie sont effectives uniquement si chaque véhicule est équipé d'un récupérateur.

La modernisation de réseaux existants avec des récupérateurs embarqués s'avère généralement coûteuse. D'abord parce que l'arrêt de service sur les véhicules contraint les exploitants à déployer des solutions de substitution ou à réduire la fréquence des passages durant la mise à jour. Ensuite, parce que pour récupérer un maximum d'énergie et réduire les fluctuations, toute la flotte doit être équipée. L'investissement devient alors rapidement prohibitif. L'intégration de ces économiseurs est également difficile sur les rames d'anciennes générations. Les véhicules n'ayant pas été pensés pour accueillir de tels équipements, le volume nécessaire n'est pas suffisant et l'ajout est parfois impossible. D'un point de vue pragmatique et économique, l'utilisation de récupérateur d'énergie circonscrit au seul périmètre du véhicule ne constitue pas un optimum pour les réseaux existants.

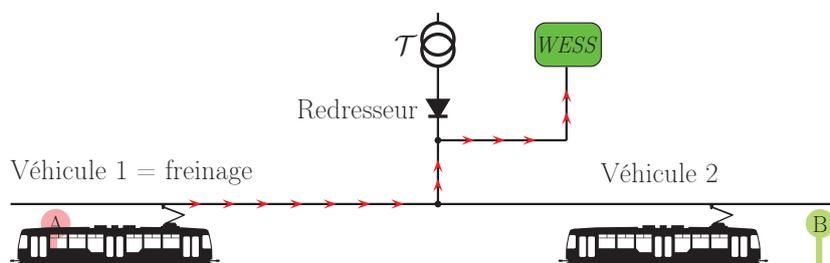


FIGURE 1.13: Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie débarqué. Durant le freinage, l'énergie est transmise depuis un ou plusieurs véhicules vers l'équipement. L'énergie peut ainsi être restituée, à ce même véhicule ou à un autre en phase d'accélération

Par ailleurs, l'environnement extérieur influe grandement sur l'apport d'énergie renvoyée, par un véhicule, au réseau. Par exemple, de fortes variations de la topographie ou l'agencement du réseau peuvent mener à une accentuation de la quantité d'énergie sur le réseau. Ainsi, lorsqu'un véhicule se situe aux abords de points singuliers comme des intersections entre plusieurs lignes ou dans des pentes abruptes, l'énergie transitée sur la caténaire est plus importante. Le positionnement astucieux de récupérateurs sur ces points particuliers permettrait de sauver un maximum d'énergie. L'équipement n'est alors plus localisé sur le véhicule mais, comme le montre la figure 1.13, sur la voie. Il est connecté à la ligne qu'il utilise pour capter et renvoyer l'énergie sauvée. La capacité de stockage d'un tel équipement est désormais déterminée par la quantité d'énergie disponible à l'endroit de son implantation. Contrairement à la version débarquée, ces récupérateurs sont capables d'économiser l'énergie en provenance de plusieurs véhicules. Il en résulte que pour une même application, le nombre de récupérateurs nécessaires à la stabilisation de la ligne, bien qu'il soit dépendant de la portée des équipements, est bien inférieur à celui des OESS. Le coût

globale de la rénovation est donc souvent inférieur. Ce deuxième type de récupérateur, dénommé **WESS**²⁴ dans la littérature, possède les avantages suivants :

- tous les véhicules du réseau profitent de la stabilisation de la ligne ;
- l’installation d’un récupérateur permet d’étendre la longueur d’une ligne sans avoir à rajouter une sous-station ;
- les exploitants peuvent augmenter le nombre de véhicules sur une ligne sans devoir augmenter la puissance souscrite grâce au **WESS** ;
- les normes de sécurité applicables dans ce cas sont moins contraignantes que pour un récupérateur embarqué ;
- l’équipement ne subit ni les chocs, ni les vibrations d’un appareil monté sur véhicule ;
- la mise en service, la maintenance ou la défaillance du système n’immobilise ni les rames, ni le réseau.

La solution débarquée apporte une stabilisation de la tension de ligne en mutualisant les éléments de stockage. Malgré cela, le périmètre d’action du système ne s’étend pas sur l’intégralité du réseau. La portée étant limitée à une zone de part et d’autre de son emplacement, le choix du lieu d’implantation de l’équipement est crucial. Pour déterminer sa localisation, plusieurs facteurs rentrent en jeu. Parmi eux, les critères prépondérants sont l’environnement extérieur, tel le relief ou les interconnexions avec d’autres réseaux, les paramètres liés au fonctionnement, telles les grilles horaires, les affluences envisagées et enfin des données mécaniques du véhicule comme le poids total en charge, la vitesse et l’accélération maximale. Le comportement dynamique des véhicules en fonction de ces paramètres permet de discriminer la position idéale. Des simulations complètes du réseau dans tous les cas de figure sont fondamentales à l’obtention de cette position théorique qui demande quand bien même à être validée sur le terrain. Dès lors qu’il exploite la caténaire pour capter l’énergie des véhicules, le récupérateur au sol n’a pas d’autre choix que de se conformer aux fluctuations de la ligne pour statuer sur son fonctionnement. Les seuils déclenchant les phases de récupération ou de restitution sont parfois difficiles à ajuster dans ce mode de fonctionnement dit *à l’aveugle*. Au-delà des deux aspects discutés ci-dessus, les économiseurs installés sur la voie présentent les inconvénients suivants :

- le renvoi de l’énergie le long de la ligne génère des pertes joules ;
- au-delà d’une certaine distance entre l’équipement et les véhicules, l’énergie peut ne plus être transmise ;
- contrairement aux systèmes embarqués, le mode autonomie n’est pas possible.

Bien qu’ils aient un objectif commun, économiser l’énergie de freinage, les deux types de récupérateurs ne se voient pas attribuer, sur un réseau, les mêmes fonctions. La version débarquée est plus appropriée à la stabilisation d’une zone disposée à de fortes variations de tension tandis que celle installée sur le véhicule est la seule à offrir la traction sans caténaire. Par conséquent, les deux approches

24. *Way-side Energy Saving System* en anglais soit système d’économie d’énergie débarqué

n'étant pas diamétralement opposées, elles peuvent se voir implantées ensemble sur une même ligne et ainsi travailler de concert. Qu'ils soient embarqués ou débarqués, tous les récupérateurs proposés reposent sur l'idée que l'énergie est stockée temporairement. Pour emmagasiner cette énergie, plusieurs solutions sont possibles. Au sein de celles-ci, trois technologies ont été privilégiées par les constructeurs : le stockage mécanique, électrochimique ou électrique. Seuls ces trois procédés de stockage et leur mise en application dans les transports urbains, vont être détaillés dans les paragraphes suivants.

Stockage mécanique

Ce mode de stockage est le plus ancien et le plus répandu dans les transports urbains. Celui-ci est effectué par transfert de l'énergie cinétique du véhicule vers celle d'une pièce tournante, appelée volant d'inertie²⁵, de masse importante. La conversion électromécanique se compose d'un onduleur connecté à un moteur. Durant le freinage du véhicule, le convertisseur accélère le volant inertiel et ainsi augmente l'énergie emmagasinée. À l'accélération de celui-ci, c'est le phénomène inverse qui se produit. La quantité d'énergie stockée est comparable à celle d'un véhicule à pleine vitesse, soit plusieurs méga joules [134]. Pour parvenir à ces valeurs, les constructeurs peuvent jouer sur les trois variables de l'équation 1.3, soit la masse m le rayon r , ou la vitesse angulaire ω du cylindre en rotation.

$$E_c(t) = \frac{1}{2}J\omega(t)^2 = \frac{1}{2}mr^2\omega(t)^2 \quad (1.3)$$

Les difficultés techniques pour la réalisation de ce procédé résident principalement dans la conception de la pièce en rotation et dans le maintien mécanique de celle-ci. Premièrement, parce que la pièce en mouvement doit être précisément équilibrée de manière à éviter tout phénomène de balourd. Au-delà d'un rayon trop important, l'équilibrage devient tout de même difficilement réalisable. Deuxièmement, parce que les pertes dues aux frottements rendent complexe la réalisation de l'axe de rotation. En effet, les composants devant supporter le volant d'inertie sont fortement contraints par la masse importante et la vitesse de rotation élevée. Ils doivent néanmoins générer le minimum de friction au risque d'affecter le rendement.

En pratique, l'énergie totale accumulée dans le rotor, pour une vitesse donnée, n'est pas entièrement utilisée pour l'économie d'énergie. Le système conserve, même en absence de transfert d'énergie, une vitesse minimale du volant. Pour préserver cette vitesse, de l'énergie est en permanence consommée. Le bilan énergétique durant ces instants est donc négatif. Sans compter que le vieillissement est accentué par cette rotation permanente. Enfin, pour prévenir tout risque d'accident²⁶, l'installation de ces équipements doit s'adjoindre d'une barrière de confinement capable d'absorber l'énergie du choc en cas décrochage de la masse en rotation. Cette protection requiert une surface supplémentaire et augmente les frais d'installation.

25. également appelée volant inertiel

26. Plusieurs accidents ont été rapportés au début du XX^e siècle. Certains ont même entraîné la mort des personnes à proximité [146, 147, 148]

Actuellement, quatre récupérateurs d'énergie à stockage cinétique débarqués sont proposés sur le marché et la recherche reste active dans ce domaine. Les réseaux de Lyon [149], Rennes [150] et New-york [151] profitent déjà des avantages de ces produits. Deux philosophies différentes régissent ces équipements, appelés *KESS*²⁷ dans la littérature. La première solution, qui a été choisie chez PILLER [152, 150], VICON [153] ou d'autres [154, 155], favorise la masse du volant au dépens des autres paramètres de l'équation 1.3. Un cylindre en acier allant de plusieurs centaines de kilogrammes à quelques tonnes est alors entraîné sur une plage de vitesse se situant entre 1 500 et 7 000 tours par minutes. Ceci afin d'aboutir à une énergie utile allant de 1,5 kWh à 55 kWh. Pour réduire les frottements et soutenir la masse, l'axe de rotation est fixé sur des roulements céramiques ou des paliers magnétiques [156]. Ces derniers servent également à compenser d'éventuels déséquilibres. La deuxième voie explorée est l'augmentation de la vitesse de rotation et par conséquent la réduction du poids du volant. Cette démarche, retenue par KTSi et Williams Engineering, conduit à la rotation d'une masse entre 25 000 et 40 000 RPM²⁸. Pour résister aux forces de l'effet centrifuge qui s'exercent sur le volant, des matériaux spécifiques et souvent coûteux sont utilisés par les constructeurs. La fibre de carbone simple pour le premier [157, 151] ou une version chargée de particules magnétiques pour le second [158] semblent avoir les qualités requises. Par ailleurs, la diminution du moment d'inertie J , consécutif à l'allègement du poids du rotor, dispense à ces modèles une meilleure habilité à répondre à des sollicitations rapides. Pourtant, la dynamique des meilleurs dispositifs ne peut pas passer sous la barre des secondes [159, 160]. Ici aussi, les paliers magnétiques sont choisis pour guider la masse à haute vitesse sans renoncer aux frottements faibles. Quel que soit le principe utilisé, la résistance aérodynamique de l'air emprisonné dans l'enceinte ralentit le cylindre et dégrade le rendement. Pour s'exonérer de cette opposition, le volant est placé dans un enceinte sous vide. L'aspiration est réalisée par des pompes alimentées en permanence et redondées pour garantir le fonctionnement du système.

Le coût global de ces équipements est grandement à imputer aux éléments de guidage et à l'aspiration sous vide pour plusieurs raisons. En premier lieu parce que les terres rares ou l'hélium utilisés dans les roulements magnétiques [161, 162], la fibre de carbone pour le rotor ou les pompes ultra basse pression pèsent grandement sur le prix d'achat du produit. Ensuite parce que durant la vie du produit, des interventions de maintenance, onéreuses et amenant l'indisponibilité du produit, sont imposées pour préserver le fonctionnement. Enfin, le maintien à faible vitesse, l'alimentation des paliers magnétiques et l'aspiration dépendent continuellement de l'énergie. Leur consommation peut atteindre jusqu'à 10% de la puissance du récupérateur [154] et elle perdure même s'il est inactif. Cette énergie est à soustraire de celle récupérée par l'économiseur dans le calcul du retour sur investissement du produit. Malgré un coût initial faible qu'il faut relativiser eu égard au frais de maintenance, et une densité énergétique élevée, cette technologie pâtit d'un bon nombre d'inconvénients majeurs. Mais le plus

27. *Kinetic Energy Storage System* en anglais soit système de stockage à énergie cinétique

28. Rotation Par Minute

grand frein au développement de ce procédé est la difficulté à l'embarquer sur un véhicule. En effet, bien que des projets soient encore à l'étude [163], un seul équipement dans un trolleybus est en service. La présence de l'effet gyroscopique et de la proximité des passagers rend complexe l'installation du dispositif sur un véhicule [154].

Stockage électrochimique

En comparaison des volants d'inertie, le stockage électrochimique se distingue par l'absence de pièces en mouvement dans le système et une densité d'énergie proche de son alter ego inertiel. Il est, par conséquent, possible de l'installer dans un véhicule sans difficulté. Cette technologie est basée sur l'utilisation d'une énergie de nature chimique pour le stockage dans une batterie²⁹. La fourniture de cette énergie, sous forme électrique, au circuit externe est effectuée via les bornes du composant. La batterie est donc un convertisseur électrochimique. Pour assurer cette transition, un couple de réactions d'oxydoréductions (*redox*) transforme l'énergie contenue dans la matière dite active en un équivalent électrique. Plus précisément, la conversion va s'opérer en plusieurs étapes qui, dans le régime établi, sont simultanées. Ces différents processus, illustrés dans la figure 1.14, sont les suivants :

- I. La réaction *redox* sur l'électrode négative, appelée anode, libère un électron et par là même transforme l'élément de la matière active en ion positif.
- II. L'ion ainsi créé circule à travers un matériau conducteur ionique, appelé électrolyte, pour rejoindre l'électrode opposée.
- III. En parallèle de cette migration l'électron, extrait de la matière active, circule dans le circuit externe, de l'anode vers la l'électrode positive, appelée cathode.
- IV. L'électron atteint la cathode et se recombine avec l'ion en provenance de l'anode recréant ainsi un élément neutre.

Dans le cas où ce processus est possible uniquement dans un sens, la cellule est dite primaire. Si, par contre, les réactions peuvent être inversées par un apport d'énergie du circuit externe, la cellule est dite secondaire. Dans l'application de l'économie d'énergie, les concepteurs ne peuvent qu'opter pour les technologies de batterie secondaire. Sous cette condition exclusive, il subsiste six technologies, détaillées dans la figure 1.15, matures et capables de répondre aux exigences de la récupération d'énergie. Parmi celles-ci, aucune d'entre elles ne possède à la fois la densité d'énergie et de puissance adaptée aux freinages des véhicules urbains. À noter également que la puissance utilisable dans une cellule évolue en fonction de nombreux paramètres, dont principalement la température et l'état de charge [164]. Qui plus est, les lois de la chimie dans les matériaux limitent la vitesse des réactions, bridant ainsi la dynamique électrique du composant. Afin de préserver la durée de vie et se porter garant de l'intégrité de la cellule³⁰, une

29. L'utilisation courante du terme batterie est erronée. Le composant réalisant la conversion est une cellule alors qu'une batterie est une association de cellule.

30. Depuis la commercialisation en 1991 par Sony des batteries Li-ion jusqu'aux déboires du Boeing 787, les incidents causés par les batteries sont tristement célèbres. . .

surveillance de ces paramètres spécifiques est réalisée par un élément intégré aux cellules, le BMS³¹. Si nécessaire, il restreint la puissance ou la dynamique de la batterie, la rendant alors inapte aux demandes rapides représentatives de l'application.

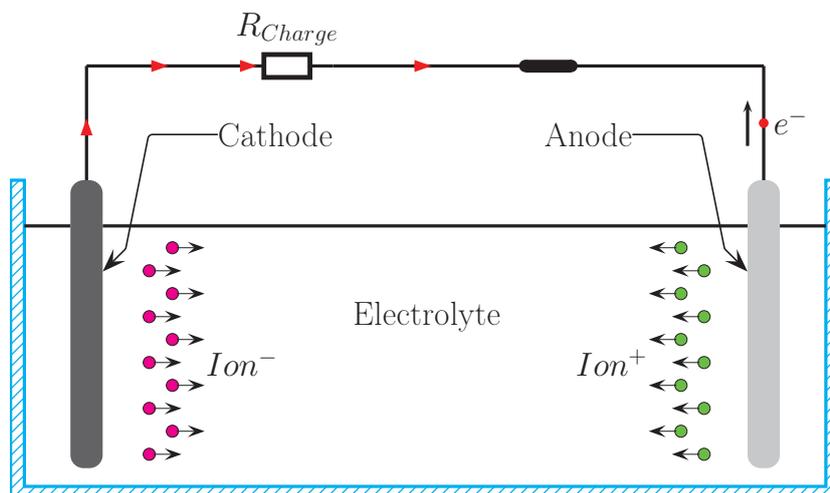


FIGURE 1.14: Principe de la conversion électrochimique d'une cellule dans le cas de la décharge selon [165]

Pour tout de même fournir, dans tous les cas, la puissance nécessaire et réduire la profondeur de charge, les fabricants répartissent la contrainte en augmentant le nombre de cellules. Cependant, ce pis-aller n'utilise qu'une petite partie de l'énergie disponible dans le composant alors que le prix du stockage augmente. Pour cette raison, et même si elle est utilisée dans le secteur ferroviaire pour d'autres applications, la solution basée sur des batteries est rarement concurrentielle vis-à-vis des autres technologies. Malgré ce handicap, plusieurs récupérateurs d'énergie de freinage fondés sur un stockage électrochimique ont été étudiés et mis en œuvre.

Au Japon, sous l'impulsion de deux exploitants de réseaux, près de neuf économiseurs utilisant des batteries sont actuellement en service ou en projet [167, 168, 169]. Dans la plupart des cas, ce choix est guidé par des contraintes additionnelles à la récupération d'énergie. La Japan East Railways utilise un récupérateur à technologie Li-ion couplé à un champ de panneaux solaires [169]. Cette source auxiliaire demande une réserve d'énergie importante justifiant l'utilisation de batteries. L'efficacité de la fonction de récupération est tout de même discutée par les concepteurs [164]. La même société exploite une version embarquée également avec des batteries Li-ion associée à une pile à combustible [170]. La batterie est ici aussi employée plutôt comme source d'énergie permanente que comme stockage transitoire. À l'autre bout du pays son concurrent, la Japan West Railways a choisi la batterie pour la faible variation de sa tension

31. *Battery Management System* en anglais soit système de gestion de la batterie



FIGURE 1.15: Technologies de stockage électrochimiques secondaires actuellement disponibles sur le marché accompagnées de leurs densités d'énergie et de puissance et leurs prix par kilogramme selon [166]

durant les cycles de charge-décharge. Selon les concepteurs, les contraintes seraient moins fortes sur le convertisseur servant d'interface [171]. D'autres cas sporadiques d'utilisation de la batterie comme source de stockage sont à répertorier en Italie [172, 173], en Chine [174, 175] et aux États-unis [176]. La pertinence de ce choix, n'est pas justifié par les concepteurs. Il reste que l'alternative de la batterie dans la récupération de l'énergie de freinage des véhicules urbains est marginale.

Stockage électrique : le supercondensateur

Lorsqu'en 1962, Robert A. Rightmire, chimiste de la Standard Oil Company of Ohio, dépose le brevet du condensateur électrocinétique [177], il n'imagine certainement pas l'ampleur du développement de celui-ci dans les années à venir. Initialement conçu pour stabiliser des mesures effectuées sur une PAC qui était le véritable sujet de ces recherches, le composant est d'abord resté au stade expérimental. Puis à la suite d'un lourd endettement, la société a cherché à vendre l'exploitation de ce brevet. En 1975, après plusieurs tentatives infructueuses, les droits ont été cédés à NEC³² à qui l'on doit le nom de supercondensateur. L'entreprise nipponne a amélioré le principe originel pour proposer les premiers composants commerciaux en 1978. Longtemps cantonné à la mémorisation d'information dans l'électronique grand public³³, le composant a par la suite évolué en une réserve d'énergie de forte puissance avec l'arrivée de concurrents dans le secteur. La dénomination de ce dispositif est partagée et d'ailleurs pas entièrement universelle. D'abord parce que plusieurs technologies, basées sur un principe identique, cohabitent et impliquent des noms différents. Ensuite, parce que chaque constructeur souhaite imposer son appellation et ainsi prendre un avantage commercial. Dans la suite de ce document, le nom supercondensateur ou l'acronyme EDLC³⁴ seront utilisés pour nommer le composant.

32. *Nippon Electric Company*

33. Il remplaçait les piles, pour maintenir l'alimentation en cas de coupure du réseau dans les mémoires contenant par exemple l'heure dans les magnétoscopes

34. *Electric Double Layered Capacitor* en anglais soit capacité électrique à double couche

Contrairement à la batterie, dont le stockage est faradique³⁵, le supercondensateur réalise son stockage de manière électrostatique par l'accumulation de charges de nature différente. Le processus, qui est décrit dans la figure 1.16, repose sur la création de zones de charges d'espace mixtes à l'interface entre les deux électrodes conductrices et un liquide, l'électrolyte. Lors de la charge, par l'application d'un potentiel électrique, une attraction se produit entre, d'une part, les charges électroniques, amenées par le circuit externe et contenues à la périphérie de l'électrode, et d'autre part, les charges ioniques contenues dans l'électrolyte. Ce rapprochement, en créant une couche de charge de part et d'autre du composant, matérialise une double couche capacitive et justifie ainsi la dénomination. Les deux électrodes sont isolées l'une de l'autre par un séparateur, réalisé dans un matériau poreux autorisant la circulation des ions à travers la membrane. Comme le montre la courbe de la figure 1.16, le potentiel électrique V , ne varie qu'au niveau de la double couche. L'énergie, qui est dérivée de ce potentiel, est alors uniquement localisée autour des électrodes. Le reste du dispositif ne participant pas activement au stockage, ces composants ont une densité énergétique plus faible que les cellules électrochimiques. Néanmoins, en se basant sur le modèle décrit par Helmholtz, dont l'équation 1.4 est issue, on observe que le rapport C_{SC} sur A , soit la densité d'énergie, dépend entre autre de la surface de l'électrode. Pour augmenter artificiellement cette surface, le choix de matériaux poreux à grande densité surfacique (cf. bulles de droite de la figure 1.16), tels que des céramiques ou des graphites [178], permet d'atteindre des capacités de cellule unitaire de plusieurs milliers de Farads.

$$C_{SC} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R A}{d} \rightarrow \frac{C_{SC}}{A} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_R}{d} \quad (1.4)$$

La densité énergétique peut également être améliorée en agissant sur la constante diélectrique ε_R ou sur la distance d , qui sont dépendantes de l'électrolyte. Dans les composants commerciaux, deux types de liquides ioniques sont utilisés. Soit des électrolytes aqueuses ayant une bonne conductivité et des ions de petite taille mais une tension d'utilisation limitée à 1 volts, soit des électrolytes organiques ayant une conductivité inférieure mais une tension d'utilisation allant jusqu'à 4,5 volts.

Du fait qu'aucun réactif ne soit mis en jeu durant les transferts énergétiques, la dynamique de l'EDLC n'est, contrairement à une batterie, pas limitée par une cinétique électrochimique. Par conséquent, sa constante de temps statique³⁶ varie de quelques millisecondes pour les versions favorisant la puissance à quelques centaines de secondes pour les modèles privilégiant l'énergie. Le mécanisme d'absorption ou de restitution des ions de l'électrolyte est toutefois limité dynamiquement par la résistivité des électrodes et par la résistance ionique qui représente à elle seule entre 70% et 80% de la résistance globale [179]. Ainsi, la puissance maximale est disponible au bout d'une fraction de secondes et ce quel que soit

35. Transfert de charge électrique via une réaction chimique

36. Constante obtenue en divisant l'énergie spécifique par la puissance spécifique. La constante dynamique peut elle être limitée par une inertie chimique comme dans la batterie ou mécanique comme dans le volant inertiel

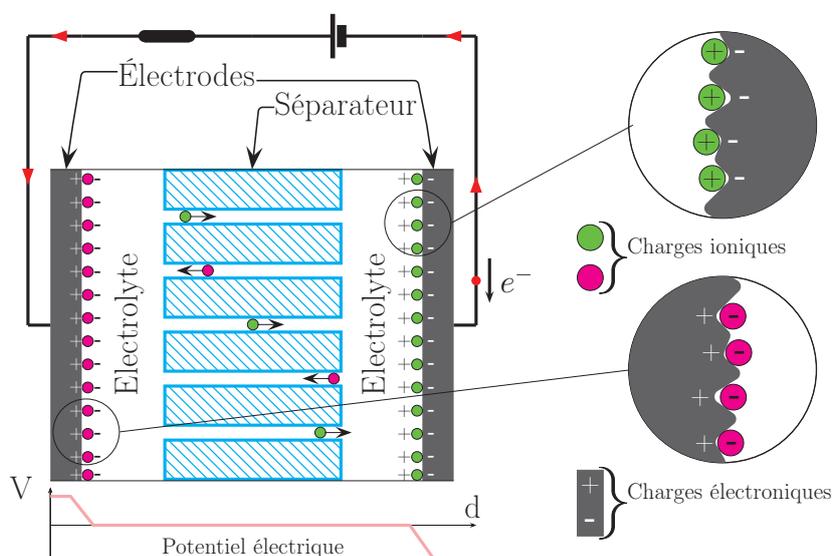


FIGURE 1.16: Principe de la charge pour la capacité double couche. L'énergie apportée par un source externe implique un stockage de charge à l'interface entre l'électrode et l'électrolyte

l'état de charge du composant. Le supercondensateur remplit donc l'espace dans le diagramme de Ragone de la figure 1.17 entre les condensateurs de technologie classique, disposant d'une puissance élevée mais de trop peu d'énergie, et les batteries, qui présentent une densité énergétique plus importante mais une puissance limitée. C'est justement dans cet intervalle que les besoins des récupérateurs sont localisés. De plus, le processus décrit précédemment semble capable d'endurer un nombre de cycles bien supérieur à la batterie. Les estimations des constructeurs se situent entre 500 000 et 1 000 000 de cycles contre seulement quelques milliers pour les meilleures cellules au Lithium. Outre ces performances techniques, le supercondensateur devance, dans cette application, la batterie sur le plan financier. En effet, lorsque que les besoins en énergie et puissances spécifiques sont respectivement de l'ordre de la dizaine de watt-heure par kilogramme et de la dizaine de kilowatt par kilogramme, la comparaison du coût du stockage tourne à l'avantage des EDLC [180]. D'autant plus que le prix de ces composants diminue chaque année [181]. Ces bonnes propriétés techniques et économiques en font un candidat idéal à la récupération de l'énergie de freinage des véhicules urbains.

À l'instar de la batterie, la tension maximale des cellules des EDLC est limitée à quelques volts. Ce niveau est trop faible pour être exploité directement sur des lignes d'alimentation de véhicules urbains. Les cellules unitaires devront alors être agencées soit en série, soit en parallèle, soit en une combinaison des deux cas précédents pour aboutir à un système de stockage adapté. Pour équilibrer les tensions aux bornes de chaque cellule, des dispositifs d'équilibrage, tout de même plus basiques que les BMS, sont indispensables. Bien que le supercon-

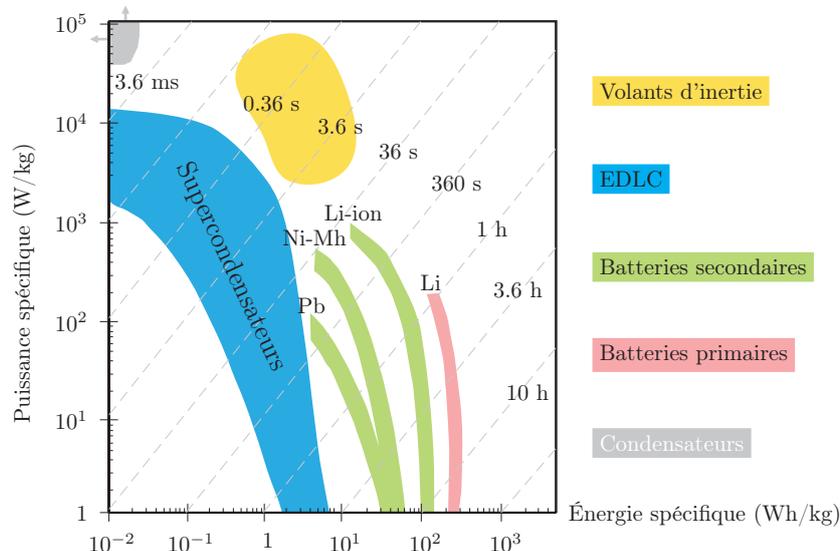


FIGURE 1.17: Diagramme de Ragone de comparaison des éléments de stockage d'énergie traités dans ce document selon [182]. Les droites obliques représentent les constantes de temps statique de chaque technologie

densateur accepte sans problème des environnements allant jusqu'à -40°C , sa température maximale de fonctionnement est elle limitée, par l'électrolyte, à 70°C . Pour contrôler cette température, une surveillance continue de celle-ci et un refroidissement adéquat sont obligatoires. Cependant, les éventuels appels de puissance répétés responsables de l'échauffement doivent pouvoir être modérés. Enfin alors que les avancées sur les batteries semblent marquer le pas, les évolutions récentes [183] et celles à venir [184], laissent entrevoir avec ce composant une nouvelle perspective dans le stockage de l'énergie électrique.

Cette vision est confortée par l'intérêt de la communauté scientifique et des acteurs du marché ferroviaire envers cet élément de stockage. Sans aborder les activités cherchant à comprendre, caractériser ou modéliser le composant seul, de nombreuses études ont été menées quant aux bénéfices apportés par l'utilisation de supercondensateurs dans un récupérateur d'énergie de freinage. Que ce soit aux travers d'analyses d'un réseau de transport urbain ou par l'expérimentation de prototypes, la recherche a déjà abondamment traité le sujet. Ces investigations ont été menées sur plusieurs types de véhicules et sur des tensions d'alimentation allant de 750 volts à 3000 volts DC. Par exemple, la modélisation de la ligne du métro de Bruxelles a permis de valider le concept, de dimensionner la taille optimale du stockage et de prédire une économie allant de 11% à 26% sur la consommation [128, 185, 186, 187]. À Daejeon en Corée du Sud, L'installation d'un prototype sur une ligne de métro, alimentée en 1500 volts, a servi à valider un nouveau principe de régulation supprimant les surtensions dues au freinage [188]. Une modélisation nodale de la ligne 7 du métro de Séoul montre également que l'action d'un récupérateur pourrait réduire de

27% les coûts opérationnels [189]. En Italie, une ligne des transports napolitains alimentée cette fois-ci en 3 000 volts a d'abord été modélisée pour aboutir à la taille idéale du stockage [190]. Puis, la validité de ces simulations a été confirmée en laboratoire sur une maquette à échelle réduite permettant d'annoncer une réduction de 50% du courant d'appel en sous-station [191, 192, 131].

En parallèle de ces réflexions académiques, le concept a été également exploré par l'industrie. La technologie devenant mature et le coût abordable, les entreprises du secteur et en premier lieu les membres de la triade³⁷ ont vu ainsi une nouvelle opportunité de marché. C'est d'abord Siemens en 2001 qui a entrepris la validation d'un prototype débarqué sur le réseau de transport de Cologne [193]. Les premiers résultats ont par la suite été consolidés sur les réseaux de Madrid et Portland. A la suite de ces essais, le constructeur allemand proposait, en 2003, son premier récupérateur d'énergie à base de supercondensateurs pour des réseaux 750 volts, le SITRAS SES³⁸. Depuis, le produit a été installé dans plusieurs villes d'Europe, en Chine et au Canada. Une version installée dans les véhicules du fabricant, dénommée SITRAS MES³⁹, a également été étudiée. Associé à un coffre de batterie Nickel-hydrure métallique, ce dispositif fournit l'énergie nécessaire pour tracter le véhicule sur plus de 2 kilomètres [194]. En 2003, le canadien Bombardier a suivi les traces de son homologue allemand avec la conception d'un récupérateur embarqué pour les tramways, les métros ou les trains de banlieue. Une ligne de métro de Mannheim a été choisie pour valider le premier prototype du MITRAC⁴⁰ energy saver [195, 196, 197, 127, 129]. Selon le constructeur, ce produit permet d'économiser jusqu'à 30% d'énergie et le mode autonomie est possible sur 500 mètres. Une version installée le long des voies prenant le nom d'EnerGstor est actuellement à l'étude [198]. Ce modèle en test depuis 2011 n'a pour l'instant pas été validé en situation réelle. Il pourra, en plus des réseaux 750 volts DC, être relié à des lignes 1500 volts DC. Deux autres sociétés viennent étoffer l'offre des récupérateurs d'énergie en sous-station. La première est le groupe ABB qui, suite au rachat de l'entreprise canadienne Envitech Energy, propose l'ENVISTORE, un produit modulaire pour des réseaux 750 volts DC ou 1 500 volts DC embarquant une énergie utile allant de 0,81 kWh à 6,48 kWh [199]. Un principe modulaire semblable a été également choisi par Sécheron pour son produit [200]. Dans le domaine des équipements embarqués, la compagnie CAF propose, en option dans ces tramways Urbos 3, le système hybride GREENTECH doté d'une batterie et d'un ou plusieurs packs de supercondensateurs [201]. Cet équipement est en service dans plusieurs villes d'Espagne. En outre, deux prototypes supplémentaires développés par American Maglev Transportation et Stadler Rail sont actuellement en phase de tests dans les villes de Portland pour le premier et Genève pour le second. Enfin l'équipementier Alstom est le seul à ne pas avoir de récupérateur d'énergie à base d'EDLC dans son offre. Bien qu'il ait tenté l'expérience avec le projet

37. Désignation subjective des trois plus importants acteurs du marché ferroviaire à savoir *Bombardier Transportation*, *Alstom Transport* et *Siemens Transportation System*

38. *SITRAS Static Energy Storage*

39. *SITRAS Mobile Energy Storage*

40. *Modular Integrated TRACtion system*

STEEM⁴¹ sur la ligne T3 du tramway parisien en 2009 [202, 203], le Français a choisi de se démarquer en misant sur ses sous-stations réversibles HESOP⁴² ou sur sa collaboration avec Williams Engineering pour des volants d’inertie embarqués.

1.4 Conclusion et mise en perspective des travaux de thèse

Dans ce premier chapitre, l’importance du transport dans notre consommation énergétique ainsi que sa participation aux émissions de gaz nocifs a été mis en évidence. Pour réduire cette empreinte toxique sur la planète et anticiper l’expansion démographique à venir, il nous faudra basculer, dans un futur proche, vers un mode de transport propre et performant. De tous les modes de transport analysés, le transport ferroviaire est la meilleure solution pour relever les défis liés aux transports en commun urbains. Afin, d’appréhender au mieux cette transition, les opérateurs des réseaux doivent, dès à présent, optimiser leur consommation électrique. Cette optimisation, telle qu’elle a été détaillée, passera forcément par la réutilisation de l’énergie de freinage des véhicules. Actuellement, les exploitants ont déjà à leur disposition un vaste choix de solutions permettant de récupérer cette énergie. Parmi les trois technologies utilisées, le supercondensateur semble aujourd’hui être le plus adapté aux besoins de puissance, d’énergie et de coût de l’application. Les perspectives d’évolution étant de surcroît très prometteuses. Bien que plusieurs équipements, utilisant cette technologie soient déjà disponibles, aucun d’entre eux ne contient de convertisseur dédié au fonctionnement spécifique de la récupération d’énergie. C’est dans ce contexte que le groupe Adetel a choisi de développer un convertisseur *ad hoc* qui a fait l’objet de cette thèse. Une fois intégré dans le système existant, ce convertisseur constituera, avec le stockage associé, la nouvelle évolution du produit. Les travaux menés pour aboutir à ce nouveau convertisseur vont être présentés dans les chapitres suivants.

41. Système pour Tramway à Efficacité Énergétique Maximisée

42. *Harmonic and Energy Saving Optimizer*

Chapitre 2

Définition des besoins pour un convertisseur optimal

EN COMMERCIALISANT son premier produit, Adetel ambitionne d'équiper les réseaux mondiaux de transports en commun avec son propre récupérateur d'énergie. L'observation des produits concurrents a abouti à la conclusion suivante : Pour rester compétitif, le produit doit disposer d'éléments optimisés pour l'application et entre autres d'un convertisseur spécifique. À partir du fonctionnement du récupérateur et des différents cas de figure rencontrés, le besoin d'un convertisseur DC-DC bidirectionnel, isolé galvaniquement et à haut rendement est alors apparu. Cette constatation est la genèse du projet de recherche [TREPS](#)¹. Au terme de ce programme, Adetel, en bénéficiant d'un convertisseur dédié, entend mettre à jour son produit existant et enfin tirer parti de cet avantage sur ses rivaux. À l'issue de cette deuxième partie, les besoins distinctifs liés à l'application et au milieu ferroviaire vont être développés. Ensuite, après une brève description du produit existant et de son historique, les performances objectives du nouveau convertisseur seront confrontées à l'existant.

2.1 Contraintes associées au domaine ferroviaire

Tous les équipements installés à l'intérieur d'un réseau de transport ferroviaire sont tenus de répondre aux exigences du domaine. Ces contraintes sont référencées dans des normes en vigueur ou, plus subtilement, à travers les us et coutumes des exploitants de réseaux ou des constructeurs de véhicules. La conception d'un convertisseur consacré à cet environnement est lourdement encadrée par ces prescriptions dont le détail est inutile. Dans cette section, seuls les points primordiaux qui guideront nos futurs choix de dimensionnement sont détaillés.

1. Transformateur Rapide d'Énergie pour Pack de Supercondensateurs

Tension d'alimentation des réseaux de transports urbains

Notre économiseur d'énergie est destiné au transport urbain. Il convient alors dans un premier temps de connaître les différentes tensions présentes sur les réseaux associés. En Europe, les tensions d'alimentation du domaine ferroviaire sont définies par la norme IEC 60850 [204]. Pour les applications urbaines, deux niveaux de tension différents, le 750 volts DC ou le 600 volts DC, ont été choisis par les constructeurs. Le premier, appliqué sur toute nouvelle construction, est majoritaire dans le monde alors que le second, beaucoup plus rare, représente les anciennes lignes encore présentes en Suisse, en Angleterre, dans certains pays de l'Est et en Amérique du Nord [205]. Ces valeurs précitées correspondent au niveau nominal. Dans la réalité, la tension fluctue fortement. Cette instabilité, dont les valeurs extrêmes sont données dans le tableau 2.1, est le fait de plusieurs phénomènes. Tout d'abord, la ligne subit les variations provenant du réseau de distribution qui se situent en général entre plus 10% et moins 10% de la valeur nominale. À cette dispersion, il faut additionner les chutes de tension le long de la ligne impédante lors de la traction des véhicules. Lorsqu'il est très éloigné d'une source d'alimentation, le véhicule reçoit une tension basse qui peut descendre jusqu'à la tension U_{min2} du tableau 2.1. Enfin, la régénération de l'énergie de freinage est, comme cela a été décrit précédemment, la cause d'élévations de tension. La valeur maximale, restreinte pas les hacheurs rhéostatiques, est dépendante du temps. En effet, comme l'illustre la figure 2.1, un niveau plus important que la tension U_{max2} peut être présent sur la ligne durant une période au moins égale à 20 millisecondes. Cet accroissement temporaire est défini dans la norme comme une surtension de longue durée.

Tension non permanente la plus basse U_{min2}	Tension permanente la plus basse U_{min1}	Tension nominale U_n	Tension permanente la plus haute U_{max1}	Tension non permanente la plus haute U_{max2}
400 V	400 V	600 V	720 V	800 V
500 V	500 V	750 V	900 V	1000 V

Tableau 2.1: Variation de la tension d'alimentation pour les réseaux 600 volts DC et 750 volts DC selon la norme [204]

La tension de service évolue de plus 50% autour de la valeur moyenne. La conception de tous les dispositifs connectés à ces lignes d'alimentation est profondément impactée par cette ampleur. Le dimensionnement de notre convertisseur n'échappe pas à cette règle. Il est alors indispensable de prendre en considération les amplitudes maximales. Les réseaux utilisant une tension de 750 volts DC étant largement majoritaires, ce type de réseau uniquement sera pris en compte. Une adaptation sur un réseau 600 volts DC reste envisageable en réduisant éventuellement les performances. Bien qu'elles existent, cette norme ne traite pas des hausses de tension inférieures à 20 millisecondes. Ces élévations transitoires, dénommées surtensions, sont traitées dans le paragraphe suivant.

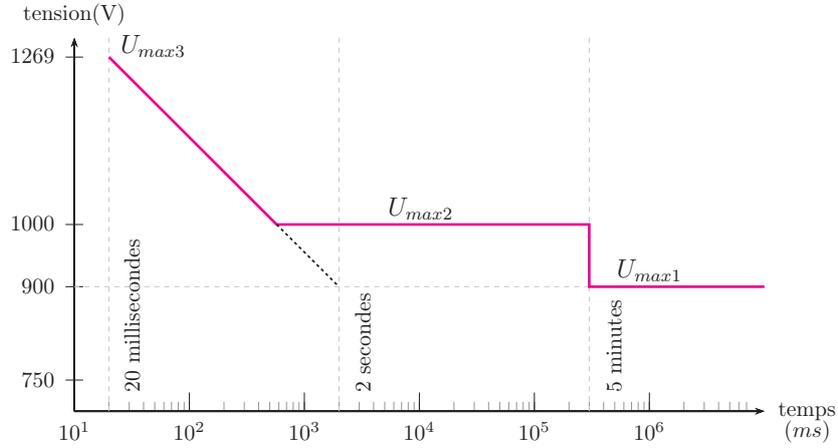


FIGURE 2.1: Limite haute de la tension d'alimentation en fonction de la durée pour un réseau 750 volts DC selon la norme[204]

Surtensions sur la ligne aérienne de contact

Les surtensions rencontrées sur la LAC sont provoquées par plusieurs événements. Leurs durées s'étalent sur une large plage temporelle allant de quelques microsecondes jusqu'à la limite de la norme précédente, soit 20 millisecondes. Parmi toutes les sources de surtension, un certain nombre d'entre elles est parfaitement connu. Leurs amplitudes et valeurs ont alors pu être répertoriées dans la norme EN 50124-2 [206]. Une autre partie de ces transitoires se manifeste sur le réseau, sans que ces derniers soient officiellement référencés dans une norme. Ils doivent néanmoins être intégrés dans l'étude du convertisseur. Pour cela, des informations sont d'abord extraites d'une série de mesures faites par différents exploitants en réponse à un questionnaire soumis par un comité de l'IEC². Le résultat de ce questionnaire a été transcrit dans le rapport technique IEC 61374 [207]. À cela s'ajoute une dernière surtension qui est issue de l'expérience d'Adetel dans le domaine. Les formes d'ondes de toutes ces surtensions sont représentées dans la figure 2.2 et dans la figure 2.3. La norme EN 50124-2 distingue deux cas selon la présence ou non d'un écrêteur pour protéger l'équipement connecté à la ligne aérienne. Dans notre cas, le système d'économie d'énergie sera situé soit dans une sous-station, soit à l'intérieur d'un conteneur disposé le long de la ligne. Il sera donc muni d'une protection. Dans ces conditions, l'entrée de notre système est soumise à deux types de surtensions normatives : des surtensions dites de longue durée et des surtensions dites de courte durée. L'impulsion de longue durée, décrite dans la figure 2.2(b), correspond à des manœuvres d'appareillage ou à des défauts sur le réseau de distribution. L'impulsion de courte durée est elle engendrée par une décharge atmosphérique. La figure 2.2(a) illustre la forme d'onde triangulaire résultante après écrêtage du choc de foudre. Les réponses des exploitants au questionnaire de l'IEC 61374 nous renseignent sur les surtensions mesurées sur les réseaux. Le

² International Electrotechnical Commission en anglais soit commission électrotechnique internationale

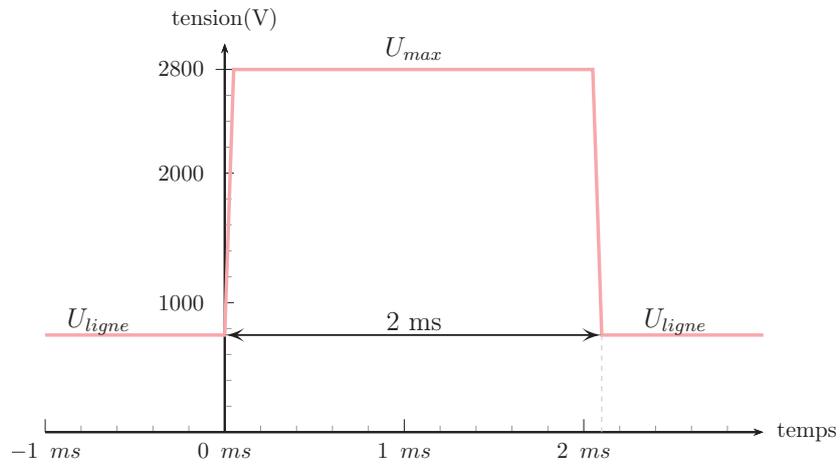
CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

panel des exploitants questionnés est vaste et les principaux réseaux mondiaux sont représentés. La réponse de la RATP³ correspond au cas le plus contraignant puisque les surtensions relevées sur les lignes de l'exploitant français possèdent le produit tension-temps le plus élevé, une impédance équivalente basse et des temps de montée nuls (cf. figure 2.3(a)). Mises à part ces informations en provenance de documents officiels, l'équipe de concepteur d'Adetel, en s'appuyant sur les cahiers des charges transmis par ses clients, a synthétisé les surtensions d'autres réseaux étrangers. Il découle de cette analyse un cas de figure complémentaire, illustré dans la figure 2.3(b), qui équivaut à une surtension de 4500 volts de forme triangulaire durant 5 millisecondes.

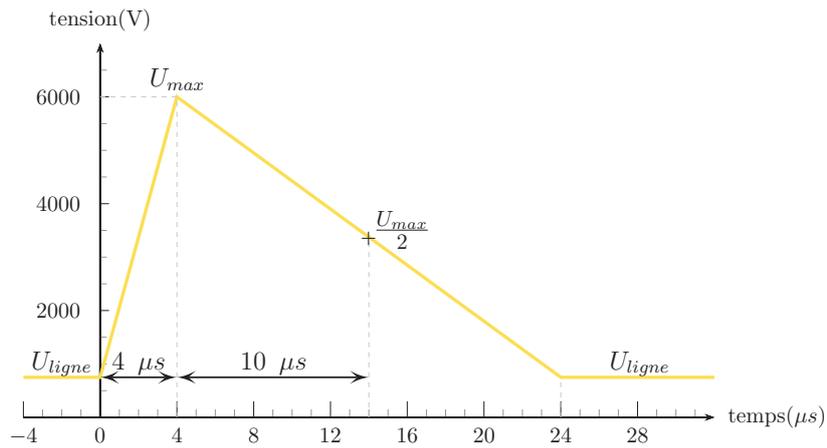
À travers ces différents cas, on constate que la tension d'entrée peut atteindre une valeur crête allant jusqu'à 8 fois la tension nominale. Cette dynamique impose, lors de la conception du convertisseur, de choisir des interrupteurs de puissance avec un calibre de tension surdimensionné, ou alors de prévoir un dispositif qui va limiter la tension durant la surtension.

3. Régie Autonome des Transports Parisiens

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

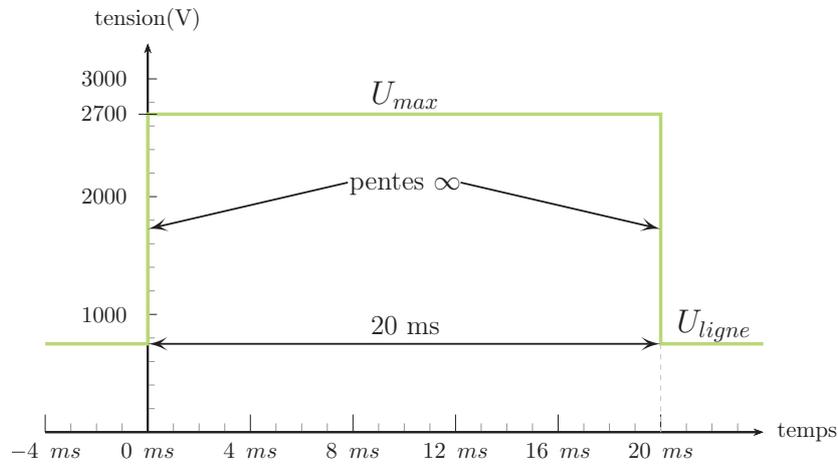


(a) Surtension correspondant à une impulsion de longue durée pour un équipement placé en aval d'un écrêteur à oxyde métallique selon [206]. Les temps de montée et de descente ne sont pas stipulés par la norme.

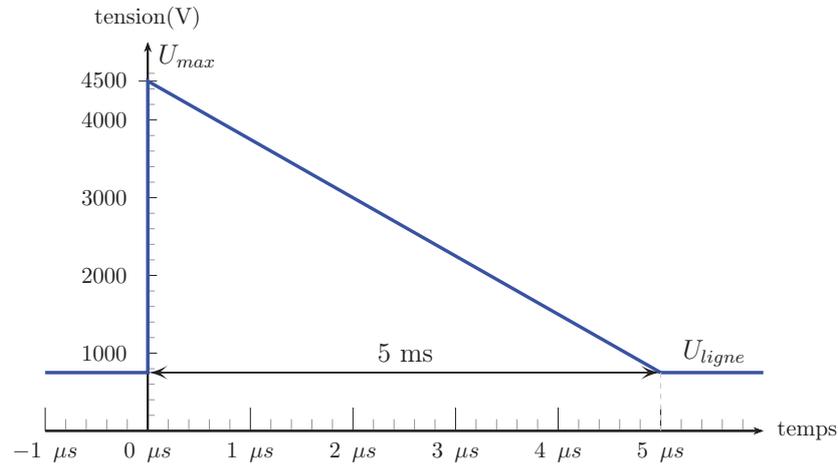


(b) Surtension relative à une impulsion de courte durée pour un équipement placé en aval d'un écrêteur à oxyde métallique selon [206].

FIGURE 2.2: Surtensions normatives sur la ligne d'alimentation 750 volts DC pour les réseaux de transports urbains.



(a) Surtension observée par la RATP sur des réseaux 750 volts DC selon [207]



(b) Surtension issue du savoir-faire d'Adetel

FIGURE 2.3: Surtensions supplémentaires sur les réseaux 750 volts DC

Compatibilité électromagnétique

La présence de notre convertisseur dans un réseau existant ne doit pas perturber le bon fonctionnement de celui-ci. Afin d'écartier cette éventualité, la compatibilité électromagnétique de notre équipement avec les autres dispositifs est alors indispensable. Cette compatibilité est ainsi assurée en respectant, comme précédemment, les standards applicables. Les équipements fixes de puissance doivent être conformes à la norme EN 50121-5 [208]. Cependant ce document ne précise pas les limites d'émissions des équipements de la sous-station vers le monde extérieur, ce qui malheureusement correspond à notre cas, . La réponse est présente dans une autre norme, l'EN 50121-3-1, qui elle concerne les émissions rayonnées des véhicules complets [209]. Les limites pour notre équipement

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

fixe en sous station à partir des valeurs des véhicules sont obtenues par le raisonnement suivant :

- la puissance maximale de notre système de récupération d'énergie avoisine celle des véhicules sur la ligne ;
- les courants HF⁴ véhiculés le long de la ligne, qui se comporte alors comme une antenne, auront le même effet sur le rayonnement vers l'environnement extérieur ;
- à partir d'informations sur la ligne, un lien entre les limites rayonnées et les limites conduites peut être établi ;

La correspondance est obtenue, en connaissant la géométrie de l'ensemble rail-caténaire, par l'application du théorème de Biot et Savart. C'est l'équation 2.1 qui permet alors de relier le champ magnétique H au courant dans la ligne. La norme stipule que la mesure est réalisée à 10 mètres de distance et la caténaire est espacée de 6 mètres de son conducteur de retour, le rail. L'équation 2.2 donne alors la relation entre le gabarit pour les émissions rayonnées, illustré dans la figure 2.4(a), et celui pour les émissions conduites illustré dans la figure 2.4(b).

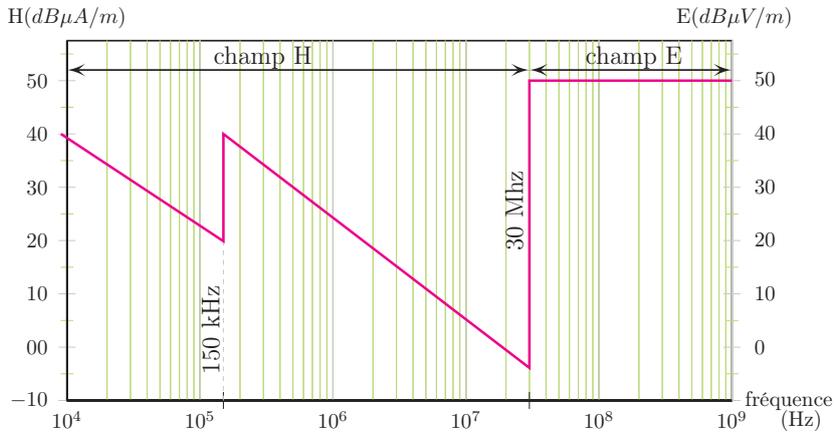
$$H_{émis} \left(\frac{A}{m} \right) = \frac{I_{ligne}}{2\pi h} \quad \text{avec } h \text{ la hauteur de la caténaire} \quad (2.1)$$

$$I_{ligne} = \frac{10 \left(\frac{H_{émis}}{20} \right)}{8,27 \cdot 10^3} \quad (2.2)$$

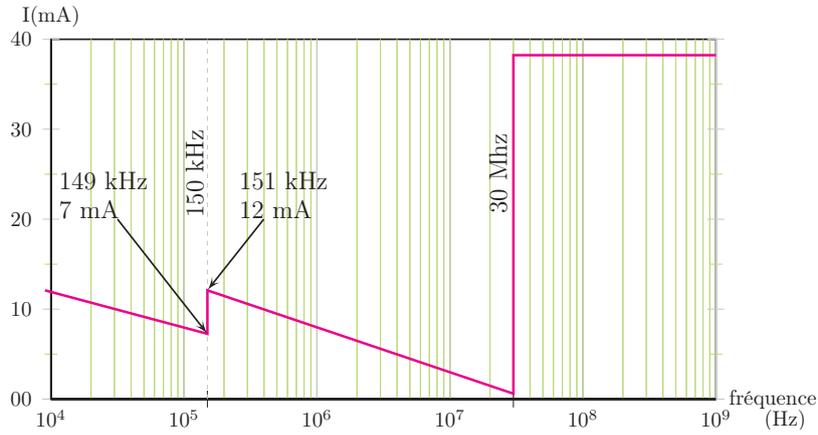
En observant le gabarit des émissions rayonnées, on remarque deux ruptures franches qui proviennent de la méthode de mesure. Dans la première partie du spectre, entre 9 kHz et 150 kHz, la largeur de bande est de 200 Hz alors que pour la seconde, entre 150 kHz et 30 MHz, elle est de 1 kHz. Pour chaque fréquence charnière, il faut alors intégrer ce changement de bande dans la valeur à ne pas dépasser [210]. L'allure de ce gabarit, est conservée dans les limites d'émissions conduites et va influencer le choix de la fréquence de découpage du convertisseur. Sur la première bande, la valeur limite décroît avec l'augmentation de la fréquence. Cette diminution, implique un filtre CEM⁵ de plus en plus volumineux, lourd et cher. Tout de suite après la première fréquence charnière, la contrainte est relâchée de 66%, passant de 7 mA pour 149 kHz à 12 mA pour 151 kHz. L'adoption de la fréquence de découpage devra se faire en tentant de franchir la frontière des 150kHz afin de réduire la taille du filtrage.

4. Haute Fréquence

5. Compatibilité ÉlectroMagnétisme



(a) Émission rayonnée pour un véhicule complet à l'arrêt



(b) Émission conduite pour le récupérateur d'énergie sur la ligne

FIGURE 2.4: Limites d'émission rayonnée et son équivalence en courant conduit selon la norme [209]

Isolation galvanique

L'alimentation électrique des véhicules de transports urbains est basée sur deux architectures différentes selon le schéma de retour du courant. Sur les véhicules à roues métalliques, le retour est assuré par le contact entre la roue et les rails de guidage ou via un rail additionnel⁶. Dans ce cas, aucune isolation galvanique n'est nécessaire. Pour les véhicules isolés du sol, généralement par des pneus, le retour de courant est réalisé par une seconde LAC. Sous ces conditions, les normes ferroviaires imposent une isolation galvanique entre le réseau d'alimentation et les éléments de stockage. L'installation d'un économiseur d'énergie, par exemple, sur une ligne de trolleybus réclamerait alors une version spécifique à ces réseaux. Le convertisseur, développé dans ce projet, doit

6. Le contact est alors effectué par un frotteur

s'adapter à toutes les options d'implantation. Pour parer à toutes les éventualités, l'isolement galvanique est donc imposé dans la conception du CVS. Cette fonctionnalité supplémentaire permet d'élargir le champ d'application et rajoute un degré de liberté pour l'étude. Cependant, cette barrière d'isolation implique une double conversion, DC-AC puis AC-DC, et est la source de pertes supplémentaires. Le choix de la topologie mais surtout celui des matériaux utilisés pour la réalisation sera fondamental pour atteindre les performances désirées.

2.2 Contraintes liées à l'application

Stockage de l'énergie

L'étude du stockage d'énergie ne fait pas directement partie des travaux de recherche. Néanmoins, certaines caractéristiques de celui-ci seront considérées comme des données d'entrée pour notre conception. La quantité d'énergie stockée est héritée du produit précédent dans lequel notre CVS va s'intégrer. Cette grandeur est le fruit d'une analyse complète et détaillée des échanges de puissance sur différents réseaux, comme l'illustre la figure 2.5. La prise en compte des situations envisagées a permis d'identifier la valeur de 1 kilowatt-heure correspondant à la majeure partie des besoins. Des simulations intégrales de réseaux comportant un récupérateur ont également conforté ce chiffre. Dans notre application, afin d'atteindre cette énergie, nous utiliserons des modules supercondensateurs composés de cellules unitaires en série. Le choix des modules 2xM54V150F de la société batScap[®] dont les caractéristiques sont données dans le tableau 2.2 est également issu du produit précédent.

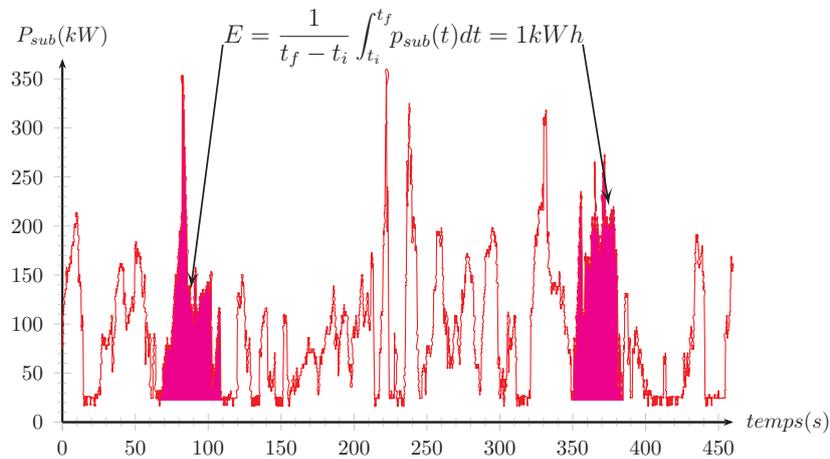


FIGURE 2.5: Évolution de la puissance de sortie d'une sous-station de tramway durant l'exploitation. L'énergie entre chaque phase atteint régulièrement 1kWh.

Théoriquement, l'énergie disponible E_{SC} dans un supercondensateur dépend, comme le montre l'équation 2.3, de sa capacité et de sa tension maximale. Dans la pratique, exploiter toute cette énergie jusqu'à une tension faible est problématique. En effet, pour une puissance identique, le courant dans le

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

composant augmente lorsque la tension à ses bornes diminue. Lorsque la tension tend vers une valeur nulle, le courant, lui, tend vers une valeur en théorie infinie. Dans ces circonstances, les pertes par effet Joule dans les conducteurs ou les interrupteurs de puissance deviennent dissuasives.

Tension maximale U_{max}	Capacité nominale à 25°C	Courant efficace maximal	résistance série	Mode de refroidissement
2x54 V	2x150 F	150 A	$\leq 5 \text{ m}\Omega$	liquide

Tableau 2.2: Caractéristiques électrothermiques des bi-modules 2xM54V150F

Pour réduire ce phénomène, les supercondensateurs sont généralement déchargés jusqu'à une tension basse proche de la moitié de la tension maximale [180]. Ainsi, comme le démontre l'équation 2.4, on peut bénéficier des trois quarts de l'énergie stockée. Dans notre application, les modules seront utilisés de 22 à 50 volts. Alors, pour fournir le kilowatt-heure requis, 12 bimodules seront nécessaires. La configuration de ceux-ci, soit une mise en série, soit une mise en parallèle, soit une combinaison des deux précédentes, est laissée libre. Néanmoins pour assurer une continuité de service de notre équipement, il est demandé une modularité d'ordre 2 ou supérieure⁷. Il est à noter que le type du montage sélectionné définira la plage de tensions sur une des deux connexions électriques du convertisseur. Ce choix se fera alors en tentant d'optimiser les performances du convertisseur.

$$E_{SC} = \frac{1}{2}CV_{max}^2 \quad (2.3)$$

$$E_{SCu} = \frac{1}{2}CV_{max}^2 - \frac{1}{2}CV_{min}^2 \rightarrow E_{SCu} = \frac{3}{4}CV_{max}^2 \quad (2.4)$$

avec : $V_{max} = 2V_{min}$

Performances électriques

Habituellement, la puissance maximale transitée par un convertisseur est connue dès la phase de conception. Même si l'équipement fonctionne par intermittence, la charge et donc les transitoires associés sont connus. Dans notre situation, le dispositif est confronté à une multitude de points de fonctionnement liés aux séquences AACF présentes sur le réseau. L'évolution de la puissance va alors être dépendante des conditions sur la ligne qui ne peuvent être connues à l'avance. Néanmoins, le choix des composants de notre CVS doit s'appuyer sur des données d'entrée dont, entre autres, cette variation de la puissance en fonction du temps. Ce paramètre indispensable a été une fois de plus extrait de l'observation de la tension et du courant de différents réseaux. L'appréciation de ces grandeurs a conduit à un cycle de puissance, illustré dans la figure 2.6, qui

⁷ L'ordre de la modularité est ici défini comme le nombre d'entités se partageant la réalisation de la fonction. Au moins deux assemblages de modules seront alors nécessaires.

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

représente le cas de figure moyen rencontré par notre système. Le récupérateur d'énergie ne transférera pas continuellement ce cycle. Il sera amené à transiter des cycles plus ou moins intenses autour de cette référence. Cependant, ce gabarit de puissance va être considéré, pour l'étude, comme permanent.

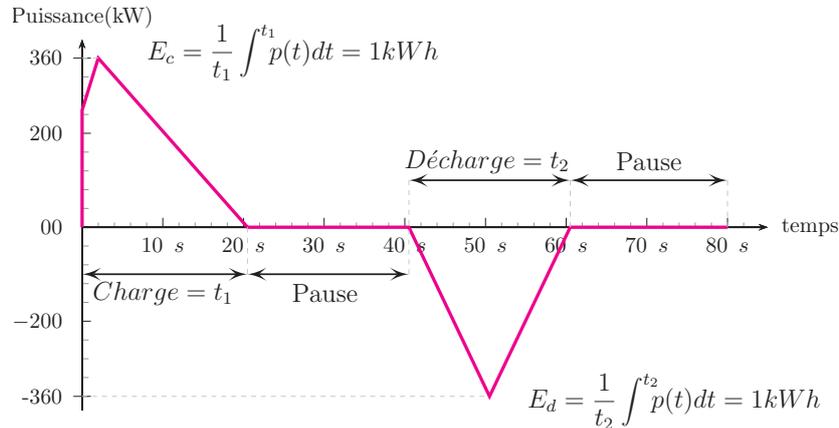


FIGURE 2.6: Profil de mission de référence pour la conception du convertisseur

Note cycle de référence comporte 4 phases : une phase de charge au départ du cycle, suivi d'une phase de pause, puis une phase de décharge et enfin une seconde phase de pause. Bien que le lien ne soit pas direct, on remarque que le cycle suit la séquence [AACF](#) avec la correspondance suivante :

- I. La séquence débute par la phase de freinage. Le convertisseur charge donc les supercondensateurs pour absorber une énergie E_c de 1 kilowatt-heure en provenance de la ligne.
- II. La phase d'arrêt coïncide avec la première pause dans le cycle.
- III. Le véhicule accélère et le convertisseur lui restitue l'énergie emmagasinée avec une puissance croissante.
- IV. La vitesse du véhicule devient constante et la puissance fournie par le récupérateur diminue. Cette décroissance provient également de l'éloignement du véhicule vis-à-vis du récupérateur. L'énergie E_d rendue durant la phase complète de décharge est également de 1 kilowatt-heure.
- V. La puissance fournie par la sous-station est faible, la tension de ligne est maintenue autour de la valeur nominale. Le système ne réinjecte plus d'énergie durant cette deuxième phase de pause.

L'intérêt que portent les exploitants pour les récupérateurs d'énergie, est bien sûr écologique mais surtout financier. Lorsqu'ils acquièrent un tel équipement, leur volonté est de pouvoir rentabiliser cet investissement au minimum au terme de leur délégation qui dure entre 6 et 7 ans. Pour atteindre ce [ROI](#)⁸, l'équipement doit économiser suffisamment d'énergie durant cette période. Ce besoin

8. *Return On Investment* en anglais soit retour sur l'investissement

va se traduire par deux contraintes sur le convertisseur. D'abord, il doit être capable de transiter en moyenne une énergie de 50 kilowatt-heure par heure et accepter des pointes de 80 kilowatt-heure par heure pendant des périodes intenses. Ensuite, afin de conserver au maximum l'énergie disponible sur la ligne, le rendement de conversion doit être élevé. En se basant sur un coût prévisionnel, le rendement doit être au minimum de 98% pour parvenir à la rentabilité. Durant son action, le point de fonctionnement du récupérateur ne se stabilise jamais. D'une part, parce que la tension des supercondensateurs évolue durant le transfert et d'autre part parce que la puissance varie également en fonction des mouvements des véhicules sur le réseau. Dans ce cas, la pertinence d'un rendement de 98% n'a de sens que si on le considère comme l'efficacité énergétique du CVS à charger et décharger 1 kilowatt-heure. Pour valider ce chiffre, il faudra évaluer, comme le montre l'équation 2.5, le rendement moyen de l'ensemble de la chaîne de conversion uniquement durant les temps de transfert t_1 et t_2 .

$$\eta_{moyen} = \frac{1}{t_1 + t_2} \left(\int^{t_1} \eta(t) dt + \int^{t_2} \eta(t) dt \right) \quad (2.5)$$

Enfin, notre convertisseur est voué à remplacer son homologue dans l'équipement existant. Il devra alors conserver les dimensions et le poids de celui-ci. Ces deux exigences sont transcrites, dans ce document, en deux unités facilitant la comparaison avec les systèmes concurrents. Ainsi, le CVS devra avoir une densité de puissance de 1,1 kilowatts par litre et une puissance massique de 2,1 kilowatts par kilogramme.

Objectif économique

La prospérité du produit imaginé par Adetel, reposera sur ses performances techniques mais également sur son prix de vente soumis à celui de la concurrence. Le coût global de l'équipement peut se décomposer en plusieurs subdivisions dont la supervision, le stockage d'énergie, la conversion d'énergie, l'enveloppe mécanique et la main d'œuvre font partie. Parmi celles-ci, uniquement la fonction conversion d'énergie est incluse dans le périmètre de cette thèse. Pour notre nouveau convertisseur, le souhait est d'économiser 40% du coût matière et main-d'œuvre par rapport à l'existant. Cet objectif est ambitieux puisqu'il faudra intégrer un isolement galvanique supplémentaire dans un volume équivalent. Le prix d'un tel convertisseur ne peut être imputé qu'aux composants du circuit de puissance. Les composants auxiliaires ou la mécanique représentent une part importante du coût. À titre d'exemple, dans la répartition du convertisseur actuel, illustrée par la figure 2.7, les composants de la topologie de puissance ne représentent que 30% du total. Durant l'étude, pour chaque choix réalisé, une prise en compte générale de l'impact sur le prix des fonctions adjacentes sera primordiale afin de tenir cet objectif économique.

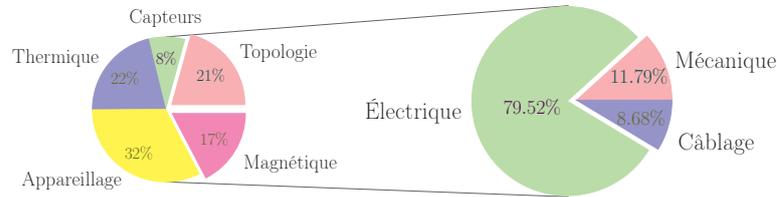


FIGURE 2.7: Répartition des coûts pour la fonction de conversion d'énergie existante

Bruit acoustique

Officiellement, aucune norme n'encadre les nuisances sonores générées par les équipements de sous-stations. Cependant, et ce même si le rail demeure trois fois plus silencieux que la route, la communauté ferroviaire s'évertue à rendre ce mode de transport encore plus discret [211, 212]. La source prédominante de cette pollution est de loin le déplacement du véhicule et les efforts actuels s'adressent pour l'instant uniquement à celui-ci. Néanmoins, afin de s'inscrire dans cette démarche de réduction du bruit, notre système ne doit pas perturber le personnel ou même les usagers à proximité. En particulier lorsque que le système sera implanté proche voire même à l'intérieur de bâtiments d'habitation⁹. La sensation de nuisance causée par un bruit est fortement dépendante de la fréquence de celui-ci et de son étalement spectral. En effet, comme le montre la figure 2.8, à pressions acoustiques identiques, la sensibilité de l'oreille humaine est accrue dans la bande située entre 2kHz et 5kHz. Cette perception est atténuée lorsque le timbre, c'est-à-dire la largeur spectrale du son, augmente.

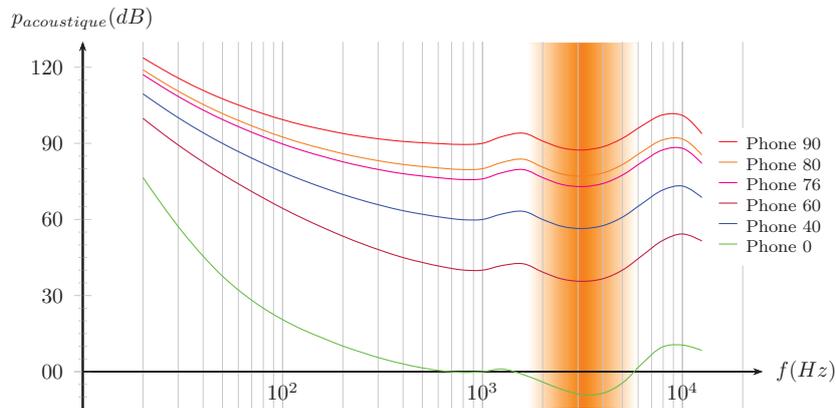


FIGURE 2.8: Courbes isosoniques de la perception d'un son pur pour l'oreille humaine selon la norme ISO 226 [213]. Les courbes sont paramétrées en phones. L'ordre du phone correspond à une pression du même ordre à 1000 Hz. Par exemple, le phone 40 vaut 40 dB à 1000 Hz.

⁹. En centre-ville, certaines sous-stations sont placées dans des locaux techniques inclus dans des immeubles.

Dans un convertisseur, le bruit est produit par deux sources distinctes. La première, est l'effet du champ magnétique dans les composants magnétiques. La variation de ce champ, à un multiple de la fréquence de découpage, génère d'une part de la magnétostriction dans les noyaux, et d'autre part un déplacement des bobinages par l'action des forces de Laplace. La seconde source provient de l'extraction des pertes. L'accélération de l'air par les ventilateurs et, dans une moindre mesure, la circulation du fluide dans les conduits engendrent un bruit à large spectre. Pour réduire la présence de la première source, sans avoir recours à une isolation phonique, une action sur la fréquence de découpage est indispensable. Une augmentation de la fréquence apparente¹⁰, ou encore une modulation autour d'une fréquence moyenne permettent de diminuer le bruit perçu. Pour la seconde cause de bruit, une conception adéquate des canaux de ventilation avec par exemple l'inclusion de piège à son ou la pose de mousse absorbante peut réduire l'impact vers l'extérieur. Afin de tenir compte de la perception humaine, l'échelle pondérée de type A est choisie pour la mesure de bruit de notre équipement. La limite acceptable est alors fixée à 70 dB_A à 1 mètre selon la méthode de mesure de la norme ISO 3744 [214].

Idéalement, la perturbation acoustique est réduite de manière drastique si notre convertisseur a une fréquence apparente supérieure à la plage audible et peu de pertes pour limiter le bruit du refroidissement. L'évolution de ces paramètres étant inverse, un compromis devra être trouvé lors du choix de la fréquence de découpage.

2.3 Produit existant

2.3.1 Historique

Depuis 2004, et le développement d'une alimentation de sonar, les ingénieurs d'Adetel conçoivent des équipements intégrant des supercondensateurs. En 2008, le premier récupérateur d'énergie conçu par Adetel pour Alstom transport est testé sur la ligne T1 du tramway parisien. Cet équipement embarqué, dénommé **STEEM**, a permis à la **RATP** d'expérimenter le stockage d'énergie par supercondensateur. Fort de cette expérience, Adetel a par la suite décidé de proposer directement aux exploitants, son produit **NeoGREEN**¹¹. Afin d'acquérir une connaissance approfondie des réseaux, Adetel a alors recherché un partenaire pour éprouver son prototype sur un réseau existant. Grâce au support de Keolis, la première version d'un économiseur intitulé **NeoGREEN Mark (Mk) I** a été installée sur la ligne T2 du tramway de Lyon au mois de Mars 2011. Depuis cette mise en service, ce démonstrateur, réalisé à partir de convertisseurs existants, confirme les estimations et enrichit le savoir-faire d'Adetel dans ce domaine. Sur la base de ces connaissances, une version actualisée du produit a vu le jour sous la référence **NeoGREEN MkII**. C'est ce modèle, décrit dans le paragraphe suivant, qui servira de base pour la conception de notre convertisseur.

10. Cette fréquence peut être différente de la fréquence de découpage mais correspond à un multiple de celle-ci

11. Neo Ground Regenerative Energy for Economic Network

2.3.2 Description

Le produit a été imaginé selon une disposition modulaire afin de répondre finement aux attentes du marché. Il se décompose en deux parties distinctes. D'une part, une armoire dénommée *SME*¹², qui intègre une interface homme-machine, la gestion de l'énergie, de l'appareillage et l'étage d'entrée du système. D'autre part, des équipements appelés *URE*¹³, composés d'un convertisseur bidirectionnel et des modules supercondensateurs, connectés en parallèle à la sortie de la première armoire. Une armoire *SME*, illustrée dans la figure 2.9, peut ainsi relier au réseau jusqu'à 6 modules de récupération disposant chacun de 0,33 kilowatt-heure. Le nombre d'unités connectées dépend alors du besoin du client.

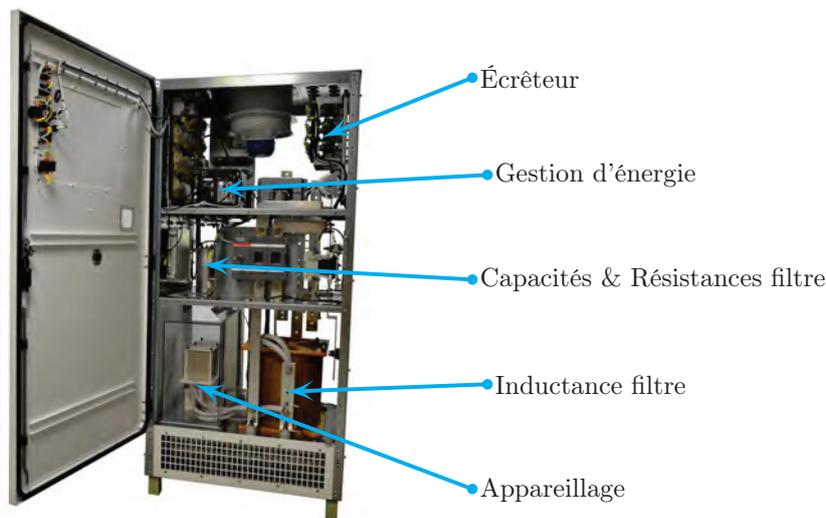


FIGURE 2.9: Système de management de l'énergie du produit NeoGREEN MkII

Le rôle principal de l'étage d'entrée, schématisé dans la figure 2.11(a), est de limiter la tension aux bornes des convertisseurs. Cette fonction est réalisée en deux temps. D'abord, le filtre LCR atténue les fronts des surtensions en provenance du réseau. L'affaiblissement apporté reste néanmoins insuffisant et si la tension en entrée des convertisseurs franchit un seuil dangereux, alors l'écrêteur s'enclenche et dissipe l'énergie de la surtension dans des résistances. Afin de réduire l'énergie absorbée par celle-ci, la fréquence de coupure du filtre d'entrée de ces dispositifs est généralement choisie entre 20 Hz et 100 Hz. Une fréquence aussi basse implique des valeurs de composants élevées. Pour cet équipement, l'inductance a alors été fixée à 1 mH et la capacité à 7,7 mF, soit une coupure à 57 Hz. De plus, lors du fonctionnement de l'écrêteur, la bobine d'entrée doit supporter, sans saturation, les 3200 A imposés par celui-ci. Il s'ensuit de ces deux obligations, un poids, un volume et un coût élevé pour ce type d'étage

12. Système de Management de l'Énergie

13. Unité de Récupération d'Énergie

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

d'entrée. En effet, dans le produit **NeoGREEN** MkII, le prix de l'étage d'entrée équivaut à 8% du coût total. La conception du nouveau convertisseur devra, si possible, tenter de réduire cette part significative du coût en modifiant le schéma ou en optimisant les valeurs des composants.

Dans l'armoire **URE**, représentée dans la figure 2.10, le transfert d'énergie vers et en provenance des supecondensateurs est assuré par un convertisseur non isolé. La topologie retenue, dont le schéma est donné dans la figure 2.11(b), est un entrelacement de 3 bras d'IGBT de calibre 1700 V. Chaque bras est piloté, à une fréquence de 2700 Hz, comme un hacheur abaisseur (Buck) pour la charge et comme un hacheur éleveur (Boost) pour la décharge. Cette structure a également été choisie par les concurrents d'Adetel. Certains ont toutefois utilisé des IGBT 3300V pour réduire la taille de leur filtre d'entrée.

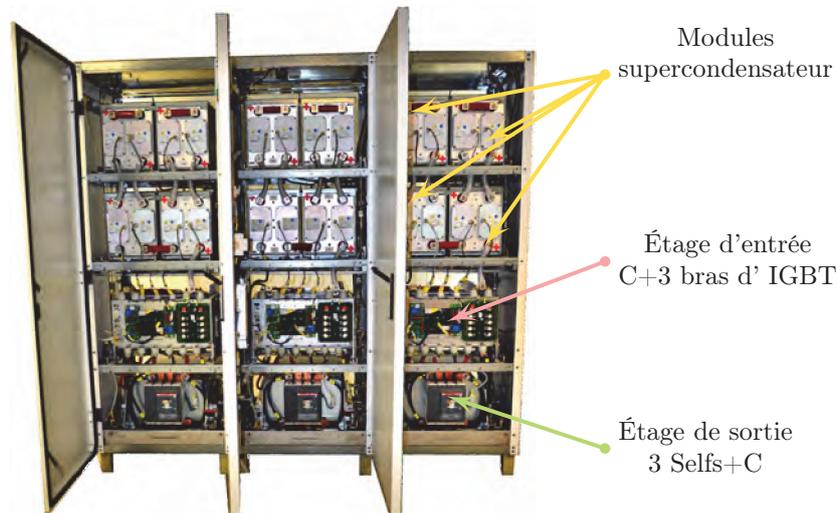


FIGURE 2.10: Ensemble de trois armoires URE du produit NeoGREEN MKII. L'étage d'entrée du convertisseur (flèche rose) correspond à la partie rose du schéma de la figure 2.11(b). L'étage de sortie du convertisseur (flèche verte) correspond à la partie verte du schéma de cette même figure.

Le retour d'expérience du démonstrateur NeoGREEN MkI, a fait ressortir la nécessité, pour la version suivante, d'un refroidissement liquide pour les modules supercondensateurs afin d'assurer une durée de vie satisfaisante. La présence du circuit hydraulique dans l'armoire **URE**, a permis de se prononcer pour un refroidissement liquide également pour le convertisseur. Les modules IGBT et les inductances dissipent alors leurs pertes dans deux plaques à eau. Ce mode de refroidissement et l'agencement du modèle MkII devra être conservé avec le convertisseur développé dans cette thèse.

2.3.3 Comparaison avec l'existant

À ce jour, le système **NeoGREEN** est le seul récupérateur d'énergie à posséder un refroidissement liquide. Cette ressource confère à son stockage d'énergie

CHAPITRE 2. DÉFINITION DES BESOINS POUR UN CONVERTISSEUR OPTIMAL

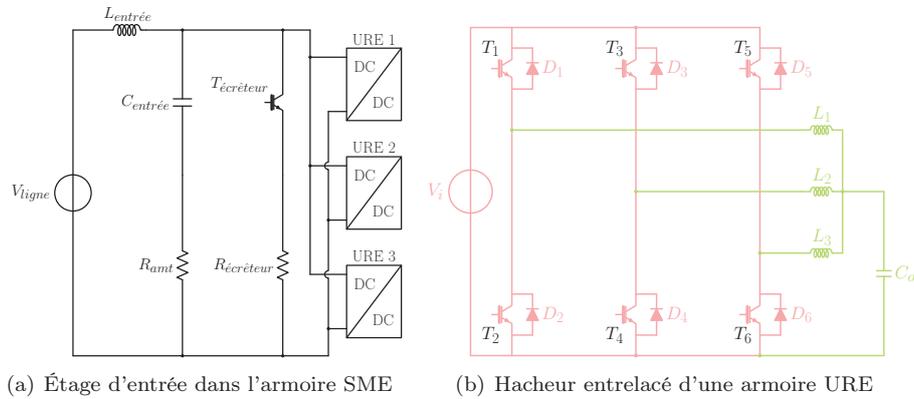


FIGURE 2.11: Schémas de l'étage d'entrée et d'un convertisseur pour le produit NeoGREEN MKII

une capacité de récupération importante tout en conservant sa durée de vie. Malheureusement, la topologie et le calibre des interrupteurs retenus affectent sérieusement les possibilités du convertisseur. Si on le confronte avec ses concurrents actuels, comme dans le diagramme de la figure 2.12, le hacheur entrelacé existant est inférieur à ceux des concurrents. La faible fréquence de découpage conduit à des composants passifs volumineux, lourds et forcément chers. Ceux-ci abaissent évidemment la performance globale. L'introduction du futur convertisseur, quelle que soit la fréquence de découpage, devra combler cette lacune.

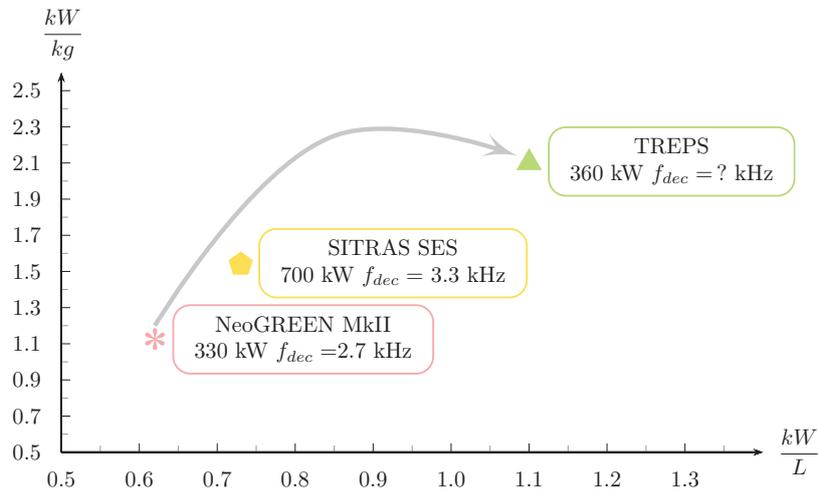


FIGURE 2.12: Puissance massique (ordonnée) et densité de puissance (abscisse) de l'actuel et futur convertisseur du produit NeoGREEN et de certains de ses concurrents

Chapitre 3

Conception

3.1 Configuration du stockage

LE CONVERTISSEUR de ce projet relie une source de tension continue, le réseau 750 VDC, à une autre source de tension continue, les supercondensateurs. Or, si dans le chapitre précédent les caractéristiques de la première source ont été détaillées, la plage de tension de la seconde tension n'a pas encore été fixée. L'isolement galvanique permet d'interfacer deux sources de niveaux différents et nous laisse donc le choix pour la tension du stockage d'énergie. Cette tension va être spécifiée à la suite d'une comparaison des différents cas possibles. Au terme de cette étude, un premier ensemble de solutions sera identifié évidemment à partir des performances techniques mais aussi des estimations économiques de la fonction de conversion. La décision finale sera prise une fois la topologie retenue.

Les besoins exprimés dans le chapitre précédent imposent, d'une part, une quantité de 12 bimodules supercondensateurs et, d'autre part, une modularité d'ordre au moins égale à deux. Cela signifie que nous devons avoir au moins deux ensembles indépendants d'éléments de stockage. Dans la suite de ce document, ces ensembles seront dénommés des packs. Nous sommes alors à même de répartir, comme illustré dans la figure 3.1, les 12 bi-modules de départ en m différents packs de n sorties en série et de leurs convertisseurs associés. À partir des deux contraintes précédentes, il existe alors sept possibilités de distribution listées dans le tableau 3.1.

3.1.1 Choix du calibre des interrupteurs

Afin d'identifier la meilleure solution, si bien d'un point de vue technique qu'économique, un dimensionnement complet de chaque cas serait nécessaire. Cependant chaque étude est chronophage et aboutit parfois à des impasses techniques. Nous souhaitons, dans un premier temps, différencier quelles solutions sont les plus appropriées à notre application, d'autant plus que la topologie du convertisseur n'est pas encore retenue. Dans ce but, une méthode empirique et systématique, basée sur une comparaison des pertes des semi-conducteurs, va éliminer les solutions n'assurant pas les objectifs fixés. Pour chaque option, la

mise en série des modules fixe une tension au secondaire du convertisseur. La conversion étant bidirectionnelle, des interrupteurs de puissance seront obligatoirement présents sur ce secondaire. La technologie des composants choisis pour cet étage de conversion varie en fonction de la tension maximale à leurs bornes.

La première étape de notre discrimination consiste donc à déterminer le calibre en tension des interrupteurs utilisés de ce côté du convertisseur. Pour cela nous faisons l'hypothèse qu'un pont complet de 4 interrupteurs est utilisé au secondaire. De plus, aucune mise en série d'interrupteurs n'est autorisée. La sélection du calibre est alors guidée par la tension du bus secondaire à laquelle il faut ajouter les surtensions de commutation. En effet, lors de la fermeture d'un interrupteur, une surtension, causée par le changement brusque de courant dans l'inductance parasite de la cellule de commutation, se produit aux bornes de celui-ci. La valeur de cette inductance parasite est, elle aussi, très dépendante de la tension, de la technologie et de l'assemblage physique de cette cellule de commutation. Néanmoins, certaines règles se vérifient quel que soit le convertisseur analysé. D'abord, la montée en tension allonge les distances d'isolement et ainsi augmente la valeur d'inductance. Ensuite, les composants discrets, contrairement aux modules intégrant plusieurs puces, peuvent avoir un découplage au plus proche du composant réduisant alors l'inductance. En dépit de ces acquis, il n'existe pourtant pas de formulation directe pour connaître la valeur de cette inductance pour chacun de nos cas. Le deuxième paramètre, jouant sur la surtension de commutation, est la vitesse du transitoire de courant. Cette variation, donnée en $A/\mu s$, dépend également de la technologie et de la tension. Ici aussi, même si des équations théoriques régissent son comportement, la commutation de l'interrupteur est liée au savoir-faire de chaque fabricant. Afin de combler cette carence, ces deux derniers

paramètres vont être fixés à l'aide d'une méthode itérative exploitant d'une part des données des constructeurs et d'autre part l'expérience d'Adetel dans le domaine. La première solution est prise en exemple pour la description de notre méthode. Ainsi, la tension maximale du bus est fixée par la sortie du

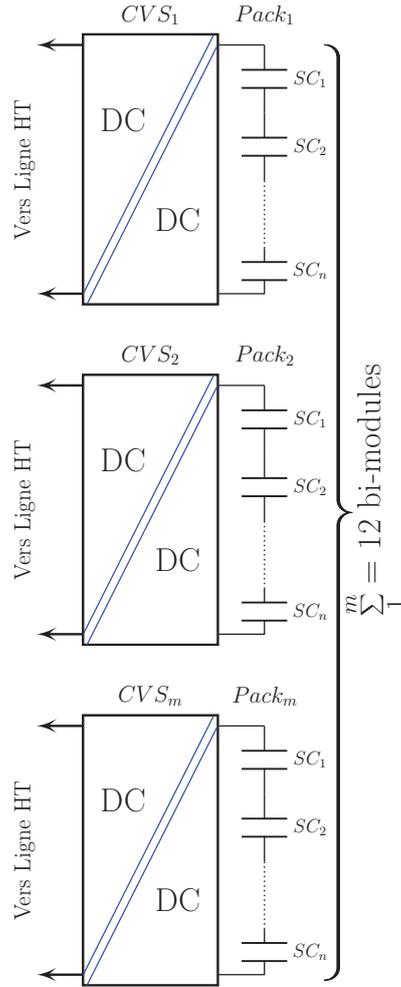


FIGURE 3.1: Répartition des 12 bi-modules en m ensembles d'un convertisseur connecté à n sorties en série

module supercondensateur à 50 volts. Dans cette gamme de tension, les composants les plus performants sont les MOSFET¹. Leur tension de claquage doit être supérieure à la tension bus. Nous choisissons alors la valeur standard de 100 volts. Il nous faut, à présent sélectionner dans l'ensemble des composants disponibles sur le marché, un composant de référence pour en extraire les informations nécessaires. Celui-ci est choisi à partir de deux critères selon l'ordre suivant :

- I. Le composant a la résistance à l'état passant $R_{DS(ON)}$ la plus faible de la catégorie. Ce point coïncide généralement avec le calibre en courant le plus important pour un boîtier donné.
- II. L'interrupteur possède le ratio du courant maximal à température maximale I_{max} divisé par le temps de descente t_f le plus élevé de la catégorie. La température maximale n'est pas toujours identique d'un constructeur à un autre. Elle est également assujettie à la capacité de dissipation vers l'extérieur. Cependant, les grandeurs fournies par le fabricant correspondent aux extrêmes et nous assurent d'obtenir dans la réalité une valeur inférieure.

Dans notre exemple, c'est le MOSFET IPB025N10N3G qui est retenu. Son courant maximal est de 140 ampères pour une température de la puce de 125 °C. Le temps de descente minimal indiqué dans la documentation est de 20 nanosecondes [215]. Au blocage, le composant va alors couper, dans le pire des cas, le courant maximal pendant le temps minimal², soit dans le cas présent une variation de 5,6 kiloampères par microseconde. À l'intérieur de la cellule de commutation, l'inductance parasite totale est en réalité composée de l'inductance du boîtier, du câblage et de celle de la capacité de découplage. Dans notre situation de référence, nous obtenons une inductance de 6,5 nH répartie de la manière suivante : 4 nH pour le boîtier D²pack [216], 1 nH pour la capacité [217] et environ 1,5 nH supplémentaires pour les connexions. Nous aboutissons donc, pour la solution n°1, à une surtension résultante de 37 volts à laquelle nous ajoutons une marge de sécurité de 10%. La tension maximale aux bornes des interrupteurs sera finalement de 90 volts. Le calibre de 100 volts choisi initialement est donc adapté. Dans le cas contraire, la valeur standard supérieure doit être utilisée pour une nouvelle itération de la méthode décrite ci-dessus. Le même exercice a donc été répété pour chaque cas du tableau 3.1 donnant lieu aux sept solutions détaillées dans la figure 3.2. La sixième solution a fait l'objet de deux analyses. En effet, pour des tensions de bus proche de 400 volts, le choix entre les MOSFET et les IGBT³ n'apparaît pas clairement [218, 219, 220] et nécessite une comparaison plus approfondie. Dans cette première partie, cette solution double est alors maintenue.

L'approche employée pour obtenir les calibres en tension des interrupteurs est discutable. Premièrement, parce que les données constructeurs exploitées

1. *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* en anglais soit transistor à effet de champ à structure métal-oxyde-semiconducteur

2. Le temps de descente est normalisé entre 10% et 90% du courant coupé. Le temps de commutation représente alors 125% du temps de descente.

3. *Insulated Gate Bipolar Transistor* en anglais soit Transistor bipolaire à grille isolée

Solution 1	Solution 2	Solution 3	Solution 4
50 volts	100 volts	150 volts	200 volts
$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$
$m=24$	$m=12$	$m=8$	$m=6$
Solution 5	Solution 6	Solution 7	
300 volts	400 volts	600 volts	
$n=6$	$n=8$	$n=12$	
$m=4$	$m=3$	$m=2$	

Tableau 3.1: Configurations possibles des packs à partir des 12 bi-modules initiaux. La première ligne correspond à la tension de chaque pack, la seconde au nombre, n , de sortie en série et la troisième au nombre, m , de packs et de convertisseurs.

Solution 1	Solution 2	Solution 3	Solution 4	Solution 5	Solution 6	Solution 7
100 volts	150 V	250 V	300 V	400 V	0,5-0,6 kV	1,2 kV
6,5 nH	8 nH	10 nH	15 nH	15 nH	20 nH	0,5 μ H
40 V	32 V	55 V	68 V	12 V	60 V	200 V
discret	discret	discret	discret	discret	module	module

MOSFET
IGBT

FIGURE 3.2: Calibre en tension des interrupteurs de puissance (ligne 1), inductance parasite de la cellule de commutation (ligne 2), surtension de commutation maximale (ligne 3) et type de boîtier utilisé (ligne 4) pour les 7 solutions possibles dans notre application

ne s'appliquent que dans les conditions spécifiées. Si ces conditions changent, comme par exemple en modifiant les résistances de grille, les conclusions sont susceptibles de changer. Deuxièmement, parce que cette méthode s'appuie aussi sur la connaissance d'Adetel à un instant donné des composants disponibles. Les futures ruptures technologiques modifieront à coup sûr les résultats. Néanmoins, cette démarche nous permet de statuer sur la technologie ainsi que sur le calibre de tension affecté à chaque solution.

3.1.2 Comparaison des solutions à base de MOSFET

La première étape de notre étude a débouché sur six solutions utilisant des composants **MOSFET** et deux utilisant des **IGBT**. Il est désormais nécessaire de départager ces différentes options. Le rendement, tel qu'il a été défini dans le chapitre précédent, est un paramètre vital pour notre application. Durant cette seconde étape, les pertes des interrupteurs seront alors le critère de sélection pour départager les six premières solutions. Les deux dernières possibilités seront étudiées ultérieurement.

Estimation des pertes par conduction

Les pertes par conduction dans les transistors **MOSFET** sont proportionnelles à la résistance à l'état passant, R_{DSON} , et au carré du courant traversant le composant. Le premier paramètre est lié au composant alors que le second dépend de l'application. Afin de comparer les pertes par conduction, nous devons au préalable connaître, pour les six solutions considérées, l'évolution du courant au secondaire et donc dans l'assemblage de modules supercondensateurs. Dans notre système, et pour chaque cas de figure, le cycle de puissance de la figure 2.6 est partagé entre les m packs. Le courant est quant à lui dépendant de la puissance et de la tension du pack constitué de n sorties en série. Ainsi, comme le montre l'équation 3.1, l'évolution du courant sera identique quelle que soit la solution analysée.

$$i_{pack}(t) = \frac{p_{pack}(t)}{U_{pack}(t)} = \frac{p_{NG}(t)}{m \cdot n \cdot U_{SC}(t)} = \frac{p_{NG}(t)}{24 \cdot U_{SC}(t)} \quad (3.1)$$

avec : $p_{NG}(t)$ = cycle puissance de la figure 2.6
et $U_{SC}(t)$ = tension d'une sortie d'un bi-module

Cette particularité liée à notre application va être mise à profit dans notre évaluation. En effet, si le courant reste identique pour chaque solution, alors la valeur de la résistance à l'état passant constitue l'unique critère de sélection. De plus, un interrupteur est en réalité constitué de plusieurs composants mis en parallèle. Selon le nombre ou la référence de composants utilisés, une myriade de possibilités est à notre disposition. Afin de s'abstenir d'une analyse de toutes les alternatives, si tant est que cela soit possible, nous allons supposer que la densité de courant dans les puces est identique dans toutes les solutions. Ainsi, pour un même courant, chaque solution réclamera la même surface de silicium. Le critère dimensionnant devient alors la résistance par unité de surface des **MOSFET** disponibles sur le marché. Ce point a déjà été étudié d'un point de vue théorique dans [221] et vérifié en pratique dans [222]. La figure 3.3 rassemble les données de ces deux références ainsi que les valeurs propres à nos six solutions. À l'observation de cette figure, nous constatons que la résistance spécifique augmente avec la tension de claquage. Par conséquent, les pertes par conduction seront minimales pour la solution avec les composants ayant le plus faible calibre en tension, soit 100 volts.

Il nous reste alors à estimer ces pertes pour l'unique solution à **MOSFET** restante afin de la confronter aux deux autres solutions à **IGBT**. Dans ce but, une simulation sur un logiciel de type circuit⁴ a été utilisée. L'emploi de cet outil repose sur les hypothèses suivantes :

- La topologie qui sera retenue comportera un pont complet au niveau du secondaire ;
- Dans ce pont complet, nous faisons la supposition que, pour assurer le transfert de l'énergie vers le transformateur, deux interrupteurs sont en permanence conducteurs. Cette hypothèse est simpliste puisque les diodes

4. PSIM <http://powersimtech.com/products/psim/>

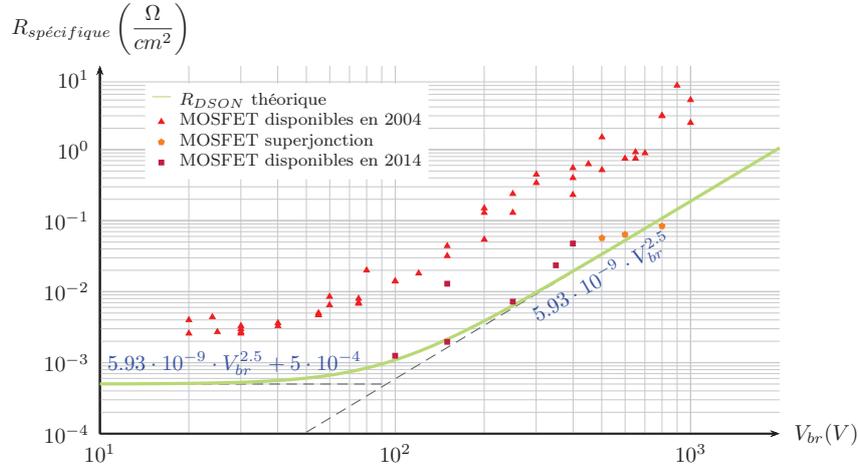


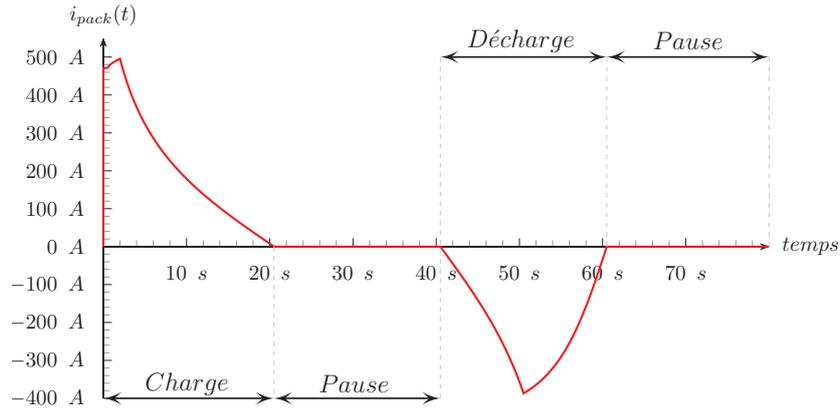
FIGURE 3.3: Évolution de la résistance à l'état passant en fonction de la tension de claquage pour des MOSFET de puissance. La courbe verte correspond à la valeur théorique selon [221], les triangles rouges correspondent aux données en provenance de [223], les carrés violets sont les composants utilisés pour les 6 solutions de notre étude et le pentagone orange est la valeur des MOSFET superjonction issue de [218].

anti-parallèles peuvent également conduire et ainsi réduire le temps de conduction des MOSFET. Néanmoins, les diodes possèdent une chute de tension supérieure à celle des interrupteurs. L'hypothèse est donc optimiste ;

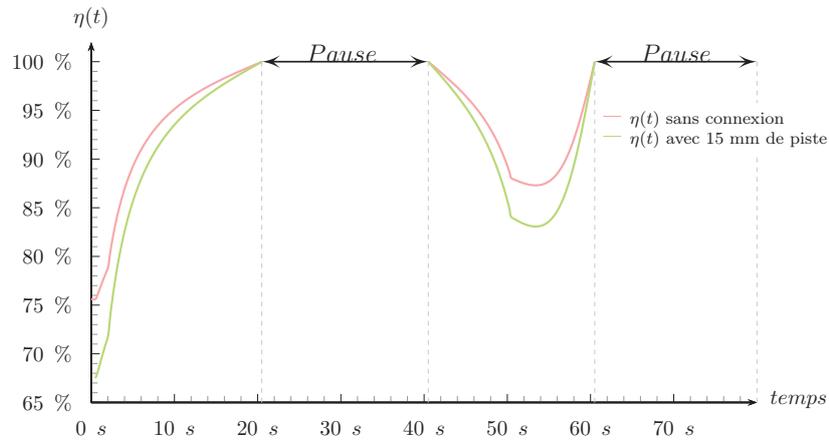
- Les interrupteurs conduisent le courant circulant dans le pack de supercondensateurs. En réalité, le courant efficace dans un interrupteur est différent du courant moyen en sortie du convertisseur. La divergence entre ces deux variables peut être importante rendant alors ce postulat critiquable. Cependant, la topologie n'ayant pas encore été retenue, il n'est pas encore possible de connaître le lien entre ces deux grandeurs ;
- La variation de la $R_{DS(on)}$ en fonction du courant est négligée ;
- Les aspects thermiques de la variation de cette résistance ne sont pas pris en compte. On considérera alors la valeur à 25 °C durant la simulation.

Le cycle de référence (cf. figure 2.6) est le point de départ de notre simulation. À partir de celui-ci, le courant dans le pack à chaque instant est déterminé en transposant sous la forme d'un circuit l'équation 3.1. Ce courant variable, illustré dans la figure 3.4(a), est ensuite injecté dans une capacité de valeur équivalente à celle du pack. La tension initiale des supercondensateurs est fixée au seuil bas soit 22 volts. Ce même courant traverse également notre interrupteur sous test, dont la valeur de la résistance à l'état passant correspond à celle du nombre de composants réalisant la fonction interrupteur. Pour cette solution, nous avons choisi de placer 6 IPB025N10N3G en parallèle, soit une capacité en courant de 840 A. La valeur pic du courant parcourant le pack est de 495 A, le calibre de notre interrupteur est alors surdimensionné à près de 70%. Un

rendement partiel, illustré dans la figure 3.4(b), est alors calculé en ne prenant en compte que les pertes par conduction des interrupteurs pour un système de 1 kilowatts-heure. Le calcul est d'abord effectué sans résistance additionnelle et ensuite en juxtaposant à la résistance des MOSFET, la résistance équivalente des amenées de courant⁵. L'annexe A détaille le schéma utilisé ainsi que des résultats supplémentaires de cette simulation.



(a) Courant traversant le MOSFET



(b) Rendement partiel avec et sans pistes de connexion

FIGURE 3.4: Évolution du courant traversant le MOSFET sous test et rendement partiel pour la solution 1

Le rendement moyen, défini dans l'équation 2.5, a été calculé dans les deux cas de figure. Sans résistance extérieure, les seules pertes par conduction font chuter l'efficacité à 93 % et ne permettent pas d'atteindre l'objectif fixé. Avec l'ajout des résistances relatives aux connexions de puissance, le rendement est

⁵. Les composants sont supposés soudés sur un substrat en métal isolé (SMI). Les pistes de connexions ont une largeur de 30 mm, une épaisseur de 75 μm et une longueur totale de 15 mm

réduit à 90,4 %. Il est donc évident que l'influence des résistances périphériques au composant est considérable. La contribution des MOSFET aux pertes peut être réduite en multipliant le nombre de composants se partageant le courant. Outre les difficultés liées à la répartition équitable du courant que nous allons rencontrer [224], la problématique ne sera pas pour autant résolue. En effet, une simulation a été effectuée avec uniquement les résistances des conducteurs, estimées au total à $300 \mu\Omega$ par convertisseur, l'efficacité s'élève à 98 %. Dans ces circonstances, plus aucune perte ne pourrait être tolérée de la part des autres composants, y compris les MOSFET. En réalité, la limitation de cette solution ne provient pas de la technologie des interrupteurs, mais plutôt de la proportion de la chute de tension aux bornes d'un élément résistif, quel qu'il soit. À titre de comparaison, la chute de tension dans les conducteurs pour la solution 1 compte pour 6‰ de la tension de bus minimale alors qu'une chute de tension dans des conducteurs identiques en représente douze fois moins pour la solution sept. D'autre part, une évaluation du prix des interrupteurs pour un système de 1 kilowatt-heure montre que la première solution coûte environ 40 % plus cher que la solution 7. Au terme de cette étude, il apparaît que les solutions utilisant des interrupteurs de type MOSFET ne sont pas adaptées à notre application. La distinction entre les deux solutions à IGBT restantes ne pourra se faire qu'une fois la topologie connue.

3.2 Configuration des étages d'entrée

Le travail effectué dans la section précédente a restreint à deux le nombre de solutions initiales. Pour réaliser la conversion DC-DC isolée galvaniquement, la forme la plus simple d'association de cellules est retenue. Cette configuration, représentée dans la figure 3.5, est constituée des éléments suivants :

- I. une cellule d'entrée connectée à la ligne réalisant la conversion continu vers alternatif ;
- II. un transformateur connecté à ce premier étage et assurant l'isolement galvanique ;
- III. une seconde cellule reliée au pack de supercondensateurs et opérant la conversion de l'alternatif vers le continu.

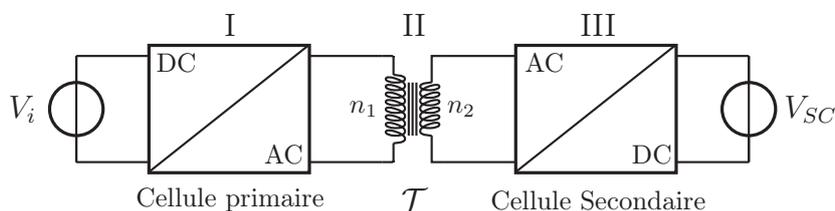


FIGURE 3.5: Configuration simple d'un convertisseur

Avant de choisir une topologie adaptée à notre application, l'entrée des convertisseurs reste à définir. En se référant à la figure 3.1, on observe que, jusqu'à présent, les connexions des m convertisseurs au réseau de traction n'ont

pas encore été déterminées. Par ailleurs, le mode des cellules d'entrée, en tension ou en courant, n'a pas encore été adopté. Les deux parties à venir vont nous permettre, en répondant à ces interrogations, de réduire un peu plus les possibilités.

3.2.1 Connexion à la ligne

L'isolement galvanique nous autorise un niveau de tension différent de part et d'autre du convertisseur. Deux possibilités s'offrent alors à nous pour relier les convertisseurs sur la ligne. Soit une connexion en parallèle soit une en série. Pour le premier cas, les surtensions qui ont été détaillées dans la section 2.1 vont dégrader fortement les performances. En effet, si l'on souhaite résister à celles-ci, une mise en série d'interrupteurs de faible calibre en tension⁶, ou des composants de fort calibre sont nécessaires dans chaque cellule primaire. La mise en série d'interrupteurs, bien qu'attrayante en théorie, est limitée en fréquence par les problématiques d'équilibrage des tensions entre les composants [225, 210]. Dans le cas où un seul composant est utilisé pour la réalisation de l'interrupteur, une tension de claquage de 3300 volts est obligatoire. Les composants avec un tel calibre ont des performances médiocres et les objectifs de masse et de volume ne pourraient être remplis. Le choix de la mise en parallèle ne s'avère donc pas judicieux. La mise en série des cellules de commutation relève des structures multiniveaux. Les avantages et inconvénients de cette *race* de convertisseurs ont été traités dans [226]. Parmi ces différentes structures, seules les cellules cascades offrent la possibilité d'être modulaires. La modularité étant imposée dans notre cahier des charge, on choisit donc de placer les cellules primaires en cascade. Avec cet agencement, la tenue aux surtensions sera, de surcroît, plus élevée que pour la mise en parallèle.

3.2.2 Comportement aux courants perturbateurs

L'association des cellules retenue dans la section précédente accorde une indépendance totale du contrôle de nos convertisseurs. Afin d'atteindre les exigences sur les courants perturbateurs détaillées dans la section 2.1, les m convertisseurs seront entrelacés en décalant chaque commande de π/m . Si nous désirons apprécier ces courants, il nous faut connaître le mode de conversion de l'étage d'entrée. Les deux modes possibles, soit un mode tension soit un mode courant, constituent le fondement de la théorie des convertisseurs à découpage et sont définis dans [227]. Une comparaison entre ces deux types de cellule sur la base de leurs comportements vis-à-vis des réjections sur la ligne va nous aider à les départager. Nous allons, en particulier, nous pencher sur la valeur des éléments passifs du filtre d'entrée pour assurer le respect des normes. La méthode analytique employée pour déterminer ces composants est identique à celle appliquée dans [210]. Les convertisseurs sont remplacés par des sources de courant carré pour les convertisseurs de tension et par leur dual pour les convertisseurs de courant. Les schémas modélisant ces modes sont illustrés dans la figure 3.6.

6. 1200 volts ou 1700 volts

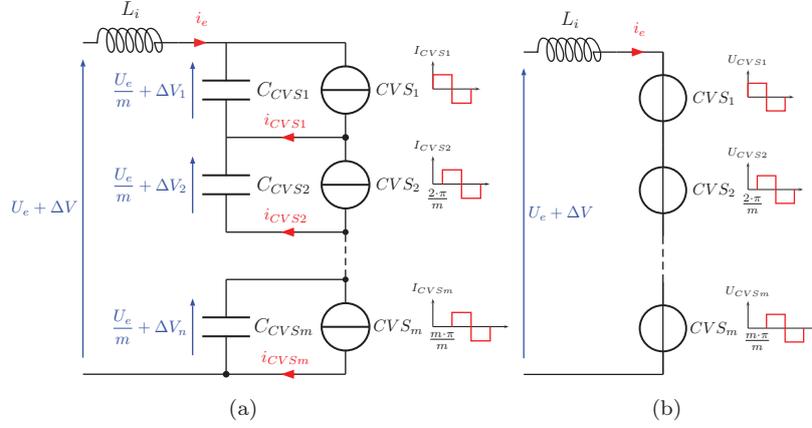


FIGURE 3.6: Schéma équivalent de l'étage d'entrée pour m convertisseurs de tension(a) et de courant (b)

L'étude est réalisée en supposant les fronts de courant et de tension comme infinis. Pour le mode tension, la détermination des composants se déroule en deux étapes. D'abord, en supposant l'inductance L_i infinie, la valeur des capacités de filtrage C_{CVS} est obtenue en utilisant l'équation 3.2 pour une ondulation pic à pic de 2,5 % de la tension d'entrée et en fixant le rapport cyclique générant le plus d'ondulations, soit $\alpha = 0,5/m$.

$$C_i(t) = \frac{P_{max} \cdot \alpha}{m \cdot U_{e_{min}}^2 \cdot f_{dec} \cdot \Delta V} \left(1 + \frac{1}{m} - \alpha \cdot (1 + m) \right)$$

avec : P_{max} = puissance maximale du cycle, soit 360 kW (3.2)

U_{min} = tension basse en entrée, soit 500 V

et ΔV = ondulation en entrée en %

Dans un second temps, en utilisant pour les ondulations de tension uniquement l'harmonique de rang 1, la valeur minimum de la self L_i est calculée afin de respecter le gabarit d'émissions conduites. Le calcul est effectué pour les deux modes et les deux solutions encore en lice. La figure 3.7 illustre les quatre résultats de ce calcul. La confrontation tourne clairement à l'avantage du convertisseur de tension. Entre 9 kHz et 150 kHz, le convertisseur de courant demanderait, pour la solution 6 et 7, des inductances de 840 mH et 560 mH contre 6 mH et 4 mH pour son dual. Une fois de plus, le relâchement de la contrainte après la fréquence charnière influe grandement sur l'inductance minimale puisqu'en franchissant cette limite, la valeur est immédiatement divisée par 15. Cependant, les grandeurs indiquées dans cette étude sont à relativiser. En effet, un filtre additionnel de mode différentiel ou sélectif, comme cela a été étudié dans [210], peut également contribuer au filtrage des perturbations émises et ainsi réduire la contrainte sur l'inductance d'entrée. Néanmoins, et même si la valeur de son inductance est diminuée, le convertisseur de courant reste pénalisé par rapport à son concurrent. Enfin, la différence entre la solution 6, pour $m = 2$, et la solution 7, pour $m = 3$, n'est pas vraiment significative.

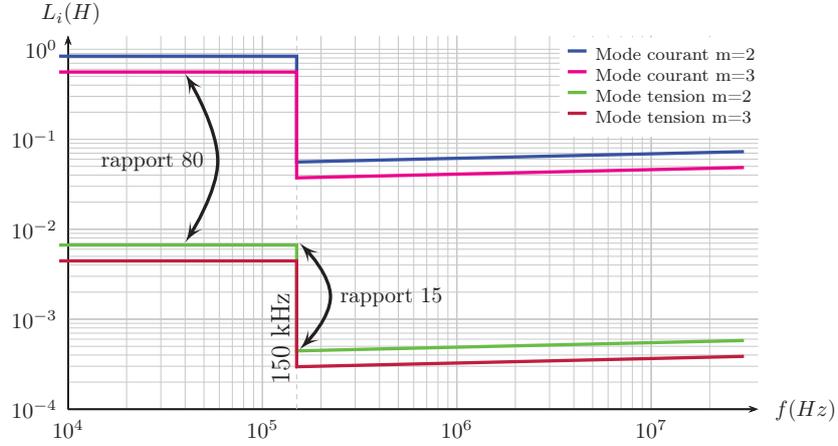


FIGURE 3.7: Valeur minimale de la self d'entrée L_i pour des convertisseurs de tension ou de courant dans les deux solutions envisagées en fonction de la fréquence apparente sur la ligne

L'ajout d'un convertisseur en cascade diminue de seulement 30% l'inductance minimale. La distinction entre ces deux possibilités ne pourra se faire que sur cet unique critère. Nous décidons aux vues de ces conclusions d'opter pour un convertisseur de tension pour la partie connectée sur la ligne. La section suivante va, une nouvelle fois, participer à la sélection de la meilleure structure pour notre application.

3.3 Rapport de conversion

Les tensions de part et d'autre de nos convertisseurs sont amenées à fluctuer fortement. La tension de ligne, telle qu'elle a été définie précédemment, varie de plus ou moins 250 volts autour de la valeur nominale théorique. La tension d'un module supercondensateur évolue entre 22 volts et 50 volts. La topologie intégrée dans notre système doit alors être capable d'assurer les transferts d'énergie quel que soit le niveau de ces tensions. Pour cela, nos convertisseurs sont tenus d'avoir un rapport de conversion compatible avec ces amplitudes. Ce rapport est défini comme le ratio entre la tension du pack V_{SC} et la tension en entrée du convertisseur V_i . Il est plus précisément constitué, comme dans l'équation 3.3, de la combinaison d'un rapport de transformation \mathcal{T} et du coefficient D , de la cellule concernée. Ce coefficient est lié au type de structure utilisée. Pour une structure de type abaisseur, appelée aussi *Buck*, ce paramètre est compris entre 0 et 1. Pour une structure de type élévateur ou *Boost*, il est supérieur à 1 [228]. En général, les structures simples utilisées en électronique de puissance fonctionnent seulement en élévateur ou en abaisseur. Le rapport du nombre de tours d'un transformateur est lui aussi soit inférieur soit supérieur à 1. La combinaison de ces deux facteurs permet d'obtenir le rapport de conversion désiré.

$$k_{CVS} = \frac{V_{SC}}{V_i} = \mathcal{T} \cdot D = \frac{n_2}{n_1} \cdot D \quad (3.3)$$

Nous allons donc, pour les deux solutions restantes, déterminer le rapport de conversion durant la phase de récupération et celle de restitution. En fonction de l'évolution de celui-ci nous allons ensuite déterminer les combinaisons adaptées aux deux phases et en déduire le type de topologie des cellules.

La gestion de la récupération est paramétrée d'après la tension de ligne. En fonction du niveau à vide, généralement proche de 750VDC, la charge des packs est déclenchée à partir d'un seuil supérieur à cette tension à vide et la décharge à partir d'un seuil inférieur. Dans notre cas, la phase de récupération est donc active entre 830 V et 900 V alors que la restitution le sera entre 720 V et 500 V. Les tensions aux bornes des convertisseurs seront cependant réparties différemment entre la solution 6 et la solution 7. En effet, comme l'illustre la figure 3.8, La tension ligne est partagée entre m convertisseurs et la tension des packs équivaut à la tension d'un module multipliée par n mises en série. Pourtant, comme l'illustre la figure 3.9, les rapports de conversion restent identiques pour les deux valeurs possibles de m . Ceci s'explique aisément puisque, comme le démontre l'équation 3.4, les facteurs m et n sont remplaçables par leur produit qui lui est constant. Ainsi, les résultats obtenus resteront valables pour les deux solutions. Par la suite, un seul cas sera alors traité.

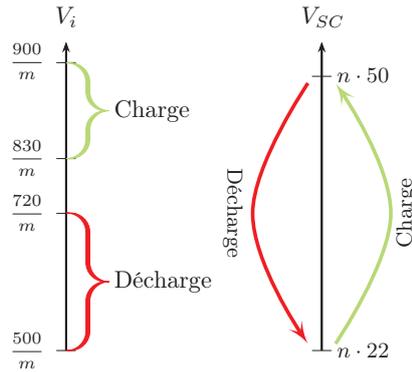


FIGURE 3.8: Plage de variation de la tension côté ligne (V_i) et sur les packs de supercondensateurs (V_{SC}) pour le transfert d'énergie en fonction du nombre de packs m et du nombre de sortie en série n

Les configurations possibles sont déterminées en employant une méthode systématique qui liste d'abord les possibilités pour un sens donné du flux de puissance et qui ensuite élimine les solutions incompatibles avec le sens inverse. Cette méthode présume qu'une seule cellule à la fois participe au rapport de conversion. Ceci signifie que dans l'exemple de la charge, uniquement l'étage primaire du convertisseur est actif. Nous supposons donc que la cellule secondaire est un redressement passif.

$$k_{CVS} = \frac{V_{SC}}{V_i} = \frac{U_{SC} \cdot n}{\frac{U_i}{m}} = \frac{U_{SC}}{U_i} \cdot 24 \quad (3.4)$$

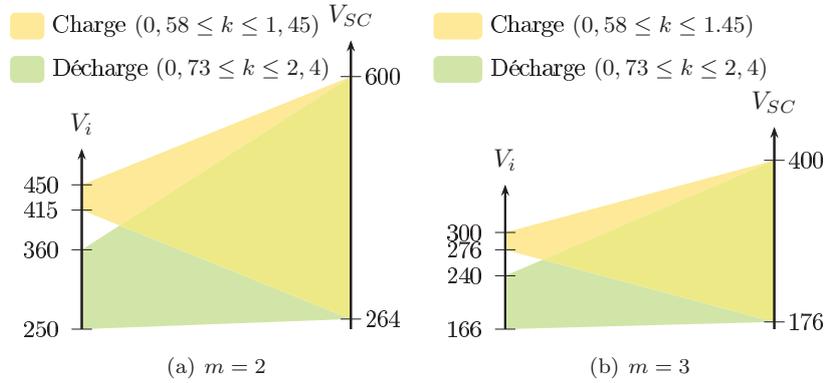


FIGURE 3.9: Évolution du rapport de conversion durant la charge et la décharge pour les solutions 6 et 7

Durant la charge, le facteur de conversion est soit inférieur soit supérieur à 1. Nous ne pouvons alors que choisir, un couple $\{D; \mathcal{T}\}$ opposé⁷. Avec cette condition, nous ne retenons que deux choix : soit un étage élévateur associé à un transformateur abaisseur, soit un étage abaisseur adjoint d'un transformateur élévateur. Il convient à présent de déterminer le type de l'étage de sortie dans le cas de la décharge en prenant soin d'inverser le rapport \mathcal{T} du transformateur. Durant la restitution, le facteur k_{CVS} impose également un couple $\{D; \mathcal{T}\}$ opposé. En se basant sur la structure simple de la figure 3.5, nous obtenons alors les deux seules configurations qui en découlent (cf. figure 3.10 et 3.11). La configuration de la figure 3.11 réclame un étage élévateur du côté de la ligne. Or, cette exigence s'avère incompatible avec la préconisation issue de la section 3.2.2 de placer un convertisseur de tension du côté de la ligne. Finalement, avec notre hypothèse de départ, il ne subsiste plus qu'une configuration possible, celle de type A. Cependant, une voie différente reste envisageable. Les cellules primaires et secondaires peuvent être simultanément actives durant la récupération ou la restitution. Alors, l'ensemble des solutions s'agrandit et libère ainsi un degré de liberté sur le rapport de transformation.

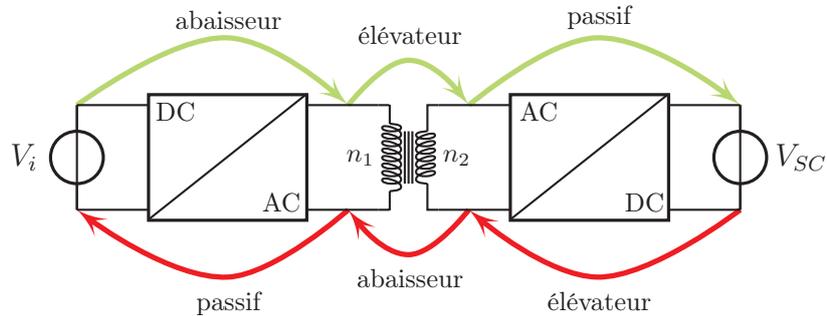


FIGURE 3.10: Configuration type A pour la réalisation de notre convertisseur

⁷ Si le facteur D est compris entre 0 et 1 alors le facteur \mathcal{T} est supérieur à 1 et inversement

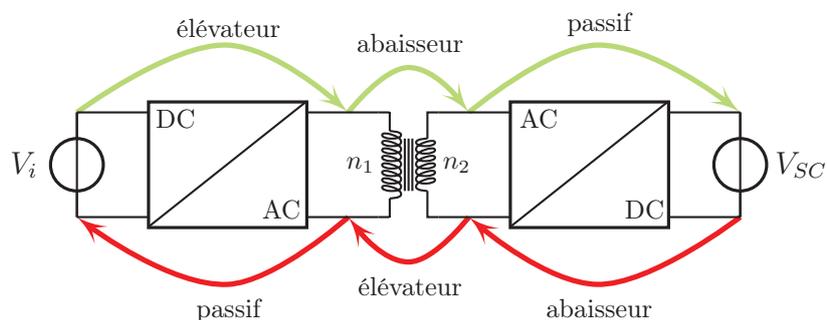


FIGURE 3.11: Configuration type B pour la réalisation de notre convertisseur

3.4 Choix d'une topologie

Les précédentes étapes de ce chapitre nous ont permis, en éliminant les solutions inadéquates, d'établir les contours d'une topologie adaptée à la récupération de freinage sur les véhicules électriques urbains. Nous savons désormais que nous recherchons soit une topologie avec une cellule primaire en mode tension et une cellule secondaire en mode courant, soit une topologie ayant deux cellules actives et des modes à définir. Le champ des possibilités étant réduit par rapport à l'origine, nous avons mené une étude bibliographique afin de retenir deux topologies. Lors de nos recherches nous avons d'emblée écarté les topologies suivantes :

- L'association en série de deux topologies simples. Ce montage est parfois appelée topologie à deux étages. Même si certaines études montrent que cette association peut être bénéfique [229], nous estimons que le rendement pâtirait de cette mise en série.
- L'utilisation d'un convertisseur pour chaque sens de transfert. En effet, il apparaît clairement que le volume, le poids, et le prix, même s'ils ne sont pas multipliés par 2, vont être beaucoup plus importants que pour une topologie bidirectionnelle.
- Les structures à résonance *pure*. D'abord, très peu de structures bidirectionnelles avec ce principe existent dans la littérature [230]. Mais c'est surtout la variation de la fréquence de découpage, liée à son mode de commande, qui a proscrit son utilisation. Ces fluctuations rendent difficiles à résoudre les problématiques liées à la CEM.

Le résultat de nos investigations provient en partie d'une première étude bibliographique menée au début de cette thèse et également des travaux d'une thèse de l'ETHZ⁸ [231] dont les exigences sont proches des nôtres. Deux topologies, comportant chacune une variante dite triphasée, ont alors été sélectionnées. La première s'accorde avec le format de la configuration de type A. Dans la littérature, elle est généralement nommée d'après le mode courant d'une de ces

⁸. *Eidgenössische Technische Hochschule Zürich* en allemand soit École Polytechnique Fédérale de Zurich

cellules : *Current-fed bidirectional full bridge* [232, 233, 234, 235]. Son schéma de principe est représenté dans la figure 3.13(a) et l'évolution triphasée dans la figure 3.13(b). Des composants supplémentaires sont parfois apportés à cette base pour améliorer ses caractéristiques. La seconde topologie retenue comporte deux cellules de commutation actives de part et d'autre du transformateur. De cette propriété découle sa dénomination : *Double Active Bridge* [236, 237]. La version monophasée DAB1⁹ est illustrée dans la figure 3.12(a), sa variante triphasée DAB3¹⁰ est elle représentée dans la figure 3.12(b).

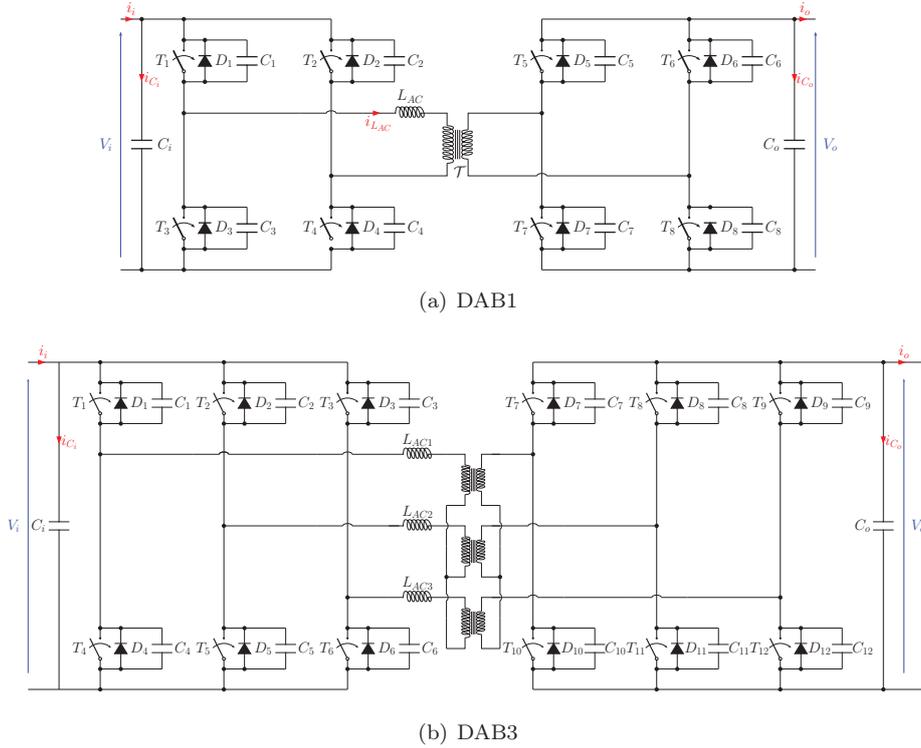


FIGURE 3.12: Topologies DAB1 et DAB3 retenues pour la comparaison

Pour ces quatre structures, les éléments caractéristiques ayant permis de les départager sont répertoriés dans le tableau 3.2. Les topologies *Double Active Bridge* sont assurément plus épurées que leurs concurrentes. Le nombre de composants est réduit et aucun circuit auxiliaire n'est nécessaire. Pour ces deux schémas, le transfert de l'énergie est assuré en déphasant un pont, commandé en pleine onde, par rapport à l'autre lui aussi commandé en pleine onde. Ce type de modulation est simple à mettre en œuvre. Leurs fonctions de transfert étant symétriques, le sens des échanges d'énergie peut s'inverser à la volée¹¹. Cette propriété serait mise à profit dans notre application lorsque les cycles de charge-

9. *Double Active Bridge 1-phase*

10. *Double Active Bridge 3-phase*

11. La transition entre, par exemple, une puissance positive et une négative ne requiert pas l'arrêt du convertisseur

décharge se succèdent sans phase de pause. Les pertes des semi-conducteurs sont réduites grâce à la commutation douce à faible pente de courant ou de tension. Cependant, selon les valeurs prises par le couple $\{C_{snubber}; L_{AC}\}$, la commutation douce peut ne plus être assurée, en particulier à faible charge ou à vide. Cette limitation a peu d'impact sur notre fonctionnement. D'abord, parce que notre convertisseur ne fonctionne jamais à vide. Ensuite, les phases de transfert d'énergie sont déclenchées par la valeur de la tension ligne. Lorsque le seuil est dépassé, avec le caractère inductif de la ligne, une quantité importante d'énergie est déjà présente ou à fournir sur le réseau. Le convertisseur atteint alors rapidement sa puissance maximale et s'éloigne ainsi des zones à fortes pertes. D'autre part, la position de l'inductance sur la partie alternative de la structure autorise une dynamique de courant élevée permettant de répondre rapidement aux variations rapides du réseau et réduit également le volume de celle-ci. Sur la version triphasée, des contraintes électriques, dont le courant efficace, sont réduites par rapport à son équivalent monophasé. La fréquence apparente sur la ligne est par ailleurs multipliée par $3/2$. Enfin, les rapports de conversion déterminés dans la section précédente sont susceptibles de changer, notamment en cas d'adaptation sur des réseaux 600 VDC. Ainsi, la capacité des topologies DAB à fonctionner en *Buck* et *Boost* s'accorde aisément avec tous les futurs cas de figure.

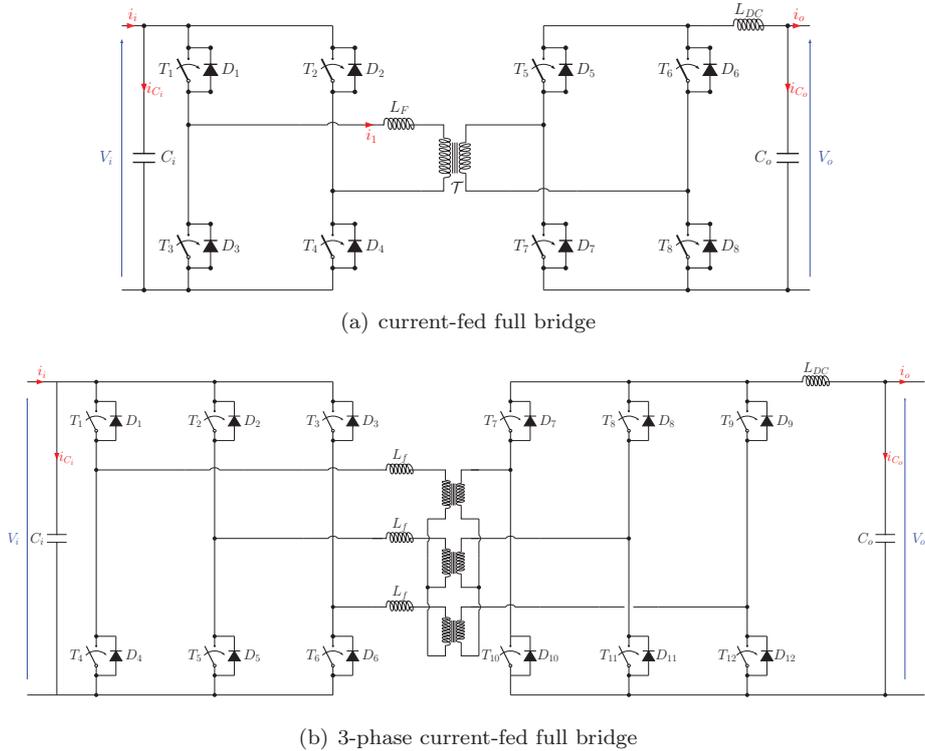


FIGURE 3.13: Topologies *Current-Fed Full Bridge* et sa variante triphasée retenues pour la comparaison

Les topologies des figures 3.13(a) et 3.13(b) sont régies par deux modes de fonctionnement selon la direction de l'échange d'énergie. Ceci implique, d'une part, que les régulations seront différentes et, d'autre part, que le changement de sens nécessitera un arrêt du convertisseur. Par ailleurs, le démarrage de la structure en onduleur de courant, correspondant à la décharge des packs, est délicat et surtout générateur de surtensions sur les interrupteurs. Afin de résoudre ces difficultés, des circuits auxiliaires doivent être ajoutés [233, 235]. Ceux-ci augmentent le nombre de composants actifs et passifs complexifiant encore la commande. La présence de la source de courant sur la partie continue réduit les ondulations de courant dans la capacité de sortie C_o . Néanmoins, cela entraîne également une énergie élevée stockée dans ce composant et induit alors un volume important. Dans notre application, la capacité au secondaire du convertisseur est composée d'un condensateur de découplage mais également du pack de supercondensateurs. Ce pack de plusieurs farads participe à réduire l'ondulation de tension et élimine alors le besoin d'une self de lissage.

Le choix d'une topologie en s'appuyant en partie sur des critères non chiffrés n'est pas aisé. En fonction des paramètres extérieurs ou des optimisations apportées à la structure, les résultats énoncés initialement peuvent s'avérer erronés. Une comparaison équitable ne serait possible qu'une fois les convertisseurs étudiés, assemblés et testés. Il est bien évident que cette approche rustique et inélégante ne sera pas appliquée pour notre étude. Il aurait également été envisageable de mettre en équation l'intégralité du dimensionnement des structures retenues pour évaluer, à l'aide d'un logiciel d'optimisation, la topologie la plus adaptée. Cet exercice demande beaucoup de temps et il est parfois difficile d'obtenir un résultat à cause d'équations divergentes. En se fondant sur l'expérience d'Adetel et du laboratoire Ampère, la topologie *Double Active Bridge* est alors retenue pour notre convertisseur. Les inconvénients relevés sur cette structure n'ont que peu, voire pas d'effet pour notre application. Dans le chapitre à venir, le fonctionnement de cette topologie ainsi que des améliorations apportées avec ces travaux de thèse vont alors être décrits.

	DABI	DAB3	Current-fed Full bridge	3-phase Current-fed Full bridge
Nombre d'interrupteurs	8	12	8(+2 diodes ou 1 clamp)	12(+6 diodes ou 1 clamp)
Nombre de composants magnétiques	1 ou 2	6 ou 4 ou 1	2	3
Nombre de condensateurs	2	2	2	3
Dynamique de courant	forte limitée par $\frac{L_{AC}}{R_s}$	forte limitée par $\frac{L_{AC}}{R_s}$	faible limitée par $\frac{L_{DC}}{C_o}$	faible limitée par $\frac{L_{DC}}{C_o}$
Limitation en fonction des plages de tension	non	non	oui	oui
Mode	Buck-Boost	Buck-Boost	Buck ou Boost	Buck ou Boost
Surtections de commutation	faible : adoucie par capacité snubber	faible : adoucie par capacité snubber	forte : limitation par diode de clamping ou snubber additionnel	forte : limitation par diode de clamping ou snubber additionnel
Avantages	Structure symétrique Commande simple Valeur de self faible	Idem DABI avec réduction du courant efficace dans les condensateurs et interrupteurs	Inductance DC réduit courant efficace dans C_o Commutation douce sur toute la plage	Idem <i>Current-fed Full bridge</i> avec réduction du courant efficace dans les interrupteurs
Inconvénients	Limitations de la commutation douce Courants efficaces élevés dans les condensateurs	Nombre de composants supérieur au DABI	Commande non symétrique Inductance DC de valeur importante Surtections de commutations demande un circuit additionnel	Idem <i>Current-fed Full bridge</i> avec nombre de composants supérieur

Tableau 3.2: Comparaison des caractéristiques des topologies retenues

Chapitre 4

Étude de la topologie *Double Active Bridge*

LES MÉCANISMES qui gouvernent la topologie **DAB1** sont identiques en de nombreux points avec ceux de la structure **DAB3**. Les raisonnements développés dans ce chapitre s'appliquent à la version monophasée. Ils restent néanmoins transposables à son équivalent triphasé. Dans la première partie de ce chapitre, le principe de fonctionnement de la topologie ainsi que les variables principales vont être détaillés. Le choix de l'inductance L_{AC} assurant le transfert d'énergie va par la suite être abordé et une modulation de la commande sera proposée. Ensuite, le déroulement de la commutation des interrupteurs va être analysé et permettra de proposer une commande dédiée à cette topologie. Puis, en utilisant les résultats précédents une estimation des pertes des interrupteurs va départager les deux dernières configurations retenues. En conclusion de ce chapitre, l'étude des composants magnétiques contenus dans la structure sera exposée.

4.1 Principes de fonctionnement

Cette topologie est, comme l'illustre la figure 4.1, constituée de deux ponts complets identiques repartis de part et d'autre d'un transformateur et d'une inductance. Le pont relié à la ligne est appelé pont primaire alors que le pont connecté au pack de supercondensateurs est lui nommé secondaire. Chaque pont est piloté en pleine onde, c'est-à-dire avec un rapport cyclique $\alpha = 0,5$. Les commutations des interrupteurs sont considérées comme parfaites et les capacités C_1 à C_8 de valeur nulle. Pour chaque pont, la transition entre l'état V_x et l'état $-V_x$ ¹ est alors instantanée. Dans la suite de ce chapitre, nous considérons le flux d'énergie allant de la ligne vers les packs de supercondensateurs. Le pilotage consiste à décaler les ordres de commandes du pont secondaire de ceux du primaire. Le retard temporel peut être ramené à un angle φ en considérant une période de découpage T équivalente à 2π . Cet angle de déphasage est la variable

1. x étant i pour le primaire et o pour le secondaire

de commande réglant le transfert de puissance. Chaque pont peut alors être assimilé à une source de tension carrée délivrant $\{+V_x; -V_x\}$ et décalée de l'autre de l'angle φ . Afin de faciliter la compréhension de la description suivante, nous supposons que le rapport de transformation est, dans un premier temps, choisi unitaire. La tension du pack V_o est définie supérieure à la tension au primaire V_i . La figure 4.2 illustre les sorties des ponts primaire et secondaire basées sur ces hypothèses.

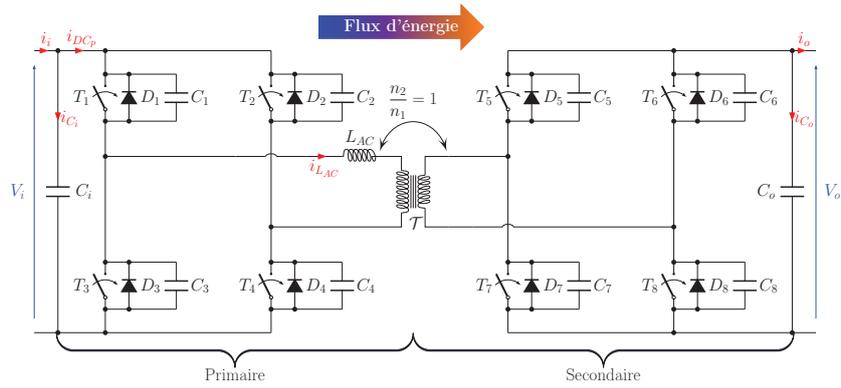


FIGURE 4.1: Topologie DAB1 à rapport de transformation unitaire

En supposant le transformateur idéal, l'inductance L_{AC} est ainsi contrainte par ces deux sources de tension. Deux cas de figure sont donc possibles : soit les deux ponts ont des tensions de sorties de signes identiques, dans ce cas-là l'inductance voit une tension égale à $\pm|V_i - V_o|$, soit les ponts ont des tensions de sorties opposées et l'inductance voit une tension égale à $\pm|V_i + V_o|$.

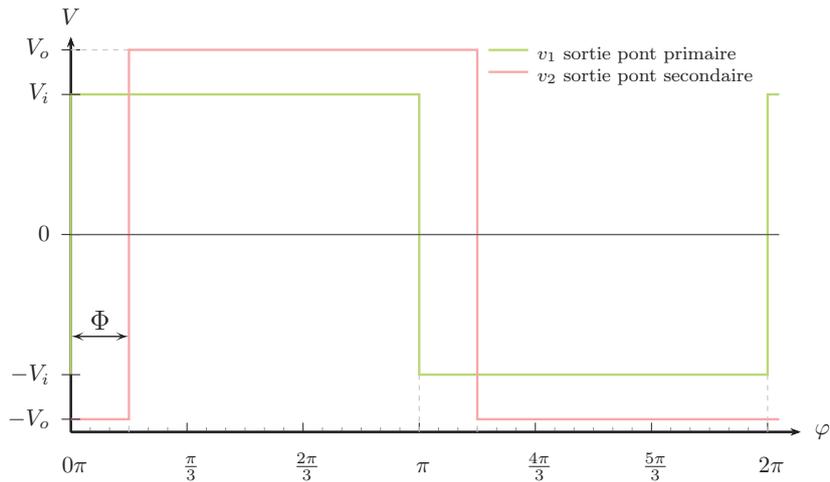


FIGURE 4.2: Tension de sortie des deux ponts pour un angle de déphase quelconque de Φ

4.1.1 Courant dans l'inductance L_{AC}

L'inductance est soumise à la tension $v_{L_{AC}}$ qui est la différence entre la tension de sortie du pont primaire et celle du pont secondaire. Cette tension ainsi que le courant résultant $i_{L_{AC}}$, sont illustrés dans la figure 4.3. L'évolution de ce courant est scindé en six modes correspondant à une configuration des interrupteurs. Les schémas équivalents de chacun de ces modes sont disponibles dans l'annexe B. La réactance équivalente de la self à la fréquence de découpage amène un retard entre le courant et la tension aux bornes du composant. De ce retard découle la présence de modes durant lesquels l'énergie n'est pas transférée dans le sens défini mais est renvoyée, via les diodes anti-parallèles, vers les sources de tension. Les modes 1 et 6 sont donc nommés modes réactifs en référence à ce comportement.

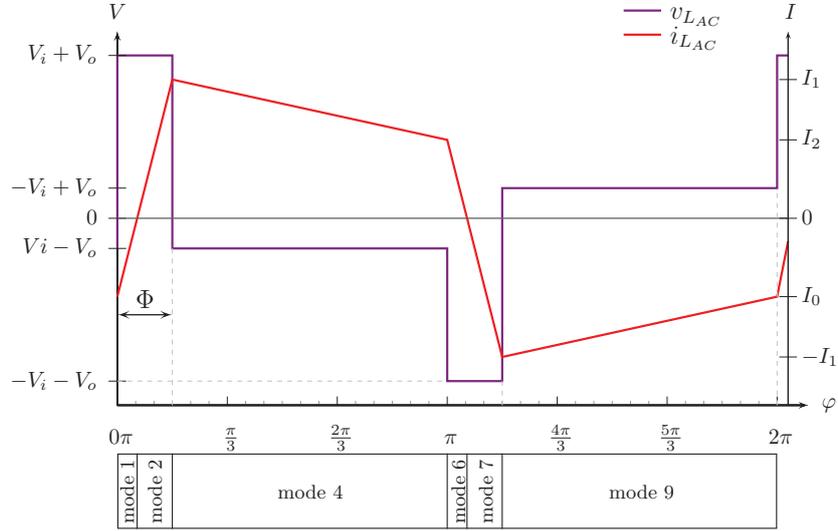


FIGURE 4.3: Tension aux bornes et courant traversant l'inductance L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$

En régime établi, le courant au début de la période est identique à celui en fin. Ceci se traduit par l'égalité suivante : $I_0 = -I_2$. Avec cette hypothèse et en utilisant l'équation 4.1 décrivant le courant $i_{L_{AC}}$ sur une période, il est possible d'obtenir l'expression analytique des trois courants I_0, I_1, I_2 .

$$I_{L_{AC}}(t) = \begin{cases} \frac{V_i + V_o}{L} t & \text{pour } t \in \left[0; \frac{\varphi T}{2\pi}\right] \\ \frac{V_i - V_o}{L} t & \text{pour } t \in \left[\frac{\varphi T}{2\pi}; \frac{T}{2}\right] \\ \frac{-V_i - V_o}{L} t & \text{pour } t \in \left[\frac{T}{2}; \frac{T(\pi + \varphi)}{2\pi}\right] \\ \frac{-V_i + V_o}{L} t & \text{pour } t \in \left[\frac{T(\pi + \varphi)}{2\pi}; 2\pi\right] \end{cases} \quad (4.1)$$

Afin de simplifier la forme des équations, elles seront exprimées en fonction du déphasage φ . Le rapport de transformation est désormais inclus dans nos formulations en remplaçant V_o par V_o/n . Les expressions sont alors données dans les équations 4.2 et 4.3.

$$I_0(\varphi) = -\frac{1}{2\omega L_{AC}} \left[\frac{2V_o\varphi}{n} + \pi \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) \right] = -I_2(\varphi) \quad (4.2)$$

avec $\omega = 2\pi f_{dec}$

$$I_1(\varphi) = \frac{1}{2\omega L_{AC}} \left[2V_i\varphi + \pi \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) \right] \quad (4.3)$$

avec $\omega = 2\pi f_{dec}$

En introduisant le rapport d , relatif au ratio entre la tension V_i et la tension V_o ramenée au primaire, on peut alors exprimer plus simplement ces courants dans les équations 4.4 et 4.5.

$$I_0(\varphi) = \frac{V_i}{2\omega L_{AC}} [2d\varphi + \pi(1-d)] \quad (4.4)$$

avec $d = \frac{V_o}{nV_i}$

$$I_1(\varphi) = \frac{V_i}{2\omega L_{AC}} [2\varphi + \pi(1-d)] \quad (4.5)$$

avec $d = \frac{V_o}{nV_i}$

4.1.2 Expression de la puissance

Pour connaître la puissance de sortie, nous supposons que le convertisseur possède un rendement unitaire. Dès lors, la puissance de sortie est identique à la puissance d'entrée. Il nous faut alors exprimer la puissance d'entrée selon l'équation 4.6.

$$p_i(t) = \frac{1}{T} \int_0^T v_i(t) \cdot i_i(t) dt \quad (4.6)$$

Le condensateur C_i est choisi suffisamment grand pour négliger les ondulations de tension et considérer la tension V_i comme constante. La puissance n'est alors dépendante que de l'intégrale du courant d'entrée durant une période de découpage. Les onduleurs étant pilotés en pleine onde, le courant sur le bus DC primaire équivaut au courant $I_{L_{AC}}$ redressé. En supposant la composante alternative fournie intégralement par le condensateur C_i , on peut déduire que la valeur moyenne de ce courant, illustré dans la figure 4.4, est égale au courant d'entrée i_i .

$$i_i(t) = i_{DC_p}(t) + i_{C_i}(t) \rightarrow \langle i_i \rangle = \langle i_{DC_p} \rangle \quad (4.7)$$

La valeur moyenne du courant i_{DC_p} est égale à la somme des aires \mathcal{A}_1 et \mathcal{A}_2 de la figure 4.4. elle peut alors s'écrire :

$$\begin{aligned} \langle i_{DC_p} \rangle &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{DC_p}(\varphi) d\varphi = \mathcal{A}_1 + \mathcal{A}_2 \\ \langle i_{DC_p} \rangle &= \frac{1}{L_{AC}\omega} \left[\frac{1}{2} \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) (\varphi^2 - \varphi\pi) \right] + \left[\left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) (\varphi^2 - \varphi\pi) \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

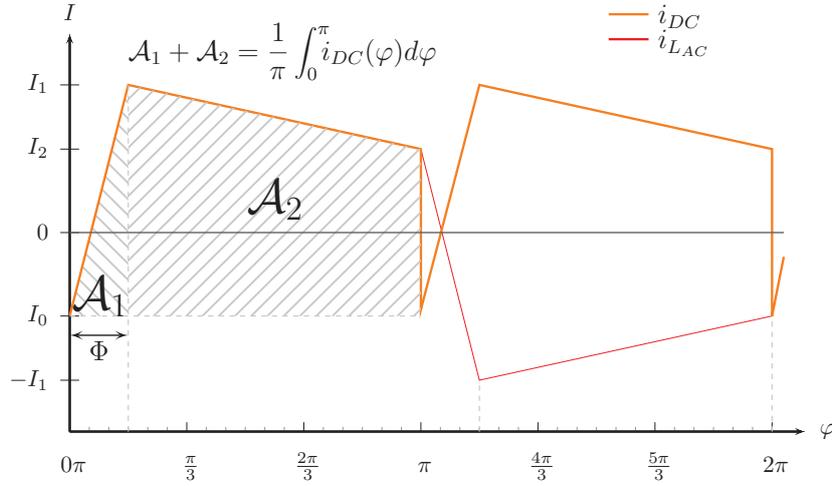


FIGURE 4.4: Courant dans le bus primaire et dans la self L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$

En multipliant par la tension d'entrée, nous obtenons l'équation de la puissance de sortie P_o .

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{V_i^2}{L_{AC}\omega} \cdot d \cdot \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad \forall \varphi \in [-\pi; +\pi] \\ &\text{avec } d = \frac{V_o}{nV_i} \text{ et } \omega = 2\pi f_{dec} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Plusieurs points sont remarquables dans cette expression de la puissance qui est illustrée dans la figure 4.5. D'abord la valeur d'inductance limite la puissance de sortie. Plus exactement c'est l'impédance de celle-ci à la fréquence de découpage qui est le facteur limitant. Ce résultat est tout à fait logique puisque la réactance est située entre les deux sources de tension carrée symbolisant les ponts complets. En imaginant une impédance nulle, rien ne limiterait le courant échangé entre ces deux sources. Le choix judicieux de ces deux paramètres, L_{AC} , f_{dec} , sera donc une des étapes clés de notre conception. D'autre part, on observe que la tension d'entrée V_i et la tension de sortie V_o influent sur la puissance transmise. Avec la représentation de l'équation dans la figure 4.5, la symétrie de la puissance transférée par la structure est également confirmée. Enfin, la présence du carré de la variable de commande implique que pour une

puissance donnée, deux déphasages sont possibles. Les deux solutions φ_1 et φ_2 pour une puissance P donnée sont alors :

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi \cdot \sqrt{1 - \frac{4PL_{AC}\omega}{V_i^2 d\pi}}}{2} \quad (4.10)$$

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi \cdot \sqrt{1 - \frac{4PL_{AC}\omega}{V_i^2 d\pi}}}{2} \quad (4.11)$$

D'un point de vue de l'automatique, la régulation d'un système avec une fonction de transfert non croissante sur son intervalle de commande est plus complexe à réaliser. De plus, le courant efficace dans l'inductance, donc dans les interrupteurs, pour un angle supérieur à $\pi/2$ est plus élevé que celui pour un angle situé entre 0 et $\pi/2$. Dans la suite de notre étude, nous limitons volontairement l'intervalle de commande entre $-\pi/2$ et $\pi/2$.

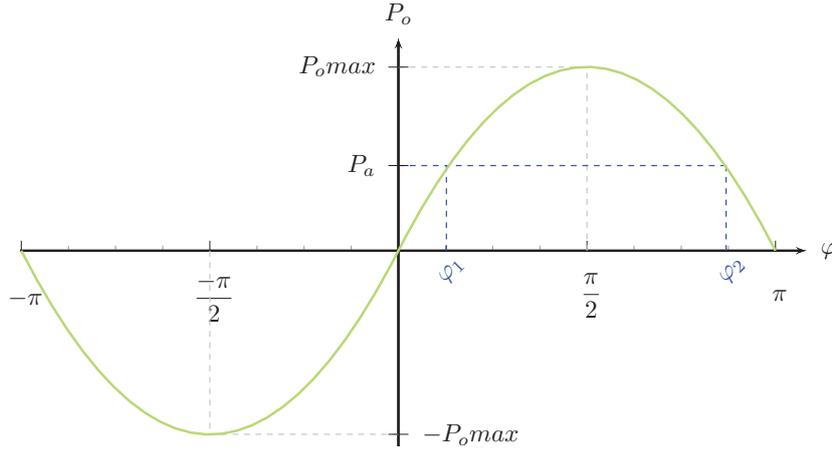


FIGURE 4.5: Représentation de la puissance transférée en fonction de l'angle de déphasage φ et mise en évidence des deux solutions possibles φ_1 et φ_2 pour une puissance P_a donnée

4.1.3 Choix de l'inductance L_{AC}

L'inductance de la topologie [DAB1](#) est l'interface entre les deux sources de tension carrées des ponts. Sa valeur a des implications sur le fonctionnement et sur les constituants de la structure. En effet, une valeur trop forte limitera les échanges d'énergie alors qu'une valeur trop faible entraînera un surdimensionnement des composants. Dans notre conception, nous allons nous assurer que la valeur sélectionnée garantit le transfert à la puissance maximale tout en minimisant les éléments du convertisseur. Dans ce but, nous allons développer une méthode débouchant sur un encadrement de la valeur de l'inductance respectant nos exigences.

Valeur maximale de L_{AC}

L'expression de la puissance étant de symétrie impaire, la description suivante est faite uniquement pour le cas où la puissance transmise est positive. Des résultats identiques sont alors obtenus en remplacement φ par $-\varphi$. La puissance maximale est atteinte lorsque la dérivée de la puissance est nulle ($\partial P_o / \partial \varphi = 0$). Le déphasage correspondant vaut alors $\pi/2$.

$$P_{o\max} = P_o \left(\frac{\pi}{2} \right) = \frac{V_i V_o \pi}{4n X_{AC}} \quad (4.12)$$

avec $X_{AC} = 2 \cdot \pi \cdot f_{dec}$

Pour une fréquence f_{dec} fixée, nous pouvons alors connaître la valeur maximale $L_{AC\max}$ pour s'assurer de transiter la puissance $P_{o\max}$ lorsque le produit $V_i \cdot V_o$ est minimal.

$$L_{AC\max} = \frac{V_i V_o \pi}{8n f_{dec} P_{o\max}} \quad (4.13)$$

Démarrage et courant à vide

Les expressions du courant $I_{L_{AC}}$ ont été déterminées en supposant le convertisseur en régime stabilisé. Cependant lors du démarrage de la structure, le courant initial étant nul, la symétrie des courants I_0 et I_2 n'est pas respectée. Suite à ce déséquilibre, une composante continue est alors générée aux bornes du composant. Cette valeur moyenne non nulle va être supportée par la résistance série R_s des bobinages et du câblage jusqu'à ce que l'équilibre soit restauré après une durée de 5τ . La figure 4.6 représente un démarrage de la structure en faisant l'hypothèse que la variable de commande est nulle jusqu'à la stabilisation.

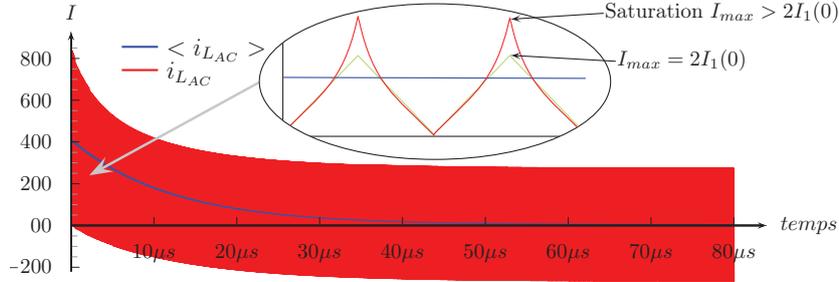


FIGURE 4.6: Courant au démarrage dans une inductance L_{AC} non saturable (courbe verte) et dans une inductance avec saturation du circuit magnétique (courbe rouge). La constante de temps L_{AC}/R_s est de $30 \mu s$

Selon les valeurs prises par le couple $\{L_{AC}; R_s\}$, la durée du démarrage peut constituer une fraction importante du temps du cycle. Durant ce transitoire, le transfert est inhibé et une partie de l'énergie du cycle est alors perdue. D'autre part, le courant maximal atteint dans l'inductance est doublé par rapport au régime stabilisé. Le dimensionnement du circuit magnétique est en général effectué en fonction du régime permanent. Il s'ensuit une saturation du noyau et une

augmentation du courant dans l'inductance. La saturation peut être, éventuellement, évitée en doublant la section de *fer* dans le composant. Cependant, durant le régime établi, le composant deviendra surdimensionné. Même si la saturation est supprimée, le courant dans l'inductance reste deux fois plus important. De plus, ce courant dissymétrique ne circule que dans une seule moitié des interrupteurs entraînant un échauffement important et localisé. Ce comportement au démarrage n'est pas réservé à la topologie *DAB1*. C'est en fait applicable à tous les onduleurs commandés en pleine onde. Néanmoins, notre convertisseur sera amené à subir continuellement des démarrages et les pertes générées seront alors non négligeables. Pour résoudre cette problématique, nous proposons, pour la première période de découpage, de retarder les ordres de commande des bras 1 et 3 de $\pi/4$. Ainsi, comme l'illustre la figure 4.7, le courant atteint au bout de ce quart de période ne dépassera pas la valeur à vide du régime permanent. Dès la seconde période, la variable de commande peut alors être ajustée.

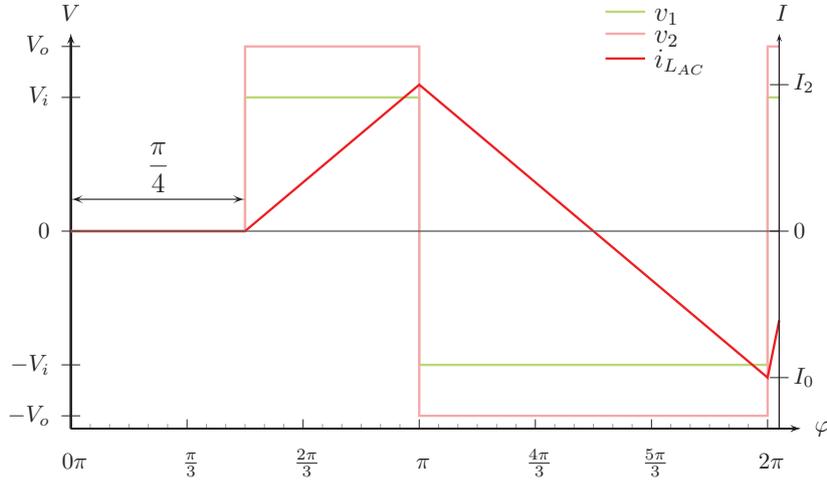


FIGURE 4.7: Démarrage de la topologie *DAB1* avec une inhibition des ordres de commande pendant un quart de période

4.2 Variation de la réactance X_{AC}

La fonction de transfert de la topologie impose une valeur maximale de réactance à ne pas dépasser pour assurer la puissance demandée. Il n'existe néanmoins pas de limite basse. Il est évident qu'une valeur infiniment faible entraînerait des courants colossaux et une mauvaise utilisation des composants en particulier des interrupteurs de puissance. Toutefois, si nous souhaitons obtenir la densité de puissance visée, une utilisation optimale des semi-conducteurs s'avère indispensable. La méthode développée dans cette partie est identique à celle décrite dans [238]. Néanmoins, les résultats obtenus et la mise en application sont foncièrement différents.

4.2.1 Réactance optimale

Dans la littérature, l'utilisation des interrupteurs est parfois quantifiée avec le ratio entre le courant efficace et le courant moyen dans le composant [227]. Cependant, nous choisissons dans notre étude, un facteur k_u différent de cette définition.

$$k_u = \frac{I_{pic}}{\langle I_{DC_p} \rangle} \quad (4.14)$$

Les interrupteurs conduisent le courant I_{DC_p} durant une demi-période. La valeur moyenne du courant dans un interrupteur est alors liée à celle du courant en entrée. La valeur pic rend compte de l'ondulation de courant autour de la valeur moyenne. Elle correspond donc indirectement à la valeur du courant efficace. Notre facteur k_u est alors adéquat. Nous allons déterminer l'évolution de ce facteur en fonction de la réactance et si possible chercher à l'optimiser. L'équation du courant $\langle I_{DC_p} \rangle$ provient du même raisonnement utilisé dans la section 4.1.2.

$$\langle I_{DC_p} \rangle = \frac{P_o}{V_i} \quad (4.15)$$

Le courant pic est lui dépendant du mode de fonctionnement de la structure. En effet, lorsque que V_o/n est supérieur à V_i , le convertisseur fonctionne en élévateur et c'est I_2 qui est la valeur maximale (cf. figure 4.9). Dans le cas inverse, c'est le courant I_1 qui correspond à I_{pic} (cf. figure 4.10). Notre facteur d'utilisation est alors conditionné à la valeur de d .

$$k_u = \begin{cases} \frac{I_1(\varphi)}{\langle I_{DC_p} \rangle} & \text{pour } d \geq 1 \\ \frac{I_2(\varphi)}{\langle I_{DC_p} \rangle} & \text{pour } d < 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

En remplaçant les valeurs de $I_1(\varphi)$ et $I_2(\varphi)$ par les équations 4.4 et 4.5 ainsi qu'en normalisant le résultat par rapport à la valeur $X_{AC_{max}}$ de l'équation 4.13, nous obtenons les équations suivantes :

$$k_u = \begin{cases} \frac{2}{d \cdot x_L} (d - \sqrt{1 - x_L}) & \text{pour } d \geq 1 \\ \frac{2}{d \cdot x_L} (1 - d \cdot \sqrt{1 - x_L}) & \text{pour } d < 1 \end{cases} \quad (4.17)$$

avec $x_L = \frac{8nf_{dec}L_{AC}P_o max}{V_i V_o}$

À l'analyse des figures 4.9 et 4.10 représentant ces deux équations, il apparaît clairement que, pour un ratio d fixé, une valeur de x_L optimise notre paramètre k_u . Le cas où $d = 1$ est particulier puisque que l'optimum est une valeur nulle de x_L . En effet, lorsque les niveaux des tensions v_1 et v_2 sont identiques, la forme du courant dans l'inductance est trapézoïdale et le courant pic vaut indifféremment I_1 ou I_2 . Pour optimiser k_u , la seule solution serait de se rapprocher d'un courant carré dans l'inductance et donc de tendre vers une réactance nulle. Il est certain

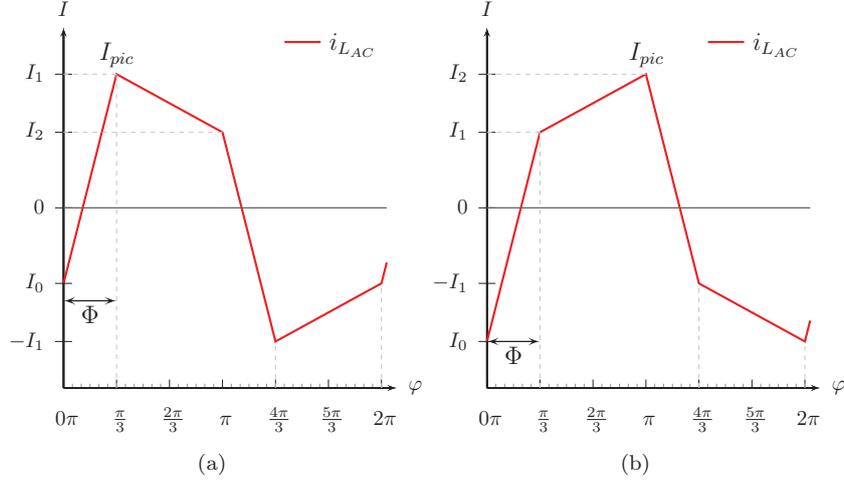


FIGURE 4.8: Mise en évidence de la valeur pic du courant pour $d \geq 1$ (a) et $d < 1$ (b)

que dans ce cas, une optimisation de la réactance n'est ni possible, ni nécessaire. L'optimum est alors la valeur vérifiant l'égalité suivante : $\partial k_u / \partial x_L = 0$.

$$x_{L_{opt}} = \begin{cases} 2 \cdot (1 - d^2 + d \cdot \sqrt{d^2 - 1}) & \text{pour } d \geq 1 \\ \frac{2}{d^2} \cdot (d^2 - 1 + \sqrt{1 - d^2}) & \text{pour } d < 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

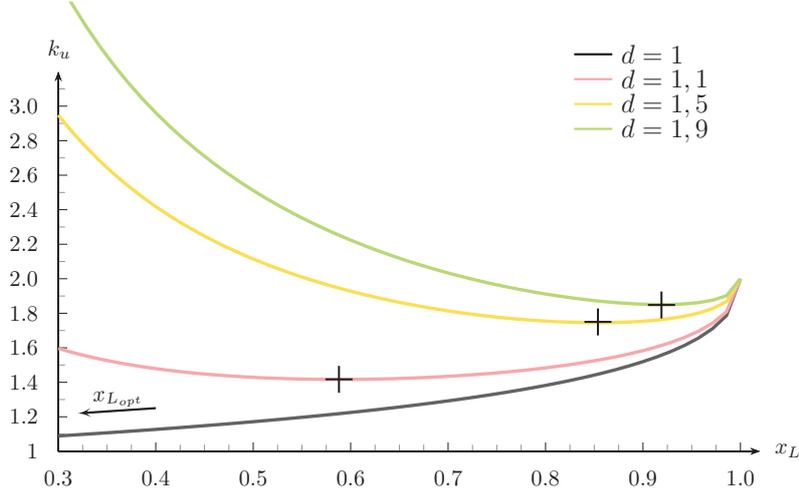


FIGURE 4.9: Évolution du facteur k_u en fonction de la réactance normalisée x_L pour différents $d \geq 1$. Les croix correspondent aux valeurs optimums de x_L

Ces résultats diffèrent de ceux présentés dans [238]. En les comparant avec nos équations, on remarque que la réactance optimale publiée peut, pour $d \geq 1$,

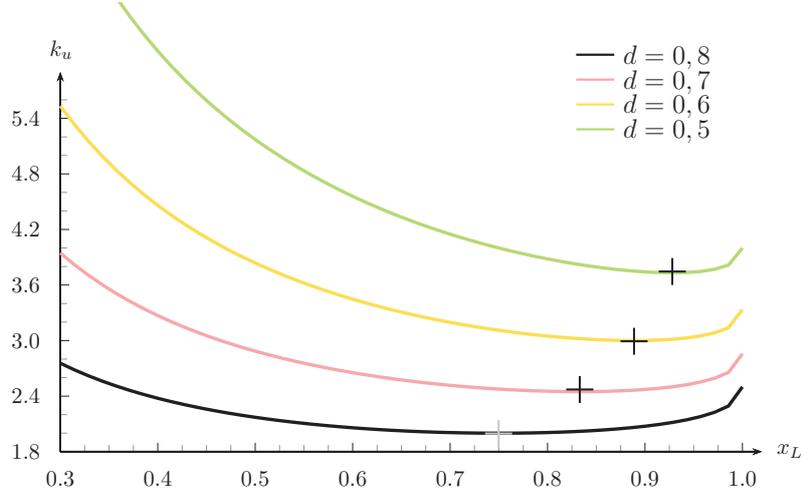


FIGURE 4.10: Évolution du facteur k_u pour en fonction de la réactance normalisée x_L pour différents $d < 1$. Les croix correspondent aux valeurs optimums de x_L

être supérieure à 1. Cette réactance étant normalisée par rapport à une valeur maximale, il n'est pas possible d'obtenir ce résultat. Nous conservons donc nos expressions dans la suite de ce document. Dans notre application, la présence des packs de supercondensateurs entraîne une plage étendue de la variation de d . Ainsi, afin de s'accorder à tous les points de fonctionnement, disposer de la réactance optimale nous serait bénéfique. Par ailleurs, ce ratio est en constante évolution durant les échanges d'énergie. Il apparaît alors difficile de se satisfaire d'une valeur unique de x_L ou même d'utiliser une double inductance commutable comme cela a été proposé dans [238].

4.2.2 Variation de la fréquence

Afin de conserver une réactance optimale durant l'évolution de d , nous proposons de fixer une valeur d'inductance et de changer la valeur de la réactance en modulant la fréquence de découpage autour d'une valeur prédéfinie. L'expression de cette fréquence est obtenue en remplaçant l'expression non normalisée de x_L dans l'équation 4.18.

$$f_{dec,opt} = \begin{cases} \frac{V_i^2 d}{4L_{AC} P_o max} \cdot (1 - d^2 + d \cdot \sqrt{d^2 - 1}) & \text{pour } d \geq 1 \\ \frac{V_i^2 d}{4L_{AC} P_o max} \cdot (d^2 - 1 + \sqrt{1 - d^2}) & \text{pour } d < 1 \end{cases} \quad (4.19)$$

Il ressort de ces deux expressions que l'évolution de la fréquence est dépendante, en plus du ratio d , de l'inverse de la puissance transitée. À faible charge, la réactance doit être forte pour réduire le courant pic. La valeur de l'inductance étant fixée, la fréquence de découpage doit augmenter pour conserver la réactance optimale. Avec cette modulation de fréquence, notre but est de maximiser

l'utilisation des semi-conducteurs. Ceux-ci, seront sélectionnés en corrélation avec la puissance pic. L'usage à puissance inférieure ne pose pas de difficultés. Nous décidons alors de varier la fréquence uniquement à puissance maximum. Une autre propriété se distingue à la vision de la figure 4.11. À l'approche de $d = 1$, la fréquence s'effondre pour tendre vers zéro. Pour un ratio unitaire, la réactance idéale doit être nulle. Avec une inductance fixe, la fréquence doit alors tendre vers zéro. Ce comportement exclu de sens physique ne doit pas être pris en compte pour le fonctionnement du convertisseur.

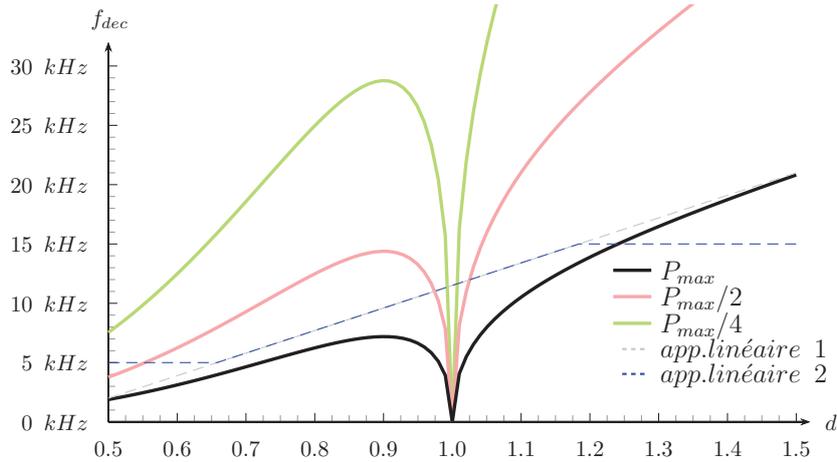


FIGURE 4.11: Variation de la fréquence de découpage pour obtenir une réactance optimale avec d variant de 0,5 à 1,5 pour un puissance allant de 360 kW (P_{max} à 90 kW ($P_{max}/4$). L'inductance L_{AC} est fixée à $13 \mu H$ et la tension d'entrée à 830 V

L'implémentation dans un contrôle-commande nécessite une simplification de ces fonctions. En outre, nous souhaitons rejeter les variations autour du ratio d unitaire. Pour satisfaire ces deux objectifs, nous utilisons alors une approximation linéaire, illustrée dans la figure 4.11, pour la modulation de la fréquence. Cette première approximation s'étend, dans notre exemple, sur une large plage allant de 2 kHz à 21 kHz. Cette variation implique un circuit magnétique du transformateur adapté à la fréquence basse, mais malheureusement sous-utilisé pour la fréquence haute. De plus, les pertes par commutation des interrupteurs à des fréquences élevées vont détériorer le rendement. Une limitation basse et haute de la fréquence, comme représentée dans la figure 4.11 peut alors être envisagée.

4.3 Étude de la commutation douce

Bien qu'ils aient été traités dans la littérature, les changements d'états des interrupteurs de la topologie *DAB1* y sont globalement abordés sous leurs formes les plus simples. Dans le cadre de notre convertisseur, l'objectif de haut rendement, demande de pouvoir quantifier à l'avance toutes les pertes dont celles dues au découpage. Une étude détaillée des processus de la commutation va alors

conduire à une évaluation des pertes des semi-conducteurs de notre système. En s'appuyant sur les éléments existants de la littérature, une étude du déroulement temporel des commutations sera détaillée et une commande optimale sera ensuite proposée.

4.3.1 Définition des modes

La commutation douce se définit comme la transition entre deux états, bloqué ou conducteur, sous des contraintes réduites par rapport à une commutation dite *dure*. Ces contraintes sont la variation du courant dans l'interrupteur, ou di/dt , et la variation de la tension, ou dv/dt , aux bornes du composant. Ces conditions plus favorables sont obtenues en ajoutant un circuit extérieur à l'interrupteur ou parfois en agissant sur la commande de celui-ci [239].

Si l'on souhaite connaître le type de transitions dans notre topologie, nous devons au préalable, lister les modes présents avant et après ces changements d'états. Une partie des modes, liés à la conduction des semi-conducteurs uniquement, a déjà été définie dans la section 4.1.1. Les capacités snubber étaient supposées de valeur nulle et les transitions instantanées. À cette première approximation, nous ajoutons désormais quatre modes durant lesquels une résonance se produit entre les capacités C_x ² et l'inductance L_{AC} . Au total, une période de découpage est alors composée de dix modes regroupés dans le tableau 4.1. Chacun de ces modes est assigné à une catégorie. Durant les modes réactifs, l'énergie est, comme explicité précédemment, renvoyée vers les sources de tension V_i et V_o . Par opposition à ces modes, les instants où l'énergie est transférée, dans notre exemple, de la ligne vers les packs sont alors appelés *transfert actif*. Enfin, les modes 3, 5, 8 et 10 sont logiquement dénommés : modes résonnants. La durée des quatre nouveaux modes est généralement très inférieure à celle des autres. Nous faisons pour commencer l'hypothèse que la forme du courant $I_{L_{AC}}$, comme illustrée dans la figure 4.12, n'est pas modifiée par cet ajout.

4.3.2 Amorçage des interrupteurs commandés

Les interrupteurs commandés de la topologie *DAB1* correspondent aux composants T_1 à T_8 de la figure 4.1. Ceux-ci sont au minimum unidirectionnels en courant et commandables à l'amorçage et au blocage. En pratique, ils se matérialisent par exemple par des composants à deux quadrants comme les *MOSFET* ou à un seul comme les *IGBT*.

L'amorçage de ces interrupteurs est fait à tension nulle et à faible di/dt . En effet, comme dans l'exemple de la figure 4.12, la conduction des diodes antiparallèles précède celle des interrupteurs. Durant la conduction de la diode, l'ordre d'allumage du composant est ainsi donné. Le composant étant désormais conducteur, la transition a alors lieu lors de l'inversion du courant $I_{L_{AC}}$. À cet instant, la tension est, à la chute de tension de la diode près, nulle aux bornes des deux composants. De plus, la pente du courant durant cet échange, est, comme indiquée dans l'équation 4.1, imposée par la somme des tensions V_i et

2. x prend les valeurs 1 à 8 selon le mode

Mode n°	nom du mode	composants conducteurs	transfert d'énergie
1	réactif	D_1, D_4, D_6, D_7	$I_{L_{AC}} \rightarrow V_i$ $I_{L_{AC}} \rightarrow V_o$
2	transfert actif	T_1, T_4, T_6, T_7	$V_i \rightarrow V_o$
3	résonnant	$C_5, C_6, C_7, C_8, T_1, T_4$	$C_5, C_8 \rightarrow C_6, C_7$
4	transfert actif	T_1, T_4, D_5, D_8	$V_i \rightarrow V_o$
5	résonnant	$C_1, C_2, C_3, C_4, D_5, D_8$	$C_1, C_4 \rightarrow C_2, C_3$
6	réactif	D_2, D_3, D_5, D_8	$I_{L_{AC}} \rightarrow V_i$ $I_{L_{AC}} \rightarrow V_o$
7	transfert actif	T_2, T_3, T_5, T_8	$V_i \rightarrow V_o$
8	résonnant	$C_5, C_6, C_7, C_8, T_2, T_3$	$C_6, C_7 \rightarrow C_5, C_8$
9	transfert actif	T_2, T_3, D_6, D_7	$V_i \rightarrow V_o$
10	résonnant	$C_1, C_2, C_3, C_4, D_6, D_7$	$C_2, C_3 \rightarrow C_1, C_4$

Tableau 4.1: Dénomination, composants conducteurs et sens du transfert d'énergie pour chaque mode dans la topologie DAB1

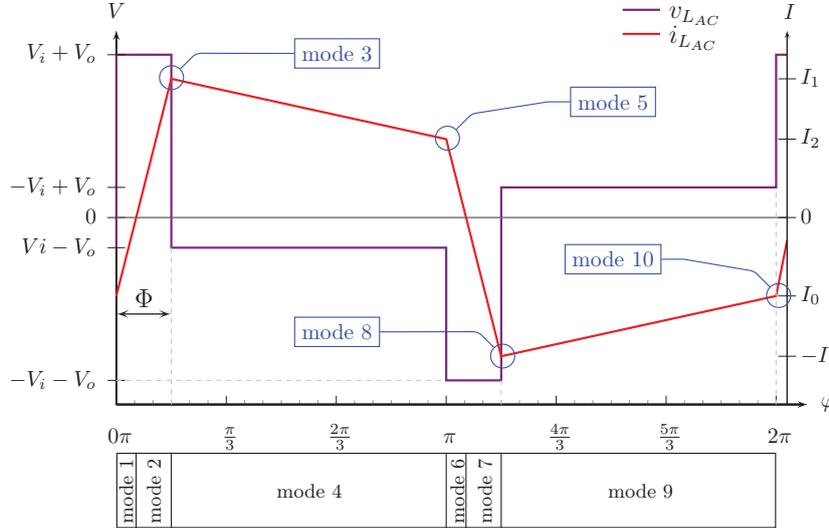


FIGURE 4.12: Tension aux bornes et courant traversant l'inductance L_{AC} pour un angle de Φ en supposant $V_o > V_i$. Les modes 3, 5, 8 et 10 ont une durée courte par rapport à la période de découpage

V_o et l'inductance L_{AC} . Ainsi, durant le passage du mode réactif 1 au mode de transfert actif 2, ou du mode 6 au mode 7, la variation de courant est fortement réduite par rapport à celle que l'on retrouve dans une commutation dure.

Limites de l'amorçage en commutation douce

Selon les paramètres choisis pour le convertisseur ou la valeur de la variable de commande, cette transition douce décrite précédemment peut ne pas se réaliser. Pour cela, il faudrait que le changement de signe du courant $I_{L_{AC}}$ ne s'opère plus entre I_0 et I_1 ou entre I_2 et $-I_1$. Ce qui se traduit avec les deux inéquations suivantes :

$$\begin{cases} I_0(\varphi) \geq 0 \vee I_2(\varphi) \leq 0 & \text{pour } \{D_1, D_4, D_6, D_7\} \rightarrow \{T_1, T_4, T_6, T_7\} \\ I_1(\varphi) \leq 0 & \text{pour } \{D_2, D_3, D_5, D_8\} \rightarrow \{T_2, T_3, T_5, T_8\} \end{cases} \quad (4.20)$$

En remplaçant les courants I_0 et I_1 par leurs expressions données respectivement dans l'équation 4.4 et 4.5, nous obtenons deux valeurs, une issue de chaque inéquation, du ratio d pour lequel la limite de l'amorçage en commutation douce est atteinte.

$$d_{lim1}(\varphi) = \frac{1}{1 - \frac{2\varphi}{\pi}} \quad \text{pour } I_0(\varphi) = 0 \quad (4.21)$$

$$d_{lim2}(\varphi) = 1 - \frac{2\varphi}{\pi} \quad \text{pour } I_1(\varphi) = 0 \quad (4.22)$$

Afin de s'affranchir des paramètres liés à l'utilisation du convertisseur, tel que la puissance maximale ou la valeur de l'inductance L_{AC} , nous choisissons d'utiliser l'expression de la puissance réduite. Sous cette forme, nous normalisons la variable par rapport à la puissance maximale $P_{o,max}$.

$$P_{pu}(\varphi) = d \cdot \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.23)$$

En injectant dans cette expression, les valeurs correspondantes de $d_{lim1}(\varphi)$ et $d_{lim2}(\varphi)$, nous obtenons alors deux valeurs de puissance au-delà desquelles la transition en commutation douce n'est plus assurée.

$$P_{lim1}(\varphi) = \frac{\pi\varphi}{\pi - 2\varphi} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad \text{pour } I_0(\varphi) = 0 \quad (4.24)$$

$$P_{lim2}(\varphi) = \varphi - \left(1 + \frac{2\varphi^2}{\pi^2} - \frac{3\varphi}{\pi} \right) \quad \text{pour } I_1(\varphi) = 0 \quad (4.25)$$

Grâce à l'utilisation de la puissance réduite, ces deux expressions ne sont plus dépendantes ni des tensions V_i et V_o , ni du couple $\{L_{AC}; \omega\}$. Les interrupteurs de la topologie ne s'amorceront alors plus en commutation douce si la puissance transmise à cet instant, exprimée également en unité réduite, est soit supérieure à P_{lim1} soit inférieure à P_{lim2} . La représentation de ces deux limites ainsi que de la puissance réduite pour différentes valeurs de d est donnée dans la figure 4.13. On remarque sur cette figure que lorsque que $d = 1$, la commutation douce est assurée pour tous les interrupteurs de la structure sur toute la plage de puissance. Ceci s'explique par le fait que, pour $d = 1$, la pente entre I_1 et I_2 est nulle. Puisque que ces deux courants ont la même valeur et que les courants I_0 et I_2 sont obligatoirement symétriques alors les deux inéquations données ne sont vérifiées que pour $\varphi = 0$.

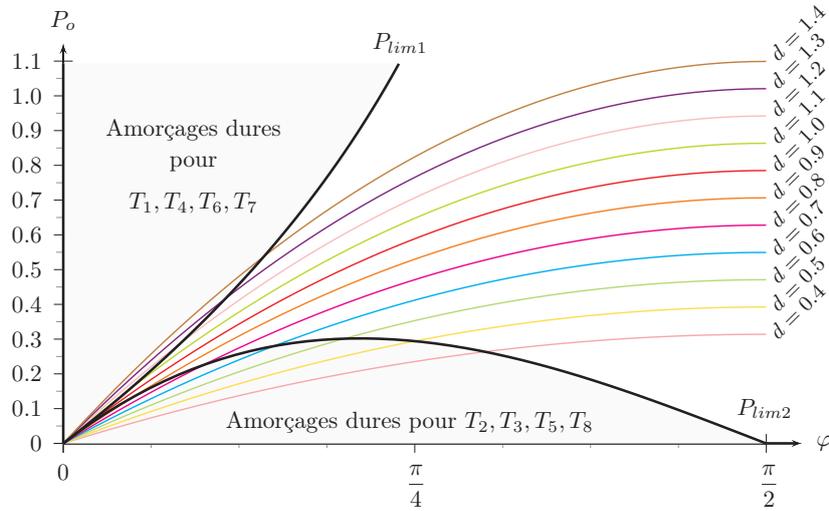


FIGURE 4.13: Évolution en fonction de φ des limites d’amorçage doux P_{lim1} et P_{lim2} ainsi que celle de la puissance en unités réduites pour un ratio d allant de 0,4 à 1,4

On remarque également que la mise en conduction en commutation dure ne peut se produire pour tous les interrupteurs simultanément. En effet, si le courant I_0 est positif, nous nous situons au-delà de la première limite. Cependant, comme la pente durant les modes 1 et 2 est forcément positive, si ce courant est positif, le courant I_1 l’est tout autant. Ceci exclut alors la possibilité d’avoir franchi la deuxième limite. Un raisonnement identique s’applique lorsque la puissance est inférieure à P_{lim2} . Enfin, à l’observation de la figure 4.13, il apparaît clairement que lorsque la puissance augmente, les limitations évoquées précédemment s’éloignent. À pleine puissance, la commutation douce est toujours assurée.

Si ces limites sont dépassées, les mécanismes des transitions dans la structure sont différents et nécessitent d’être étudiés. Dans un premier temps, cette analyse est effectuée en négligeant les capacités snubber. Deux cas de figure correspondant au comportement à l’extérieur des deux limites sont alors traités.

Amorçage aux delà des limites pour le pont d’entrée

Cette section traite de l’éventualité d’un courant I_0 positif comme illustré dans la figure 4.14. Dans cette situation, une période de découpage se déroule alors selon la chronologie suivante :

- I. La période débute directement avec le mode 2 tel qu’il est décrit dans le tableau 4.1. Le mode 1 est, par le fait, inexistant puisque le courant I_{LAC} est déjà positif. Ce courant transite alors via les interrupteurs T_1 et T_4 au primaire et T_6 et T_7 au secondaire.
- II. Durant le mode 3, les capacités snubber n’étant pas prise en compte, les interrupteurs T_6 et T_7 vont se bloquer en commutation dure et les diodes

D_5 et D_8 vont prendre le relais. Cet instant acte la fin du mode. À la sortie de celui-ci, les interrupteurs T_5 et T_6 peuvent être amorcés à zéro de tension.

- III. Pendant le mode 4, le courant va s'inverser. Initialement, cette inversion n'a pas été intégrée dans la séquence. Un mode supplémentaire nommé mode 4 bis est alors ajouté. La transition vers ce mode va s'opérer à tension nulle et faible di/dt . Les interrupteurs T_1 et T_4 du primaire se bloquent et les diodes antiparallèles D_1 et D_4 vont alors se mettre à conduire. Au secondaire, les interrupteurs T_5 et T_8 vont conduire à la suite des diodes D_5 et D_6 .
- IV. Au début du mode 5, les interrupteurs T_1 et T_4 sont bloqués. Cependant, dans le mode précédent, le courant I_{LAC} traversait les diodes D_1 et D_4 . Le blocage n'a donc pas d'effet sur la structure et la configuration reste identique jusqu'au mode 7. Le courant étant déjà négatif, le mode 6 est également supprimé.
- V. Le mode 7 débute lorsque, après un temps mort entre les deux ponts, les interrupteurs T_2 et T_3 sont amorcés en commutation dure et relaient les diodes D_1 et D_4 qui se bloquent également en commutation dure. Le courant est négatif et continue de décroître.
- VI. À partir du mode 7, le comportement de la structure est symétrique par rapport à l'axe des abscisses. Par exemple pour le mode 8 qui est le symétrique du mode 3, ce sont les interrupteurs T_5 et T_8 qui se bloquent en commutation dure au lieu de T_5 et T_6 . La description de la suite de la période est alors inutile.

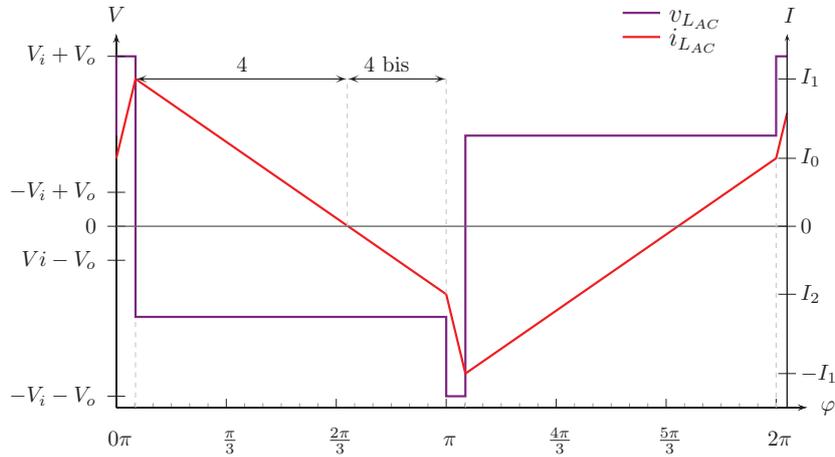


FIGURE 4.14: Courant I_{LAC} et tension V_L dans le cas où $I_0 > 0$

De cette description, il ressort qu'une partie des commutations des interrupteurs reste douce mais qu'une autre partie ne l'est plus. Plus précisément, ce sont les interrupteurs du pont d'entrée pour lequel les transitions douces ne sont plus assurées. Le tableau regroupe toute les commutations et le type de celles-ci dans ce cas de figure.

Interrupteurs	T_1, T_4	T_2, T_3	D_1, D_4	D_2, D_3
Amorçage	dur	dur	doux	doux
Modes	10→2	5→7	4→4bis	9→9bis
Blocage	doux	doux	dur	dur
Modes	4→4bis	9→9bis	5→7	10→2
Interrupteurs	T_5, T_8	T_6, T_7	D_5, D_8	D_6, D_7
Amorçage	doux	doux	dur ³	dur ³
Modes	4→4bis	9→9bis	3→4	7→8
Blocage	dur ³	dur ³	doux	doux
Modes	7→8	3→4	4→4bis	9→9bis

Tableau 4.2: Résumé des modes de commutation des interrupteurs de la structure DAB1 lorsque la limite P_{lim1} est dépassée

Amorçage au-delà des limites pour le pont de sortie

Le fonctionnement de la topologie **DAB1** lorsque le courant I_1 est négatif est analysé en appliquant la même méthode que dans la section précédente. Dans cette partie, nous ne présentons alors que les résultats dans ce cas illustré dans la figure 4.15. Le récapitulatif des commutations est donné dans le tableau 4.3

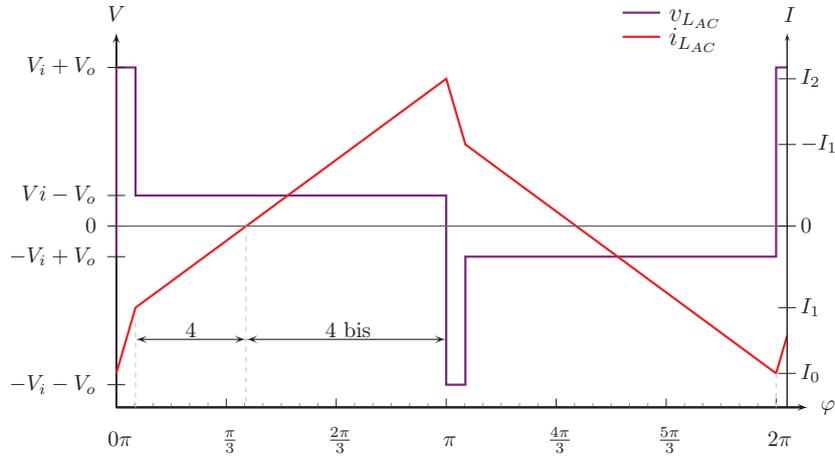


FIGURE 4.15: Courant I_{LAC} et tension V_L dans le cas où $I_1 < 0$

3. Les commutations sont supposées se dérouler sans les capacités snubber

Interrupteurs	T_1, T_4	T_2, T_3	D_1, D_4	D_2, D_3
Amorçage	doux	doux	dur ⁴	dur ⁴
Modes	4→4bis	8→8bis	8bis→1	4bis→6
Blocage	dur ⁴	dur ⁴	doux	doux
Modes	4bis→6	8bis→1	4→4bis	8→8bis
Interrupteurs	T_5, T_8	T_6, T_7	D_5, D_8	D_6, D_7
Amorçage	dur	dur	doux	doux
Modes	1→4	6→8	4→4bis	8→8bis
Blocage	doux	doux	dur	dur
Modes	4→4bis	8→8bis	6→8	1→4

Tableau 4.3: Récapitulatif des modes de commutation des interrupteurs de la structure DAB1 lorsque la limite P_{lim2} est franchie

Lorsque que cette seconde limite est dépassée, ce sont désormais les interrupteurs du pont de sortie qui vont commuter *en dur*. Nous pouvons alors assimiler la première limite P_{lim1} comme la condition de commutation douce du pont d'entrée et la deuxième limite P_{lim2} comme celle du pont d'entrée. Dans les deux tableaux synthétisant les transitions des interrupteurs, une partie des commutations est supposée se produire sans les capacités C_1 à C_8 alors qu'elles sont présentes dans la réalité. Ces condensateurs interviennent, en compagnie de l'inductance L_{AC} , durant le blocage des interrupteurs commandés T_1 à T_8 . L'étude de ces commutations va alors être détaillée dans la partie suivante.

4.3.3 Blocage des interrupteurs commandés

Principe de fonctionnement et limite de validité

Les capacités placées en parallèle du couple d'interrupteurs $\{T_x, D_x\}$, jouent le rôle de circuit d'aide à la commutation⁵ durant le blocage des interrupteurs commandés. Grâce à l'ajout de ces condensateurs, la contrainte de variation de tension lors du changement d'état, le dv/dt , est fortement réduite. En effet, durant cette transition, le courant circulant initialement dans l'interrupteur est transféré dans la capacité associée qui voit alors sa tension augmenter jusqu'à la tension de bus V_i ou V_o . En théorie, l'échange de courant est immédiat et l'interrupteur se bloque alors sous une tension nulle justifiant ainsi l'appellation *ZVS*⁶ de ce mode de commutation. Ainsi, en se référant à l'équation 4.26, les deux grandeurs traversant le composant étant nulles et la durée également, les pertes au blocage seraient supprimées. Dans la réalité, les composants, en particulier les bipolaires, ne se bloquent pas instantanément. Les pertes associées à leurs blocages ne sont alors plus nulles mais dépendantes, de l'évolution temporelle

4. Les commutations sont supposées se dérouler sans les capacités snubber

5. L'appellation anglo-saxonne snubber est préférée dans ce document

6. *Zero Voltage Switching* en anglais soit commutation à tension nulle

de la puissance les traversant durant la durée t_{off} de la commutation.

$$Pb_{T_x} = \frac{1}{t_{off}} \int_0^{t_{off}} v_{T_x}(t) \cdot i_{T_x}(t) dt \quad (4.26)$$

avec t_{off} = durée du blocage

Durant la transition, la tension aux bornes du composant évolue selon l'équation 4.27. La variation de cette tension au cours du temps va influencer la valeur de l'énergie de commutation pour une technologie de composants. Malgré l'existence de ces pertes, ce mode de commutation alloue des pertes nettement plus faibles que celles durant une commutation dite dure.

$$v_{c_x}(t) = v_{T_x}(t) = \frac{1}{C_x} \int_0^t i_{C_x}(t) dt \quad (4.27)$$

L'utilisation d'une capacité snubber afin d'adoucir les fronts de tension dans les interrupteurs n'est assurément pas une idée nouvelle. Elle a été, par exemple, largement mise en application pour les IGBT de première génération pour s'assurer que, durant la commutation, le composant se maintienne à l'intérieur de sa *RBSOA*⁷ [240]. Bien qu'elle réduise fortement les pertes à l'ouverture, cette technique souffre d'un inconvénient majeur. La charge de la capacité implique de la décharger avant tout nouveau blocage. Cette décharge est généralement effectuée via une résistance externe⁸ ou lors de l'amorçage suivant. Dans tous les cas, la réduction des pertes pour une des deux commutations est souvent compensée par l'ajout de pertes supplémentaires et l'intérêt reste dans ce cas limité. Dans la topologie *DAB1*, cette contradiction est évitée en profitant de la résonance des condensateurs avec l'inductance L_{AC} pour simultanément charger une partie des capacités et décharger l'autre partie. Cependant, cet échange d'énergie entre capacités n'est pas réalisable sur toute la plage de fonctionnement de la structure. Si les conditions ne sont pas réunies au départ d'un mode résonnant, le mode peut s'achever avec des condensateurs partiellement déchargés. L'énergie restante est alors dissipée lors d'un amorçage. Les conditions limites où le blocage en commutation douce s'opère vont être abordées selon deux axes. D'abord, grâce à une approche énergétique, nous obtiendrons les puissances limites au-delà desquelles les condensateurs ne sont pas intégralement vidés. Ensuite, une étude temporelle nous fournira les durées des modes résonnants et le comportement de la topologie au-delà des limites. À partir de cette seconde étude, une commande appropriée sera proposée.

Étude énergétique

La première partie de cette étude rappelle les équations disponibles dans la littérature et notamment dans [241, 242]. Pour illustrer notre démarche, nous choisissons le blocage des interrupteurs T_1 et T_4 du pont d'entrée. Un résultat identique est obtenu avec les autres interrupteurs du pont. L'étude débute par le mode 5, c'est-à-dire juste avant le blocage des interrupteurs qui seront considérés comme idéaux. Durant cette période, le schéma équivalent idéalisé du pont d'entrée est celui de la figure 4.16.

7. *Reverse Bias Safe Operating Area* en anglais soit zone de sécurité inverse

8. Par exemple avec les snubbers de type RCD

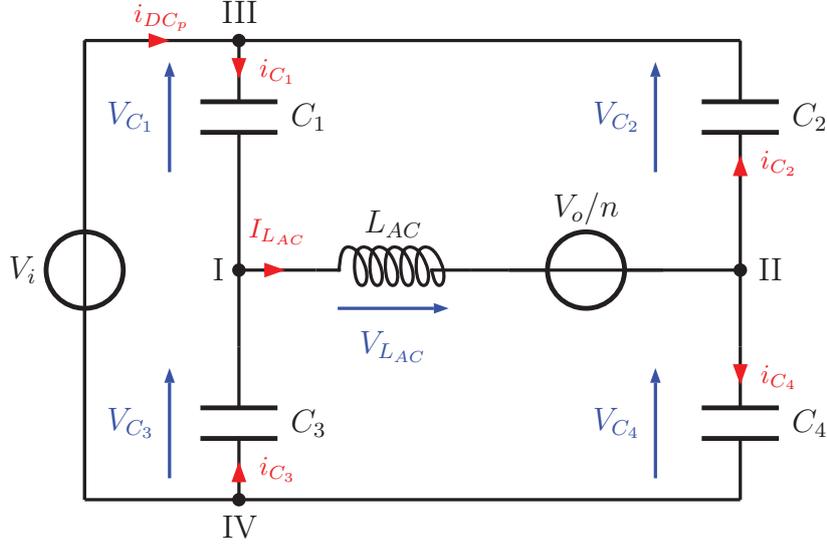


FIGURE 4.16: Schéma idéal équivalent du pont d'entrée durant le mode 5

Nous supposons que nous sommes à la limite de la commutation douce. L'énergie stockée dans la self à $t = 0$ est juste suffisante pour charger de 0 à V_i les condensateurs C_1 et C_4 et donc décharger C_2 , C_3 . Ainsi, le courant initial de l'inductance vaut la valeur minimale I_{min} capable de charger C_1 et C_4 jusqu'à V_i pendant la durée t_{V_0} . Ce transfert d'énergie va s'effectuer via la self et la source de tension secondaire ramenée au primaire. L'énergie stockée dans les capacités à la fin du mode équivaut alors à l'énergie qui a transité à travers la source V_o/n . Cette hypothèse est valide uniquement si l'on considère qu'aucune énergie n'est apportée par la source de tension du primaire V_i . Nous la considérons comme admise et sera vérifiée ultérieurement. Nous obtenons donc l'égalité suivante :

$$\frac{1}{2}L_{AC}I_{min}^2 = \int_0^{t_{V_0}} \frac{V_o}{n} \cdot I_{LAC}(t) dt \quad (4.28)$$

En appliquant la première loi de Kirchoff au nœud I, on obtient :

$$i_{LAC} = i_{C_1} + i_{C_3} = i_{C_2} + i_{C_4} \quad (4.29)$$

En supposant les capacités, à la tolérance près, de valeurs identiques. Nous pouvons simplifier l'équation précédente :

$$i_{LAC}(t) = 2 \cdot i_{C_x}(t) = 2 \cdot C_x \frac{dv_{C_x}(t)}{dt} \quad (4.30)$$

En remplaçant $i_{LAC}(t)$ dans l'équation 4.28, nous arrivons à l'égalité ci-dessous :

$$\frac{1}{2}L_{AC}I_{min}^2 = 2 \cdot C_x \frac{V_o}{n} \int_0^{t_{V_0}} dv_{C_x}(t) \quad (4.31)$$

Or durant l'intervalle $0 \geq t \geq t_{V_0}$ la capacité est passée de 0 à la tension bus. L'intégrale peut alors être remplacée par V_i .

$$\frac{1}{2}L_{AC}I_{min}^2 = 2 \cdot C_x V_i \frac{V_o}{n} \quad (4.32)$$

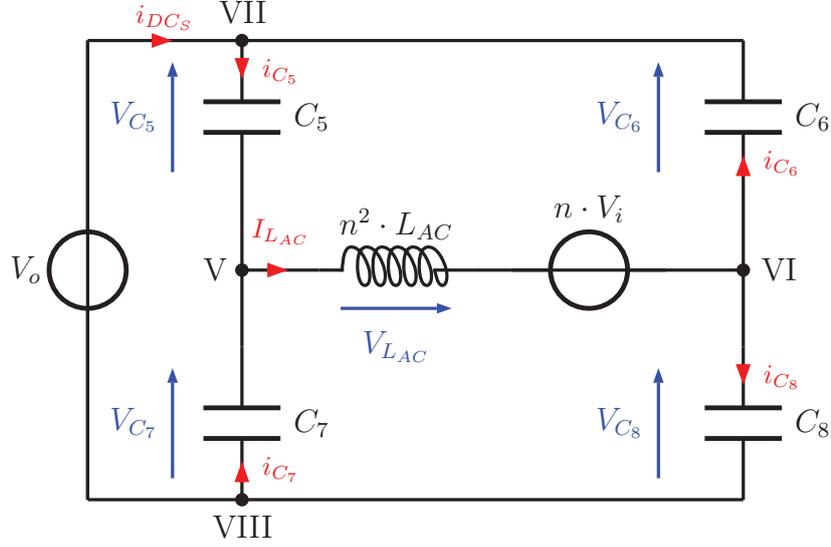


FIGURE 4.17: Schéma idéal équivalent du pont de sortie durant le mode 8

On peut ainsi déduire la valeur minimale de courant assurant la commutation douce :

$$I_{min} = \frac{2}{\sqrt{Z_o}} V_i \sqrt{d} \quad (4.33)$$

avec $Z_o = \sqrt{\frac{L_{AC}}{C_x}}$ et $d = \frac{V_o}{nV_i}$

Une démarche similaire peut être appliquée pour le schéma équivalent du pont secondaire représenté dans la figure 4.17. La valeur de I_{min} ainsi obtenue est identique. Ce courant minimum est hérité du mode précédant le mode résonnant concerné. En utilisant le même raisonnement que dans la section 4.3.2, nous pouvons alors dégager deux inégalités correspondantes à la commutation des interrupteurs des ponts primaire et secondaire.

$$\begin{cases} I_2(\varphi) \geq I_{min} & \text{pour } \{T_1, T_2, T_3, T_4\} \rightarrow \{D_1, D_2, D_3, D_4\} \\ I_1(\varphi) \geq I_{min} & \text{pour } \{T_5, T_6, T_7, T_8\} \rightarrow \{D_5, D_6, D_7, D_8\} \end{cases} \quad (4.34)$$

En utilisant une fois de plus les équations 4.4 et 4.5, nous devons alors résoudre les deux inégalités suivantes :

$$\frac{V_i}{2\omega L_{AC}} [2d\varphi + \pi(1-d)] \geq \frac{2}{\sqrt{Z_o}} V_i \sqrt{d} \quad (4.35)$$

$$\frac{V_i}{2\omega L_{AC}} [2\varphi + \pi(1-d)] \geq \frac{2}{\sqrt{Z_o}} V_i \sqrt{d} \quad (4.36)$$

Les solutions de ces deux inéquations, sont respectivement les ratios d_{lim3} et d_{lim4} au-delà desquels le blocage des interrupteurs du pont d'entrée et du pont

de sortie ne s'effectue plus en commutation douce.

$$d_{lim3} = \left[\frac{1 + \sqrt{1 - \frac{\pi\omega_n^2}{4} (2\varphi - \pi)}}{\frac{\omega_n\pi}{2}} \right]^2 \quad (4.37)$$

avec $\omega_n = \frac{\omega_0}{\omega}$ et $\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{AC}C_x}}$

$$d_{lim4} = \left[\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{\pi\omega_n^2}{4} (2\varphi - \pi)}}{\frac{\omega_n\pi}{2} (2\varphi - \pi)} \right]^2 \quad (4.38)$$

avec $\omega_n = \frac{\omega_0}{\omega}$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{AC}C_x}}$

Il nous est désormais possible, comme pour l'amorçage en commutation douce, d'utiliser les deux expressions ci-dessus dans l'équation de la puissance réduite (cf. équation 4.23) donnant lieu à deux nouvelles puissances limites P_{lim3} et P_{lim4} assurant le blocage en commutation douce. Ces limites sont ajoutées, dans la figure 4.18, aux limitations en amorçage doux. Selon les conditions extérieures et le réglage de la variable de commande, il existe trois cas de fonctionnement des interrupteurs de la topologie :

- I. Des amorçages et blocages durs des interrupteurs commandés et des diodes pour un des ponts de la structure. Ce cas correspond aux zones rouges de la figure 4.18.
- II. Des blocages durs des interrupteurs commandés et des amorçages durs des diodes pour un des ponts de la structure. Ce sont les deux zones violettes situées entre deux courbes de limites dans la figure 4.18.
- III. Des commutations douces assurées pour tous les interrupteurs de la topologie. Cette zone verte illustrée dans la figure 4.18 est localisée sous la limite P_{lim3} et au-dessus de la limite P_{lim4} .

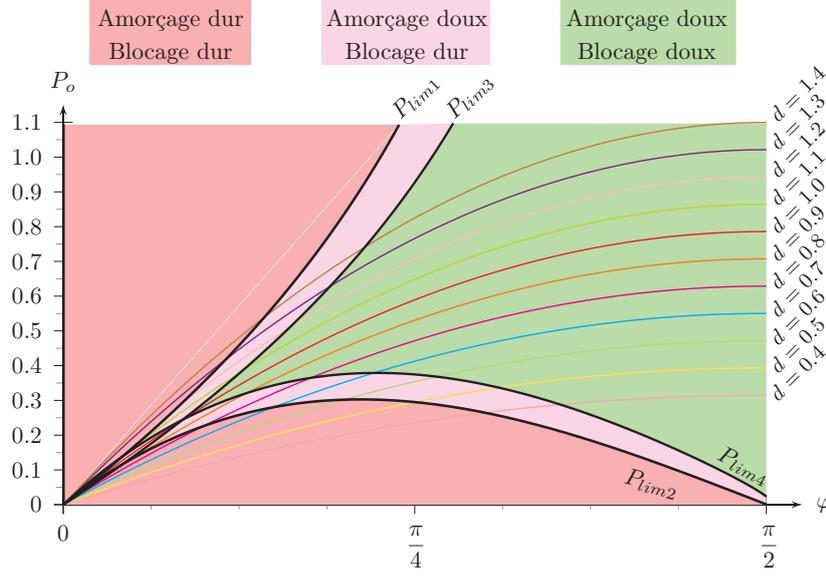


FIGURE 4.18: Évolution en fonction de φ des limites d'amorçage doux P_{lim1} et P_{lim2} , de la puissance en unités réduites pour un ratio d allant de 0,4 à 1,4 et des limites du blocage doux P_{lim3} et P_{lim4} pour $\omega_n = 7,5$

Les deux limites de blocage en commutation douce sont dépendantes, en plus de φ , de la variable ω_n . La zone où la commutation douce est pleinement assurée varie donc selon la valeur prise par ce paramètre. Lorsque que le couple $\{L_{AC}; C_x\}$ tend vers une valeur nulle, les deux limites de blocage tendent vers celle d'amorçage. Dans la structure, cela se traduit par le fait que des capacités C_x de faibles valeurs, correspondant à un ω_n grand, impliquent un courant I_{min} faible. Si les capacités tendent vers une valeur nulle, alors le courant nécessaire pour les décharger tend lui aussi vers zéro. Ainsi la limite de blocage tend vers une puissance où le courant est nul, soit la limite d'amorçage. À l'inverse, lorsque soit L_{AC} , soit C_x augmente, la surface de la zone de complète commutation douce est réduite. Des valeurs élevées de ω_n limitent cette zone aux abords de la puissance maximale $P_o(\pi/2)$. La figure 4.19, illustre ces différents cas, en représentant les limites de blocage pour différentes valeurs de ω_n . Deux particularités sont également remarquables dans cette figure. D'abord, les limites du blocage doux sont, comme pour l'amorçage doux, symétriques par rapport à la puissance pour $d = 1$. En appliquant un raisonnement identique à l'amorçage, nous pouvons expliquer aisément cette propriété : les courants I_1 et I_2 étant identiques, les limites P_{lim3} et P_{lim4} seront alors atteintes simultanément. Ensuite, pour des valeurs faibles de ω_n , il existe une zone, située sous P_{lim3} et sur P_{lim4} , où le blocage doux n'est possible ni pour le pont d'entrée, ni pour le pont de sortie.

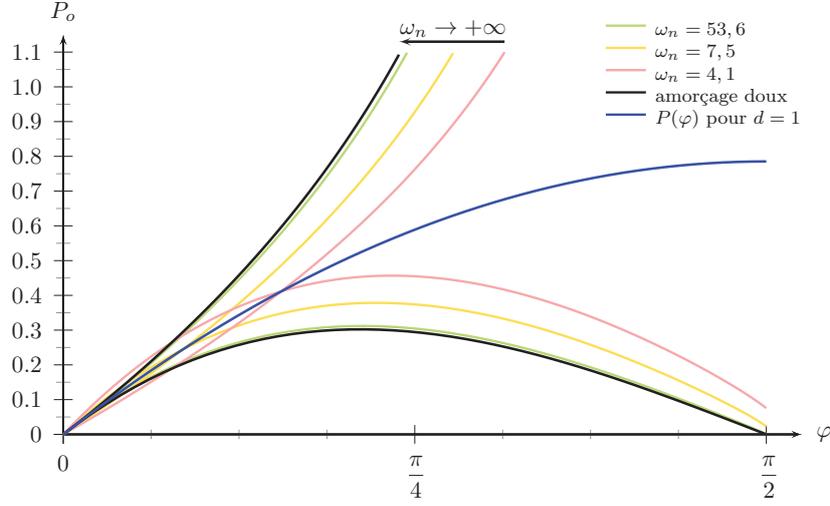


FIGURE 4.19: Évolution en fonction de φ des limites de blocage doux P_{lim3} et P_{lim4} pour différentes valeurs de ω_n

Étude temporelle

L'étude énergétique précédente nous a fourni les puissances limites assurant un blocage en commutation douce. Même si elles seront utilisées durant le dimensionnement du convertisseur, ces valeurs ne nous permettent pas de connaître la durée des modes résonnants. Or, la durée de ces modes nous renseigne sur la valeur du temps mort à respecter entre deux interrupteurs d'un même bras. En effet, durant ces modes, se déroule une transition entre les interrupteurs commandés d'une *diagonale*, par exemple T_1 et T_4 , et les diodes de l'autre *diagonale*, ici D_2 et D_3 . À l'issue de cet échange, les interrupteurs connectés en parallèle de celles-ci peuvent alors être amorcés et ce avant le blocage des diodes. Dans la littérature, ce point n'est quasiment pas abordé. Un grand nombre des convertisseurs basés sur notre topologie, utilise des interrupteurs unipolaires rapides. Les phases de résonance sont donc supposées courtes et aucun traînage de courant n'est présent dans le composant. Dans notre application, l'emploi d'IGBT, ayant une commutation plus lente que les MOSFET, entraîne une prise en compte plus fine du comportement de la structure. La connaissance de ces durées ainsi que les paramètres influençant leurs variations s'avère donc fondamentale pour notre convertisseur. Comme pour l'approche énergétique, nous choisissons le mode 5 pour notre étude. Le courant dans l'inductance au début du mode est le courant I_2 . Nous choisissons ensuite d'extraire deux mailles du schéma équivalent de la figure 4.16. En appliquant les lois de Kirchhoff dans la première maille, illustrée dans la figure 4.20(a), et au nœud I nous obtenons les deux égalités suivantes :

$$V_i(t) = v_{C_1}(t) + v_{C_3}(t) \quad \text{or} \quad \frac{dV_i(t)}{dt} = 0 \quad (4.39)$$

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{dv_{C_3}(t)}{dt}$$

$$i_{C_1}(t) - i_{C_3}(t) = i_{L_{AC}}(t) \quad (4.40)$$

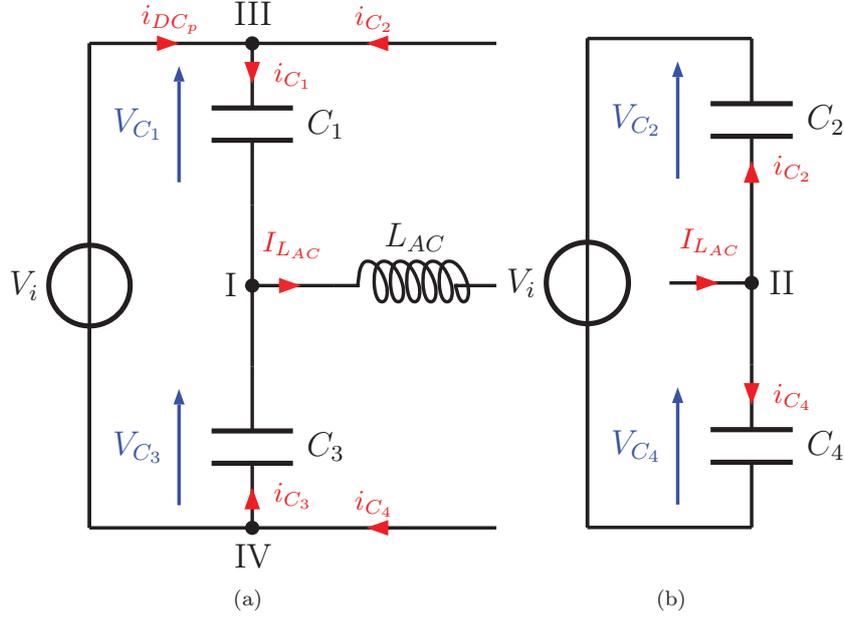


FIGURE 4.20: Maille de gauche (a) et de droite (b) du schéma équivalent du pont d'entrée durant le mode 5

En utilisant ces deux équations ainsi que la relation liant le courant à la tension dans une capacité et en supposant les capacités C_1 à C_4 de valeur identique nous arrivons à l'expression suivante :

$$i_{C_1}(t) = -i_{C_3}(t) = \frac{i_{L_{AC}}(t)}{2} \quad (4.41)$$

La même démarche est appliquée dans la maille de la figure 4.20(b) et au nœud II, une deuxième expression est obtenue :

$$i_{C_2}(t) = -i_{C_4}(t) = \frac{i_{L_{AC}}(t)}{2} \quad (4.42)$$

Si nous utilisons ces deux équations pour les remplacer dans la loi de nœuds au point III, nous déduisons alors l'expression de i_{DC_p} :

$$i_{DC_p}(t) = i_{C_1}(t) + i_{C_3}(t) = 0 \quad (4.43)$$

Durant les modes résonnants, aucune énergie n'est ainsi fournie par la source de tension du pont concerné. Nous vérifions ici, l'hypothèse admise précédemment. En connaissant désormais les résultats des équations 4.41 et 4.42, nous pouvons appliquer les deux lois de Kirchhoff dans la maille constituée de V_i , C_2 , V_o/n , L_{AC} , C_3 et ainsi obtenir l'équation différentielle suivante :

$$2v_{C_x}(t) + 2L_{AC}C_x \frac{d^2 v_{C_x}(t)}{dt^2} = V_i + \frac{V_o}{n} \quad (4.44)$$

avec $C_x = C_2 = C_3$

La résolution de cette équation, nous donne donc l'expression de la tension aux bornes des capacités C_2 et C_3 et du courant dans l'inductance L_{AC} .

$$V_{C_x}(t) = \frac{1}{2} \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) \cos \omega t + \frac{I_2 \cdot Z_o}{2} \sin \omega t + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{n} + V_i \right) \quad (4.45)$$

avec $Z_o = \sqrt{\frac{L_{AC}}{C_x}}$ et $C_x = C_2 = C_3$

$$i_{L_{AC}}(t) = \frac{1}{Z_o} \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right) \sin \omega t + I_2 \cos \omega t \quad (4.46)$$

avec $Z_o = \sqrt{\frac{L_{AC}}{C_x}}$ et $C_x = C_2 = C_3$

Plusieurs points ressortent dans l'évolution de ces deux grandeurs représentées dans la figure 4.21. D'abord la tension $V_{C_x}(t)$ décroît de la valeur initiale V_i , jusqu'à atteindre la valeur minimale $V_{C_{min}}$ au bout du temps t_{low} . À cet instant, le courant dans les capacités, et donc dans l'inductance L_{AC} , est nul. En outre, si ce point d'inflexion est négatif alors la tension atteindra 0 volts au bout du temps t_{V_0} .

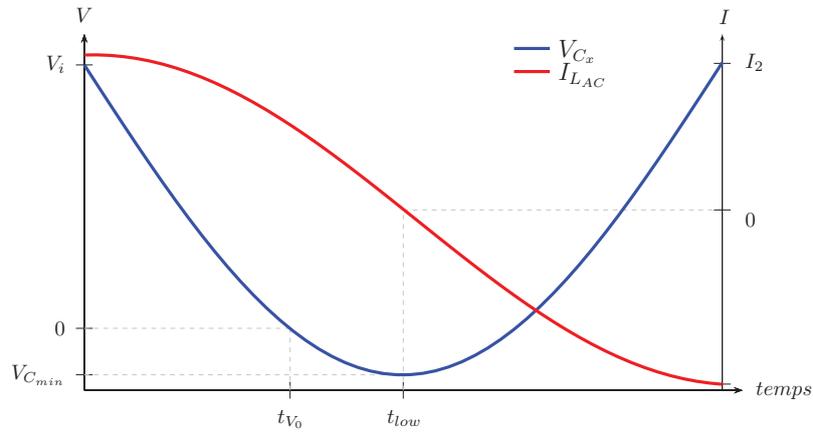


FIGURE 4.21: Évolution de la tension V_{C_x} et du courant $I_{L_{AC}}$ selon les équations 4.45 et 4.46

Comportement de la structure

Le comportement décrit par les équations ci-dessus s'applique pleinement au pont étudié, dans notre exemple celui d'entrée, mais uniquement jusqu'à la fin du mode résonnant. En supposant que la commutation douce ait été complète, c'est-à-dire que les capacités ont été entièrement déchargées, la fin du mode résonnant, dans notre exemple le mode 5, intervient lorsque la tension aux bornes de l'association T_x, D_x, C_x devient nulle. Ensuite, les diodes maintiennent une tension nulle en conduisant le courant I_{LAC} . L'amorçage des diodes engage alors le mode réactif, ici le mode 6. La figure 4.22 illustre le passage du mode 5 au mode 6 puis 7 dans les conditions de complète commutation douce.

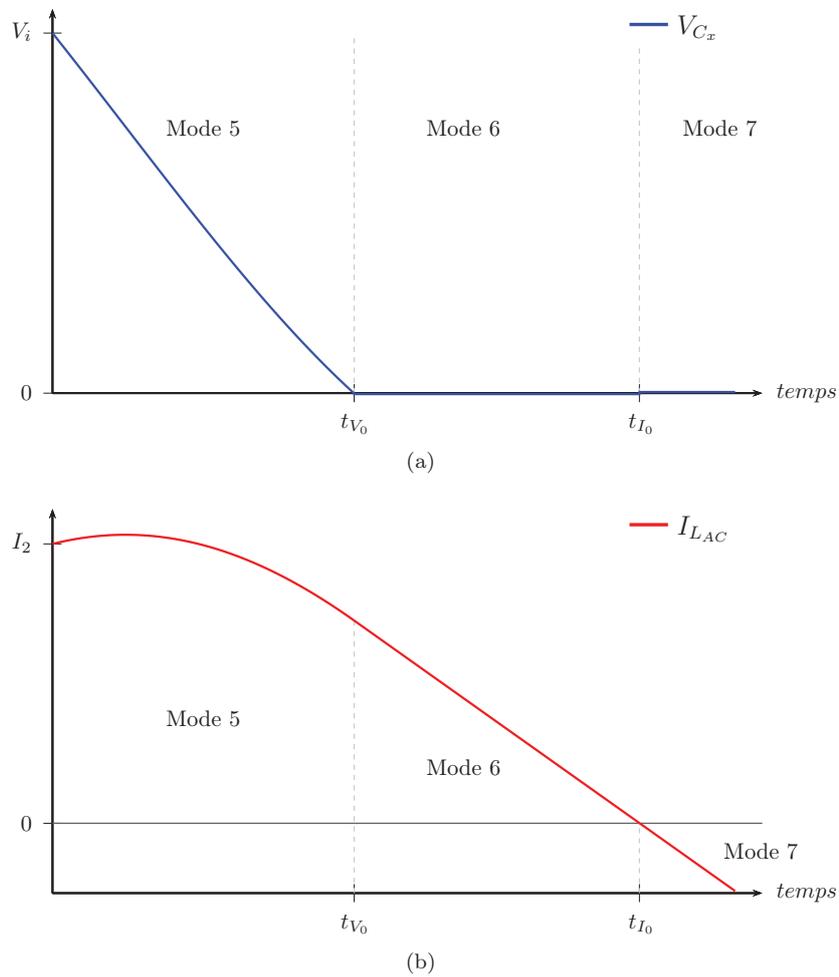


FIGURE 4.22: Évolution de la tension aux bornes la diode D_x (a) et du courant I_{LAC} (b) durant le mode résonnant 5 puis le mode réactif 6 et le début du mode de transfert actif 7

Évolution du temps de résonance

Durant les modes résonnants les interrupteurs commandés d'une *diagonale* sont bloqués alors que ceux de la deuxième *transversale* ne sont pas encore amorcés. Au niveau de la commande d'un bras cela se manifeste par le respect d'un temps entre le blocage d'un interrupteur, et l'amorçage de l'autre jusqu'à la fin du mode. Ce décalage des ordres est appelé temps mort. Il est généralement implanté dans le contrôle-commande et sa durée est fixée de manière permanente lors de la mise au point. Avec notre topologie, cette période est dépendante des points de fonctionnement du convertisseur. Si l'on souhaite assurer correctement la transition entre deux interrupteurs d'un même bras, la durée des modes doit être connue. Pour déterminer ce temps, nous allons résoudre l'équation 4.44 et utiliser une forme différente de la solution.

$$V_{C_x}(t) = K_d \sin(\omega t + \phi) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{n} + V_i \right)$$

$$\text{avec } K_d = \frac{\frac{1}{2} \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right)}{\sin \phi} \text{ et } \phi = \arctan \left[\frac{\left(V_i - \frac{V_o}{n} \right)}{I_2 \cdot Z_o} \right] \quad (4.47)$$

$$i_{L_{AC}}(t) = K_d \cdot C_x \omega \cos(\omega t + \phi)$$

$$\text{avec } K_d = \frac{\frac{1}{2} \left(V_i - \frac{V_o}{n} \right)}{\sin \phi} \text{ et } \phi = \arctan \left[\frac{\left(V_i - \frac{V_o}{n} \right)}{I_2 \cdot Z_o} \right] \quad (4.48)$$

La tension V_{C_x} est nulle à l'instant t_{V_0} . Ce temps est alors obtenu en annulant la partie gauche de l'équation 4.49.

$$t_{V_0} = \frac{\arcsin \left[-\frac{\left(V_i + \frac{V_o}{n} \right)}{2K_d} \right] - \phi}{\omega} \quad (4.49)$$

Fenêtre d'amorçage

Le résultat obtenu dans la section précédente nous permet de connaître la durée minimale du temps mort à respecter sous peine d'interrompre les modes résonnants. L'interrupteur commandé devra donc être amorcé après ce temps. Par la suite, la transition de courant va s'opérer depuis la diode anti-parallèle vers ce composant. Ainsi, lorsque le courant s'inverse, l'interrupteur doit obligatoirement être conducteur. L'instant où, à la fin du mode réactif, le courant s'annule est noté t_{I_0} . Sa durée est dépendante de la valeur finale du mode résonnant qui précède ce mode. En choisissant comme origine des temps, le blocage de l'interrupteur opposé, nous obtenons l'expression du temps t_{I_0} .

$$t_{I_0} = t_{V_0} + \frac{i_{L_{AC}}(t_{V_0})}{\left(V_i + \frac{V_o}{n} \right)} \cdot L_{AC} \quad (4.50)$$

Les interrupteurs vont alors être amorcés entre les temps t_{V_0} et t_{I_0} . Cette plage temporelle, appelée aussi fenêtre d'amorçage, va évoluer durant le fonctionnement du convertisseur. Afin d'anticiper cette évolution, deux solutions s'offrent alors à nous : soit un temps mort fixe, soit un temps mort variable. Avec la première possibilité, la valeur définie doit être supérieure à la durée du mode résonnant le plus long mais inférieure au temps t_{I_0} le plus court. Il est possible que, en fonction des conditions extérieures, ces deux contraintes ne soient pas compatibles. Pour la deuxième option, la durée du temps, devra être ajustée grâce à la connaissance des paramètres influant la résonance au moment de la commutation. Cet ajustement pourrait être assuré par un calculateur embarqué dans le système de contrôle.

Blocage au-delà des limites

La description de la section précédente n'est valide que sous certaines circonstances. Lorsque que ces conditions ne sont plus respectées, les équations du circuit oscillant restent tout de même valables mais les transitions intermodes sont différentes. Le blocage en commutation est assuré si la tension aux bornes des capacités arrive à 0 volt durant la résonance. Cela signifie que la tension minimale atteinte durant les oscillations illustrées dans la figure 4.21 doit être négative ou nulle.

$$V_{C_{min}} \leq 0 \quad (4.51)$$

Avec la relation liant la variation de la tension aux bornes d'une capacité au courant qui la traverse, nous pouvons déterminer le temps t_{low} , où le courant I_{C_x} , donc I_{LAC} , est nul et où la tension $V_{C_x}(t)$ atteint son minimum.

$$\frac{1}{Z_o} \left(Vi - \frac{V_o}{n} \right) \sin(\omega t_{low}) = -I_2 \cos(\omega t_{low}) \quad (4.52)$$

La solution de cette équation fait intervenir la fonction arc tangente. Deux solutions sont alors possibles en fonction de la valeur prise par le ratio d . Si le ratio d est inférieur à 1 alors, comme illustré dans la figure 4.23(a), le minimum se situe dans la première moitié du cercle trigonométrique et l'expression du temps t_{low} est donc la suivante.

$$t_{low} = \frac{\arctan \left[\frac{I_2 Z_0}{Vi - \frac{V_o}{n}} \right] + \pi}{\omega} \quad \forall d < 1 \quad (4.53)$$

En revanche, si, comme dans la figure 4.23(b), le ratio d est supérieur à 1 alors le minimum est placé dans l'autre moitié du cercle et l'expression est :

$$t_{low} = \frac{\arctan \left[\frac{I_2 Z_0}{Vi - \frac{V_o}{n}} \right]}{\omega} \quad \forall d > 1 \quad (4.54)$$

Enfin, le cas $d = 1$ implique une solution particulière.

$$t_{low} = \frac{\pi}{2\omega} \text{ pour } d = 1 \quad (4.55)$$

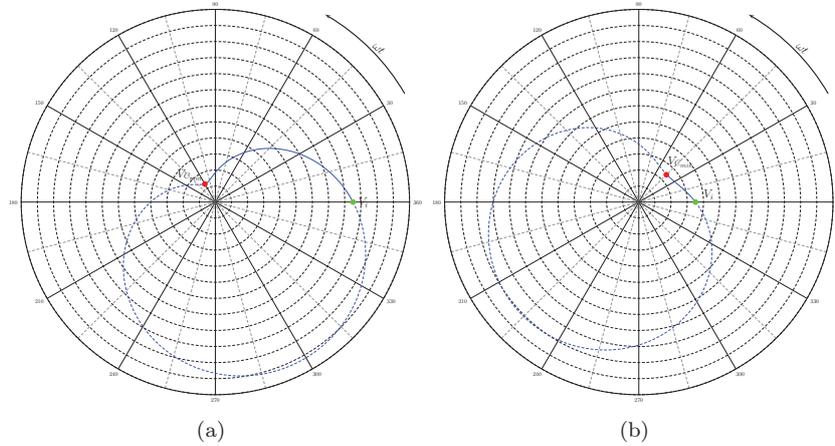


FIGURE 4.23: Diagramme de phase de la tension $V_{C_x}(t)$ pour un ratio d inférieur à 1 (a) et supérieur à 1 (b)

Afin de vérifier si les limites du blocage en commutation douce sont dépassées, il serait envisageable de calculer la valeur de $V_{C_x}(t_{low})$ ou de vérifier que le calcul de t_{V_0} renvoie une solution réelle pour chaque commutation. Cependant, les équations qui gouvernent les modes résonnants sont beaucoup plus complexes que celles obtenues avec l'étude énergétique. Nous ne les retenons donc pas pour le pré-dimensionnement du convertisseur. Néanmoins, ces expressions décrivent, en détail, le comportement du pont durant l'extinction des interrupteurs. Celui-ci est essentiel à l'estimation des pertes par commutation dans les interrupteurs.

Ces équations nous permettent également d'appréhender la situation lorsque les capacités ne sont pas pleinement déchargées. Dans ce cas, les diodes ne pouvant pas se mettre en conduction, la tension aux bornes des interrupteurs devrait, en théorie, osciller indéfiniment. Dans la pratique, à la fin du temps mort, la tension à leurs bornes va être forcée par l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. L'énergie contenue dans les capacités snubber en parallèle va alors être dissipée dans ceux-ci. Ensuite, s'il est négatif, les diodes conduisent le courant I_{LAC} . Dans le cas contraire, les interrupteurs transitent alors le courant positif. En fonction de la valeur finale de la tension avant cette commutation forcée, l'amorçage en commutation dure de la diode ou de l'interrupteur générera des pertes plus ou moins importantes. L'énergie encore contenue dans le condensateur, elle aussi liée à la tension finale, va aussi s'ajouter à ces pertes. Le choix du temps mort a indubitablement un impact sur les pertes de commutation lorsque le convertisseur travaille dans la zone située entre les limites d'amorçage et celles de blocage. En effet, comme illustrées dans les figures 4.24 à 4.26, les pertes au blocage sont minimales pour un temps mort égal au temps t_{low} . Idéalement, le temps mort devrait donc suivre ce paramètre, qui doit être calculé pour chaque commutation. Cependant, le réglage de ce temps est déjà

en partie contraint par la taille de la fenêtre d'amorçage et des incompatibilités entre ces deux exigences ne sont pas à exclure.

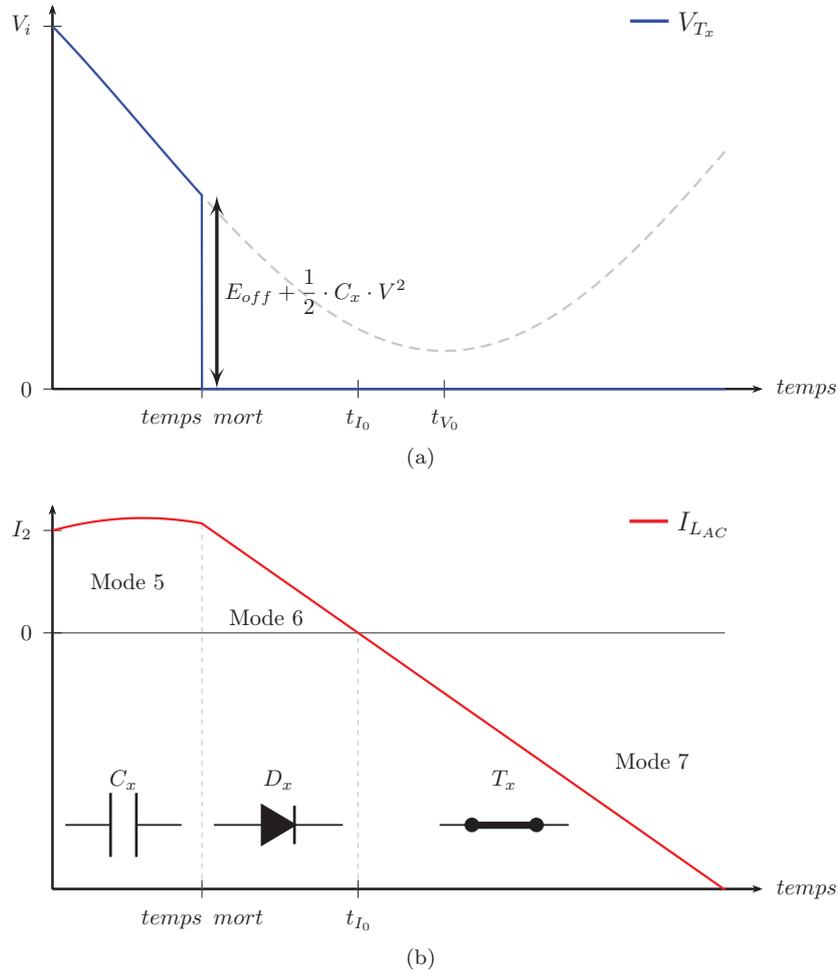


FIGURE 4.24: Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort plus court que le temps t_{V_0} . L'amorçage de l'interrupteur est suivi de la conduction de la diode antiparallèle. La transition à zéro de tension reste encore possible.

Des trois options possibles, l'amorçage tardif⁹ est le plus pénalisant. Le courant avant la fin du temps mort étant déjà négatif, le mode 6 est supprimé. En plus de l'énergie résiduelle de la capacité, l'interrupteur conduit immédiatement. La transition avec l'interrupteur ayant disparu, la diode antiparallèle n'est plus utilisée pour le transfert de puissance. La répartition des pertes entre les différents composants est alors non-homogène.

9. Le temps mort intervient après le temps t_{V_0}

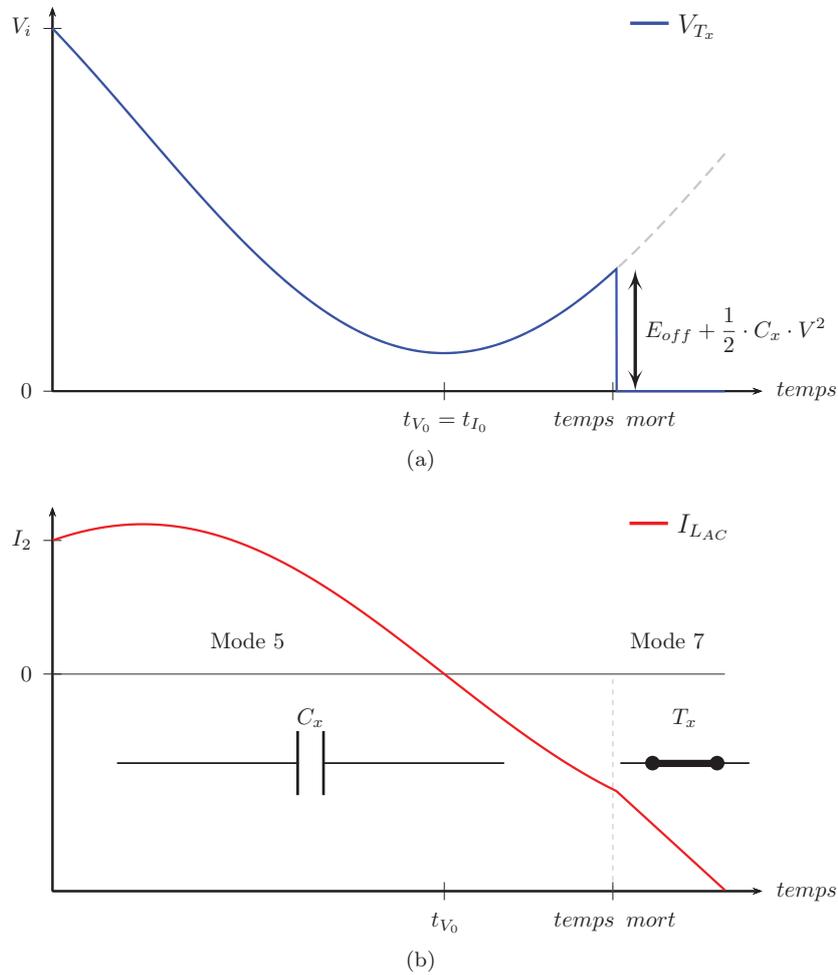


FIGURE 4.25: Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort plus long que le temps t_{V_0} . L'interrupteur conduit immédiatement le courant et le mode 6 n'existe plus.

Il est entendu que le fait d'amorcer l'interrupteur lorsque le courant $I_{L_{AC}}$ est nul ne supprime ni les pertes du blocage de l'interrupteur opposé, ni la décharge de la capacité snubber dans celui-ci. Cependant, l'énergie supplémentaire stockée dans le condensateur peut être largement prépondérante par rapport à l'énergie d'amorçage. Les pertes dans le composant peuvent alors se voir considérablement augmentées. En guise d'exemple, la décharge d'une capacité de 22 nF chargée à 600 V dans un IGBT équivaut à presque un sixième de son énergie d'amorçage¹⁰. Synchroniser l'instant d'amorçage avec celui de la tension minimale assurerait, à défaut d'une commutation réellement douce, une transition à pertes minimum.

10. Le composant pris en référence est le SKM300GB12T4 de Semikron

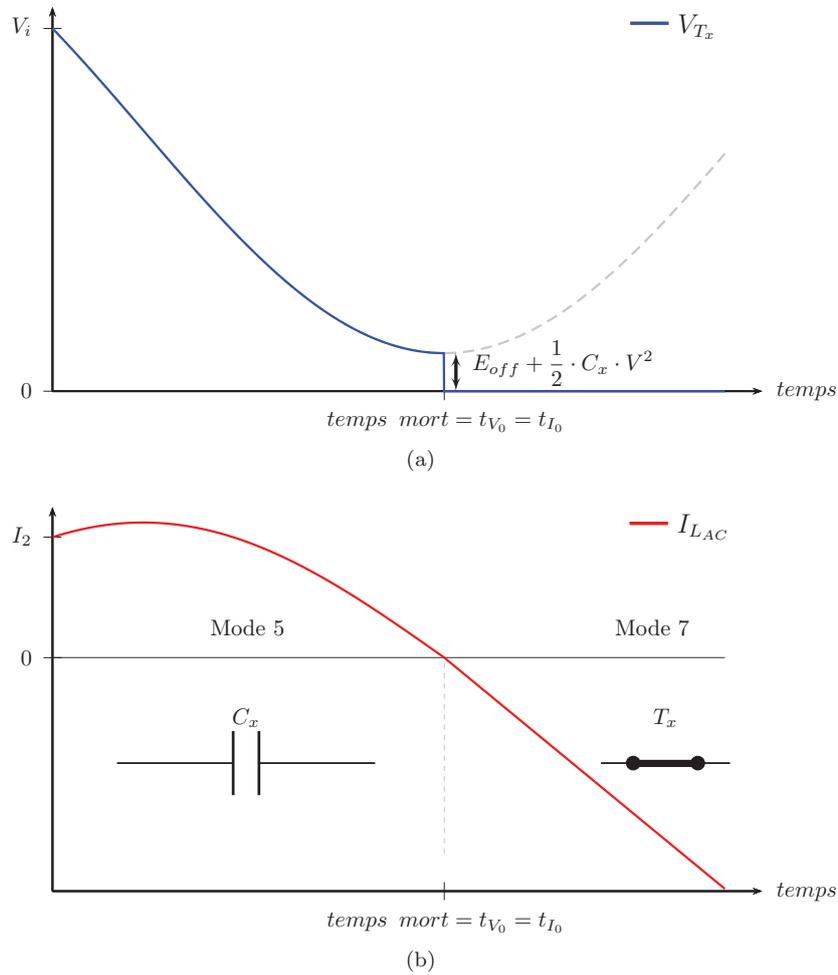


FIGURE 4.26: Tension aux bornes de l'interrupteur (a) et courant dans l'inductance L_{AC} (b) dans les modes 5 à 7 pour un temps mort correspondant à t_{V_0} . La tension lors de l'amorçage de l'interrupteur est minimale. Le courant est nul lors du début de la conduction de celui-ci.

Proposition de commande

Lors de l'étude temporelle, le temps mort s'est révélé comme un élément capital du fonctionnement que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur des limites de la commutation douce. De plus, les deux paramètres t_{V_0} et t_{low} auxquels le temps mort doit se rapporter sont apparus dépendants des conditions d'utilisation du convertisseur. Au vu de l'ampleur de la variation du ratio d et des puissances transitées par notre système, le temps mort optimal va évoluer dans des proportions importantes. Des analyses préliminaires, utilisant nos données d'entrée, ont déterminé qu'aucune valeur fixe ne satisfaisait les conditions réclamées. Une variation du temps mort devient ainsi inévitable. Cependant, l'ajustement de

celui-ci en temps réel par le logiciel embarqué requiert une puissance de calcul considérable. En outre, ce calcul reste tributaire du choix de la fréquence, et des valeurs réelles des éléments passifs. Chaque changement ou dispersion par rapport à la valeur théorique, demanderait alors un ajustement de celui-ci. Afin d'éviter de surcharger le calculateur embarqué, nous proposons une commande des interrupteurs capable de les amorcer dans les meilleures conditions quel que soit le type de commutation rencontrée. Cette commande s'adapte automatiquement à la fréquence de découpage et les dispersions de fabrication ne perturbent pas son fonctionnement. Le dispositif, dont le schéma de principe est donné dans la figure 4.27, repose sur l'observation d'une seule grandeur, la tension aux bornes de l'interrupteur, pour la prise de décision de son amorçage. Cette tension, ou du moins une image de celle-ci, est couramment utilisée pour la détection de courts-circuits dans les allumeurs d'IGBT. Ces fonctionnalités dédiées seront alors implantées dans la carte allumeur au plus près des interrupteurs.

Ce module contient 3 sous-fonctions : une fonction consacrée à la commutation douce, une autre employée pour la commutation dure à pertes minimales et une fonction de surveillance. La première fonctionnalité est l'application directe du thyristor dual. Lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur est inférieure à une valeur seuil, valant typiquement quelques volts, l'amorçage est alors autorisé. Pourtant, si lors des modes résonnants, la tension mesurée n'atteignait pas 0, alors aucun ordre d'amorçage n'étant envoyé, le convertisseur serait supposé s'arrêter. La deuxième fonctionnalité étend le fonctionnement de la première en gérant ce cas de figure. Il a été démontré précédemment que durant la résonance, la tension aux bornes de l'association T_x, D_x, C_x est minimum lorsque le courant dans l'inductance L_{AC} est nulle. Au lieu de mesurer ce courant à l'aide d'un capteur additionnel, nous choisissons de dériver la mesure de tension existante et de comparer le résultat avec une référence en théorie de valeur nulle. Depuis son niveau initial jusqu'au passage par son minimum, la tension est continûment décroissante, la référence est alors choisie légèrement positive afin d'anticiper les temps de propagation de l'ordre d'amorçage. Enfin, au démarrage du convertisseur, la première mise en conduction n'est évidemment pas précédée d'un blocage. Aucune résonance n'a donc lieu et les deux premières fonctions sont inopérantes. Notre troisième fonction, appelée *watchdog*¹¹, force alors l'amorçage après une temporisation supérieure au temps mort maximum envisagé. Le déclenchement de cette temporisation est synchrone avec l'ordre d'amorçage en provenance du contrôle-commande. Cette fonction joue également un rôle sécuritaire en cas de défaillance des deux autres dispositifs.

Ces trois fonctions délivrent des autorisations d'amorçage durant la fenêtre d'amorçage, mais également à l'extérieur de celle-ci. Par exemple, la fonction de dérivation deviendra active durant la demi-période où l'interrupteur sera bloqué et la tension stable. Pour éviter tout amorçage non désiré, le pilotage effectif de l'interrupteur est conditionné à la présence synchrone d'un ordre d'amorçage

11. Anglicisme utilisé pour désigner une fonction de protection qui redémarre un système si une tâche ne s'est pas exécutée dans un délai imparti

en provenance du contrôle-commande et d'une autorisation d'amorçage d'une ou de plusieurs fonctions de détection. La réalisation de ces deux fonctions est assurée par une porte logique & et une OU.

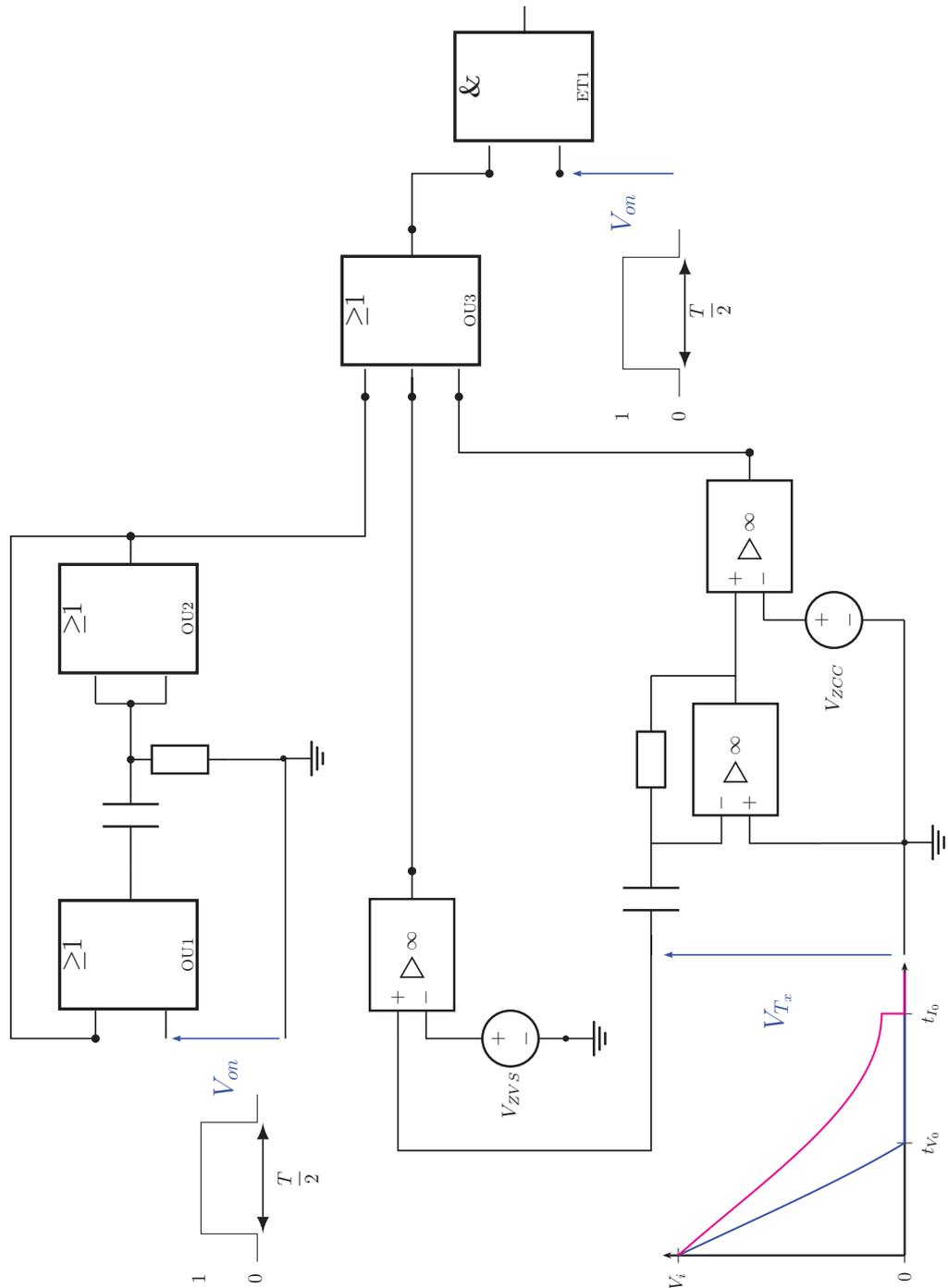


FIGURE 4.27: Schéma de principe du module SSTO

4.4 Estimation des pertes semi-conducteurs

L'exercice de comparaison de la section 3.1.2 s'est achevé par la présence de deux solutions utilisant des interrupteurs de type IGBT. La configuration définitive n'avait pas pu être adoptée en l'absence d'une topologie identifiée pour le convertisseur. La description de la topologie DAB1 et les équations présentées dans les paragraphes précédents comblent désormais cette carence. L'estimation des pertes dans les semi-conducteurs avait déjà permis d'éliminer une partie des solutions s'offrant à nous au début de la phase de conception. En effet, dans le bilan des pertes, ces pertes sont en général majoritaires et l'apport de celles des composants passifs, sans être négligeable, pèse peu sur le rendement final. Les pertes demeurent alors le critère de sélection adapté à notre besoin. La même approche est donc choisie pour départager les deux dernières options.

Dans la confrontation qui va suivre, l'estimation des pertes se doit d'être plus fine si l'on souhaite différencier efficacement les deux configurations. C'est pourquoi en plus des pertes par conduction, les pertes par commutation vont être intégrées au calcul. La première étape de notre évaluation consiste à placer, après avoir choisi l'inductance L_{AC} , le cycle de puissance de référence sur les courbes de puissance de la topologie. Ce positionnement, représenté dans la figure 4.28, nous permet de connaître l'angle de déphasage associé à la puissance et donc de déterminer les valeurs des courants moyens et efficaces dans les interrupteurs ainsi que les valeurs I_0 , I_1 et I_2 . Ces variables sont calculées à l'aide de blocs fonctionnels dans le même simulateur de circuit que précédemment.

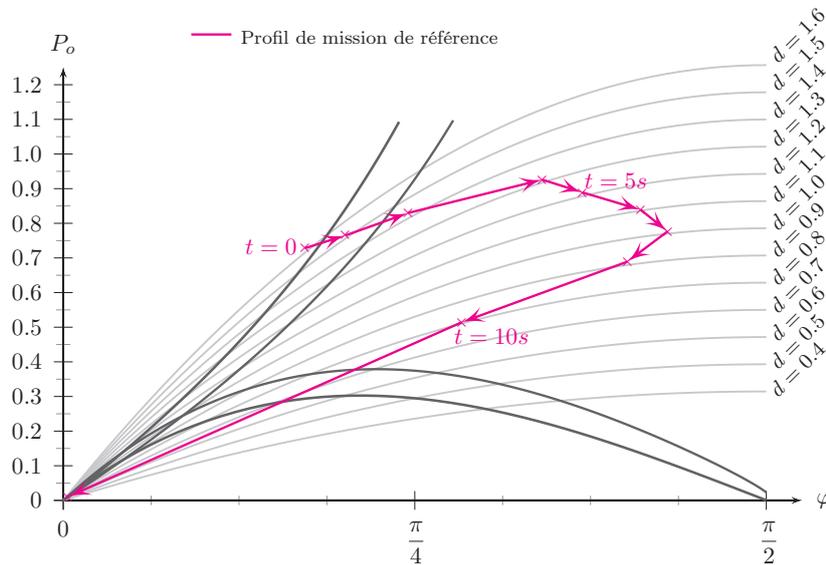


FIGURE 4.28: Placement de la puissance issue de la période de charge du profil de mission de référence (cf. figure 2.6)

Le courant efficace obtenu est alors utilisé pour calculer les pertes par conduction. Contrairement aux solutions MOSFET, les interrupteurs bipolaires, dont

font partie les IGBT, ne peuvent être modélisés durant la conduction par une simple résistance. Leur chute de tension à l'état passant est dépendante de la température et du courant circulant dans le composant. Nous avons alors choisi d'utiliser un module dédié pour le calcul des pertes¹². Ce module s'appuie sur des données constructeurs introduites sous forme de table dans le logiciel pour fournir, à chaque pas de calcul, les pertes à l'état passant dans le composant. Grâce à ce programme additionnel, il est également possible d'obtenir les pertes par commutation. Cependant, le dispositif fournit des valeurs en relation avec les documentations constructeurs dans lesquelles les pertes dans le cas de la commutation douce ne sont pas précisées. Nous n'utiliserons alors ce module que pour les pertes en conduction. Pour notre estimation des pertes en commutation, nous utilisons l'hypothèse suivante : les pertes à l'amorçage des interrupteurs ainsi que celle des diodes sont considérées comme négligeables. L'éventuelle décharge des capacités snubber lors d'amorçage va être intégrée dans le calcul des pertes restantes : les pertes au blocage.

Le comportement lors de la fermeture d'un IGBT fait appel à des phénomènes physiques complexes. Pour tenter de les reproduire en simulation, plusieurs formes de modèle ont d'ailleurs été proposées durant ces trente dernières années [243, 244, 245, 246]. Les modélisations les plus complètes reproduisent fidèlement le comportement en utilisant des formulations issues de la physique des semi-conducteurs. Outre, les ressources matérielles non négligeables réclamées par ces modèles, les formulations intègrent généralement des paramètres liés au processus de fabrication des puces. Ces coefficients, différents chez chaque fondeur, ne sont pas disponibles facilement et leurs obtentions passent malheureusement souvent par des étapes de *retro-engineering* fastidieuses [247]. Nous préférons alors utiliser un modèle simple et empirique qui reflète suffisamment le comportement du composant durant la commutation pour estimer les pertes.

Notre modèle, illustré dans la figure 4.29, considère la décroissance de courant dans le composant selon deux pentes. La première est assimilable au blocage d'un MOSFET. Durant cette première étape, qui dure 80% du temps de descente t_f donnée par le constructeur, le courant initial chute de deux tiers. La seconde pente représente le phénomène du courant de queue propre à ce type de composant. Le tiers restant est alors évacué de la puce au bout de $5t_f$ pour les modèles 600 volts et $6t_f$ pour leurs homologues 1200 volts. La durée estimée du courant de queue de notre modèle est bien supérieure à celle mesurée sur un composant réel en commutation dure (cf. figure 4.29). Cependant, lorsque l'évolution de la tension aux bornes du composant n'est plus dépendante de celui-ci mais limitée par un circuit extérieur, le champ électrique dans le semi-conducteur est fortement réduit. La recombinaison d'une partie des porteurs, qui s'effectue par évacuation de charges vers l'extérieur, est ralentie par la réduction de ce champ électrique. Lors d'un blocage avec une capacité snubber en parallèle, la durée du courant de queue est alors augmentée [248, 249]. Notre modèle intègre ce phénomène avec l'augmentation de la durée de la seconde pente.

12. thermal module intégré dans le logiciel PSIM de Powersys

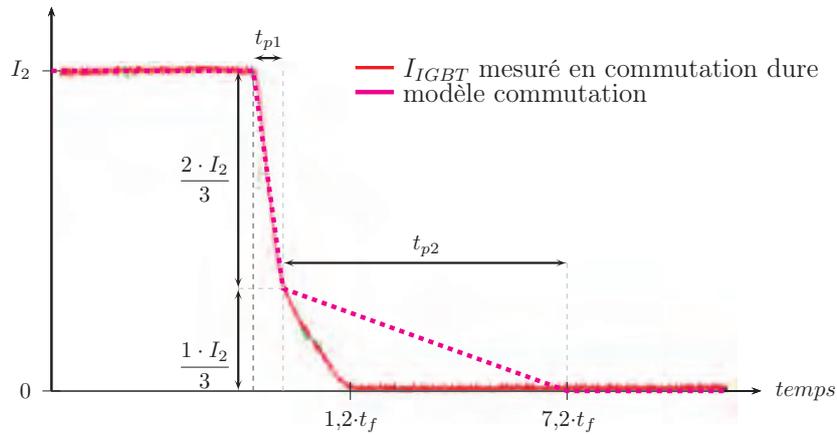
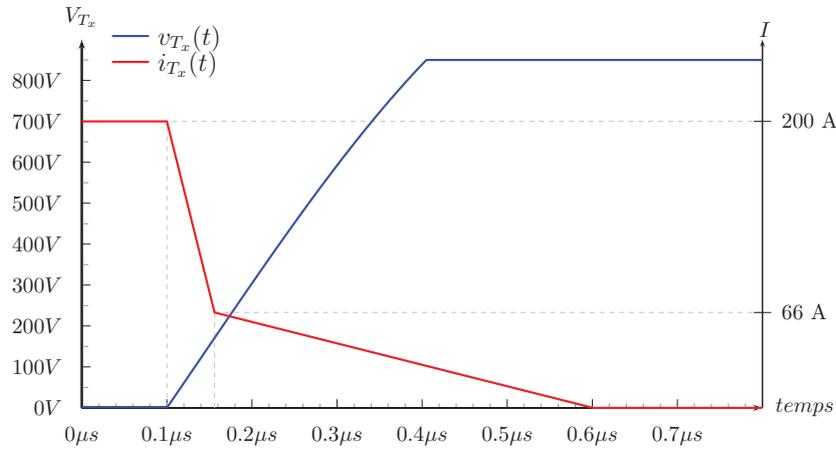


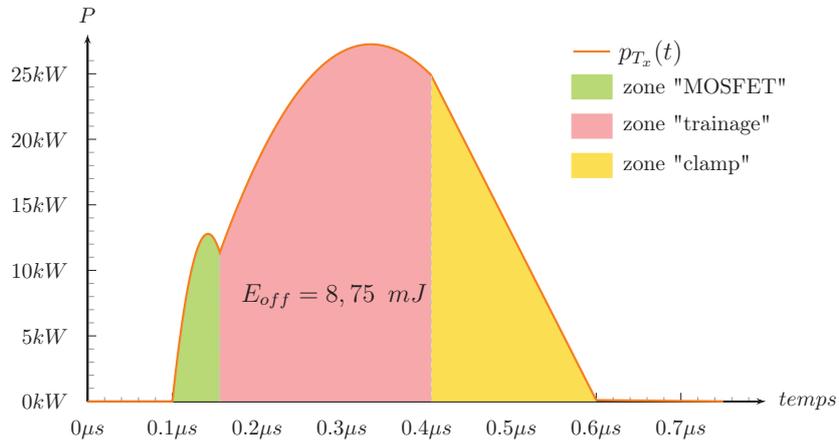
FIGURE 4.29: Courant lors du blocage d'un IGBT Eupec de calibre 300 A et modèle utilisé dans l'outil de calcul

L'évolution de la tension aux bornes du composant est elle imposée par le circuit résonnant extérieur et va dépendre des conditions initiales au début du mode. L'énergie de commutation E_{off} est alors obtenue en intégrant le produit de la décroissance du courant à deux pentes avec la tension $V_{C_x}(t)$ durant le blocage (cf. figure 4.30 et 4.31). Lorsque le convertisseur fonctionne dans la zone de pleine commutation douce, la puissance traversant l'IGBT durant la commutation se décompose en trois régions distinctes. L'évolution de cette puissance est représentée dans la figure 4.30(b). Le premier secteur, correspond à une coupure rapide du courant apparentée à celle d'un MOSFET. L'énergie associée est généralement faible puisque la chute de courant est rapide et la tension encore faible. La seconde zone correspond à la présence du courant de queue et d'une tension croissante selon les équations de la résonance. La dernière aire débute lors de la conduction de la diode opposée qui force la tension aux bornes du composant à la tension bus. L'évolution de la puissance suit alors celle du courant de queue restant. Si le convertisseur sort de la zone de blocage doux, la tension bus n'est jamais atteinte et, comme illustrée dans la figure 4.31(b), la dernière zone n'apparaît plus. La valeur des énergies de commutation est clairement dépendante des paramètres initiaux de la résonance, de la zone de fonctionnement du convertisseur et des valeurs prise par le couple $\{L_{AC}; C_x\}$. Durant les cycles de récupération ou de restitution de notre système, ces paramètres vont, hormis les éléments passifs, évoluer dans de grandes proportions. De plus, l'ajout potentiel de pertes lors de la décharge de la capacité à faible puissance n'implique pas forcément une croissance des pertes avec celle de la puissance transitée. Une évaluation exacte du rendement impose de connaître les énergies de commutation sur toute la plage de fonctionnement. Dans ce but, une feuille de calcul automatique a été développée à l'aide d'un logiciel dédié au calcul automatique¹³.

13. Mathcad de PTC <http://fr.ptc.com/product/mathcad/>



(a)



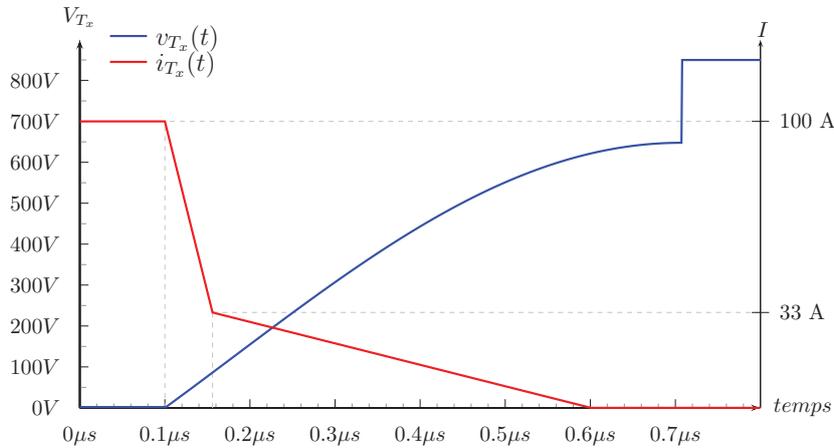
(b)

FIGURE 4.30: Tension et courant aux bornes d'un IGBT (a) et puissance dans le composant lors d'un blocage en commutation douce. Le tracé est effectué à partir des données de l'IGBT SKIM306GD12E4 de Semikron. L'inductance de résonance vaut $3,4 \mu H$, les capacités snubber valent $33 nF$ et le courant initial est de $200 A$

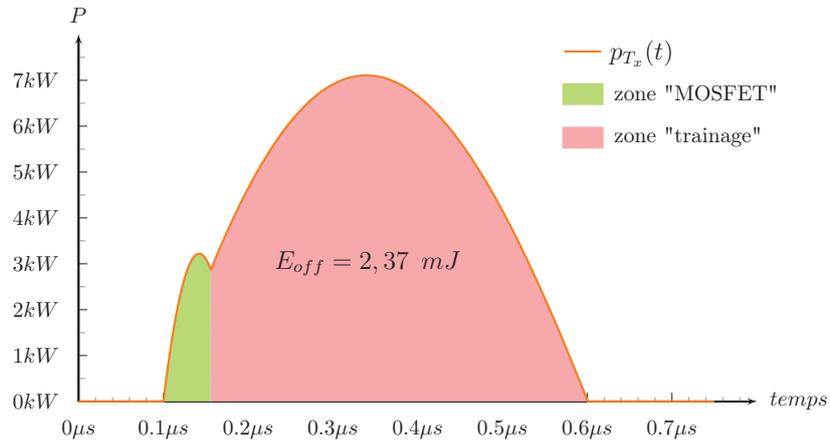
Cet outil calcule, pour chaque référence d'IGBT, des énergies de blocage en fonction des paramètres d'entrée suivants :

- le calibre en tension et en courant du composant ;
- le temps de descente en commutation dure du composant issu de la documentation constructeur ;
- la valeur de la capacité snubber ;
- la valeur l'inductance L_{AC} .

À partir de ces données initiales, le programme constitue d'une part, une liste de tensions bus allant de 10% à 100% du calibre en tension et d'autre part, une liste



(a)



(b)

FIGURE 4.31: Tension et courant aux bornes d'un IGBT (a) et puissance dans le composant lors d'un blocage en commutation douce. Le tracé est effectué à partir des données de l'IGBT SKIM306GD12E4 de Semikron. L'inductance de résonance vaut $3,4 \mu H$, les capacités snubber valent $33 nF$ et le courant initial est de $100 A$

de courants initiaux avant la résonance de 10% à 150% du calibre en courant. Pour la commutation douce complète, le temps t_{V0} et la durée de décroissance du courant sont calculés. L'intégration de la puissance est faite jusqu'au plus grand de ces deux temps. Dans le cas où la commutation se situe en dehors de la zone de commutation douce, c'est le temps t_{low} qui remplace le temps t_{V0} . De plus, l'énergie restante dans la capacité, qui est relative à un amorçage, est ajoutée à celle du blocage. Notre outil de calcul fournit donc, en connaissant la référence du composant et la valeur du couple $\{L_{AC}; C_x\}$, des énergies sous forme matricielle selon deux paramètres : la tension bus et le courant avant

commutation. Le tableau ainsi généré est alors incorporé dans notre simulation. Durant un cycle de référence, et ce à chaque pas de calcul, les énergies sont sélectionnées dans la matrice en adéquation avec les tensions bus et les courants I_0 ou I_2 en cours. Si les valeurs actuelles ne correspondent pas exactement à celles du tableau, une valeur est calculée à l'aide d'interpolations. Les énergies sont alors multipliées, à chaque pas de calcul, par la fréquence de découpage choisie et le résultat est ajouté aux pertes par conduction. Cinq références proposées par deux constructeurs ont ainsi été testées pour comparaison de leur performances. Le rendement moyen, pour les deux solutions et pour chaque référence, est alors calculé à partir des résultats de simulation temporelle. Les figures 4.32 et 4.33 dressent le bilan de ces simulations.

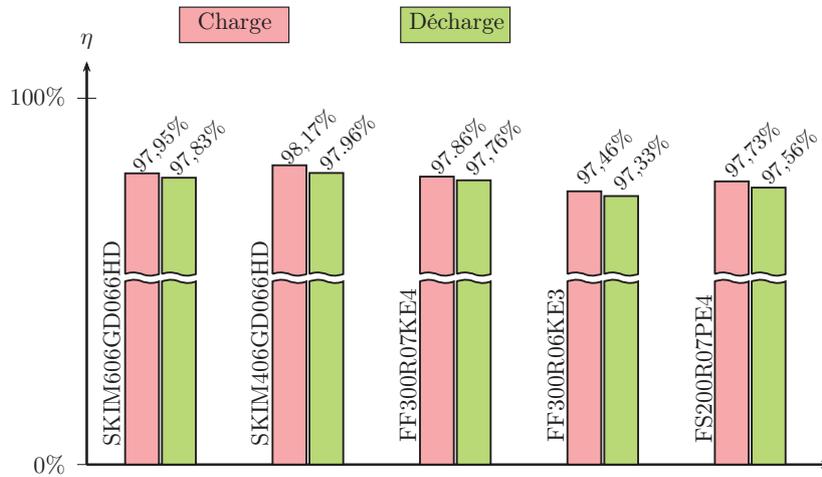


FIGURE 4.32: Rendements moyens calculés selon l'équation 2.5 pour la solution n°6 à une fréquence de 12.5kHz

Afin d'assurer une comparaison équitable, les simulations sont faites à fréquence de découpage et pulsation de résonance identique. Bien que la différence soit très légère, la solution n°6 est moins performante que sa concurrente. Pour une fréquence de 12,5 kHz, le rendement objectif de 98% ne serait d'ailleurs obtenu qu'avec la deuxième option. En analysant plus précisément la répartition des pertes, on observe que les pertes par conduction représentent environ 77% pour la solution 6 et 83% pour la solution 7 des pertes totales. Le rendement global est donc fortement tributaire de ces pertes prédominantes. En effet, avec la mise en cascade au primaire, la chute de tension totale est multipliée par autant de cellules mises en série. Au secondaire, le courant étant identique quel que soit le nombre de modules en série, la multiplication de cellules amène également une augmentation proportionnelle de la chute de tension. Même si les pertes aux blocages des IGBT de calibre 600 V sont inférieures à celles de leurs pendants 1200 V, la chute de tension des trois cellules en série pénalise définitivement la solution n°6. Le calcul des pertes en commutation est basé sur des modèles simplifiés de la commutation. La véracité des énergies obtenues reste à vérifier. Néanmoins, la méthode présentée ci-dessus a été appliquée aux deux

solutions de manière identique. Nous pouvons alors les comparer, à défaut de valeurs absolues exactes, relativement l'une de l'autre.

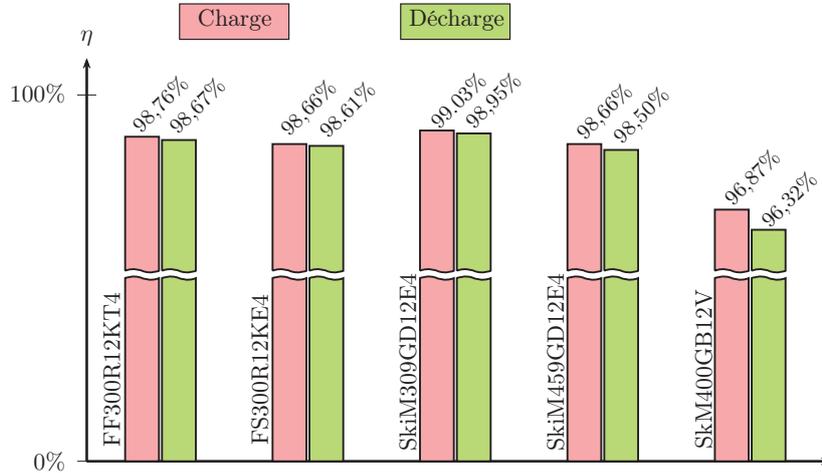


FIGURE 4.33: Rendements moyens calculés selon l'équation 2.5 pour la solution n°7 à une fréquence de 12.5kHz

Depuis les sept solutions initialement considérées, deux études ont, en estimant le rendement, permis de distinguer la solution synthétisant au mieux les besoins de notre système d'économie d'énergie. Chaque armoire de récupération URE sera alors équipée de deux convertisseurs DAB3 associés en cascade au primaire et connectés chacun à un pack de 6 bi-modules supercondensateurs en série au secondaire.

4.5 Conception des composants magnétiques

Si l'on souhaite obtenir la meilleure densité de puissance pour notre convertisseur, nous nous devons d'utiliser le caractère intermittent de notre système. Le choix de ses composants est évidemment fait pour qu'ils supportent la puissance maximale mais pour ne pas les sous-utiliser, nous devons également intégrer l'évolution de puissance ainsi que les temps de pause dans notre conception. La sélection des semi-conducteurs a été dictée par la tenue aux surtensions et par les tensions bus pour le calibre en tension et par le courant maximal les traversant pour le calibre en courant. Il est malheureusement difficile de tirer partie de l'inertie thermique de tels composants. En effet, leur constante de temps thermique est inférieure à la seconde alors que la durée des cycles de transfert est de plusieurs dizaines de secondes. À l'inverse, les composants magnétiques, étant beaucoup plus volumineux et constitués de matériaux massifs, possèdent une constante thermique allant de quelques dizaines de minutes à plusieurs heures pour les plus imposants. Leur réponse à une succession de sollicitations de quelques secondes sera lissée par les capacités thermiques de leurs

matériaux. Dans la section qui va suivre, nous allons donc considérer notre puissance de référence comme une suite de points permanents espacés d'une durée de Δt appelée pas de temps. Pour chaque pas du cycle ainsi discrétisé, nous allons alors calculer, en appliquant les méthodes usuelles, les pertes fer et cuivre des composants magnétiques pour, *in fine*, évaluer les pertes moyennes sur un cycle. Ces pertes seront le critère de validation des choix de noyaux, section et nombre de tours de notre dimensionnement.

4.5.1 Évolution des grandeurs caractéristiques

Tension d'excitation du transformateur

Les deux onduleurs de la topologie *DAB1* délivrent chacun une tension de sortie carrée. Le courant de magnétisation du transformateur est donc de forme triangulaire. La magnétisation de celui-ci est ainsi effectuée par la sortie de l'onduleur primaire, si l'inductance L_{AC} est au secondaire, ou par celle de l'onduleur secondaire, si l'inductance est au primaire. Dans notre application, nous avons choisi de placer l'inductance au primaire. L'évolution de l'induction relative dans les noyaux du transformateur est alors directement liée à celle de la tension du pack de supercondensateurs. La figure 4.34 illustre l'évolution de l'induction durant le cycle de référence.

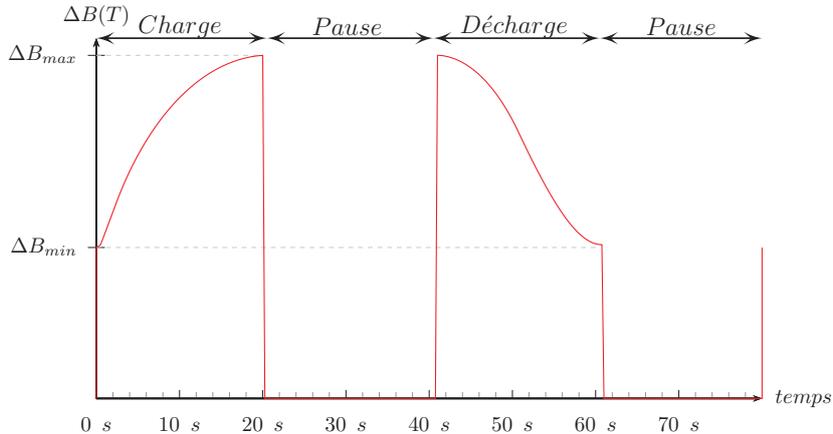


FIGURE 4.34: Évolution de l'induction durant le cycle de référence

Courant dans les bobinages

L'inductance L_{AC} et le transformateur *TrSf* étant en série dans cette structure, le courant les parcourant est identique. Ce courant est assujéti à la puissance transférée durant le cycle. Les sections utilisées dans les bobinages dépendent de la valeur efficace de ce courant. L'expression de celui-ci est conditionnée au type d'opération du convertisseur [250]. Ainsi, l'équation 4.56 donne la formule du courant $I_{L_{AC}}$ efficace en mode abaisseur et l'équation 4.57 en mode élévateur.

$$i_{L_{Ac eff}} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\frac{I_1^2}{3} \left(\frac{\varphi T}{2\pi} - t_b \right) + \left(\pi - \frac{\varphi T}{2\pi} \right) \left(I_1^2 + \frac{(I_2 - I_1)^2}{3} + 2I_1 - I_2 \right) + \frac{I_2^2 t_b}{3} \right]}$$

$$\text{avec } t_b = \frac{T \left[nV_i + V_o \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right) \right]}{4(nV_i + V_o)} \quad (4.56)$$

$$i_{L_{Ac eff}} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\frac{I_1^2}{3} \left(\frac{\varphi T}{2\pi} - t_b \right) + \left(\pi - \frac{\varphi T}{2\pi} \right) \left(I_1^2 + \frac{(I_1 - I_2)^2}{3} + 2I_2 - I_1 \right) + \frac{I_2^2 t_b}{3} \right]}$$

$$\text{avec } t_b = \frac{T \left[V_o + nV_i \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right) \right]}{4(nV_i + V_o)} \quad (4.57)$$

4.5.2 Conception du transformateur *TrSf*

Choix d'un matériau pour le transformateur

Afin de réduire le volume du composant, l'induction maximale ΔB_{max} durant le cycle, doit s'approcher de l'induction à saturation du matériau sélectionné. De plus, entre le début de la charge, ou de la décharge, et la fin de celle-ci, l'induction dans le matériau varie d'un rapport 2. Au vu de l'importance de cette dynamique, l'induction à saturation devra être la plus élevée possible pour maximiser l'utilisation du matériau. Le rendement moyen estimé dans la section 4.4 était à peine supérieur à l'objectif fixé. Les pertes apportées par les composants magnétiques, et donc par le transformateur, doivent rester faibles pour aboutir au rendement désiré. Nous avons alors besoin d'un matériau ayant une forte induction à saturation et de faibles pertes fer pour une fréquence de découpage située entre 8 et 20 kHz.

Dans l'arsenal de matériaux couramment utilisés en électrotechnique, les matériaux nanocristallins semblent tout adaptés à notre besoin. Ils possèdent une induction à saturation de l'ordre de 1,1 tesla et un niveau de pertes proche de celui des ferrites qui sont largement utilisés dans les convertisseurs. Ce matériau est un alliage ferreux dont la formulation exacte est propre à chaque fabricant. Cet alliage a été, lorsqu'il était encore en fusion, refroidi sur une roue par un gradient de température élevé qui l'oblige à rester dans un état amorphe. Cette opération donne lieu à un ruban de *verre de fer* de quelques micromètres d'épaisseur extrêmement fragile. Un post-traitement va cristalliser partiellement le matériau provoquant alors des *îlots* de cristallisation dans un matériau amorphe. C'est cette seconde opération qui lui confère de bonnes performances magnétiques. Cependant, le format de base et les mauvaises propriétés mécaniques ne permettent pas de façonner ce ruban dans toutes les formes de noyaux utilisées en électrotechnique. Initialement, le ruban était enroulé pour former un tore autour duquel les bobinages étaient réalisés. Le noyau ainsi réalisé est parfois encapsulé

dans un boîtier plastique ou recouvert d'un traitement pour éviter qu'il ne s'effrite sous la contrainte. Malheureusement, cette forme torique de noyau est mal adaptée aux composants de forte puissance. En effet, le coefficient de remplissage de la fenêtre de bobinage est assez faible et l'utilisation, pour les forts courants, de feuillard de cuivre rend difficile les opérations de bobinage. Depuis quelques années, une autre forme de noyau est proposée par les fabricants. Ces noyaux sont réalisés en enroulant le ruban autour d'un mandrin oblong. Le noyau ainsi assemblé est ensuite imprégné. Après séchage du vernis, le noyau est coupé en deux noyaux en forme de C. Pour finir, les surfaces en regard sont rectifiées afin d'assurer un bon contact mécanique et retirer les éventuels courts-circuits provoqués par la coupe. Ces différentes étapes supplémentaires altèrent les propriétés mécaniques du noyau. L'importance de la transformation est fortement liée au savoir-faire du fabricant. Actuellement, peu d'informations sont disponibles au sujet de ces noyaux *C-Core*. Nous décidons alors de sélectionner deux fabricants de noyaux dont les capacités théoriques seraient adaptées à la confection de notre transformateur. Il s'agit du matériau FINEMET du constructeur Hitachi Metals et du VITROPERM 500 de Vacuumschmelze.

Pertes fer dans le transformateur

Avant de calculer les pertes fer dans le noyau, nous devons nous assurer au préalable que la saturation de celui-ci n'atteint jamais la saturation quel que soit le point de fonctionnement. L'excitation maximale aux bornes du transformateur intervient pour la tension maximale du pack de supercondensateurs, soit 600 V. Le nombre de tours au secondaire et la section de fer doivent alors être choisis pour respecter l'équation 4.58 et ainsi ne pas dépasser l'induction à saturation du matériau.

$$n_2 \cdot A_e \geq \frac{2 \cdot V_{o_{max}}}{f_{dec} \cdot B_{sat}} \quad (4.58)$$

Lorsque que le nombre de tours et la section de fer ont été choisis, nous pouvons alors déterminer les pertes fer à chaque pas de temps. Le calcul des pertes fer utilise la formulation empirique proposée à la fin du XIX^e siècle par Charles Proteus Steinmetz [251]. Cette méthode utilise l'équation 4.59 pour évaluer les pertes dans les matériaux en supposant que l'induction est de forme sinusoïdale. Les coefficients k_1 , a et b de cette formule sont obtenus à l'aide des mesures effectuées sur plusieurs échantillons à plusieurs fréquences et niveaux d'induction.

$$p_{fer} = k_1 \cdot f^a \cdot B^b \quad (4.59)$$

Les documentations des deux constructeurs ne fournissent pas suffisamment de données pour évaluer ces paramètres. Nous allons alors nous appuyer sur les informations issues de [252] pour un pré-dimensionnement. Il faudra néanmoins que les résultats théoriques obtenus soit confirmés par des mesures. Les pertes fer sont alors calculées pour chaque portion en utilisant la décomposition harmonique du signal jusqu'au rang 9. La figure 4.35 illustre l'évolution de ces pertes avec une des références de noyaux retenues durant un cycle de référence.

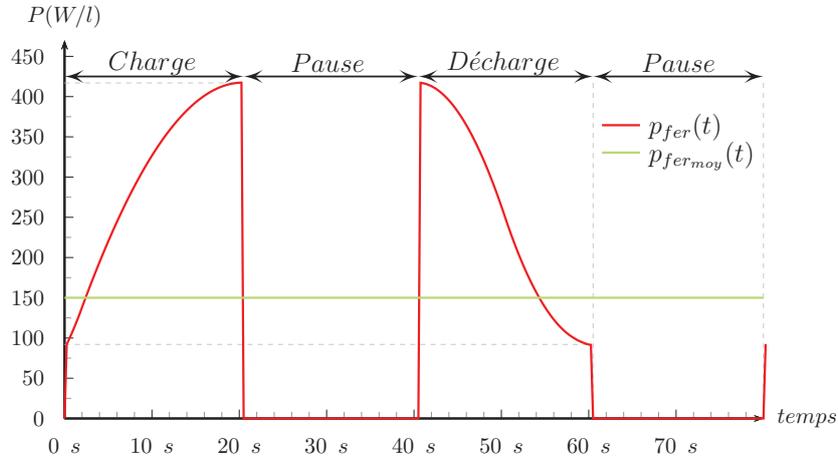


FIGURE 4.35: Évolution des pertes fer pour 4 noyaux F3CC0063 et 6 tours au secondaire

Un composant magnétique a une capacité limitée d'évacuation de ces pertes. L'expertise d'Adeneo dans le domaine, nous soumet une valeur maximale de 150 W/l pour ce type de noyau. À partir des valeurs discrètes, nous obtenons une valeur moyenne des pertes qui est ainsi comparée à cette limite. Si, avec les paramètres choisis initialement, le seuil est dépassé, le nombre de tours ou la section de fer est alors augmentée.

Pertes cuivre dans le transformateur

Les pertes cuivre dans un bobinage sont causées par la résistance des conducteurs au passage du courant. La résistivité est dépendante du matériau, de la section et de la longueur des conducteurs. La section nécessaire est déterminée en utilisant une densité de courant usuelle de 4 A/mm². La longueur des conducteurs dépend du périmètre total des noyaux et du nombre de tours déterminé précédemment. En supplément de la résistance du conducteur à basse fréquence, le comportement haute fréquence est à prendre en compte dans notre estimation. En effet, lorsqu'ils sont bobinés proches l'un de l'autre, les conducteurs, en particulier les feuillets ou méplats, sont soumis aux champs magnétiques de leur voisins qui vont détourner les courants vers les surfaces en vis-à-vis. Cet effet de peau imposé par ces consorts est appelé effet de proximité. Il résulte de ce phénomène, une diminution de la surface utile du conducteur et donc une augmentation de la résistance. Le ratio entre la résistance à fréquence nulle et son équivalent en haute fréquence est fonction du nombre de tours, du facteur de forme du conducteur, de l'espacement entre les conducteurs et évidemment de la fréquence du signal. Pour connaître ce ratio, nous utilisons alors la méthode énoncé par Dowell [253] dont les courbes de la figure 4.36 sont issues. Par conséquent, le calcul des pertes cuivre utilise ce ratio ainsi que la valeur efficace du courant issue de l'équation 4.56 ou 4.56 pour chaque pas de temps. La moyenne de ces pertes sur un cycle est alors calculée. Comme pour les noyaux, les bobinages possèdent une limitation sur leurs capacités à évacuer ces pertes

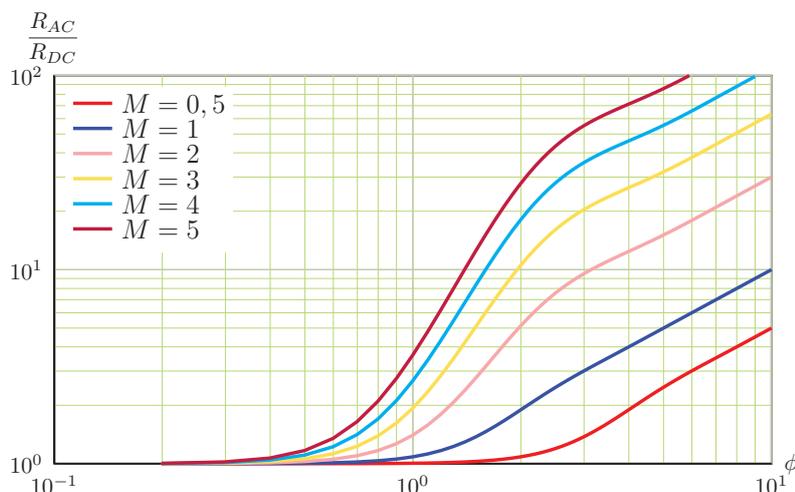


FIGURE 4.36: Courbes de Dowell indiquant le ratio R_{AC}/R_{DC} dans un bobinage en fonction des paramètres ϕ et M définis dans [228]

moyennes. La valeur maximale à ne pas dépasser est en lien avec l'enchevêtrement des bobinages et évidemment avec le nombre de tours superposés. Le nombre de tours et le périmètre du bobinage sont, comme il a été précisé dans la section précédente, également liés aux pertes fer. Toute modification de ces paramètres va alors impliquer une modification simultanée des pertes fer et pertes cuivre moyennes. Plusieurs configurations doivent alors être examinées et le meilleur compromis doit être retenu.

Plusieurs démarches pour le dimensionnement d'un transformateur d'électronique de puissance, comme celle du produit des aires, sont déjà proposées dans la littérature. Grâce à celles-ci, il est possible d'obtenir le minimum de pertes ou le volume minimum en fonction de conditions fixées au départ. Cependant, ces techniques considèrent le composant dans un point de fonctionnement permanent. Comme aucune inertie n'est prise en compte, ces approches ne sont pas suffisamment pertinentes pour tirer le maximum des matériaux. Nous avons alors rassemblé les équations relatives aux pertes des noyaux et des bobinages, et également aux coûts des matériaux dans une feuille de calcul automatisé. Chaque configuration est ainsi calculée en utilisant ces équations. Les solutions sont ensuite départagées selon les pertes, le volume et le coût de chacune d'entre elles. Si nos choix initiaux amènent un dépassement des valeurs seuil, une nouvelle itération avec de nouveaux paramètres est alors nécessaire.

4.5.3 Conception de l'inductance L_{AC}

Dans les conditions de notre application, la valeur maximale de l'inductance L_{AC} ne dépasse pas les quelques microhenrys (cf. équation 4.13). Pour connaître la valeur de l'inductance à réaliser, il faut soustraire à cette valeur théorique l'inductance de fuite du transformateur et celle apportée par le câblage. De plus,

le courant transité par ce composant vaut plusieurs centaines d'ampères. Ceci implique, avec la densité de courant usuelle, un conducteur de section importante. Dans une conception *classique*, la fenêtre de bobinage est remplie au maximum. L'évacuation des pertes cuivre devient alors difficile et le matériau n'est pas utilisé à son maximum. Nous proposons alors une approche alternative pour réaliser ce composant. Le principe, dont un exemple est illustré dans la figure 4.37, repose d'une part sur la capacité d'évacuation des pertes de la plaque à eau et d'autre part sur la faible inductance nécessaire dans notre application. En effet, nous souhaitons favoriser la dissipation thermique au détriment de la compacité du composant. Pour cela, les câbles reliant les composants magnétiques aux deux onduleurs vont être mis à profit. L'inductance propre de ces câbles, valant environ 200 nH/m, n'étant pas suffisante pour atteindre la valeur cible, nous proposons de *torsader* ces câbles autour de noyaux magnétiques fixés sur la plaque froide. Cet agencement améliore grandement l'évacuation des pertes. En outre, des estimations indiquent que le coût d'un tel composant n'est pas supérieur à celui d'une solution *classique*.

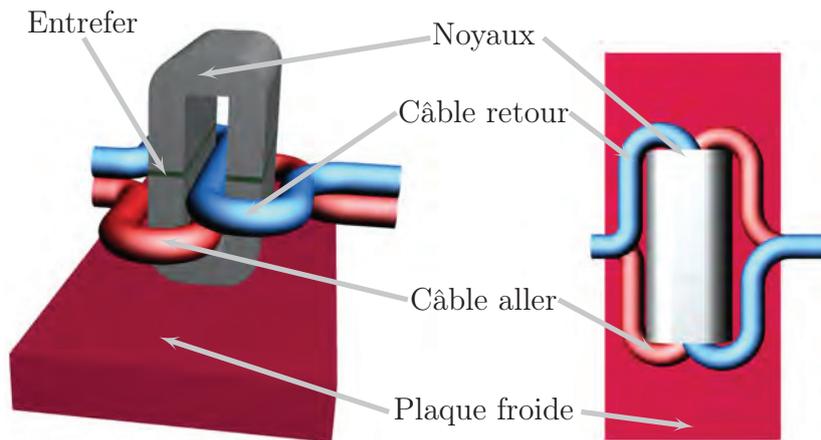


FIGURE 4.37: Proposition de réalisation de l'inductance L_{AC} en *torsadant* les câbles d'amenée de courant autour de noyaux

Choix d'un matériau

L'inductance est parcourue par un courant uniquement alternatif variant énormément durant les cycles. Les contraintes appliquées au matériau sont donc proches de celles du transformateur. Cependant, l'évacuation des pertes fer n'est, dans ce cas, pas ou peu gênée par la présence du bobinage. Un matériau à très faible pertes, comme le nanocristallin, n'est alors pas nécessaire. Nous choisissons donc le matériau amorphe AMCC qui possède une valeur élevée d'induction à saturation et des pertes relativement faibles dans notre gamme de fréquence.

Pertes fer et pertes cuivre

Le calcul des pertes fer est équivalent à celui effectué pour le transformateur hormis le fait que le ΔB est imposé par le courant dans l'inductance. Le calcul des pertes cuivre est identique à celui exécuté pour le transformateur. Il n'est donc pas nécessaire de détailler ces deux parties.

Simulation thermique

La disposition proposée pour la fabrication de l'inductance est inédite pour la société Adeneo. Aucun retour d'expérience ne peut alors être exploité pour valider le niveau de pertes dans le composant. Afin de garantir le bon fonctionnement du composant dans le convertisseur, des simulations thermiques ont été effectuées à l'aide d'un logiciel de résolution à éléments finis¹⁴. Les simulations ont été abordées selon deux axes. D'abord, une simulation statique en utilisant les pertes moyennes obtenues avec la feuille de calcul est réalisée. Puis dans un second temps, une simulation dynamique avec une succession de cycles de pertes comme ceux de la figure 4.35 permet de valider l'hypothèse du lissage des pertes par les matériaux du composant. De la simulation statique, illustrée dans la figure 4.38, la température finale du noyau supérieur est extraite. Elle est ensuite mise en balance avec la valeur moyenne de cette même température durant la simulation dynamique, illustrée dans la figure 4.39. Le régime

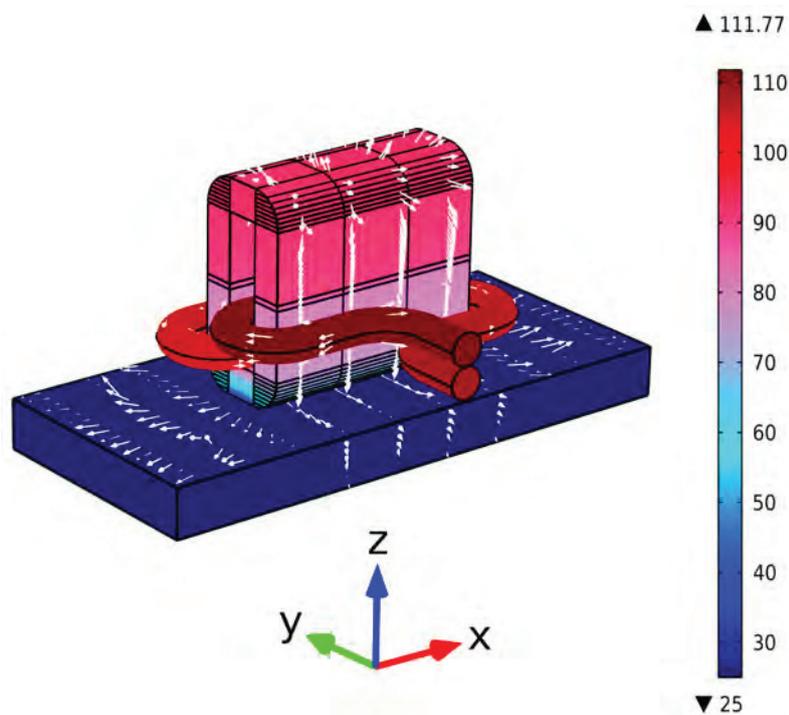


FIGURE 4.38: Résultats de la simulation statique pour 3 noyaux AMCC032

14. COMSOL multiphysics <http://www.comsol.com>

transitoire dure plus de 4 heures. Il n'est évidemment pas possible de simuler le fonctionnement du composant durant tout ce temps. Plusieurs simulations successives de 640 secondes ont alors été réalisées à partir de la température initiale de 20°C jusqu'à la stabilisation de la température.

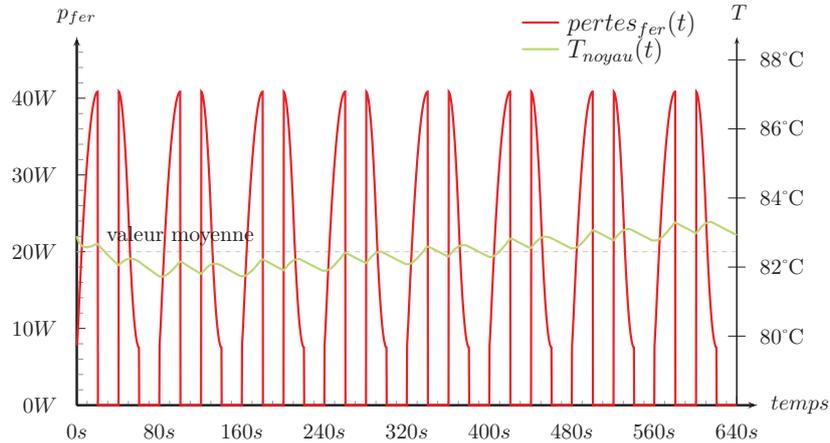


FIGURE 4.39: Pertes dans les noyaux et température du noyau supérieur durant une simulation dynamique avec 3 noyaux AMCC032 sur un cycle en régime stabilisé de 640 secondes

La valeur moyenne atteinte avec l'approche dynamique est conforme à celle obtenue avec la résolution statique du problème. L'hypothèse de lissage des pertes sur un cycle de référence est ainsi vérifiée. Ces simulations valident également le choix d'agencement des conducteurs autour des noyaux puisque les températures maximales sont bien inférieures aux limites acceptables pour ce type de matériau. Enfin, l'inertie thermique du composant, mise en évidence dans la simulation additionnelle de la figure 4.40, autoriserait des dépassements temporaires de la puissance nominale du convertisseur. Cette faculté serait très utile durant les périodes de récupération les plus intenses de la journée.

Les connaissances acquises durant ce chapitre portent aussi bien sur le fonctionnement de la topologie *Double Active Bridge* à l'échelle du découpage avec l'étude de la variation de la réactance X_{AC} mais également sur les mécanismes se déroulant à l'échelle des commutations grâce aux descriptions des amorçages et blocages à l'intérieur et à l'extérieur des zones de commutation douces. L'évaluation des pertes des semi-conducteurs a été obtenue à partir d'hypothèses fortes qui demandent d'être validées. Par ailleurs, en l'absence de données existantes, des suppositions ont été faites sur les performances des nouveaux matériaux magnétiques. Leurs compétences, fortement liées à la fabrication, restent encore à confirmer d'un point de vue pratique. Les validations expérimentales qui seront présentées dans le chapitre suivant ont pour but de consolider les postulats afin d'entériner les outils de calcul développés pour la conception de notre système.

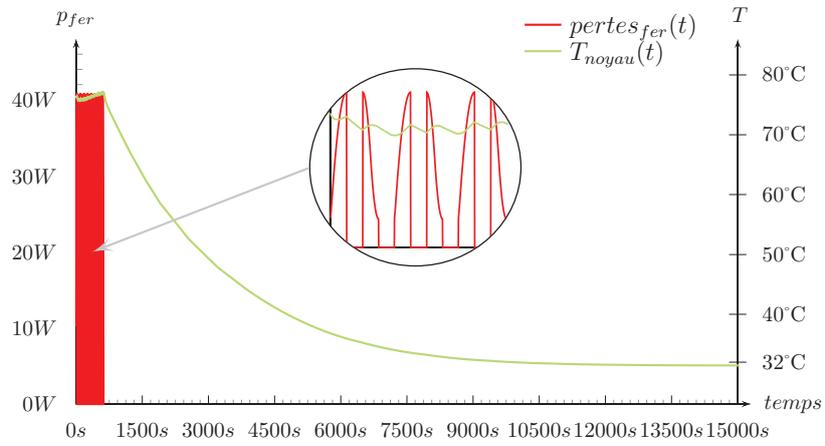


FIGURE 4.40: Pertes dans les noyaux (rouge) et température du noyau supérieur durant une simulation dynamique (vert) avec 3 noyaux AMCC032 sur un cycle en régime stabilisé de 640 secondes puis un arrêt de fonctionnement d'environ 3 heures et demie

Chapitre 5

Validations expérimentales

A FIN DE confirmer tous les aspects prometteurs de notre futur convertisseur, une validation expérimentale s'avère indispensable. Cette vérification est constituée de quatre parties. D'abord, une maquette à l'échelle 1/9^{ième} a été réalisée au laboratoire Ampère. Puis, une partie du convertisseur ainsi réalisé a été utilisée dans le but de caractériser deux types de noyaux nanocristallins. Ensuite, la commande proposée dans la section 4.3.3 a été implantée dans une carte allumeur et testée sur un banc de test dédié. Ce même banc a d'ailleurs permis de corroborer le calcul des pertes aux blocages des semi-conducteurs. Un démonstrateur incluant deux convertisseurs à topologie **DAB3** est en cours de test à l'heure de la rédaction de ce manuscrit. Une description de celui-ci sera effectuée à la fin de ce chapitre.

5.1 Convertisseur à échelle réduite

L'objectif de ce convertisseur est dans un premier temps d'appréhender le fonctionnement de la topologie **DAB1**, puis dans un second temps, après une mise à jour du convertisseur, de fonctionner avec la structure **DAB3**. La source d'alimentation continue la plus importante du laboratoire a une puissance de 45 kW. Le convertisseur a donc été dimensionné en adéquation avec cette puissance. Afin de pouvoir simuler des cycles de récupération, un banc de 120 cellules supercondensateurs assemblées en série joue le rôle de charge. Les caractéristiques électriques du convertisseur sont listées dans le tableau 5.1.

Tension ligne max	500 volts
Tension pack min	120 volts
Tension pack max	310 volts
Puissance max	40 kW
Fréquence de découpage	12 kHz

Tableau 5.1: Caractéristiques électriques de la maquette de laboratoire

CHAPITRE 5. VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES

Les constituants de la topologie sont listés dans le tableau 5.2. La dissipation thermique est assurée par de l'air pulsé depuis un ventilateur vers un canal constitué de trois dissipateurs. Deux de ces radiateurs sont assignés aux modules IGBT et le dernier à la dissipation des composants magnétiques. La commande est réalisée par un contrôleur PXI de National instruments. Ce module est composé d'une carte incluant un FPGA¹ pour la génération des ordres de commande et d'une carte d'acquisition pour la supervision et les aspects sécuritaires. Une interface entre ce module et le convertisseur a été réalisée pour, entre autres, générer les ordres de commande sous forme optique, ou isoler les mesures de température des modules IGBT.

Composant	Référence	Caractéristiques
C_i	FFLI6L0397K	$390\mu F$; 1000 V ; $60 A_{eff}$
C_o	FFLI6L0397K	$390\mu F$; 1000 V ; $60 A_{eff}$
C_x	R73QN 2220	$22nF$; 1000 V ; $11 kV/\mu s$
T_1 à T_{12}	SKiM306GD12E4	1200 V ; 300 A
L_{AC}	4 Noyaux U93/76/30	$10 \mu H$; $I_{sat}=300 A$ 10 tours
$TrSf$	4 Noyaux F3CC0063	$n = 1/2$ 12 tours primaire 6 tours secondaire

Tableau 5.2: Caractéristiques des composants du convertisseur de laboratoire

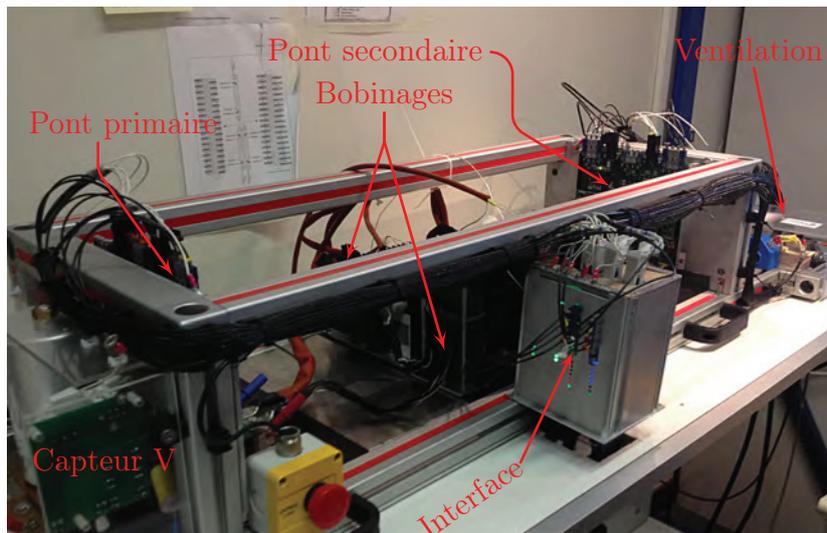


FIGURE 5.1: Photographie de la maquette à échelle réduite

1. *field-programmable gate array*

Les deux composants magnétiques ont été assemblés au laboratoire. L'inductance L_{AC} respecte une construction classique pour ce type de composant bobiné. À l'inverse, comme le montre la figure 5.2, le transformateur se distingue par une conception pensée pour bénéficier des capacités du matériau nanocristallin. L'extraction de la chaleur est alors confiée à des drains thermiques composés d'une pièce en aluminium recouverte d'un matériau d'interface. Ce matériau doit être souple pour compenser les écarts de planéité des surfaces en contact. Il doit également pouvoir isoler électriquement les deux surfaces métalliques en contact tout en ayant une bonne conductivité thermique. Dans cette application, c'est un matelas en silicone dopé qui est choisi². La dissipation s'effectue donc par conduction des drains vers le dissipateur lui-même refroidi par l'air.

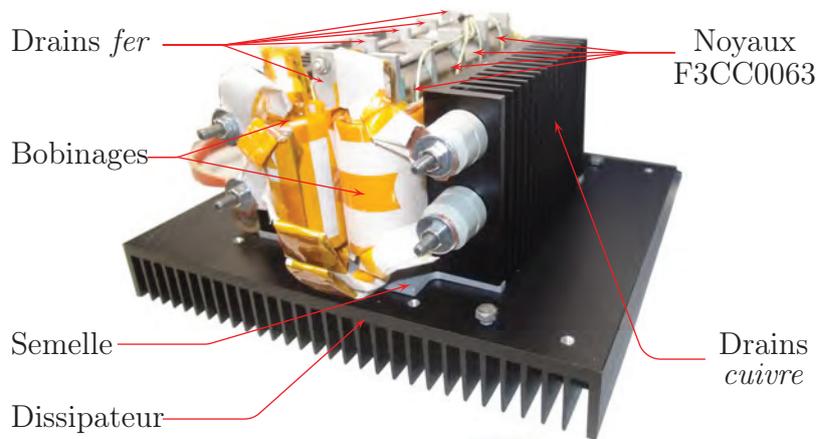


FIGURE 5.2: Transformateur de 40 kVA refroidi par les drains thermiques

Le transformateur a été conçu, en l'absence d'informations suffisantes, en se basant sur des hypothèses de calcul. Une mesure thermique, illustrée dans la figure 5.3, a ainsi été menée pour confirmer ces suppositions. Le secondaire du composant a alors été excité par une tension carrée de rapport cyclique 1/2 et de fréquence 12 kHz. Le niveau de tension des créneaux correspond à la valeur moyenne de la magnétisation sur un cycle de fonctionnement, soit 163 volts. L'écart entre le point chaud du composant et la température ambiante de la pièce est inférieur à 50°C. Cette valeur est légèrement inférieure à nos estimations. Une fois le transformateur validé, le convertisseur a été testé dans les deux sens de transfert et pour une tension du pack supercondensateur allant de 120 volts à 310 volts. L'alimentation n'étant pas réversible, la décharge est opérée dans une résistance de puissance. Le comportement de la structure est identique au fonctionnement théorique. Un exemple de mesure prise sur le convertisseur est donné dans la figure 5.4. La mesure du rendement est rendue difficile du fait de l'évolution constante de la tension de sortie. Un système de mesure simultanée de la tension et du courant d'entrée, cadencée durant un cycle, a été envisagé mais en l'absence de ressources, il n'a pas pu être développé.

2. GAPPAD VO ultrasoft de Bergquist

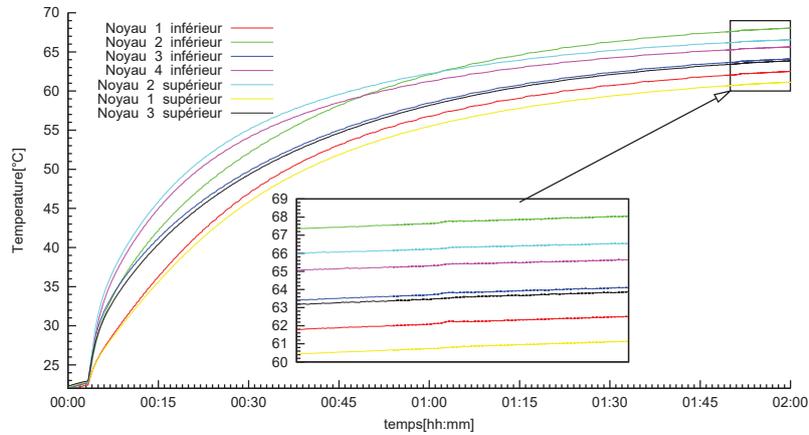


FIGURE 5.3: Mesure de la température des noyaux sur le transformateur soumis à l'excitation moyenne avec une température ambiante de 23°C

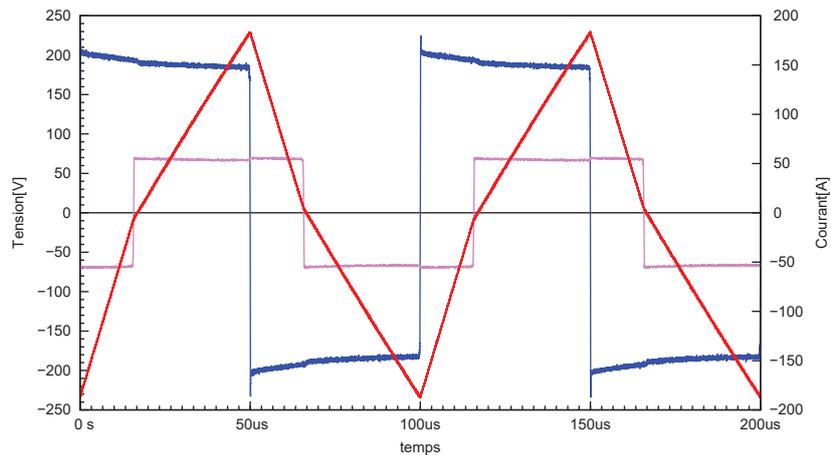


FIGURE 5.4: Tension de sortie du pont primaire (bleu), du pont secondaire (violet) et courant dans l'inductance L_{AC} durant la charge. La puissance de sortie vaut 12 kW

5.2 Caractérisation des noyaux magnétiques

Les estimations des pertes fer effectuées dans la section 4.5.2 sont basées sur le peu d'informations disponibles dans la littérature ou fournies par le fabricant. Ces pertes de référence sont parfois mesurées sur un noyau torique ou sur un cadre Epstein. Malheureusement, les opérations de découpe et d'imprégnation subies par un noyau *C-Core* modifient ces pertes. Même lorsque les pertes ont été obtenues à partir d'un circuit coupé, elles peuvent être différentes pour des noyaux de même forme mais de taille différente. De plus, aucune donnée concernant la dispersion de fabrication n'est avancée par les constructeurs. Cette

absence de chiffre a motivé la réalisation d'un banc de caractérisation. Le but de ces caractérisations est de connaître le niveau de pertes des noyaux lorsqu'ils sont soumis aux signaux de la topologie *DAB1*. La mesure de ces pertes est basée sur une méthode indirecte d'acquisition de grandeurs électriques pour obtenir les grandeurs magnétiques. Cette approche ainsi que les résultats obtenus sont décrits dans les sections suivantes.

5.2.1 Mesure du champ H dans le noyau

Pour obtenir le champ H , nous allons utiliser le courant I_L circulant dans un premier bobinage enroulé autour du noyau. Le champ est lié à ce courant par l'équation 5.1.

$$H = \frac{mmf}{MLP} = \frac{n_1 \cdot I_L}{MLP} \quad (5.1)$$

avec MLP = parcours moyen du champ dans le noyau

5.2.2 Mesure du champ B dans le noyau

Pour obtenir le champ B , nous allons utiliser un *capteur de flux* qui est en réalité un bobinage concentrique au premier. En mesurant la tension aux bornes de ce second bobinage puis en appliquant l'équation 5.2, l'image du champ dans le matériau est obtenue.

$$B = \frac{\int V_2 dt}{n_2 \cdot A_e} + K \quad (5.2)$$

avec n_2 = nombre de tours du bobinage concentrique

et A_e = section effective du noyau

Cette méthode de mesure indirecte implique une intégration d'une grandeur électrique, la tension de sortie. Il n'est pas possible de déterminer la constante K . Les valeurs du champ seront à considérer uniquement en relatif.

5.2.3 Dispositif de mesure

Pour appliquer une tension de magnétisation carrée, un onduleur du convertisseur de la maquette est mis à profit. L'onduleur est alors alimenté par une source de tension variable. La commande du convertisseur permet de faire varier la fréquence de découpage entre 8 et 50 kHz. La mesure du courant est effectuée par une sonde à effet Hall [254]. La tension du bobinage secondaire est mesurée à l'aide d'une sonde passive [255]. Les équations 5.1 et 5.2 sont intégrées dans la mesure de l'oscilloscope.

Les pertes fer d'un matériau magnétique sont, comme indiqué dans l'équation 5.2, liées à l'énergie magnétique dissipée durant une période.

$$P_{fer}[W/kg] = \frac{f_{dec}}{M_v} \int_0^T H(t) \cdot dB(t) dt \quad (5.3)$$

avec M_v = masse volumique du matériau

Cette énergie est indirectement reliée au produit des deux grandeurs mesurées. Afin de réduire les erreurs de mesure dues au déphasage de ces deux signaux, une synchronisation est nécessaire. La sonde de tension, avec une capacité d'entrée de 9,5 pF, amène un retard jugé négligeable. L'électronique de traitement de la sonde de courant ajoute un délai sur la mesure. Ce retard peut être compensé en retardant la sonde de tension. Pour quantifier la compensation, une comparaison avec un shunt coaxial sur un signal triangulaire a été faite. Le signal de tension est alors retardé de 13 ns.

Les paramètres magnétiques tels que les pertes, la perméabilité relative ou l'induction à saturation sont dépendants de la température. Pour évaluer ces paramètres en fonction de la température, un capteur est placé au plus proche de l'entrefer. Cette zone est identifiée comme le point chaud du composant. Bien que cette mesure fournisse une indication précise de la température, une corrélation est également effectuée à l'aide d'une caméra thermique. En effet, les noyaux nanocristallins sont constitués d'un assemblage de rubans d'une dizaine de μm isolés les uns des autres par du vernis. La conductivité thermique du ruban est environ 80 fois meilleure que celle du vernis. La conduction thermique est alors différente selon le sens de la chaleur. Il est donc possible d'avoir un gradient de température important entre la température mesurée par le thermocouple et d'autres points dans le noyau. La caméra thermique rendra compte de ces éventuels gradients.

5.2.4 Résultats

La méthode de mesure, décrite ci-dessus a été appliquée à deux références de noyaux en provenance de deux constructeurs. La première référence est identique à celle choisie pour la réalisation du transformateur de la maquette, soit le noyau F3CC0063 utilisant le matériau Finemet d'Hitachi Metals [256]. La seconde référence, proposée par le fabricant allemand Vacuumschmelze, est le noyau T60102-L2157-W158-02 réalisé à partir du matériau Vitroperm 500 [257]. Les mesures ont été faites pour une fréquence de travail allant de 8 à 25 kHz sur quinze noyaux Hitachi et douze noyaux Vacuumschmelze. L'auto-échauffement du noyau est utilisé pour prendre des relevés à différentes températures. Les figures 5.5 et 5.6 illustrent deux exemples de mesures prises sur chaque référence.

Les résultats sont très différents d'une référence à l'autre et même en fonction des noyaux. D'abord, il ne semble pas avoir de comportement généralisé selon la température pour la perméabilité relative. Pour certains composants, la perméabilité augmente avec la température alors que pour d'autres elle diminue. Toutefois, l'évolution des pertes fer selon la température est stable. Comme pour les ferrites, les pertes diminuent lorsque la température augmente. Les mesures prises sur ces noyaux n'ont néanmoins pas mis en évidence de point d'inflexion. Ensuite, si l'on confronte les deux références, on observe une plus grande disparité sur les noyaux Hitachi, une perméabilité en moyenne plus faible et des pertes bien plus importantes que celles du concurrent allemand. Pour le noyau Vacuumschmelze, en considérant les échantillons testés, la dispersion de

fabrication est de l'ordre de 20%. Cette valeur est analogue à celle des ferrites usuels. Il apparaît clairement que, comme l'illustre la figure 5.7, la référence allemande est supérieure à son homologue japonaise. Des résultats détaillés de cette comparaison sont disponibles dans l'annexe C et dans la publication [258].

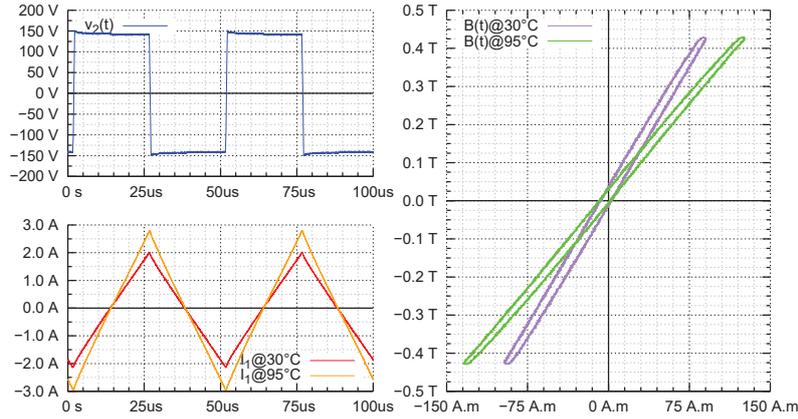


FIGURE 5.5: Mesure des pertes fer pour le noyau K (F3CC0063) à une température de 30°C et 95°C

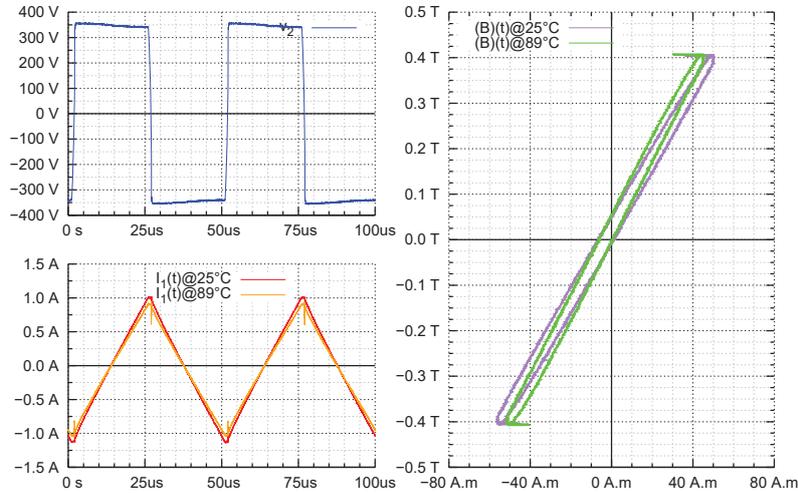


FIGURE 5.6: Mesure des pertes fer pour le noyau 1 (W158) à une température de 25°C et 89°C

Les niveaux de pertes recueillis grâce ces mesures doivent désormais être comparés à ceux obtenus, à conditions équivalentes, avec un matériau ferrite communément employé. Nous avons alors mesuré, avec la même méthode, les pertes d'un noyau ferrite type N87 [259] pour des inductions de 0,1 Tesla et 0,2 Tesla et des fréquences de 10 kHz, 15 kHz et 20 kHz. Les dimensions du noyau testé sont proches de celles du noyau type W158 [260]. Avec un niveau

de pertes identique, le matériau nanocristallin de Vacuumschmelze accepte une induction double de celle des ferrites alors que le noyau d’Hitachi réclame une induction inférieure. L’intérêt pour ces nouveaux matériaux est donc justifié à la seule condition d’utiliser les noyaux en Vitroperm 500.

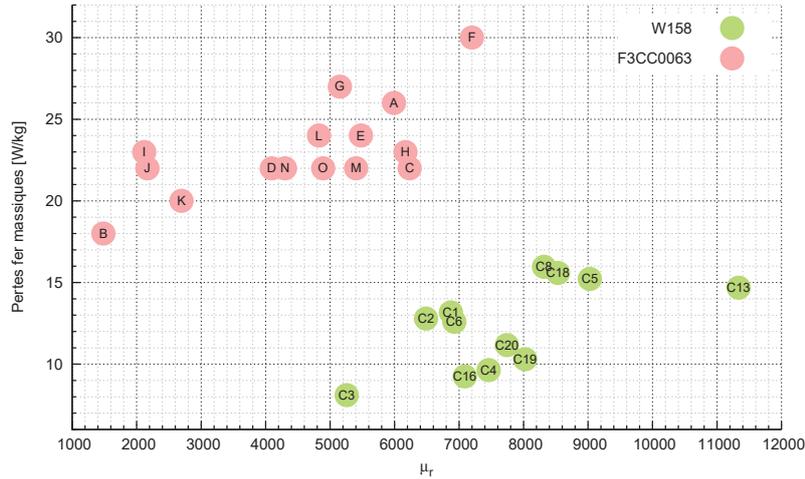


FIGURE 5.7: Diagramme de perte et perméabilité relative à température ambiante pour les deux références. Plus les performances du noyau sont élevées plus son placement se rapproche du coin inférieur droit

5.3 Caractérisation d’IGBT en commutation douce

Le déroulement du blocage des IGBT, tel qu’il a été décrit dans la section 4.4 repose sur un modèle empirique du composant. La validité de ce modèle a alors été vérifiée à l’aide d’un banc de caractérisation illustré dans la figure 5.8. Cet outil permet de mesurer les pertes au blocage pour les interrupteurs de la structure DAB1 en recréant les conditions initiales qui précèdent cette commutation. Pour se faire, le schéma utilisé, disponible dans l’annexe D, est une évolution du schéma original de la structure. Son mode de commande en double coup³ permet de se placer dans les conditions désirées de la résonance sans avoir recours à un système de refroidissement ni même à une charge en sortie du convertisseur.

3. Un coup ou une impulsion est une séquence prédéfinie de commande des interrupteurs. Une commande double coup revient alors à reproduire deux fois de suite la même séquence.

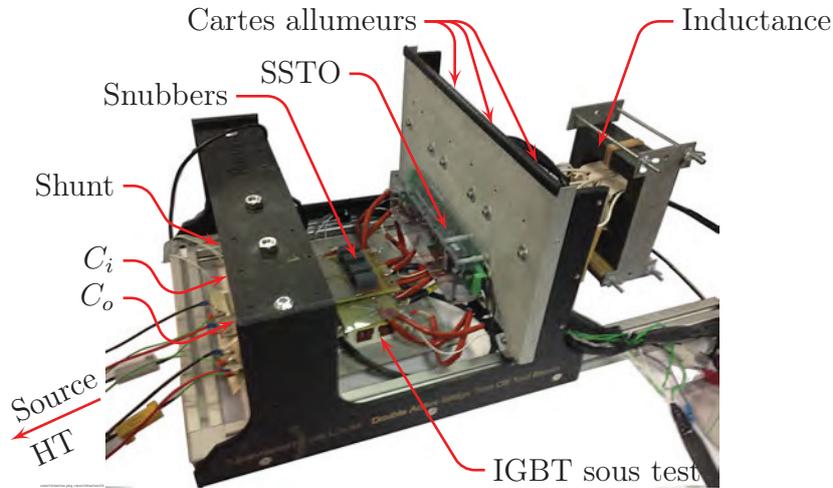


FIGURE 5.8: Photographie du banc de caractérisation au blocage en commutation douce

Ce banc est alors constitué de :

- I. Une plaque en aluminium qui joue le rôle de support du composant sous test. Des résistances de puissance sont vissées sur cette plaque dans le but de chauffer, via un régulateur extérieur, les puces du module. L'évolution des pertes en fonction de la température sera alors analysées.
- II. Un shunt coaxial [261] placé sur l'émetteur de l'IGBT inférieur d'un bras de pont. Cette mesure de courant inclut uniquement le courant de l'interrupteur et de la diode.
- III. Une inductance à cinq sorties. La valeur de l'inductance peut ainsi varier de $18,6 \mu H$ à $98,5 \mu H$ en fonction de la sortie connectée.
- IV. Des capacités snubber placées sur une carte. La connexion de celles-ci au module est assurée par des entretoises en laiton. Pour les essais, les valeurs de test sont de 22 nF et 47 nF .

Un générateur de signaux transmet les ordres de commandes à des cartes allumeurs qui pilotent séparément les six interrupteurs. Une alimentation haute tension [262] charge les capacités C_i et C_o aux tensions V_i et V_o . Cette source de tension est déconnectée durant la mesure pour s'affranchir de toutes perturbations. L'énergie de commutation est le résultat de l'intégration du produit durant le blocage de $v_T(t)$, mesurée avec une sonde passive [263], et de $i_T(t)$ obtenu avec le shunt. Cette durée est estimée à la lecture des courbes. Le début du blocage intervient dès la montée de la tension et la fin correspond à un courant nul dans l'interrupteur.

5.3.1 Résultats

Afin de juger de l'apport de la commutation douce, une première série de blocage en commutation dure a été mesurée. Ces valeurs ont servi de références

lors de la comparaison. Les figures 5.9 et 5.10 montrent alors la différence de comportement entre les deux types de commutation pour d'une part, la tension et le courant et d'autre part, la puissance dans l'interrupteur.

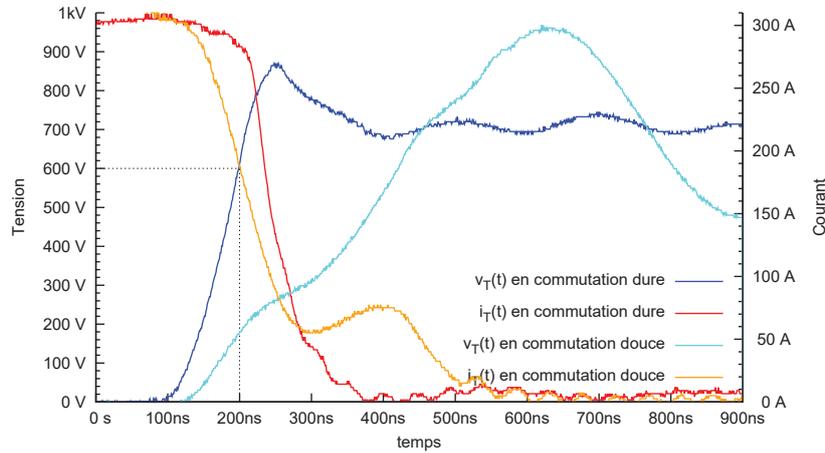


FIGURE 5.9: Tension et courant en commutation dure et douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$.

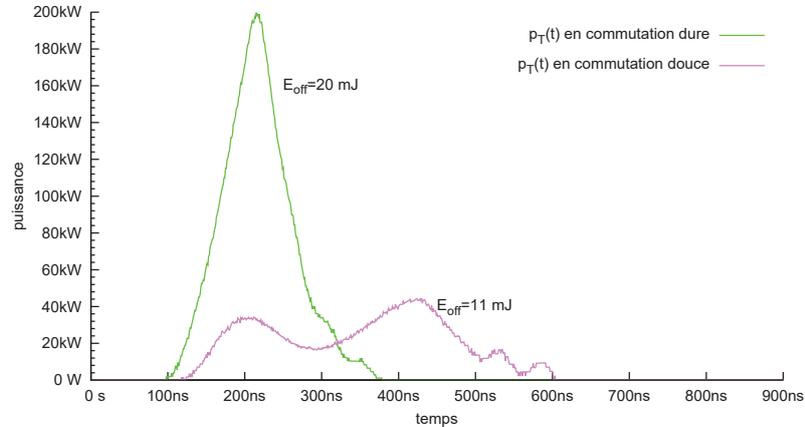


FIGURE 5.10: Puissance dans l'interrupteur en commutation dure et douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$.

Comme escompté, la chute du courant est, en commutation douce, synchrone avec la montée de tension. Par contre, en commutation dure, le courant ne commence à décroître qu'une fois la tension de l'interrupteur arrivée à la tension du bus. L'absence de cette première phase participe en partie à la réduction des pertes. L'augmentation attendue de la durée du courant de queue est également visible. À cette augmentation s'ajoute un second phénomène de renflement du

courant de queue. Ce comportement a déjà été observé et discuté dans la littérature sans qu’une explication ne soit réellement fournie [248, 264, 265, 249]. Ensuite, la réduction de la variation de tension, le dv/dt , est extrêmement significative. La pente passe de $6\text{ kV}/\mu\text{s}$ pour la commutation dure à $1,4\text{ kV}/\mu\text{s}$ pour une commutation douce avec une capacité de 47 nF . En commutation douce, l’allongement associé du courant de queue et de la montée de tension étale le blocage sur une durée plus longue. Cependant, le ralentissement de la montée de tension et l’absence de la première phase amènent à une réduction de 45% des pertes dues au blocage. Enfin, l’adoucissement des fronts de tensions améliore également le comportement CEM du convertisseur.

Lorsque la tension aux bornes de la capacité et donc de l’interrupteur arrive à la tension V_i , un phénomène important d’oscillation débute. Ces oscillations proviennent d’une seconde résonance entre la capacité snubber et une inductance composée de l’inductance parasite interne au module, de celle de la capacité snubber et des connexions. En effet, la conduction de $I_{L_{AC}}$, précédemment assignée à la capacité snubber est, à cet instant, transférée à la diode. Le courant présent dans l’inductance parasite ne pouvant s’annuler instantanément, les composants du schéma de la figure 5.11(a) entrent en résonance. Dans la diode, le courant issu de l’oscillation vient s’ajouter au courant $I_{L_{AC}}$. Cet effet de bord de la première résonance est inévitable. Néanmoins, la disposition du boîtier retenu pour la caractérisation augmente de façon significative ce comportement. Une grande partie de l’inductance parasite étant interne au module (cf. figure 5.11(b)), l’unique solution disponible est d’amortir le circuit à l’aide d’une résistance en série.

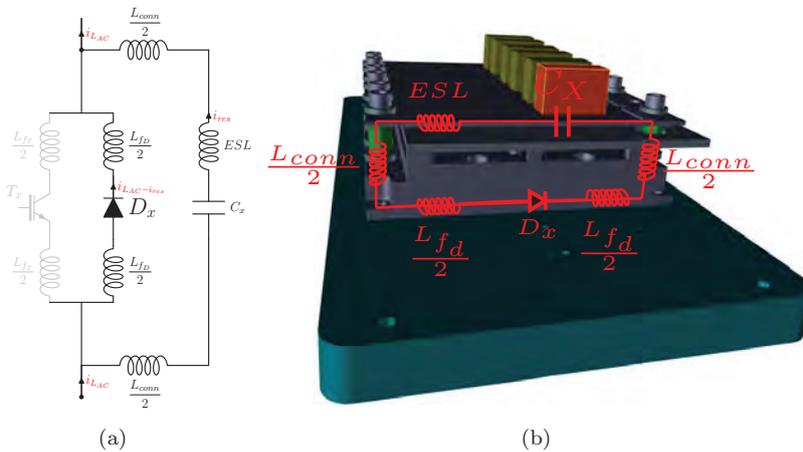


FIGURE 5.11: Circuit de la résonance secondaire lors de l’amorçage de la diode anti-parallèle et localisation physique sur le convertisseur.

L’étude de la commutation douce avait donné lieu à un outil de calcul qui, en se basant sur des équations, offre la possibilité de prédire les pertes au blocage. Les mesures prises sur le banc ont alors été comparées avec les grandeurs en provenance de cet outil. Les figures 5.12 et 5.13 illustrent cette comparaison.

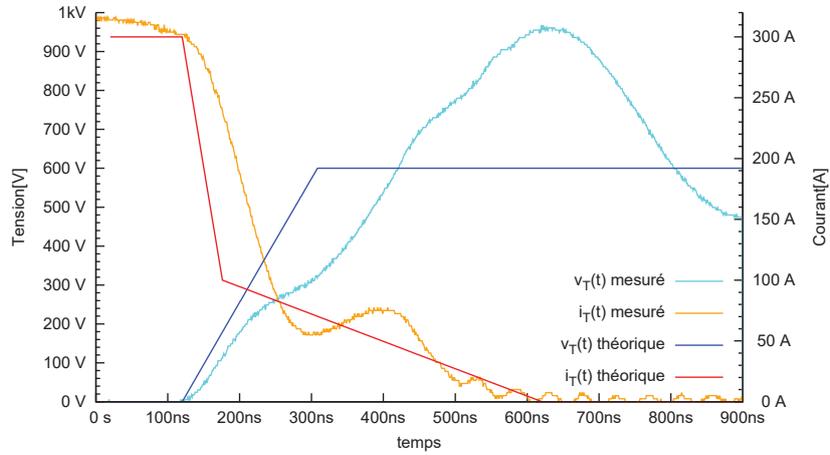


FIGURE 5.12: Tension et courant théoriques et mesurés durant un blocage en commutation douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$.

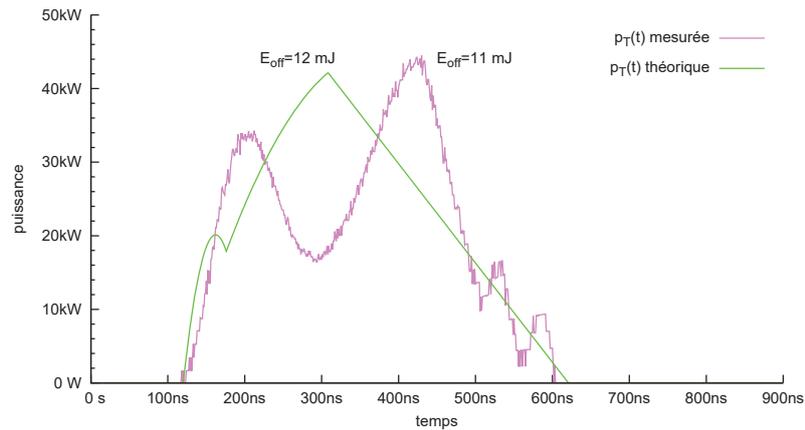


FIGURE 5.13: Puissance théorique et mesurée dans l'interrupteur en commutation douce avec $V_i=600$ volts, $V_o=300$ volts, $L_{AC}=18.6 \mu H$ et $C_x=47$ nF. La température des puces durant le test est de $25^\circ C$.

La durée totale de la commutation est identique dans la mesure et dans l'outil de calcul. Cependant, la durée de la décroissance est plus importante que prévue. Naturellement, ni la remontée du courant de queue, ni les oscillations après l'amorçage de la diode ne sont présents dans notre modélisation. L'ajout dans le modèle des oscillations de la seconde partie de la commutation n'est pas pertinent. En effet, ce phénomène augmente les pertes. L'objectif final est donc de l'éliminer et non de l'intégrer dans l'outil. La modélisation de la *bosse* du courant de queue semble nécessiter des équations complexes qui ne permettraient pas de générer aisément des matrices d'énergie de blocage comme cela a été fait précédemment. Enfin, l'allure de la puissance mesurée dans l'interrupteur est

assez proche de celle obtenue théoriquement. Un ajustement des durées et des proportions entre le courant de queue et la décroissance rapide de type MOSFET pourrait converger vers une concordance entre la pratique et la théorie.

5.4 Validation de la commande

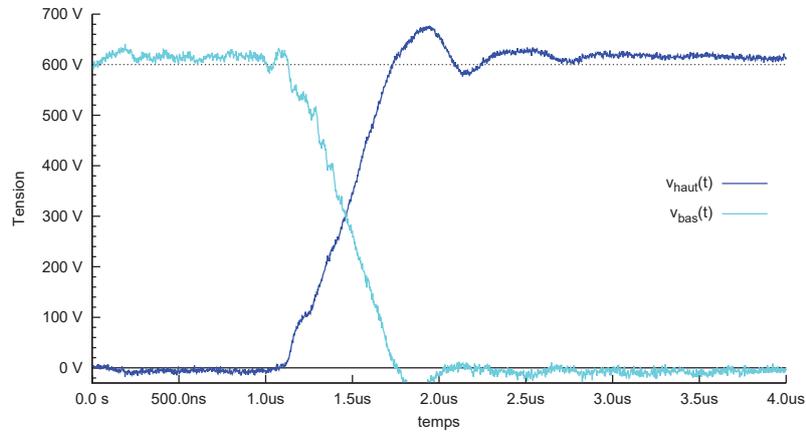
La commande proposée dans la section 4.3.3 a été intégrée dans une carte allumeur à six voies représentée dans la figure 5.14. Chaque voie est ainsi équipée de cette fonction nommée SSTO⁴. La validation de cette commande a été effectuée sur le banc de caractérisation utilisé pour la mesure de pertes. Au préalable, les oscillations observées précédemment ont été amorties à l'aide d'une résistance série de $0,35 \Omega$.



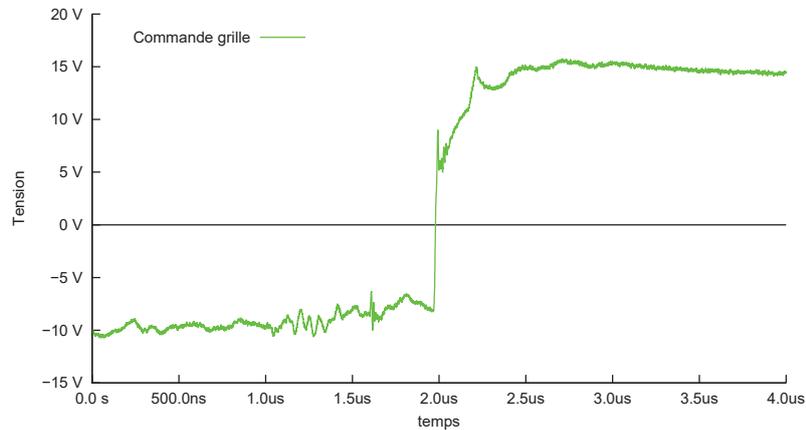
FIGURE 5.14: Photographie de la carte allumeur 6 voies incorporant la commande proposée

Le fonctionnement en thyristor dual, pour un courant coupé de 110 A, est illustré dans la figure 5.15. La grille de l'interrupteur est bien commandée lorsque la tension arrive à zéro.

4. *Smart Soft Turn-On*



(a)

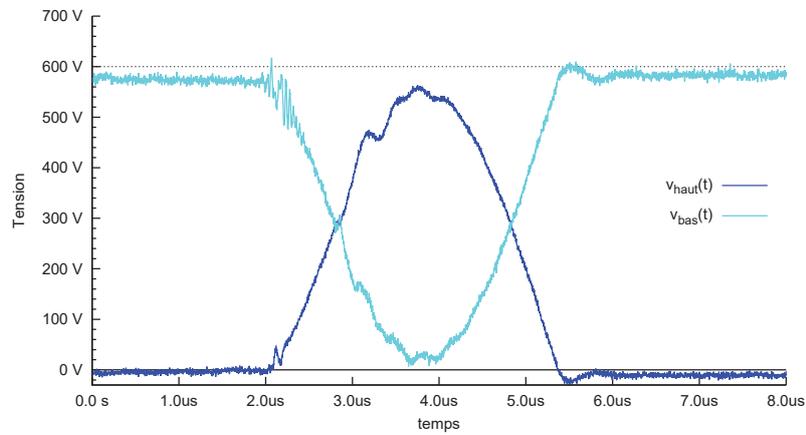


(b)

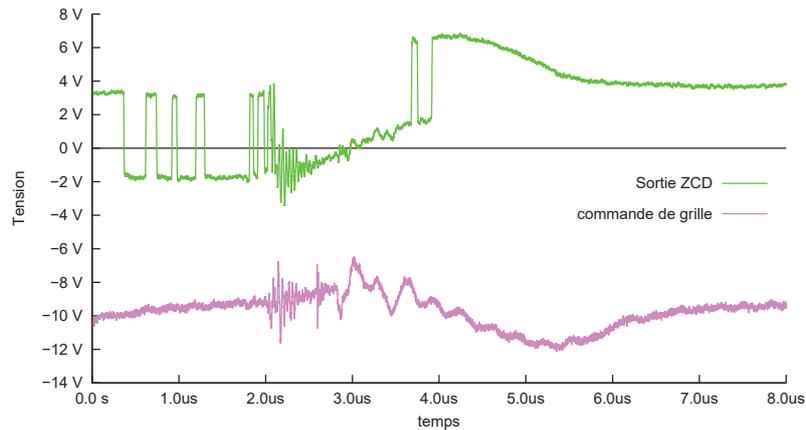
FIGURE 5.15: Tension aux bornes des deux interrupteurs d'un même bras (a) et commande de grille de l'interrupteur du haut (b) lors de l'amorçage à zéro de tension

La seconde fonction, appelée **ZCD**⁵, est ensuite testée. Afin de vérifier cette détection mais également l'impossibilité de la fonction thyristor dual à localiser l'instant de commutation, nous avons déconnecté la sortie de la fonction ZCD et instrumenté, en plus de cette sortie, la commande de grille. La figure 5.16 montre le résultat de ces mesures. La tension de grille, commandée uniquement par la détection de zéro de tension, reste au niveau bas durant toute la commutation. Si l'amorçage n'était commandé que par cette fonction, le convertisseur aurait dû s'arrêter. La détection du minimum bascule légèrement avant le creux de tension. La présence des rebonds n'est pas critique puisque l'amorçage est verrouillé.

5. *Zero Crossing Detection* en anglais soit détection du passage à zéro du courant



(a)



(b)

FIGURE 5.16: Tension aux bornes des deux interrupteurs d'un même bras (a) et sortie de la détection de minimum de tension (b) lors de l'amorçage à zéro de courant

La commande proposée permet donc d'assurer un amorçage optimal quelles que soient les conditions initiales de la résonance. Une validation complète de celle-ci va être effectuée durant le test du convertisseur installé dans le démonstrateur.

5.5 Démonstrateur

La finalité de ces travaux de thèse est de proposer une nouvelle version de récupérateur d'énergie. La réalisation d'un convertisseur incluant les méthodes industrielles s'inscrit alors naturellement à la fin de ce cycle de conception. Pour ce convertisseur, la topologie **DAB3** est retenue. La plus grande densité de puissance et la réduction du stress sur les composants passifs de cette version ont

joué en sa faveur lors de la décision. Afin de respecter, les contraintes dimensionnelles du système d'origine, le convertisseur est scindé en deux parties. La première partie, illustrée dans la figure 5.17(a), intègre les deux modules semi-conducteurs, l'appareillage ainsi que les cartes de contrôle et de commande. Le second bloc embarque les inductances L_{AC} et un transformateur triphasé utilisant les noyaux W158 caractérisés auparavant (cf.figure 5.17(b)).

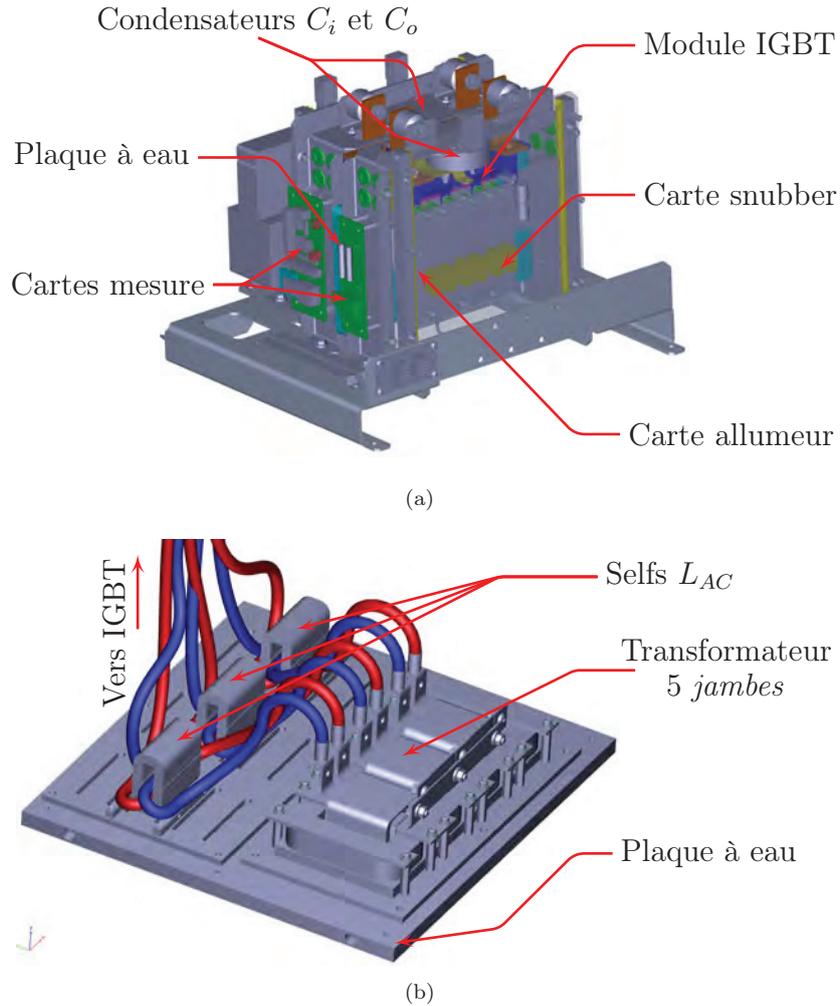


FIGURE 5.17: Modélisation 3D des modules CVS (a) et magnétique (b) du démonstrateur. La carte allumeur a été rendue transparente pour faire apparaître les composants situés sous celle-ci

Les objectifs de densité de puissance sont d'ores et déjà respectés puisque ,comme le montre la figure 5.18, le nouveau convertisseur transite une puissance plus importante dans un volume plus faible. Si les tests réalisés en ce moment

confirment l'étude théorique, la nouvelle mouture du système sera installée sur une ligne pour un test final en conditions réelles.

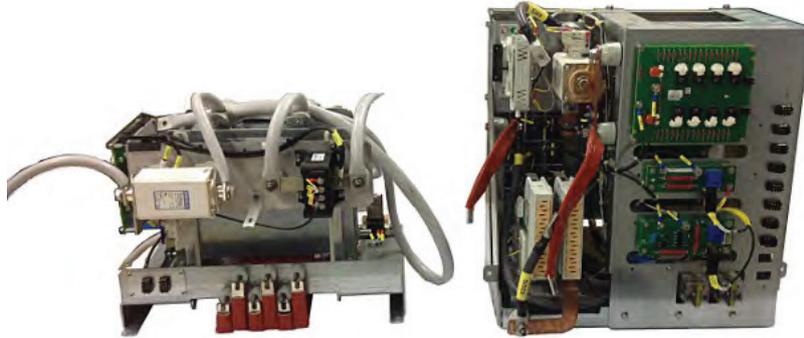


FIGURE 5.18: Convertisseur actuel (à droite) et futur convertisseur (à gauche) pour notre récupérateur d'énergie de freinage

Chapitre 6

Conclusion et perspectives

Le besoin d'un convertisseur dédié à la récupération d'énergie est à l'origine des travaux présentés dans ce manuscrit. Après avoir situé le transport ferroviaire urbain par rapport aux autres transports existants, les étapes clés du déplacement des véhicules de transports publics ont été présentées. Les conséquences sur le réseau électrique de ces mouvements ont ensuite été détaillées. Pour réduire l'impact des perturbations dues à ces déplacements, plusieurs systèmes de récupération d'énergie, avec ou sans stockage, existent déjà sur les réseaux. Un état de l'art des technologies de récupération et de stockage listant les avantages et inconvénients de chacune a alors été exposé. Enfin, une rapide description des économiseurs d'énergie concurrents pour lignes de transports urbains a clos l'introduction.

Le développement d'un équipement dans le domaine ferroviaire est extrêmement encadré par les aspects normatifs et les contraintes d'environnement. Le deuxième chapitre, a décrit, dans un premier temps, les obligations du domaine et les besoins spécifiques à l'application. Le système existant dans lequel notre futur convertisseur devra s'intégrer a par la suite été présenté. La différence avec notre évolution a ensuite été mise en évidence grâce une comparaison entre le système actuel, un système concurrent et le futur produit.

La conception a ensuite été abordée dans le chapitre suivant avec comme point de départ les sept possibilités d'agencement des éléments de stockage. Une partie de ces solutions a alors été éliminée par un calcul partiel du rendement. Puis, les contours d'une topologie adéquate ont été dessinés grâce à l'étude du comportement aux surtensions et à l'évaluation de la taille des filtres afin d'être conforme aux exigences de compatibilité électromagnétique. La détermination du rapport de conversion nécessaire au bon fonctionnement de notre système a aussi réduit le nombre de topologies compatibles. Une comparaison point par point des deux structures restantes basée sur les besoins de notre application a débouché sur le choix de la topologie *Double Active Bridge*.

Une étude détaillée de cette topologie récente constitue l'essentiel du chapitre suivant. D'abord, le fonctionnement et les paramètres essentiels ont été détaillés.

À partir de ceux-ci, une optimisation de l'utilisation des composants a été proposée grâce à la variation de la réactance série de la topologie. Une possible mise en application a ensuite été soumise avec la variation de la fréquence de découpage. Dans un second temps, les mécanismes de commutation douce ont ensuite été exposés à travers deux études, une énergétique et une autre temporelle. Une description détaillée des différents cas de figures possibles a permis de concevoir une commande taillée pour notre topologie. Pour finir, en s'appuyant sur les équations décrites au début de cette partie, l'estimation des pertes des semi-conducteurs puis des composants magnétiques a permis de s'assurer un rendement conforme aux objectifs.

Le chapitre 5 est consacré à la validation expérimentale des solutions développées dans les chapitres précédents. Le fonctionnement de la topologie étudiée a été vérifié à l'aide d'un convertisseur à échelle réduite développé au laboratoire. Les pertes par commutation des interrupteurs de puissance ont ensuite été mesurées et confrontées aux estimations théoriques. Une caractérisation de deux références de noyaux a permis de confirmer l'avantage des nouveaux matériaux nanocristallins par rapport à l'existant. La pertinence de la commande proposée dans ces travaux a ensuite été révélée grâce au test d'une carte allumeur spécifique. Pour finir, une courte présentation du démonstrateur en cours de test a conclu cette antépénultième partie.

Le mode de commande opté pour notre convertisseur est responsable d'une circulation de courant dans la structure qui ne participe pas au transfert de puissance. Cette puissance *réactive* réduit les performances de la topologie. Différentes variantes de la modulation de la puissance ont déjà été présentées pour cette structure. Un mode de commande réduisant ce renvoi du courant vers les sources améliorerait certainement le rendement de la structure. L'utilisation combinée d'une modulation adaptée et de la variation de la fréquence pourrait optimiser à la fois l'utilisation des semi-conducteurs et des composants magnétiques. Les différentes estimations du rendement de la topologie ont fait ressortir l'importance des limitations des technologies existantes. D'abord, la résistance en conduction des MOSFET en silicium a évincé ce type de composants de notre conception. Ensuite, le trainage du courant de l'IGBT s'est révélé être responsable d'une bonne partie des pertes en commutation de notre convertisseur. Les semi-conducteurs à large bande, et plus particulièrement les MOSFET en carbure de silicium, semblent tout indiqués pour résoudre ces deux problèmes. En effet, la rapidité des commutations et la faible chute de tension à l'état passant font de lui le candidat idéal pour ce type de topologie. Les matériaux nanocristallins sélectionnés pour la réalisation du convertisseur sont peu documentés. Leur comportement face aux signaux usuels de l'électronique de puissance reste inconnu. Une caractérisation complète sera indispensable pour les comparer équitablement avec les technologies existantes. L'influence des matériaux utilisés pour l'imprégnation ou la protection extérieure est encore énigmatique. L'impact de ces opérations, pourtant nécessaires, pourrait réduire à néant les avantages de ce nouveau matériau. La régularité de la fabrication des noyaux et la réduction des tolérances seront également à surveiller pour une uti-

lisation dans un produit industriel. Enfin, l'importance du câblage des cellules de commutation durant la résonance, malgré des conséquences non négligeables, n'a jamais été abordée dans la littérature. Une estimation des pertes en fonction de l'inductance parasite est un sujet contribuant à la recherche du haut rendement.

Annexe A

Schéma de test

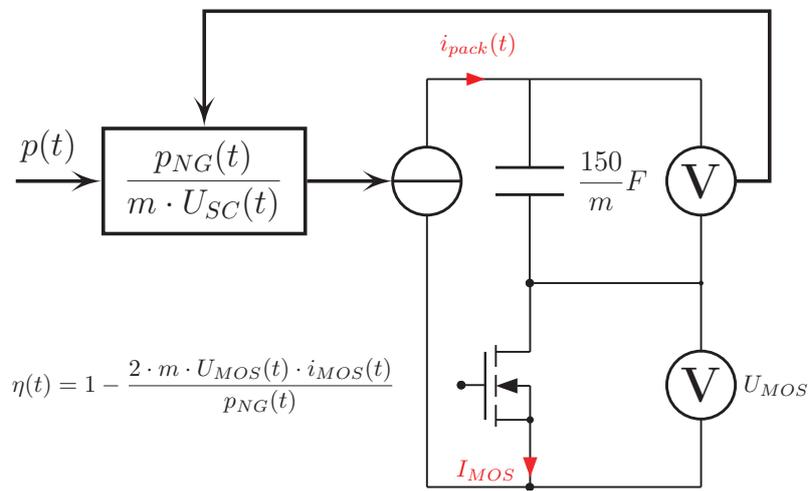


FIGURE A.1: Schéma de principe pour l'estimation des pertes par conduction pour les interrupteurs MOSFET

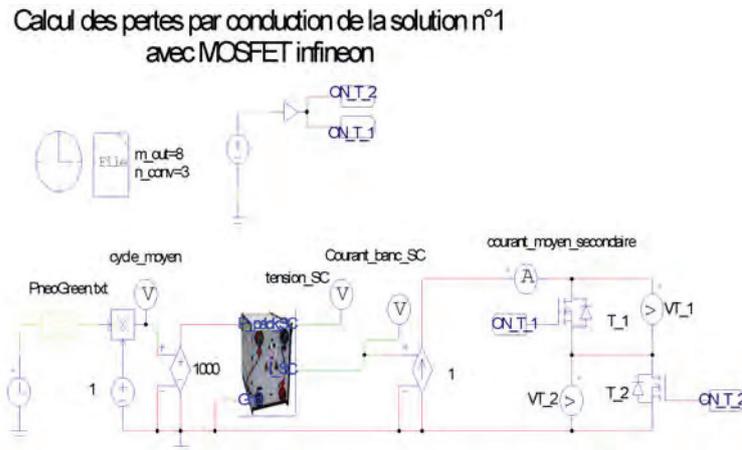


FIGURE A.2: Schéma de simulation

Résultats

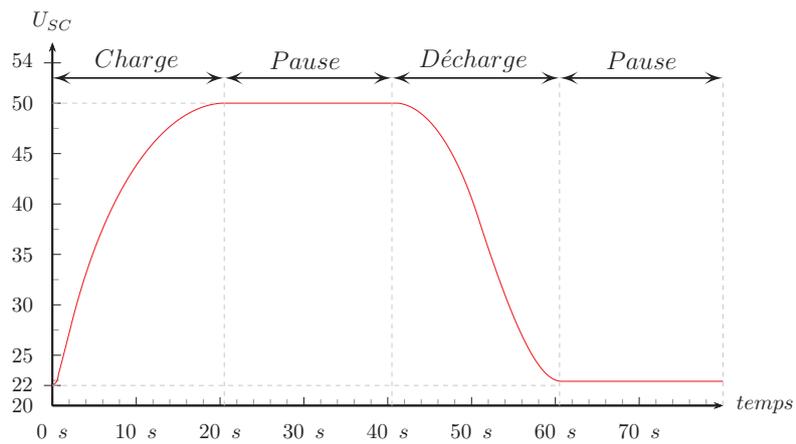


FIGURE A.3: Évolution de la tension du module supercondensateur durant la simulation

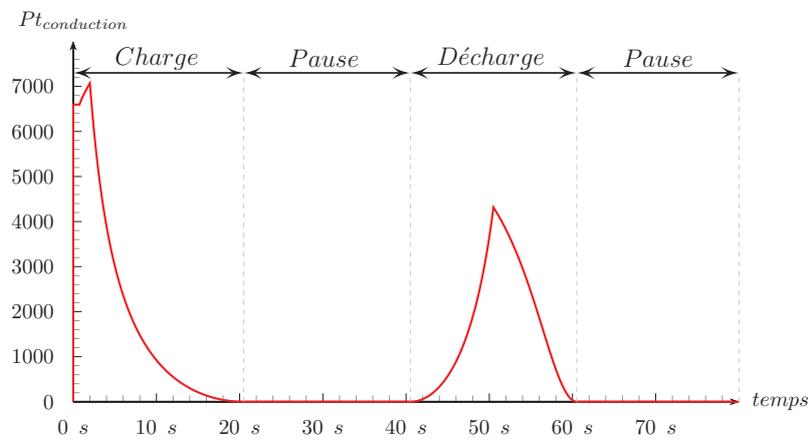


FIGURE A.4: Évolution des pertes par conduction de 6 MOSFET IPB025N10N3G sans câblage

Annexe B

Mode 1

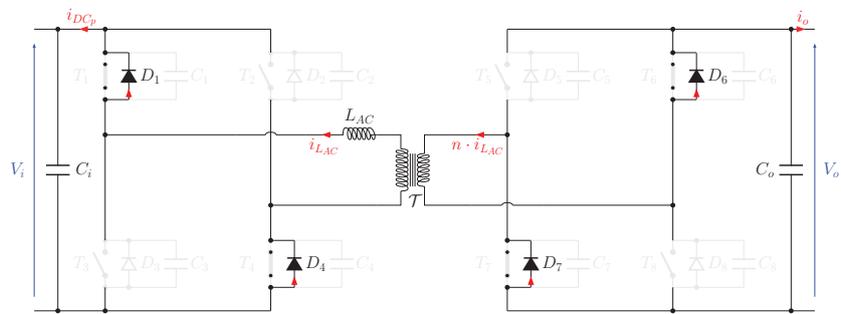


FIGURE B.1: Schéma équivalent du mode 1 de la topologie DAB1

Mode 2

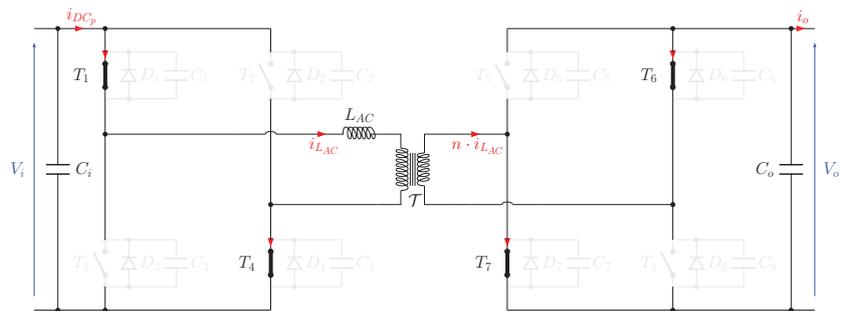


FIGURE B.2: Schéma équivalent du mode 2 de la topologie DAB1

Mode 3

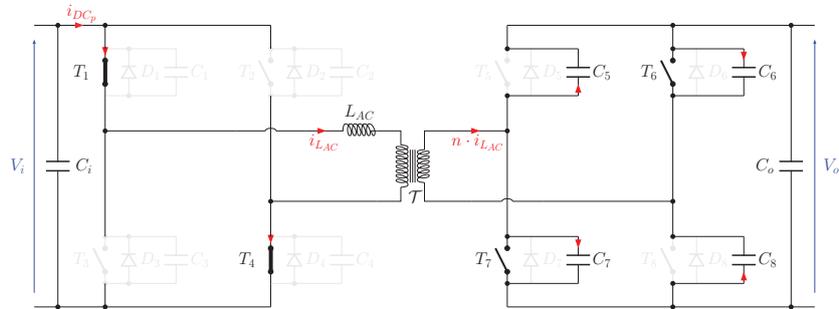


FIGURE B.3: Schéma équivalent du mode 3 de la topologie DAB1

Mode 4

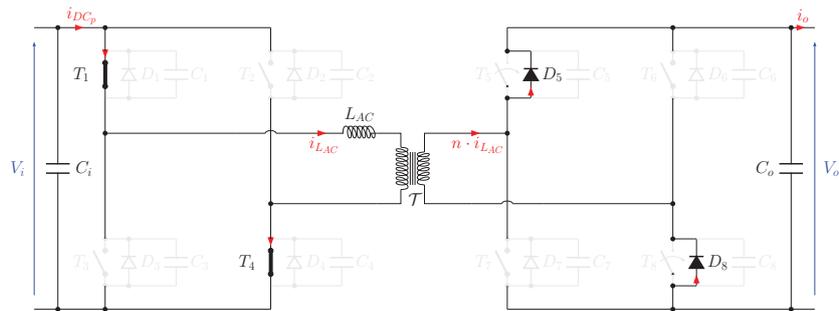


FIGURE B.4: Schéma équivalent du mode 4 de la topologie DAB1

Mode 5

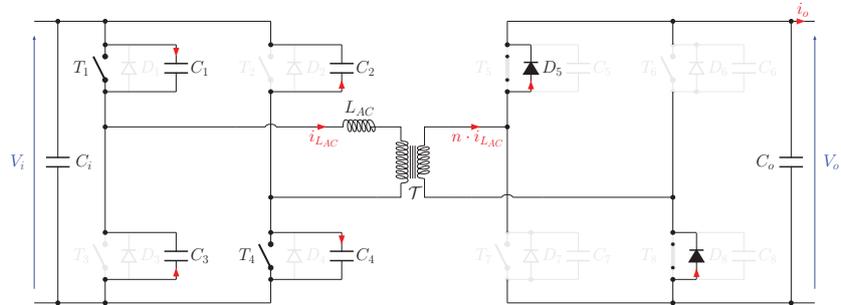


FIGURE B.5: Schéma équivalent du mode 5 de la topologie DAB1

Mode 6

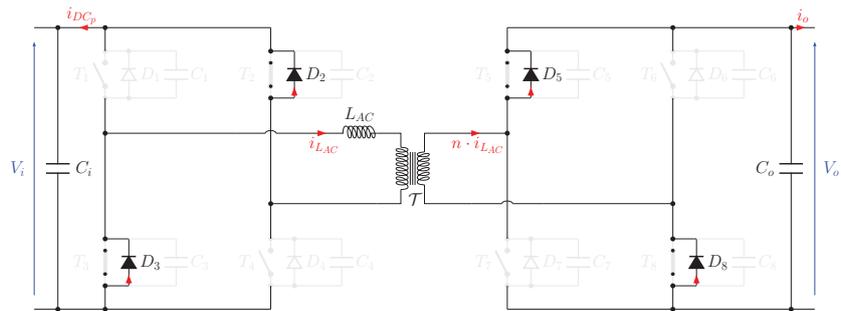


FIGURE B.6: Schéma équivalent du mode 6 de la topologie DAB1

Mode 7

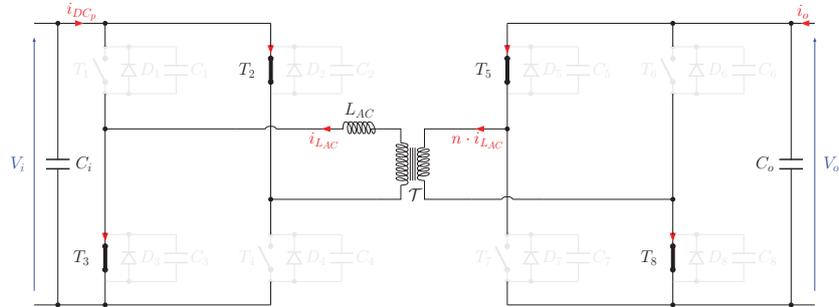


FIGURE B.7: Schéma équivalent du mode 7 de la topologie DAB1

Mode 8

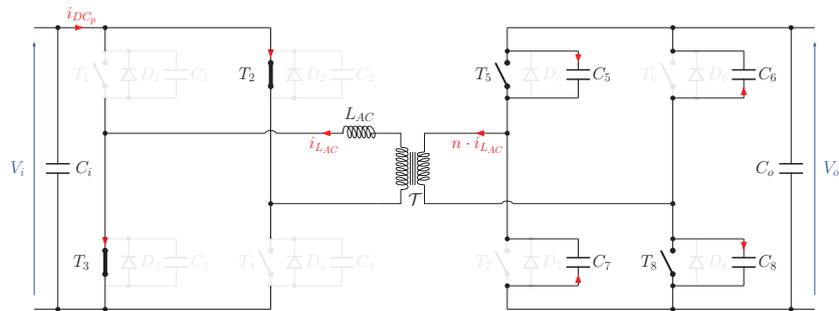


FIGURE B.8: Schéma équivalent du mode 8 de la topologie DAB1

Mode 9

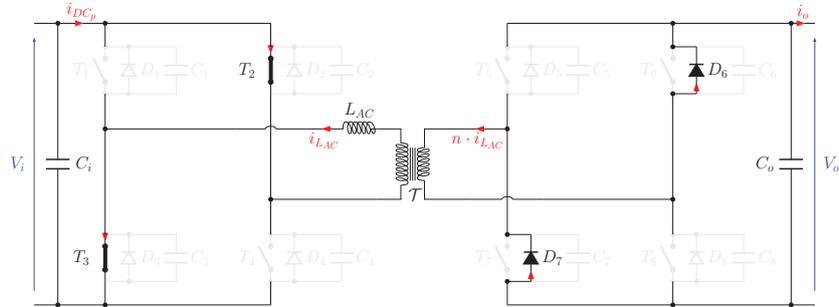


FIGURE B.9: Schéma équivalent du mode 9 de la topologie DAB1

Mode 10

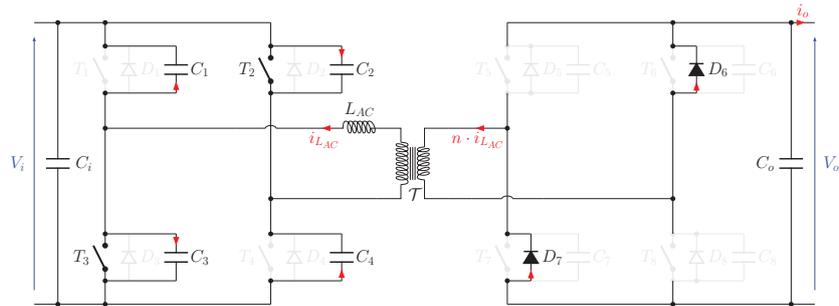


FIGURE B.10: Schéma équivalent du mode 10 de la topologie DAB1

Annexe C

Résultats de la caractérisation

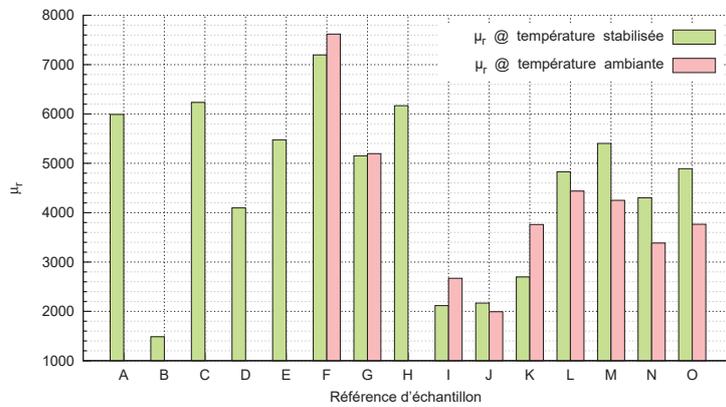


FIGURE C.1: Perméabilité relative des noyaux F3CC0063 testés

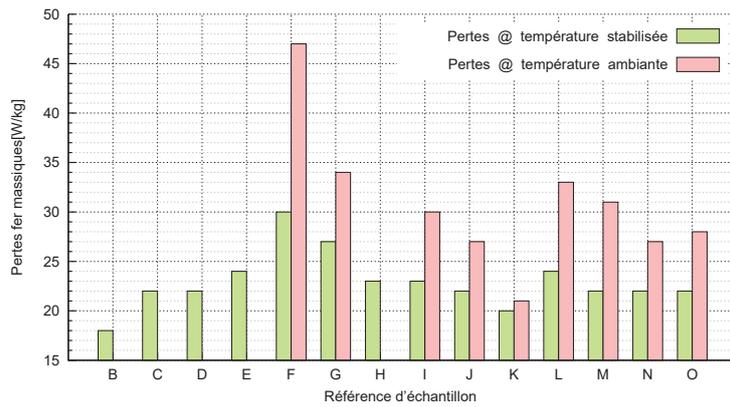


FIGURE C.2: Pertes massiques des noyaux F3CC0063 testés

ANNEXE C.

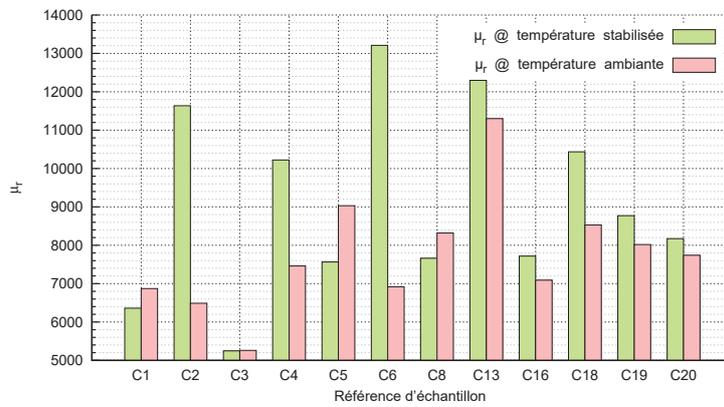


FIGURE C.3: Perméabilité relative des noyaux W158 testés

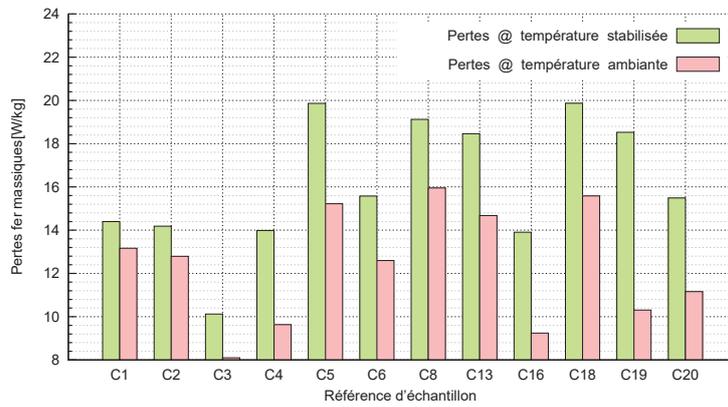


FIGURE C.4: Pertes massiques des noyaux W158 testés

ANNEXE C.

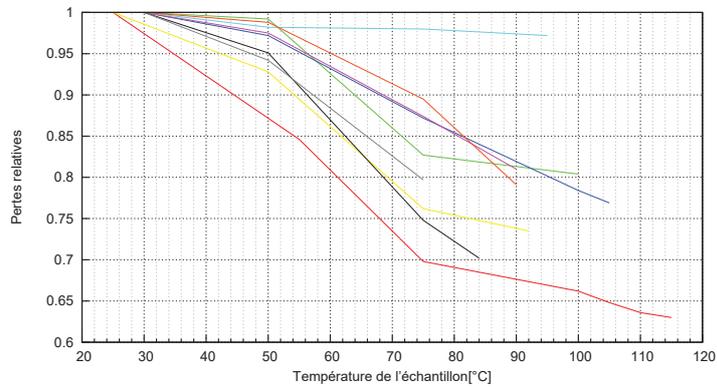


FIGURE C.5: Évolution des pertes en fonction de la température pour les noyaux F3CC

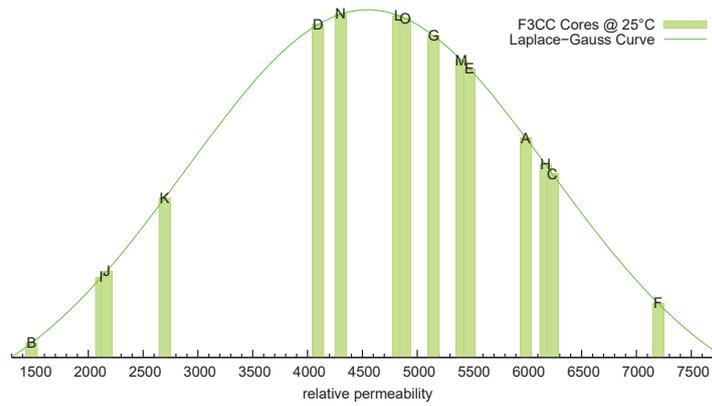


FIGURE C.6: Dispersion de la perméabilité relative pour les noyaux F3CC

Annexe D

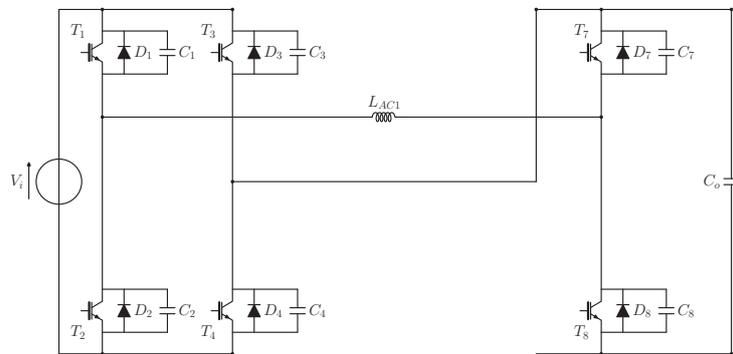


FIGURE D.1: Schéma de test de la commutation douce pour le pont primaire

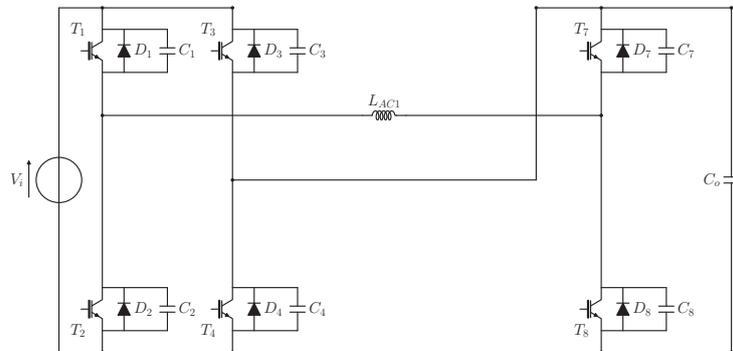


FIGURE D.2: Schéma de test de la commutation douce pour le pont secondaire

Bibliographie

- [1] IEA statistics : Worldwide energy production from 1971 to 2009, 2010.
- [2] ENERDATA : Enerdata yearbook 2012, 2012. Disponible sur : <http://yearbook.enerdata.net/>.
- [3] Kate Blumberg CRISTIANO FAÇANHA et Josh MILLER : Global transportation energy and climate roadmap : The impact of transportation policies and their potential to reduce oil consumption and greenhouse gas emissions. Rapport technique, International Council on Clean Transportation, 1225 Street NW, Suite 900, Washington DC 20005, November 2012. Disponible sur : <http://www.theicct.org/sites/default/files/publications/ICCT%20Roadmap%20Energy%20Report.pdf>.
- [4] IEA statistics : Worldwide energy consumption by sectors, 2012.
- [5] The emissions gap report 2012. Rapport technique, United Nations Environment Programme, Nairobi, 2012. Disponible sur : <http://www.unep.org/publications/ebooks/emissionsgap2012/>.
- [6] Global EV outlook : "understanding the electric vehicle landscape to 2020". Rapport technique, International Energy Agency, 9 rue de la Federation 75739 Paris Cedex 15, France, April 2013.
- [7] DELOITTE : Unplugged :electric vehicle realities versus consumer expectations. Rapport technique, Deloitte, 30 Rockefeller Plaza New York, New York 10112 USA, April 2011. Disponible sur : http://www.deloitte.com/assets/Dcom-Global/Local%20Assets/Documents/Manufacturing/dttl_Unplugged_Global%20EV_09_21_11.pdf.
- [8] Course of the Massachusetts Institute of TECHNOLOGY : Emeritus : Writing the book on engines, 2011. <http://web.mit.edu/newsoffice/2010/emeritus-heywood-1220.html>.
- [9] Course of the university of WASHINGTON : Improving internal combustion engine efficiency. <http://courses.washington.edu/me341/oct22v2.htm>.
- [10] Wikipédia webpage internal combustion engine. http://en.wikipedia.org/wiki/Internal_combustion_engine.
- [11] Sachdev.A Schroth.J Sigler.D CARLSON.B, Krajewski.P et VERBRUGGE.M : challenges and opportunities relative to increased usage of aluminum within the automotive industry. TMS 2010 Annual Meeting, 2010. <http://www.tms.org/meetings/annual-10/PDFs/presentations/verbrugge.pdf>.

BIBLIOGRAPHIE

- [12] Shirk.M WISHART.J : Quantifying the effects of idle-stop systems on fuel economy in light-duty passenger vehicles. Rapport technique DE-FC26-05NT42486, Energy National Laboratory (Idaho National Laboratory), Idaho Falls, Idaho 83415, December 2012. Disponible sur : http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/avta/pdfs/mhv/idle-stop_light_duty_passenger_vehicles.pdf.
- [13] Officers of the world ENERGY COUNCIL : Global transport scenarios 2050. Rapport technique 978-0-946121-14-4, World Energy Council, Regency House 1-4 Warwick Street London W1B 5LT United Kingdom, 2011. Disponible sur : http://www.worldenergy.org/documents/wec_transport_scenarios_2050.pdf.
- [14] CO2 emmissions from fuel combustion highlights. Rapport technique, International Energy Agency, 9 rue de la Federation 75739 Paris Cedex 15, France, 2012.
- [15] Hybridcars : auto alternatives for the 21th CENTURY : History of hybrid vehicles. <http://www.hybridcars.com/history-of-hybrid-vehicles/>.
- [16] Alain MORIN : Lohner-porsche, une hybride de 111 ans. http://www.guideautoweb.com/articles/6858/lohner_porsche,_une_hybride_de_111_ans.../.
- [17] Page wikipédia de la toyota prius. http://en.wikipedia.org/wiki/Toyota_Prius.
- [18] Page wikipédia de PSA HYbrid 4. http://en.wikipedia.org/wiki/PSA_HYbrid4.
- [19] VOLVO : Volvo v60 hybrid plug-in. <http://www.volvocars.com/fr/all-cars/volvo-v60/pages/v60-hybrid.aspx>.
- [20] MERCEDES-BENZ : E 300 bluetec hybrid. http://www.mercedes-benz.fr/content/france/mpc/mpc_france_website/fr/home_mpc/passengercars/home/new_cars/models/e-class/_w212/facts_/drivetrain/alternativetransmission.html.
- [21] HYUNDAIBLOG : Hyundai elantra LPi hybrid official press release. <http://www.hyundai-blog.com/hyundai-elantra-lpi-hybrid-official-press-release>.
- [22] Ford press RELEASE : Escape hybrid so much fun. so little fuel. <http://www.ford.com/certified-used/models/hybrids/escapehybrid/>.
- [23] GREENCAR : GM chevrolet volt plug-in hybrid electric vehicle. <http://www.greencar.com/articles/gm-chevrolet-volt-plug-hybrid-electric-vehicle.php>.
- [24] hybridcars : auto alternatives for the 21th CENTURY : hydrogen power cars list. <http://www.hybridcars.com/hydrogen-car>.
- [25] Alan OHNSMAN : Toyota seeks prius-like success with 2015 fuel-cell model, June 2013. <http://www.bloomberg.com/news/2013-06-26/toyota-seeks-prius-like-success-with-2015-fuel-cell-model.html>.

BIBLIOGRAPHIE

- [26] Karim MOKADDEM : Hybrid air technology : technical explanations. Disponible sur : http://www.psa-peugeot-citroen.com/sites/default/files/content_files/technical-presentation_hybrid-air_en.pdf, 2012.
- [27] Burt HELM : Hybrids : More power, less fuel, september 2005. <http://www.businessweek.com/stories/2005-09-19/hybrids-more-power-less-fuel>.
- [28] STATISTICBRAIN : Hybrid / electric vehicles statistics, June 2012. <http://www.statisticbrain.com/hybrid-electric-vehicle-statistics/>.
- [29] Francois CHAPUS : Toyota prius 3 les vraies consommations, Novembrer 2009. <http://www.caradisiac.com/Toyota-Prius-III-Les-vraies-consommations-36339.htm>.
- [30] Brochure de la renault clio 4. <http://www.renault.fr/>, June 2013.
- [31] Ana Salome Avelas Ferreira PINTO : Evolution of weight, fuel consumption and CO2 of automobiles. Mémoire de master, Universidade Tecnica de Lisboa, 2009. Disponible sur : <https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/569423/1/dissertacao.pdf>.
- [32] Johan DE MOL, Sven VLASSENROOT, Enid ZWERTS, Georges ALLAERT et Frank WITLOX : The evolution of car power, weight and top speed during the last twenty years in belgium : a consideration for future policies. In Cathy MACHARIS et Laurence TURCKSSIN, éditeurs : *Proceedings of the BIVEC-GIBET Transport Research Day*, volume 2, pages 607–620. VUB Press, 2009. diponible sur : <https://biblio.ugent.be/input/download?func=downloadFile&recordId=669979&fileId=1139205>.
- [33] Florian FALZEDER : Charging into the future. *Pictures of the future*, pages 106–107, 2013. Disponible sur : ww.siemens.com/innovation/apps/pof_microsite/_pof-spring-2013/_pdf/en/Charging_into_future_EN.pdf.
- [34] Michael TORREGROSSA : Bus électrique et charge innovante, Mai 2013. Disponible sur : <http://www.pvi.fr/IMG/pdf/bus-electrique-et-charge-innovante-branchent-le-salon-uitp-2013-avem.pdf>.
- [35] Gulliver from technobus S.P.A. Disponible sur : <http://www.tecnobus.it/>, 2013.
- [36] Electric limousines from winston electric vehicles. Disponible sur : <http://en.winston-battery.com/index.php/products/electric-vehicle>, 2013.
- [37] DAIMLER : New fuso canter eco hybrid : Green light for efficiency, September 2012. Disponible sur : <http://media.daimler.com/dcmedia/0-921-854990-1-1531294-1-0-0-0-0-11702-0-0-1-0-0-0-0.html>.
- [38] BRUSA : Brusa supplies drivetrain for e-force electric truck, July 2013. Disponible sur : http://www.brusa.biz/index.php?id=55&L=1&tx_ttnews%5Btt_news%5D=211.

BIBLIOGRAPHIE

- [39] Renault TRUCK : communiqué de presse : un camion-nacelle tout électrique lancé par la ville de Lyon, EDF, France Elevateur et Renault Trucks, November 2012. Disponible sur : http://corporate.renault-trucks.com/media/document/CP-pdf/cp_maxity-electric-edf-ville-de-lyon_fr.pdf.
- [40] Renault TRUCK : Premium distribution hybride tech. Disponible sur : <http://www.renault-trucks.fr/premium-hybryd-tech/>.
- [41] Paul L. VIKNER : Hybrid heavy-duty trucks can dent energy needs, 2012. Disponible sur : http://www.macktrucks.com/assets/mack/vikner_op-ed.pdf.
- [42] Kenworth unveils t270 class 6 hybrid truck targeted at municipal, utility applications. Disponible sur : www.kenworth.com.
- [43] Ashlee VANCE : Behind the wheel of a superfast electric delivery truck, July 2013. Disponible sur : <http://www.businessweek.com/articles/2013-07-22/wrightspeed-trucks-behind-the-wheel-of-super-fast-electric-delivery-truck>.
- [44] Eric KANE : UPS's new hydraulic hybrid available for test ride in NYC, June 2006. Disponible sur : <http://www.treehugger.com/cars/upsatms-new-hydraulic-hybrid-available-for-test-ride-in-nyc.html>.
- [45] Michael TORREGROSSA : Nissan expérimente l'utilitaire électrique eNV200 avec DHL au Japon, July 2013. Disponible sur : <http://www.avem.fr/actualite-nissan-experimente-l-utilitaire-electrique-env200-avec-dhl-au-japon-4283.html>.
- [46] E-worker series from mega. Disponible sur : <http://www.mega-vehicles.com/>, 2013.
- [47] GeM series series from matra. Disponible sur : <http://matra.com/e-quad/transport-de-personnes/gem-e4-2013.html>, 2013.
- [48] WB-3500/40 from winston electric vehicles. Disponible sur : http://en.winston-battery.com/index.php/products/electric-vehicle/item/wb-350040-eec-homologation?category_id=177, 2013.
- [49] e-MO+ from matra. Disponible sur : <http://matra.com/e-scooter/scooter-e-mo/e-mo-plus.html>, 2013.
- [50] e-vivacity from peugeot. Disponible sur : <http://www.peugeot-scooters.fr/media/deliacms/media///8/889-23fc71.pdf>.
- [51] MP3 hybrid LT300ie. Disponible sur : <http://www.lefigaro.fr/assets/pdf/Fiche%20technique.pdf>.
- [52] Julien ALLAIRE : *Forme urbaine et mobilité soutenable : enjeux pour les villes chinoises*. Thèse de doctorat, Université Pierre Mendès France Grenoble 2, October 2007. Disponible sur : <http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/36/33/97/PDF/ThesejulienAllaire.pdf>.

BIBLIOGRAPHIE

- [53] Carine SEGHIER : Le programme "clean sky" pour rendre les avions plus propres et moins bruyants est officiellement lancé, Février 2008. Disponible sur : http://www.actu-environnement.com/ae/news/avion_aeronautique_ges_commission_emission_climat_4424.php4.
- [54] Yaxian WU : The effect of the entry of low-cost airlines on price and passenger traffic. Mémoire de master, Erasmus University Rotterdam, 2012. Disponible sur : <http://thesis.eur.nl/pub/10307/>.
- [55] Sanja Steiner ANDRIJA VIDOVIC : Impact of low-cost airlines on the europe air transport market. *ICTS*, 2006. Disponible sur : http://bib.irb.hr/datoteka/260325.ICTS_06_vidovic.pdf.
- [56] Christine WANG : The effect of a low cost carrier in the airline industry. In *MMSS Honors Seminar*, June 2005. Disponible sur : <http://mmss.wcas.northwestern.edu/thesis/articles/get/548/>.
- [57] Adriaan Cornelis UITTENBOGAARD : *A Study on the Effects of Low-Cost Airlines in Planning Issues Case studies of Glasgow, Stockholm and Dusseldorf*. Thèse de doctorat, Kungliga Tekniska hogskolan, 2009. Disponible sur : <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:353629/FULLTEXT01.pdf>.
- [58] Panagiotis LASKARIDIS : *Performance Investigations and Systems Architectures for the More Electric Aircraft*. Thèse de doctorat, Cranfield University, 2004. Disponible sur : <http://hdl.handle.net/1826/2958>.
- [59] Safran & Honeywell AEROSPACE : Electric green taxiing system : An assesment of the merits of an electric taxi solution and an introduction to the electric green taxiing system. Disponible sur : www.greentaxiing.com.
- [60] La banque MONDIALE : Transport aérien, voyageurs transportés, 2013. Disponible sur : <http://donnees.banquemondiale.org>.
- [61] La banque MONDIALE : Transport aérien, marchandises transportées, 2013. Disponible sur : <http://donnees.banquemondiale.org>.
- [62] Commission EUROPÉENNE : Flightpath 2050 europe's vision for aviation. Rapport technique, High Level Group on Aviation Research, 2011. Disponible sur : <http://ec.europa.eu/transport/modes/air/doc/flightpath2050.pdf>.
- [63] National Research Council Committee on AERONAUTICAL TECHNOLOGIES : *Aeronautical Technologies for the Twenty-First Century*. The National Academies Press, 1992. Disponible sur : http://www.nap.edu/openbook.php?record_id=2035.
- [64] Francois JULIAN : Snecma veut faire voler un moteur "open rotor". *Air & Cosmos*, 2321:30–31, July 2012. Disponible sur : <http://www.cleansky.eu/sites/default/files/documents/aircosmos-openrotor-july2012.pdf>.
- [65] Malya KACEMI et Francois JULIAN : Clean sky 2 : Quatre milliards d'euros pour une aviation plus verte. *Air & Cosmos*, 2368:14–16, July 2013. Disponible sur : <http://www.cleansky.eu/sites/default/files/documents/aircosmos-openrotor-july2012.pdf>.

BIBLIOGRAPHIE

- [66] Michael GUBISCH : Aircraft paint suppliers explore sharkskin coating. *Flight Global Website*, January 2013. Disponible sur : <http://www.flightglobal.com/news/articles/aircraft-paint-suppliers-explore-sharkskin-coating-381646/>.
- [67] Graham WARWICK : Collective approach : Europe research shows benefit of public-private focus on greener rotorcraft. *Aviation Week & Space Technology*, pages 43–44, February 2012. Disponible sur : http://www.cleansky.eu/sites/default/files/documents/aviation_week_13-02-2012_pp43-44_grc.pdf.
- [68] Jean-Jacques TALPIN : Un tracteur d'avion révolutionnaire et made in france. *La tribune*, March 2013. Disponible sur : <http://www.latribune.fr/entreprises-finance/services/transport-logistique/20130306trib000752543/un-tracteur-d-avions-revolutionnaire-et-made-in-france-entre-en-piste.html>.
- [69] Addison SCHONLAND : Electric taxi comes on strong, June 2012. Disponible sur : <http://airinsight.com/2013/06/11/electric-taxi-comes-on-strong/>.
- [70] ELECTRAVIA : cri-cri électrique l'avion bimoteur mc15e cri-cri f-pztu motorisé par electravia, Jul 2013. Disponible sur : <http://www.electravia.fr/mc15e.php>.
- [71] Hunt AVIATION : Fuel-less gravity powered flight, Jul 2013. Disponible sur : <http://www.fuellessflight.com/>.
- [72] Fascination zeppelin nt, Jul 2013. Disponible sur : <http://www.zeppelinflug.de/zeppelin-nt-main-en.html>.
- [73] United NATIONS : *Review of Maritime Transport 2011*. United Nations, Palais des Nations, CH-1211 Geneva 10, Switzerland, 2012. Disponible sur : http://unctad.org/en/Docs/rmt2011_en.pdf.
- [74] IMO international shipping facts and figures. Rapport technique, International Maritime Organization, March 2012. Disponible sur : <http://www.imo.org/KnowledgeCentre/ShipsAndShippingFactsAndFigures/TheRoleandImportanceofInternationalShipping/Documents/International%20Shipping%20-%20Facts%20and%20Figures.pdf>.
- [75] James J. CORBETT et James WINEBRAKE : The impacts of globalisation on international maritime transport activity past trends and future perspectives. *OECD/ITF Global Forum on Transport and Environment in a Globalising World*, November 2008. Disponible sur : <http://www.oecd.org/greengrowth/greening-transport/41380820.pdf>.
- [76] Øyvind BUHAUG, James J. CORBETT, Veronika EYRING, Øyvind ENDRESEN, Jasper FABER, Shinichi HANAYAMA, David S. LEE, Donchool LEE, Håkon LINDSTAD, Agnieszka Z. MARKOWSKA, Alvar MJELDE, Dagmar NELISSEN, Jørgen NILSEN, Christopher PÅLSSON, Wu WANQUING, James J. WINEBRAKE et Koichi YOSHIDA : Second IMO GHG study 2009. Rapport technique, International Maritime Organization (IMO), 4 Albert Embankment, London SE1 7SR, April 2009.

BIBLIOGRAPHIE

- [77] Haifeng WANG et Nic LUTSEY : Long-term potential for increased shipping efficiency through the adoption of industry-leading practices. Rapport technique, International Council on Clean Transportation(ICCT), 1225 Street NW Suite 900 Washington DC 20005, July 2013. Disponible sur : http://www.theicct.org/sites/default/files/publications/ICCT_ShipEfficiency_20130723.pdf.
- [78] Jasper FABER, Dagmar NELISSEN, Galen HON, Haifeng WANG et Mikis TSIMPLIS : Regulated slow steaming in maritime transport an assessment of options, costs and benefits. Rapport technique 12.7442.23, Delft, February 2012. Disponible sur : http://www.cedelft.eu/?go=home.downloadPub&id=1224&file=CE_Delft_7442_Regulated_Slow_Steaming_Maritime_Transport_DEF.pdf.
- [79] Haifeng WANG et Galen HON : Reducing greenhouse gas emissions from ships cost effectiveness of available options. Rapport technique 11, International Council on Clean Transportation (ICCT), 1225 Street NW Suite 900 Washington DC 20005, July 2011. Disponible sur : http://www.theicct.org/sites/default/files/publications/ICCT_GHGfromships_jun2011.pdf.
- [80] HITESHK : Auriga leader : The world's first partially propelled cargo ship, December 2012. Disponible sur : <http://www.marineinsight.com/marine/marine-news/headline/auriga-leader-the-worlds-first-partially-propelled-cargo-ship/>.
- [81] Mike SCHULER : Auriga leader :the world's first partially propelled cargo ship, July 2009. Disponible sur : <http://gcaptain.com/solar-powered-cargo-ship-auriga-leader/>.
- [82] Planet solar website. <http://www.planetsolar.org/fr/>.
- [83] B9 sailing website. <http://www.b9energy.com/B9Shipping/tabid/4036/language/en-US/Default.aspx>.
- [84] Kiteship website. <http://www.kiteship.com/marine.php>.
- [85] Skysails website. <http://www.skysails.info/english/skysails-marine/skysails-propulsion-for-cargo-ships/>.
- [86] Makoto KAWABUCHI, Chiharu KAWAKITA, Shuji MIZOKAMI, Seijiro HIGASA, Yoichiro KODAN et Shinichi TAKANO : CFD predictions of bubbly flow around an energy-saving ship with mitsubishi air lubrication system. *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, 48(1):53–57, March 2011. Disponible sur : <https://www.mhi.co.jp/technology/review/pdf/e481/e481053.pdf>.
- [87] Raunek KANTHARIA : How air lubrication system for ships works?, January 2013. Disponible sur : <http://www.marineinsight.com/marine/marine-news/headline/how-air-lubrication-system-for-ships-work/>.
- [88] Japan begins air-lubrication experiment, February 2010. Disponible sur : <http://www.motorship.com/news101/industry-news/japan-begins-air-lubrication-experiment>.

BIBLIOGRAPHIE

- [89] IEA-UIC railway handbook 2012 : Energy consumption and CO2 emissions. Rapport technique, International Union of Railways (UIC), 16, Rue Jean Rey 75015 Paris France, 2012. Disponible sur : http://www.uic.org/com/IMG/pdf/iea-uic_2012final-lr.pdf.
- [90] La banque MONDIALE : Transport ferroviaire, voyageurs transportés, 2013. Disponible sur : <http://donnees.banquemondiale.org>.
- [91] La banque MONDIALE : Transport ferroviaire, marchandises transportées, 2013. Disponible sur : <http://donnees.banquemondiale.org>.
- [92] La banque MONDIALE : Transport ferroviaire, nombre totale de route en km, 2013. Disponible sur : <http://donnees.banquemondiale.org>.
- [93] China's electrified railways second longest in the world, 2008. Disponible sur : <http://english.people.com.cn/90001/90776/90882/6563830.html>.
- [94] Tetsuo UZUKA : Faster than a speeding bullet : An overview of japanese high-speed rail technology and electrification. *Electrification Magazine, IEEE*, 1(1):11–20, 2013.
- [95] Nobuo TANAKA : Transport, energy and CO2 : Moving toward sustainability. Rapport technique, International Energy Agency, 9 rue de la Federation 75739 Paris Cedex 15, France, February 2009.
- [96] Railway electrification, 2013. Disponible sur : <http://www.itoworld.com/map/68?lon=9.97191&lat=47.71897&zoom=4>.
- [97] Christian LAURENCIN : Efficiency and consumption of modern SNCF electric engines. In *2nd UIC Railway Energy Efficiency Conference*. UIC, February 2004. Disponible sur : <http://www.uic.org/IMG/pdf/Powerpoint-laurencin-2.pdf>.
- [98] phillipe STERLINGOT : La conduite, May 2000. <http://www.sterlingot.com/TGV/conduite.html>.
- [99] Ben ARIMAH, Joseph MASELAND, Abdallah KASSIM et Amrita JAIDKA : UN-habitat global activities report 2013. Rapport technique, United Nations Human Settlements Programme (UN-Habitat), United Nations Human Settlements Programme (UN-Habitat) P. O. Box 30030, 00100 Nairobi GPO KENYA, 2013. Disponible sur : www.unhabitat.org/publications.
- [100] Maria van der HOEVEN : World energy outlook 2012. Rapport technique, International Energy Agency, 9 rue de la Federation 75739 Paris Cedex 15, France, February 2012.
- [101] Christopher ZEGRAS : The costs of transportation in santiago de chile : analysis and policy implications. *Transport Policy*, 5(1):9–21, 1998. disponible sur : <http://web.mit.edu/czegras/www/Santiago%20Full%20Cost%20Study.pdf>.
- [102] A tale of renewed cities : A policy guide on how to transform cities by improving energy efficiency in urban transport systems. Rapport technique, International Energy Agency, 9 rue de

BIBLIOGRAPHIE

- la Federation 75739 Paris Cedex 15, France, February 2012. Disponible sur : http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/Renewed_Cities_WEB.pdf.
- [103] Roger ALLPORT, Bruce WINSTON et Joe WOOD : Changing course : A new paradigm for sustainable urban transport. Rapport technique RPT090487, Asian Development Bank, 6 ADB Avenue, Mandaluyong City 1550 Metro Manila, Philippines, 2009. Disponible sur : <http://www.adb.org/sites/default/files/pub/2009/new-paradigm-transport.pdf>.
- [104] Susanne BÖHLER-BAEDEKER et Hanna HUGING : Sustainable transport : A sourcebook for policy-makers in developing cities (module 5h). Rapport technique, Deutsche Gesellschaft für Internationale Zusammenarbeit (GIZ), Friedrich-Ebert-Alle 40 53113 Bonn Germany, January 2012. Disponible sur : <http://www.sutp.org/documents/Modules/5h/5h-UTEE-EN.pdf>.
- [105] David B. MCBRAYER : Blurring the light rail transit bus rapid transit boundaries rapid light transit. *Transportation Research Circular E-C058 : 9th National Light Rail Transit Conference*, pages 135–147. Disponible sur : http://onlinepubs.trb.org/onlinepubs/circulars/ec058/05_light%20rail%20and%20other%20modes.pdf.
- [106] James T JARZAB, James LIGHTBODY et Maeda EUGENE : Characteristics of bus rapid transit projects : An overview. *Journal of Public Transportation*, 5:31–47, 2002. Disponible sur : <http://www.nctr.usf.edu/wp-content/uploads/2010/03/JPT-5-21-Jarzab.pdf>.
- [107] Samuel L ZIMMERMAN : Comparison of bus rapid transit & light rail transit characteristics. *SMART Urban Transport*, FEBRUARY 2002. Disponible sur : <http://www.transportroundtable.com.au/sutarticle.pdf>.
- [108] Sheng LI : Coûts de transport en commun pour l'application numérique dans le modèle monocentrique. *Laboratoire Ville Mobilité Transport*, May 2011. Disponible sur : http://www.lvmt.fr/IMG/pdf/Cout_Production_TC_SL.pdf.
- [109] Coûts et financement du transport urbain. Rapport technique 3.3, Direction Régionale de l'environnement, de l'Aménagement et du Logement du Languedoc-Roussillon, October 2006. Disponible sur : http://www.languedoc-roussillon.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/F33-Le_cout_des_transports_cle15daa1.pdf.
- [110] Les coûts des transports collectifs urbains en site propre - chiffres clefs - principaux paramètres. Rapport technique 18, Centre d'études sur les réseaux, les transports, l'urbanisme et les constructions publiques, October 2011. Disponible sur : http://www.amutc.fr/pdf/INF_Point_sur_couts_transports_collectifs_urbains_site_propre.pdf.
- [111] Vincent LAGENDIJK : *Electrifying Europe : The Power of Europe in the Construction of Electricity Networks (Foundation for the History of Technology & Aksant Academic Publishers Technology & European History)*. Amsterdam University Press, 2008. Disponible sur : <http://alexandria.tue.nl/extra2/200811526.pdf>.

BIBLIOGRAPHIE

- [112] David E NYE : *Electrifying America : Social Meanings of a New Technology, 1880-1940*. History of science and technology. Mit Press, 1992.
- [113] B.W. MCCALLEY : *Model T Ford : the car that changed the world*. Krause Publications, 1994.
- [114] Lindsay BROOKE : *Ford Model T : The Car That Put the World on Wheels*. Motorbooks, 2008.
- [115] Bernhard RIEGER : *The People's Car : A Global History of the Volkswagen Beetle*. Harvard University Press, 2013.
- [116] Erik ECKERMANN : *World History of the Automobile*. Society of Automotive Engineers Inc, 2001.
- [117] J. REYNOLDS : *The Citroën 2CV*. HAYNES PUBLISHING GROUP, 2009.
- [118] Marc CHEVALLIER : Automobile : la fin du rêve. *Alternatives Economiques*, 279, April 2009. Disponible sur : http://www.alternatives-economiques.fr/automobile---la-fin-du-reve_fr_art_831_42613.html.
- [119] Chao-Fu YEH : *Intermodalité et coûts des déplacements urbains dans les mégapoles -Les cas de Paris, Shanghai et Taipei*. Thèse de doctorat, Université Paris-Est, October 2009. Disponible sur : <http://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00424046/>.
- [120] Page wikipédia des transports hectométriques. Disponible sur : http://fr.wikipedia.org/wiki/Transport_hectom%C3%A9trique.
- [121] Electricity prices for industrial consumers. Rapport technique, Commission européenne (eurostat), 2010. Disponible sur : <http://epp.eurostat.ec.europa.eu/tgm/table.do?tab=table&init=1&plugin=0&language=en&pcode=ten00114>.
- [122] Average retail price of electricity to ultimate customers : total by end-use sector from 2003 to 2012. Rapport technique, U.S Energy Information Administration, 2012. Disponible sur : http://www.eia.gov/electricity/annual/html/epa_02_07.html.
- [123] Statistical yearbook of the republic of china, October 2012.
- [124] Guillaume FERNET : La privatisation de l'industrie électrique au Royaume-Uni. *Gérer et comprendre*, 77:40-45, September 2004.
- [125] B. MELLITT, C.J. GOODMAN et R. I M ARTHURTON : Simulation studies of energy saving with chopper control on the jubilee line. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 125(4):304-310, April 1978.
- [126] James B. FORSYTHE : Light rail/rapid transit : New approaches for the evaluation of energy savings, part II - on the receptivity of a transit system. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-16(5):665-678, Sept 1980.
- [127] M. STEINER, M. KLOHR et S. PAGIELA : Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles. *In Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, pages 1-10, 2007.

BIBLIOGRAPHIE

- [128] R. BARRERO, X. TACKOEN et Joeri VAN MIERLO : Improving energy efficiency in public transport : Stationary supercapacitor based energy storage systems for a metro network. *In Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pages 1–8, 2008.
- [129] Michael FRÖHLICH, Markus KLOHR et Stanislaus PAGIELA : Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles. *In World Congress on Railway Research*, numéro 8. UIC, May 2008. Disponible sur : http://www.uic.org/cdrom/2008/11_wcrr2008/pdf/R.3.4.3.2.pdf.
- [130] A. RUFER : Energy storage for railway systems, energy recovery and vehicle autonomy in europe. *In Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 3124–3127, 2010.
- [131] F. CICCARELLI, A. DEL PIZZO et D. IANNUZZI : Improvement of energy efficiency in light railway vehicles based on power management control of wayside lithium-ion capacitor storage. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 29(1):275–286, 2014.
- [132] R. J. HILL : Electric railway traction. I. electric traction and DC traction motor drives. *Power Engineering Journal*, 8(1):47–56, 1994.
- [133] R. J. HILL : Electric railway traction. II. traction drives with three-phase induction motors. *Power Engineering Journal*, 8(3):143–152, 1994.
- [134] C J GOODMAN : Overview of electric railway systems and the calculation of train performance. *In Electric Traction Systems, 2010 IET Professional Development Course on*, pages 1–24, 2010.
- [135] Paul KALRA : Transportation : Dynamic braking. *IEEE Spectrum*, 12(5):63–66, 1975.
- [136] T. SUZUKI et B.TECH. : DC power-supply system with inverting substations for traction systems using regenerative brakes. *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, 129(1):18–26, 1982.
- [137] Daniel CORNIC : Efficient recovery of braking energy through a reversible DC substation. *In Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2010*, pages 1–9, Oct 2010.
- [138] Milano interurban tram line to reopen, January 2014. Disponible sur : http://www.railwaygazette.com/news/urban/single-view/view/milano-interurban-tram-line-to-reopen.html?sword_list%5B%5D=Hesop&no_cache=1.
- [139] Asier UGARTE : Ingeber system for kinetic energy recovery & metro Bilbao experience. *In Ticket2Kyoto workshop : Braking energy recovery workshop*, May 2011. Disponible sur : http://www.tickettokyoto.eu/sites/default/files/download/file/Ingeteam_T2K_Annuel_Event_May2011.pdf.
- [140] Alexander SCHOMBURG : Siemens SITRAS TCI - thyristor controlled inverter. *In Ticket2Kyoto workshop : Braking energy recovery workshop*. Ticket 2 Tokyo, May 2011. Disponible sur : http://www.tickettokyoto.eu/sites/default/files/download/file/Siemens_TCI_T2K_Annuel_Event_May2011.pdf.

BIBLIOGRAPHIE

- [141] H. IBAIONDO et A. ROMO : Kinetic energy recovery on railway systems with feedback to the grid. *In Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, pages T9–94–T9–97, Sept 2010.
- [142] W.A.G. de JAGER : Buddy bidirectional supply for traction substations. *In Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10, Aug 2011.
- [143] M. BRENNA, F. FOIADELLI et D. ZANINELLI : Bidirectional ESS for railway power supply. *In AEIT Annual Conference, 2013*, pages 1–6, Oct 2013.
- [144] Page wikipédia de l'alimentation par le sol. http://fr.wikipedia.org/wiki/Alimentation_par_le_sol.
- [145] BOMBARDIER : PRIMOVE system : Proving safe inductive power transfer for trams. Bombardier Transportation Schöneberger Ufer 1 10785 Berlin, Germany, 2010. Disponible sur : http://primove.bombardier.com/index.php?eID=tx_nawsecuredl&u=0&file=uploads/tx_primovedocuments/BT_DS_Primove_Lommel_FR_110dpi_SP.pdf&t=1390087437&hash=b9b2aba053eaa6ebbf2c77afddd5c73901b1ad0c.
- [146] *The Locomotive, Volume 28*. Hartford Steam Boiler Inspection and Insurance Company, 1911.
- [147] Sarah St. JOHN : Paper mill accident sends flywheel flying. *Lawrence Daily Journal*, August 1913.
- [148] Flying flywheel goes on Tantrum at Clarton. *The Pittsburgh Press*, 58(51):2, August 1941. Disponible sur : <http://news.google.com/newspapers?nid=1144&dat=19410813&id=k3cbAAAAIBAJ&sjid=b0wEAAAAIBAJ&pg=3866,4497079>.
- [149] N. WHEELER : Voltage regulation application of a kinetic energy storage system. *In Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, volume 2, pages 605–608 Vol.2, 2004.
- [150] Jean-Rémy BOIZUMEAU, Philippe LEGUAY et Eric NAVARRO : Braking energy recovery at the Rennes metro. *In Ticket2Kyoto workshop : Braking energy recovery workshop*, may 2011. Disponible sur : http://www.tickettokyoto.eu/sites/default/files/download/file/Piller_T2K_Annuel_Event_May2011.pdf.
- [151] William CHANDLER : Kinetic traction GTR system. *In Ticket2Kyoto workshop : Braking energy recovery workshop*, may 2011. Disponible sur : http://www.tickettokyoto.eu/sites/default/files/download/file/Kinetic%20Traction_T2K_Annuel_Event_May2011.pdf.
- [152] PILLER Flywheel Energy Storage System. Disponible sur : <http://www.piller.com/205/energy-storage>.
- [153] VICON : it's time to expect more from an energy storage solution. Disponible sur : http://www.vyconenergy.com/pages/pdfs/vycon_overview_bro.pdf.

BIBLIOGRAPHIE

- [154] C.S HEARN, M.M. FLYNN, M.C. LEWIS, R.C. THOMPSON, B.T. MURPHY et R.G. LONGORIA : Low cost flywheel energy storage for a fuel cell powered transit bus. *In Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, pages 829–836, 2007.
- [155] I.J. IGLESIAS, J.C. MARTINEZ, C. TOBAJAS, M. LAFOZ, L. GARCÍA-TABARÉS et C. VAZQUEZ : A kinetic energy storage system for railways applications. *In Word Congress on Railway Research*, numéro 8. UIC, May 2008. Disponible sur : http://www.uic.org/cdrom/2008/11_wcrr2008/pdf/R.3.4.3.2.pdf.
- [156] Manes RECHEIS, Armin BUCHROITHNER, Ivan ANDRASEC, Thomas GALLIEN, Bernhard SCHWEIGHOFER, Michael BADER et Hannes WEGLEITER : Improving kinetic energy storage for vehicles through the combination of rolling element and active magnetic bearings. *In Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 4641–4646, 2013.
- [157] Kinetic traction’s revolutionary systems. Disponible sur : <http://www.kinetictraction.com/tech.html>.
- [158] Williams advanced engineering. *MLC200 : high power flywheel energy recovery & storage system for traction & power grid applications*. Disponible sur : http://www.williamsf1.com/Documents/Downloads/MLC200_datasheet_web.pdf.
- [159] Anthony B. TURNER : A study of wayside energy storage systems (WESS) for railway electrification. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, IA-20(3):484–492, June 1984.
- [160] Mohamed I. DAOUD, A.S. ABDEL-KHALIK, A. ELSEROUGI, S. AHMED et A.M. MASSOUD : DC bus control of an advanced flywheel energy storage kinetic traction system for electrified railway industry. *In Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 6596–6601, 2013.
- [161] M. SUBKHAN et M. KOMORI : New concept for flywheel energy storage system using SMB and PMB. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 21(3):1485–1488, 2011.
- [162] Jiqiang TANG et Xuefei HAN : Simulative analyses of the rotor for magnetically suspended flywheel with vernier gimbaling capacity. *In Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2012 Third International Conference on*, pages 776–779, 2012.
- [163] Alstom to test onboard flywheel energy storage, January 2013. Disponible sur : http://www.railwaygazette.com/news/business/single-view/view/alstom-to-test-onboard-flywheel-energy-storage.html?sword_list%5B%5D=Alstom&sword_list%5B%5D=to&sword_list%5B%5D=test&sword_list%5B%5D=onboard&sword_list%5B%5D=flywheel&sword_list%5B%5D=energy&sword_list%5B%5D=storage&no_cache=1.
- [164] Masayuki SADAKEYO, Naoto NAGAOKA, Akihiro AMETANI, Shigeki UMEDA, Yoshiaki NAKAMURA, et Jun ISHII : An optimal operating point

BIBLIOGRAPHIE

- control of lithium-ion battery in a power compensator for DC railway system. In *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International*, pages 681–686, 2007.
- [165] David LINDEN et Thomas B. REDDY : *Handbook of batteries*. McGraw-Hill handbooks. McGraw-Hill, 2002.
- [166] Arnaud DEVIE : *Caractérisation de l'usage des batteries Lithium-ion dans les véhicules électriques et hybrides : Application à l'étude du vieillissement et de la fiabilité*. Thèse de doctorat, Université de Lyon 1, 2012. Disponible sur : http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/78/33/38/PDF/These_Devie_2012.pdf.
- [167] Akinobu OKUI, Shin ichi HASE, H SHIGEEDA, Takeshi KONISHI et T YOSHI : Application of energy storage system for railway transportation in japan. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 3117–3123, 2010.
- [168] Hitoshi HAYASHIYA, Masataka AKAGI, Takeshi KONISHI et Akinobu OKUI : Survey of power electronics and electric machine application for on-site railway power system in japan to realize eco-friendly transportation. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010.
- [169] Hitoshi HAYASHIYA, Shinya KIKUCHI, Kazushi MATSUURA, Masami HINO, Masateru TOJO, Tetsuya KATO, Masato ANDO, Takatoshi OIKAWA, Mitsuru KAMATA et Hiroshi MUNAKATA : Possibility of energy saving by introducing energy conversion and energy storage technologies in traction power supply system. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pages 1–8, 2013.
- [170] Taketo FUJII, Nobutsugu TERAYA et Mitsuyuki OSAWA : Development of an NE train. *Japan East Railways technical review*, 4:62–70, 2004. Disponible sur : http://www.jreast.co.jp/e/development/tech/pdf_4/Tech-no.4-62-70.pdf.
- [171] Naoto NAGAOKA, Haruki OUE, Masayuki SADAKEYO, Nobutaka MORI, Akihiro AMETANI, Shigeki UMEDA et Jun ISHII : Power compensator using lithium-ion battery for DC railway and its simulation by EMTP. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, volume 6, pages 3021–3025, 2006.
- [172] Mario CONTE, Francesco VELLUCCI et Manlio PASQUALI : Design procedures of lithium-ion battery systems : The application to a cable railway. In *Clean Electrical Power (ICCEP), 2011 International Conference on*, pages 257–264, 2011.
- [173] Massimo CERAOLO, Romano GIGLIOLI, Mario CONTE et Manlio PASQUALI : Use of electrochemical storage in substations to enhance energy and cost efficiency of tramways. In *AEIT Annual Conference, 2013*, pages 1–6, 2013.
- [174] Energy storage offers Macau metro 10% saving on consumption, June 2012. Disponible sur : <http://www.railwaygazette.com/news/urban/single-view/view/>

BIBLIOGRAPHIE

- [energy-storage-offers-macau-metro-10-saving.html?sword_list%5B%5D=macau&sword_list%5B%5D=metro&no_cache=1.](#)
- [175] B-Chop Energy Storage for Traction Power Supply System from Hitachi. Disponible sur : http://www.hitachi-rail.com/products/power_supply/equipment/feature03.html.
- [176] Jacques POULIN, Andrew GILLESPIE, Kevin MORELOCK, Jim MCDOWALL et Brian INNISS : SEPTA recycled energy optimization project with regenerative braking energy storage. *APTA Bus & Paratransit Conference*, 2012. Disponible sur : http://www.envitech.com/PDF/APTA_white_paper_on_SEPTA_Recycled_Energy_Optimization_Project_FINAL.pdf.
- [177] Robert A. RIGHTMIRE : US patent 3,288,641 : Electrical energy storage apparatus, November 1966. Disponible sur : <http://www.google.com/patents/US328864>.
- [178] M JAYALAKSHMI et K BALASUBRAMANIAN : Simple capacitors to supercapacitors - an overview. *International Journal of Electrochemical Science*, 3(11):1196–1217, November 2008. Disponible sur : <http://www.electrochemsci.org/papers/vol3/3111196.pdf>.
- [179] John M. MILLER : Energy storage system technology challenges facing strong hybrid, plug-in and battery electric vehicles. *In Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, pages 4–10, 2009.
- [180] Andrew BURKE : Ultracapacitor technologies and application in hybrid and electric vehicles. *International Journal of Energy Research*, July 2009.
- [181] Hamid GUALOUS, Rolland GALLAY et Alain BERTHON : Utilisation des supercondensateurs pour le stockage de l'énergie embarquée : applications transport. *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, 8:83 – 90, September 2004.
- [182] Patrice SIMON et Yury GOGOTSI : Materials for electrochemical capacitors. *Nature Materials*, 7(11):845–854, novembre 2008.
- [183] History of TECHNOLOGY : Batteries & energy storage technology. *Batteries & Energy Storage Technology Magazine*, 4:61–78, 2007.
- [184] Raquel S. BORGES, Arava Leela Mohana REDDY, Marco-Tulio F. RODRIGUES, Hemtej GULLAPALLI, Kaushik BALAKRISHNAN, Glaura G. SILVA et Pulickel M. AJAYAN : Supercapacitor operating at 200 degrees Celsius. *Nature : Scientific Reports*, 3, septembre 2013. Disponible sur : <http://dx.doi.org/10.1038/srep02572>.
- [185] R. BARRERO, J. VAN MIERLO et X. TACKOEN : Energy savings in public transport. *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, 3(3):26–36, Sept 2008.
- [186] R. BARRERO, X. TACKOEN et J. VAN MIERLO : Analysis and configuration of supercapacitor based energy storage system on-board light rail vehicles. *In Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pages 1512–1517, Sept 2008.
- [187] R. BARRERO, X. TACKOEN et J. VAN MIERLO : Quasi-static simulation method for evaluation of energy consumption in hybrid light rail vehicles.

BIBLIOGRAPHIE

- In Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pages 1–7, Sept 2008.
- [188] Kyoungmin KWON, Eun-Kyu LEE, Jaeho CHOI et Seoung-Gil BAEK : Efficiency improvement of ESS for DC transit system. *In Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, volume 4, pages 2641–2646, June 2012.
- [189] Hansang LEE, Jiyoung SONG, Hanmin LEE, Changmu LEE, Gilsoo JANG et Gildong KIM : Capacity optimization of the supercapacitor energystorages on dc railway system using a railwaypowerflow algorithm. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 7(5B):2739–2753, May 2011.
- [190] S. D'AVANZO, D. IANNUZZI, F. MUROLO, R. RIZZO et P. TRICOLI : A sample application of supercapacitor storage systems for suburban transit. *In Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2010*, pages 1–7, Oct 2010.
- [191] D. IANNUZZI : Improvement of the energy recovery of traction electrical drives using supercapacitors. *In Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pages 1469–1474, Sept 2008.
- [192] D. IANNUZZI et P. TRICOLI : Optimal control strategy of onboard supercapacitor storage system for light railway vehicles. *In Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 280–285, July 2010.
- [193] Christian GODBERSEN : SITRAS SES static energy storage systems based on double layer capacitor technology - the gateway to high efficiency improvement of mass transit power supply. *In UIC Railway energy efficiency conference*, numéro 2. UIC, February 2004. Disponible sur : <http://www.uic.org/IMG/pdf/Powerpoint-godbersen-2.pdf>.
- [194] SITRAS SES energy storage system for mass transit systems. Disponible sur : <https://w3.usa.siemens.com/mobility/us/Documents/en/rail-solutions/railway-electrification/dc-traction-power-supply/sitras-ses2-en.pdf>.
- [195] Michael STEINER, Johannes SCHOLTEN, Heinz STEINEGGER et Thomas JENEWEIN : Energy storage systems for improved efficiency of railway vehicles. 2001. Disponible sur : <http://www.railway-research.org/IMG/pdf/219.pdf>.
- [196] M. STEINER et J. SCHOLTEN : Energy storage on board of DC fed railway vehicles pesc 2004 conference in Aachen, Germany. *In Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04*, volume 1, pages 666–671, 2004.
- [197] M. STEINER et J. SCHOLTEN : Energy storage on board of railway vehicles. *In Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2005.
- [198] Bombardier Transportation, Schöneberger Ufer 1 10785 Berlin, Germany. *EcoActive Technologies EnerGstor Wayside Energy Storage*. Disponible sur : <http://www.bombardier.com/>

BIBLIOGRAPHIE

- content/dam/Websites/bombardiercom/supporting-documents/BT/Bombardier-Transportation-EC04-EnerGstor-EN.pdf.
- [199] ABB, 180 Brunswick Blvd. Pointe-Claire, Quebec, Canada. *ENVISTORE : Wayside Energy Storage System for rail transportation*[199]. Disponible sur : http://www.envitech.com/PDF/ABB_Envistore_brochure.pdf.
- [200] Sécheron, Rue du Pré-Bouvier 25 1217 Meyrin - Geneva CH-Switzerland. *Sécheron Energy Storage System : technical description*. Disponible sur : <http://www.secheron.com/Products/Traction-Energy-Recovery>.
- [201] CAF, Parque Tecnológico de San Sebastián Pso. Mikeletegi, 58 20009 San Sebastián - SPAIN. *CAF Power and automation : GREENTECH Traction solutions for a green railway industry*. Disponible sur : <http://www.cafpower.com/download/greentech-en.pdf>.
- [202] Supercapacitors to be tested on Paris STEEM tram, July 2009. Disponible sur : http://www.railwaygazette.com/news/single-view/view/supercapacitors-to-be-tested-on-paris-steem-tram.html?sword_list%5B%5D=STEEM&no_cache=1.
- [203] J.-P. MOSKOWITZ et J.-L. COHUAU : STEEM : ALSTOM and RATP experience of supercapacitors in tramway operation. In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pages 1–5, Sept 2010.
- [204] IEC 60850 railway applications : Supply voltages of traction systems, 2007.
- [205] Eric MORIN : *Modélisation d'un réseau électrique de tramway : du composant au système*. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, 2005. Disponible sur : http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/06/19/52/PDF/morin_version_finale_compressee.pdf.
- [206] EN 50124-2 railway applications : Insulation coordination part 2 : Over-voltage and related protection, 2001.
- [207] CEI 61374 overvoltages in traction supply systems. Rapport technique, International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembe, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland, 1997.
- [208] EN 50121-5 railway applications : Electromagnetic compatibility part 5 : Emission and immunity of fixed power supply and apparatus, 2006.
- [209] EN 50121-3-1 railway applications : Electromagnetic compatibility part 3-1 : Rolling stock - train and complete vehicle, 2006.
- [210] Benoit PILLIAS : *Nouvelle Topologie de Convertisseur Embarqué pour le Ferroviaire*. Thèse de doctorat, Université de Grenoble Joseph Fourier, 2011.
- [211] Working Group railway noise of the EUROPEAN COMMISSION : Position paper on the European strategies and priorities for railway noise abatement. Rapport technique, European commission, 2003. Disponible sur : <http://ec.europa.eu/transport/rail/ws/doc/position-paper.pdf>.
- [212] Jakob OERTLI et Peter HÜBNER : Railway noise in europe : A 2010 report of the state of the art. Rapport technique, International Union of Railways (UIC), 16, Rue Jean Rey 75015 Paris France, 2010. Disponible sur : www.uic.org.

BIBLIOGRAPHIE

- [213] ISO 226 Acoustics - Normal equal-loudness-level contours, 2003.
- [214] ISO 3744 Acoustics - determination of sound power levels and sound energy levels of noise sources using sound pressure - engineering methods for an essentially free field over a reflecting plane, 2010.
- [215] INFINEON : IPB025N10N3G : Documentation technique, December 2009. Disponible sur : https://www.infineon.com/dgdl/IPB025N10N3+G_Rev2.03.pdf?folderId=db3a304313b8b5a60113cee8763b02d7&fileId=db3a30431ce5fb52011d1ab1d9d51349.
- [216] Alan ELBANHAWY : Are traditional MOSFET packages suitable for the new generation of DC-dc converters. *In Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, volume 1, pages 316–319, 2004.
- [217] AVX : X7R dielectric : General specifications.
- [218] G. DEBOY, M. PURSCHEL, M. SCHMITT et A. WILLMEROOTH : Compensation devices versus power MOS and high speed IGBT - a device physics based guideline for the application. *In Solid-State Device Research Conference, 2001. Proceeding of the 31st European*, pages 61–68, September 2001.
- [219] A. TULBURE, D. TURSCHNER, M. ABRUDEAN, E. CEUCA et R. ORMENISAN : Experimental comparison of switching with IGBT and MOSFET. *In Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2010 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1–5, May 2010.
- [220] Carl BLAKE et Chris BULL : IGBT or MOSFET : choose wisely. Rapport technique, International Rectifier, 2011. Disponible sur : <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf>.
- [221] B.J. BALIGA : *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. Springer, 2008.
- [222] C. BUTTAY, H. MOREL, B. ALLARD, P. LEFRANC et O. BREVET : Model requirements for simulation of low-voltage mosfet in automotive applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(3):613–624, May 2006.
- [223] Cyril BUTTAY : *Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension*. Thèse de doctorat, Institut National Des Sciences Appliquées de Lyon, November 2004. Disponible sur : http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/32/71/64/PDF/these_imprimante.pdf.
- [224] Pierre-Olivier JEANNIN : *Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée*. Thèse de doctorat, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, 2001. Disponible sur : http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/09/24/29/PDF/these_po_jeannin.pdf.
- [225] Benoît MICHAUD : A Series IGBT Connection and Gate Control for Auxiliary Converters in Railway. *In PCIM*, Nuremberg, Allemagne, 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [226] Jih-Sheng LAI et Fang Zheng PENG : Multilevel converters-a new breed of power converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 32(3): 509–517, May 1996.
- [227] Jean-Paul FERRIEUX et François FOREST : *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : principes, composants, modélisation*. Collection Sciences sup. Dunod, 3 édition, 2006.
- [228] R.W. ERICKSON et D. MAKSIMOVIC : *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics Series. Springer, 2001.
- [229] 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 *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, volume 1, pages 599–606 Vol. 1, Oct 2005.
- [230] Peyofougou COULIBALY : *convertisseurs réversibles à commutation douce : association onduleur de tension commutateur de courant*. 1998.
- [231] Florian KRISMER : *Modeling And Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies*. Thèse de doctorat, ETH ZURICH, 2010. Disponible sur : http://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/Krismer_2011_03_17_Modeling_and_Optimization_of_Bidirectional_Dual_Active_Bridge_DC-DC_Converter_Topologies.pdf.
- [232] K. WANG, C. Y. LIN, L. ZHU, D. QU, F.C. LEE et J.-S. LAI : Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems. In *Power Electronics in Transportation, 1998*, pages 47–51, Oct 1998.
- [233] Kunrong WANG, F.C. LEE et J. LAI : Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 111–118 vol.1, 2000.
- [234] Kunrong WANG, Lizhi ZHU, Dayu QU, H. ODENDAAL, J. LAI et F. C. LEE : Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. In *Proc. IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 00*, volume 2, pages 1058–1063, 2000.
- [235] L. ZHU : A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 2141–2146 Vol.3, June 2004.
- [236] Rik .W DE DONCKER, D.M. DIVAN et M.H. KHERALUWALA : A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 27(1):63–73, Jan 1991.
- [237] J. WALTER et Rik .W DE DONCKER : High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles. In *Proc. IEEE 34th*

BIBLIOGRAPHIE

- Annual Power Electronics Specialist Conf. PESC '03*, volume 1, pages 27–32, 2003.
- [238] G. GUIDI, M. PAVLOVSKY, A. KAWAMURA, T. IMAKUBO et Y. SASAKI : Improvement of light load efficiency of dual active bridge dc-dc converter by using dual leakage transformer and variable frequency. *In Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 830–837, 2010.
- [239] Yvon CHÉRON : *La Commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique*. Technique et Documentation Lavoisier, 1989.
- [240] M. A E ANDERSEN : Comparison of three IGBT-inverters, one hard-switched and two with snubber circuits using a minimum number of components. *In Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, pages 306–311 vol.2, Sep 1993.
- [241] M. H. KHERALUWALA, R. W. GASGOIGNE, D. M. DIVAN et E. BAUMAN : Performance characterization of a high power dual active bridge DC/DC converter. *In Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1990 IEEE*, pages 1267–1273, 1990.
- [242] M.N. KHERALUWALA, R.W. GASCOIGNE, D.M. DIVAN et E.D. BAUMANN : Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 28(6):1294–1301, Nov 1992.
- [243] Allen R. HEFNER et D.L. BLACKBURN : A performance trade-off for the insulated gate bipolar transistor : Buffer layer versus base lifetime reduction. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PE-2(3):194–207, July 1987.
- [244] M. KIMATA, Masato KOYAMA, R. UCHIDA, M. IKEDA, T. KAWAMURA et T. OKADA : Smart IGBT model and its application for power converter design. *In Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, pages 1168–1173 vol.2, Oct 1994.
- [245] Byeong-Mun SONG, Huibin ZHU, Jih-Sheng LAI et Allen R. HEFNER : Switching characteristics of NPT- and PT-IGBTs under zero-voltage switching conditions. *In Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 1, pages 722–728 vol.1, 1999.
- [246] Tang JING et Zhao CHANG-HAO : The model of IGBT as a power switch. *In Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference on*, pages 1720–1723, Sept 2011.
- [247] R. WITHANAGE, N. SHAMMAS, S. TENNAKOORR, C. OATES et W. CROOKES : IGBT parameter extraction for the hefner IGBT model. *In Universities Power Engineering Conference, 2006. UPEC '06. Proceedings of the 41st International*, volume 2, pages 613–617, Sept 2006.
- [248] A. PETTERTEIG, J. LODE et T.M. UNDELAND : IGBT turn-off losses for hard switching and with capacitive snubbers. *In Industry Applications Society Annual Meeting, 1991., Conference Record of the 1991 IEEE*, pages 1501–1507 vol.2, Sept 1991.

BIBLIOGRAPHIE

- [249] R. T. NAAYAGI, R. SHUTTLEWORTH et A.J. FORSYTH : Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off. In *Electrical Energy Systems (ICEES), 2011 1st International Conference on*, pages 50–55, Jan 2011.
- [250] R. T. NAAYAGI, A.J. FORSYTH et R. SHUTTLEWORTH : High-power bidirectional DC-DC converter for aerospace applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(11):4366–4379, Nov 2012.
- [251] Charles Proteus STEINMETZ : On the law of hysteresis. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, IX(1):1–64, Jan 1892.
- [252] Colonel Wm. T MCLYMAN : *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition*. Electrical and Computer Engineering Series. Taylor & Francis, 2004.
- [253] P.L. DOWELL : Effects of eddy currents in transformer windings. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 113(8):1387–1394, August 1966.
- [254] LECROY-TELEDYNE : CP030 : Manuel d'utilisation, janvier 2013. Disponible sur : <http://cdn.teledynelecroy.com/files/manuals/cp030-im-e.pdf>.
- [255] LECROY-TELEDYNE : PP005a : Manuel d'utilisation, janvier 2002. Disponible sur : http://cdn.teledynelecroy.com/files/manuals/pp005a_im.pdf.
- [256] Hitachi METALS : FINEMET F3CC Series Cut Core : Documentation technique, Janvier 2010. Disponible sur : <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/products/elec/tel/pdf/hl-fm27-c.pdf>.
- [257] VACUUMSCHMELTZE : T60102-L2157- W158-02- : Documentation technique, Octobre 2010. Disponible sur : http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbibliothek_2010/Produkte/Kerne_und_Bauelemente/Anwendungen/Kerne/Schnittbandkerne/W158.pdf.
- [258] F. SIXDENIER, J. MORAND, O.A. SALVADO et D. BERGOGNE : Statistical study of nanocrystalline alloy cut cores from two different manufacturers. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 50(4):1–4, April 2014.
- [259] EPCOS : SIFERRIT material N87 : Documentation technique, Septembre 2006. Disponible sur : <http://www.epcos.com/blob/528882/download/3/pdf-n87.pdf>.
- [260] EPCOS : UU 93/152/30, UI 93/104/30 Core set : Documentation technique, Juin 2013. Disponible sur : http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_13/u_93_152_30.pdf.
- [261] TM RESEARCH : SDN-414-025 2 Watt Units - 1 5/8 Inch Case : Documentation technique. Disponible sur : <http://www.tandmresearch.com/>.
- [262] TECHNIX : SR1KV-1.2KW : Documentation technique, Septembre 2006. Disponible sur : http://www.technix-hv.com/technix/sites/default/files/downloads/DATASHEET_SR-300-3000-W-SERIES_ENG.pdf.

BIBLIOGRAPHIE

- [263] LECROY-TELEDYNE : PPE 5 kV : Manuel d'utilisation, janvier 2002. Disponible sur : http://cdn.teledynelecroy.com/files/manuals/ppe_5kv_user_manual.pdf.
- [264] Astrid PETERTEIG et Terje ROGNE : IGBT turn-off losses - in hard switching and with a capacitive snubber. *In EPE MADEP 91 : Symposium on Materials and Devices for Power Electronics : 4th European Conference on Power Electronics and Applications : Selected Papers*, European conference on power electronics and applications, pages 203–208, Firenze Italy, 1991. EPE.
- [265] K. CHEN et T.A. STUART : A study of IGBT turn-off behavior and switching losses for zero-voltage and zero-current switching. *In Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, pages 411–418, Feb 1992.

Abréviations utilisées

AACF Arrêt Accélération Croisière Freinage	29
ABS <i>Anti Blockier System</i> en allemand soit système anti-dérapage	16
ACARE <i>Advisory Council for Aviation Research and Innovation in Europe</i> en anglais	17
APU <i>Auxiliary Power Unit</i> en anglais soit alimentation auxiliaire	19
BMS <i>Battery Management System</i> en anglais soit système de gestion de la batterie	41
CEM Compatibilité ÉlectroMagnétisme	54
CVS ConVertisseur Statique	32
C_x Coefficient aérodynamique relatif à la trainée	16
DAB1 <i>Double Active Bridge 1-phase</i>	79
DAB3 <i>Double Active Bridge 3-phase</i>	79
EDLC <i>Electric Double Layered Capacitor</i> en anglais soit capacité électrique à double couche	42
ETHZ <i>Eidgenössische Technische Hochschule Zürich</i> en allemand soit École Polytechnique Fédérale de Zurich	78
FPGA <i>field-programmable gate array</i>	136
GPL Gaz de Pétrole Liquéfié	15
HESOP <i>Harmonic and Energy Saving Optimizer</i>	47

BIBLIOGRAPHIE

HF Haute Fréquence	54
IEC <i>International Electrotechnical Commission</i> en anglais soit commission électrotechnique internationale	50
IGBT <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> en anglais soit Transistor bipolaire à grille isolée	67
KESS <i>Kinetic Energy Storage System</i> en anglais soit système de stockage à énergie cinétique	39
LAC Ligne Aérienne de Contact	30
MCI Moteur à Combustion Interne	13
MITRAC <i>Modular Integrated TRACtion system</i>	46
MOSFET <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> en anglais soit transistor à effet de champ à structure métal-oxyde-semiconducteur ...	67
Mtoe Mega tons of oil equivalent= 41.86 Peta Joules	11
NEC <i>Nippon Electric Company</i>	42
NeoGREEN Neo Ground Regenerative Energy for Economic Network	61
OESS <i>On-board Energy Saving System</i> en anglais soit système d'économie d'énergie embarqué	35
PAC Pile À Combustible	15
ROI <i>Return On Investment</i> en anglais soit retour sur l'investissement	58
RPM Rotation Par Minute	39
RATP Régie Autonome des Transports Parisiens	51
RBSOA <i>Reverse Bias Safe Operating Area</i> en anglais soit zone de sécurité inverse	102
SITRAS MES <i>SITRAS Mobile Energy Storage</i>	46

BIBLIOGRAPHIE

SITRAS SES <i>SITRAS Static Energy Storage</i>	46
SME Système de Management de l'Énergie.....	62
SSTO <i>Smart Soft Turn-On</i>	147
STEEM Système pour Tramway à Efficacité Énergétique Maximisée	47
TGV Train à Grande Vitesse.....	24
TREPS Transformateur Rapide d'Énergie pour Pack de Supercondensateurs 48	
URE Unité de Récupération d'Énergie	62
WESS <i>Way-side Energy Saving System</i> en anglais soit système d'économie d'énergie débarqué	37
ZCD <i>Zero Crossing Detection</i> en anglais soit détection du passage à zéro du courant	148
ZVS <i>Zero Voltage Switching</i> en anglais soit commutation à tension nulle .	101