



HAL
open science

Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion

Franck Barruel

► **To cite this version:**

Franck Barruel. Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion. Energie électrique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2005. Français. NNT : . tel-00164837v1

HAL Id: tel-00164837

<https://theses.hal.science/tel-00164837v1>

Submitted on 24 Jul 2007 (v1), last revised 17 Sep 2007 (v2)

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.

Université Joseph Fourier

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Génie Electrique »

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

UMR 5529

Dans le cadre de l'école doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,**

Télécommunication, Signal »

Présentée et soutenue publiquement

par

Franck BARRUEL

Le 20 Juillet 2005

Titre :

Analyse et conception des systèmes électriques embarqués.

Application aux réseaux de bord d'avion

M. JEAN PAUL FERRIEUX

Président

M. BERNARD MULTON

Rapporteur

M. XAVIER ROBOAM

Rapporteur

M. NICOLAS RETIERE

Directeur de thèse

M. JEAN LUC SCHANEN

Directeur de thèse

M. ETIENNE FOCH

Examineur

M. MARIO MARTINEZ

Examineur

Discussion pré-liminaire...

Ah... sans votre aide !? Question que je me pose pour commencer les classiques remerciements. Il y a un an, quasi jour pour jour, j'étais ici, jardin du Luxembourg à Paris en train de faire une ébauche de plan pour ce mémoire. Comparaison faite avec la version finale, il ne reste que la conclusion en commun. Pas grave. Fallait bien commencer !

Mais cela ne répond pas à ma question. Que serait-on seul face à son sujet de thèse ? Bah bien dans la mouise et intérêt à avoir un financement à rallonge... Heureusement cela n'a pas été le cas, bien au contraire. Qu'elles aient été professionnelles ou non, il y en a eu des rencontres et des échanges. Et c'est, sans nul doute, grâce à ces rencontres que je suis là le 1er août 2005 face au Sénat (ok il y a mieux comme endroit mais bon...) l'esprit léger à profiter de mes vacances (bien méritées !). Alors pour cela d'avance merci à toutes et tous.

Faire une liste exhaustive de tous les gens que j'ai rencontrée pour faire avancer directement ou indirectement le schmilblick serait hasardeux. Alors que les absent(e)s de cette liste m'excusent, ma mémoire est parfois sélective. Mais à coup sûr j'ai pensé à vous à un moment.

Premier coup de chapeau à ceux qui sont là depuis le début de cette conquête de l'espace (houlà j'm'emballe !), mes « Chefs ». Au début, ma (notre) culture aéronautique était un peu comparable à -273°C . On avoisine la température ambiante maintenant.

Enrichissante rencontre avec vous Nico et Jean Luc. Sur un sujet de recherche, le choix d'un thésard avec ses encadrants est aléatoire. Le « hasard » a été généreux avec moi. Relations humaines obligent, il y a parfois eu des noms d'oiseaux qui ont traversé mes pensées en sortie de certaines réunions. Mais au final, que de bon augure ces oiseaux. Merci de votre confiance, de votre écoute (parfois hors sujet de thèse) et bien sûr pour toutes vos idées ! C'est en grande partie grâce à des gens comme vous que je souhaite continuer à « chercher » ! Si je peux me permettre, continuez dans ce sens avec vos prochains poulains, vous êtes dans le vrai (euh Nico, soit plus cool quand même parfois face à des âmes sensibles :°))

NB : Je ris toujours en repensant à notre première réunion POA tous les 3 (la seule d'ailleurs après j'ai, comme qui dirait, botté en touche !) et mon grand moment de solitude « anglais » essayant de parler de moi (car on me l'avait demandé, of course) dans un silence de cathédrale, et vous en train de vous bidonner... pfff il est très bien mon anglais !

C'est d'ailleurs à cause de ces réunions manquées de ma part, que je n'avais pas eu l'occasion de rencontrer monsieur Foch et que trop peu monsieur Martinez. Vous ne m'en avez apparemment pas tenu rigueur puisque vous avez accepté de participer à mon jury. Merci pour cette présence industrielle primordiale.

Le retour de personnes extérieures est évidemment l'objet de toute thèse. Merci monsieur Multon et monsieur Roboam pour vous être intéressés à ce travail. Le nombre de questions, remarques, critiques, de votre part m'a assuré de l'intérêt certain que vous avez porté à ce mémoire (malgré un calendrier chargé). Belle récompense pour moi. Bernard, je souhaite que notre intérêt commun pour le « renouvelable » fasse nous rencontrer de nouveau.

Reste LE président, Jean Paul Ferrieux. Comme je te l'ai dit à l'oral tu as été mon premier prof d'EP à l'IUT et donc, le peu que ma mémoire a bien voulu assimiler sur les convertisseurs est en grande partie grâce à toi. Tu boucles la boucle en ayant accepté de présider ce jury. Il y a des gens pour qui on a un profond respect inexplicable. Tu en fais partie.

Certaines discussions avec des personnes du laboratoire ont été d'une grande aide. Je pense notamment à Seddik (merci pour tous les conseils sur la modélisation moyenne), James (jamais très loin de mes « chefs »), Bertrand Raison pour les discussions très ... Matlab et puis la petite Delphine (qui m'a mis pour la première fois un schtroumpf entre les mains ! Je crois que l'essai a été concluant. ENORMES bisous à Olivier !).

Et puis il y a vous mesdames, Danielle, Elise, Monique (très agréable compagnie au Brésil avec l'irremplaçable Shaffou) qui mettez de la douceur à ce labo. Et toi, Jacqueline. 1000 bisous et merci d'avoir été là.

Toujours planté sur mon fauteuil au Luxembourg, cette fois c'est envers ma famille que vont mes pensées. Parti au départ pour 2 ans d'IUT, je me retrouve 9 ans après toujours avec ma carte d'étudiant. Désolé ! Mais surtout merci de m'avoir fait confiance et d'avoir financé en partie ces années sans jamais douter de moi. Il paraît qu'on ne choisit pas sa famille, heureusement, j'aurais eu du mal à trouver mieux.

Les ami(e)s, eux (elles), on les choisit. Encore faut-il avoir le choix. Et pour cela j'ai été gâté. Le LEG est un vivier de personnes intéressantes et attachantes.

Certaines rencontres datent d'avant la thèse. Kiki, le savoyard le plus chiant (surtout quand il a mal à l'oreille à 2h du mat' à cause de l'alcool !) mais aussi le plus adorable que je connaisse. Il aime le sport mais pas sûr que cela soit réciproque. Et surtout il débute en ski, pas glorieux pour un 73 !

JPeg, impressionnant d'efficacité au travail. Toujours un vrai plaisir de refaire le monde tous les deux autour d'un bon sky. Par contre lui aussi ne sait pas skier ! Pas grave les p'tits loups, Branck vous donnera des cours.

Merci à tous les deux pour votre compagnie de « bureau ». Pur plaisir !

Et de la même promo, il a Roger Yves Souchard (bon ok lui il tient sur des planches !), doux dingue, papa heureux. Embrasse Eléa pour moi. Puis Valdo, la force tranquille.

Ensuite il y a les rencontres avec les vieux briscards thésards avec qui je garde toujours contact. Babe (tu peux t'inscrire sur la liste des cours de ski), Goubs (toi tu fais plus souvent du surf sur le ventre), Rico (Ok bon bah là pour le ski j'me tais... j'te bats quand même au squash), Yvan, Raphy, Poj, Lolo et Damien. Deux mentions spéciales. Une à Seb Gréchant, montagnard aux idéologies proches des miennes, doux rêveur. Mon petit doigt me dit qu'on a des choses à faire ensemble... Et puis Coye. T'as intérêt à te rattraper pour le 20 Juillet si tu veux que je conserve la profonde estime que j'ai pour toi !

Je ne vais pas les lister, mais un GROS bisou à toutes vos femmes qui vous supportent... elles ont du mérite !!

Viennent ensuite les « vieux » qui restent :

RV, passé du côté obscur récemment. Merci d'être plus chauve que moi !

Guillaume, 1^{er} gros cube ensemble, 2^{ème} gros cube ensemble. Superbe compagnon de route (pas que sur le bitume) et fin pilote. Calme quand même. Ah oui, grande gueule incomparable (si si plus que moi). Merci à toi.

Relation particulière avec un homme particulier, Guybrush. Verbe haut (très haut), humour noir (très noir). Façade de pierre et peu souriant ;-) mais qui cache un cœur gros comme ça ! T'as toujours été là en cas de besoin. MERCI.

Merci à ces deux Gui pour leur aide capitale sur la « forme » de ce mémoire.

Les jeunes :

Benj, qui nous assure une relève de l'esprit EPTE. Un peu trop timide à mon goût mais il se soigne ! Guillaume. R et Alex, vrais Syrel ou faux EP (et inversement).

X, t'es malade tu le sais. Mais t'es un sacré foutu drôle de personnage ! Si je reste dans le coin l'année prochaine, je garantis de mouvementer ta rédac ! Calme quand même la bière...pour ton ventre plat !

Mister Andrew. Merci pour ton aide précieuse. Et en plus tu as réussi à me faire apprécier les anglais (sauf au Rugby). Clin d'œil aussi à tous mes stagiaires.

Mes dernières pensées vont à Corinne, Adi, Nataliya, et une mention spéciale à Mariya. Vous avez supporté notre humour masculin tous les jours. Pour cela vous méritez une palme d'or. Mais surtout vous avez mis de la couleur dans notre quotidien. Merci jolies fleurs.

Et puis il y a toi. Belle petite Elfe. Patience immodérée, courage sans faille, toujours à l'écoute, cette thèse est aussi la tienne. Grâce à toi nous sommes arrivés à cet équilibre extra...ordinaire entre deux personnes. Mais après tout... on nous l'avait bien dit !

Sommaire

<i>Discussion liminaire...</i>	<i>11</i>
<i>Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le navire – vers une migration au tout électrique</i>	<i>15</i>
1 Définition des réseaux embarqués	17
2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies	17
2.1 L'automobile	17
2.2 Le navire	20
2.3 Quid de l'aéronautique civil ?	23
2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution	23
2.3.2 Le POA, ses enjeux	28
3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau	30
3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire	30
3.2 Les effets fréquentiels	31
3.3 Les risques d'instabilité	38
4 Ce qu'il faut retenir...	41
<i>Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et la conception des réseaux embarqués – vers une conception ensembliste</i>	<i>43</i>
1 Introduction	45
2 Processus de conception des réseaux	46
3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?	49
3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle	49
3.2 Le domaine statique	50
3.2.1 Méthode du Load flow	51
a Principe et modélisation	51
b Application à un réseau de bord	53
3.2.2 Modélisation harmonique	56
3.3 Le domaine dynamique	60
3.3.1 Critères de « Middlebrook »	61
3.3.2 Approche modale	66
a Représentation d'état et linéarisation	66

b	Valeurs propres et vecteurs propres	68
c	Matrices modales et réponse temporelle	68
d	Sensibilité et facteur de participation	69
e	Modélisation moyenne	73
f	Synthèse sur l'analyse modale	76
4	Les outils	77
5	Eléments vers une conception ensembliste	78
Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC		81
1	Objectifs de l'étude	83
2	Analyse modale d'un convertisseur DC/DC	83
2.1	Ecriture du modèle	83
2.2	Comparaison avec Middlebrook	85
2.3	Analyse modale	87
3	Application à l'ASVR	91
3.1	Modélisation individuelle ou d'ensemble ?	92
3.2	Modélisation et identification des modes	94
3.2.1	HPSG	94
a	Modélisation	94
b	Identification des modes	99
3.2.2	FPM	100
a	Modélisation	100
b	Identification des modes	103
3.2.3	Modèle complet	104
a	Modélisation	104
b	Identification des modes et étude de sensibilité	106
3.3	Analyse pour la conception	109
4	Vers une modélisation plus fine et l'optimisation	112
5	Conclusion	115
Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires		117
1	Positionnement de l'étude	119
2	Le filtrage	120
2.1	Les filtres passifs	120
2.2	Les filtres actifs	122
2.3	Les filtres hybrides	123
3	Etude d'une structure filtre plus convertisseur	123

3.1	Effet de l'inductance de lissage	124
3.2	Insertion d'un filtre résonant	125
3.3	Calcul du volume des éléments réactifs	128
3.3.1	Volume d'une inductance	128
3.3.2	Volume d'un condensateur	129
3.3.3	Application à la structure passive étudiée	130
4	Processus d'optimisation du volume d'un filtre	131
4.1	Modélisation du pont	131
4.2	Principe de l'optimisation	132
4.3	Application	134
5	Vers l'aide à la conception des réseaux de bord	135
5.1	Optimisation sous contraintes aéronautiques	135
5.2	Aide au choix des contraintes	138
5.3	Aide au choix de la localisation	139
6	Quid de la fréquence variable ?	141
7	Conclusion	142
	<i>Discussion finale...</i>	<i>143</i>

Discussion liminaire...

« *Analyse et conception des systèmes embarqués* », voilà un titre bien présomptueux ! Il est vrai que ces systèmes subissent de profondes mutations et doivent être repensés. L'essor de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier est sans aucun doute la cause principale de cette refonte. Fiabilité, modularité, masse, souplesse de fonctionnement sont des qualités qui ne sont plus discutables pour ces nouveaux modes de conversion d'énergie. Face à cela, les idées d'application et d'utilisation n'ont cessé de germer dans la tête des concepteurs de systèmes embarqués. La tendance est claire : il faut intégrer au maximum la conversion et la distribution électrique aux dépens de l'hydraulique et du mécanique. Le constat est déjà là pour le prouver, automobile, aviation, train, tramway, navire migrent tous vers le « plus » voire le « tout » électrique. Les projets ne manquent pas et les retombées sont déjà visibles. Qui ne peut constater l'évolution faite de la célèbre « 2 chevaux » à la nouvelle C3 ? De la même manière, la comparaison entre le premier train alimenté par caténaire et le nouveau TGV en dit long sur l'apport d'organes électriques. L'A380 assurera sans nul doute une aisance de pilotage et un confort autres que ceux proposés dans le premier Caravelle. Plusieurs autres exemples illustrent de cette migration au tout électrique peuvent être cités. Ils possèdent tous les caractéristiques suivantes :

- confort,
- sécurité,
- coût,
- environnement.

La cause est donc acquise, les systèmes embarqués de demain seront tout électriques ou ne seront pas !

Dès lors, de nouvelles réflexions doivent être menées sur le réseau électrique embarqué. On ne peut, en effet, augmenter sans cesse la puissance des alternateurs pour assurer la fourniture électrique des nouvelles charges insérées sans repenser le réseau dans sa globalité. Le choix du type d'alimentation (alternatif ou continu), le niveau de tension à appliquer, les règles de protection, l'architecture garantissant une fourniture optimale sur les charges « vitales », sont autant de points clé à analyser.

La tâche n'est pas aisée puisque en parallèle des contraintes de qualité/continuité d'alimentation peuvent venir s'ajouter le volume, le coût et la masse selon le système embarqué (navire, voiture, avion).

L'aéronautique, notre cas d'étude, est directement concernée par le souci de légèreté ! A l'heure où l'A380, le plus gros porteur jamais conçu, effectue ses premiers essais en vol, la revue « Science & Vie » titre son numéro de janvier 2005 : « A380, et s'il était trop lourd... ». Il faut donc chercher à gagner des grammes. Côté électrique, le nouveau fleuron d'Airbus va pourtant dans le bon sens. Le système électro-hydraulique de génération de bord (lourd et coûteux en maintenance) qui assurait jusqu'à présent une fréquence fixe de 400Hz a été supprimé et celle-ci devient variable entre 360Hz et 800Hz. Le pendant de ce changement est le besoin d'insérer de nouveaux convertisseurs statiques en étage d'entrée pour « absorber » ces variations. De plus, contrairement aux précédents Airbus qui en comportaient trois, l'A380 n'aura que deux circuits hydrauliques, le troisième étant remplacé par un électrique. Le niveau de pression au sein de ces circuits est également augmenté. Le gain estimé est de 1.2t tout de même.

Le projet européen **Power Optimised Aircraft** dans lequel se sont inscrits nos travaux est principalement axé sur les points qui viennent d'être abordés. Quels seront les effets d'un réseau à fréquence variable avec les nombreuses charges non linéaires que sont les convertisseurs statiques ? Quelle est la meilleure architecture possible ? Est-ce que le passage à un réseau continu peut permettre de gagner de la masse ? Si oui, avec quel niveau de tension ? Car si les convertisseurs statiques possèdent des avantages indéniables, ils ont aussi leurs inconvénients (en dehors du coût) et peuvent conditionner ces nouveaux choix.

Tout d'abord d'un point de vue fréquentiel, l'augmentation de tels étages d'entrée induit des perturbations harmoniques sur le réseau. Leurs conséquences sont bien connues : pertes supplémentaires, échauffement des câbles, distorsion de la tension d'alimentation, etc. Le gabarit normatif sur les différentes fréquences multiples du fondamental est donc très sévère.

D'un point de vue dynamique, ces nouvelles charges peuvent être déstabilisantes lors de petites variations autour d'un point d'équilibre ou lors de transitoires brutaux. Ces problèmes de stabilité sont principalement imputables aux régulations qui génèrent de nouveaux modes sur le réseau et peuvent, en cas de mauvais réglage, créer des oscillations voire l'instabilité complète du système.

Tout le problème consiste donc à analyser les effets fréquentiels, statiques et dynamiques. Quels sont les méthodes et les outils à employer suivant le domaine observé ? En bref, comment suppléer à l'empirisme (toujours indispensable mais qui montre ses limites en terme d'optimisation) quasi centenaire des concepteurs de réseau d'avion ?

Aussi, après avoir fait dans le premier chapitre, un rapide survol historique sur l'évolution des réseaux embarqués et des conséquences sur la prolifération de ces nouvelles charges, le second chapitre de ce mémoire sera entièrement dédié aux outils et méthodes envisageables pour concevoir de manière optimale les futurs réseaux. Les deux chapitres suivants viendront illustrer cette réflexion sur la conception. L'un proposera une méthode d'analyse de stabilité permettant, en plus du respect des critères dynamiques imposés, une aide à la conception (en gardant toujours comme objectif une minimisation du volume et /ou de la masse). L'autre chapitre sera basé sur la (dé)pollution harmonique avec la proposition d'outils génériques permettant de minimiser le volume des filtres passifs et actifs tout en garantissant le respect des normes.

Dès lors, tous les outils seront-ils donnés pour définir LE réseau optimal ? Certes non. Compte tenu de la non prise en compte de certains aspects électriques et des aspects mécaniques ou thermiques, on ne peut prétendre à un tel résultat. Alors si le titre paraît annonciateur, il faut modestement parler de *contribution* vers cet objectif qu'est la conception...bonne lecture.

**Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le
navire – vers une migration au tout électrique**

1 Définition des réseaux embarqués

Avant propos, il est utile de définir ce qu'est un réseau embarqué [1]. En opposition au réseau de distribution public, il se différencie par une faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes isolés. Dans la littérature, on parle aussi de réseau d'alimentation ou de bord suivant les systèmes étudiés. Ces derniers sont nombreux. Voitures, avions, navires, tramways voire les réseaux industriels ou îlotés, constituent des cas d'application où le réseau électrique fonctionne partiellement ou continûment de manière isolée. Ces réseaux sont fortement non linéaires car ils sont composés en grande partie de convertisseurs électriques. L'architecture est de type radiale et non maillée et le flux de puissance est unidirectionnel. Ainsi, les problèmes d'interconnexions entre plusieurs sources d'énergie sont moins susceptibles d'apparaître mais néanmoins existants, par exemple, lors de conditions anormales mais ne sont pas traités dans ce mémoire.

2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies

Depuis les années 80, les réseaux embarqués n'ont cessé de prendre de l'importance. Ce changement n'est pas étranger à celui de l'électronique de puissance, bien au contraire. La fiabilité, la robustesse et la souplesse de fonctionnement offertes par les convertisseurs statiques lorsqu'ils sont associés ou non à des machines électriques ont naturellement conduit à leur utilisation massive. De fait, les convertisseurs deviennent le cœur même des réseaux embarqués et leurs effets, notre principale source de recherche. Afin d'illustrer ces propos, voici un rapide tour d'horizon non exhaustif dans des domaines connus tels que l'automobile, le maritime et l'aéronautique. Ce dernier sera davantage présenté étant donné qu'il reste le cas d'étude de ce mémoire.

2.1 L'automobile

Le mode de transport le plus utilisé dans les pays développés est très représentatif de la migration vers le « plus électrique ». Les chiffres de Renault sont éloquentes ; en 1980 une Renault 5 consommait une puissance électrique inférieure à 500W alors qu'en 2005, le futur monospace de la gamme consommera 5kW, soit dix fois plus en 25 ans. Certains « visionnaires » de l'automobile parlent même d'atteindre 40kW en 2030 !

Les causes de cette croissance exponentielle sont principalement issues de quatre facteurs :

- le confort,
- la sécurité,
- l'environnement,
- le coût.

En effet, améliorer sa qualité de vie et son confort sont des causes communes à bien des personnes et cela passe pour certains par son propre véhicule. Les constructeurs proposent ainsi des prestations variées. Sièges chauffants, vitres électriques, GPS, climatisation, direction assistée deviennent des accessoires standardisés. Ces équipements sont les plus grands consommateurs d'électrons.

La volonté d'augmenter la sécurité du passager va également dans le sens du développement des systèmes électriques. L'aide au freinage, au maintien de la tenue de route ou encore la direction assistée sont des fonctions qui sont réalisées par l'intermédiaire d'actionneurs électriques. Pour demain, des projets sont en cours sur l'utilisation de câbles en fibre optique, transmettant les données fournies par des servo-systèmes et des capteurs électroniques à un ordinateur de bord. Ainsi, on peut envisager un avenir où les commandes utilisées par le conducteur (volant, pédales, levier de vitesse) seront gérées par de tels câbles. Tout ceci sera de bon augure pour le conducteur mais demande là encore une alimentation électrique.

Un troisième aspect écologique vient étayer l'utilisation de l'électricité à bord des voitures. La réduction d'actionneurs et de transmissions mécaniques et hydrauliques, au profit d'organes électriques, induit un gain de masse et donc une baisse de la consommation thermique de la voiture et indirectement des produits polluants. L'apport de l'électrique doit également permettre une meilleure utilisation du moteur (injection électronique) et donc une durée de vie accrue.

Enfin, pour l'aspect financier, le développement considérable de l'électronique de puissance a eu pour effet de réduire son prix et de faciliter son développement au sein des voitures.

Le virage vers le « plus électrique » est pris depuis longtemps. Dès lors, la gestion de l'énergie électrique devient plus complexe et le réseau actuel 14VDC n'est plus adapté (Figure I-1). L'augmentation de la puissance à fournir induit une augmentation de la taille des câbles et donc du poids. Pour répondre à ces conséquences coûteuses dans un système embarqué, une solution est de monter le niveau de tension. Ainsi, pour une même puissance absorbée, les niveaux de courant circulant dans les câbles seront moindres [2].

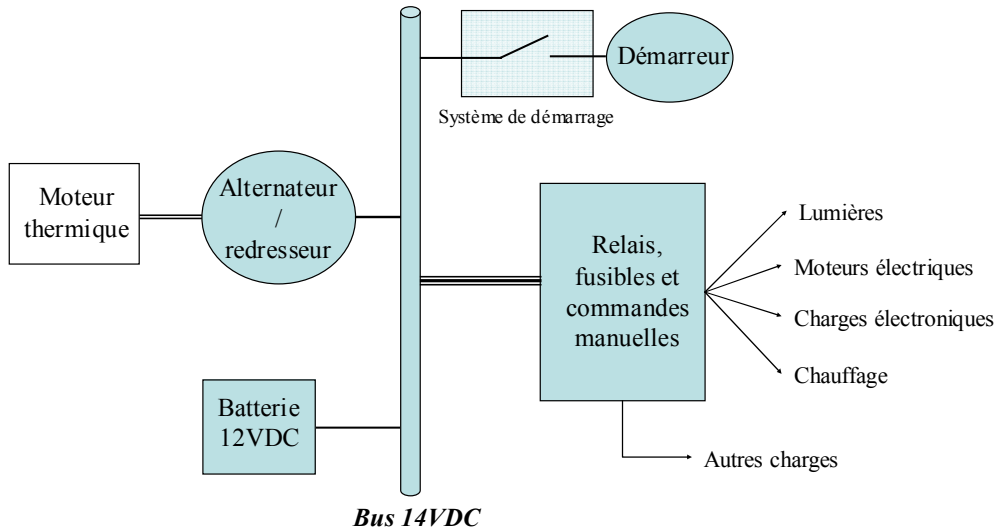


Figure I- 1 : Réseau de bord actuel 14VDC

Ce niveau de tension a été fixé à 42VDC principalement pour des raisons de sécurité des personnes. Cependant, la présence de charges fonctionnant encore sous 14VDC dans les stocks des équipementiers a amené les constructeurs à une solution hybride avec les deux niveaux de tension (Figure I- 2). Mais hormis le lobbying des fabricants, la présence de deux réseaux distincts permet un découplage dans l'alimentation des charges. En effet, et l'automobile n'est pas le seul cas, on voit se profiler dans les réseaux embarqués un bus qui alimente les charges dites de puissance et un autre où sont connectées les organes destinées à la communication au sein du véhicule ou des actionneurs de faible puissance. Dans le cas du réseau 42-14VDC, c'est un hacheur qui assure la conversion DC/DC entre ces bus. Celui-ci a d'ailleurs fait l'objet de nombreuses études tant sur sa conception que sur ses effets (notamment dynamiques) sur le réseau [3].

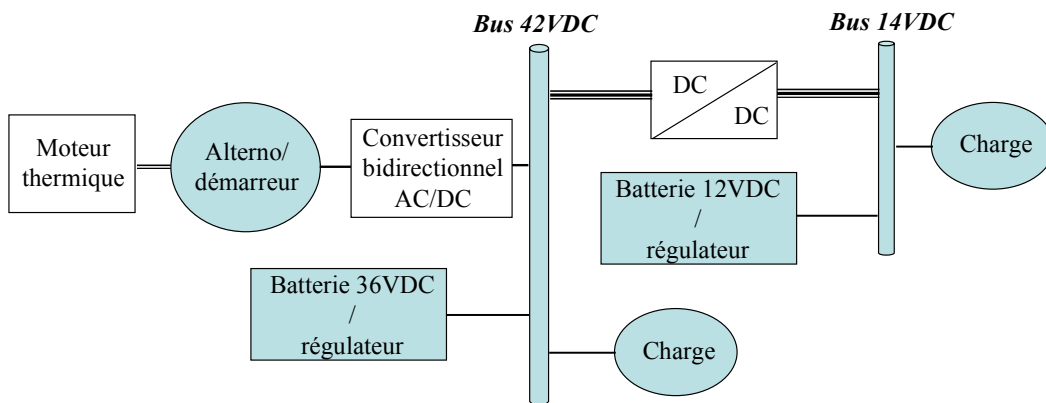


Figure I- 2 : Réseau 42/14VDC

La génération électrique se voit également modifiée. L'évolution des technologies sur les machines aidant, le démarreur et l'alternateur ne forment plus qu'un seul système, dont un redresseur réversible commandé assure le raccordement au réseau.

Le réseau des voitures hybrides (TOYOTA Prius, HONDA Insight) est très semblable à celui de la Figure I- 2. En dehors des charges électriques encore plus nombreuses, seul l'ajout d'un moteur électrique sur le bus continu « haute tension » (via de nouveau un convertisseur) change du précédent.

Le constat est ainsi clair, l'architecture du réseau électrique des nouvelles voitures est fortement composée d'organes à base d'électronique de puissance qui sont vus comme des charges non linéaires et dont les effets électriques doivent être quantifiés.

2.2 Le navire

Dans des proportions différentes, un autre exemple significatif de cette migration au tout électrique est le cas des navires. Sans parler des bateaux militaires, les navires de croisière ont bien évolué. Ces villes flottantes ont su également tirer un grand bénéfice de l'évolution de l'électronique de puissance. La première propulsion électrique ne date pourtant pas d'hier. Dans les années 1930, le *Normandie* était équipé de machines électriques permettant d'entraîner les quatre hélices de 40000 ch chacune. « Cependant, il s'agissait à l'époque, de systèmes du type « arbre électrique » entre la turbine à vapeur et l'hélice, en remplacement de la longue ligne d'arbre et de réducteur associé. Par « arbre électrique » on entend une liaison borne à borne entre génératrice et moteur, laquelle, aux puissances considérées, ne pouvait se faire que par des « arbres » constitués par un alternateur entraîné par une turbine et un moteur synchrone ou asynchrone » [4]. Il faut attendre le début des années 90, et comme nous l'avons dit précédemment, le développement de l'électronique de puissance, pour voir l'application des systèmes modernes d'alimentation et de commande sur les machines de propulsion [5]. De plus, au même titre que les voitures, le « standing » à bord change ! Ascenseur, piscine, salles vidéo, restaurants et bien d'autres ... viennent alourdir la consommation électrique embarquée. C'est pourquoi, dans les années 90, le « navire tout électrique » a fait l'objet de nombreux projets. Architecture, conception, protection des réseaux, choix du continu ou de l'alternatif, tous ces aspects ont fait (et font encore) l'objet de réflexions et d'analyses pour se préparer au paquebot de demain (cela concerne aussi les navires militaires) [6].

L'architecture « standard » telle qu'elle est en ce moment dans les navires est donnée Figure I- 3. La production d'énergie est assurée par des groupes électrogènes dont la puissance est fonction de la taille du bâtiment. Mais à titre d'exemple, pour un navire de 22000 t (le Queen Mary II en fait 150 000 t !), la production électrique est d'environ une dizaine de mégawatts en navigation à 15 nœuds (le double à 20 nœuds) répartie de la manière suivante :

- 2 x 2.7 MW pour la propulsion principale (2 x 9.2 MW à 21 nœuds),
- 2 x 1 MW pour la propulsion auxiliaire,
- 2 x 1 MW pour les compresseurs d'air conditionné,
- 4 MW pour le réseau de bord (440V, 60Hz) qui assure l'alimentation de toutes les autres charges (servitudes).

Soit au total quatre groupes de 6.3 MW qui sont connectés à un réseau de 6.6 kV. Les charges liées à la propulsion et l'air conditionné sont directement alimentées par ce réseau (Tableau MT) et les autres passent par l'intermédiaire d'un transformateur 6.6kV/440V (Tableau BT).

Il est intéressant de noter la présence de filtres harmoniques qui assurent un taux de distorsion inférieur à 5% sur la tension BT quel que soit le régime de fonctionnement de la propulsion et limitent également les amplitudes des courants harmoniques. En effet, la prolifération des étages d'entrée des chaînes de conversion électromécanique (bien souvent des ponts de diodes triphasés) génère des harmoniques dits basses fréquences. En cas de charges équilibrées, ces structures créent des courants harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13, etc. Ces derniers s'accompagnent non seulement de pertes dans les câbles et les éléments bobinés, mais surtout de perturbations sur le couple et la vitesse des machines connectées au réseau, d'où l'obligation de filtrage. Mais cela induit des contraintes en taille - masse - argent.

Le réseau continu est-il la solution de demain pour réduire l'encombrement de l'ensemble des constituants du réseau ? Quelles sont les conséquences sur les harmoniques (si ils sont supprimés en BF, il reste néanmoins les problèmes de CEM) ou sur la stabilité du système ? Sans rentrer dans le détail, il est possible de faire une analyse qualitative [7].

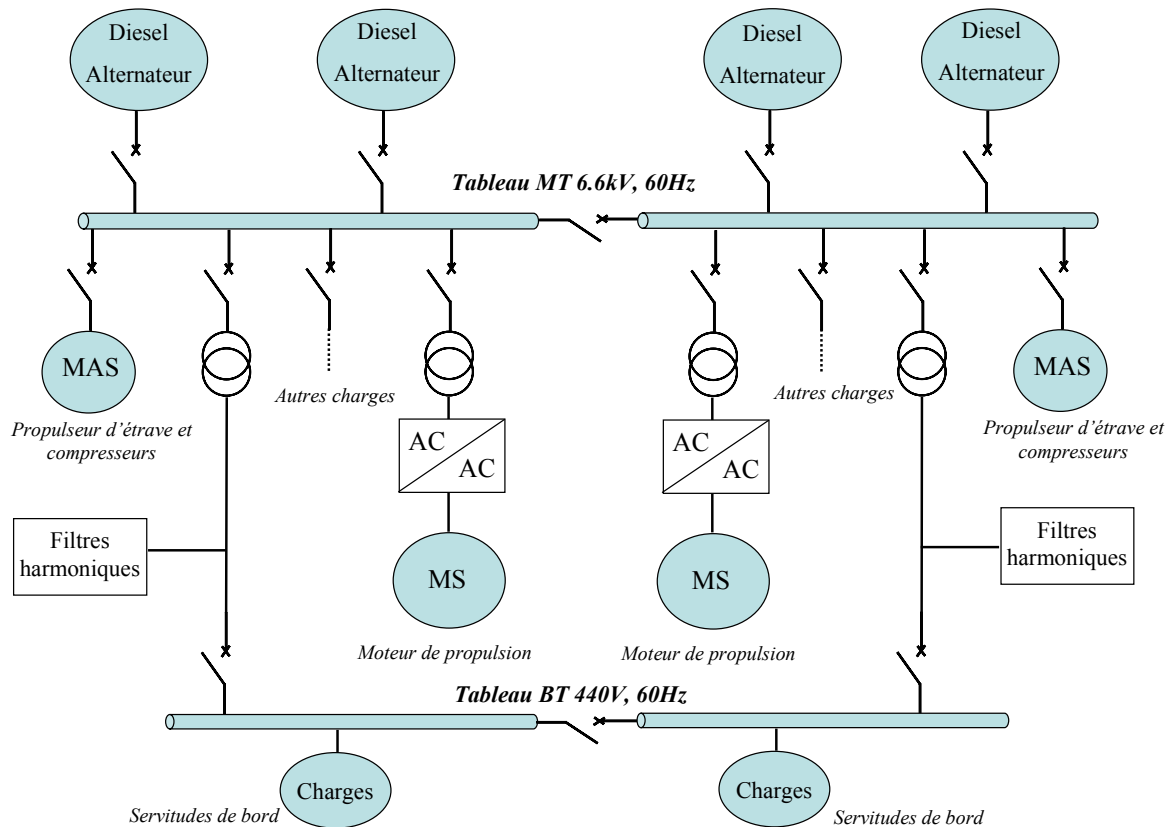


Figure I- 3 : Installation classique de production diesel-électrique d'un navire [7]

Du point de vue des harmoniques, si la suppression des « étages d'entrée » qu'engendre le passage au continu permet de s'affranchir de leurs effets BF sur le réseau, il reste les perturbations liées aux fréquences de découpage des interrupteurs (IGBT). Sans la présence de filtres (cette fois CEM), ces courants hautes fréquences peuvent se répartir sur l'ensemble du réseau et ne sont limités que par l'impédance des jeux de barres. En plus de la présence de ces nouveaux filtres, il faut bien voir que toutes les charges doivent être alimentées par l'intermédiaire de convertisseurs. Autrement dit, même les charges qui fonctionnent à fréquence fixe (et qui n'ont pas besoin de système de conversion dans le cas d'un réseau alternatif) doivent être maintenant munies d'électronique de puissance. Conclusion, on gagne d'un côté ce que l'on perd de l'autre !

En ce qui concerne la stabilité, la présence exclusive de convertisseurs commandés devant chaque charge augmente très significativement le nombre de modes présents sur le réseau. L'interconnexion de ces organes accroît donc le risque de présenter des modes instables. Si pour l'instant cette notion de « mode » reste peu détaillée, elle le sera plus amplement puisqu'elle fait l'objet du chapitre IV.

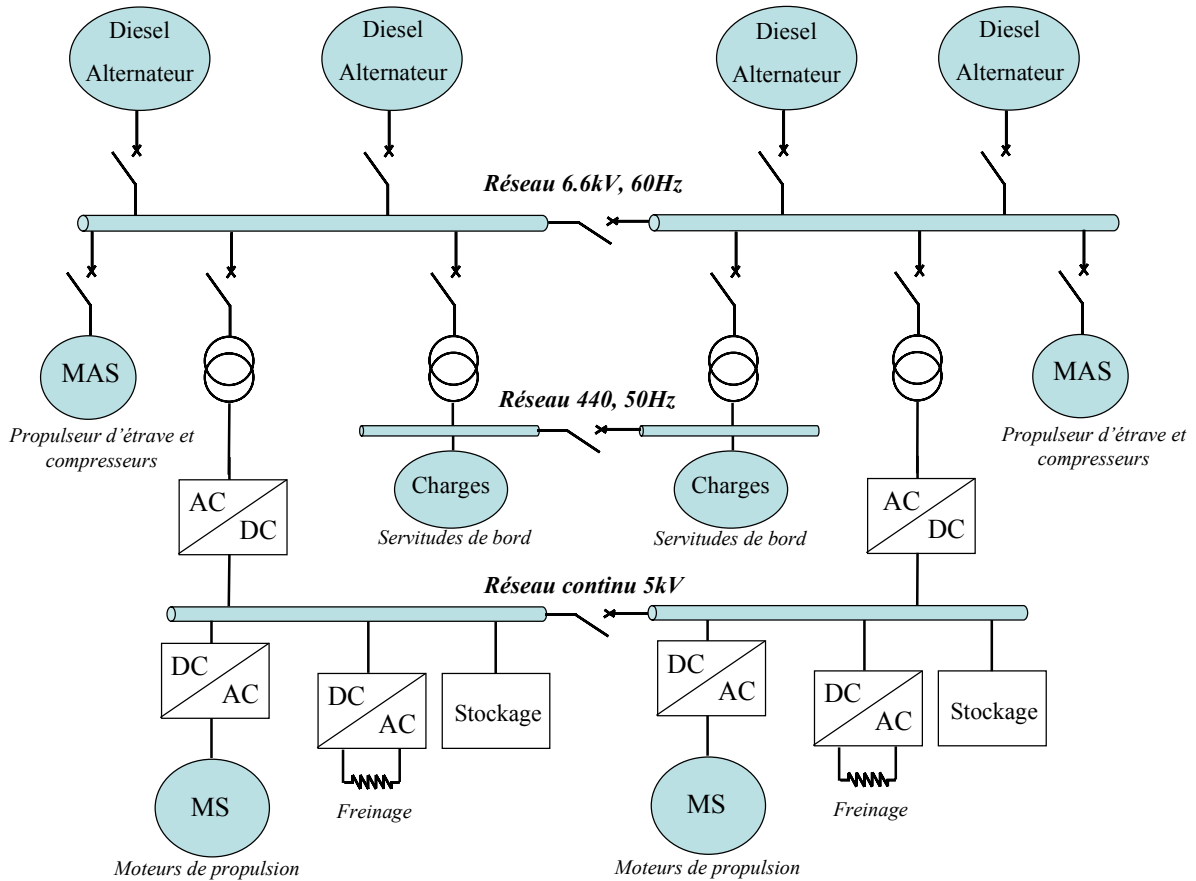


Figure I- 4 : Schéma de principe d'un réseau de navire avec une partie DC [7]

Enfin, il reste la difficulté du niveau de tension. Pour les puissances liées à la propulsion, il faut envisager un réseau compris entre 3 et 5kV. Ce niveau n'est évidemment pas applicable aux servitudes de bord, d'où la présence d'autres réseaux auxiliaires.

Compte tenu de tout cela, l'architecture la plus envisageable à ce jour reste un mixte entre continu et alternatif telle qu'elle est donnée schématiquement sur la Figure I- 4.

2.3 Quid de l'aéronautique civile ?

2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution

Comme les deux précédentes illustrations de cette migration au tout électrique, l'aéronautique civile n'est pas en reste. Là encore les chiffres parlent d'eux-mêmes. Dans les années 50, le premier avion civil long courrier (la Caravelle SE 210, 80 passagers) consommait environ 27kW avec une distribution électrique de 28V en continu. A l'époque, l'ensemble des commandes était hydraulique et mécanique. Début 70, Airbus commercialise l'A300 (260 passagers) et la consommation est de 250 kW avec une distribution complètement revue.

Le réseau principal est de 115V alternatif triphasé à 400Hz. Pourquoi ce changement et ces choix ? La réponse est encore liée à la masse. Tout d'abord, les machines à courant alternatif peuvent sans problème tourner à des hautes vitesses (12000 tr/min). Or, à puissance égale, la masse est très approximativement inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite (rapport entre 50 et 400Hz). Dans ces conditions, pourquoi cette limite en fréquence ? Cette fois la raison est purement financière. En effet, le gain de masse se fait principalement sur le circuit magnétique qui, à plus haute fréquence, nécessite une toute autre conception et une technologie bien plus onéreuse [8]. En ce qui concerne le niveau de tension, l'origine est plus difficile à trouver mais c'est sans nul doute la taille des conducteurs vis à vis de leur densité de courant admissible qui est la raison de ce choix. A ce jour, le réseau principal des avions civils possède toujours ces caractéristiques.

A la fin des années 80, l'Airbus A320 consomme 300kVA, soit guère plus que son prédécesseur, mais il sonne le glas des anciennes commandes de vol. Doté d'un système appelé « **Fly by Wire** », les commandes deviennent électriques et l'ancien « manche à balai » est mis au placard ! Tellement sécurisante et souple d'utilisation, cette nouvelle technologie sera appliquée par les autres avionneurs[9]. De plus, l'avionique à bord devient entièrement numérique (Figure I-5).



Figure I- 5 : A gauche, cockpit de la Caravelle, à droite celui de l'A380 ; 50ans d'évolution

Dans le même temps, le confort et la sécurité ne font que croître au fil des avions. Sièges électriques, vidéo, cuisines, prises de courant... viennent améliorer la vie du passager.

Quant à la sécurité et à la souplesse de fonctionnement : actionneurs, capteurs, dégivrage, freinage, ne sont que quelques exemples de la montée en puissance des systèmes électriques.

Avant de finir le survol historique par le dernier fleuron d'Airbus, il est utile de décrire une architecture type d'un gros porteur (A330 par exemple, Figure I- 6).

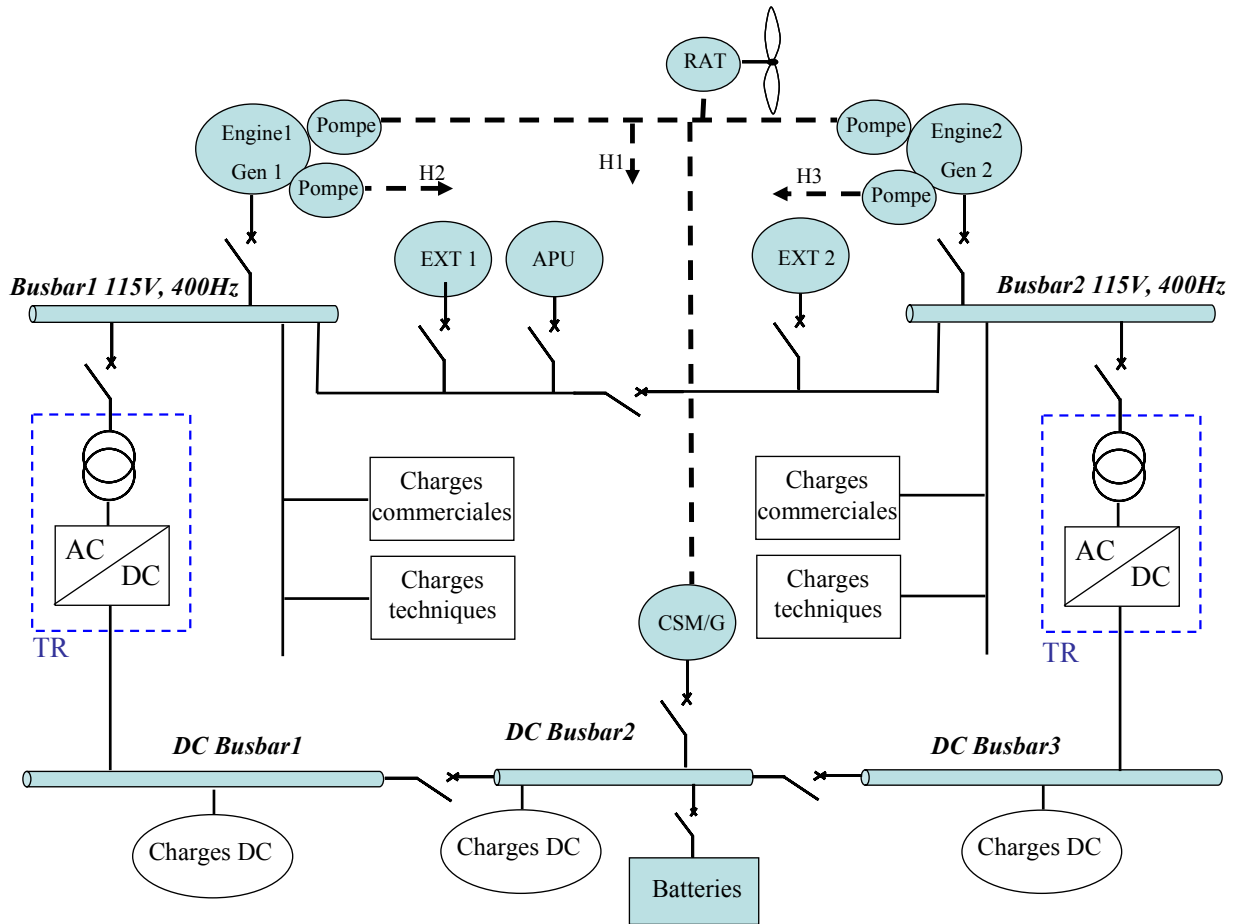


Figure I- 6 : Architecture type du réseau électrique d'un biréacteur. Circuits hydrauliques en tirets (H1 à H3) [10].

Deux alternateurs sont connectés aux turbines (Engine+Gen) et alimentent séparément un busbar de 115V-400Hz. L'ensemble des charges de forte puissance (commerciales ou techniques) est branché sur ce busbar. Pour assurer la constance de la fréquence, un système électro-hydraulique permet de fixer une vitesse constante sur l'arbre de la machine (**C**onstant **S**peed **D**rive). L'ensemble alternateur plus CSD est appelé **I**ntegrated **D**rive **G**enerator. La Figure I- 7 décrit la structure trois étages classique d'un alternateur d'avion. Une machine à aimants permanents (PMG) assure l'alimentation d'une excitatrice par le biais d'un ensemble redresseur plus convertisseur DC-DC. Cette dernière est un alternateur inversé pour lequel l'induit est connecté à un pont de diodes tournant qui permet d'exciter l'alternateur principal. La régulation de tension est assurée en jouant sur l'excitation de l'alternateur principal. L'intérêt d'une telle structure est sa fiabilité et son faible coût de maintenance puisque le système est sans balais et autonome.

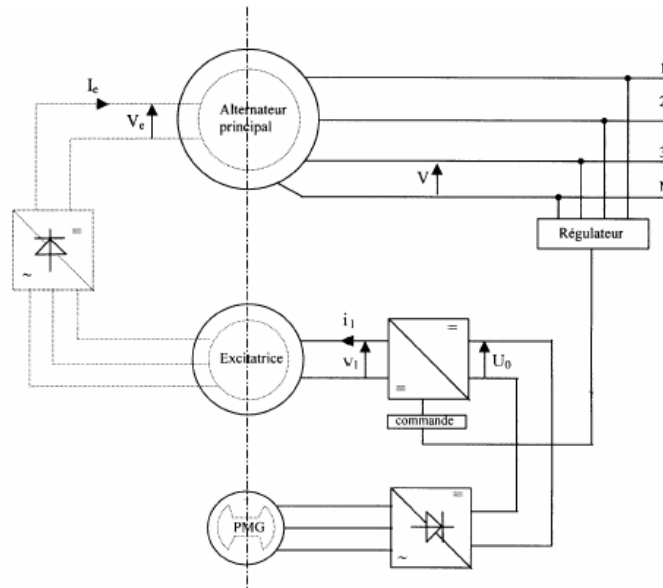


Figure I- 7 : Architecture et principe de la régulation de tension

Dans certaines conditions, une source électrogène auxiliaire (**Auxiliary Power Unit**), souvent en queue d'avion, assure la génération d'air pour le démarrage des moteurs et le conditionnement de la cabine (elle est donc principalement utilisée au sol, contrairement aux idées reçues).

Deux prises de parc (Ext A et B) permettent d'alimenter l'avion quand celui-ci est à l'arrêt. Un transformateur redresseur (TR) assure la conversion entre le busbar alternatif et continu (28VDC). Sans entrer dans le détail des éléments, la structure est composée d'un filtre d'entrée, d'un transformateur, de deux ponts de diodes, d'une inductance d'interphase et d'un filtre de sortie. Le système est ainsi dodécaphasé afin de faciliter le filtrage des harmoniques de courant générés et de réduire les ondulations de tension en sortie [11].

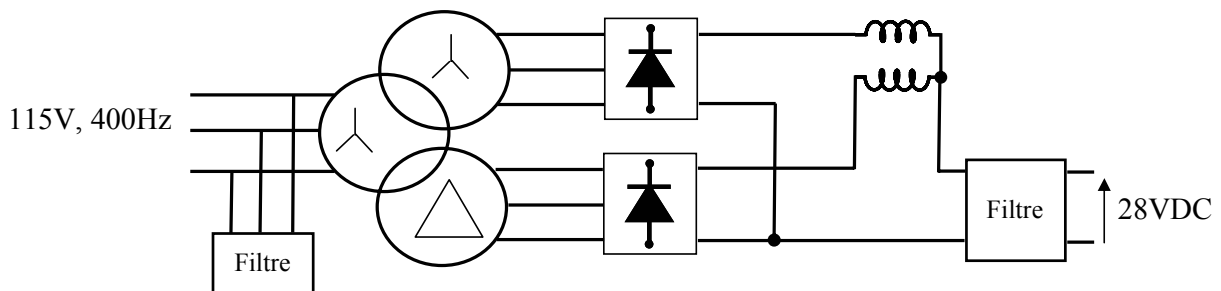


Figure I- 8 : Schéma d'un Transformateur Redresseur

Enfin, coté secours, des batteries branchées sur le busbar DC assurent l'alimentation des organes de vol vitaux. De plus, une éolienne de secours (**Ram Air Turbine**) permet à la fois de pressuriser un circuit hydraulique (H1) et d'assurer la fourniture électrique de ces mêmes organes via un alternateur de quelques kW (**Constant Speed Motor /Generator**).

Un niveau supérieur de contrôle et de pilotage (non représenté sur la figure) gère les régulations et les systèmes de protection tant sur l'alternateur que sur les charges.

En ce qui concerne les circuits hydrauliques, il en existe trois indépendants (H1, H2 et H3) dont la génération est assurée par des pompes. Chacun de ces circuits possède un accumulateur (non représenté sur la figure) qui permet d'absorber les variations de pressions. L'un de ces circuits, on vient de le dire, sert également de secours.

L'A380 se différencie nettement de la précédente architecture et traduit le souhait des avionneurs d'aller vers le plus électrique. Tout d'abord, du point de vue de la puissance installée à bord, celle-ci passe à 600kVA avec quatre générateurs à fréquence variable de 150kVA chacun. Le précédent système IDG devient VFG (pour **V**ariable **F**requency **G**enerator) en s'affranchissant du système CSD. Si cette modification paraît minime, elle a tout de même pour conséquence de revoir l'ensemble des charges électriques par les équipementiers car la fréquence peut désormais varier entre 360Hz et 800Hz (cf Figure I- 9 et Figure I- 10). La tension est toujours régulée à 115V/200V.

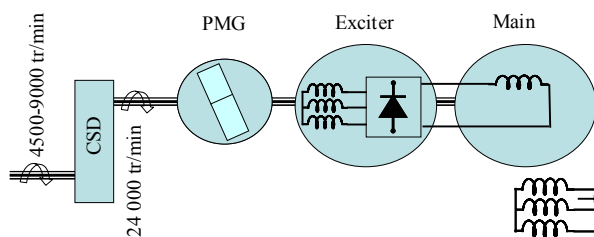


Figure I- 9 : Principe du système IDG [10]

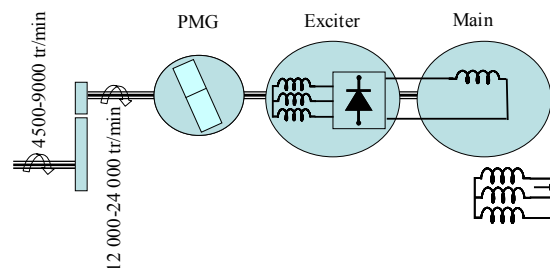


Figure I- 10 : Principe du système VFG [10]

Deuxième différence par rapport aux anciens Airbus, en plus des commandes de vol électriques, les actionneurs sont eux aussi plus « électriques ». Ainsi, les vérins et machines hydrauliques sont remplacés par de nouveaux systèmes tels que les EHA (**E**lectro-**H**ydrostatic **A**ctuator) et EMA (**E**lectro-**M**echanical **A**ctator) qui représentent maintenant plus d'un tiers des actionneurs à bord de l'avion (Figure I- 11). La partie électrique de ces actionneurs est composée d'un étage d'entrée par pont de diodes puis d'un onduleur commandé en courant. Le niveau de tension du bus continu de chaque onduleur est de 270 VDC pour une puissance de plusieurs kilowatts.

Enfin, le système de secours via la RAT devient entièrement électrique, d'où la suppression complète d'un circuit hydraulique (H1 n'existe plus et la RAT est directement connectée au bus alternatif). Avec l'augmentation de la pression du liquide, le gain de masse est estimé à 1.2 t [12].

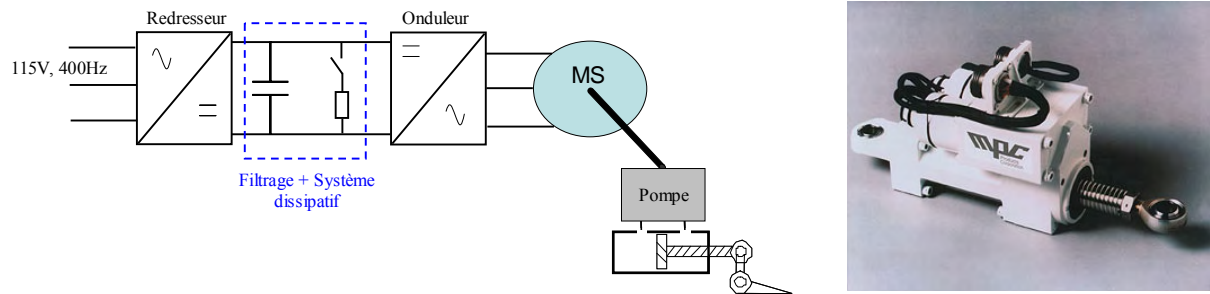


Figure I- 11 : Schéma de principe d'un Electro-Hydrostatic Actuator et photo d'un Electro-Mechanical Actuator

Ainsi, en 50 ans, la puissance électrique installée a été multipliée par 20 ! Et tout laisse à penser que cela ne va pas s'arrêter là si l'on en juge la Figure I- 12. Autant les charges dites techniques auront légèrement tendance à diminuer, autant les charges commerciales prendront leur « envol ». C'est principalement face à ce constat qu'est né le projet européen **Power Optimised Aircraft** débuté en janvier 2002 [13].

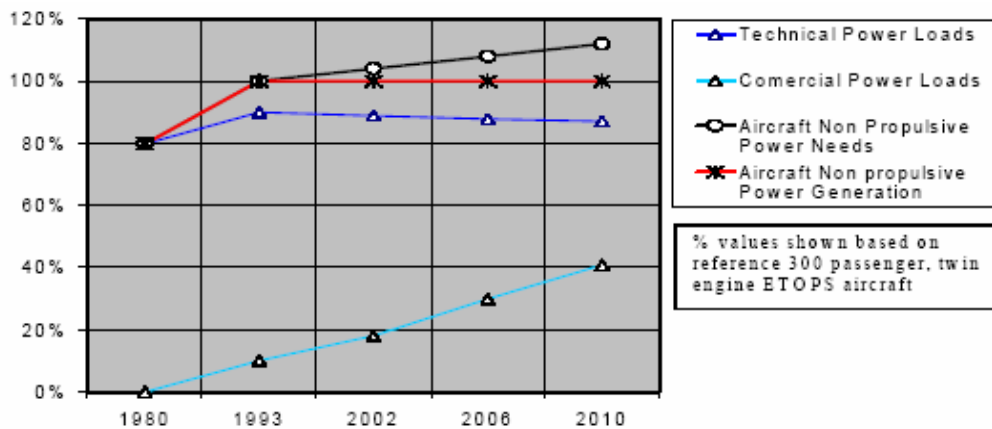


Figure I- 12 : Estimation de la puissance à fournir [13]

2.3.2 Le POA, ses enjeux

Le POA a pour principal objectif d'obtenir une réduction de la consommation de puissance non propulsive avec les nouveaux systèmes électriques disponibles. Cela va même plus loin puisqu'au départ du projet, les objectifs à atteindre sont les suivants :

- réduire dans certaines configurations de vol, les pics de consommation de puissance non propulsive de 25%,
- réduire dans sa globalité la consommation de puissance non propulsive,
- réduire de 5% la consommation de kérosène,
- réduire la masse totale de l'appareil,

- réduire les coûts de maintenance,
- ne pas augmenter les coûts des équipements,
- augmenter la fiabilité et la sûreté.

L'avion de référence est l'Airbus A330 (en terme de masse, de coût, de consommation, etc) qui est un biréacteur d'une capacité de 300 passagers.

Pour arriver à ces objectifs, plusieurs réflexions sont menées. La principale s'axe autour de l'architecture du réseau elle-même. Il faut trouver l'architecture « optimale » qui permet d'inclure les nouveaux systèmes tout en atteignant les objectifs fixés (Figure I- 13 et Figure I- 14). De la même manière que pour les navires, un réseau principal en continu apparaît comme une solution viable et implique une étude approfondie (ici le niveau serait de 350VDC) [14]. Mais au préalable, cela implique une analyse poussée du comportement des charges qui deviennent toutes munies de convertisseurs et dont la mise en réseau soulève des interrogations. Les nouvelles technologies d'actionneurs (EHA, EMA) sont ainsi testées individuellement puis connectées sur le réseau. Au même titre, tout le système de génération (turbines, alternateurs, électroniques, commandes) est repensé pour amener une solution plus « compacte » et plus légère.

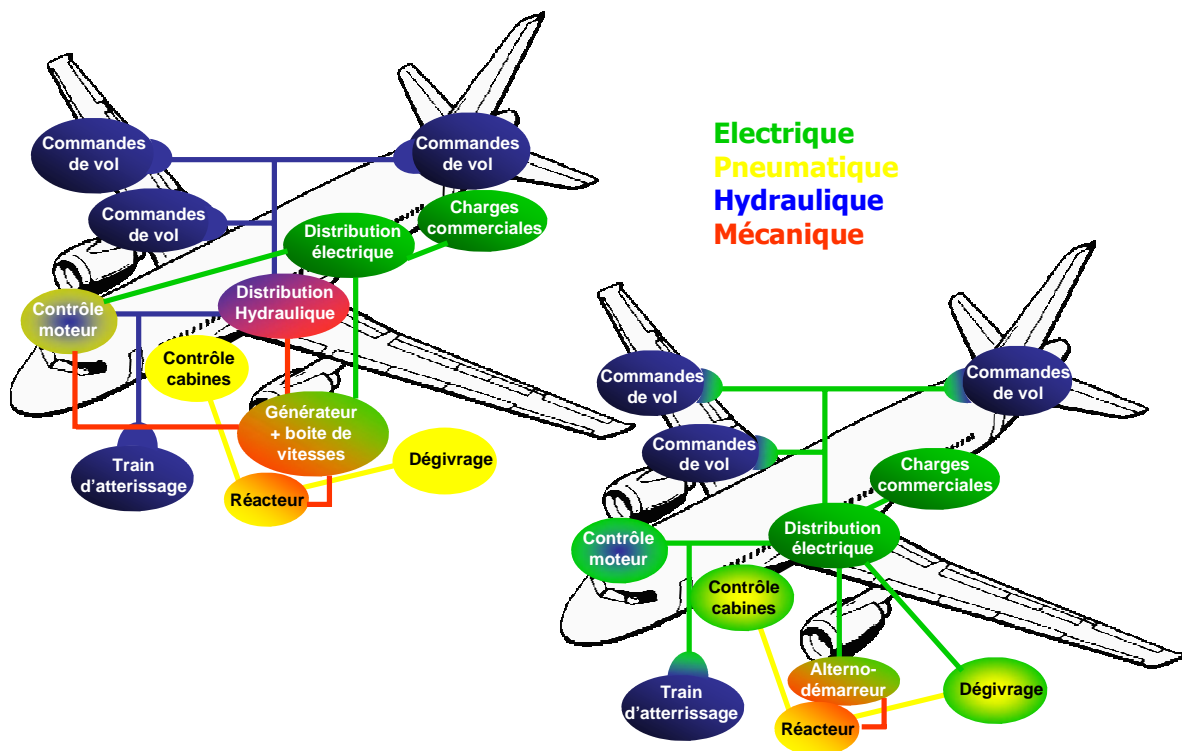


Figure I- 13 : Architecture conventionnelle type A330

Figure I- 14 : Architecture d'un futur gros porteur civil

La phase de validation de l'architecture du réseau est faite à plusieurs niveaux. Une simulation avec l'ensemble des équipements (**Virtual Iron Bird**) valide à la fois leur modélisation et leur insertion dans le réseau (en plus de l'aspect électrique, la modélisation tient compte des aspects de fiabilité, de coûts et de poids). Ensuite, un premier banc de test est réalisé pour valider tout le système de génération (**Engine Systems Validation Rig**). Enfin, un second banc (**Aircraft Systems Validation Rig**) mesure l'influence des nouveaux équipements électriques sur le réseau et sur l'alternateur.

3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau

Il apparaît que l'insertion de nombreux convertisseurs statiques n'est pas sans conséquences pour le réseau embarqué. Harmoniques, charges non linéaires, instabilité, etc... sont des termes qui méritent de plus amples explications car ils sont en partie les raisons de nouvelles réflexions sur la conception. Que le réseau soit alternatif ou continu, seules les structures des convertisseurs changent mais les effets vus du réseau restent les mêmes. Voici donc un rapide tour d'horizon de l'impact des non linéarités illustrées par des exemples précis.

3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire

Par définition, un système linéaire doit répondre aux principes de *superposition* et *d'homogénéité*. Autrement dit, la réponse $s(t)$ d'un système linéaire à une entrée $e(t)$ composée de la combinaison linéaire de plusieurs entrées (*Eq I. 1*) est la somme des réponses élémentaires $s_k(t)$ à chacune des entrées individuelles (*Eq I. 2*)

$$e(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot e_k(t) \quad \text{Eq I. 1}$$

$$s(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot s_k(t) \quad \text{Eq I. 2}$$

Pour un convertisseur statique (pont redresseur, onduleur, etc.), la réponse en courant à une sollicitation en tension ne répond pas à ces deux principes.

Structure très souvent employée en étage d'entrée des chaînes de conversion électromécaniques, le pont redresseur triphasé à diodes (ou pont de Graetz) est un cas de charge non linéaire. Ce convertisseur se démarque par sa simplicité de mise en œuvre, son coût et sa fiabilité. Sur la Figure I- 15 on voit la réponse en courant (I_p) pour une entrée en tension (V_s) sinusoïdale.

La non linéarité est claire puisque le courant est composé d'une somme de sinus. Le taux de distorsion harmonique (TDH) peut dépasser 80% avec individuellement les rangs 5 et 7 qui atteignent respectivement 70% et 40%. Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les harmoniques produits sont des multiples de $6n \pm 1$ avec n entier (ici le fondamental est à 400Hz).

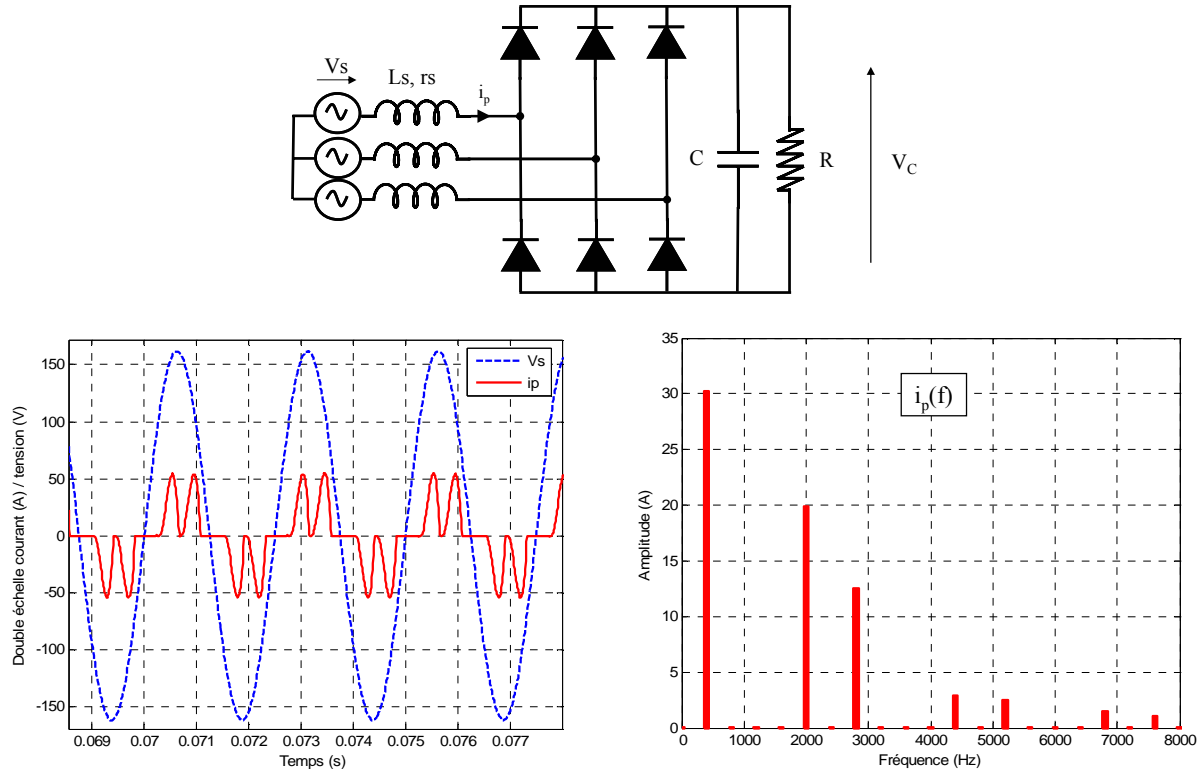


Figure I- 15 : Schéma d'un pont de diodes triphasé sur capacité en tête ($L_s=20\mu H$). Forme d'onde du courant absorbé en temporel (à gauche) et en fréquentiel (à droite)

3.2 Les effets fréquentiels

Telle qu'elle vient d'être montrée, une charge non linéaire peut générer un spectre riche en harmoniques. Qu'en est-il de la mise en réseau de plusieurs de ces charges non linéaires ? Quelles sont les conséquences sur le spectre vu de l'alternateur ? Pour répondre à cela, prenons l'application d'un mini-réseau donné Figure I- 16. Sans être une représentation exacte d'un réseau électrique d'un avion civil, cet exemple se veut tout de même illustrateur. Il est composé d'un pont de diodes triphasé identique à celui décrit précédemment, d'un redresseur à absorption sinusoïdale triphasé (PFC) et d'un transformateur redresseur dodécaphasé. La répartition de puissance est donnée sur la Figure I- 16.

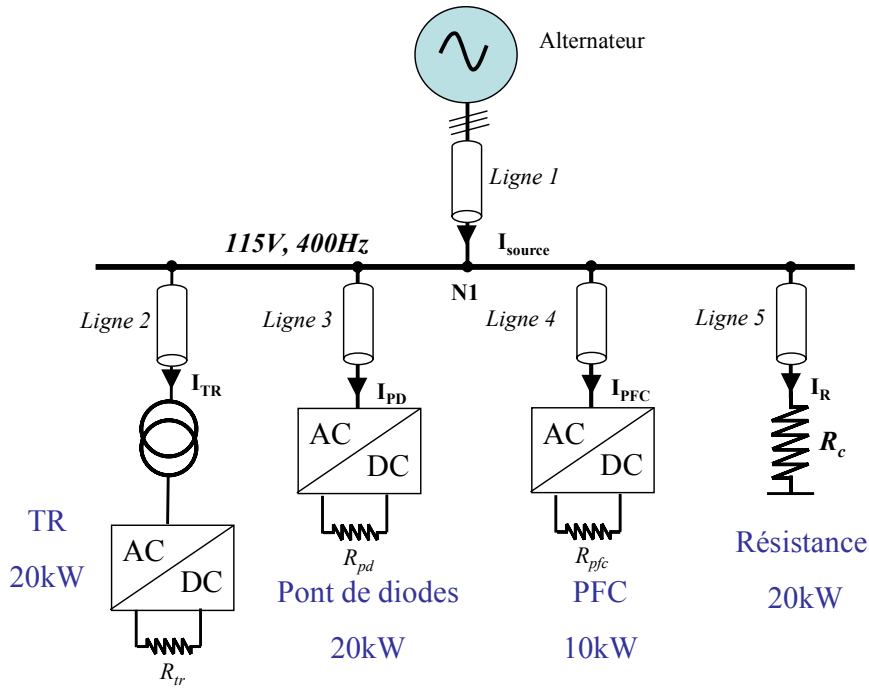


Figure I- 16 : Mini-réseau illustratif

Sans entrer dans le détail de la modélisation, il faut préciser que chaque convertisseur est modélisé par sa topologie exacte ainsi que les commandes qui lui sont associées. Les lignes sont représentées par un circuit série R, L. Les principales hypothèses sont les suivantes :

- les interrupteurs commandés (ou non) sont considérés idéaux avec une résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué,
- les charges sont toutes triphasées équilibrées.

La simulation de l'ensemble est faite sous SABER® avec une analyse de Fourier en post traitement (FFT).

L'ensemble des courants absorbés par chaque charge ainsi que le courant et la tension au nœud N1 sont représentés de la Figure I- 17 à la Figure I- 22. Ils sont comparés à la norme aéronautique imposée aux équipementiers qui est relative au fondamental (ABD0100.1.8, [15]) pour les charges mono et triphasées (Tableau I- 2). Quant à la tension, en régime normal, la norme impose un taux de distorsion harmonique qui ne doit pas dépasser 10% et un taux individuel (TI) limité à 8% quelle que soit la fréquence.

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 4 et 5	10	0.6	2.51

Tableau I- 1 : Données des câbles

Rang Harmonique	Limites
3, 5 et 7	$I_3 = I_5 = I_7 = 0.02 I_1$
$n = 9, 15, 21, \dots, 39$	$I_n = 0.1 \times I_1 / n$
11	$I_{11} = 0.1 \times I_1$
13	$I_{13} = 0.08 \times I_1$
17 et 19	$I_{17} = I_{19} = 0.04 \times I_1$
23 et 25	$I_{23} = I_{25} = 0.03 \times I_1$
29, 31, 35 et 37	$I_n = 0.3 \times I_1 / n$
2 et 4	$I_n = 0.01 \times I_1 / n$
Harmoniques pairs > 4 ($n = 6, 8, 10, \dots, 40$)	$I_n = 0.0025 \times I_1$
Tous les autres harmoniques > 40 (jusqu'à 150kHz)	$I_n = 0.0025 \times I_1$

Tableau I- 2 : Norme aéronautique ABD 0100-1-8 pour les équipements triphasés

Les points notables sur les différents spectres sont les suivants :

- l'harmonique de rang 5 généré par le pont de diodes « pollue » l'ensemble du réseau. Son amplitude est telle que la norme n'est jamais respectée. La tension de réseau, même si elle est en dessous de la norme se trouve ainsi déformée. Ceci a un effet direct sur le courant en entrée du PFC qui est l'image de la tension d'alimentation (principe d'un redresseur à absorption sinusoïdale où la sinusoïde de référence est prélevée sur la tension amont au convertisseur). Autrement dit, si la tension n'est pas sinusoïdale, le courant ne l'est pas non plus et possède les mêmes harmoniques. Cet effet peut être atténué si un filtre est placé en sortie du capteur de tension. Cependant, ce filtre passe bas doit être d'ordre élevé, ce qui n'est pas sans conséquence sur le gain statique et le déphasage,
- l'harmonique 7 est aussi fortement présent avec les mêmes répercussions sur le courant du PFC,
- les harmoniques de rangs 11 et 13 provoqués par le TR se superposent à ceux générés par le pont de diodes et sont parfois limités à la norme,
- les harmoniques causés par la MLI à 15kHz sont significatifs dans le cas du courant d'entrée du PFC et ne passent pas la norme,

Il va de soit que le niveau de puissance des charges influe fortement sur ces points. C'est pourquoi, sans être des conclusions absolues, les résultats de cette simulation montrent qu'un soin particulier doit être apporté à l'analyse harmonique des réseaux embarqués et à leur filtrage.

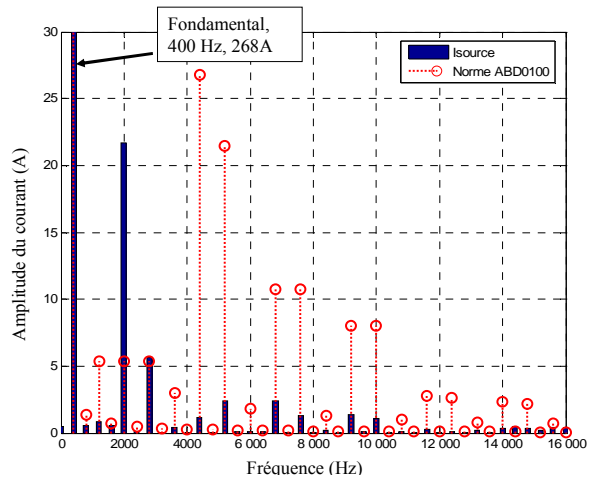


Figure I- 17 : Courant de sortie de l’alternateur

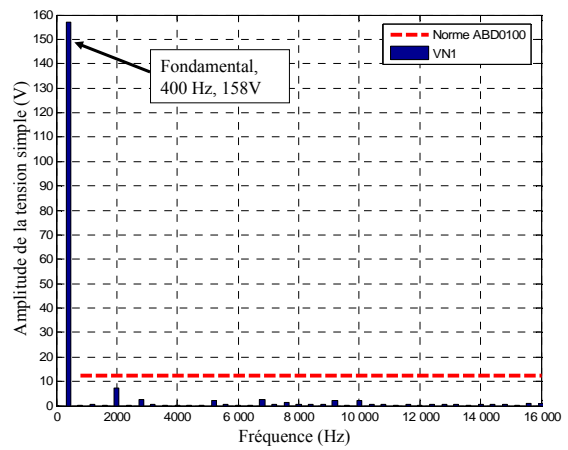


Figure I- 18 : Tension simple au Nœud N1

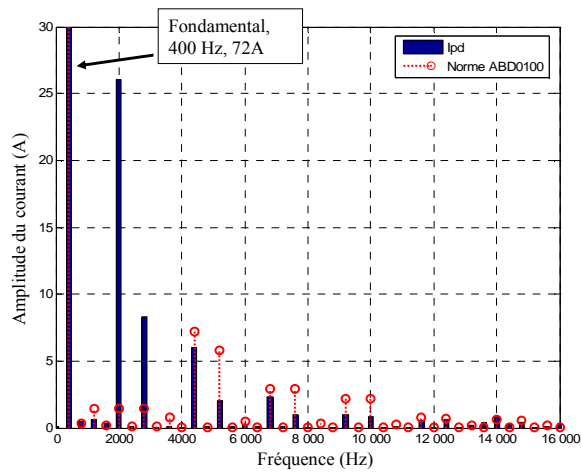


Figure I- 19 : Courant d’entrée du pont de diodes

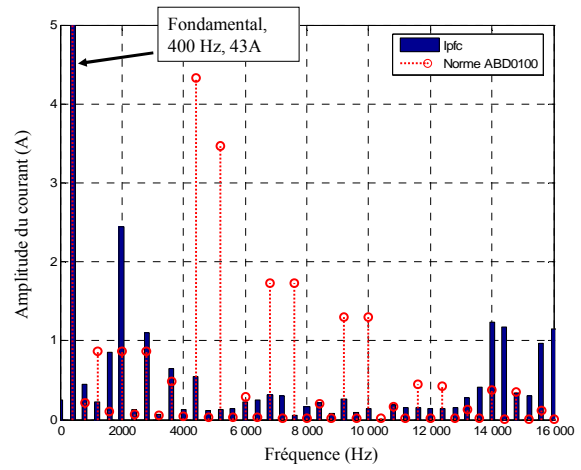


Figure I- 20 : Courant d’entrée du PFC

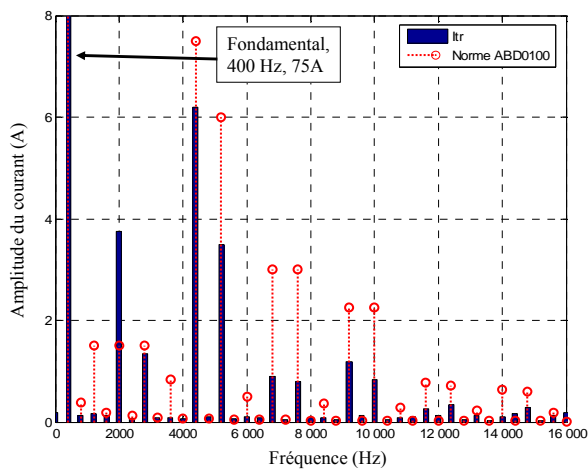


Figure I- 21 : Courant d’entrée du TR

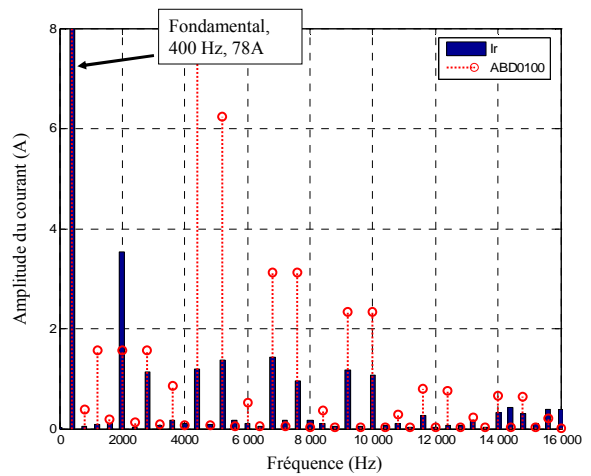


Figure I- 22 : Courant d’entrée de R

Les effets instantanés ou à plus long terme de ces perturbations harmoniques sont aujourd'hui bien connus. Les tensions harmoniques peuvent dérégler les dispositifs de commande ainsi que les communications des équipements par « courant faible » [16]. Les courants harmoniques, quant à eux, créent des échauffements dans les câbles et des pertes supplémentaires liées à l'augmentation de la résistance de l'âme due à l'effet de peau. Dans les machines et les transformateurs, les effets ne sont également guère désirables :

- pertes cuivre, par hystérésis et par courants de Foucault (dans les circuits magnétiques),
- couples pulsatoires.

Face à ces risques, il convient d'insérer un étage de filtrage en amont des structures d'EP. Ces filtres peuvent être passifs, actifs ou encore hybrides. Nous ne rentrerons pas davantage dans le détail de ces organes puisqu'ils feront l'objet du chapitre III et seront largement discutés.

Les surtensions harmoniques sont également présentes dans les réseaux pollués. Elles sont créées par la résonance parallèle à la pulsation d'un harmonique entre les condensateurs et les impédances des lignes. Si des harmoniques sont présents autour de cette résonance, ils peuvent être amplifiés et devenir dangereux pour les condensateurs voire les autres équipements. Par exemple, dans le cas de la Figure I- 23, en petits signaux, le schéma équivalent est une impédance parallèle L_{cc} , C qui, à la résonance, provoque un gain important. Le produit de cette impédance avec le spectre de courant peut provoquer des surtensions si la charge polluante possède des harmoniques à f_r .

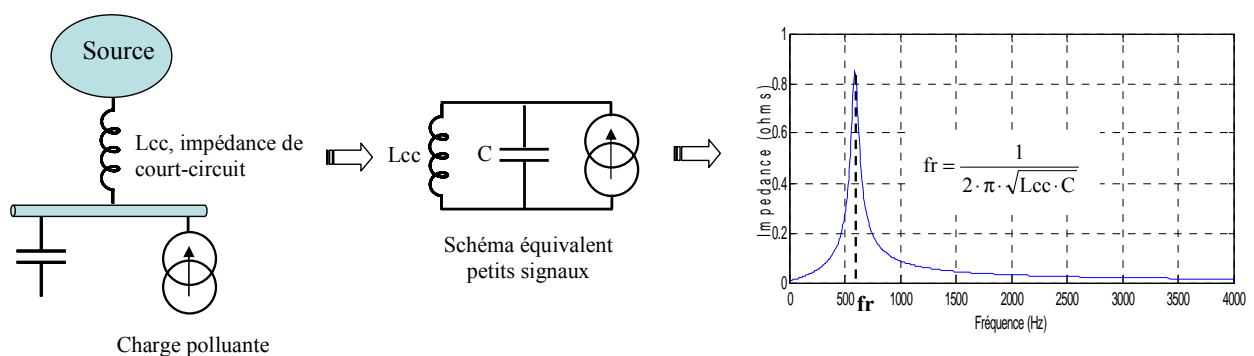


Figure I- 23 : Illustration de l'effet de résonance, source de surtensions harmoniques

Il est possible d'illustrer cet effet en reprenant le réseau de la Figure I- 16 puis en ajoutant un banc de capacités triphasé équilibré au point de raccordement N1. Volontairement, la valeur des capacités est choisie pour créer une résonance autour de 2800Hz (soit le rang 7) avec

l'inductance de la ligne L_1 . De nouveau, le spectre de la tension est donné Figure I- 24 avec exactement la même consommation en puissance des charges.

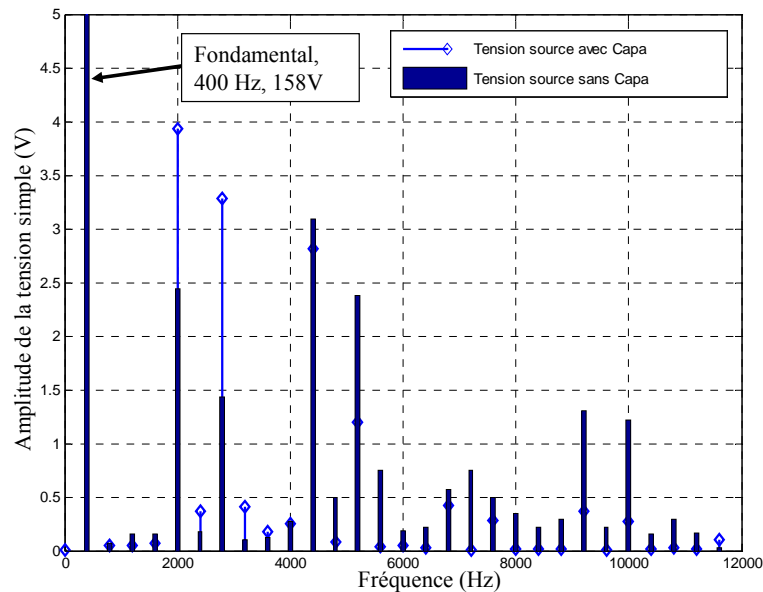


Figure I- 24 : Tension au Nœud N1 avec et sans banc de capacités

Les résultats montrent que l'harmonique de rang 7 est passé de 1,9% à 2,5% du fondamental et dans ce cas, ne répond plus à la norme. Mais l'effet intervient également sur l'harmonique de rang 5 qui passe de 8% à 10%. Ceci est dû à la présence des autres impédances de lignes qui, avec le banc de capacités, génèrent d'autres fréquences de résonance.

En ce qui concerne la tension, même si cela reste en dessous de la norme, le TDH passe de 6% à 7 % avec individuellement le rang 5 qui passe de 4,3% à 6% et le rang 7 de 1,5% à 2%.

Cet exemple est certes un peu simpliste mais il montre tout de même les risques de résonance présents dans les réseaux. Ces risques s'accroissent évidemment si plusieurs bancs de capacités sont insérés.

Les convertisseurs d'électronique de puissance ne génèrent pas seulement des harmoniques dits « basses fréquences ». Les commutations des interrupteurs commandés provoquent des perturbations hautes fréquences. Celles-ci, conduites ou rayonnées appartiennent au domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Les lois de commande (généralement à modulation de largeur d'impulsion), les modes de câblage, les placements des composants sont autant de facteurs qui contribuent à polluer le convertisseur ainsi que les organes avoisinants. En terme de conséquence, les courants haute fréquence peuvent provoquer des chutes de tension et le basculement d'une porte logique par exemple.

L'intégration de ces contraintes dans les étapes de pré-conception des convertisseurs reste très récente [17]. Il y a peu, des travaux ont été menés pour modéliser et optimiser une chaîne de conversion complète (association convertisseur, filtres, câbles et machine) dans le but de prévoir et d'apporter des aides au concepteur [18], car il faut noter que l'aspect électromagnétique est jusqu'à présent mesuré en post-conception et filtré en conséquence.

Enfin, plus rarement connu mais déjà évoqué dans la littérature, les harmoniques HF peuvent provoquer des oscillations basses fréquences sur le réseau [19]. Lorsque deux convertisseurs, à des fréquences de découpage légèrement différentes, sont connectés à un même bus, il peut apparaître des harmoniques à des rangs proportionnels à la différence de ces fréquences. Par exemple si on note f_1 et f_2 les fréquences des deux convertisseurs considérés, des harmoniques peuvent apparaître (entre autre) aux rangs multiples de $f_1 - f_2$. Là encore, il suffit de prendre un exemple simple pour illustrer cela.

Soit deux hacheurs séries connectés sur un même bus DC tels qu'ils sont représentés sur la Figure I- 25. La fréquence de découpage du hacheur1 est de 10kHz et celle du hacheur2 de 10,1kHz. Les puissances sont identiques (5kW). De la même manière que pour le réseau alternatif précédent, le logiciel utilisé est SABER®.

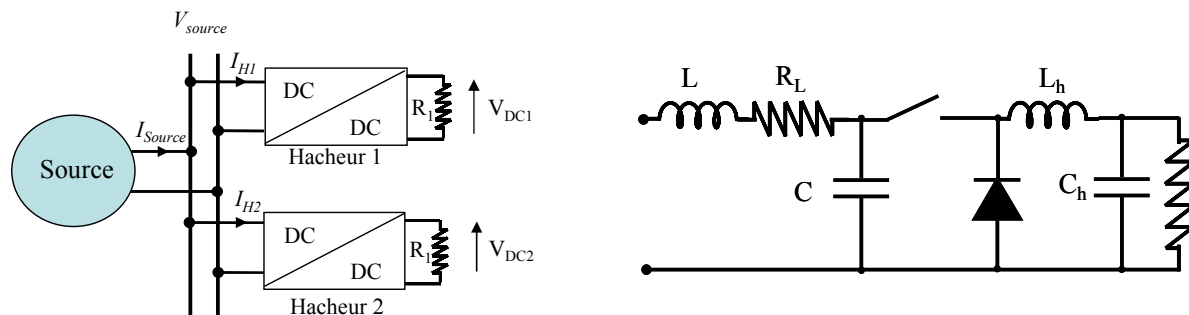


Figure I- 25 : Exemple de deux hacheurs connectés sur un même bus DC (à gauche). Structure d'un hacheur considéré (à droite)

La Figure I- 26 montre le courant fourni par la source en régime temporel puis en fréquentiel. Ici la notion d'inter-harmonique apparaît puisque le spectre est composé d'une multitude de raies tous les 100Hz. Ceci est bien visible sur le tracé temporel avec une oscillation à 100Hz très nette. Une fois encore, ce cas est simple mais la transposition à un cas plus complexe avec plusieurs convertisseurs à des fréquences de découpage distinctes, laisse imaginer un fort contenu spectral.

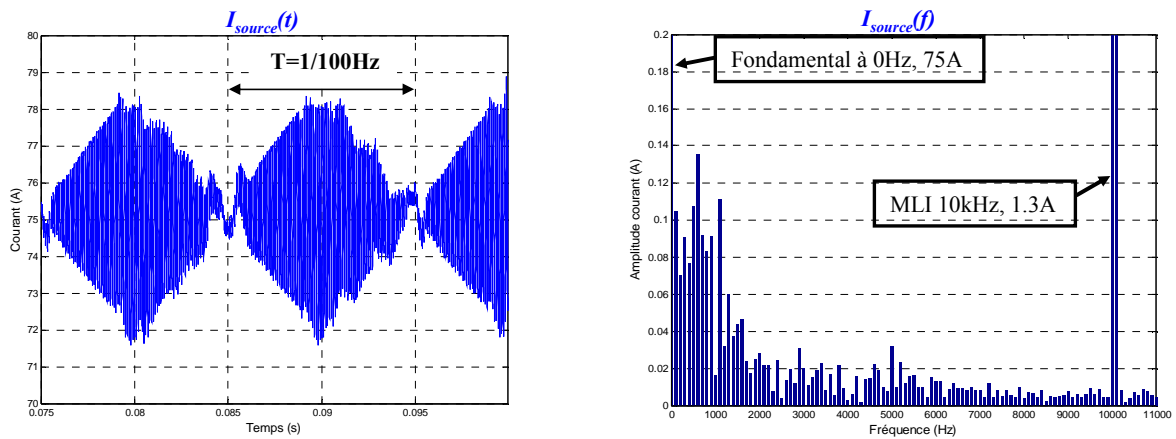


Figure I- 26 : Courant de sortie I_{source} de la source de tension en temporel (à gauche) puis en fréquentiel (à droite)

3.3 Les risques d'instabilité

En régime transitoire, les effets sont différents mais tout aussi pénalisants, si ce n'est plus, puisque dans l'extrême on peut perdre la stabilité complète du réseau. Dans les réseaux de distributions, indépendamment des méthodes qui seront détaillées dans le chapitre suivant, il existe plusieurs classifications de stabilité relatives à (cf Figure I- 27) :

- l'angle du rotor des générateurs,
- la fréquence,
- la tension.

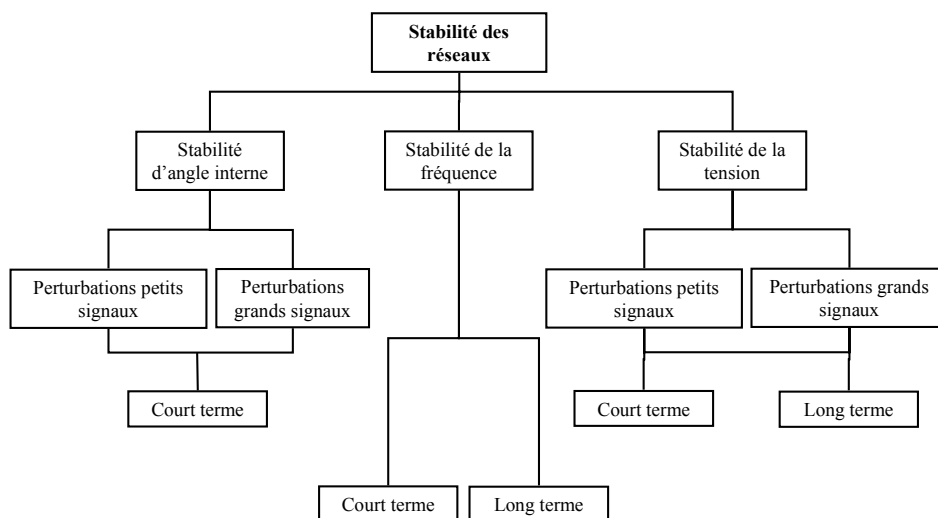


Figure I- 27 : Classification des instabilités dans les réseaux de distribution [21]

La première catégorie réfère à la capacité d'un système interconnecté à retrouver le synchronisme après une perturbation. Cela dépend de l'équilibre entre le couple électromagnétique et le couple mécanique pour chaque alternateur. Deux sous catégories de perturbations peuvent être recensées :

- les perturbations petits signaux créées par des oscillations localisées sur le réseau,
- les perturbations grands signaux liées à des défaillances sur le réseau (court-circuit) ou à des fortes variations de charge.

Les risques d'oscillations de la fréquence sont causés par des forts déséquilibres entre les sources et les charges. Ce scénario est susceptible de se produire principalement dans les réseaux îlotés.

Les instabilités de tension sont associées aux échanges de flux de puissance active et réactive qui peuvent créer des fluctuations de tension. A l'extrême, celles-ci peuvent provoquer la déconnexion d'une partie du réseau et un effet cascade. De la même manière que la stabilité liée à l'angle du rotor, les perturbations peuvent être petits ou grands signaux. Cette distinction est faite car les moyens d'analyse associés sont différents. Dans le cas de perturbations petits signaux, il est possible d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. En revanche, l'aspect non linéaire provoqué par de grandes variations requiert des techniques différentes [20]. L'ensemble des classifications, des causes et des critères de stabilité sont très détaillés dans [21].

En ce qui concerne les réseaux embarqués, les méthodes d'analyse et les causes d'instabilité diffèrent quelque peu. Face à une source à faible puissance de court-circuit et de fait du grand nombre de convertisseurs, des instabilités liées à des interactions filtres/convertisseurs et convertisseurs/convertisseurs apparaissent. L'état de l'art dans ce domaine montre une analyse de ces interactions plutôt dans les réseaux continus. Mais, encore une fois, l'approche reste valable dans le cas de réseaux alternatifs.

Les nouvelles charges électriques ont, non seulement l'inconvénient d'être non linéaires, mais de plus, elles sont à « puissance constante ». Par exemple, lorsqu'un système est régulé en tension et si la charge en aval est constante, la relation tension/courant en entrée du convertisseur est caractérisée par une hyperbole. En petits signaux, la résistance équivalente qui en résulte est négative puisque à une diminution de la tension d'entrée correspond une augmentation du courant.

Par exemple, pour le hacheur série sur charge résistive constante R , précédemment présenté Figure I- 25, il est possible de montrer qu'en *basse fréquence* l'impédance d'entrée du convertisseur est égale à $Z_{in} = -\mu^2 \cdot R$ avec $\mu = \frac{V_{source}}{V_{DC}}$ [22]. Lorsque celui-ci est associé à un filtre d'entrée (LC, dans le cas du hacheur), le système oscille si $Z_{in} = -\frac{L}{R_L \cdot C}$ et peut devenir instable si Z_{in} est inférieure à cette valeur. Mais la conclusion n'est pas aussi évidente puisqu'à haute fréquence, l'inductance du hacheur L_h prédomine devant la résistance et l'impédance d'entrée devient $Z_{in} = -\mu^2 \cdot \omega L_h$. Ainsi, la limite de stabilité change. Derrière cela se cache le besoin de prendre en compte l'impédance complète sur toute la gamme de fréquences de chaque constituant du système et d'en assurer leur adaptation.

Cette notion n'est pas nouvelle puisqu'en 1976, Middlebrook a publié cette analyse pour, à terme, définir un critère éponyme [22]. Sans rentrer dans le détail de cette méthodologie, car nous le ferons amplement dans le chapitre suivant, le critère consiste à adapter les impédances d'entrée/sortie des éléments d'un système.

Cependant, toujours dans un souci illustratif, reprenons le cas de deux hacheurs connectés à un même bus comme sur la Figure I- 25. Cette fois les fréquences de MLI sont identiques ainsi que tous les composants des deux hacheurs. L'application de ce qui vient d'être dit sur l'impédance du filtre d'entrée est montrée sur la Figure I- 28. Dans le cas stable, l'inductance d'entrée L est de $200\mu\text{H}$ et dans le cas instable nous avons changé cette valeur sur un seul hacheur à $1000\mu\text{H}$, tous les autres composants restant identiques.

Dans le cas où l'inductance est de $1000\mu\text{H}$, la tension de sortie du hacheur oscille significativement avec une lente divergence. Ces effets se répercutent sur le courant délivré par la source qui entre également en oscillation.

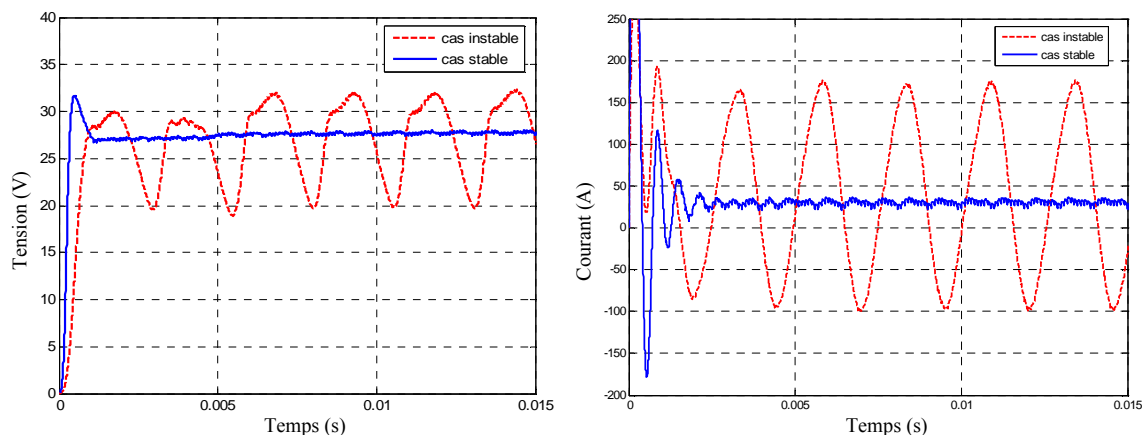


Figure I- 28 : Tension de sortie d'un hacheur et courant fourni par la source dans le cas de deux hacheurs connectés à un même bus.

En résumé, l'étude de stabilité est un cas particulier de l'étude dynamique d'un système. Au même titre que les normes harmoniques, il existe des normes avec des gabarits de tension à respecter. Par exemple, en régime dynamique, en ce qui concerne la tension 115V-400Hz d'un réseau d'avion, en amplitude, celle-ci doit répondre aux limites imposées par la norme ABD0100 (Figure I- 29). Or, la prolifération de convertisseurs commandés (ou non) accentue significativement le risque de dépassement de ces gabarits. Cela sera détaillé par la suite dans le chapitre sur l'étude dynamique.

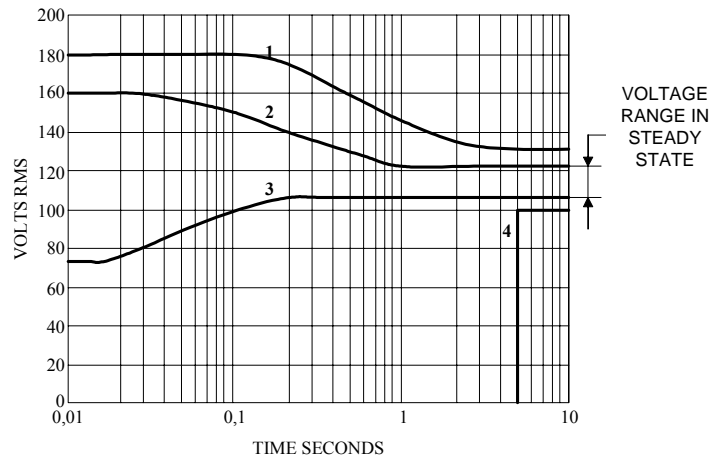


Figure I- 29 : Norme avionique relative à la tension du bus alternatif. 1et 4pour des conditions anormales de vol et 2 et 3 pour des conditions normales.

4 Ce qu'il faut retenir...

Après ce rapide survol des causes et conséquences de l'évolution des réseaux embarqués au cours de ces 50 dernières années, voici en quelques lignes ce qu'il est important de retenir.

L'électricité devient le vecteur énergétique le plus utilisé et le mieux adapté pour des utilisations mobiles. Cependant, les problèmes liés à la conversion de cette énergie restaient jusqu'à peu le verrou de son véritable essor. La clef est venue de l'électronique de puissance qui a su au cours des vingt dernières années montrer sa fiabilité et sa modularité pour se répandre à tous les niveaux. Exit donc les transmissions pneumatiques, mécaniques et hydrauliques qui ne font plus le poids devant la souplesse offerte par l'électrique.

Mais, toute révolution s'accompagne de son lot d'inconvénients et ces convertisseurs statiques créent quelques perturbations notables. D'un point de vue statique, les harmoniques qu'ils génèrent viennent amputer le rendement global de l'installation tout en diminuant la durée de vie de certains composants. Le respect des normes impose l'utilisation de filtres adaptés.

Or, en grande quantité, ces organes de filtrage doivent être conçus de manière optimale pour réduire leur impact, tant sur le rendement que sur la masse et l'encombrement.

En dynamique, l'apparition de nouveaux modes liés aux commandes des convertisseurs d'électronique de puissance crée des interactions et des effets déstabilisants. Il est donc nécessaire de détecter et d'imposer à ces modes des marges à respecter afin de ne pas subir une instabilité potentielle... et dangereuse.

L'impact de la prolifération de convertisseurs ne concerne pas seulement la qualité du réseau. D'autres aspects tels que l'encombrement, la masse et le coût sont autant de contraintes qu'il convient de prendre en considération

Pour ces raisons, l'ingénieur (concepteur) doit utiliser de nouvelles méthodes et de nouveaux outils pour l'analyse et la conception. Ils doivent être simple et génériques pour être utilisés par n'importe quel concepteur de nouveaux systèmes.

**Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et
la conception des réseaux embarqués – vers une
conception ensembliste**

1 Introduction

En théorie, concevoir avec méthodologie relève du pléonasme. Encore faut-il trouver les méthodologies adaptées aux besoins du concepteur. Car, si par le passé, la conception de réseaux embarqués a déjà fait l'objet de nombreuses réflexions, et a permis l'acquisition de méthodes, concevoir un réseau optimal avec des nouveaux composants tels que nous venons de les voir dans le chapitre précédent, amène l'empirisme à ses limites. Autrement dit, partir d'une *feuille blanche* aujourd'hui ne requiert pas les mêmes méthodes que par le passé. Même si aujourd'hui, de puissants outils de simulation temporelle viennent aider le concepteur, ceux-ci interviennent dans un second temps lors de la validation d'une solution retenue.

Un des enjeux fondamentaux de la conception des systèmes embarqués est l'intégration de l'électronique de puissance. Par exemple, dans le dimensionnement d'un réseau industriel, la seule prise en compte de la puissance nécessaire au fondamental par le biais de calcul de répartition de charges ne peut s'avérer juste si les pertes engendrées par les harmoniques ne sont pas quantifiées au préalable [23]. De la même manière, l'étude de stabilité telle qu'elle est faite dans les réseaux, par le biais d'analyses modales, en tenant compte uniquement des modes associés aux générateurs avec une agrégation en puissance des charges, ne peut, dans le cas des réseaux embarqués, être viable [24]. L'insertion de nombreux modes supplémentaires, liés aux composants actifs et passifs des convertisseurs, engendre des interactions et des oscillations qu'il convient de prendre en considération.

Ainsi, il se dégage dans la prise en compte des effets à quantifier, deux domaines d'analyse que sont les régimes statique et dynamique.

C'est pourquoi dans ce chapitre, les méthodes d'analyse dédiées à la conception des réseaux embarqués seront présentées. Elles sont soit issues de l'ingénierie du *réseau*, soit de l'*électronique de puissance*, et parfois des deux. Avantages et inconvénients seront mis en exergue pour déboucher sur un tableau de synthèse regroupant non seulement les méthodes mais également les modèles et les outils les mieux adaptés. Malgré l'aspect « état de l'art » que peut donner ce recensement, la synthèse proposée se veut une première vision ensembliste pour la conception des réseaux embarqués et une réelle réflexion.

Au préalable, une brève description d'un processus de conception au sens large, puis appliquée aux réseaux sera décrite afin de mieux cibler les enjeux d'une telle vision.

2 Processus de conception des réseaux

L'intégration de systèmes est un problème complexe qui a conduit à définir des processus normalisés. Ces processus se décomposent en activités associées à des phases du cycle de vie du système produit. De manière concise, ces phases se décrivent de la manière suivante [25] :

- la phase d'*étude préalable* se concrétise par l'élaboration du cahier des charges après des études d'opportunité et de faisabilité. Les besoins, objectifs, voire les contraintes, sont spécifiés tout en laissant le choix des techniques de conception,
- la phase de *développement initial* du système doit être en conformité avec le cahier des charges. Elle se divise en une première phase de *définition* du système comportant les étapes de spécification et de conception puis d'une seconde phase de *réalisation* comportant la réalisation des constituants, leur intégration et leur validation,
- la phase d'*installation* est l'intégration du système dans son environnement avec souvent la prise en compte de nouveaux problèmes.
- La phase d'*opération* assure la continuité de service et de fonctionnement incluant la maintenance,
- la phase de *retrait* entreprend l'éventuel recyclage ou réutilisation du système ou plus directement sa destruction.

Les travaux menés dans cette thèse s'intègrent dans la phase de développement initial appelée aussi *cycle de développement*. Ce cycle, dit en V, est décrit Figure II- 1. Il part du cahier des charges déjà établi pour aboutir à la validation finale et au système prêt à l'utilisation.

Sans persister outre mesure dans la théorie de l'intégration de systèmes, il est à noter que la démarche : « spécification, conception architecturale, conception détaillée, réalisation, test, intégration puis validation » est une démarche commune à bien des génies (électrique, mécanique, informatique, etc.).

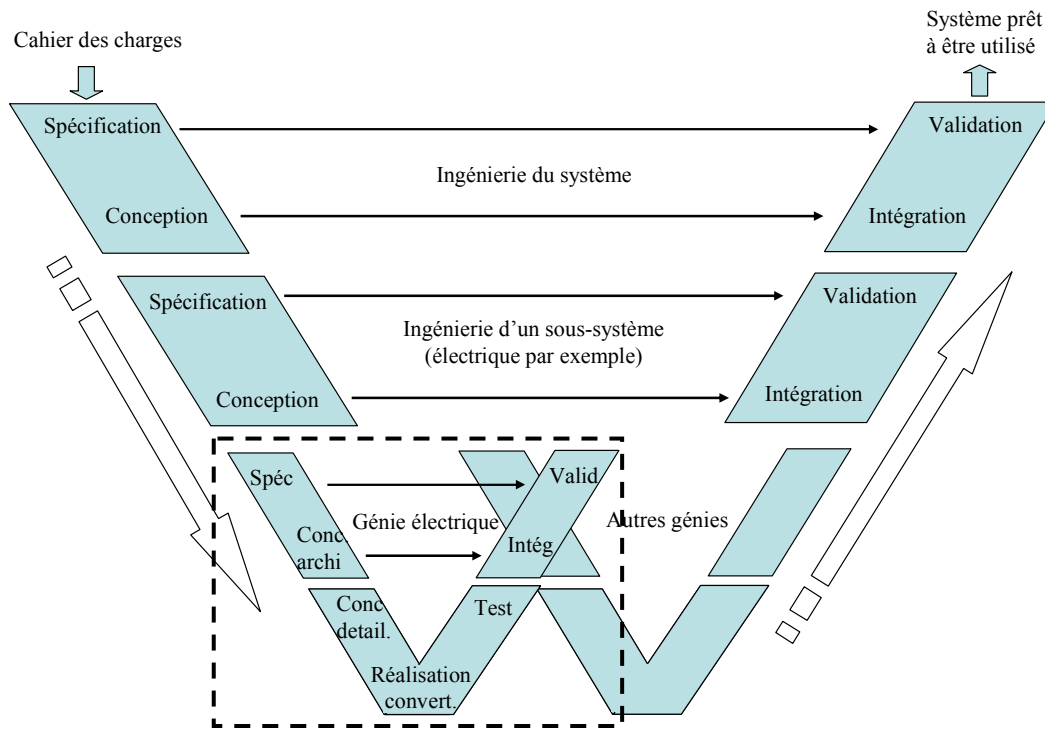


Figure II- 1 : Représentation symbolique en V du cycle de développement [25].

L'application du cycle de développement en V aux réseaux embarqués telle qu'elle est décrite Figure II- 2 est directement issue des réflexions partiellement entreprises dans [1] et concerne la partie encadrée en pointillé du cycle en V.

L'élaboration du cahier des charges nécessite de connaître les besoins. Recenser, dénombrer, mesurer, intégrer l'environnement, sont autant d'actions qu'il faut entreprendre. Une fois ces paramètres établis, la rédaction du cahier doit spécifier les objectifs à atteindre (niveau de tension, fréquence, rendement, coût, masse, etc.) avec les contraintes et limites associées.

Vient alors l'étape de conception fonctionnelle. Dans le cas d'un réseau électrique, il est possible de lister (de manière non exhaustive) les fonctions suivantes :

- alimentation,
- conversion,
- transmission,
- stockage,
- filtrage,
- protections,
- contrôle commande,
- transmission d'information.

A celles-ci s'ajoutent des sous-fonctions telles que les interrupteurs, les limitations ou encore les mesures. A ce niveau, il est délicat d'identifier en détail le comportement temporel ou fréquentiel de tous les organes et d'associer des fonctions. A titre d'exemple, les effets parasites d'un convertisseur ne peuvent se résumer à une fonction simple. Dans ce cas, la décomposition fonctionnelle ne peut être que grossière.

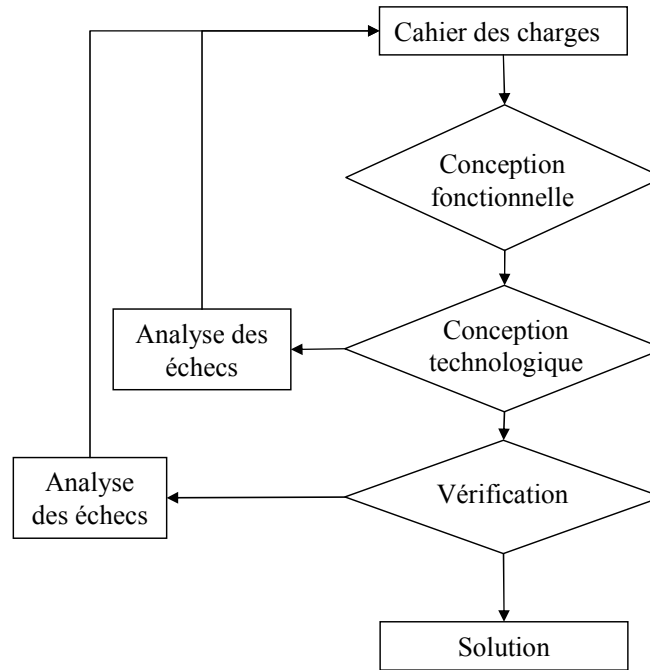


Figure II- 2 : Processus de conception d'un réseau électrique

Dès lors, il faut mettre des matériels en face des fonctions précédemment décrites, c'est l'étape de conception technologique. Par exemple, à la fonction de filtrage actif on va associer une structure d'électronique de puissance avec ses lois de commande, elles-mêmes constituées de capteurs et de correcteurs. Au même titre, la fonction de stockage peut être réalisée par des batteries associées à un régulateur. De plus, dans cette étape du processus, il faut tenir compte des contraintes de service et technologiques. Dans le cas du filtrage, il faut garantir la limitation harmonique imposée tout en respectant, par exemple, une taille maximale ou les contraintes sur les semiconducteurs. Pour le stockage, il faut pouvoir fournir la puissance nécessaire aux charges vitales pendant un certain temps et tenir compte de la masse élevée, souvent pénalisante, des batteries.

Dernière étape du processus, la vérification. Celle-ci peut s'effectuer en deux temps avec d'un côté la simulation « exacte » d'un organe seul ou dans son environnement, puis de l'autre, la réalisation d'un prototype. L'échec de ces validations peut amener le concepteur à revenir soit à une autre technologie ou une autre structure, soit au pire, à remonter à l'étape de conception.

Pour finir sur les exemples cités, en cas d'échec, le filtre actif peut être modifié par une autre structure voire un mélange entre filtrage actif et passif ou, au pire, revenir à l'architecture même du réseau pour diminuer la pollution harmonique. Pour le stockage, toujours en cas d'échec, d'autres technologies de batterie peuvent être testées. Il est aussi possible de revoir la manière de stocker l'énergie et envisager un volant d'inertie, des supercapacités ou d'autres moyens de stockage.

3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?

Sous les grands concepts qui viennent d'être abordés, il faut désormais parler des méthodes d'analyse qui se cachent derrière les mots de *conception fonctionnelle* et de *conception technologique (ou organique)*. Il existe certes, depuis longtemps dans les *réseaux* et l'*électronique de puissance* des méthodes adaptées pour analyser et concevoir mais la réunion des deux domaines amène à regrouper ces méthodes, voire à les modifier. La liste des méthodes d'analyse est précisément l'objet des lignes qui suivent avec un découpage selon deux domaines d'étude :

- le domaine statique,
- le domaine dynamique.

L'aspect modélisation, indissociable de la méthode choisie, est également présenté. Dans l'idéal, les modèles doivent être précis, rapides, génériques. Cependant, les faits attestent que cet idéal fait souvent l'objet de compromis.

3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle

Avant tout propos, il convient de préciser ce que l'on entend par simulation temporelle, car le terme reste vague et peut susciter des confusions. Grâce aux bibliothèques de composants, désormais très riches dans les logiciels tels que SABER®, PSPICE®, SimPowerSystems de Matlab®, il est désormais possible de créer un réseau électrique de bord complet. Générateurs, lignes, convertisseurs, régulations sont des composants disponibles directement ou bien programmables avec le langage adapté au logiciel. C'est par exemple le cas de SABER® qui possède son langage propre (le MAST) et permet de coder un système multi-physique à base d'équations différentielles.

Dans ce contexte, on est en droit de se poser la question relative à l'intérêt d'utiliser des méthodes d'analyse spécifiques à la conception alors qu'il suffit de simuler ! Mais, si **créer** le réseau avec tous ses organes est une tâche assez facile, le **simuler** en est une autre...

En effet, même si les ordinateurs deviennent de plus en plus puissants, les temps de calcul peuvent être démesurément longs sans compter sur les risques de divergence récurrents liés aux algorithmes utilisés.

Un autre verrou à l'utilisation exclusive de la simulation temporelle est l'étude de sensibilité. Dans une démarche de conception, il est souhaitable de trouver les éléments sensibles ou optimisables. Or, avec une simulation temporelle composée de nombreux paramètres, on conçoit aisément qu'il est difficile de faire une telle étude. De plus, on retombe inévitablement sur des problèmes de divergences. Pourtant de telles méthodes existent. C'est le cas, par exemple, de l'analyse statistique de Monte Carlo. La méthode consiste à faire des variations sur les paramètres pris aléatoirement et pour chaque variation, il faut re-simuler l'architecture. Dans le cas d'un réseau de bord, cette approche reste difficilement envisageable.

Enfin, lorsqu'il est question de faire des études dynamiques (enclenchement ou déclenchement de charge, défauts), les temps de réponse peuvent être longs et encore une fois susciter des puissances de calcul conséquents. A titre indicatif, la simulation du mini réseau du chapitre I dure entre 6 et 8min pour analyser son comportement sur 100ms (Pentium III, 1.8GHz).

La simulation temporelle comme moyen de conception de l'ensemble d'un réseau est donc peu adaptée. Cependant, elle n'est pas à exclure car elle constitue une première étape importante et fiable vers la validation finale des résultats issus du processus de conception. C'est pourquoi cette étape de simulation servira de juge de paix aux résultats donnés par la suite. L'ultime confirmation viendrait bien entendu de la réalisation d'un banc de test mais il était difficilement envisageable de concevoir un tel réseau d'avion au laboratoire ... certains sujets de thèse sont parfois ingrats !

3.2 Le domaine statique

Le domaine statique permet, dans le cas de la conception, de s'intéresser aux grandeurs électriques en régime établi sur toute la gamme de fréquences. Par définition, en statique, toutes les grandeurs sont périodiques autour d'un point d'équilibre et sont décomposables en série de Fourier. Dès lors, il est possible de s'intéresser au comportement du réseau au fondamental ou en présence d'harmoniques. Deux « sous-domaines » sont donc dissociés avec des modèles et des méthodes qui leurs sont propres.

Une étude par calcul de répartition de charges avec des modèles en puissance est utilisée de manière exclusive au fondamental. Le principe de cette étude sera décrit et illustré sur un réseau de bord représentatif.

En revanche, pour quantifier les harmoniques, plusieurs types de modélisation existent. Ces modèles dépendent généralement du domaine fréquentiel à analyser (basse ou haute fréquence) et de l'objectif visé, c'est-à-dire si le modèle doit être inclus dans une boucle d'optimisation ou non. Dans ce cas, le temps pour calculer les harmoniques doit être rapide. Nous présenterons brièvement ici les modèles existants avec leurs avantages et inconvénients.

3.2.1 *Méthode du Load flow*

a Principe et modélisation

L'étude statique par calcul de répartition de charges (ou plus communément appelé **Load Flow**) est particulièrement adaptée à l'étude statique de réseaux. Elle est même utilisée de manière exclusive. Cette méthode d'analyse permet de s'affranchir du régime transitoire afin de donner directement en régime établi :

- le profil de tension en chaque nœud,
- la répartition des courants dans le réseau,
- le bilan de puissance et donc le rendement global de l'installation.

Pour ce faire, les moteurs, générateurs, conducteurs, transformateurs, convertisseurs et autres charges (bancs de condensateurs, résistances, etc) sont modélisés grossièrement en fonction de la tension ou de la fréquence (au fondamental) selon la classification suivante :

- le modèle en loi de puissance : il fournit les puissances active et réactive consommées par une charge en fonction de la tension d'alimentation ;
- le modèle Z.I.P. (ou polynomial) : il est composé de la somme d'une impédance (Z), d'une source de courant (I) et d'une puissance (P), toutes constantes avec comme paramètres de réglage leurs pondérations.
- le modèle fréquentiel : il fournit les puissances active et réactive consommées en fonction de la fréquence d'utilisation.

L'écriture mathématique de ces différents modèles est disponible dans de nombreux ouvrages consacrés aux réseaux et il n'est pas jugé utile, ici, de les rappeler [33]. Il reste en revanche, et ce quel que soit le modèle utilisé, le besoin d'identifier les paramètres.

Dans les réseaux complexes de type réseau de distribution, cette identification se fait par des études statistiques. Avec l'expérience acquise dans ces réseaux, les paramètres n_p et n_q ont des valeurs « typiques » ($0.5 \leq n_p \leq 1.8$ et $1.5 \leq n_q \leq 6$). Pour les réseaux embarqués, ces paramètres sont moins connus et on propose de les identifier par des simulations temporelles. L'application sera montrée plus loin.

Pour effectuer le Load Flow, il existe principalement deux méthodes de résolution itératives :

- la méthode de **N**ewton-**R**aphson (NR),
- la méthode de **B**ackward and **F**orward **S**weep (BFS).

La première est utilisée dans le cas de grands réseaux maillés (plusieurs centaines de nœuds et des milliers de lignes) et peut aussi être applicable à un réseau embarqué. La seconde méthode est plus simple. Elle est principalement dédiée aux réseaux radiaux (cas typiques des réseaux de bord actuels).

Le principe du BFS repose sur le calcul itératif des courants circulant dans les lignes, du nœud terminal au nœud de référence (backward sweep), puis le calcul des tensions en chaque nœud, du nœud de référence au nœud terminal (forward sweep). L'algorithme est celui donné par la Figure II- 3. Entrer dans le détail des calculs est, encore une fois, peu utile puisqu'on les retrouve usuellement dans les livres traitant des réseaux.

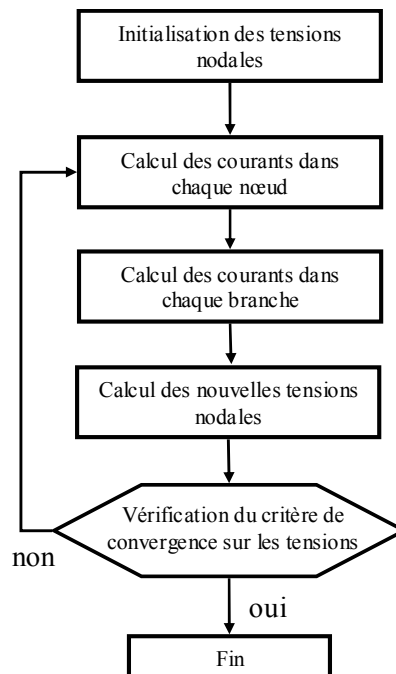


Figure II- 3 : Algorithme de calcul de la méthode BFS

b Application à un réseau de bord

L'illustration de la méthode BFS est faite sur le réseau présenté Figure II- 4. Les objectifs sont de montrer l'efficacité et la rapidité du BFS mais également les problèmes posés par un fort taux d'insertion de charges non-linéaires. Pour ce faire, les résultats sont comparés à une simulation topologique exacte du réseau. Les charges présentes sont :

- 1 transformateur-redresseur dodécaphasé de 40kW,
- 4 ponts de diodes triphasés sur capacité en tête, de 10 kW chacun,
- 2 redresseurs triphasés à absorption sinusoidale (PFC) de 5kW chacun,
- 1 charge résistive triphasée équilibrée.

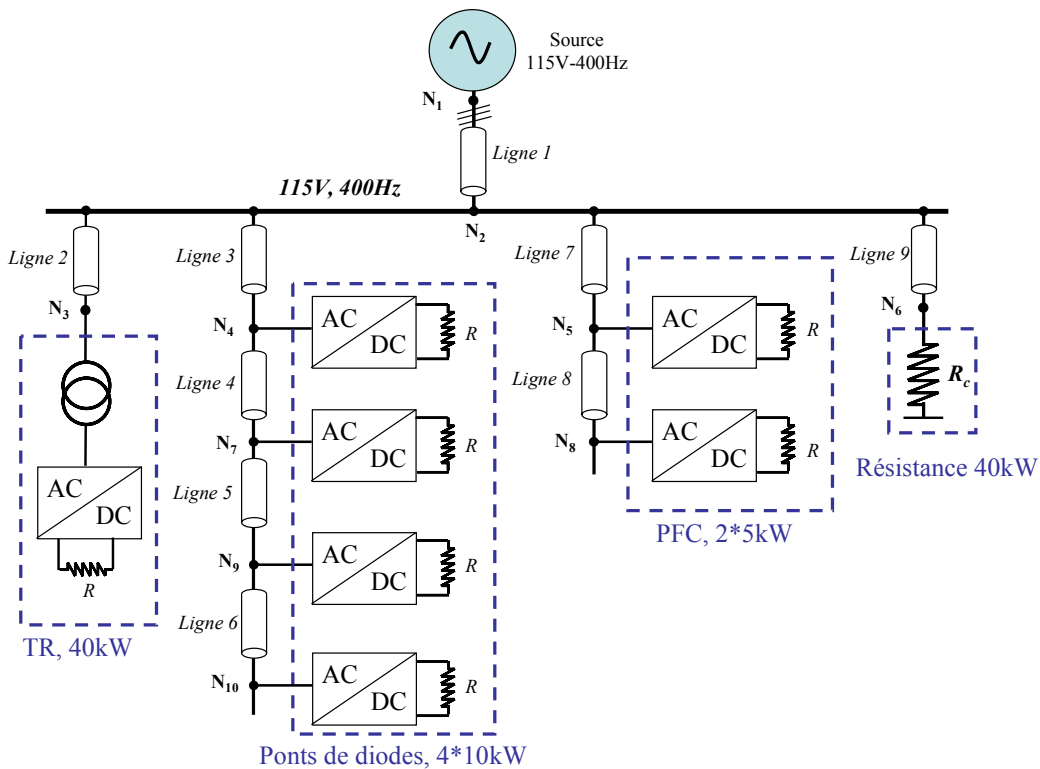


Figure II- 4 : Exemple d'un réseau radial de type réseau de bord

Les modèles des charges utilisés pour l'application du Load Flow sont en loi de puissance (Eq II. 1). Pour identifier les coefficients, chaque charge a été simulée seule et indépendamment des autres éléments du réseau. Une campagne de simulations a été menée pour obtenir sur chaque charge les courbes $Q=f(V)$ et $P=f(V)$. Connaissant les grandeurs nominales (indiquées par un 0), l'interpolation de ces points donne une valeur approximée des coefficients n_p et n_q .

$$P(V) = P_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_p} \quad \text{et} \quad Q(V) = Q_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_q} \quad \text{Eq II. 1}$$

avec $V_0=115V$.

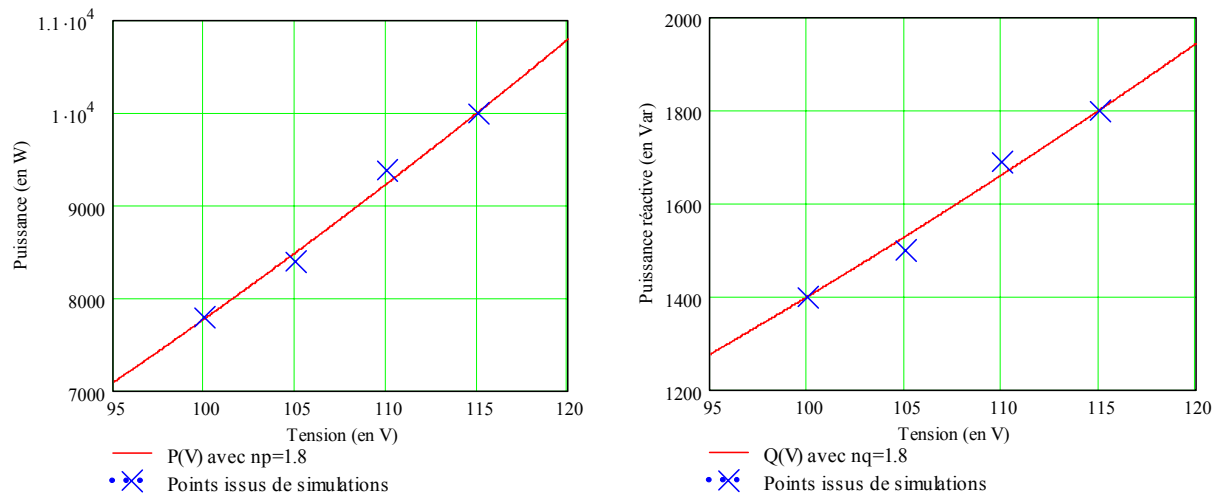


Figure II- 5 : Illustration de l'interpolation des points de mesure pour obtenir les coefficients n_p et n_q . Cas d'un pont de diodes

L'ensemble des données est listé dans le Tableau II- 1. En ce qui concerne les lignes, les valeurs linéiques ont été en partie fournies par les partenaires du POA. Les longueurs, quant à elles, ont été choisies arbitrairement avec une certaine cohérence envers la localisation des charges au sein d'un avion (cf Tableau II- 2).

	P_0 (W)	Q_0 (Var)	n_p	n_q
Pont diodes	10 000	1800	1.8	1.8
TR	40 000	3900	2.1	2
PFC	5000	0	0	0
R	40 000	0	2	0

Tableau II- 1 : Consommation individuelle des charges présentes

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 7 et 9	10	0.6	2.51
Lignes 4, 5, 6 et 8	2	0.6	2.51

Tableau II- 2 : Paramètres des lignes

Les tensions nodales et les courants de ligne sont représentés sur la Figure II- 6 et la Figure II- 7. Sur chaque tracé sont superposés les résultats donnés par le load flow puis par la simulation temporelle où sont uniquement conservées les grandeurs au fondamental.

A titre de comparaison, sur un aspect purement informatique, le load flow s'effectue en moins d'une seconde en 6 itérations avec un critère de convergence sur la tension de $1.10^{-3}V$. La simulation temporelle quant à elle, nécessite 12min environ et génère des fichiers de plusieurs dizaines de mégaoctets.

Il faut bien voir que nous cherchons ici à comparer deux méthodes et non à discuter sur les conséquences de l'architecture du réseau choisie. Les données imprécises sur les niveaux de puissance, les paramètres linéiques et les longueurs ne permettent pas en effet, d'émettre des conclusions tranchées.

En ce qui concerne les tensions, la différence entre le load flow et la simulation temporelle est de l'ordre de 4% et les variations sont les mêmes. Cet écart peut être imputable aux coefficients n_p et n_q qui restent issus d'une interpolation et au choix des puissances de base imprécis. Dans ces conditions, les courants sont sensiblement différents et n'entraînent pas les mêmes chutes de tension. Toutefois, une erreur de 4% reste très acceptable.

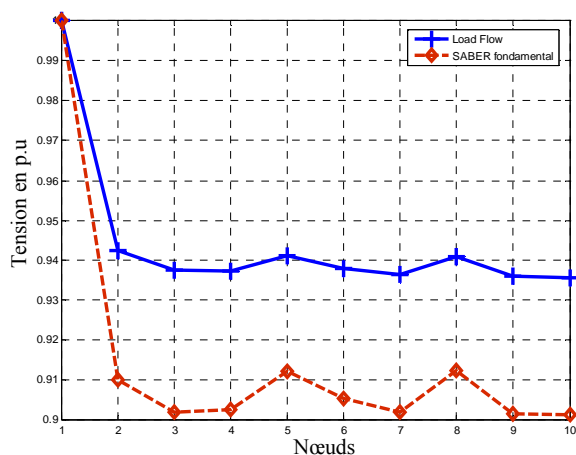


Figure II- 6 : Tensions nodales 1 p.u (base 115V).

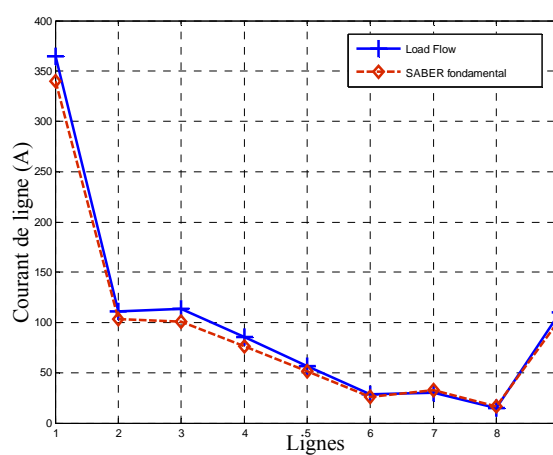


Figure II- 7 : Courants de ligne

En terme de bilan de puissance, il est possible de comparer le facteur de puissance FP issu de la simulation temporelle et le $\cos \varphi_1$ issu du LF tels qu'ils sont définis par *Eq II. 2* et *Eq II. 3*.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n \cdot I_n \cdot \cos[\arg V_n - \arg I_n]}{3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}} = 0.952 \quad \text{Eq II. 2}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = 0.99 \quad \text{Eq II. 3}$$

L'écart entre les deux est dû à la puissance déformante générée par les harmoniques. Le rendement global du réseau peut également être calculé dans les deux cas avec :

$$\eta = \frac{\sum P_{\text{charge}}}{P_{N1}} \quad \text{Eq II. 4}$$

Avec la simulation exacte, le rendement est de 92.6% et de 93.6% avec le load flow. Ces résultats sont très proches et la différence ne fait intervenir que les « pertes harmoniques ».

En conclusion, l'utilisation du load flow donne une idée précise sur les tensions et les courants du réseau. Les modèles en loi de puissance issus de simulations temporelles individuelles permettent de donner aux paramètres n_p et n_q des valeurs très représentatives du comportement d'un convertisseur connecté à un réseau. Cela permet d'avoir également un bilan de puissance proche de la simulation topologique. La méthode est rapide, fiable et simple à mettre en œuvre. Cependant, il faut noter que les pertes dissipées dans l'alternateur et les transformateurs ne peuvent être quantifiées facilement avec un load flow. Pour cela il faudra utiliser un modèle tenant compte des effets fréquentiels tel qu'il existe dans [26].

3.2.2 *Modélisation harmonique*

Contrairement au calcul de répartition de charge, il n'existe pas de méthode classique pour l'analyse des harmoniques. Dans ce genre d'études, il faut pouvoir estimer quantitativement les spectres des courants et des tensions générés par les organes « pollueurs ». Modéliser finement le comportement fréquentiel d'un convertisseur a fait, et fait encore, l'objet de travaux de recherche à part entière. C'est pourquoi, il n'a pas été possible de faire une comparaison illustrée entre tous les modèles existants. On ne fera ici qu'un rapide tour d'horizon de l'état de l'art.

Deux approches existent pour l'étude des harmoniques :

- l'approche temporelle, dite **indirecte**,
- l'approche fréquentielle, dite **directe**.

La première consiste à simuler le ou les organes par une simulation temporelle (les outils adaptés pour ce genre d'étude sont présentés au §4). La mesure des harmoniques se fait en post traitement (d'où le terme **indirecte**) avec une transformée de Fourier (FFT) discrète ou non, tenant compte des règles de base du traitement du signal (temps d'échantillonnage, fenêtre temporelle analysée, régime permanent, etc.). Une modélisation fine des composants permet d'étudier sans problèmes les phénomènes HF. Le pendant de cette précision est le temps de calcul nécessaire. De plus, les constantes de temps des éléments réactifs allongent considérablement les phases transitoires, indissociables de la simulation temporelle. Enfin, il reste les problèmes inhérents de divergence souvent liés aux algorithmes de résolution.

Cette approche possède tout de même de nombreux avantages avec en premier lieu, la description rapide du modèle et la prise en compte de l'environnement (facilité de mettre plusieurs convertisseurs en parallèle qui, une fois interconnectés peuvent modifier les spectres). Pour une étude BF qui requiert un faible échantillonnage, les résultats sont rapides et très précis. On montrera dans le dernier chapitre, qu'une telle modélisation peut être incluse dans une boucle d'optimisation lorsqu'on s'intéresse à un système simple à des fréquences inférieures à 20kHz.

Les méthodes **directes** permettent de définir les grandeurs électriques directement dans le domaine fréquentiel. Certaines de ces méthodes sont particulièrement bien adaptées à l'analyse de la CEM mais moins à l'étude BF [18] [27]. Les deux méthodes suivantes permettent d'analyser en théorie tout la gamme de fréquences suivant la précision donnée aux modèles des interrupteurs et des autres éléments.

L'analyse fréquentielle par représentation d'état a été développée dans [28]. Le principe général est le suivant :

Les variables d'état qui décrivent le comportement du convertisseur sont mises sous forme d'état donnée Eq II. 5.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x(t) &= A(t) \cdot x(t) + B(t) \cdot u(t) \\ y(t) &= C(t) \cdot x(t) + D(t) \cdot u(t) \end{aligned} \quad \text{Eq II. 5}$$

Avec : x, u et y respectivement les vecteurs d'état, d'entrée et de sortie.

La solution de l'équation d'état x est donnée par Eq II. 6 :

$$x(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t (A(\tau) \cdot x(\tau) + B(\tau) \cdot u(\tau)) \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 6}$$

Les convertisseurs statiques sont des systèmes périodiques. Le changement de topologie suivant l'état du (ou des) interrupteur(s) implique une multiplicité des représentations d'état. Dans ces conditions il est possible d'écrire que :

$$A(t) = A(t + t_0), B(t) = B(t + t_0), C(t) = C(t + t_0), D(t) = D(t + t_0)$$

Cela permet de définir l'évolution du système entre deux commutations telle que :

$$\frac{d}{dt}x_k(t) = A_k(t) \cdot x_k(t) + B_k(t) \cdot u_k(t) \text{ avec } k \in [1, N] \quad \text{Eq II. 7}$$

où N est le nombre de commutations sur une période t_0 . Ainsi, sur un intervalle k , la solution temporelle de la sortie fait intervenir la notion d'exponentielle de matrice telle que :

$$y_k(t) = C_k(t) \cdot (e^{A_k(t-t_{k-1})} \cdot x_k(t_{k-1})) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_k(t-\tau)} \cdot B_k(t) \cdot u(\tau) \cdot d\tau + D_k(t) \cdot u(t) \quad \text{Eq II. 8}$$

Une fois cette équation posée, tout l'intérêt de la méthode est de ne pas la résoudre dans le domaine temporel mais directement en fréquentiel par une transformation de Laplace. Ainsi on obtient :

$$Y(p) = \sum_{k=1}^N \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_k(t) \cdot e^{-p \cdot t} \cdot dt \quad \text{Eq II. 9}$$

et l'amplitude des harmoniques est donnée par :

$$S_n = \frac{2}{T_0} \cdot \left| Y\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_0}\right) \right| \quad \text{Eq II. 10}$$

Au final, cette méthode est très bien adaptée pour l'étude harmonique de convertisseur. Elle a donné de très bons résultats sur des convertisseurs simples [28]. La rapidité de calcul et la robustesse de cette modélisation permettent d'entrevoir une application à l'optimisation. Seule ombre au tableau, la mise en équation reste laborieuse et sujette aux erreurs de calculs... humaines.

Une seconde méthode fréquentielle est basée sur le principe que toute cellule de commutation, commandée ou naturelle représente une fonction de modulation F_{mod} (Figure II- 8) [29].

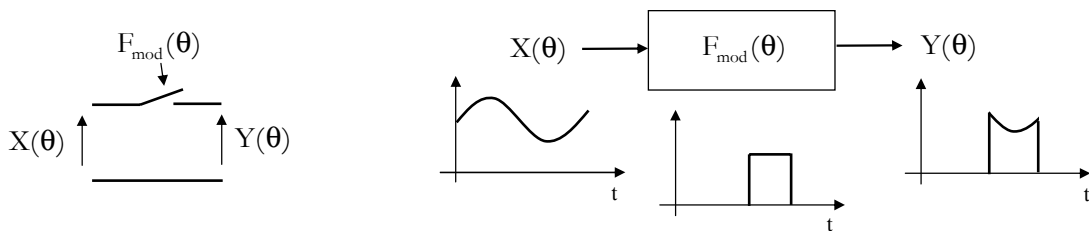


Figure II- 8 : Fonction de modulation [29]

$$Y(\theta) = X(\theta) \cdot F_{\text{mod}}(\theta) \quad \text{où } \theta = \omega \cdot t \quad \text{Eq II. 11}$$

La fonction de modulation peut s'écrire :

$$F_{\text{mod}}(\boldsymbol{\theta}) = F^0 + \sum_{k=1}^{\infty} (F_a^k \cdot \cos(k \cdot \boldsymbol{\theta}) + F_b^k \cdot \sin(k \cdot \boldsymbol{\theta})) \quad \text{Eq II. 12}$$

où F_a^k et F_b^k , représentent les coefficients de Fourier au rang d'harmonique k .

La grandeur $X(\boldsymbol{\theta})$ est définie par Eq II. 13 :

$$X^p(\boldsymbol{\theta}) = X_a^p \cdot \cos(p \cdot \boldsymbol{\theta}) + X_b^p \cdot \sin(p \cdot \boldsymbol{\theta}) \quad \text{Eq II. 13}$$

Le résultat du produit de cette grandeur modulée par la fonction de modulation est mis sous forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} Y^0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \left(\begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ F_b^p & -F_a^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ -F_b^p & F_a^p \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 14}$$

$$\begin{bmatrix} Y_a^n \\ Y_b^n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} F_a^{p+n} & F_b^{p+n} \\ F_b^{p+n} & -F_a^{p+n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^{p-n} & F_b^{p-n} \\ -F_b^{p-n} & F_a^{p-n} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix}$$

De la même manière que la méthode par représentation d'état, chaque phase de conduction du convertisseur se traduit par une fonction de modulation différente. Sur une période, le résultat final est la somme de toutes les phases. Cela fait intervenir les angles de commandes des interrupteurs. Dans le cas des convertisseurs commandés ou en conduction forcée, cet angle est connu. En revanche, lors de commutations naturelles et en régime discontinu, il est plus difficile de le calculer (cette remarque est vraie aussi pour la méthode par représentation d'état).

Cette méthode a notamment été appliquée lors de l'analyse d'une chaîne de traction de tramway comportant un transformateur associé à un pont de diodes en conduction continue. Les résultats attestent de l'intérêt d'une telle méthode notamment pour la traçabilité des harmoniques et inter-harmoniques. Il reste cependant des difficultés de modélisation en conduction discontinue. La rapidité de calcul (méthode itérative de type Newton) laisse tout de même envisager une modélisation adaptée à l'optimisation.

Au regard des avantages et des inconvénients de chacune des méthodes, il est difficile de donner un avis exclusif. La simplicité indéniable d'une approche indirecte, avec un aspect non négligeable sur la facilité d'étudier le convertisseur quel que soit son mode de conduction (continu / discontinu), en font une méthode très utilisée par les ingénieurs.

Elle souffre cependant de problèmes de convergence et reste inadaptée à l'optimisation de systèmes complexes, compte tenu du temps de calcul. A l'inverse, les méthodes directes sont plus difficiles à formaliser mais elles sont rapides et précises donc parfaitement intégrables dans une démarche de conception avec optimisation. A l'avenir, la méthode qui semble se démarquer est la méthode directe par représentation d'état. Suivant le degré de modélisation des composants, cette approche est aussi bien valable en BF qu'en HF pour l'étude CEM, ce qui en fait un atout majeur. De plus, le formalisme d'état peut faire penser à l'étude de stabilité petits signaux telle qu'elle va être décrite ci-après (si l'on se restreint au fondamental). Autrement dit, on peut imaginer un même modèle pour l'étude harmonique et dynamique.

3.3 Le domaine dynamique

Au même titre que l'étude statique, l'analyse dynamique du réseau embarqué est primordiale dans la conception de celui-ci. Cette analyse va conditionner le choix de nombreux organes (protections, lois de commande) pour permettre d'assurer à la fois la qualité de fourniture électrique mais surtout (et c'est encore plus vrai dans un réseau d'avion) la continuité d'alimentation. Il serait fortement dommageable que la mise en route d'une charge vienne perturber le réseau et les autres charges connectées au point de déclencher les protections. Ce risque, très rare, va cependant crescendo avec les nombreux convertisseurs électriques. On a vu dans le chapitre I avec un exemple, certes simpliste, qu'un hacheur pouvait être instable et perturber le réseau. L'augmentation du nombre de variables d'état liées aux convertisseurs introduit des modes supplémentaires qu'il convient d'identifier pour éviter ces phénomènes.

L'apport d'une méthode d'analyse dynamique doit ainsi pouvoir garantir la stabilité mais elle doit également permettre de choisir les lois de commande voire de prédire une meilleure localisation spatiale d'une charge. C'est dans ce contexte que sera présentée une méthode basée sur l'analyse modale, couramment employée dans les réseaux de transport, mais appliquée ici à un réseau embarqué. Au préalable, l'analyse de stabilité par le respect des critères de Middlebrook sera présentée. Cette méthode est unanimement utilisée dans l'étude de stabilité de plusieurs convertisseurs interconnectés. Son intérêt dans la compréhension des paramètres sensibles du système (et donc son optimisation) sera discuté.

Quelle que soit la méthode, modale ou de Middlebrook, il s'agit d'analyses petits signaux autour d'un point de fonctionnement permettant d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. Dans l'analyse grands signaux, les techniques diffèrent et ne seront pas traitées dans ce mémoire.

3.3.1 Critères de « Middlebrook »

Les critères de Middlebrook ont très brièvement été utilisés dans le premier chapitre à propos des risques des charges à puissance constante sur la stabilité d'un réseau. Il s'agit ici de donner des définitions exactes sur ces critères et leurs applications.

Middlebrook a été le premier à s'intéresser aux interactions entre filtres et convertisseurs [30]. L'objectif principal était de s'affranchir des risques d'oscillations de tension possibles en proposant des critères sur les impédances d'entrée et de sortie. Par la suite, avec cette même analyse, il a été possible d'étudier les interactions de sous systèmes, quels qu'ils soient et notamment les convertisseurs connectés sur un même bus. Schématiquement, cette approche est traduite comme sur la Figure II- 9 pour deux sous-systèmes indépendants.

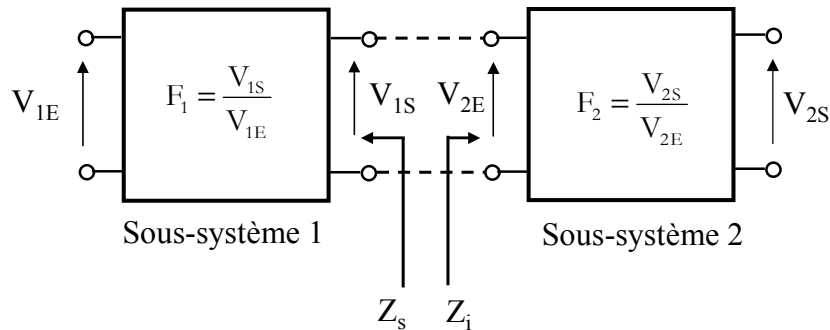


Figure II- 9 : Mise en série de deux sous-systèmes

- Avec : F1, fonction de transfert du sous-système 1
- F2, fonction de transfert du sous-système 2
- Zs, impédance de sortie du sous-système 1
- Zi, impédance d'entrée du sous-système 2

La fonction de transfert de l'association est donnée par Eq II. 15.

$$F_{12} = \frac{V_{2S}}{V_{1E}} = F_1 \cdot F_2 \frac{1}{1 + T(s)} \text{ avec } T(s) = \frac{Z_s}{Z_i} \quad \text{Eq II. 15}$$

Deux critères sont applicables pour vérifier la stabilité du système. Tout d'abord, sur l'ensemble du domaine fréquentiel, il faut que $|Z_s| \ll |Z_i|$. Dans le plan complexe, ce critère se traduit par la région interdite en rayé, illustrée Figure II- 10. Il est mathématiquement peu rigoureux (le terme *très inférieur* restant subjectif) mais, de par sa grande restriction du domaine autorisé, il garantit une stabilité certaine. Ce critère est vérifiable en post-conception par le biais de mesures expérimentales. Cependant, pour appliquer cette méthode dans une analyse préalable il faut déterminer analytiquement les deux impédances, chose bien moins évidente.

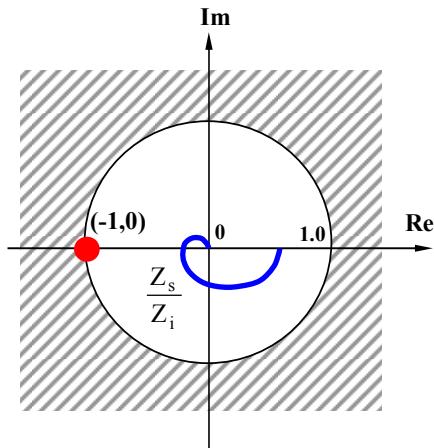


Figure II- 10 : Premier critère de Middlebrook

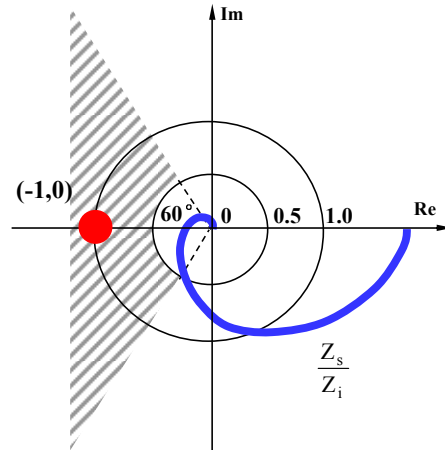


Figure II- 11 : Application de marges de stabilité sur le second critère

Le second critère concerne la fonction de transfert $T(s)$. Celle-ci doit répondre aux critères de stabilité au sens de Nyquist (placement de la trajectoire en fonction du point de coordonnées $[-1 ; 0]$ dans le plan complexe). Des marges de gain et de phase peuvent être définies afin de réduire les risques d'instabilité. Dans le plan complexe, Figure II- 11, le cas classique d'une marge de gain de -6dB (qui se traduit par un cercle de rayon 0.5) et d'une marge de phase de 60° est montré. Cette vérification est mathématiquement plus rigoureuse mais reste, comme la précédente, difficile à mettre en œuvre analytiquement.

Pour illustrer cela, reprenons le cas d'un hacheur série sur charge résistive avec un filtre d'entrée L, C comme indiqué sur la Figure II- 12. La régulation se fait sur la tension de sortie ($V_c=28\text{V}$) par l'intermédiaire d'un correcteur proportionnel-intégral. La tension d'entrée est de 350V et la puissance est fixée à 5kW grâce à la résistance de sortie R_h . Les deux sous-systèmes considérés sont encadrés en pointillés (cf ANNEXE 1 pour paramètres).

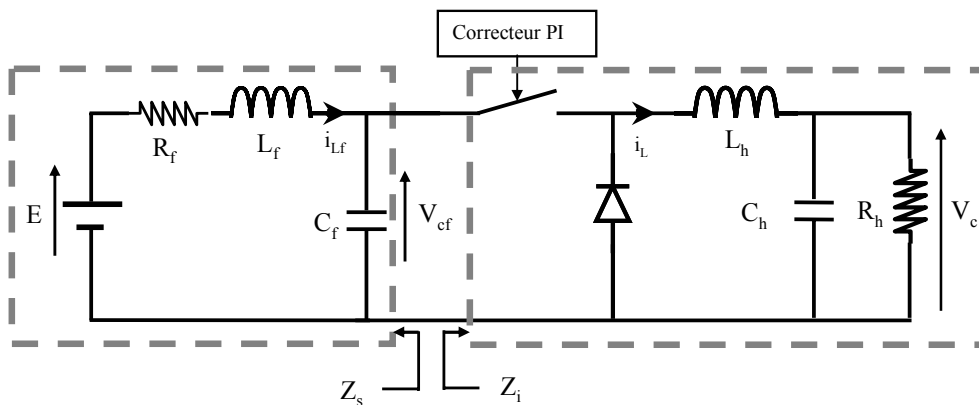


Figure II- 12 : Hacheur série avec régulation de tension de V_c

Sans développer précisément les calculs, on peut déterminer les impédances Z_s et Z_i (en conduction continue) telles que [3] :

$$Z_s(\omega) = \frac{R_f + j \cdot \omega \cdot L_f}{1 - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_f + j \cdot \omega \cdot R_f \cdot C_f} \quad \text{Eq II. 16}$$

$$Z_i(\omega) = \frac{1}{\left(\frac{-C(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)}{1 + Z(\omega) \cdot B(\omega) + A(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)} \right) \cdot \left(A_e(\omega) + \frac{B_e(\omega)}{\text{Cor}(\omega)} \right) + C_e(\omega)} \quad \text{Eq II. 17}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \text{Cor}(\omega) &= K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot j \cdot \omega}{\tau_i \cdot j \cdot \omega} & Z(\omega) &= \frac{R_h}{1 + R_h \cdot C_h \cdot j \cdot \omega} \\ A(\omega) &= \frac{V_e}{j \cdot \omega \cdot L_h} & B(\omega) &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} \\ A_e(\omega) &= \frac{V_e \cdot \alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} + \frac{V_e \cdot \alpha}{R_h} & B_e(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C_e(\omega) &= \frac{\alpha^2}{j \cdot \omega \cdot L_h} \end{aligned}$$

Le fait de prendre en compte la régulation dans le calcul de l'impédance du hacheur rend celle-ci, de suite, non triviale. Autrement dit, pour un convertisseur plus complexe avec plusieurs boucles de régulations imbriquées (cas d'un PFC triphasé par exemple), le travail s'annonce de longue haleine.

Les tracés des impédances Z_s et Z_i ainsi que le lieu de Nyquist de $T(s)$ sont donnés par la Figure II- 13 et la Figure II- 14. Pour chaque critère, trois cas sont considérés avec différentes valeurs de L_f (200 μ H, 710 μ H et 1000 μ H).

Si le choix de faire varier L_f plutôt qu'un autre élément est complètement subjectif, les valeurs prises en exemple ne le sont pas. En effet, par l'intermédiaire du critère de Nyquist, nous avons cherché par dichotomie, trois cas de figure où le hacheur est respectivement stable, asymptotiquement stable et instable. La même étude peut très bien se faire sur les autres éléments (capacités, résistances, paramètres du correcteur).

En parallèle, la structure exacte du hacheur est simulée en temporel pour chaque valeur de L_f . Les résultats sur le courant d'entrée et la tension de sortie du hacheur sont respectivement donnés Figure II- 15 et Figure II- 16.

Ces tracés temporels corroborent la méthode décrite car il apparaît en fonction de L_f , un cas stable, asymptotiquement stable puis instable. Des termes résistifs, et donc amortissants, sont ajoutés (involontairement) dans la simulation par le biais des résistances R_{on} et R_{off} de l'interrupteur, ce qui justifie une divergence lente pour $L_f = 1000\mu$ H.

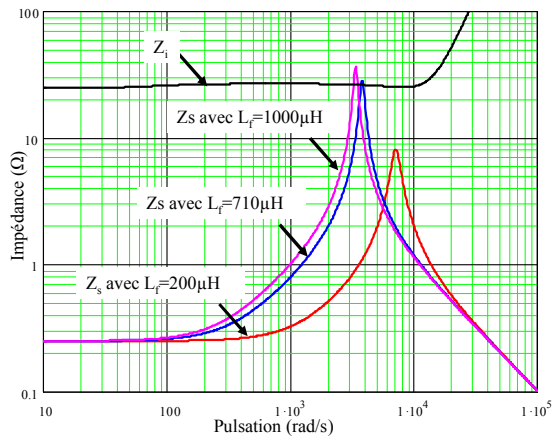


Figure II- 13 : Impédances des Z_i et Z_s

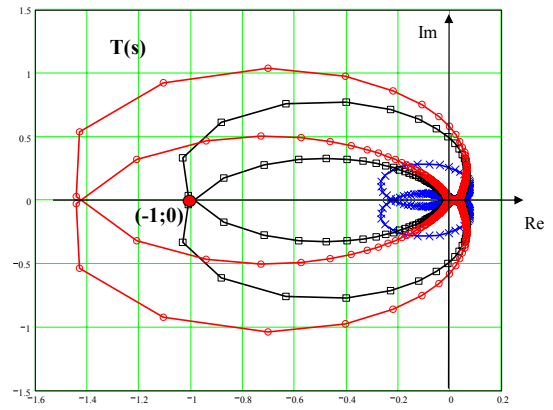


Figure II- 14 : Lieu de Nyquist de $T(s)$.
 X : $L_r=200\mu\text{H}$; \square : $L_r=710\mu\text{H}$; O : $L_r=1000\mu\text{H}$

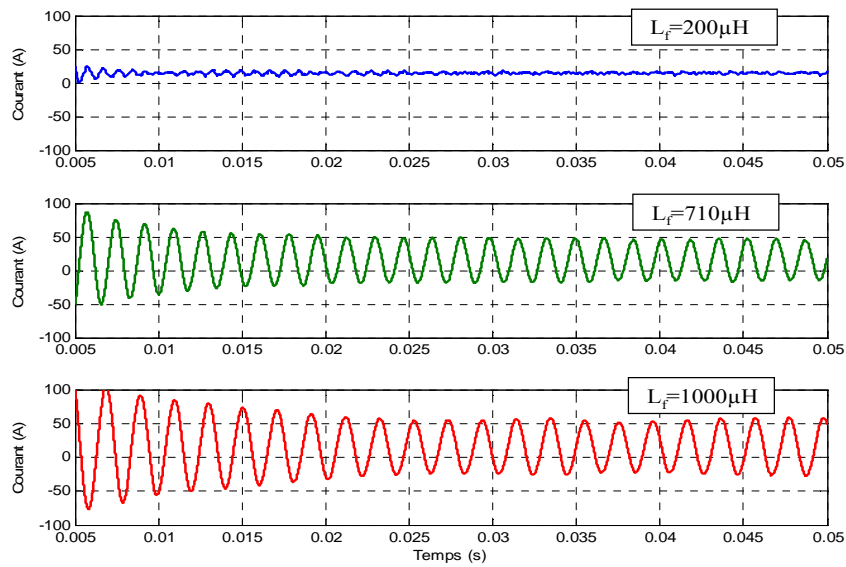


Figure II- 15 : Courant d'entrée du hacheur, i_{LF}

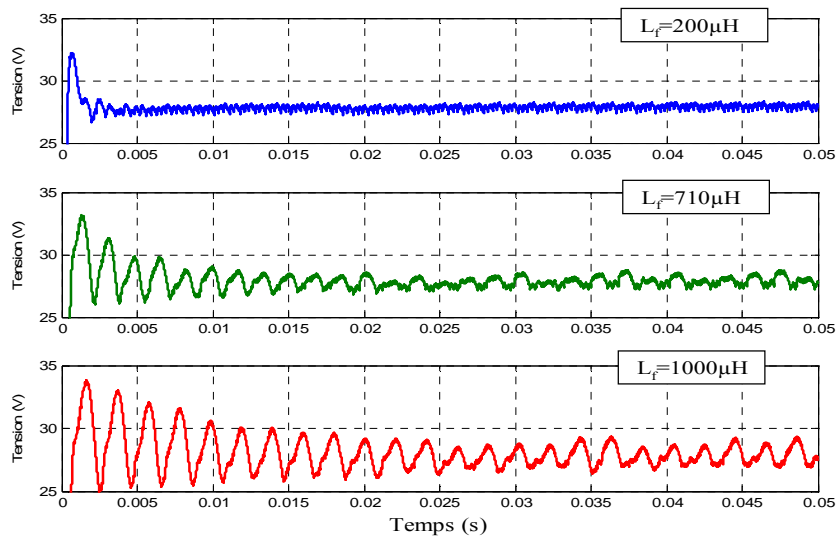


Figure II- 16 : Tension de sortie du hacheur V_C

Il est possible d'étendre le principe à un réseau de plusieurs charges en parallèle. Par exemple, pour le réseau donné Figure II- 17 (a), il faut connaître l'impédance de sortie du convertisseur source et celles d'entrée de tous les convertisseurs de charge [31][32]. Ainsi, la fonction de transfert $T'(s)$ (Eq II. 18) est le ratio entre l'impédance de sortie et l'impédance équivalente de la mise en parallèle des impédances d'entrée.

$$T'(s) = \frac{Z_s}{Z_i} = \frac{Z_s}{\frac{Z_{i1}}{Z_s} + \frac{Z_s}{Z_{i2}} + \dots + \frac{Z_s}{Z_{in}}} \quad \text{Eq II. 18}$$

Les zones interdites dans le plan complexe, pour respecter les critères de stabilité, sont illustrées Figure II- 17. Ces régions diffèrent selon qu'on s'intéresse à la fonction $\frac{Z_s}{Z_i}$ ou à la fonction $\frac{Z_s}{Z_{ik}}$. Les conditions sont très restrictives pour la seconde, car la marge de gain est proportionnelle au nombre de convertisseurs de charge présents.

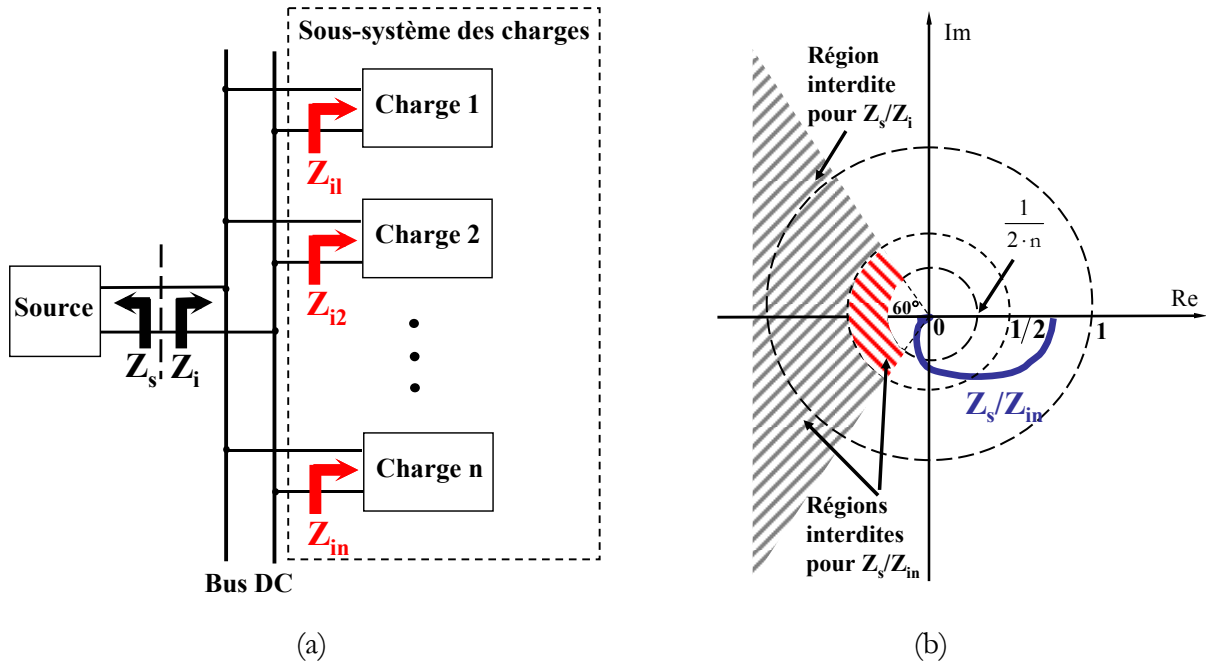


Figure II- 17 : Exemple de plusieurs charges sur un même bus (a) et application du critère de stabilité (b) [31]

Bilan sur cette méthode :

De par les critères très stricts, cette approche s'avère particulièrement fiable pour garantir la stabilité d'un convertisseur ou d'un réseau. Cependant, dans une démarche d'analyse pour la conception, elle est difficilement exploitable pour plusieurs raisons. Tout d'abord, analytiquement le calcul des impédances peut devenir très lourd avec des convertisseurs complexes. Ceci justifie qu'elles sont souvent mesurées en post-conception.

Ensuite ... et surtout, avec un système qui comporte des dizaines voire des centaines de paramètres, il est très difficile de déterminer lesquels sont sujets à rendre le système instable, sauf par des campagnes d'étude de sensibilité sur chacun d'eux ... autant dire un vrai travail de fourmi.

3.3.2 Approche modale

Comme Middlebrook, l'analyse modale n'est pas nouvelle et existe depuis très longtemps notamment dans le cadre des grands réseaux de transport. Elle est basée sur des outils mathématiques couramment utilisés en automatique et les lignes qui suivent sont fortement inspirées des travaux menés dans [33]. Cependant, la particularité des réseaux embarqués avec l'omniprésence de convertisseurs statiques, amène à adapter quelque peu cette méthode par rapport aux grands réseaux, notamment pour la prise en compte des variables d'état associées aux convertisseurs. Voici tout d'abord quelques rappels indispensables sur la représentation d'état et les outils associés nécessaires à une bonne compréhension l'approche proposée.

a Représentation d'état et linéarisation

Le comportement dynamique d'un système quelconque d'ordre n peut être décrit par n équations différentielles (linéaires ou non) du premier ordre avec r entrées telles que :

$$\dot{x} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n; u_1, u_2, \dots, u_r; t) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Eq II. 19}$$

Avec une écriture matricielle, on obtient :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 20}$$

$$\text{Où : } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad f = \begin{Bmatrix} f_1(x, u, t) \\ f_2(x, u, t) \\ \vdots \\ f_n(x, u, t) \end{Bmatrix}$$

Le vecteur d'état x est composé des éléments x_i , appelés variables d'état et le vecteur u est composé des entrées du système. Dans le cas où les dérivées des variables d'état ne sont pas fonction du temps, l'équation Eq II. 20 devient :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad \text{Eq II. 21}$$

Les variables de sortie y que l'on souhaite observer sont elles aussi fonctions de x et de u :

$$y = g(x, u) \quad \text{Eq II. 22}$$

Dans le cas où les fonctions f_i de Eq II. 21 sont linéaires, elles ne possèdent qu'un seul point d'équilibre (si la matrice d'état n'est pas singulière). Pour les systèmes non linéaires (cas le plus répandu), il existe plusieurs points d'équilibre caractéristiques du comportement dynamique du système. Pour appliquer les méthodes des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires, il convient de faire une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Ce dernier peut être calculé par la résolution de l'ensemble des équations différentielles, lorsque les dérivées sont toutes nulles ou par un bilan de puissance.

La linéarisation s'effectue de la manière suivante. Soient x_0 le vecteur d'état initial et u_0 le vecteur d'entrée correspondant au point d'équilibre et Δ une petite variation autour de ce même point, alors les vecteurs x et u s'écrivent :

$$x = \Delta x + x_0 \text{ et } u = \Delta u + u_0 \quad \text{Eq II. 23}$$

Pour linéariser l'équation Eq II. 21, x_0 et u_0 doivent satisfaire :

$$\dot{x}_0 = f(x_0, u_0) = 0 \quad \text{Eq II. 24}$$

Ainsi :

$$\dot{x} = \Delta \dot{x} + \dot{x}_0 = f[(x_0 + \Delta x), (u_0 + \Delta u)] \quad \text{Eq II. 25}$$

Si on applique une décomposition en séries de Taylor et en négligeant les termes dont l'ordre supérieurs ou égal à 2, on obtient :

$$\dot{x}_i = \Delta \dot{x}_i + \dot{x}_{i0} = f_i(x_0, u_0) + \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \cdot \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \cdot \Delta x_n + \frac{\partial f_i}{\partial u_1} \cdot \Delta u_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \cdot \Delta u_n \quad \text{Eq II. 26}$$

Dans ce cas, la linéarisation de Eq II. 21 et Eq II. 22 est la suivante :

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x} &= A \cdot \Delta x + B \cdot \Delta u \\ \Delta y &= C \cdot \Delta x + D \cdot \Delta u \end{aligned} \quad \text{Eq II. 27}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_r} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial u_r} \end{bmatrix}$$

La matrice A de taille n x n est aussi appelée matrice Jacobienne.

b Valeurs propres et vecteurs propres

Les valeurs propres λ_i d'un système, sont les solutions des équations Eq II. 28 et Eq II. 29 où les variables ϕ_i et ψ_i sont respectivement les vecteurs propres, non nuls, droits et gauches de A.

$$A \cdot \phi_i = \lambda_i \cdot \phi_i \Rightarrow (A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad \text{ou} \quad \text{Eq II. 28}$$

$$\psi_i \cdot A = \lambda_i \cdot \psi_i \Rightarrow \psi_i \cdot (A - \lambda_i \cdot I) = 0 \quad \text{Eq II. 29}$$

où $\phi_i = \begin{bmatrix} \phi_{1i} \\ \phi_{2i} \\ \vdots \\ \phi_{ni} \end{bmatrix}$ et $\psi_i = [\psi_{i1} \quad \psi_{i2} \quad \dots \quad \psi_{in}]$.

Dans le cas où ces vecteurs correspondent à une valeur propre différente, ils sont orthogonaux. Autrement dit, pour $\lambda_i \neq \lambda_j$, le produit $\psi_j \cdot \phi_i = 0$. Dans le cas contraire, si les vecteurs propres correspondent à la même valeur propre, le produit est égal à :

$$\psi_j \cdot \phi_i = C_i \quad \text{Eq II. 30}$$

où C_i est une constante non nulle (lorsque les vecteurs sont normalisés, $C_i=1$).

La stabilité du système est directement donnée par les valeurs propres λ_i qui peuvent être réelles ou complexes. Le théorème de Lyapunov stipule que si, et seulement si, toutes les valeurs propres sont à parties réelles négatives alors le système est asymptotiquement stable. Si elles sont nulles, le système est oscillatoire. Enfin, si elles sont positives, le système est divergent.

Ce théorème se justifie en temporel puisqu'à chaque valeur propre λ_i correspond un **mode** oscillant $e^{\lambda_i t}$. Ceci introduit d'ailleurs la notion de mode.

c Matrices modales et réponse temporelle

Pour utiliser toutes les propriétés de A, on introduit les matrices suivantes :

$$\Phi = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \quad \text{et} \quad \Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad \text{et la matrice diagonale} \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}$$

Compte tenu de Eq II. 28 et Eq II. 30 (normalisée), il est possible d'écrire que :

$$A \cdot \Phi = \Phi \cdot \Lambda \Rightarrow \Phi^{-1} \cdot A \cdot \Phi = \Lambda$$

et $\Psi \cdot \Phi = I$

Eq II. 31

L'intérêt d'une telle écriture est de s'affranchir des termes couplés pour ne conserver que les paramètres diagonaux. Ainsi, par le biais du changement de base Eq II. 32, on obtient le nouveau système Eq II. 33.

$$\Delta \mathbf{x} = \Phi \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 32}$$

$$\dot{\mathbf{z}} = \Lambda \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 33}$$

Cela se traduit en temporel par :

$$z_i(t) = z_i(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 34}$$

avec $z_i(0)$, les conditions initiales de z_i .

La relation, en temporelle, entre ces deux bases est :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \Phi \cdot \mathbf{z}(t) = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \cdot \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{z}(t) = \Psi \cdot \Delta \mathbf{x}(t) \quad \text{Eq II. 35}$$

Au final, la réponse temporelle d'une variable d'état est fonction des vecteurs propres et des conditions initiales des variables d'état telle que :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n \phi_i \cdot \psi_i \cdot \Delta \mathbf{x}(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 36}$$

L'enchaînement des ces équations pour arriver à ce résultat prend tout son sens dans la compréhension des outils qui suivent.

d Sensibilité et facteur de participation

Modéliser un système tel que Eq II. 27 ne donne pas davantage d'informations que les impédances de la méthode de Middlebrook. En revanche, il est possible, à partir de ce modèle, d'utiliser des outils d'aide à la conception tels que **l'étude de sensibilité** et le calcul des **facteurs de participation**. Le rappel de ces outils issus de [33] et de [34] est le suivant :

Si on dérive partiellement Eq II. 28 en fonction des éléments a_{kj} de A on obtient la relation suivante :

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \Lambda \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \lambda_i \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 37}$$

En multipliant cette relation par ψ_i et en considérant les équations Eq II. 29 et Eq II. 30, on trouve la relation Eq II. 38.

$$\Psi_i \cdot \frac{\partial A}{\partial a_{kj}} \cdot \Phi_i = C_i \cdot \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 38}$$

Etant donné que l'on s'intéresse à la sensibilité **d'un** élément a_{kj} sur les valeurs propres, il est possible de dire que tous les éléments de $\frac{\partial A}{\partial a_{kj}} = 0$ sauf pour $\frac{\partial A_{kj}}{\partial a_{kj}}$ où le résultat est unitaire.

Dans ces conditions Eq II. 38 devient :

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\Psi_{ki} \cdot \Phi_{ji}}{C_i} \quad \text{Eq II. 39}$$

On obtient ainsi la **sensibilité** d'une valeur propre λ_i en fonction des éléments de la matrice d'état A par un simple produit des matrices modales (à une constante près). Le résultat est une matrice cubique de taille $n \times n \times n$. En présence de nombreuses variables d'état, cette matrice devient rapidement conséquente.

La matrice P_i des **facteurs de participation** (de taille $n \times n$) est donnée par Eq II. 40. Elle mesure la participation de la k-ième variable d'état sur la i-ième valeur propre (et inversement).

$$P_i = \Phi_i \cdot \Psi_i = \begin{bmatrix} P_{1i} \\ P_{2i} \\ \vdots \\ P_{ki} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{1i} \cdot \Psi_{i1} \\ \Phi_{2i} \cdot \Psi_{i2} \\ \vdots \\ \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 40}$$

$$\text{avec } P_{ki} = \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kk}}$$

On le voit, le facteur de participation est un cas particulier du calcul de sensibilité car il contient tous les termes diagonaux de la matrice cubique des sensibilités. Schématiquement ces matrices peuvent être représentées comme suit :

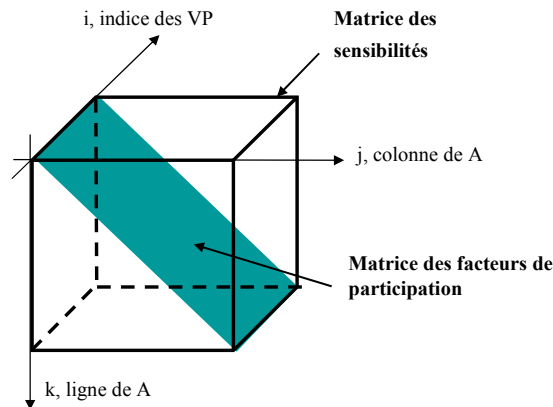


Figure II- 18 : Représentation spatiale des matrices des sensibilités et des facteurs de participation.

Afin d'interpréter le facteur de participation, il faut remonter à l'équation temporelle de Δx , Eq II. 36 et identifier à Eq II. 40.

Ainsi on dit que $\Psi_i \cdot \Delta x(0)$ est la contribution des conditions initiales $\Delta x(0)$ dans le i-ième mode et ϕ_i décrit l'activité de chaque variable d'état dans le i-ième mode.

Si $\Delta x(0) = e_k$ où e_k est le k-ième vecteur unitaire (la k-ième entrée est à 1 et les autres à 0) alors :

$$\Delta x_k(t) = \sum_{i=1}^n (P_{ki} \cdot e^{\lambda_i t}) \quad \text{Eq II. 41}$$

Rem : Les outils d'analyse de sensibilité et de facteur de participation ont été développés et codés dans le cadre d'un stage d'ingénieur de fin d'études [35].

Pour illustrer le facteur de participation, envisageons le système du second ordre suivant :

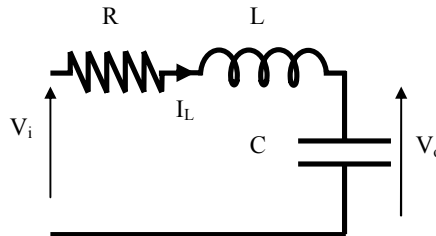


Figure II- 19 : Système RLC du second ordre

Les équations différentielles qui régissent les variables d'état sont données par Eq II. 42.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i \quad \text{Eq II. 42}$$

Les deux valeurs propres issues de cette écriture matricielle sont complexes conjuguées et forment donc un mode tel que :

$$\lambda_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad \text{Eq II. 43}$$

Avec :

$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, la pulsation naturelle.

$\xi = \frac{R}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$, le coefficient d'amortissement.

En plus de la stabilité, les parties réelles et imaginaires fournissent d'autres informations notamment sur la pulsation naturelle et sur le coefficient d'amortissement (Figure II- 20).

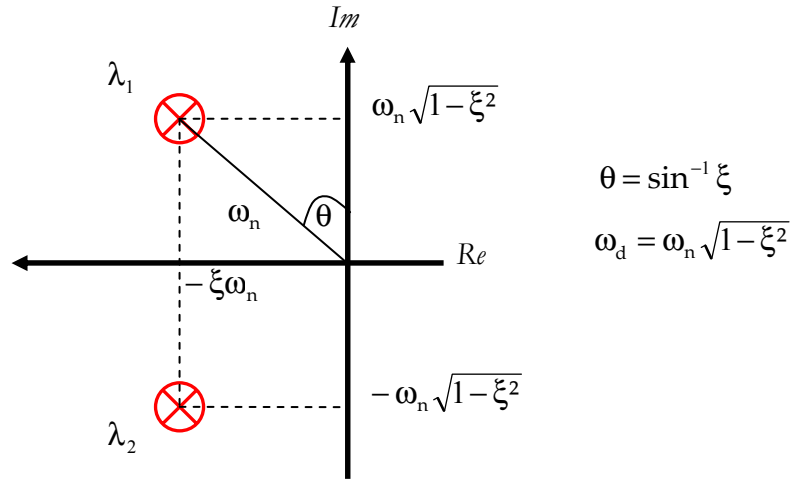


Figure II- 20 : Identification des valeurs propres dans le plan complexe

La réponse impulsionnelle de la tension est donnée par Eq II. 44. On retrouve dans cette expression les paramètres précédents avec une seconde pulsation oscillatoire ω_d .

$$\begin{aligned}
 V_0(t) &= \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \sin(\omega_d t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \frac{e^{j(\omega_d t)} - e^{-j(\omega_d t)}}{2j} \\
 &= \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_1 t} + \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_2 t}
 \end{aligned}
 \tag{Eq II. 44}$$

Par identification entre les équations Eq II. 41 et Eq II. 44, on peut dire que le facteur de participation de la variable V_0 sur les deux valeurs propres est $P = \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}}$.

Bilan : Les performances dynamiques sont dictées par les structures des convertisseurs et leurs lois de commande. Dans une démarche de conception, il est important de trouver ce compromis structure-commande. Pour cela, l'approche Middlebrook ne semble pas, ou peu adaptée. En effet, il n'est pas possible de trouver rapidement les paramètres sensibles avec une telle approche.

En revanche, l'analyse modale permet, d'un point de vue dynamique, de concevoir les lois de commande et d'aider le concepteur à l'élaboration d'une structure. Les outils (facteur de participation, sensibilité) permettent de localiser les modes les plus critiques (au sens du cahier des charges dans le domaine dynamique) ainsi que les paramètres les plus influents. Ainsi le correcteur peut être réglé de manière optimale. Avant cela, il importe de modéliser sous forme d'état le convertisseur, ce qui constitue probablement l'étape la plus difficile de l'approche modale.

e Modélisation moyenne

Jusqu'à présent, l'utilisation de la représentation d'état, puis des outils associés tels que l'analyse des valeurs propres, le calcul du facteur de participation et l'analyse de sensibilité est monnaie courante dans les réseaux HT. Cependant, les variables d'états prises en considération portent principalement sur le comportement (électrique et mécanique) des alternateurs. Les modèles des charges sont une agrégation en puissance active et réactive. Au mieux, le modèle n'est fonction que de la tension ou de la fréquence mais généralement, les variables d'états des charges ne sont pas intégrées.

Dans les réseaux embarqués, les nombreux modes liés aux charges non linéaires doivent être intégrés. Reste un détail, comment faire ? Si l'écriture des équations différentielles d'une machine quelconque reste usuelle, il est plus difficile d'écrire celles-ci en présence d'interrupteurs car à chaque état de ceux-ci correspond un schéma équivalent différent et donc un jeu d'équations différent. Pour faire face à cela, il est possible d'utiliser une **modélisation moyenne**. A la base, celle-ci consiste à transformer le modèle original discontinu d'un convertisseur en un modèle continu et invariant pour mettre au point les lois de commande.

Le premier « modèle moyen » a été proposé par Middlebrook (toujours le même) et Cuk [36]. L'idée est d'effectuer la moyenne sur une fenêtre T d'un signal $f(t)$, pas forcément périodique (Eq II. 45) :

$$\langle f(t) \rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 45}$$

On note que la moyenne glissante dépend du temps mais en régime établi, elle se confond avec la moyenne classique. Une propriété fondamentale de la moyenne glissante est :

$$\frac{d}{dt} \langle f(t) \rangle_0(t) = \left\langle \frac{d}{dt} f(t) \right\rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 46}$$

Soit dans le cas d'une variable d'état :

$$\frac{d}{dt} x(t) = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 47}$$

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_0(t) = \langle f(x, u, t) \rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 48}$$

Dans l'exemple du hacheur Figure II- 12, l'écriture du courant absorbé est :

$$\frac{d}{dt} i_{Lf} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{Lf} - V_{Cf} - R_{Cf} \cdot (i_{Lf} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq II. 49}$$

avec : $u=0$, interrupteur ouvert,

$u=1$, interrupteur fermé.

Le rapport cyclique moyen est donné par : $\langle u \rangle_0 = \alpha$

Ainsi, la moyenne de Eq II. 49 est Eq II. 50 avec une hypothèse forte, qui est de considérer que la moyenne des produits est égale au produit des moyennes. L'illustration graphique de ce modèle sur la tension de sortie du hacheur est donnée Figure II- 21.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{Lf} \rangle_0 = \frac{1}{L_f} \cdot \left[\langle E \rangle_0 - R_f \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle V_{Cf} \rangle - R_{Cf} \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle u \rangle_0 \cdot \langle i_L \rangle_0 \right] \quad \text{Eq II. 50}$$

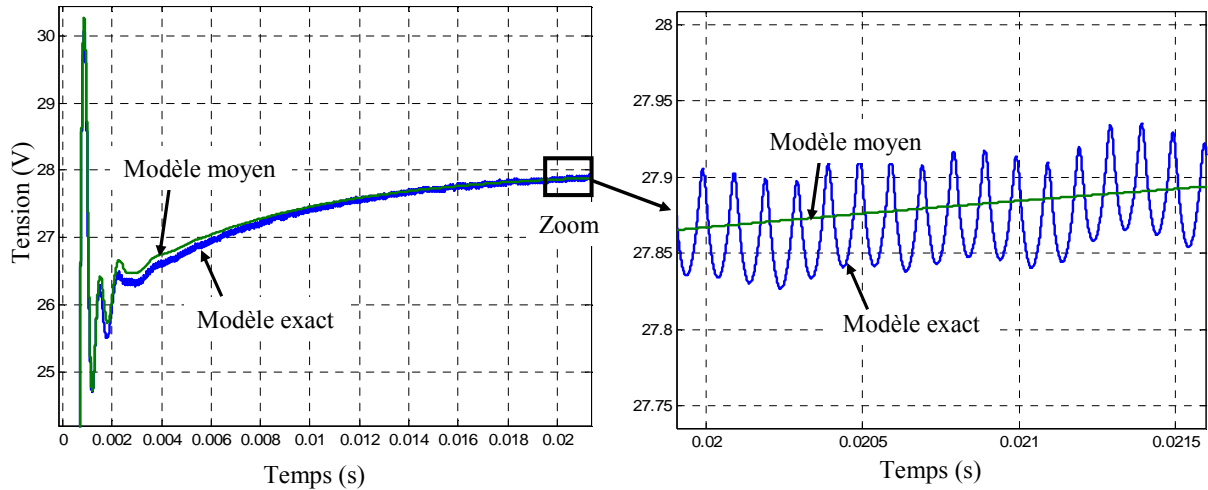


Figure II- 21 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur la tension de sortie du hacheur de la Figure II- 12

Cette hypothèse introduit obligatoirement des limites sur la validité de ce genre de modélisation. Le modèle moyen classique ne peut s'appliquer aux convertisseurs travaillant en conduction discontinue ou dont les variables d'état sont à valeurs moyenne nulle (grandeurs sinusoïdales par exemple). Pour pallier cette insuffisance, le modèle moyen généralisé (MMG) a été développé sur des convertisseurs comprenant à la fois des étages continus et alternatifs [37] [38].

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k (t) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot t} \quad \text{Eq II. 51}$$

où $\langle x \rangle_k (t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. De même que la moyenne glissante définie dans Eq II. 45, il est possible de définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk \cdot \omega \tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 52}$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad \text{Eq II. 53}$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad \text{Eq II. 54}$$

Rem : En posant $k=0$, on retrouve le modèle moyen classique.

La Figure II- 22 montre la différence entre le modèle topologique et le MMG à l'ordre un d'un redresseur triphasé commandé en MLI. On voit que les dynamiques lentes et le fondamental sont respectés.

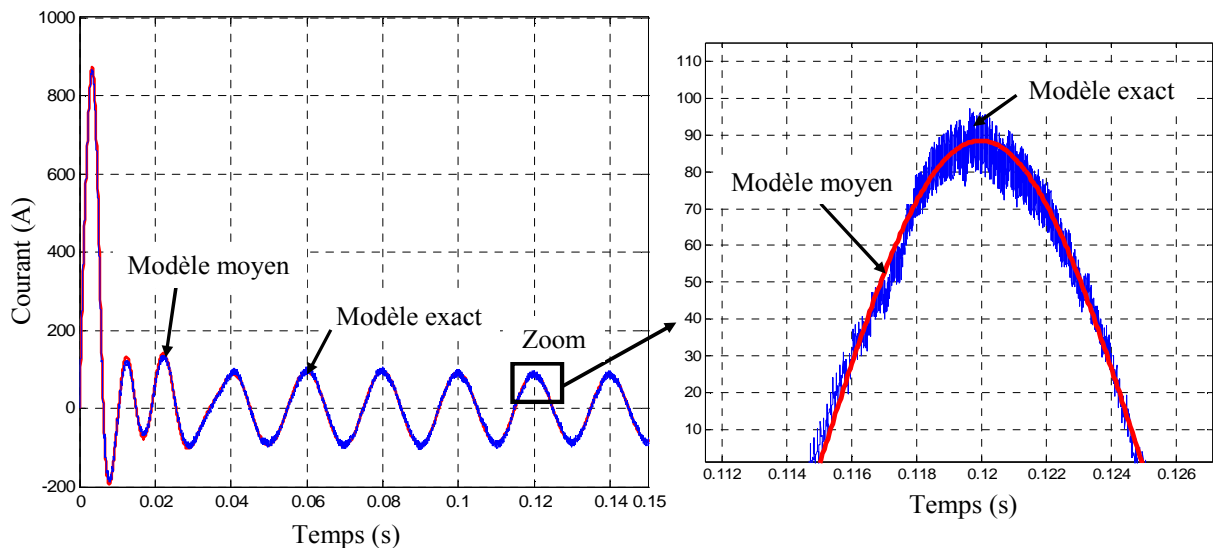


Figure II- 22 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur le courant absorbé par un PFC triphasé

Que ce soit dans l'exemple du hacheur ou du redresseur, il apparaît clairement que l'information donnée par le fondamental est conservée et seuls les effets hautes fréquences sont négligés. Une telle modélisation est très rapide en temps de calcul. Par exemple, dans le cas du redresseur, le temps de simulation est divisé par dix entre le modèle exact et le modèle moyen. De plus, grâce à cette modélisation, un convertisseur peut être mis sous forme d'état continue et invariante ce qui permet dans ces conditions, d'introduire les valeurs propres et les modes associés.

f Synthèse sur l'analyse modale

Au final, on vient de le voir, l'analyse modale est assez longue à mettre en œuvre principalement à cause de la modélisation. La procédure à retenir est celle donnée Figure II- 23. Il faut écrire l'ensemble des équations différentielles (électriques et mécaniques), y compris les boucles de régulation, qui définissent le comportement dynamique du réseau. Pour prendre en compte les modes associés aux convertisseurs il faut créer les modèles moyens. Ensuite, l'ensemble doit être mis sous forme d'état, puis linéarisé pour faire l'analyse proprement dite. Le développement informatique des outils de sensibilité et de facteur de participation demande, certes du temps au début, mais une fois créés, leur généricité les rend applicables à n'importe quel système.

Enfin, les lois de commande et les paramètres structuraux sont autant de grandeurs qui peuvent être pré-dimensionnées par cette approche modale.

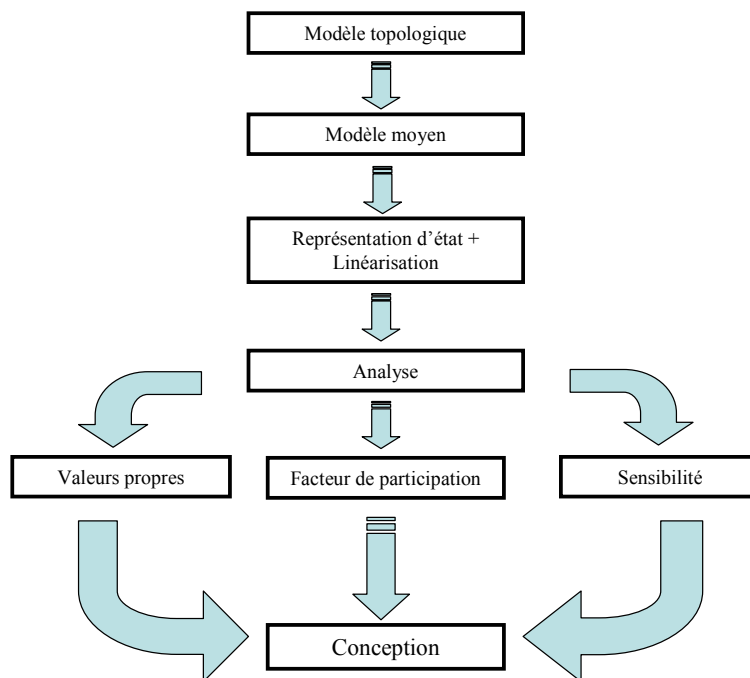


Figure II- 23 : Synthèse de l'analyse modale

Cette méthodologie sera utilisée en détail dans le chapitre III, dans un premier temps sur l'exemple du hacheur série puis dans un second, sur une association alternateur – machine qui fait l'objet d'une partie d'un banc de test dans le cadre du projet européen POA.

4 Les outils

Une fois les méthodes choisies, il reste à définir quels sont les outils les mieux adaptés. Cependant, affirmer qu'un logiciel est mieux adapté qu'un autre est souvent sujet à de longues discussions et débats entre férus utilisateurs. A notre connaissance, il n'existe pas d'outils disponibles pour la conception de réseau dans sa globalité pouvant traiter de tous les aspects (sauf peut être en interne à certaines entreprises comme EDF).

En revanche, il existe des logiciels de simulation pour l'analyse. EUROSTAG est souvent utilisé pour l'étude dynamique des réseaux de transport, EMTP permet d'étudier le régime transitoire mais également harmonique des réseaux électriques.

Un plus grand choix s'offre au concepteur lorsqu'il souhaite simuler la topologie exacte d'une partie du réseau. Nous les avons déjà cités mais Psim, PSpice, SimPowerSystem (Matlab), SABER et plus récemment Plexims (toolbox intégrable dans Matlab) sont les plus utilisés. Ils permettent tous de simuler des structures d'électronique de puissance avec leurs commandes associées ainsi que des machines électriques. Cependant, tous ne possèdent pas la même bibliothèque de composants. SABER possède une richesse de modèles multi-physiques importante ainsi qu'un langage de programmation dédié pour créer des composants. De plus, ce logiciel est fortement utilisé chez les équipementiers de l'aéronautique (et de l'automobile). Ajouté à une forte puissance de résolution, ce logiciel se démarque significativement des autres dans la simulation de convertisseur isolé ou interconnecté.

En ce qui concerne les boucles d'optimisation, MATLAB reste une référence de par la diversité de ses algorithmes de résolution ainsi que la facilité pour programmer n'importe quelle fonction d'exploitation très rapidement. Récemment, grâce à des toolbox de simulation temporelle (SimPowerSystems, Plexims), il est possible de coupler aisément simulation et analyse dans un processus d'optimisation.

Pour toutes ces raisons, nous avons utilisés SABER lors des étapes de vérification par simulations « exactes » et Matlab dans le cas des optimisations.

5 Éléments vers une conception ensembliste

Les précédentes descriptions des méthodes et des modèles existants pour l'analyse en vue de la conception, permettent de proposer une classification synthétique qui abonde dans une vision globale (Tableau II- 3).

Avec une lecture horizontale du tableau, on retrouve les méthodes qui permettent une conception fonctionnelle avec leurs objectifs spécifiques. Deux niveaux supplémentaires indiquent les modèles et les outils (adaptés aux méthodes ou à la simulation temporelle) proposés.

		Domaine Statique		Domaine Dynamique	
		<i>Fondamental</i>	<i>Harmonique</i>	<i>Petits Signaux</i>	<i>Grands Signaux</i>
Conception fonctionnelle		<i>Load Flow</i>	<i>Approche fréquentielle</i>	<i>Approche modale</i>	
Modèles		Statique	Fréquentiel direct	Modèle moyen	
Objectifs		Architecture	Filtrage : dimensionnement, taux d'insertion	Régulation et loi de commande. Prédimensionnement Protection et procédure de réarmement	
Outils	Approches dédiées	Matlab, Eurostag	Matlab, EMTP	Matlab	Matlab, Eurostag
	Simulation temporelle	Saber	Saber	Saber	Saber

Tableau II- 3 : Synthèse des méthodes, modèles et outils pour la conception

La lecture verticale propose des méthodes en vue d'une optimisation spécifique dans chacun des domaines. Tout d'abord, l'utilisation d'un load flow peut permettre de définir l'architecture idéale d'un point de vue du rendement et de la masse. Cela comprend :

- la répartition spatiale (longueur et type de câbles, placement géographique des charges et des sources),
- le choix de la tension (alternative ou continue),
- le choix de la fréquence.

Actuellement, des études sont menées dans ce sens au laboratoire pour un réseau de type tramway [39].

L'approche fréquentielle, quant à elle, conduit à dimensionner les organes de filtrage, qu'ils soient actifs ou passifs avec :

- leur structure (choix d'un type de filtre passif par exemple),
- leur taux de pénétration et le ratio filtre actif/filtre passif,
- leur localisation (filtrage au plus près de la source polluante ou non, choix d'un filtre local ou global).

Des premiers résultats sur l'optimisation du volume d'une structure de filtre résonant (LLC) avec le choix de sa localisation face à plusieurs sources de perturbations harmoniques sont montrés dans [40].

En ce qui concerne l'analyse dynamique, l'approche modale (petits ou grands signaux) doit permettre de déterminer de manière optimale :

- le choix et le réglage des correcteurs (PI, PID, RST, etc),
- le pré-dimensionnement des éléments passifs des convertisseurs et des filtres,
- le choix et la localisation des capteurs et des actionneurs,
- les procédures de réarmement des organes de coupures (temps minimal/maximal, périodicité).

S'il est facile de concevoir qu'une étude petits signaux amène au choix et au réglage des correcteurs, il est moins évident de voir son apport dans le pré-dimensionnement des éléments passifs. Un tel intérêt est montré dans [41].

Dans une vision globale, des courbes (ou surfaces) de Pareto sont bien adaptées à l'optimisation multi objectifs pour l'aide à la conception [42] [43]. On est ainsi en droit d'imaginer, à terme, un optimum global qui serait une intersection des différents espaces de solutions trouvés dans chacun des domaines. Un tel résultat est très alléchant et ambitieux mais ... pas pour ce mémoire !

Les deux chapitres qui suivent sont des premiers pas vers ce résultat d'ensemble. Le chapitre III est une application de l'approche modale sur une structure dédiée à l'aéronautique. Le dernier chapitre propose, quant à lui, une méthode pour optimiser le volume de filtres en présence de charges polluantes. Dans les deux cas, l'accent est mis sur la généricité des méthodes pour la conception de réseaux embarqués plutôt que sur la pertinence d'une solution obtenue.

Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC

1 Objectifs de l'étude

Dans le cadre du POA, de nouveaux matériels sont testés pour les avions civils de demain. Après la phase de développement chez l'équipementier concerné, ces matériels sont validés sur des bancs expérimentaux incluant un environnement représentatif de plusieurs charges. Un premier banc concerne l'étude d'un nouveau système de génération (Engine Systems Validation Rig). Un second banc nommé ASVR (Aircraft Systems Validation Rig), intègre les nouveaux matériels. Le bus principal de l'ASVR est de 350V continu. Le choix d'une architecture HVDC a été retenue par Airbus, principalement sur des critères de masse, de coût et, bien sûr, de faisabilité technologique.

L'interconnexion des nouveaux matériels pose inévitablement le problème de la stabilité et plus largement des dynamiques des grandeurs électriques. Dans ce contexte, l'utilisation de l'approche modale s'avère utile et adaptée. Pour le montrer, nous étudierons, dans un premier temps, comment utiliser l'approche modale sur un simple convertisseur DC/DC. Ensuite, une partie de l'ASVR sera analysée avec cette approche. La partie étudiée sera l'association d'un alternateur-démarrreur synchrone à aimants permanents de 150kVA (**H**igh **P**ressure **S**tarter **G**enerator) avec un moteur synchrone à aimants permanents de 72kW utilisé pour les pompes à fuel (**F**uel **P**ump **M**otor). Des étages d'électronique de puissance assurent le raccordement au bus de tension continue de 350V.

En l'absence de mesures, une première validation sera faite par une simulation topologique de l'ensemble. De plus, l'intérêt d'utiliser une telle approche pour la conception sera mis en évidence.

2 Analyse modale d'un convertisseur DC/DC

2.1 Ecriture du modèle

L'ensemble des équations différentielles de la structure du hacheur considéré (rappelée Figure III- 1) est donnée par *Eq III. 1* à *Eq III. 4* où u correspond à l'état de l'interrupteur (0 : ouvert, 1 : fermé).

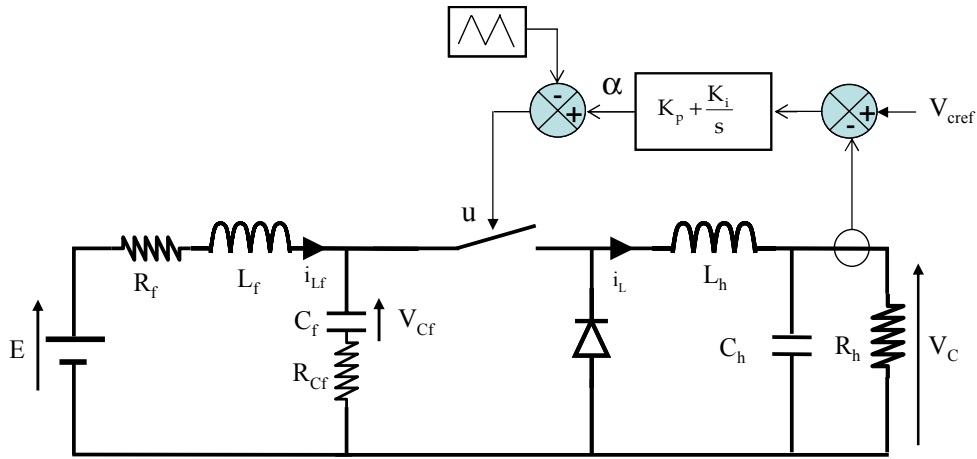


Figure III- 1 : Hacheur série plus régulation

$$\frac{d}{dt} i_{L_f} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{L_f} - V_{C_f} - R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq III. 1}$$

$$\frac{d}{dt} V_{C_f} = \frac{1}{C_f} \cdot [i_{L_f} - u \cdot i_L] \quad \text{Eq III. 2}$$

$$\frac{d}{dt} i_L = \frac{1}{L_h} \cdot [u \cdot (V_{C_f} + R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)) - V_C] \quad \text{Eq III. 3}$$

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{1}{C_h} \cdot \left[i_L - \frac{V_C}{R_h} \right] \quad \text{Eq III. 4}$$

Lors du chapitre sur les conséquences de l'insertion de l'électronique de puissance, il a été montré qu'un mauvais dimensionnement de l'inductance d'entrée pouvait engendrer des instabilités. Ce paramètre n'est pas le seul agissant sur les dynamiques du hacheur. Les autres éléments passifs et surtout le correcteur, peuvent également dégrader la dynamique des grandeurs électriques. Pour inclure les variables d'état liées à la régulation, il faut ajouter l'équation *Eq III. 5*.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -K_p \cdot \frac{d}{dt} V_C + K_i (V_{\text{cref}} - V_C) \quad \text{Eq III. 5}$$

Le système d'état linéarisé à l'ordre 1 du hacheur est donné *Eq III. 6* où les variables indicées par un e représentent les grandeurs au point d'équilibre choisi.

$$\frac{d}{dt} x = A \cdot x + B \cdot u$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & 0 & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & -\frac{1}{R_h \cdot C_h} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{K_p}{R_h \cdot C_h} - K_i & 0 \end{bmatrix} \quad Eq III. 6$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & K_i \end{bmatrix}; x = [\langle i_{Lf} \rangle_0 \quad \langle V_{cf} \rangle_0 \quad \langle i_L \rangle_0 \quad \langle V_C \rangle_0 \quad \alpha]^T; u = [\langle E \rangle_0 \quad \langle V_{cref} \rangle_0]$$

2.2 Comparaison avec Middlebrook

Une fois le système d'état posé, il est facile de calculer les valeurs propres définies par Eq III. 7 et listées Tableau III- 1.

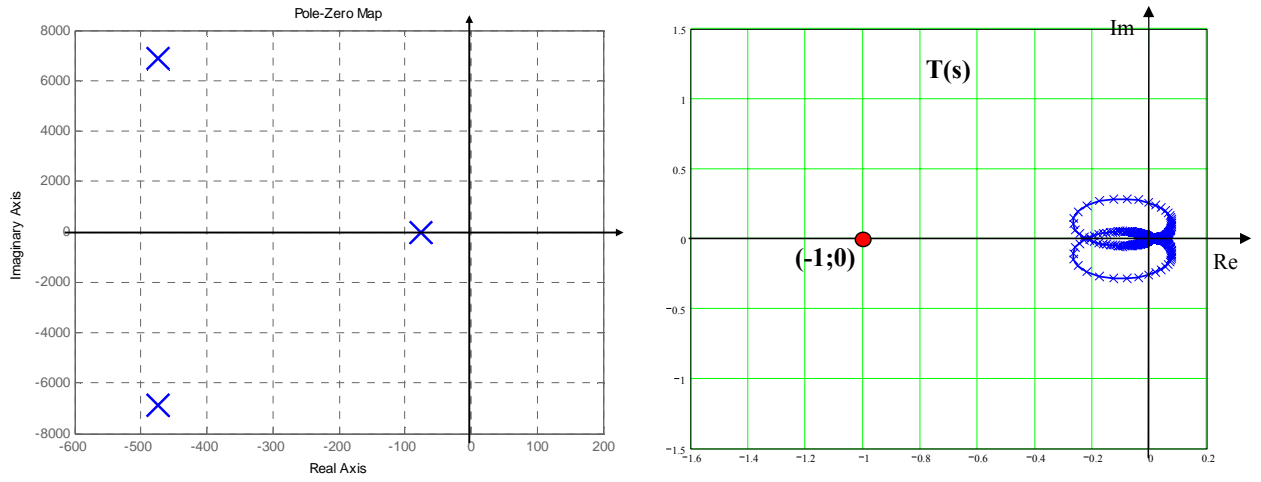
$$(A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad Eq III. 7$$

Il apparaît une valeur propre réelle et deux couples de valeurs complexes conjuguées, soit trois modes distincts.

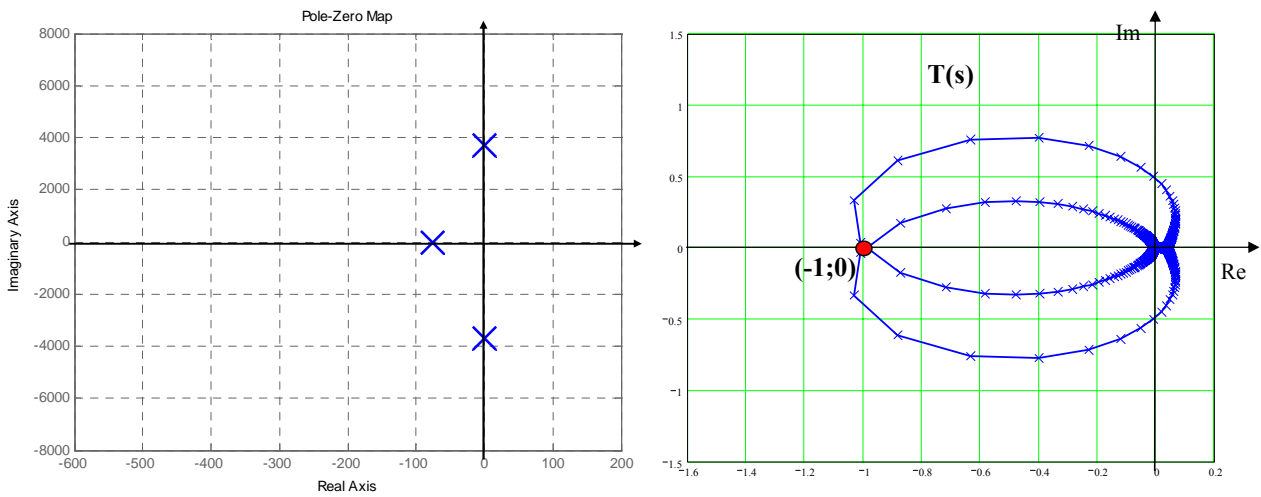
Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-76	1
λ_2	$-496 + 6895j$	2
λ_3	$-496 - 6895j$	
λ_4	$-8107 + 11538j$	3
λ_5	$-8107 - 11538j$	

Tableau III- 1 : Valeurs propres du hacheur

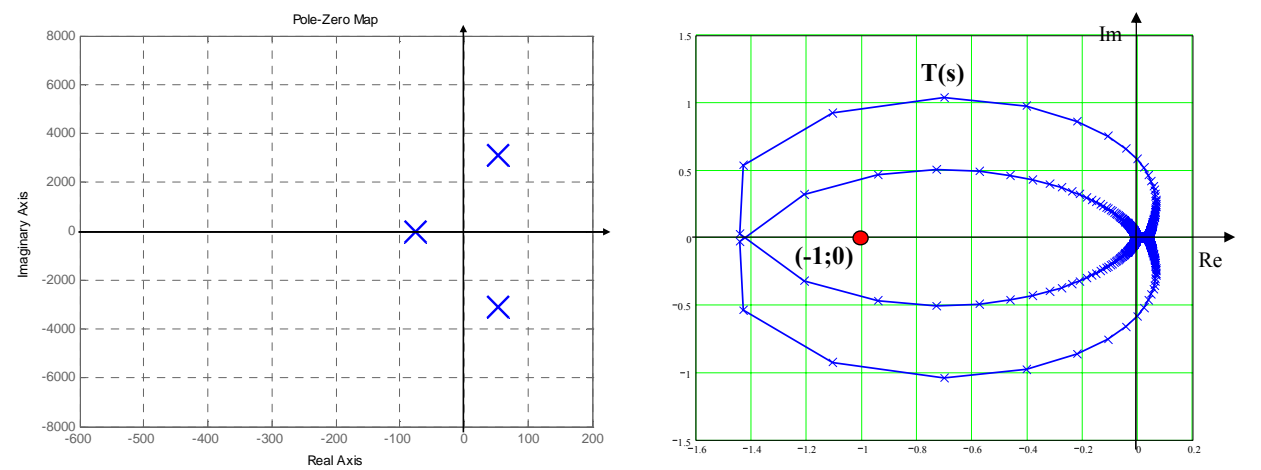
Nous avons comparé le lieu des ces valeurs propres à la fonction de transfert T(s) étudiée par le critère de Middlebrook. La Figure III- 2 montre d'un côté le déplacement des valeurs propres et de l'autre T(s) pour trois valeurs de L_f . Dans les deux approches et, pour exactement les mêmes valeurs de L_f , les critères de stabilité donnent une configuration stable, asymptotiquement stable puis instable. Ce résultat permet de conclure que l'approche modale donne les mêmes résultats que celle de Middlebrook quant au respect ou non des critères de stabilité.



(a) : $L_f = 200 \mu\text{H}$



(a) : $L_f = 710 \mu\text{H}$



(a) : $L_f = 1000 \mu\text{H}$

Figure III- 2 : Comparaison entre le critère de Middlebrook et l'approche modale pour plusieurs valeurs de L_f .

2.3 Analyse modale

Partant du modèle, il est possible d'analyser dans le détail les modes du hacheur série, plus particulièrement l'évolution des valeurs propres avec les paramètres du système. On part pour cela des facteurs de participation donnés Tableau III- 2. Pour interpréter ces résultats, la matrice peut être lue verticalement ou horizontalement. Par exemple, la première colonne donne la participation de λ_1 sur les variables d'état. Dans ce cas, seul V_C est influencée de manière notable par cette valeur propre. Dans la deuxième colonne i_{Lf} et V_{cf} sont les principales variables influencées par λ_2 ; et ainsi de suite... Avec une lecture horizontale il apparaît que :

- i_{Lf} est associé au mode 2,
- V_{CF} est associé également au mode 2,
- i_L est associé au mode 3,
- V_C est associé aux modes 1 et 3,
- et α est associé au mode 3.

Ainsi, il est possible d'associer dans le plan complexe les variables d'état à chacune des valeurs propres. Cette association est donnée Figure III- 3. Il faut y ajouter la possibilité de calculer les coefficients d'amortissement et les pulsations naturelles sur chaque valeur propre (par exemple pour λ_2 et λ_3 $\xi = 0.07$ et $\omega_n = 6910$ rad/s).

	Mode 1	Mode 2		Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5
i_{Lf}	0.00	0.51	0.51	0.012	0.012
V_{Cf}	0.00	0.49	0.49	0.021	0.021
i_L	0.006	0.026	0.026	0.6	0.6
V_C	0.966	0.024	0.024	0.67	0.67
α	0.04	0.026	0.026	0.57	0.57

Tableau III- 2 : Facteurs de participation du hacheur

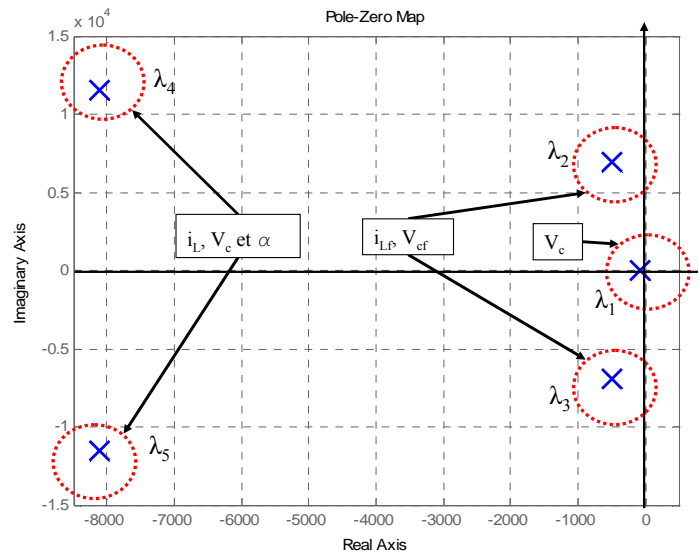


Figure III- 3 : Lieu et identification des valeurs propres du hacheur

En conclusion les modes les plus critiques (les plus proches de l'axe des origines) et leurs variables d'états associées peuvent être identifiés. Ici, les modes liés à V_c , i_{Lf} et V_{cf} sont les plus sujets à rendre le système instable. Ces informations donnent déjà une première idée sur les paramètres sensibles puisque C , L_f et C_f sont directement liés à ces variables. Cependant d'autres paramètres peuvent intervenir et doivent être identifiés grâce à l'étude de sensibilité.

Les résultats de l'étude de sensibilité sont donnés Tableau III- 3. A chaque valeur propre correspond une matrice de sensibilité. Leur lecture n'est pas intuitive. C'est pourquoi afin de faciliter leur interprétation, nous avons pris deux cas de figure. Il faut tout d'abord se rappeler que l'étude de sensibilité correspond à l'influence d'un élément a_{kj} (de la matrice A rappelée ci-après), sur chacune des valeurs propres. Les valeurs rayées correspondent aux éléments nuls de la matrice A et ne représentent pas un élément physique du système. Cependant, ces valeurs rayées peuvent aussi apporter un niveau d'information si un terme de couplage (ou parasite) apparaît. Les facteurs de participation se retrouvent sur la diagonale de chaque matrice (en gras).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} - \frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{1}{R_h \cdot C_h} - K_i \end{bmatrix}$$

Sensibilités de λ_1 (Mode 1):

0	0	0	0	0
0	0	0	0	0
0	0	0.006	0	0
0.93	0.26	6.16	0.9666	0.0025
15.1	3.66	99.5	15.7	0.04

Sensibilités de λ_2 et λ_3 (Mode 2) :

0.51	0.5	0.016	0.002	0
0.5	0.4884	0.016	0.002	0
0.85	0.83	0.026	0.004	0
5.6	5.48	0.174	0.025	0
98.7	96.7	3.06	0.43	0.0266

Sensibilités de λ_4 et λ_5 (Mode 3) :

0.012	0.016	0.01	0	0
0.016	0.021	0.013	0.002	0
0.73	0.94	0.6	0.11	0
4.54	5.83	3.74	0.667	0.04
63.58	81.7	52.45	9.36	0.57

Tableau III- 3 : Matrices des sensibilités

Une première analyse consiste à observer que sur le premier mode lié à λ_1 , l'élément le plus sensible est $A_{5,3}$ (99.5). Celui-ci correspond au terme $-\frac{K_p}{C_h}$ dans la matrice A. A ce niveau, il n'est pas possible de conclure si c'est la capacité ou le coefficient du correcteur qui influe le plus. Les Figure III- 4 et Figure III- 5 montrent le déplacement des valeurs propres pour une variation de 100% faite indépendamment sur chacun de ces paramètres. On voit clairement que la capacité a un effet moindre que le correcteur, puisque λ_1 migre de 48% avec K_p et de 0.1% avec C_h .

En revanche, pour le troisième mode où le terme $-\frac{K_p}{C_h}$ agit également, la migration de valeurs propres est significative dans les deux cas mais les déplacements sont différents. La variation de C_h rend davantage ce mode critique qu'une variation de K_p .

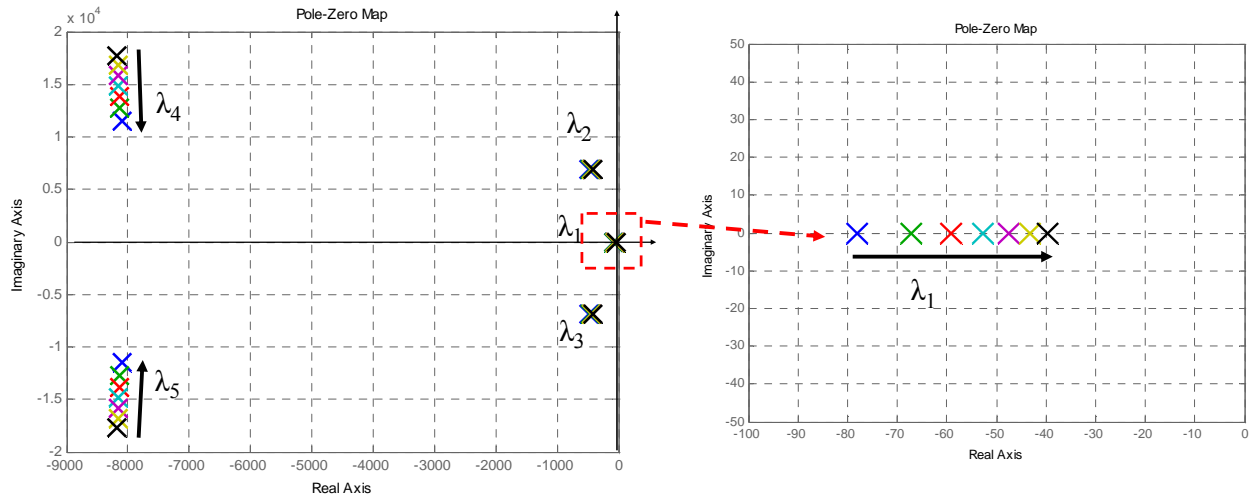


Figure III- 4 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de K_p de 100%

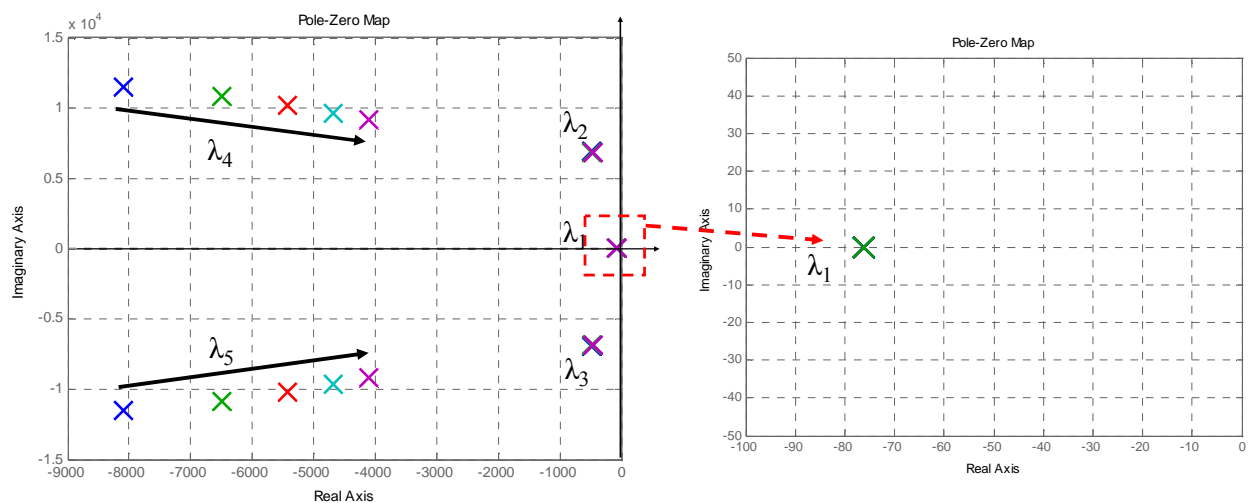


Figure III- 5 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de C_h de 100%

Une autre manière d'analyser ces résultats est de comparer le même élément $A_{x,x}$ dans chacun des modes. Par exemple, on voit que $A_{1,1}$ (qui correspond au terme $-\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f}$) est plus important pour λ_2 et λ_3 . La Figure III- 6 montre que seuls ces pôles se déplacent significativement pour une variation de R_f (l'identique est vrai pour R_{Cf} et L_f).

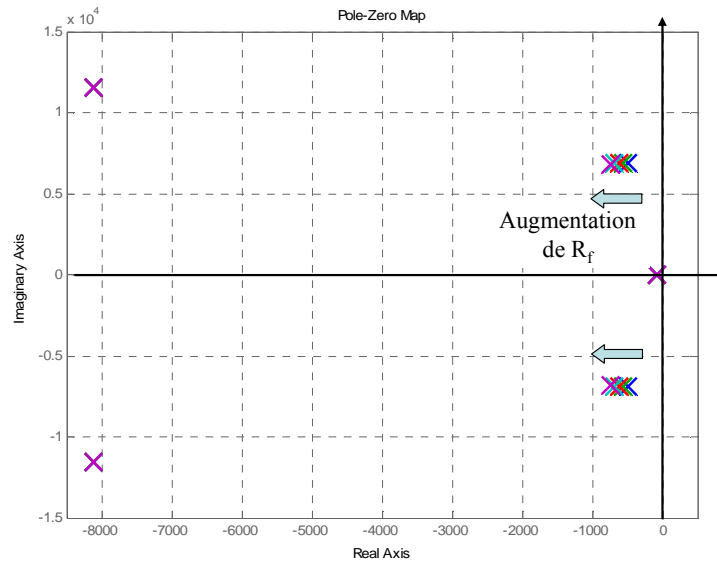


Figure III- 6 : Déplacement des modes pour une variation de R_f de $250\text{m}\Omega$ à $350\text{m}\Omega$

Cette étude sur un simple hacheur illustre l'intérêt de l'analyse modale. Elle permet d'identifier avec les facteurs de participation les modes critiques (on parle parfois de mode dominant). L'étude de sensibilité vient, dans un second temps, aider la conception avec la possibilité de pré-dimensionner les éléments sur des critères dynamiques.

L'étude de sensibilité est toutefois limitée, puisqu'il faut modéliser analytiquement le convertisseur pour remonter aux éléments sensibles. C'est pourquoi dans les grands systèmes, l'utilisation des facteurs de participation est davantage utilisée. Néanmoins, les deux outils seront appliqués dans l'étude qui va suivre, puisque l'ensemble peut être décrit analytiquement.

3 Application à l'ASVR

Comme il a déjà été mentionné précédemment, la structure analysée est une partie du banc de test ASVR. Le banc complet comporte deux alternateurs (chacun devant être monté sur un étage du turbo-réacteur) et plusieurs charges (Figure III- 7). Ces charges sont des nouveaux matériels testés dans des conditions d'interconnexions.

L'ensemble est câblé avec les nouveaux conducteurs étudiés spécifiquement par LABINAL pour un réseau continu.

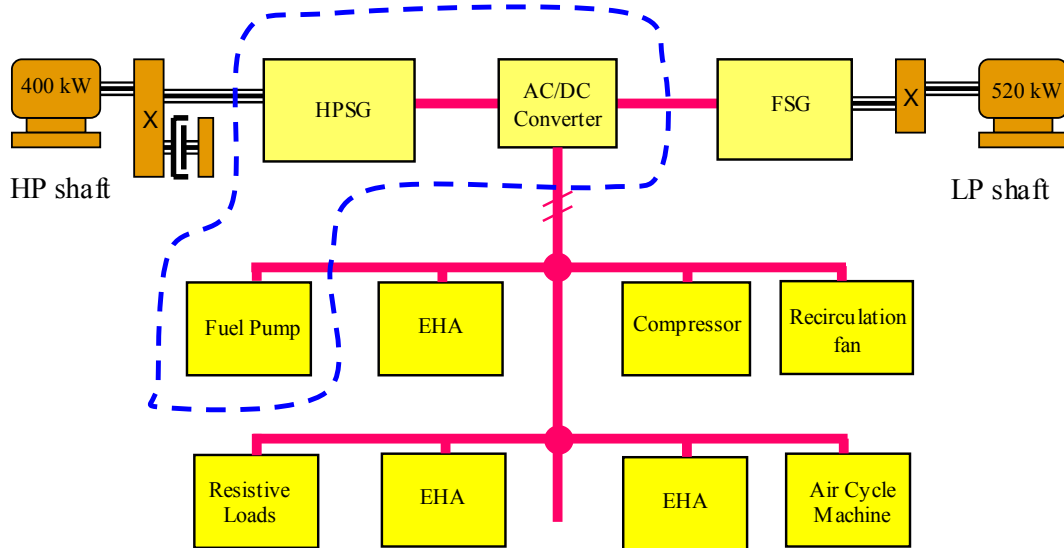


Figure III- 7 : Schéma bloc de l'ASVR

La partie que nous allons étudier par la suite est entourée en pointillée. Elle comporte le starter-générateur (HPSG) et son redresseur plus le moteur pour pompe à fuel. Un onduleur, non visible sur le schéma bloc est en étage d'entrée du moteur.

3.1 Modélisation individuelle ou d'ensemble ?

Avant de commencer une modélisation complexe d'un système, on est en droit de se demander s'il n'est pas possible d'étudier séparément les sous systèmes qui le constituent pour espérer simplifier la modélisation. Autrement dit, est-ce qu'il est possible d'affirmer qu'un réseau est stable si tous ses constituants le sont individuellement ? Plus généralement, est-ce que les dynamiques restent les mêmes lorsque les sous-systèmes sont étudiés seuls ou dans leur contexte ?

Pour répondre à cela, nous avons considéré l'exemple très simple de deux systèmes indépendants R, L et C du second ordre donnés Figure III- 8. Ces deux ensembles peuvent s'écrire sous la représentation d'état Eq III. 8.

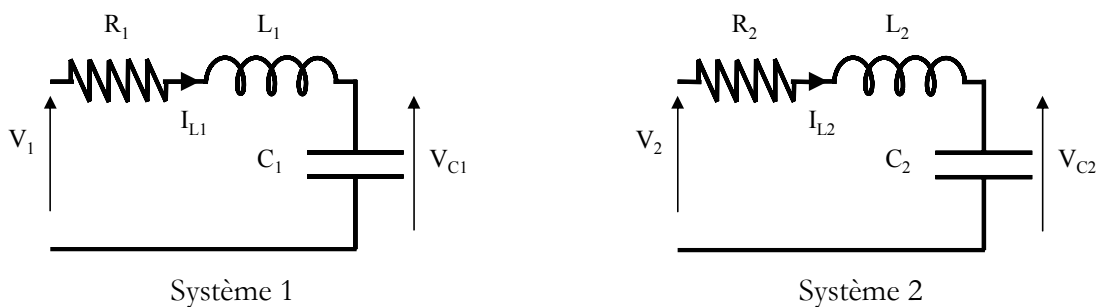


Figure III- 8 : Exemple de deux systèmes du second ordre indépendants

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_k}{L_k} & -\frac{1}{L_k} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_k \quad \text{Eq III. 8}$$

$$y = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_k \text{ avec } k = \{1,2\}$$

Maintenant considérons le système 3, Figure III- 9, qui représente l'association des deux précédents. Les valeurs des composants restent bien évidemment identiques. L'écriture matricielle sous forme d'état du système 3 est donnée par Eq III. 9.

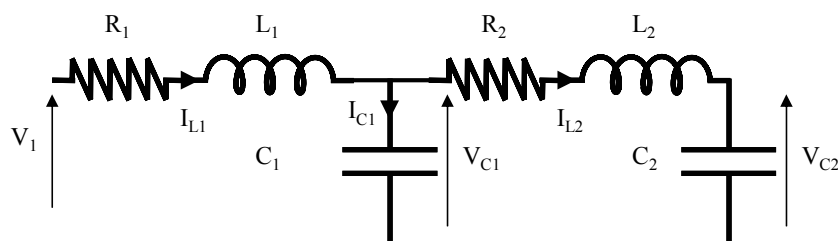


Figure III- 9 : Système 3, association de système 1+système 2

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_1 \quad \text{Eq III. 9}$$

$$y = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_1$$

On voit apparaître deux termes de couplage sur les anti-diagonales de la matrice. D'un point de vue modal, les pôles migrent. Ainsi, sur la Figure III- 10, on voit clairement que les pôles n'ont pas les mêmes coordonnées suivant que l'on considère les systèmes 1 et 2 séparément ou le système 3. D'un point de vue dynamique, cela se traduit par des réponses qui n'ont pas les mêmes coefficients d'amortissement et les mêmes pulsations naturelles.

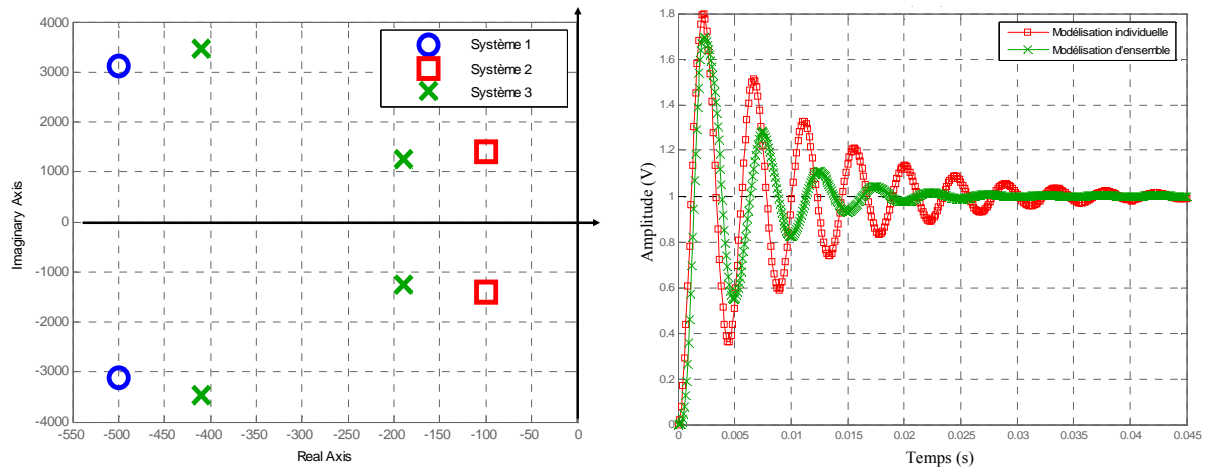


Figure III- 10 : Comparaison des valeurs propres entre les systèmes 1,2 et 3 (figure de gauche). Réponse indicielle de V_{C1} à un échelon de tension (figure de droite).

En conclusion, malgré l'exemple très simpliste, on voit qu'il est absolument nécessaire de modéliser le système dans son ensemble pour prendre en compte toutes les interactions. Les dynamiques peuvent notamment être améliorées ou dégradées lors de la mise en réseau.

3.2 Modélisation et identification des modes

La modélisation complète avec l'ensemble des équations différentielles électriques et mécaniques est faite en plusieurs étapes. Tout d'abord le starter-générateur et son redresseur (notés HPSG par la suite) sont modélisés avec une résistance de charge équivalente. Ensuite, l'onduleur et le moteur synchrone (notés FPM par la suite) sont modélisés avec une source de tension continue parfaite de 350V. Dans les deux cas, les modes et les paramètres sensibles associés seront identifiés. Enfin, la même étude sera effectuée pour l'association des deux sous-systèmes en tenant compte des couplages en tension et en courant.

3.2.1 HPSG

a Modélisation

L'HPSG étudié fait partie de la nouvelle génération d'alimentation électrique des réseaux de bord d'avion. Il a une puissance de 150kVA. L'alternateur est synchrone à aimants permanents. Il a six paires de pôles et possède neuf enroulements (trois par phase). La structure et les paramètres ont été fournis par la société Thalès AES (Figure III- 11 et Figure III- 12). Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- le fonctionnement en moteur est utilisé de 0 à 9000 tr/min,

- le fonctionnement en générateur est utilisé de 9000 à 14600 tr/min, la variation de fréquence est ainsi de 900 à 1460Hz,
- en mode générateur, la tension efficace composée est égale à 270V,
- le stator est câblé en étoile,
- la régulation se fait sur le bus continu à 350V par l'intermédiaire d'un correcteur P.I du redresseur,
- pour faciliter le transfert de forte puissance et à cause de la vitesse élevée de fonctionnement (et donc de la fréquence), le redresseur est commandé en pleine onde.

Les hypothèses faites sont les suivantes :

- le système est considéré équilibré, ce qui permet de travailler sur un système à trois phases (on fait une agrégation des enroulements d'une même phase),
- la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en compte,
- les pertes dans les interrupteurs ne sont pas considérées.

Pour faire l'étude de stabilité, seul le fonctionnement en mode générateur a été pris en compte et la vitesse de l'alternateur a été considérée constante. Les équations du courant de la machine sont décrites dans le plan de Park afin de réduire le nombre d'équations mais également pour traiter des grandeurs continues. La modélisation de cette structure est fortement inspirée de celle des STATCOM (STATic COMPensator) quasi identiques [44].

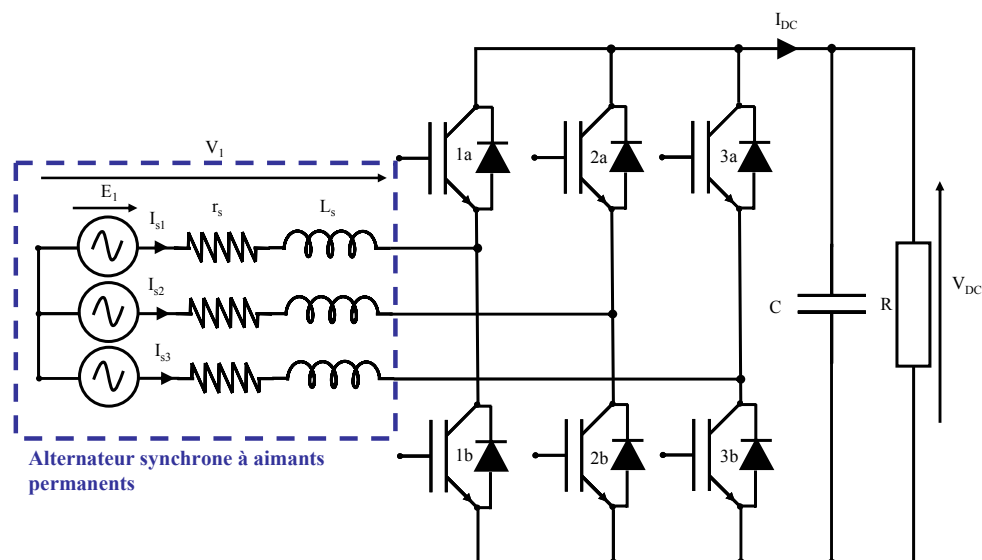


Figure III- 11 : Schéma topologique de l'HPSG

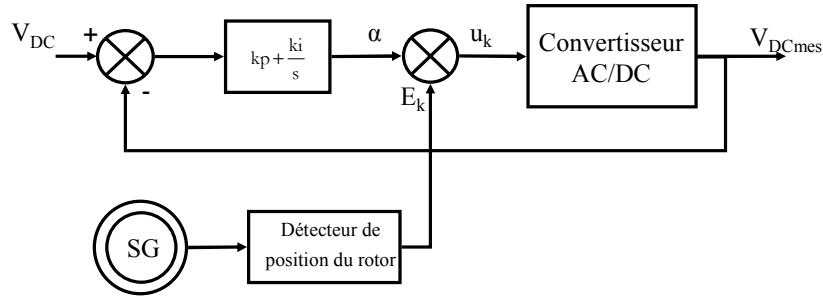


Figure III- 12 : Principe de la commande de l'HPSG

En triphasé, par une simple loi des mailles et avec la convention prise, les équations différentielles des courants alternatifs sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot i_{s1,2,3} + \frac{1}{L_s} (E_{1,2,3} - V_{1,2,3}) \quad Eq III. 10$$

avec : $i_{s1,2,3} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$, $E_{1,2,3} = [E_1 \ E_2 \ E_3]^T$ et $V_{1,2,3} = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T$
Côté continu, le courant est décrit par :

$$I_{DC} = C \cdot \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}}{R} \quad Eq III. 11$$

Comme il a déjà été mentionné, le redresseur fonctionne en pleine onde. La commande des interrupteurs est faite à la pulsation de la f.e.m de l'alternateur. Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. L'angle de décalage α est défini comme le retard entre le passage par zéro de E_1 et la fermeture de l'interrupteur 1a (Figure III- 13). On fera l'hypothèse que l'angle de garde est nul.

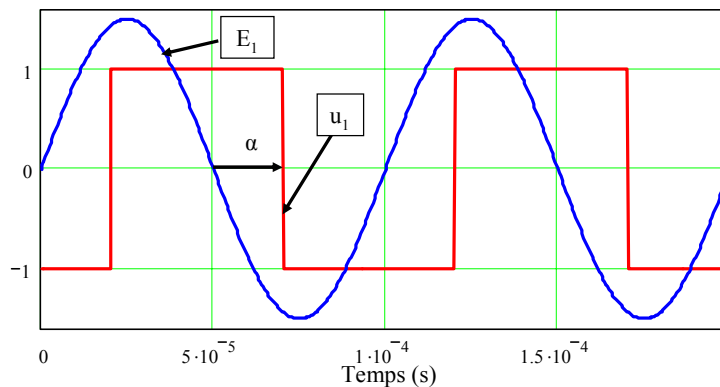


Figure III- 13 : Superposition de la f.e.m de l'alternateur avec la fonction de commutation u_1

Les tensions alternatives et le courant coté continu sont directement liés au vecteur de commutation par :

$$V_{1,2,3} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot U_{1,2,3} \cdot V_{DC}$$

$$I_{DC} = \frac{1}{2} \cdot U_{1,2,3}^T \cdot i_{s1,2,3}$$
Eq III. 12

avec : $U_{1,2,3} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$, le vecteur de commutation.

Les équations différentielles associées aux grandeurs fonction du vecteur de commutation, restituent le fonctionnement réel du HPSG. Le modèle exact peut ainsi se mettre sous la forme d'état Eq III. 13.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{-2u_1 + u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 & \frac{u_1 - 2u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} & \frac{u_1 + u_2 - 2u_3}{6 \cdot L_s} \\ \frac{u_1}{2C} & \frac{u_2}{2C} & \frac{u_3}{2C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot E_{1,2,3}$$
Eq III. 13

La seconde étape consiste à générer le modèle moyen généralisé (MMG) au sens du premier harmonique en partant de ce modèle exact. Avant cela, le système triphasé est transformé dans le repère de Park. Ceci implique que les équations différentielles des courants triphasés deviennent celles du système Eq III. 14.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$
Eq III. 14

Tout le développement des équations pour arriver au modèle de Park puis au MMG au sens du premier harmonique n'est pas montré ici mais en ANNEXE2.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + B'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$
Eq III. 15

$$\text{Avec : } A'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } B'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où $\langle u1 \rangle_1$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique du signal rectangulaire déphasé de l'angle α par rapport à l'origine, son module vaut $\frac{2}{\pi}$. Au final, le MMG donné par Eq

III. 15 présente l'avantage d'être continu, les commutations des interrupteurs n'étant plus prises en compte.

Il reste deux étapes pour arriver au modèle utilisable lors de l'étude dynamique petits signaux. Tout d'abord, la grandeur de contrôle doit être introduite. Cette opération est strictement identique à celle du hacheur, car α est directement l'angle de contrôle en sortie du correcteur de tension. Enfin, si le système est continu, il est fortement non linéaire (présence de termes en cosinus et sinus). Il doit donc être linéarisé à l'ordre 1 par développement de Taylor.

Le modèle complet sous forme d'état est donné Eq III. 16, où nous avons introduit la grandeur de commande et une nouvelle entrée V_{DCref} . Cette dernière consigne fixe le niveau de tension coté continu.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\alpha}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \alpha \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 & \langle E_d \rangle_0 & V_{dc_{ref}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq III. 16}$$

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

Pour calculer les valeurs propres de l'HPSG, la charge modélisée par R est calculée pour consommer une puissance de 72kW sous 350V. Les paramètres du modèle (fournis par Thalès AES) sont listés Tableau III- 4.

Les valeurs propres pour le point de fonctionnement considéré sont données Tableau III- 5. Trois modes sont distingués. Ils sont associés aux valeurs propres réelles λ_1 et λ_2 et aux valeurs propres complexes conjuguées λ_3 et λ_4 .

Les facteurs de participation sont donnés Tableau III- 6 où les valeurs dominantes sont surlignées en gras. Les valeurs propres 1 et 2 sont respectivement liées à V_{DC} et α . Quant aux deux autres, elles sont liées, avec quasiment la même pondération, aux courants d'axe direct et quadratique. La Figure III- 14 illustre les valeurs propres dans le plan complexe avec les variables d'état associées, déterminées par les facteurs de participation.

L_s	R_s	ω_m	C	k_i	k_p
66,6 μ H	5m Ω	1570rad/s	100mF	0.4348	0.0209

Tableau III- 4 : Paramètres de l'HPSG

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-25	1
λ_2	-92	2
λ_3	-39+9429j	3
λ_4	-39-9429j	

Tableau III- 5 : Valeurs propres et modes

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
i_{q_sg}	0	0.003	0.5	0.5
i_{d_sg}	0	0.002	0.49	0.49
V_{dc}	1.28	0.28	0	0
α	0.28	1.28	0.004	0.004

Tableau III- 6 : Facteurs de participation de l'HPSG

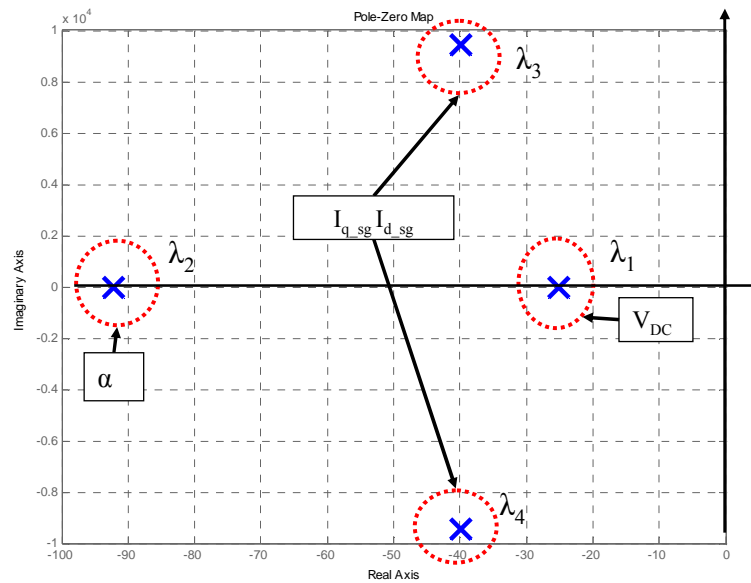


Figure III- 14 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.2 FPM

a Modélisation

La structure et les paramètres ont également été fournis par Thalès AES (Figure III- 15). Celle-ci est similaire à la précédente, aux conventions de signe près. Le moteur est synchrone à aimants permanents avec trois paires de pôles et trois enroulements par phase. Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- la source de tension DC est de 350V,
- la puissance maximale est de 72kW à une vitesse maximale de 7500 tr/min, ce qui correspond à un couple de charge de 84.6Nm,
- l'onduleur est du type MLI.

Les hypothèses sont identiques à l'HPSG à savoir que les interrupteurs sont idéaux, le système est équilibré et la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en considération.

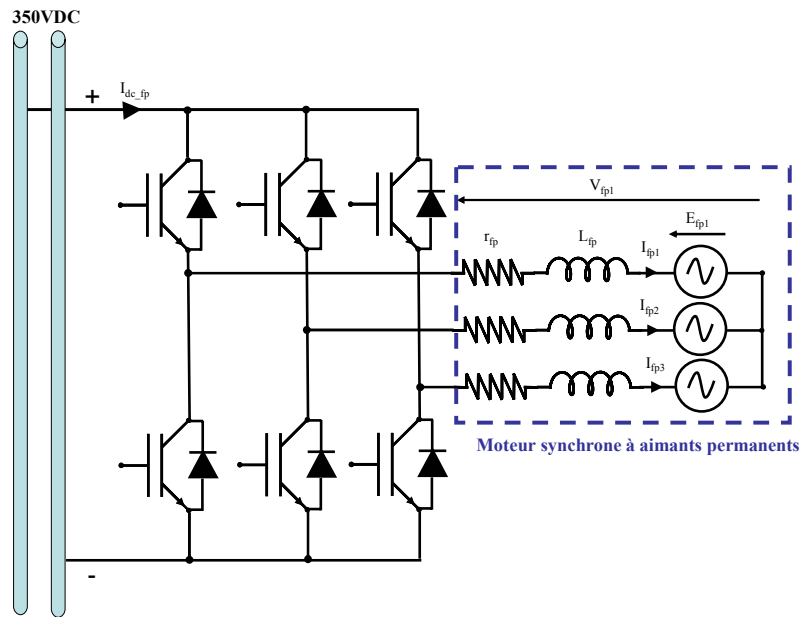


Figure III- 15 : Schéma topologique du FPM

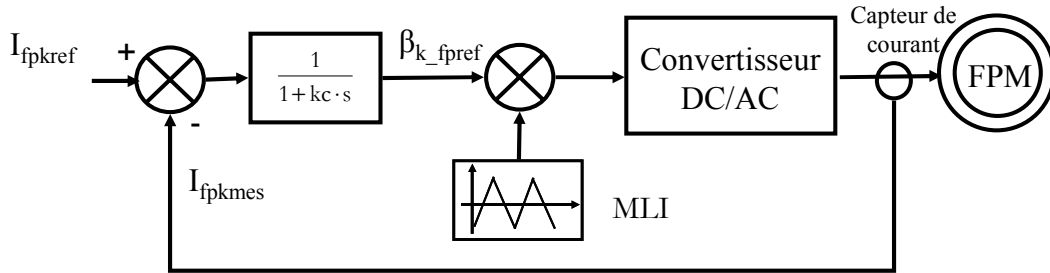


Figure III- 16 : Principe de la commande du FPM

Les équations du FPM sont très proches de celles du HPSG. La principale différence avec l'HPSG concerne le mode de régulation et la prise en compte de la vitesse comme variable d'état. Dans une machine de ce type, les deux principales équations électriques dans le repère d,q sont :

$$V_{d_fp} = r_{fp} \cdot I_{d_fp} + L_{d_fp} \cdot \frac{dI_{d_fp}}{dt} - L_{q_fp} \cdot I_{q_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 17$$

$$V_{q_fp} = r_{fp} \cdot I_{q_fp} + L_{q_fp} \cdot \frac{dI_{q_fp}}{dt} + L_{d_fp} \cdot I_{d_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} + \Phi \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 18$$

Avec :

- p , nombre de paires de pôle,
- ω_{mfp} , vitesse angulaire mécanique,
- Φ , flux magnétique,
- $L_{q_fp} = L_{d_fp} = L_{fp}$

Dans ces conditions, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant I_{q_fp} (Eq III. 20) et intervient dans l'équation mécanique suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega_{mfp}}{dt} = T_{em} - T_{charge} \quad Eq III. 19$$

$$\text{avec : } T_{em} = \Phi \cdot p \cdot I_{q_fp} \quad Eq III. 20$$

Le couple de charge est considéré proportionnel à la vitesse de la machine.

En comparaison au HPSG, l'écriture du MMG diffère car ici, les courants suivant les axes d et q sont régulés par l'intermédiaire d'un simple filtre passe-bas et d'une MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion). Si on considère que la moyenne glissante de u_1 sur une période de MLI est $\beta_1 = \langle u_1 \rangle_0$ et avec l'hypothèse que le système des β_k est triphasé et équilibré ($\sum_{k=1}^3 \beta_k = 0$) alors on montre que les tensions simples de la machine peuvent s'écrire [45]:

$$V_{fp1,2,3} = \beta_{1,2,3} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 21$$

L'écriture de cette équation dans le repère de Park est conservée avec :

$$V_{d_fp} = \beta_d \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{et} \quad V_{q_fp} = \beta_q \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 22$$

Au final, le MMG du FPM au sens du premier harmonique est donné sous forme d'état par Eq III. 23. Les entrées sont la tension du bus continu et les deux références en courant selon les axes d et q.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{d_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{q_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\omega_{mfp}}{dt} \\ \frac{d\beta_d}{dt} \\ \frac{d\beta_q}{dt} \end{bmatrix} = A_{fp} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{d_fp} \rangle_0 \\ \langle I_{q_fp} \rangle_0 \\ \omega_{mfp} \\ \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} + B_{fp} \cdot [V_{DC} \quad I_{dfp_ref} \quad I_{qfp_ref}]^T \quad Eq III. 23$$

Avec :

$$A_{fp} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot \omega_{mfpe} & p \cdot I_{q_fpe} & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 \\ -p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot I_{d_fpe} & 0 & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} \\ 0 & \frac{p \cdot \Phi}{J} & -kf & 0 & 0 \\ -\frac{1}{kc} & 0 & -p \cdot \beta_{qe} & -\frac{1}{kc} & p \cdot \omega_{mfpe} \\ 0 & -\frac{1}{kc} & p \cdot \beta_{de} & p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix} \text{ et } B_{fp} = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{de}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{qe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{kc} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

De la même manière que l'HPSG, nous avons cherché à identifier les modes liés au FPM. Le Tableau III- 7 recense les paramètres de la machine ainsi que la valeur de k_c (constante du filtre passe bas), utilisés pour cette étude.

Cinq valeurs propres apparaissent (Tableau III- 8), une réelle et quatre autres complexes conjuguées, soit au total trois modes différents.

L_{fp}	r_{fp}	P	Φ	J	k_c
103 μ H	5.5m Ω	3	0.055 Webers	0.001kg.m ²	50 ^e -6

Tableau III- 7 : Paramètres initiaux du FPM.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-9899+1.84.10 ⁵ j	2
λ_3	-9899-1.84.10 ⁵ j	
λ_4	-10154+1.84.10 ⁵ j	3
λ_5	-10154-1.84.10 ⁵ j	

Tableau III- 8 : Valeurs propres et modes du FPM.

Les facteurs de participation montrent clairement que le premier mode est exclusivement lié à la grandeur mécanique et les autres, aux grandeurs électriques et à la commande. Le placement de ces modes avec leurs variables d'état associées est montré dans le plan complexe Figure III- 17.

	λ_1	λ_2, λ_3	λ_4, λ_5
I_{q_fip}	0	0.25	0.24
I_{d_fip}	0	0.25	0.24
ω_{mfip}	1	0	0
β_d	0	0.24	0.25
β_q	0	0.24	0.25

Tableau III- 9 : Facteurs de participation du FPM

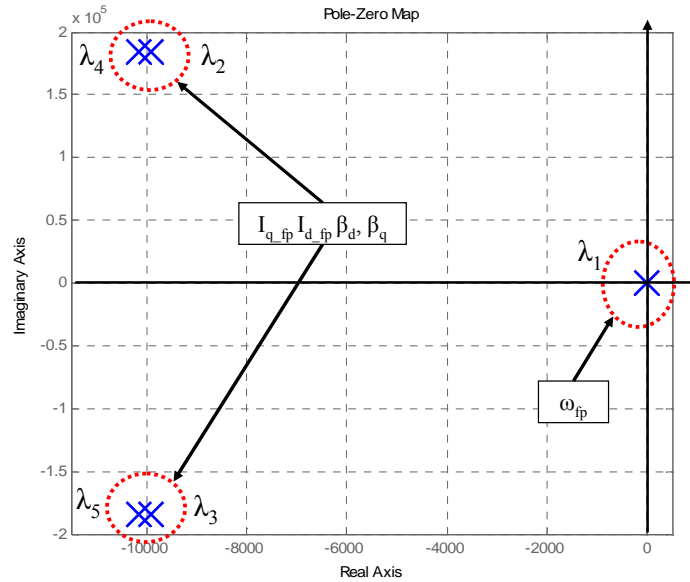


Figure III- 17 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.3 Modèle complet

a Modélisation

Le modèle complet est une simple mise en cascade des deux précédents modèles (Figure III- 18) avec comme seul élément de couplage, la capacité C.

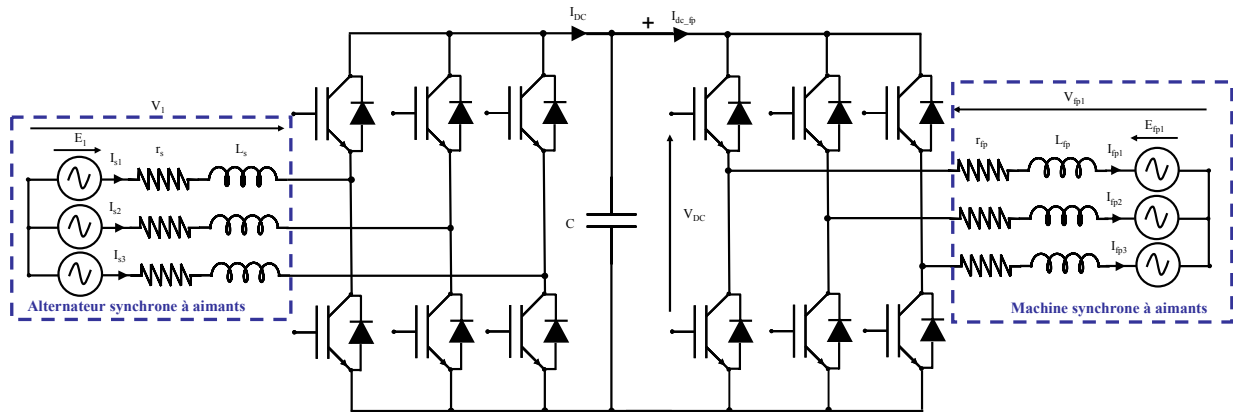


Figure III- 18 : Schéma topologique de la structure étudiée

Le système d'état complet du MMG est donné par Eq III. 24 où l'on retrouve les matrices A_{sg} et A_{fp} sur la diagonale avec, en plus, des termes de couplage A_{coup1} et A_{coup2} . Le détail de cet ensemble est donné en ANNEXE 3. On notera que les entrées du système sont les tensions liées à la f.e.m. de l'alternateur et les consignes de tension et de courant.

$$\frac{d}{dt}x = \begin{bmatrix} A_{sg} & A_{coup1} \\ A_{coup2} & A_{fp} \end{bmatrix} \cdot x + [B] \cdot u \quad \text{Eq III. 24}$$

Avec : $x = [I_{q_sg} \quad I_{d_sg} \quad V_{dc} \quad \alpha \quad I_{q_fp} \quad I_{d_fp} \quad \omega_{mfp} \quad \beta_d \quad \beta_q]^T$

et : $u = [E_q \quad E_d \quad V_{dc_ref} \quad I_{d_fpref} \quad I_{q_fpref}]^T$

La validation du modèle complet est effectuée Figure III- 19 par une comparaison avec la simulation exacte. Cette dernière a été faite avec SimPowerSystems de Matlab®. Quatre points de fonctionnement sont choisis en fonction du couple nominal T_n du moteur synchrone (84.6Nm). A chaque fois une perturbation de 5% sur ce couple est faite.

Limites du modèle :

Le MMG linéarisé est uniquement valable en petits signaux autour d'un point d'équilibre. De grandes variations donneront des résultats erronés du fait de la forte non linéarité. La Figure III- 20 montre que dans le cas d'une variation de 10% autour de T_n l'écart devient significatif entre le modèle linéarisé et le modèle topologique. Autrement dit, au-delà d'une perturbation de 5%, le modèle commence à être erroné.

Une seconde limite inhérente aux modèles moyens est une limite en fréquence. Les modèles moyens ne sont valables qu'en dessous de la fréquence de découpage.

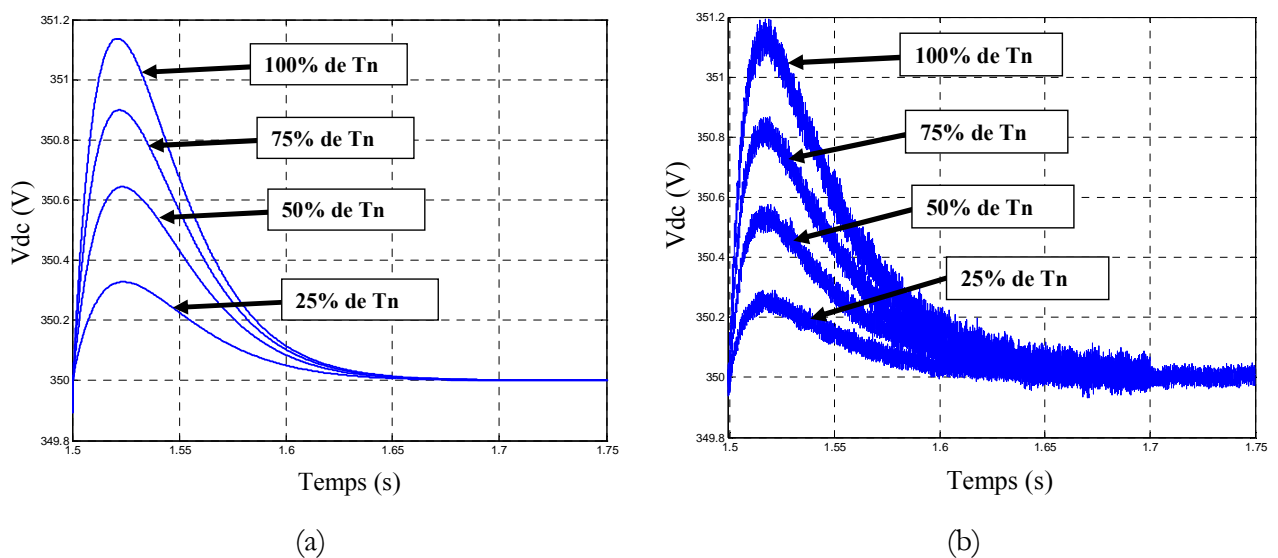


Figure III- 19 : Validation du modèle autour de plusieurs points d'équilibre. (a), modèle d'état linéarisé modale. (b) simulation topologique.

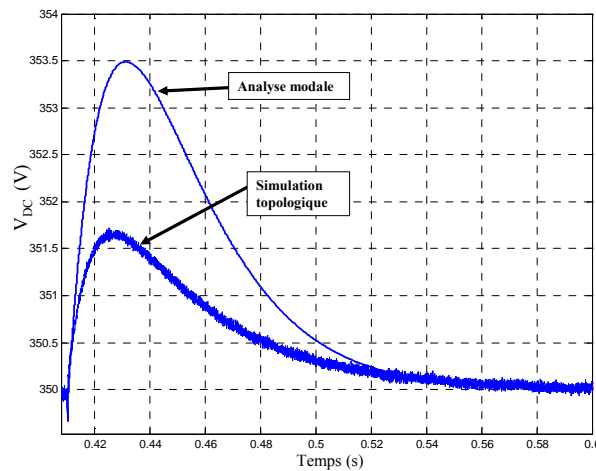


Figure III- 20 : Limites du modèle : Variation de 10% autour du couple nominal.

b Identification des modes et étude de sensibilité

Une fois la modélisation réalisée, il faut faire l'analyse modale du système avec comme objectifs :

- d'isoler les modes dominants,
- de trouver les paramètres sensibles.

Le point de fonctionnement est choisi autour de la puissance nominale de la charge, soit 72kW à 7500tr/min pour une vitesse constante de l'alternateur de 14600tr/min. Ceci correspond à un couple de charge nominal de 85Nm. Les valeurs des éléments passifs et des coefficients de contrôle sont les mêmes que celles données auparavant.

Les valeurs propres sont listées dans le Tableau III- 10 et tracées Figure III- 21. On note qu'il y a trois valeurs propres réelles et six complexes conjuguées, soit au total six modes différents. En comparaison avec les valeurs propres calculées individuellement pour le même point de fonctionnement, il est possible de conclure que les modes 1, 5 et 6 sont liés à la charge et les modes 2, 3 et 4 à l'HPSG.

En revanche, λ_2 et λ_3 diffèrent selon que l'HPSG est modélisé individuellement avec une résistance équivalente ou avec le FPM. Cette constatation vient étayer la conclusion faite dans le Chapitre III :3.1 sur le besoin de modéliser le système dans son ensemble. La Figure III- 22 illustre d'un côté la modification des modes 2 et 3 avec le type de modélisation et de l'autre, la réponse en tension dans les deux cas de figure. Le temps de réponse à 5% passe de 140ms à 100ms.

Cette différence suffit à justifier de nouveau le besoin d'une modélisation ensembliste car les modes de l'HPSG sont perturbés par ceux du FPM. On notera que les autres modes ont également été modifiés mais dans un rapport beaucoup plus faible.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-39	2
λ_3	-62	3
λ_4	$-44+9430j$	4
λ_5	$-44-9430j$	
λ_6	$-9903+1.84.10^5j$	5
λ_7	$-9903-1.84.10^5j$	
λ_8	$-10159+1.84.10^5j$	6
λ_9	$-10159-1.84.10^5j$	

Tableau III- 10 : Valeurs propres de l'association HPSG+FPM

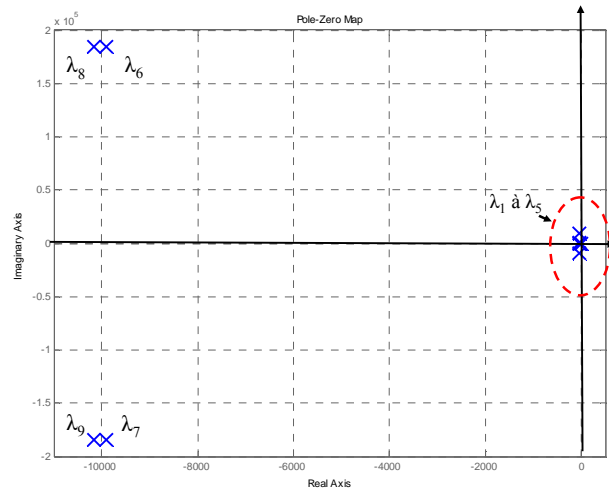


Figure III- 21 : Lieu des valeurs propres

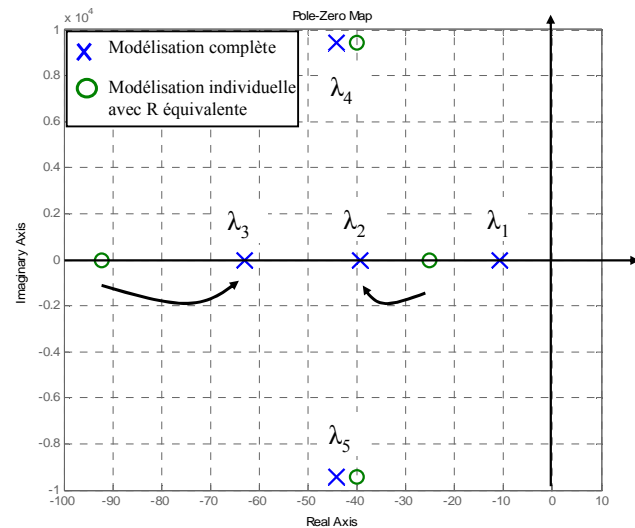
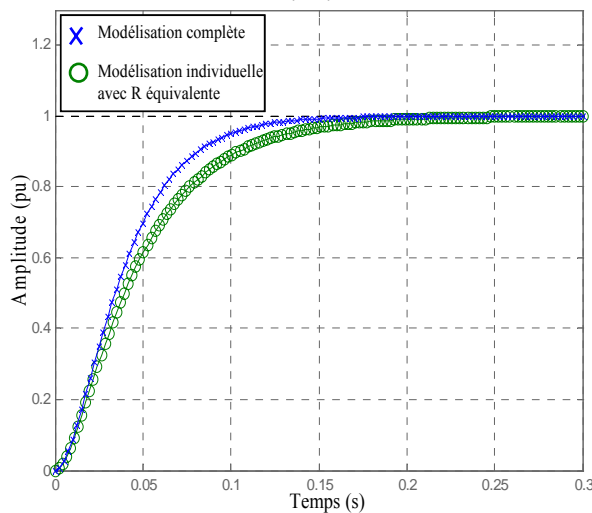


Figure III- 22 : Comparaison entre une modélisation individuelle ou d'ensemble. A gauche : réponse indicielle de V_{DC} . A droite : placement des valeurs propres dans le plan complexe.

Les facteurs de participation du système complet sont donnés Tableau III- 11. On retrouve les facteurs de participation individuels du Tableau III- 6 et du Tableau III- 9 à l'exception de ceux associés à λ_2 et λ_3 . Le découplage est net entre les deux systèmes puisque tous les termes croisés sont nuls. Cela peut paraître contradictoire au regard de ce qui vient d'être énoncé ci-dessus à propos de la modélisation d'ensemble. Cependant, la forte valeur du condensateur C découple suffisamment les deux systèmes pour que les facteurs de participation ne soient pas affectés. Si ces facteurs sont calculés pour une plus faible valeur de C, de faibles couplages apparaissent.

Modes	1	2	3	4		5		6	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7	λ_8	λ_9
I_{q_sg}	0	0	0	0.499	0.499	0	0	0	0
I_{d_sg}	0	0	0	0.5	0.5	0	0	0	0
V_{DC}	0	3.3	2.3	0	0	0	0	0	0
α	0	2.3	3.3	0.004	0.004	0	0	0	0
I_{d_fp}	0	0	0	0	0	0.26	0.26	0.24	0.24
I_{q_fp}	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.25	0.25
ω_{mfp}	1	0	0	0	0	0	0	0	0
β_d	0	0	0	0	0	0.25	0.25	0.24	0.24
β_q	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.26	0.26

Tableau III- 11 : Facteurs de participation du système complet

Les modes 1, 2, 3 et 4 sont dominants car ils sont les plus sujets à rendre le système instable du fait de leur proximité de l'axe des ordonnées. La lecture des facteurs de participation montre que ces modes sont liés aux variables d'état de l'alternateur et à ω_{mfp} , la vitesse angulaire de la machine synchrone.

L'étude des sensibilités sur ces modes indique que les paramètres sensibles sont les coefficients du correcteur de tension (k_p et k_i) et la capacité de filtrage C pour les modes 2, 3 et 4 et le terme $\frac{f}{J}$ pour le mode 1 (f , frottements secs et J , inertie de la machine). L'inductance et la résistance statoriques (L_s et r_s) interviennent dans une moindre mesure.

En conclusion, pour améliorer le positionnement de ces modes, il est possible de jouer soit sur l'éléments de stockage, soit sur le correcteur, soit sur les paramètres structuraux des machines. On montre ainsi que l'analyse modale appliquée à un système complet s'avère un outil intéressant d'aide à la conception pour l'ingénieur. Si les organes sont déjà créés, il est évident qu'on préférera agir sur les correcteurs ou les condensateurs plutôt que d'agir sur la structure même des machines mais si on se place tout en amont de la chaîne de conception, il est tout à fait envisageable de concevoir une machine, entre autre, sur des critères dynamiques.

Dans une application embarquée où les gains de masse et de volume importent beaucoup, nous avons cherché à diminuer l'élément de stockage en agissant sur les autres paramètres du système (correcteur) tout en conservant des modes quasi-identiques. Sachant que la part du filtrage dans le volume et la masse total d'un convertisseur est de l'ordre de 30%, toute diminution de cet élément peut s'avérer intéressante [18].

3.3 Analyse pour la conception

Partant de ce constat, nous avons donc cherché à diminuer la valeur de la capacité tout en conservant (ou en améliorant) les dynamiques initiales. Le manque de normes sur un réseau continu 350VDC ne permet pas de figer un gabarit normatif sur les dépassements et les temps de réponse mais ceci importe peu puisque, une fois figées, ces normes peuvent facilement être intégrées dans les contraintes. Pour obtenir une valeur minimale de C, nous avons procédé en deux étapes. Tout d'abord, seule la valeur de C est diminuée jusqu'à la limite de stabilité, ensuite les coefficients des correcteurs sont ajustés pour revenir aux réponses dynamiques initiales. La simulation topologique du système complet servira de validation à l'approche.

La migration des valeurs propres dans le plan complexe est visible sur la Figure III- 23 lorsque C diminue de 100mF à 30mF. Les flèches indiquent leur sens de migration pour des valeurs décroissantes de C. Le mode 4 devient purement imaginaire et donc oscillant et non amorti pour C=47mF, en dessous de cette valeur, le mode est instable.

L'étude de sensibilité a montré que les modes dépendaient également de k_p et de k_i . En agissant sur ces paramètres il est donc possible de repositionner les modes dans le plan complexe. Sur le lieu Figure III- 24 on voit λ_4 et λ_5 s'éloigner de l'axe des ordonnées avec les variations de k_p et k_i (k_p a été diminué de 75% et k_i augmenté de 100%).

Les coefficients ne peuvent être modifiés à souhait puisqu'ils agissent de manière opposée sur λ_2 et λ_3 . Un compromis est donc à faire sur le réglage final.

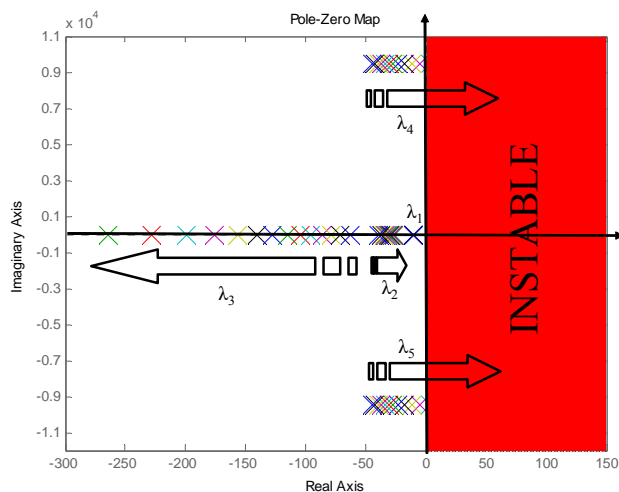


Figure III- 23 : Déplacement des valeurs propres pour une diminution de C de 100mF à 30mF

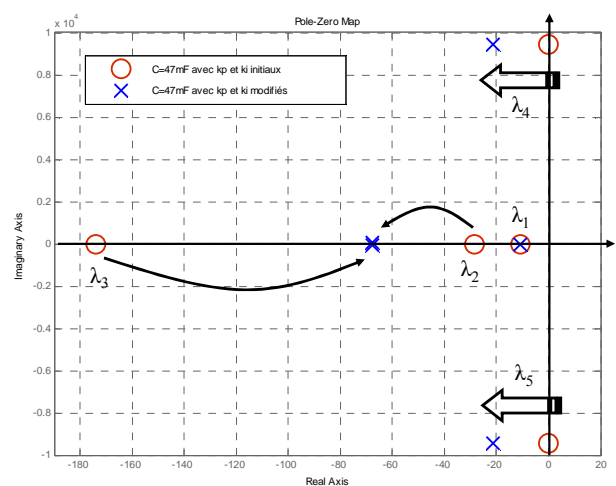


Figure III- 24 : Migration des modes par action sur k_p et k_i avec C=47mF

La Figure III- 25 montre les réponses en tension à un échelon de couple de charge du FPM (de 5% du couple nominal de 85Nm) pour les valeurs initiale et finale de C. Au départ, le dépassement est de 0.37% et le temps de réponse est de 170ms.

Une fois les paramètres modifiés, le dépassement est de 0.45% et le temps de réponse est de 100ms. Autrement dit, sans dégrader les performances dynamiques du système, nous avons diminué de plus de 50% la valeur du condensateur (de 100mF à 47mF). La simulation du comportement exact vient confirmer ces résultats.

Une faible différence apparaît avec les paramètres modifiés notamment sur la sous-tension. Une explication possible est la présence de snubber (circuit d'aide à la commutation) dans la simulation temporelle dont on ne peut s'affranchir. Cet organe introduit des éléments résistifs et donc amortissants. Une autre explication vient de la linéarisation faite à l'ordre un.

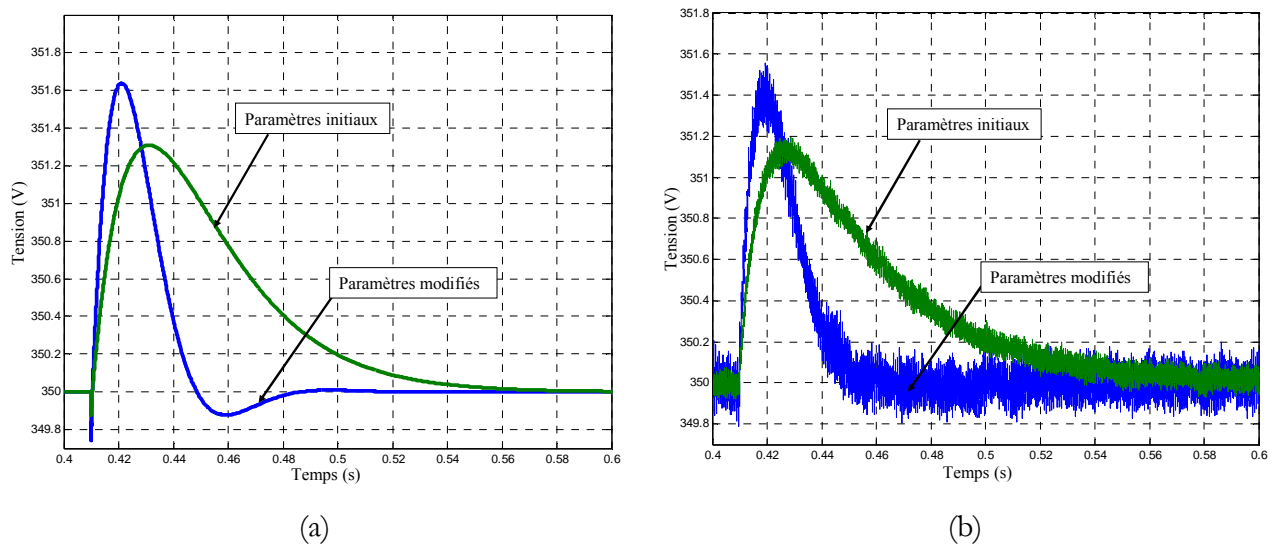


Figure III- 25 : Tension V_{DC} lors d'un échelon de couple de 5%. Comparaison entre les paramètres initiaux, le condensateur minimisé et les paramètres modifiés. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

Pour quantifier le gain de masse et d'encombrement du nouveau choix de paramètres, nous avons utilisé des données constructeur [46]. La Figure III- 26 et la Figure III- 27 donnent respectivement le volume et la masse des condensateurs SIC-SAFECO FELSIC 105 (dont les tenues en tension et en courant sont adaptées à l'application étudiée), en fonction de la valeur de la capacité. Les gains sont donnés Tableau III- 12. Ces valeurs tiennent compte du nombre de condensateurs nécessaires à mettre en parallèle pour une bonne tenue en courant.

Le gain est conséquent et montre l'intérêt de la méthode. Il faut cependant le modérer au regard des paramètres initiaux dont on ne connaît pas la procédure de dimensionnement. En effet, la valeur initiale de 100mF n'est pas celle réellement utilisée. De plus, et cela sera montré plus loin (Figure III- 29), la structure de l'étage continu est plus complexe. D'autre part, il faudrait quantifier le gain par rapport au volume et à la masse du convertisseur complet.

Ainsi, dans ces résultats, il faut davantage retenir de la faisabilité d'une démarche plutôt que les valeurs absolues obtenues. En effet, à la vue de ce qui vient d'être étudié, des compromis entre commande et structure (stockage) s'avèrent pertinents et peuvent aider le concepteur à minimiser l'encombrement (ou la masse) du convertisseur.

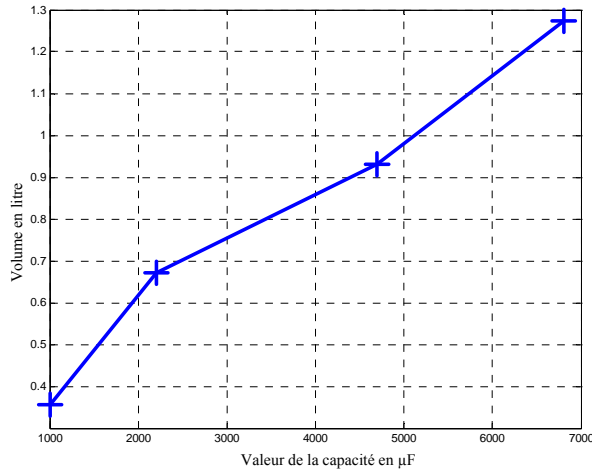


Figure III- 26 : Volume d'un condensateur en fonction de sa valeur (datasheet [46])

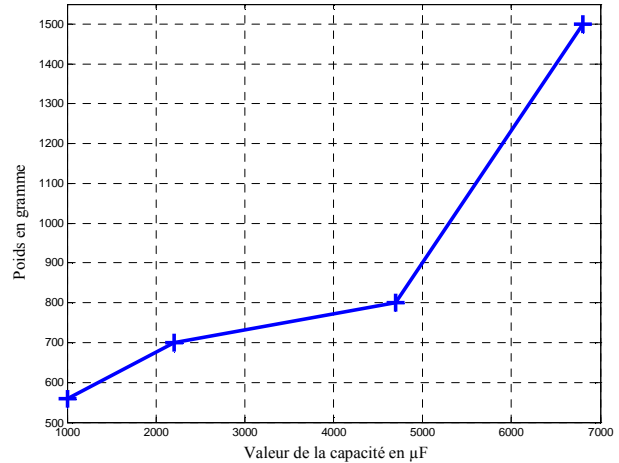


Figure III- 27: Masse d'un condensateur en fonction de sa valeur

	Volume (litre)	Masse (g)
C=100mF	18.73 ⁽¹⁾	15800 ⁽¹⁾
C=47mF	9.44 ⁽²⁾	8000 ⁽²⁾

Tableau III- 12 : Comparaison masse/volume pour les deux valeurs de condensateur retenues

(1): $14 \cdot 6800 \mu\text{F} + 1 \cdot 4700 \mu\text{F}$.

(2): $10 \cdot 4700 \mu\text{F}$

L'aide à la conception avec l'approche modale ne s'arrête pas au pré-dimensionnement des composants passifs. Un autre aspect tel que le choix du niveau de tension peut être étudié. Au cours du projet européen, une tension de 350VDC a été retenue. Les critères de choix ont principalement été dictés par la masse des conducteurs et par la faisabilité technologique de certains organes (de coupure notamment).

L'approche modale peut venir étayer un choix de tension en ajoutant des critères dynamiques. Avec le modèle présenté, plusieurs niveaux de tension ont été testés : 270, 300, 350, et 400VDC. Il faut savoir que dans certains avions militaires, un réseau de 270VDC existe déjà [47][48]. Ce niveau correspond à la tension redressée par un convertisseur AC/DC triphasé à diodes avec une tension simple de 115V en sortie de l'alternateur.

La Figure III- 28 illustre la réponse indicielle de la tension, toujours face à une perturbation de 5% sur le couple. Les valeurs sont réduites pour comparer les différents niveaux testés.

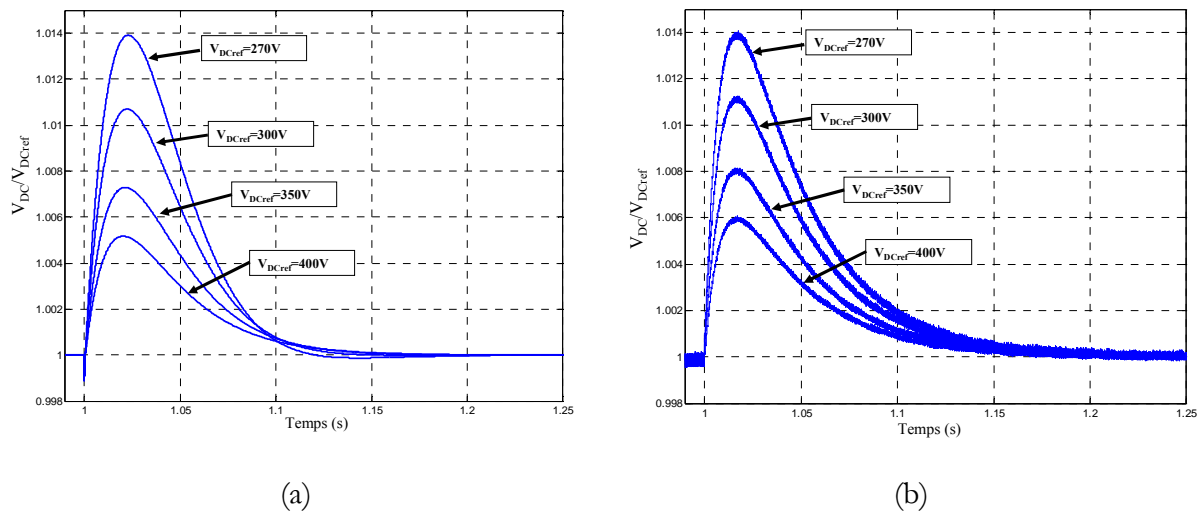


Figure III- 28 : Influence du niveau de tension face à une même perturbation. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

En conclusion, plus on augmente le niveau de tension du bus continu, plus on diminue les surtensions. La relation n'est en revanche pas linéaire puisqu'on double le dépassement entre un bus continu à 270VDC et un bus à 350VDC. Les temps de réponse restent, quant à eux, identiques. D'un point de vue dynamique, une haute tension atténue donc les transitoires. Cette conclusion est validée par la simulation topologique. Il faut cependant émettre quelques réserves sur ces résultats puisque les paramètres de l'alternateur sont considérés constants. Dans le cas où le concepteur souhaiterait évaluer d'autres alternateurs, il faudrait prendre en compte leurs nouveaux paramètres (r_s , L_s) car ceux-ci modifient les dynamiques.

4 Vers une modélisation plus fine et l'optimisation

L'étude faite précédemment vient de montrer qu'il était possible de minimiser la valeur, la taille et la masse de la capacité de couplage. Ce résultat n'a vocation qu'à montrer l'intérêt de l'approche modale dans l'aide à la conception car une seule capacité ne peut, à elle seule, modéliser correctement le bus continu. La Figure III- 29 montre une modélisation plus fine de l'étage continu entre les deux convertisseurs et situe le point de régulation de la tension (POR) qui n'est pas directement en sortie du redresseur. Les éléments capacitifs sont physiques mais les paramètres linéiques des inductances et des résistances modélisent les câbles. Cette structure a été

fournie tardivement et n'a pu être incluse dans l'étude précédente. Cependant, des travaux sont en cours et font l'objet d'un stage d'IUP [49]. De la même manière que l'étude précédente, les objectifs sont de minimiser l'encombrement et la masse des capacités de filtrage.

Grâce aux paramètres linéiques des câbles, l'influence des longueurs peut être prise en compte. Le nouveau système d'état comporte seize variables d'état. Des premiers résultats, confirmés par la simulation topologique, indiquent que les modes critiques sont toujours liés à l'HPSPG avec, en plus, les éléments passifs de l'étage continu. Lorsque les inductances $L1$ et $L4$ sont augmentées, elles éloignent certains modes critiques de la limite de stabilité. Au contraire, plus les longueurs des câbles représentés par $L2$ et $L3$ augmentent, plus les modes deviennent critiques.

Ces premiers résultats seront confrontés avec l'expérimentation puisque des mesures sont prévues sur le banc de test ASVR.

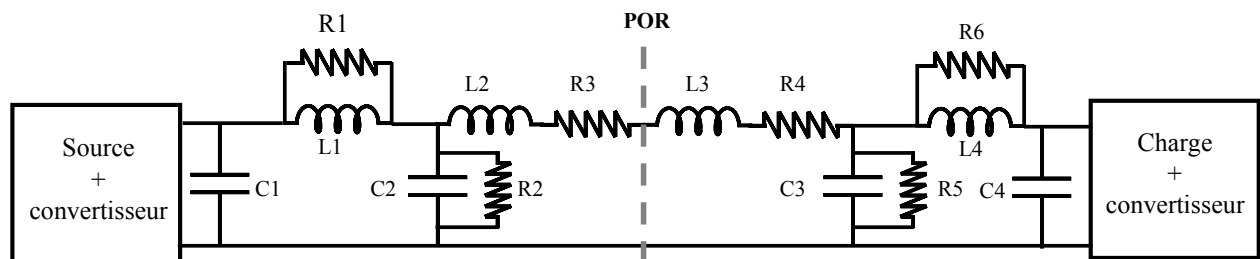


Figure III- 29 : Modélisation de l'étage continu

Le faible nombre de paramètres a permis jusqu'à présent d'améliorer la masse (et le volume) « manuellement ». A terme, cette étape doit être automatisée du fait de l'augmentation des paramètres ajustables dans un réseau plus complexe, et surtout, pour garantir un optimum global.

On propose ici une réflexion sur la démarche à adopter pour une optimisation avec comme fonction objectif, la masse des éléments passifs de stockage (Figure III- 30). Les éléments capacitifs et inductifs prennent en effet une part non négligeable dans la masse totale d'un convertisseur et leur minimisation peut s'avérer intéressante pour les équipementiers. Le temps de calcul très rapide des modèles d'état et des outils d'analyse permettent à l'approche modale de s'intégrer parfaitement dans une boucle d'optimisation avec de nombreuses itérations.

Partant du MMG et d'un point de fonctionnement, le système d'état peut être linéarisé autour de celui-ci. Ces trois étapes constituent le point de départ de l'optimisation. Vient ensuite l'optimisation proprement dite avec un choix de paramètres, le calcul de la fonction objectif puis le respect des contraintes. Ces dernières portent sur les grandeurs électriques qui doivent respecter des critères dynamiques (temps de réponse, sur/sous- tensions, sur/sous- courants...).

Le choix de l'algorithme d'optimisation dépend du problème. Suivant que le problème est continu ou discret, l'algorithme à appliquer sera différent. Dans notre cas, des méthodes déterministes seront mieux appropriées à cause de l'aspect continu et contraint de notre problème [50].

Une deuxième boucle peut intervenir sur le changement du point de fonctionnement à considérer. Un fois l'optimum trouvé, il ne faut pas perdre de vue que l'approche modale n'est valable qu'en petits signaux. La validation finale se fera par une simulation temporelle topologique.

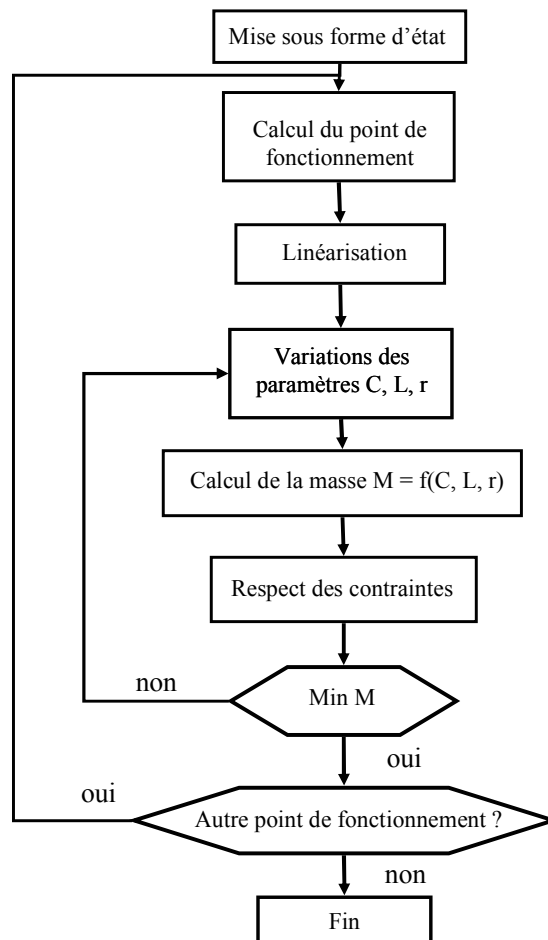


Figure III- 30 : Proposition d'une démarche d'optimisation

5 Conclusion

Le comportement dynamique des futurs réseaux continus soulève de sérieuses interrogations de la part des avionneurs. La stabilité, qui reste un cas particulier de l'étude dynamique, doit être garantie. Jusqu'à présent, dans ce genre de réseau, l'utilisation des critères de Middlebrook prévaut. Certes restrictive, cette méthode assure la stabilité avec une certaine marge. Cependant, sur-dimensionner les étages d'entrée des convertisseurs (notamment les filtres) pour garantir ces marges engendre son lot de kilos superflus, surtout si les charges non linéaires prolifèrent.

La méthode modale appliquée aux réseaux embarqués peut à la fois garantir des critères dynamiques (dépassement, temps de réponse) et bien sûr, la stabilité avec la marge voulue. Pour cela il faut modéliser l'ensemble du réseau avec tous ses paramètres, ce qui constitue probablement la tâche la plus difficile. Ensuite, les outils existants permettent de localiser les modes dominants ainsi que leurs paramètres associés. Une fois déterminés, ces paramètres peuvent être choisis de façon à satisfaire au mieux le cahier des charges initial.

Cette méthode permet également d'étayer un choix de tension, toujours sur des critères dynamiques. De même, elle peut participer à la définition de l'architecture physique du réseau (compromis architecture/commande).

Enfin, pour étendre la démarche à un réseau complet, il faut utiliser des outils informatiques pour prendre le relais de l'écriture « manuelle » des modèles qui atteint vite ses limites. Ce genre d'outils est développé au laboratoire, notamment avec l'écriture automatique des matrices d'état des convertisseurs d'électronique de puissance.

Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires

1 Positionnement de l'étude

Nous l'avons déjà mentionné et illustré, les systèmes embarqués comportent de nombreuses charges non linéaires, non sans conséquence sur le réseau embarqué. En plus des risques d'instabilité dus aux nouveaux modes présents, les convertisseurs génèrent des harmoniques basse et haute fréquences. Dans les réseaux de bord existants, les normes harmoniques vont jusqu'au rang 40, soit en dessous de 20kHz. Le domaine fréquentiel d'étude ne concerne donc pas l'analyse CEM qui commence bien au-delà. Il est ici question de proposer une méthode de conception du filtrage harmonique basse fréquence face à des charges non linéaires alternatives. Le choix de faire cette étude sur un réseau principal 115V-400Hz peut apparaître peu judicieux au regard de l'avenir qui s'annonce ... continu. Cependant, le processus d'optimisation qui sera développé plus loin se veut générique. De plus, contrairement au cas du futur réseau continu encore peu normé, les contraintes électriques sont clairement définies, ce qui constitue une base de travail solide. Enfin, il ne faut pas perdre de vue qu'une partie du réseau restera alternative et donc que le réseau sera sûrement hybride (AC/HVDC).

Le convertisseur choisi pour cette étude est un pont de diodes triphasé sur capacité en tête. C'est un étage d'entrée très répandu grâce à sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre mais qui génère cependant de nombreux harmoniques.

Les filtres placés en amont des charges « polluantes » permettent de réduire le contenu spectral pour garantir le respect des normes. En règle générale, les filtres sont passifs, actifs ou hybrides. Une fois la structure définie, le principal critère de dimensionnement est imposé par le rôle même du filtre : respecter les normes. Dans ces conditions, en plus de règles préétablies, l'expérience du concepteur intervient souvent de manière prépondérante.

Dans une application embarquée, l'idée est de proposer une optimisation du volume occupé par ces filtres. Un tel processus a pour objectif, non seulement de rendre le dimensionnement automatique, mais également de tracer des frontières d'optimum suivant les contraintes. Ainsi, dans une vision globale de conception du réseau, ces tracés peuvent venir aider le concepteur dans le choix des compromis ou dans l'établissement des normes.

Dans ce chapitre, le processus d'optimisation sera présenté sur un filtre résonant avec une inductance de lissage en amont du pont de diodes. Les résultats seront comparés à un dimensionnement usuel pour cette topologie de filtre. Ensuite, une structure composée de deux filtres résonants associés à une inductance de lissage sera optimisée dans le cadre de contraintes aéronautiques. Des frontières d'optimum seront analysées en fonction des contraintes. Enfin, l'application à la fréquence variable sera discutée.

2 Le filtrage

Depuis l'apparition d'organes pollueurs (en terme d'harmoniques), l'ajout de filtres s'est imposé pour garantir le respect des normes en vigueur. Le principe est simple ; le filtre doit « piéger » les harmoniques générés par la charge afin que le courant et la tension vus du générateur soient les plus sinusoïdaux possibles (Figure IV- 1). Le filtre peut être connecté en série ou en parallèle à la charge. En règle générale, les filtres shunts permettent d'améliorer les courants alors que les filtres séries compensent les perturbations de tension. De nombreuses configurations et topologies de filtre sont répertoriées dans [51] et [52] en tenant compte de leurs avantages et leurs inconvénients.

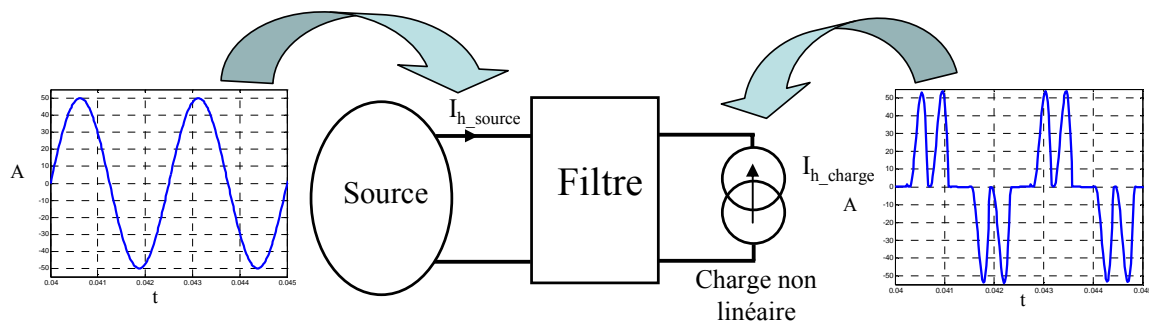


Figure IV- 1 : Principe du filtrage

Il apparaît logiquement que le principal critère de dimensionnement est la norme en vigueur sur le réseau étudié. Pour le réseau de distribution 400V-50Hz, la norme dépend du niveau de courant absorbé au nœud de raccordement et limite les amplitudes des raies de courant (par exemple pour un équipement de moins de 16A RMS, l'harmonique de rang 5 ne doit pas dépasser 1,14A [53]).

Concernant le réseau 115V-400Hz des avions civils, la norme diffère selon que l'équipement testé est monophasé ou triphasé [54]. Cette norme est relative au fondamental du courant absorbé par la charge. Par exemple, quelle que soit la puissance de la charge, les harmoniques 3, 5 et 7 ne doivent pas dépasser 2% du fondamental. Pour respecter ces normes, il existe de nombreuses structures qui peuvent se regrouper en trois catégories de filtres : passifs, actifs et hybrides.

2.1 Les filtres passifs

Comme leur nom l'indique, ces structures sont composées uniquement d'éléments passifs R, L, C voire des diodes. Elles ne requièrent donc aucune source d'alimentation externe.

Les topologies sont nombreuses, avec pour chacune d'elles, des spécificités qui leur sont propres. Une liste exhaustive de ces structures est difficile à donner. Ainsi, ne sont présentées ici que les structures les plus couramment utilisées (Figure IV- 2) [55]. Parmi elles, la compensation d'énergie réactive peut également être assurée de manière simultanée.

Outre le fait que les fréquences propres doivent être réglées sur les harmoniques à réduire, les pertes engendrées par ces dispositifs doivent également être prises en compte lors du dimensionnement. Les avantages de ces filtres sont qu'ils sont robustes, simples de mise en œuvre et relativement peu coûteux. Par contre, ils ne sont pas (ou très peu) flexibles. Un autre inconvénient, que nous expliquerons en détail par la suite, est la création d'anti-résonances avec d'autres impédances du réseau (sources, câbles, inductances de lissage) qui peuvent provoquer des surtensions et perturber le réseau et les signaux de communication. Enfin, ils créent parfois des dynamiques lentes qui peuvent s'avérer gênantes, notamment au démarrage de la charge en aval.

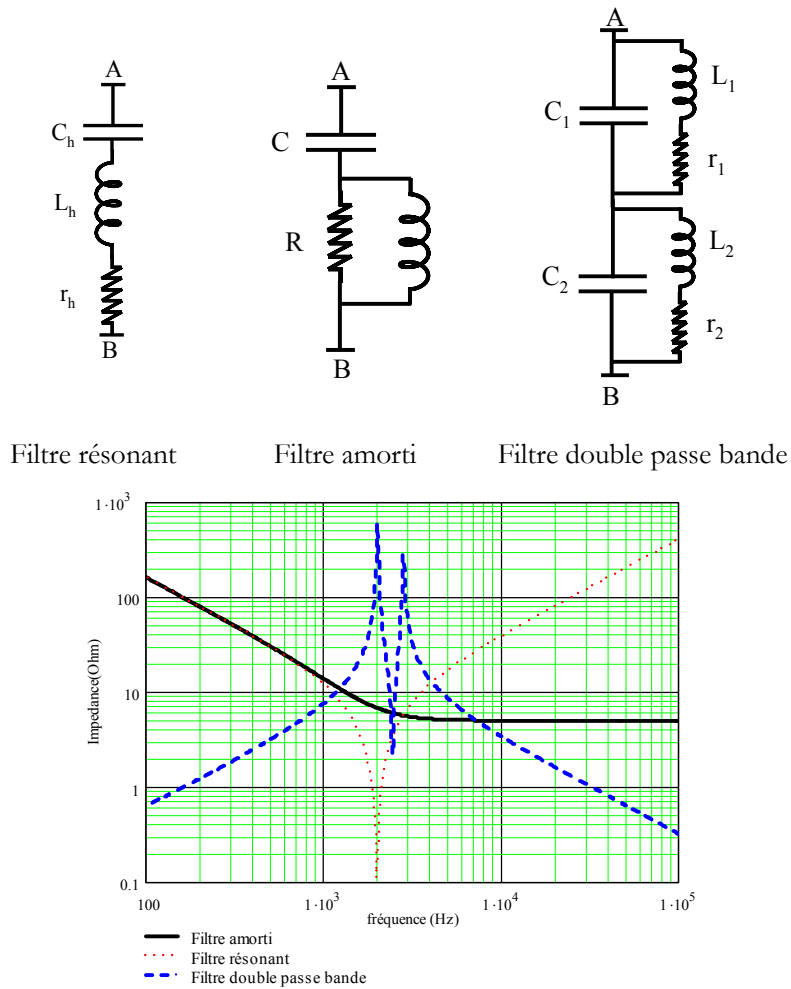


Figure IV- 2 : Trois structures de filtre passif avec leur impédance vue des bornes AB

2.2 Les filtres actifs

Le filtrage actif est composé d'électronique de puissance et son principe n'est pas récent (début des années 70). Freiné au départ par les technologies des interrupteurs de puissance, il est désormais très répandu grâce à l'essor dans ce domaine (qui est aussi la cause des harmoniques). Le principe consiste à mesurer le courant ou la tension polluée, à ôter le fondamental, puis à réinjecter les harmoniques en opposition de phase sur le réseau. Les convertisseurs utilisés sont généralement des onduleurs de tension ou de courant commandés par MLI. Ces organes permettent en même temps, comme les filtres passifs, de compenser l'énergie réactive.

Trois principales configurations de filtre actif existent : série, parallèle et une combinaison des deux (Unified Power Quality Conditioner). Elles sont données Figure IV- 3. Il est à noter qu'un filtre série devra être dimensionné pour supporter la totalité de la puissance de la charge alors qu'un filtre shunt ne devra « voir » que les harmoniques.

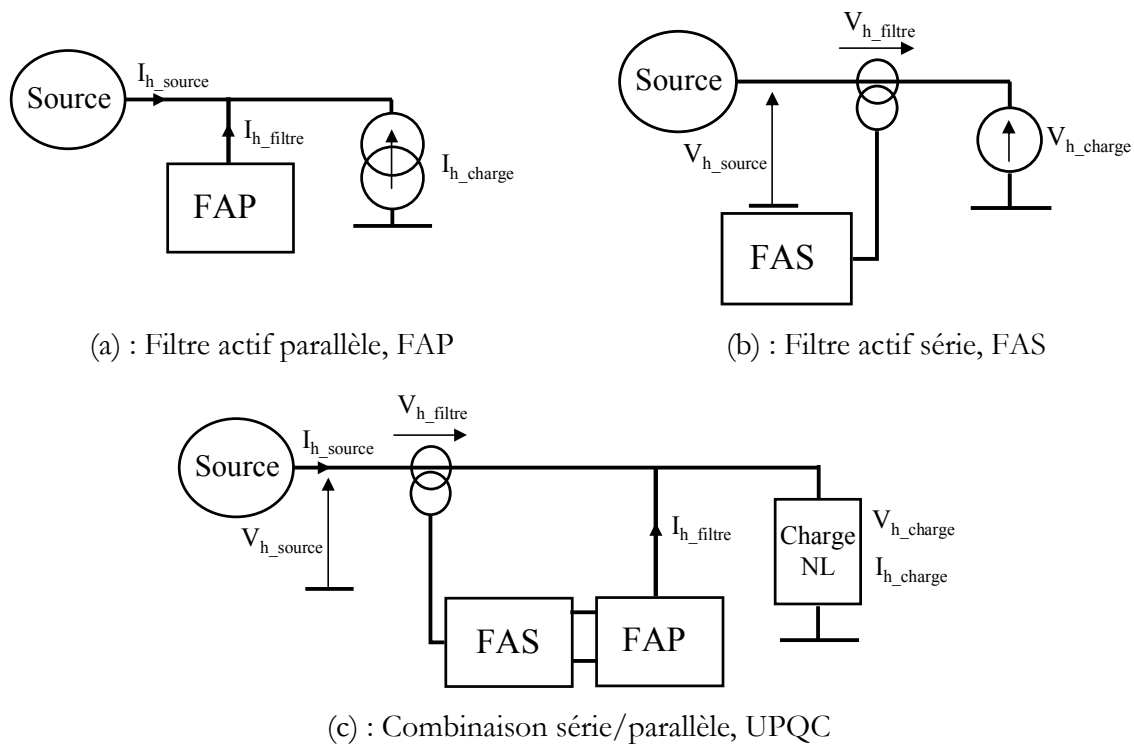


Figure IV- 3 : Configurations possibles des filtres actifs [51]

Le principal avantage de ces filtres est qu'ils sont flexibles car auto-adaptatifs. Ils peuvent facilement être intégrés à des structures déjà existantes. Leur gamme de fréquences est vaste et permet de répondre aux normes sur un large spectre. En revanche, ils sont onéreux et moins fiables que des filtres passifs (présence d'éléments commutés, de capteurs et de commande). Les pertes sont également importantes et dégradent le rendement de l'installation.

Un autre point négatif est l'introduction de modes supplémentaires qui peuvent créer des risques supplémentaires d'instabilité.

2.3 Les filtres hybrides

La dernière catégorie de filtre est un mélange entre passif et actif. Cette solution est apparue afin de réduire le dimensionnement de la structure active. Dans ce cas, le filtre passif est calculé pour atténuer les harmoniques prépondérants (souvent de rang 5 et 7) et le convertisseur ne réinjecte que les courants aux fréquences plus élevées. Un exemple d'une association filtre actif parallèle-filtre résonant est donné Figure IV- 4. Bien d'autres combinaisons existent et font encore l'objet de travaux de recherche récents, mais l'intérêt n'est pas ici de les recenser [56]. Le point faible de ces structures reste la perte de rendement et le coût.

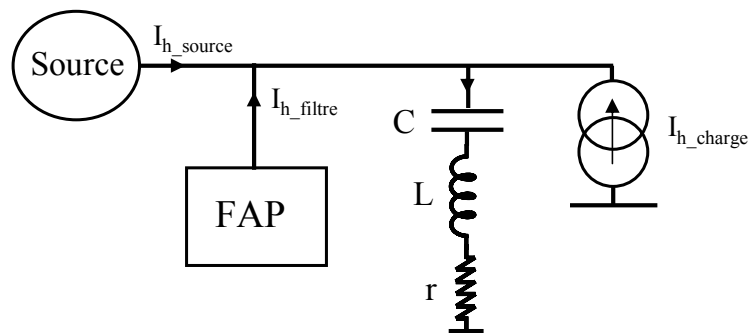


Figure IV- 4 : Exemple de filtre hybride.

3 Etude d'une structure filtre plus convertisseur

Dans cette partie, nous allons dimensionner un filtre passif en amont d'un convertisseur non linéaire. Cette charge, déjà présentée dans le premier chapitre, est un pont de diodes triphasé avec une capacité de filtrage côté continu. Le schéma unifilaire est donné Figure IV- 5 où L_s et r_s représentent l'impédance de la source. Présent notamment en amont des actionneurs de type EHA (actionneur electro-hydrostatique), cet étage d'entrée génère un fort taux de distorsion harmonique (TDH). Les rangs des harmoniques sont des multiples de $2p \pm 1$, avec p égal à 6 (Figure IV- 5). La puissance sera considérée constante et égale à 10kW (ordre de grandeur d'un nouvel actionneur de type EHA).

Dans un premier temps, l'influence d'une inductance dite de « lissage » sera montrée, puis, dans un second, un filtre résonant sera inséré et dimensionné de manière usuelle.

Enfin, le volume de l'ensemble (inductance de lissage plus filtre résonant) sera calculé analytiquement avec les relations propres aux technologies utilisées.

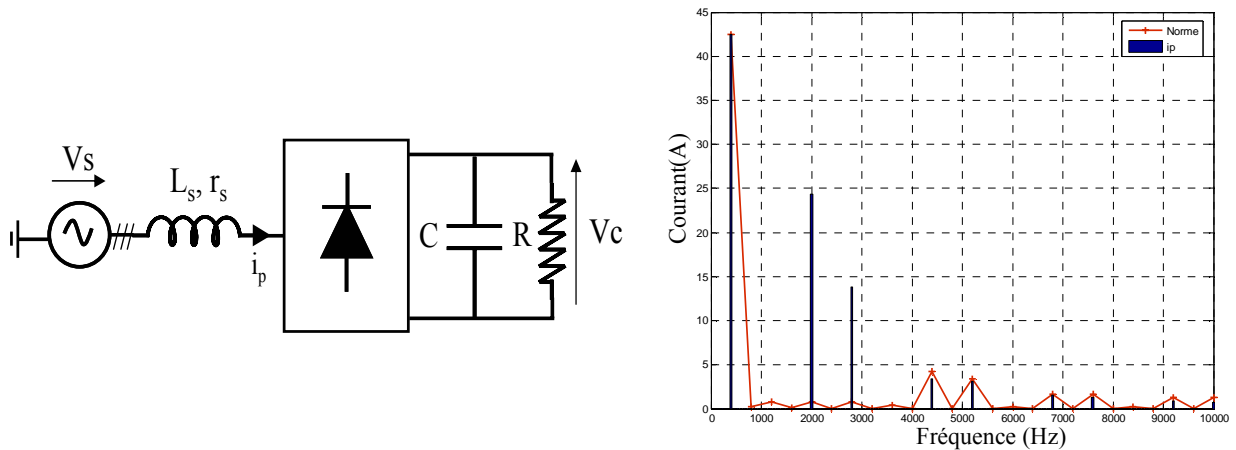


Figure IV- 5 : Structure de la charge non linéaire étudiée et spectre du courant absorbé (10kW).

3.1 Effet de l'inductance de lissage

La première solution pour atténuer les harmoniques de courant est d'ajouter, en amont du redresseur, une inductance série de lissage (L_L). L'effet large bande permet de réduire significativement le TDH. Il y a cependant des limites à donner à cette inductance qui, rappelons-le, voit passer la totalité du courant de la charge. Sur la Figure IV- 6, nous avons calculé le TDH et le $\cos\varphi$ pour plusieurs valeurs de L_L en amont d'un pont redresseur de 10kW (cette puissance est gardée constante pour l'étude). Pour une meilleure lisibilité, nous avons multiplié par 100 le facteur de puissance ($\cos\varphi$). Il apparaît clairement que le TDH passe de 88% à 12% pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. Pour la même variation, le $\cos\varphi$ passe de 0.99 à 0.85 soit, vue du réseau, une puissance réactive croissante, fournie par la charge.

La chute de tension aux bornes de L_L est aussi un effet limitant pour son dimensionnement. La tension continue en sortie du redresseur est directement proportionnelle à la tension d'entrée du pont, et ne peut être diminuée significativement. Dans la norme aéronautique [54], la chute de tension entre la sortie de l'alternateur et la charge est limitée à 10% du fondamental de la source (soit 11,5V sur une phase). Toujours sur la Figure IV- 6, nous avons tracé la chute de tension aux bornes de L_L en pourcent du fondamental (115V). Pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ la chute de tension passe de 1% à 35 %.

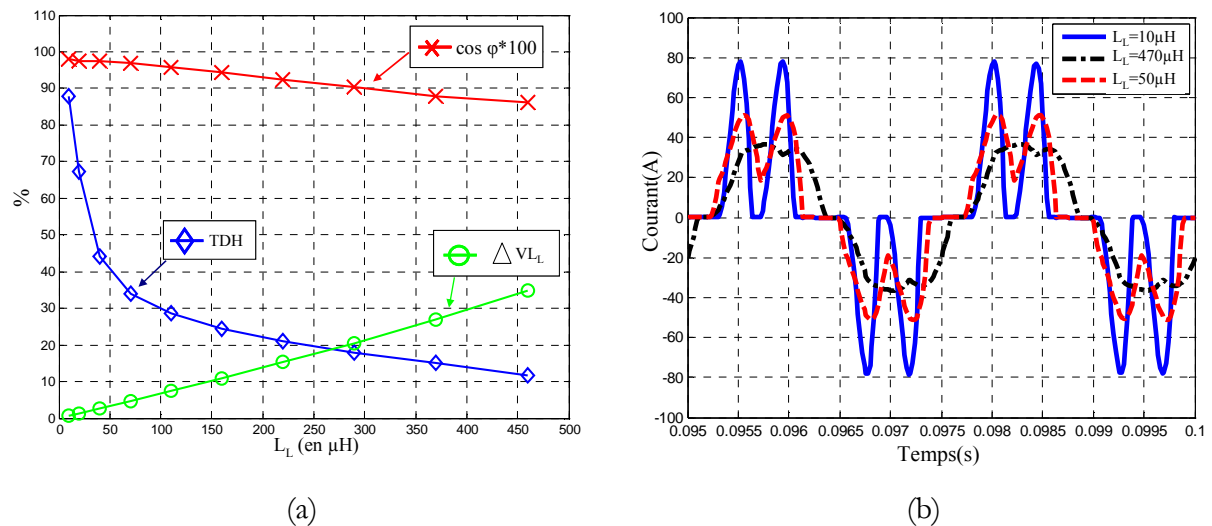


Figure IV- 6 : (a) : Influence de l'inductance de lissage sur le TDH, le $\cos \varphi$ et la chute de tension. (b) : Courant en temporel en fonction de L_L .

Au final, une telle inductance permet de réduire l'ensemble du spectre mais en contrepartie, elle dégrade le facteur de puissance et induit une chute de tension importante. C'est pourquoi elle est associée avec d'autres structures shunt telles que le filtre résonant qui a un effet plus sélectif et permet de réduire très nettement un harmonique précis pour garantir le respect de normes plus restrictives.

3.2 Insertion d'un filtre résonant

La structure du filtre résonant est celle donnée Figure IV- 7 (pour une phase). Compte tenu de son impédance, il est facilement compréhensible que son intérêt est de « piéger » un harmonique précis.

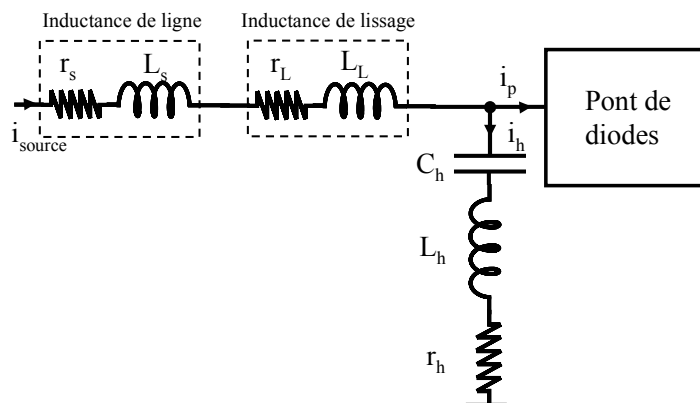


Figure IV- 7 : Topologie du filtre

Cette structure est très souvent utilisée pour éliminer les harmoniques des rangs 5 et 7 [57]. Pour dimensionner les éléments L_h et C_h , il faut tout d'abord assurer la résonance à la fréquence ω_h (où h est le rang de l'harmonique) telle que :

$$L_h \cdot C_h \cdot \omega_h^2 = 1 \quad \text{Eq IV. 1}$$

Il reste ensuite à fixer un des éléments pour avoir le dimensionnement complet. En règle générale (mais cela n'est pas exclusif), la capacité est calculée par rapport à la consommation d'énergie réactive [58]. Dans ces conditions, elle est dimensionnée avec la relation suivante.

$$\Delta Q = 3 \cdot \frac{V^2}{X_{L.C}} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(L_h \cdot \omega_0 - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_h^2 \cdot C_h} - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} \quad \text{Eq IV. 2}$$

où ΔQ est la puissance réactive à compenser, ω_0 est la pulsation au fondamental et V la tension simple d'alimentation. La résistance série r_h modélise la somme des deux résistances internes de C_h et L_h . En toute rigueur, la tension V (ici 115V) doit être calculée au point de raccordement du filtre résonant. On fait cependant l'hypothèse que la chute de tension induite par l'inductance amont est sans conséquence sur ce dimensionnement.

Une autre manière de fixer un des deux éléments est de passer par le facteur de qualité défini Eq IV. 3 (l'ordre de grandeur est $F_Q > 75$). Cette méthode est simple mais ne permet pas, comme dans le cas précédent, de compenser précisément la puissance réactive.

$$F_Q = \frac{\sqrt{\frac{L_h}{C_h}}}{r_h} \quad \text{Eq IV. 3}$$

Malgré la simplicité de calcul, plusieurs précautions sont à prendre notamment sur l'effet d'anti-résonance provoqué avec l'inductance de lissage. Celui-ci est illustré par la Figure IV- 8 (b). L'impédance équivalente vue de la charge est la mise en parallèle de $L_s + L_L$ avec $L_h + C_h$ (Figure IV- 8 (a)). Cette anti-résonance est obligatoirement à des fréquences inférieures à la résonance et peut présenter un risque si elle est « calée » sur un multiple du fondamental (notamment si la charge présente un léger déséquilibre) ou sur des fréquences réservées aux signaux de communications. Ce risque est accentué lorsque plusieurs filtres résonants sont présents (7, 11, 13 etc).

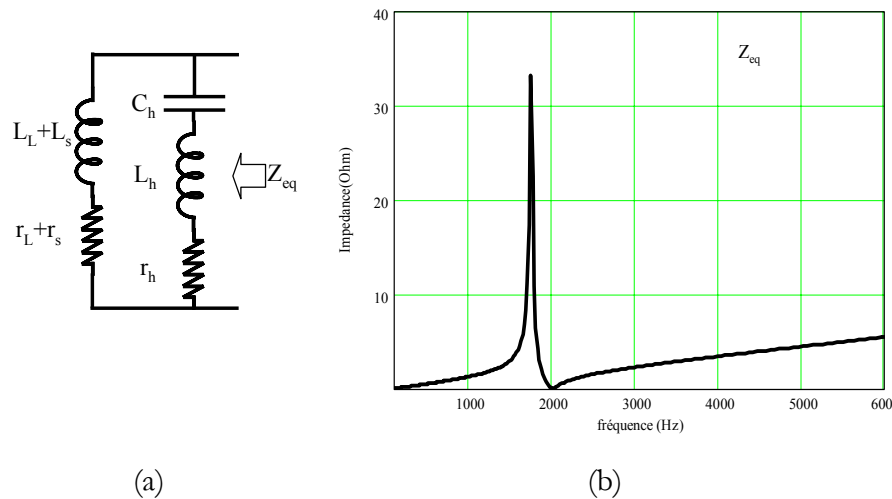


Figure IV- 8 : Illustration de l'antirésonance : (a), impédance vue par la charge : (b) tracé de l'impédance.

Finalement, les valeurs du filtre et les grandeurs caractéristiques sont données dans le Tableau IV- 1.

r_L	L_L	r_h	L_h	C_h	fh	F_Q
10mΩ	150μH	20mΩ	341μH	18μF	2kHz	145

Tableau IV- 1 : Valeurs des constituants du filtre

Les résultats en termes d'harmoniques sont donnés Figure IV- 9 et Tableau IV- 2. L'apport du filtre résonant est très net puisque le TDH est passé de 87% à 10.8%. Tous les autres critères sont également améliorés à l'exception du rendement de la structure puisque à puissance égale, le courant absorbé a augmenté de 6% par rapport au fondamental. Ceci est dû au courant dévié à 400Hz par le filtre résonant. Sur la Figure IV- 9 (b) on voit que la quasi-totalité du courant à 2kHz (rang 5) est absorbée par le filtre mais également une partie du courant au fondamental. La chute de tension est également augmentée.

	Sans filtre	Avec inductance de lissage	Avec inductance de lissage plus filtre résonant
TDH	87%	26.4%	10.8%
cosφ	0.99	0.95	0.99
Chute de tension	0.5%	9%	9.6%
I1	42A	42.4A	44.7A
Ih5	70%	22%	1%
Ih7	48%	7.2%	9.8%

Tableau IV- 2 : Comparaison de l'ajout de filtre sur le courant de source et sur les autres critères

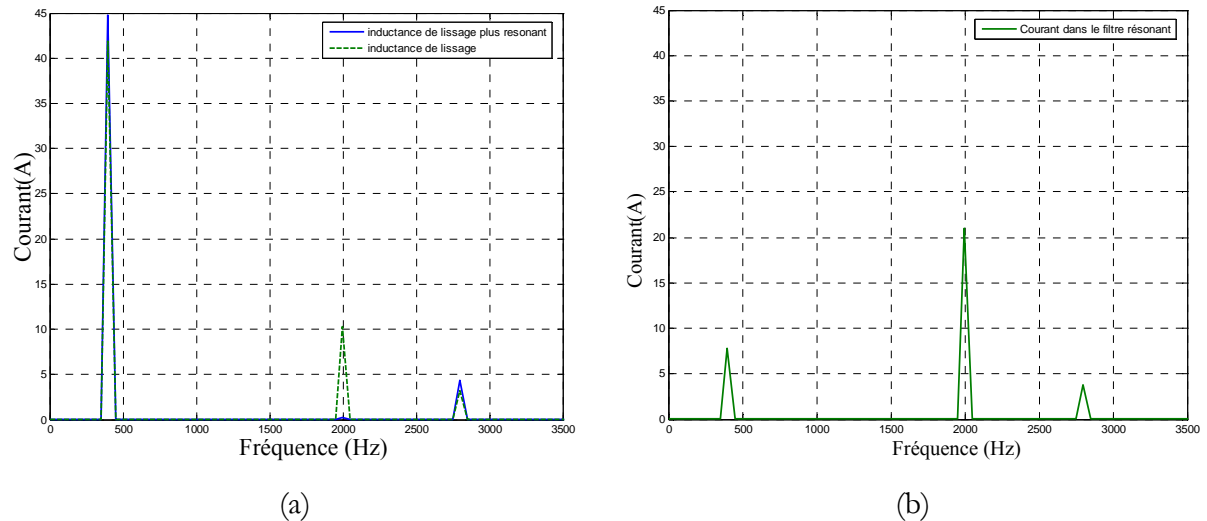


Figure IV- 9 : (a) Résultat de l’insertion du filtre dimensionné sur le spectre du courant de source. (b), spectre du courant dans le filtre résonnant

Ce dimensionnement, que nous classifions d’usuel, donne ainsi de bons résultats. Dans ce cas précis, le faible degré de liberté sur le calcul des éléments fournit un jeu de paramètres quasi-unique...et donc un volume quasi-unique. Pour le calcul du volume pris par ce filtre, il convient de définir les relations analytiques des volumes des constituants, qu’il s’agisse des inductances ou des condensateurs. Ces relations seront intégrées dans un processus d’optimisation permettant de réduire l’encombrement du filtrage que nous proposerons par la suite.

3.3 Calcul du volume des éléments réactifs

3.3.1 Volume d’une inductance

Il s’agit ici de donner les relations analytiques pour évaluer les volumes des éléments réactifs. En ce qui concerne l’inductance, la relation entre le volume et la valeur de L est issue de [59]. Cette équation a été obtenue en considérant la self bobinée autour d’un noyau magnétique en forme de « E ». Le volume V_L est, proportionnel au produit des courants maximal et efficace respectivement I_m et I_{eff} (Eq IV. 4 et Eq IV. 5).

$$A = S_b \cdot S_f = \frac{K_b \cdot I_m \cdot L \cdot I_{eff}}{J \cdot B} \quad \text{Eq IV. 4}$$

$$V_L = K \cdot A^{\frac{3}{4}} \quad \text{Eq IV. 5}$$

- où
- K: dépend de la forme du noyau magnétique
 - J : Densité de courant
 - B : Induction maximale du circuit magnétique
 - Kb : coefficient de bobinage
 - Sb et Sf : respectivement surfaces de bobinage et du noyau magnétique

Pour fixer les ordres de grandeur, nous avons tracé sur la Figure IV- 10, l'évolution du volume de L_L sans le filtre résonant L_L variant de $20\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ (mêmes variations que sur la Figure IV- 6 (a)). Le volume total considéré est égal au volume d'une inductance monophasée multiplié par trois.

Le principal résultat à retenir est la faible variation du volume en fonction de L_L . En effet, celui-ci augmente à peine de 2% pour une variation de L_L de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. La faible variation s'explique notamment par la diminution du courant crête lorsque L_L augmente. Par conséquent, en terme de volume, le concepteur a tout intérêt à maximiser la valeur de L_L (en limite de la chute de tension et du déphasage autorisé) pour agir au maximum sur le TDH. On notera que l'ordre de grandeur est autour du litre.

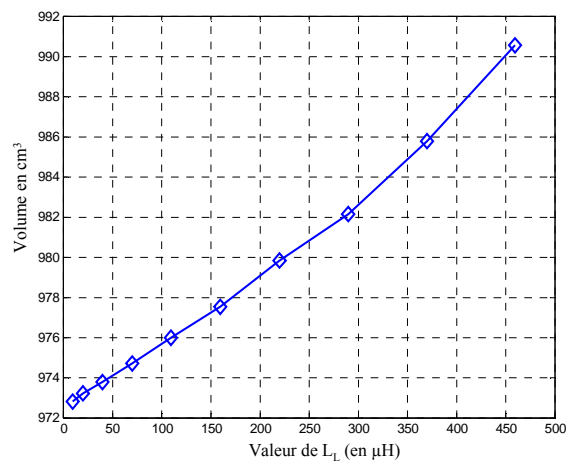


Figure IV- 10 : Volume de L_L (triphaseé) en fonction de sa valeur pour un pont de 10kW.

3.3.2 Volume d'un condensateur

Le calcul du volume d'un condensateur est plus simple et peut se faire de deux manières. La première consiste à faire une extrapolation des documents constructeurs suivant la technologie employée. La seconde est l'utilisation d'une formule analytique facile à déterminer dans le cas d'un condensateur plan. La relation $V_c=f(C)$ est donnée par Eq IV. 7. Dans le souci de rester générique, nous retiendrons pour la suite cette solution analytique.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} \text{ et } E = \frac{V}{d} \quad \text{Eq IV. 6}$$

$$V_c = \frac{V^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E^2} \cdot C \quad \text{Eq IV. 7}$$

où S : surface de l'armature (en m²)
d : épaisseur du diélectrique (en m)
V : tension aux bornes du condensateur (en V)
ε_r : permittivité relative du diélectrique
E : rigidité diélectrique (en V/m)

3.3.3 Application à la structure passive étudiée

Le dimensionnement fait dans le § 3.2 permet de calculer les volumes donnés dans le Tableau IV- 4. Au préalable, les grandeurs caractéristiques permettant de calculer ces volumes sont listées Tableau IV- 3. On observe que la répartition des volumes est homogène suivant les éléments L_s, L_n ou C_n avec un léger encombrement supplémentaire pris par les inductances bobinées. Au final, le filtre complet est contenu dans un volume proche de 3 litres.

J	B	ε _r	V	E
5A/mm ²	0.3T	2.2	115V	20.10 ⁶ V/m

Tableau IV- 3 : Grandeurs caractéristiques pour le calcul des volumes

Volume de L _l	Volume de L _n	Volume de C _n	Volume total
326cm ³	325cm ³	214cm ³	2790cm³

Tableau IV- 4 : Répartition des volumes

En conclusion, on vient de le voir, le dimensionnement des filtres passifs est régi par un certain cahier des charges. Une fois les règles respectées, les degrés de liberté restants (quasiment nuls dans notre cas mais ce n'est pas toujours le cas), sont souvent résolus par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, si le rôle du filtre est assuré, il n'est pas garanti que le dimensionnement soit optimal en terme de volume. Or, dans une application embarquée, tout gain de place est bon à prendre ! C'est pourquoi, dans l'analyse qui suit nous allons proposer un processus permettant de dimensionner de manière optimale les éléments passifs d'un filtre sous contraintes fixées.

4 Processus d'optimisation du volume d'un filtre

L'objectif de cette optimisation est avant tout d'être générique. Si ce processus va être appliqué ici à une structure particulière, la transposition vers un autre type de filtre se veut facilement réalisable.

Indépendamment du choix de l'algorithme, le cœur de toute optimisation reste le modèle utilisé. Il doit être rapide, précis et fiable. Nous proposons ici une manière de modéliser la structure du pont de diodes avec filtre, de façon à l'intégrer dans une boucle d'optimisation. L'application de cette optimisation est faite sur le filtre qui vient d'être dimensionné.

4.1 Modélisation du pont

Compte tenu des différents types de modèle que nous avons rapidement présentés dans le chapitre II, les convertisseurs peuvent être modélisés sous une forme temporelle ou fréquentielle directe. Si la modélisation fréquentielle directe est bien adaptée à l'optimisation, elle se heurte encore à certains verrous, notamment pour les régimes discontinus [29]. Or, en fonction de l'inductance d'entrée et du niveau de puissance, le pont de diodes étudié oscille entre les modes de conduction continue, mixte et discontinue (cf Figure IV- 6 (b)). Malgré la possibilité de prendre en compte des interactions filtre-convertisseur, cette solution reste donc un peu prématurée.

Le calcul analytique dans le domaine temporel des grandeurs électriques du redresseur est réalisable, non sans mal, et a fait l'objet de travaux au LEG [60]. Cependant, la résolution symbolique des équations différentielles est lourde à mettre en place du fait d'une écriture différente dans chacun des modes de conduction. De plus, il faut gérer les conditions de passage entre ces modes. Enfin, l'ajout d'équations supplémentaires liées aux filtres afin de tenir compte des interactions, rend très difficile au final, l'utilisation du modèle pour l'optimisation.

Face à ce problème de modélisation d'un simple pont de diodes triphasé, le choix de la modélisation temporelle s'est ainsi imposé. Elle permet de prendre en considération toutes les interactions difficiles à modéliser entre le filtre et le pont. Par exemple, on voit sur la Figure IV- 11 que le courant d'entrée du pont i_p (à ne pas confondre avec le courant de source) est modifié en fonction de la présence (ou non) du filtre shunt. L'influence du filtre résonant sur l'angle de conduction des diodes est très difficile à modéliser autrement qu'avec une simulation temporelle.

Les outils tels que SABER®, PSpice® et Matlab® peuvent simuler la structure Figure IV-5 sur une vingtaine de périodes en moins de 3s avec une résolution de 100 points par période. En ajoutant le filtre résonant, la durée de la simulation n'excède pas 7s.

Une fois automatisé, le post traitement qui comporte le calcul des FFT est très rapide (inférieur à la seconde). Soit au total un temps de 8s pour simuler et exploiter la structure complète (PentiumIV 2.8GHz). Ce temps est un peu pénalisant mais compte tenu de la validité du modèle, de la précision des résultats et de sa simplicité de mise en œuvre, il reste néanmoins acceptable.

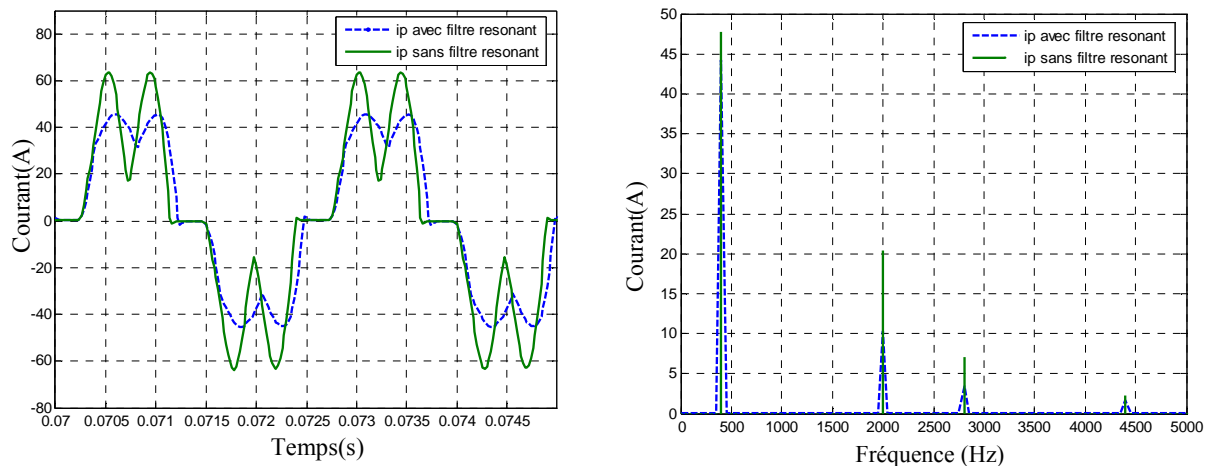


Figure IV- 11 : Illustration de l'hypothèse fautive sur le courant constant dans le cas d'un pont de diodes sur capacité en tête.

Dans ces conditions, le modèle temporel avec la simulation complète de la structure est celui retenu. Il possède les avantages forts :

- d'être très facilement intégrable dans Matlab® grâce à la toolbox dédiée à la simulation temporelle (SimPowerSystems),
- d'être très précis et de prendre en compte toutes les interactions,
- de fournir à la fois des grandeurs temporelles et fréquentielles pour le calcul des contraintes et de l'objectif (le volume des inductances requiert de connaître les courants efficaces et crêtes).

Seul inconvénient, le temps de calcul qui, comme nous l'avons dit avoisine les 8 secondes.

4.2 Principe de l'optimisation

Maintenant que le choix du modèle a été effectué, nous allons présenter le processus d'optimisation retenu (Figure IV- 12). Partant des paramètres initiaux sur les éléments passifs, une première simulation topologique est faite. Ensuite, l'étape de post-traitement comporte :

- le calcul des FFT de tous les courants,
- le calcul des contraintes,
- le calcul du volume complet.

Les contraintes peuvent être imposées sur les amplitudes individuelles des harmoniques de courant, sur le TDH, sur le facteur de puissance, la chute de tension voire le courant supplémentaire consommé au fondamental. Pour minimiser le volume, nous avons utilisé l'opérateur « fmincon » de Matlab qui permet de traiter un problème continu, non linéaire et sous contraintes. Cet opérateur a été utilisé par le passé au laboratoire et a donné des résultats satisfaisants [3][61]. Une fois le post traitement effectué, les contraintes sont vérifiées ainsi que la valeur du volume. Si l'une des deux conditions n'est pas respectée, les paramètres du système sont de nouveau calculés. Les conditions d'arrêt dépendent des tolérances que l'utilisateur fixe sur le volume et sur les contraintes.

Pour conserver des degrés de liberté sur le dimensionnement (et ne pas retomber sur le dimensionnement classique), aucune relation entre les inductances et les condensateurs n'est imposée (par exemple, dans le cas d'un filtre résonant, la fréquence de résonance n'est surtout pas figée).

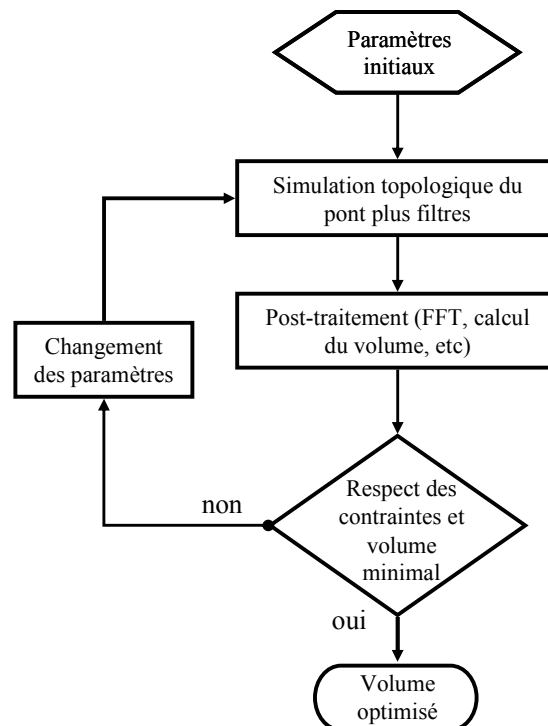


Figure IV- 12 : Processus d'optimisation du volume de filtres

Enfin, on ne peut garantir que le minimum soit global. Cependant, un moyen de vérification, certes peu rigoureux, est de faire plusieurs optimisations avec des paramètres initiaux qui diffèrent.

4.3 Application

La première application de cette optimisation est faite sur la structure passive qui vient d'être dimensionnée. Les contraintes fixées dans cette illustration sont les mêmes que celle pour le résultat obtenu par un dimensionnement classique. Autrement dit, le TDH est fixé à 10.8%, la chute de tension à 10% et le taux individuel sur l'harmonique de rang 5 est de 1%. Des contraintes sur les éléments passifs sont ajoutées (limites basses et hautes, par exemple l'inductance de lissage est bornée entre 1 μ H et 3mH). La fréquence de résonance n'est pas fixée. Les conditions initiales de l'optimisation correspondent au dimensionnement classique (Tableau IV- 1).

L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est donnée Figure IV- 13. Les points marqués par une croix respectent les contraintes précédemment fixées. Le minimum trouvé est de 2360cm³ soit un gain de 20% en comparaison du dimensionnement classique. La comparaison entre le dimensionnement classique et optimal est donnée Tableau IV- 5. En ce qui concerne la vérification, plusieurs points initiaux ont été testés et convergent vers ce même résultat. Le nombre d'itérations est rarement supérieur à 250, soit au total une optimisation en 30 minutes environ.

	Classique	Optimal
TDH	10.8%	10.8%
Harmonique 5	1%	1%
Chute de tension	9.6%	10%
cos φ	0.99	0.99
L _L	140 μ H	146 μ H
L _h	341 μ H	706 μ H
C _h	18.6 μ F	9 μ F
Volume L _L	326cm ³	326cm ³
Volume L _h	325cm ³	325cm ³
Volume C _h	214cm ³	103cm ³
Volume total	2790cm³	2360cm³

Tableau IV- 5 : Comparaison entre un dimensionnement classique et l'optimisation

Le gain sur le volume est notable et amène des conclusions importantes pour la suite. Tout d'abord, cette première optimisation permet une validation conjointe. D'un côté le dimensionnement classique est assez proche de l'optimum et de l'autre, l'optimisation fonctionne correctement puisqu'elle converge vers la résonance (la fréquence de résonance vient se « caler » naturellement autour de 2000Hz) et respecte les contraintes imposées.

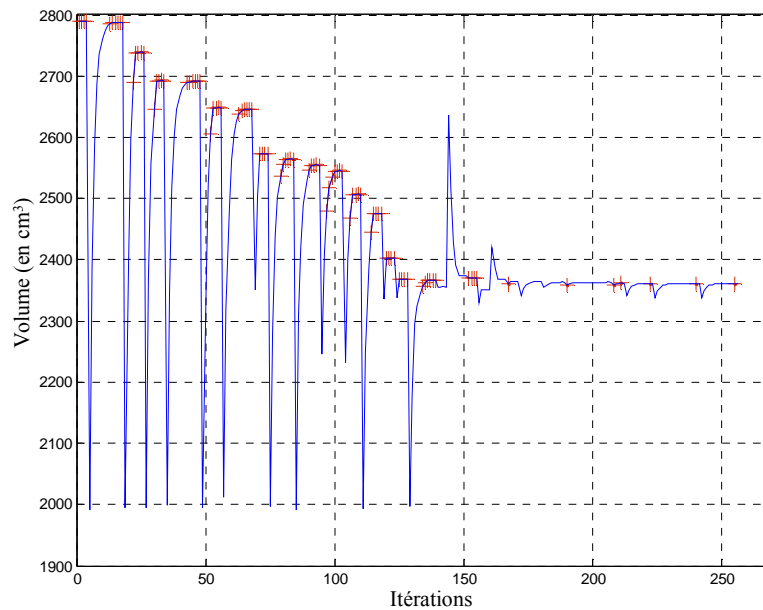


Figure IV- 13 : Evolution du volume en fonction des itérations de l'optimisation

Cette première étude ne tient pas compte des contraintes sur les rangs harmoniques individuels. L'objectif principal de cette étude était de présenter la démarche. Nous allons maintenant la reprendre dans le contexte normatif aéronautique.

5 Vers l'aide à la conception des réseaux de bord

5.1 Optimisation sous contraintes aéronautiques

Les résultats obtenus précédemment montrent que seul l'harmonique de rang 7 est encore au dessus de la norme aéronautique (Figure IV- 14). La structure passive étudiée afin de garantir la norme sur tout le contenu spectral doit donc être composée d'une seconde branche parallèle résonante. La structure du filtre ainsi que son impédance équivalente sont données Figure IV- 15.

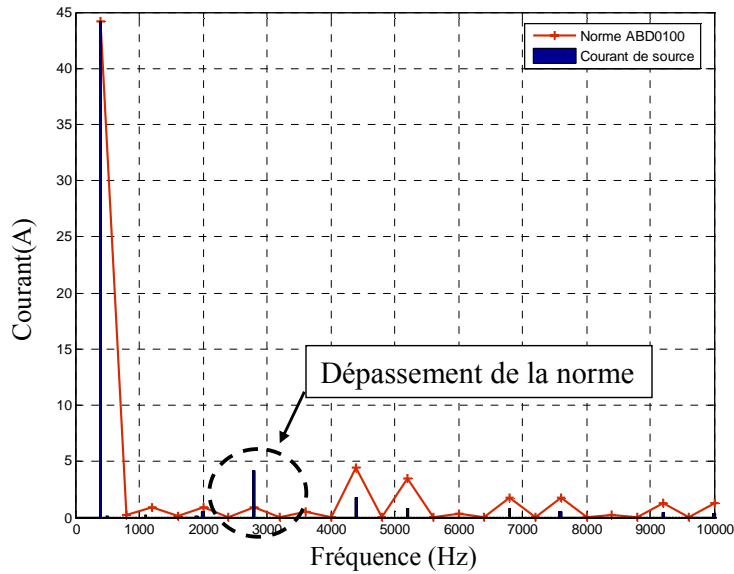


Figure IV- 14 : Spectre du courant de source avec la structure optimisée à une branche.

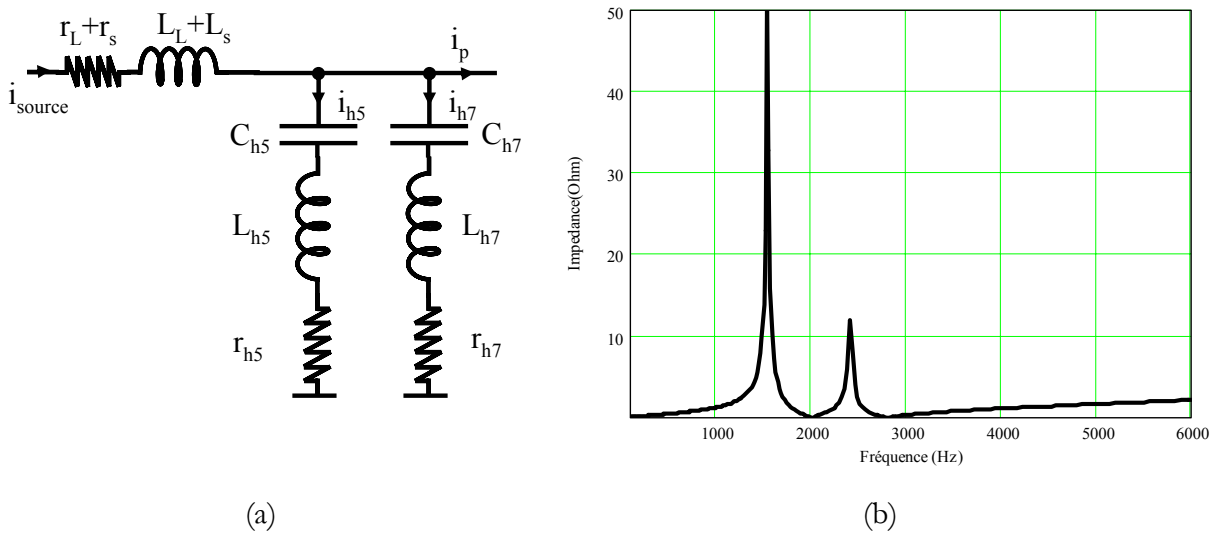


Figure IV- 15 : (a) : Topologie d'une structure passive à deux résonances. (b) : Impédance vue par la charge.

Lors du dimensionnement usuel d'une telle structure, la puissance réactive est en règle générale répartie entre les condensateurs. Cependant, le réglage des anti-résonances devient délicat du fait des nombreux éléments passifs et ce dimensionnement est fortement guidé par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, l'optimisation trouve tout son intérêt en fournissant un dimensionnement automatique.

La synthèse des grandeurs déterminées ainsi que l'encombrement optimal pris par ce filtre sont donnés Tableau IV- 6. Les contraintes sont fixées à 2% sur I_{h5} et I_{h7} et 10% sur la chute de tension entre la source et la charge. Le spectre du courant vu de la source est donné Figure IV- 16.

Harmonique 5	1%
Harmonique 5	1.6%
Chute de tension	9.6%
$\cos\varphi$	0.99
L_L	120 μ H
L_{h5}	691 μ H
C_{h5}	9.2 μ F
L_{h7}	376 μ H
C_{h7}	8.5 μ F
Volume total	3740cm³

Tableau IV- 6 : Synthèse des grandeurs caractéristiques obtenues après optimisation

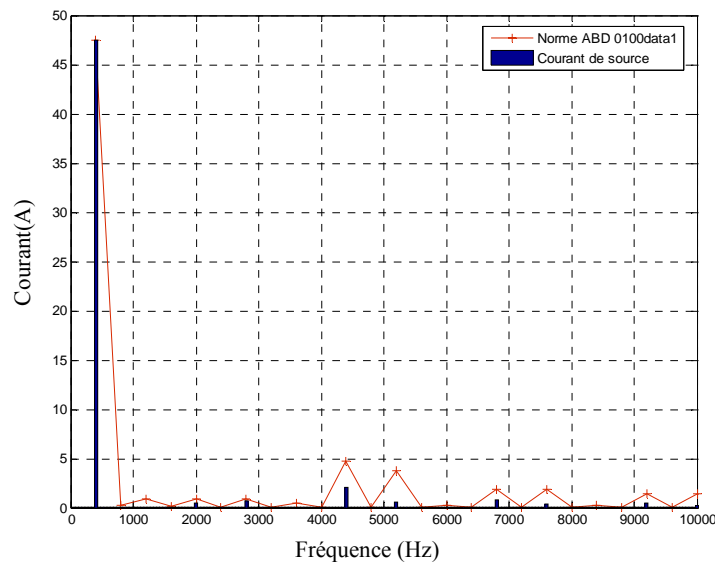


Figure IV- 16 : Spectre du courant de source avec filtre optimisé

On peut constater que la norme est bien respectée sur toute la gamme de fréquences. En comparaison d'une structure sans filtre, le courant absorbé au fondamental est de 47A, soit une consommation de 9% en plus. Comme précédemment, une partie du courant à 400Hz est déviée dans les branches parallèles. Cette consommation supplémentaire reste toutefois raisonnable et pourrait être limitée par l'algorithme en ajoutant une contrainte supplémentaire.

5.2 Aide au choix des contraintes

Les nouvelles charges fortement composées d'électronique de puissance peuvent remettre en cause les anciennes normes. Si tel est le cas et afin d'aider le concepteur à redéfinir ces normes, l'outil qui vient d'être proposé peut apporter sa contribution. C'est pourquoi nous avons cherché à être critique sur les normes au regard de la fonction objectif retenue (ici le volume). Pour cela, plusieurs optimisations ont été réalisées avec des contraintes de moins en moins restrictives.

Un premier résultat donné par la Figure IV- 17 montre l'évolution du volume optimisé en fonction des contraintes sur les courants I_{h5} et I_{h7} (initialement fixées à 2% par la norme). Pour ne pas changer plusieurs paramètres à la fois, la chute de tension reste, quant à elle, bornée à 10% de la tension fondamentale.

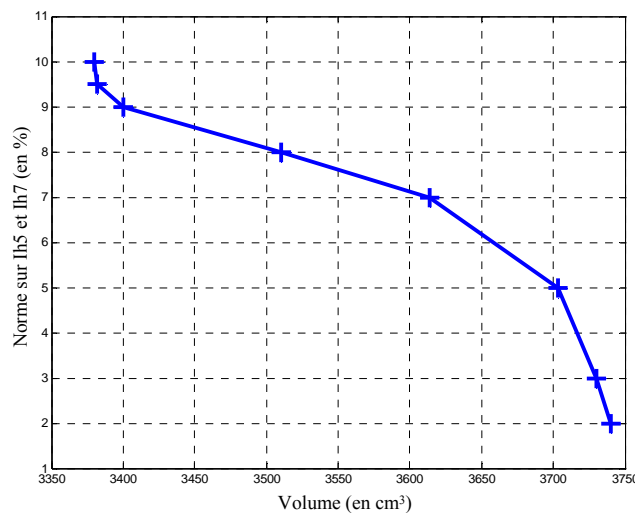


Figure IV- 17 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction des contraintes sur les courants

Dans le cas où la norme passe de 2% à 10% sur les courants, le volume est diminué de 10%. Lorsque les contraintes sont davantage relâchées, le volume reste quasi identique. Cependant, au-delà d'une telle limite harmonique, l'intérêt d'une structure résonante n'a plus lieu d'être. Un simple filtre passe-bas peut suffire. Un gain de 10% n'est pas conséquent mais en cas de prolifération de charges non linéaires, la somme de chaque gain individuel peut s'avérer intéressante.

Une seconde étude consiste à fixer les harmoniques de courant (toujours à 2%) et à faire varier la limite de la chute de tension. Le résultat est donné Figure IV- 18.

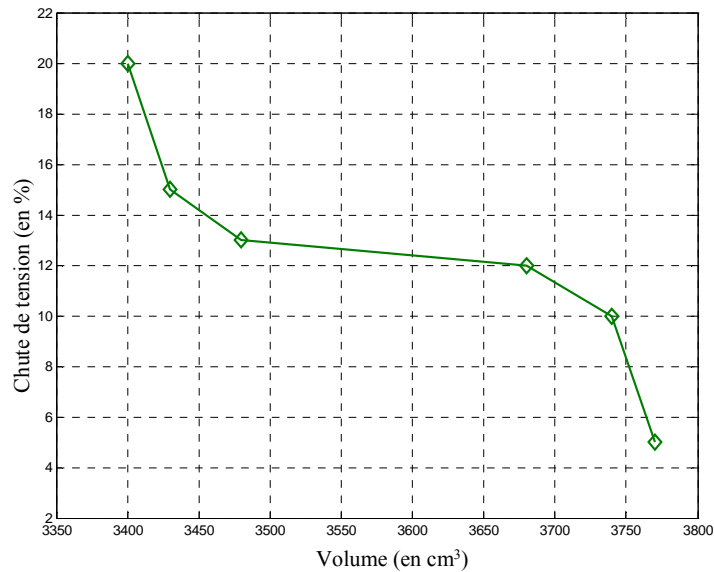


Figure IV- 18 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction de la chute de tension

Lorsque la chute de tension passe de 5% à 20%, le volume diminue de 10%. Cependant cette relation n'est pas linéaire puisque l'essentiel de ce gain apparaît pour une augmentation de 3% sur la norme. Une fois encore le gain n'est pas conséquent et reste du même ordre de grandeur que dans le cas d'une diminution des harmoniques. Enfin, si on relâche à la fois les contraintes sur les harmoniques et sur la chute de tension (par exemple avec des contraintes fixées à 9% sur Ih5 et Ih7 et 13% sur la chute de tension), le gain sur le volume est de 15%.

5.3 Aide au choix de la localisation

Le choix de localiser un filtre à un endroit plutôt qu'à un autre peut être guidé par la démarche proposée. En règle générale, le filtrage doit être placé au plus près de la source polluante pour qu'elle ne rayonne pas sur les autres organes. Cependant, il peut exister un compromis sur la localisation par rapport au harmoniques de courant si on considère la minimisation du volume total du filtrage embarqué. Pour s'en convaincre, considérons l'exemple de deux ponts redresseurs de puissance identique à 10kW.

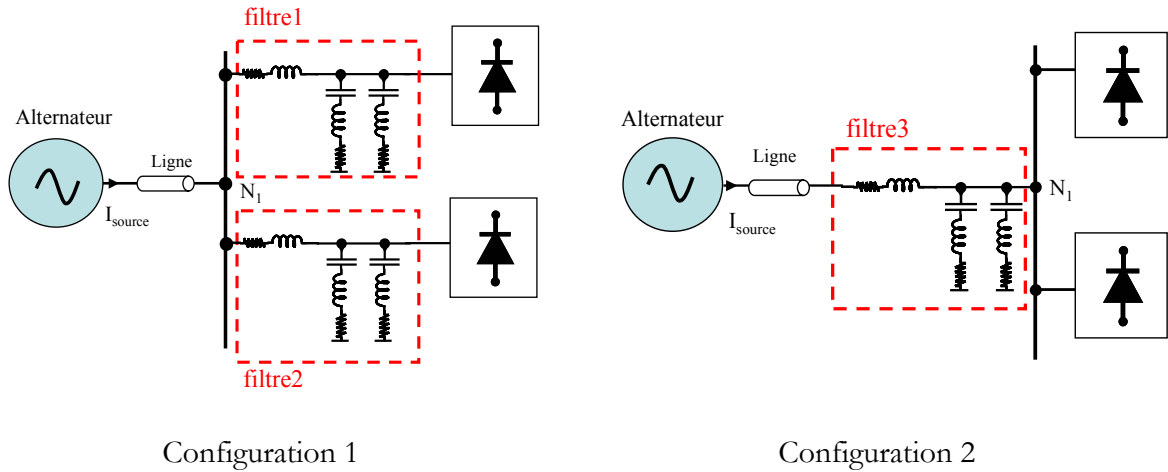


Figure IV- 19 : Structures étudiées

Dans la première configuration, le volume total (somme du filtre 1 et du filtre 2) est de 7475cm^3 . Ce volume est le double de celui du filtre en amont d'un seul pont de 10kW . En revanche, dans la seconde configuration, le volume optimisé du filtre 3 est de 4405cm^3 , soit 41% plus petit que dans la première configuration. Sur la Figure IV- 20, le spectre du courant fourni par la source (I_{source}) montre que dans les deux cas de figure, la norme est respectée. En contrepartie, il est évident que le courant au nœud N1 est fortement non sinusoïdal.

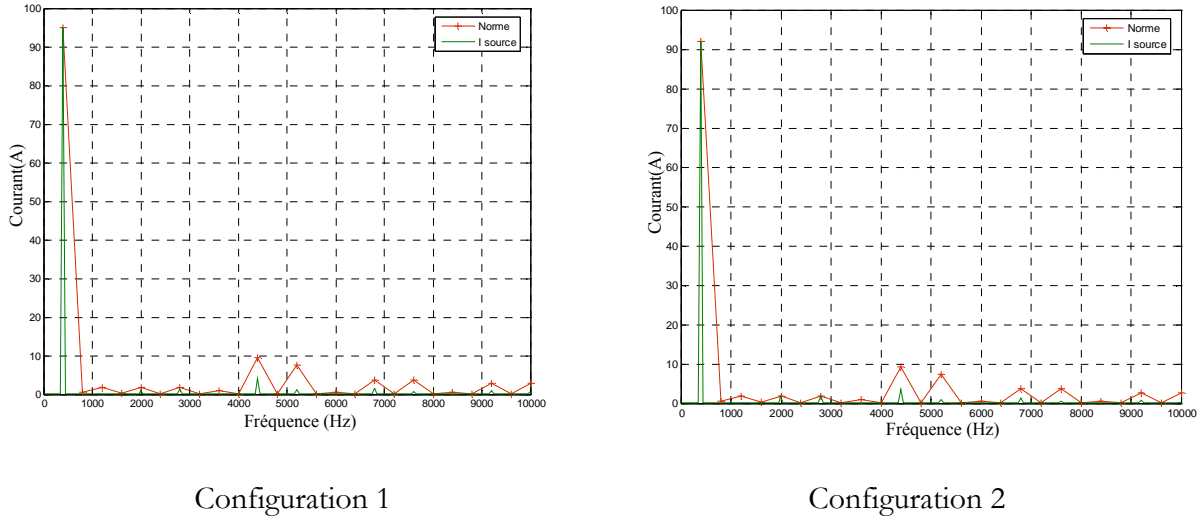


Figure IV- 20 : Courant de source dans les deux configurations

En terme de conception, cette illustration peut s'avérer intéressante. Par exemple, si deux actionneurs tels que des EHA sont localisés dans les ailes d'avion, il sera plus avantageux en terme de volume, de localiser le filtre en amont des deux actionneurs plutôt que de faire un filtrage individuellement. Plus généralement, le fait de relâcher les normes permet de faire du filtrage global et ainsi minimiser l'encombrement du filtrage embarqué.

6 Quid de la fréquence variable ?

Un point que nous avons délibérément occulté jusque là est la présence d'un réseau à fréquence variable. Dans le nouvel Airbus, la fréquence peut varier de 360Hz à 800Hz. Compte tenu de cette large plage de variation, la structure passive précédemment analysée devient obsolète. En effet, la sélectivité de l'impédance caractéristique d'un filtre résonant ne peut « piéger » les harmoniques lors d'une telle variation. Il faut d'ailleurs noter que, si le fondamental peut évoluer entre 360Hz et 800Hz, l'harmonique de rang 5, peut ainsi passer de à 1800Hz à 4000Hz et celui de rang 7 de 2520Hz à 5600Hz ! Si la norme aéronautique reste identique à celle donnée auparavant, il faut utiliser des structures passives permettant une forte sélectivité sur une large plage de fréquence ; autrement dit, une structure difficilement concevable.

Une réponse à cela est l'utilisation d'un filtrage actif. Encore que, le mode de commande devienne plus délicat lorsque la fréquence du fondamental varie. D'un point de vue du dimensionnement, si l'on considère la charge non linéaire de 10kW précédente, la somme des courants harmoniques efficaces (sans le fondamental) est de 20A. Les données sur ce genre de filtres dédiés à l'aéronautique sont difficilement accessibles (volume, structure, masse, etc) voire inexistantes. En revanche, pour une application sur le réseau 400V-50Hz, on trouve chez les constructeurs, des filtres dont le volume est autour de 100 litres pour la gamme 20-30A [62] ! Certes la tension est plus élevée (et la fréquence plus faible) que dans un réseau de bord, mais le ratio entre le filtre résonant optimisé et ce filtre actif est de 25 tout de même !

Il faut néanmoins relativiser la variation de la fréquence. En effet, il semblerait que cette variation n'intervienne que pendant 5% du temps (phases de décollage et d'atterrissage). Si la norme reste aussi sélective pendant ces phases de vol, le filtrage actif est une meilleure solution au détriment de l'encombrement. En revanche, si les contraintes individuelles ne sont pas imposées durant ces phases, le filtrage passif reste un choix pertinent.

Dans le cas d'un filtrage hybride (filtre-résonant sur le rang 5 associé à un filtre actif shunt) le problème reste posé puisque l'harmonique de rang 5 n'est pas atténué lorsque la fréquence varie. Cependant si la norme n'est plus restrictive sur ce rang 5, le filtre actif est alors dimensionné pour un courant de 5A (soit 5 fois moins). Le volume du filtre actif n'est alors plus que de 25 litres (toujours dans la gamme des produits de [62]).

7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous venons de proposer une méthode de dimensionnement optimal de filtres embarqués. Les résultats obtenus sur une première structure spécifique ont permis de minimiser son volume par rapport à un dimensionnement usuel. Dans le cas d'une structure plus complexe où les valeurs des composants sont difficiles à choisir, cette méthode automatique a montré tout son intérêt.

L'outil de minimisation proposé peut également aider le concepteur à redéfinir les normes aéronautiques qui peuvent devenir discutables face à la forte présence des convertisseurs d'électronique de puissance.

De plus, cette méthode est facilement transposable à d'autres structures et à d'autres applications telles que les navires, les tramways ou encore les réseaux industriels.

Mais tout n'est pas résolu. Le modèle temporel actuel est limité pour l'étude de grands systèmes et le passage à une modélisation fréquentielle directe s'avère nécessaire. Dans le cas de la fréquence variable, le manque d'éléments technologiques pour le dimensionnement de filtres actifs limite leur minimisation et l'étude plus avancée d'une solution hybride. Avec de telles données, il sera tout à fait envisageable d'aider le concepteur dans un choix de structure (ratio filtre passif/filtre actif). Enfin, l'évolution des normes face à l'insertion massive de charges non linéaires reste à développer davantage car elle peut permettre d'obtenir des gains significatifs à moindre coût.

Discussion finale...

Le principal objectif de ces travaux a été de proposer des méthodes pour la conception des systèmes embarqués. L'application d'une partie de ces méthodes a été faite sur des systèmes dédiés au réseau électrique des avions civils. Lors du premier chapitre, il a été montré qu'il existait une problématique commune à tous les réseaux embarqués, quelle que soit l'application. Les charges non linéaires, désormais omniprésentes, engendrent une augmentation des pertes, des perturbations et accentuent les risques d'instabilité. En conséquence, le concepteur doit évaluer le nouveau rendement de l'installation, et surtout, garantir une qualité de fourniture électrique sur le réseau.

Partant de ces faits, une synthèse des méthodes d'analyse des réseaux en présence d'électronique de puissance, débouchant sur une vision d'ensemble de leur conception est proposée dans le second chapitre.

Lorsqu'on s'intéresse aux grandeurs en régime établi, l'utilisation d'un load flow permet de prédire le profil de tension et les niveaux de courant absorbé et ainsi d'obtenir le rendement de l'architecture choisie. Au préalable, les modèles des charges non linéaires doivent être paramétrés individuellement pour avoir une bonne précision sur le load flow.

Pour identifier les harmoniques, les méthodes fréquentielles directes semblent les mieux adaptées dans une vision systémique qui implique d'utiliser à terme des boucles d'optimisation. De plus, ces méthodes garantissent une « traçabilité » des harmoniques très utile pour remonter au(x) « pollueur(s) ».

En régime dynamique, il faut dissocier l'étude grands signaux de l'étude petits signaux. Cette dernière est la plus connue et requiert les techniques d'analyse des systèmes linéaires. L'approche modale présentée permet au concepteur d'identifier les modes critiques et les éléments associés grâce à l'utilisation des facteurs de participation et de l'étude de sensibilité.

Dans l'étude grands signaux, les modèles moyens généralisés peuvent se substituer à la simulation temporelle encore souvent utilisée (avec des modèles réduits). Il reste cependant le problème d'interconnexions automatiques entre les modèles de ce genre.

Lors des deux derniers chapitres, l'objectif commun a été de montrer que « concevoir avec méthode » ne devait pas rester un pléonasme purement théorique et que l'apport de méthodes était bien indispensable. Pour cela, l'approche modale a été appliquée à un système HVDC issu d'une partie d'un banc de test réalisé dans le projet européen POA. Les modes critiques ont été identifiés ainsi que les paramètres associés. L'apport d'une telle approche dans le dimensionnement des éléments de stockage a été mis en exergue, ainsi que sur le choix du niveau de tension.

Enfin, l'optimisation du volume pris par le filtrage harmonique illustre, dans le dernier chapitre, l'intérêt d'une démarche automatique. Ce type de processus permet également d'aider le concepteur sur le choix d'une norme ou de la localisation spatiale du filtre.

Difficile de mettre un point final avec tout le travail qui reste à faire pour concevoir les systèmes embarqués de demain. Les travaux décrits ici présentent des incomplétudes et les perspectives suivantes permettront en partie d'y répondre.

Tout d'abord, d'un point de vue de l'étude dynamique, l'approche modale souffre de la mise en forme encore manuelle du modèle moyen. A terme cette écriture doit être rendue automatique pour analyser le comportement dynamique de l'ASVR complet. Les travaux menés au LEG par l'équipe CDI vont dans ce sens et permettent d'être très optimiste sur une telle solution à court terme. Dès lors, on pourra mieux imaginer une optimisation multi critères sous contraintes dynamiques.

La reprise de l'approche par critères de Middlebrook pour l'étude de la stabilité d'un réseau embarqué va également être faite. Mais cette fois, avec l'utilisation des fractales pour déterminer les impédances caractéristiques du réseau en faisant le lien avec les paramètres de conception.

En fréquentiel, une approche temporelle indirecte a été appliquée jusqu'ici à des convertisseurs isolés. Pour prendre le relais sur la simulation, limitée par sa rapidité (surtout sur l'analyse des effets HF), la modélisation fréquentielle devra être appliquée à un ensemble de convertisseurs d'électronique de puissance reliés sur un même bus. Toujours en fréquentiel, des travaux doivent être menés sur l'optimisation de filtre en amont de convertisseurs sur des nouvelles structures de filtres passifs (notamment avec des éléments inductifs couplés). Les études de placement de filtres ainsi que le taux entre filtres passifs/filtres actifs doivent être poursuivies.

Dans le domaine statique, l'utilisation d'un load flow s'avère adapté en présence de convertisseurs et permet d'envisager une optimisation d'architecture de réseau. Pour cela les modèles des convertisseurs doivent tenir compte de leur rendement voire de leur masse. Ce choix d'architectures ne devra pas être découplé de l'impact sur la commande et des technologies des équipements.

Enfin, même tous ces points élucidés, le domaine du génie électrique n'est pas le seul à intervenir dans une conception d'ensemble d'un système embarqué. Entre autre, l'aspect thermique inhérent aux convertisseurs et parfois seul juge de paix dans la conception d'électronique de puissance devra être pris en compte et pourquoi pas, utilisé différemment. La possibilité d'une cogénération à l'échelle d'un système embarqué peut être réfléchi en récupérant toutes les pertes évacuées par les systèmes de refroidissement.

En d'autre terme, la tâche est encore longue pour obtenir LE réseau optimal de demain ... alors au travail les suivants !

Annexes

ANNEXE 1

Paramètres du hacheur série.

Paramètres utilisés pour l'étude de stabilité du hacheur série avec la régulation de tension de sortie via un correcteur PI. La résistance série R_f est considérée nulle.

Puissance	Tension d'entrée	Tension de sortie
5000W	350VDC	28VDC

R_f	250m Ω	K_i	4.88
L_f	200 μ H	L_h	290 μ H
C_f	100 μ H	C_h	400 μ F
K_p	0.06	R_h	28 ² /5000

ANNEXE 2

Modélisation de l'HPSG, passage du modèle triphasé exact au modèle moyen généralisé.

Rappel :

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{-jk\omega t} \quad Eq 1 1$$

où $\langle x \rangle_k(t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. Il est possible définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} \cdot d\tau \quad Eq 1 2$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad Eq 1 3$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad Eq 1 4$$

En partant de ces équations générales sur le MMG, il est possible de déterminer celui de l'HPSG en se basant que les travaux de [44] tels que :

$$\frac{d \langle i_{s1,2,3} \rangle_k}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_k - \langle V_{1,2,3} \rangle_k) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k \quad Eq 1 5$$

$$\frac{d \langle V_{DC} \rangle_k}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_i - \frac{\langle V_{DC} \rangle_k}{R \cdot C} - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle V_{DC} \rangle_k$$

Les coefficients du vecteur tension sont obtenus à partir des coefficients du vecteur de commutation est de la tension V_{DC} .

$$\langle V_{s1,2,3} \rangle_k = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle V_{DC} \rangle_i \quad Eq 16$$

En se limitant au premier harmonique des courants de phase et à la valeur moyenne de la tension continue, le MMG au sens du premier harmonique est :

$$\frac{d \langle i_{s1,2,3} \rangle_1}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_1 - \langle V_{1,2,3} \rangle_1) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 \quad Eq 17$$

$$\frac{d \langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_{-1}) + \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Le vecteur de commutation est, au sens du premier harmonique donné par :

$$\langle U_{1,2,3} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \langle u1 \rangle_1 \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad Eq 18$$

Où $\langle u1 \rangle_1 = \frac{2}{\pi j} \cdot (\cos \alpha - j \cdot \sin \alpha)$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique d'un signal rectangulaire déphasé de l'angle α .

Le modèle *Eq 17* décrit le comportement dynamique grand signaux de l'HPSG dans le repère triphasé. Pour effectuer le passage dans le repère de Park (d,q), il faut écrire la relation suivante :

$$i_{s1,2,3} = C_{32} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{avec } C_{32} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) & \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \quad Eq 19$$

Dans ce cas, les transformées des dérivées des courants sinusoïdaux sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \frac{d(C_{32} \cdot i_{q,d})}{dt} = C_{32} \cdot \frac{di_{q,d}}{dt} + \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{et } \frac{di_{q,d}}{dt} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - C_{32}^T \cdot \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \boldsymbol{\omega} \\ -\boldsymbol{\omega} & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{q,d}$$

Eq 1 10

L'application de cette transformée aux équations différentielles de l'HPSG donne :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\boldsymbol{\omega} \\ \boldsymbol{\omega} & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2} U_{1,2,3}^T \cdot C_{32} \cdot I_{q,d_sg} - \frac{V_{DC}}{R \cdot C}$$

Eq 1 11

Partant de ce modèle, le MMG à l'ordre 0 (puisque ici les grandeurs sont continues), du starter générateur est :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\boldsymbol{\omega} \\ \boldsymbol{\omega} & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (\langle E_{q,d} \rangle_0 - \langle V_{q,d} \rangle_0)$$

$$\frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{\langle I_{DC} \rangle_0}{C} - \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Eq 1 12

$$\text{Avec } \langle I_{DC} \rangle_0 = \frac{1}{2} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle C_{32} \rangle_{-1} + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle C_{32} \rangle_1) \cdot \langle I_{q,d_sg} \rangle_0$$

Au final, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A}'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + \mathbf{B}'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$

Eq III. 25

$$\text{Avec : } \mathbf{A}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \boldsymbol{\omega} m_{sg} & \frac{-\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \boldsymbol{\omega} m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{B}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{où } \|\langle u1 \rangle_1\| = \frac{2}{\pi}$$

Pour inclure la variable d'état liée à la commande (α), il suffit d'ajouter l'équation différentielle suivante.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -k_p \cdot \frac{d}{dt} V_{DC} + k_i (V_{DCref} - V_{DC})$$

Une fois linéarisée autour d'un point de fonctionnement (variables indicées par un « e »), le système complet du HPSG qui servira à l'étude dynamique petits signaux est

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle \alpha \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \langle \alpha \rangle_0 \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \\ V_{DCref} \end{bmatrix}^T \quad \text{Eq III. 26}$$

Avec

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

Bibliographie

-
- [1] :N. Retière, *Modéliser et concevoir les réseaux d'énergie électrique*, Habilitation à diriger des recherches, UJF, Novembre 2003.
- [2] :A. Emadi, M Ehsani, M.Miller, *Vehicular Electric Power Systems*, Ed Marcel Dekker
- [3] :L. Jourdan, « *Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour automobile* », 2002, thèse INPG.
- [4] :G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, *Le navire tout électrique, Propulsion et production d'énergie*, technique de l'ingénieur, D 5 610.
- [5] :D.Gondouin, F Menneron, *Nouvelles topologies de systèmes de propulsion électrique de navires*, REE N°9 Octobre 2000.
- [6] :JP.Sorrel, *Architecture, conception et protection des réseaux de distribution*, REE N°9 Octobre 2000.
- [7] :J. Courault, *Comparaison des réseaux alternatifs et continus du point de vue de leur stabilisation. Régime transitoires - pollution harmonique*, REE N°9 Octobre 2000.
- [8] :M.Valentin, *Bases d'électricité avion, protection contre les incendies*, Formation pilote, Ed Cépaduès, 1991.
- [9] : The Avionics Handbook, CrC Press, 2001.
- [10] :O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, *De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : Etat de l'art et prospective sur les réseaux de bord*, club EEA 2004 Cergy-Pontoise
- [11] : L.Bonenfant, *Modélisation et simulation du réseau électrique d'un avion. Application aux Airbus A330, A340 et A3XX*, thèse INPT, 1998.
- [12] : Science et Vie, 2005, *l'année de tous les espoirs*, janvier 2005
- [13] : Power Optimised Aircraft, contract G4RD-CT-2001-00601 under the European Communities 5th Framework Programme for Research
- [14] : A.Emadi, M.Ehsani, *Aircraft Power Systems : Technology, State of the Art and future Trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000
- [15] : Norme ABD0100 Airbus Industrie. Equipment – Design – General Requirements for Suppliers
- [16] : C.Collombet, JM. Lupin, J.Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, cahier technique n°152, Schneider Electric

-
- [17] : J.L. Schanen, *Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de Puissance*, thèse INPG, 1994
- [18] :B. Revol, *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone*, thèse UJF, 2003
- [19] :J. C. Crébier, S. Busquets-Monge, R. Gannett, D. Boroyevich, *Modelling and Analysis of High Frequency Interactions Between Cascaded Buck Derived Converters*, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, août 2001
- [20] : P.Kundur, *Power System Stability and control*, The electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, march 1994.
- [21] :P.Kundur, *Definition and classification of Power System Stability*, IEEE Transactions on Power System, vol 19, n°2, may 2004.
- [22] :R.D Middlebrook *Input filter considerations in design and application of switching regulators*, 1976 IEEE Industry Application Society
- [23] : J. Repérant, *Réseaux électriques industriels. Introduction & Ingénierie*, Techniques de l'ingénieur, D5 020.
- [24] : B. Meyer, M. Jerosolimski, M. Stubbe, *Outils de simulation dynamique des réseaux électriques*, Techniques de l'ingénieur, D4 120.
- [25] : J.P. Meinadier, *L'intégration de système*, Que sais-je ? Presses universitaires de France, 1997.
- [26] : D. Riu, *Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre un demi*, thèse INPG, 2001.
- [27] : R. Scheich, *Caractérisation et prédétermination des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance*, thèse INPG, Octobre 1993.
- [28] : R.M Popescu, *Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'électronique de puissance*, thèse UJF, Novembre 1999
- [29] : E. Morin, *Modélisation d'un réseau électrique de tramway: du composant au système*, thèse UJF, Janvier 2005
- [30] : R. D. Middlebrook, *Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators*, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, Illinois, 1976.
- [31] : Borojevic

-
- [32] : B.H Cho, B.Choi, “*Analysis and design of Multi-stage distributed power systems*”, INTELEC 1991.
- [33] : Prabha Kundur, *Power System Stability and Control*, The Electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, mars 1994.
- [34] : Ignacio J. Pérez-Arriaga, George C. Verghese, Fred C. Schweppe, *Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, Part 1: Heuristic Introduction*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, no. 9, pp3117-3125, septembre 1982.
- [35] : A. Caisley, *Etude de la stabilité des réseaux continus d'avion. Vers une méthodologie d'optimisation*, projet de fin d'études INPG-ENSIEG, 2004.
- [36] : R. D. Middlebrook, S. Ćuk, *A general unified approach to modelling switching converter power stages*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, Ohio, juin 1976, pp. 18-34.
- [37] : S.R Sanders, J.M Noworoloski, X.Z Liu, G.C. Verghese, *Generalized Averaging Method for power conversion circuits*, IEEE Power Electronics Specialists Conference 1990 pp33-340.
- [38] : S. Bacha, J.P. Rognon, J.P. Ferrieux, M.L. Bendaas, *Approche dynamique du premier harmonique pour la modélisation de convertisseurs AC-AC - Application au chauffage par induction*. Journal de physique III, Février 1995 ; pp 145-160
- [39] :S. Shenh, *Optimisation des réseaux de tramway du futur. Vers une rationalisation énergétique*, thèse UJF fin en 2007.
- [40] : F. Barruel, JL. Schanen, N. Retière, *Volumetric optimization of passive filter for power electronic input stage in the More Electrical Aircraft*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aagen, 2004.
- [41] : F. Barruel, N. Retière, JL. Schanen *Stability approach for vehicles DC power network: Application to aircraft on-board system*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005.
- [42] : D. Magot, *Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement. Application aux composants magnétiques et aux filtres passifs*, thèse INPG, Septembre 2004.
- [43] : R.Caire, N.Retière, E. Morin, M. Fontela, N. Hadjsaid, *Voltage management of distributed generation in distribution networks*, IEEE General Meeting, Toronto, Juillet 2003.
- [44] : P. Petitclair, *Modélisation et commande des structures FACTS. Application au STATCOM*, thèse INPG, Juillet 1997.
- [45] : C. Gombert, *Modèles de simulation d'actionneurs réseaux sur le logiciel temps-réel ARENE*, DEA Génie électrique INPG, Septembre 2002.

-
- [46] : <http://www.sicsafco.com/>
- [47] : M. A. Maldonado, *Power Management and Distribution System for a MEA*, IEEE AES Systems Magazine, december 1999.
- [48] : A.Emadi, M. Ehsani, *Aircraft Power System : Technology, State of the Art and future trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000.
- [49] : N.Chaintreuil, *Modélisation et stabilité des réseaux électriques embarqués : application à un réseau continu d'avion*, Stage IUP UJF, Septembre 2005.
- [50] : R.Caire, *Gestion de la production décentralisée dans les réseaux de distribution*, thèse INPG, Avril 2004.
- [51] : M. Alaa Eddin Alali, *Contribution à l' Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)*, thèse ULP, Strasbourg, 2002.
- [52] : Fang Z.Peng, *Harmonic sources and filter approaches*, IEEE Industry Applications Magazine, July-August 2001.
- [53] : www.boutique.afnor.fr
- [54] : Norme ABD0100, Equipment - Design - General Requirements For Suppliers.
- [55] : J.Arrillaga, *Power System Harmonics*, Wiley&Sons, 1985.
- [56] : D. Rivas, L. Moran, *Improving passive filter compensation performance with active technique*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol50, February 2003.
- [57] : Collombet, Lupin, Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, Cahier technique Schneider n°152.
- [58] : R.Ott, *Qualité de tension - Harmoniques*, techniques de l'ingénieur, D4264, Novembre 2002.
- [59] : JP. Ferrieux, F.Forest, *Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance*, Ed Dunod, 1999.
- [60] : L.Albert, *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile*, thèse INPG, Juillet 2004.
- [61] : H. Chazal, *Caractérisations physicochimique et magnétique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance*, thèse UJF, Décembre 2004.
- [62] : <http://www.mep.hr/pdf/Sinewave.pdf>

Université Joseph Fourier

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Génie Electrique »

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

UMR 5529

Dans le cadre de l'école doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,**

Télécommunication, Signal »

Présentée et soutenue publiquement

par

Franck BARRUEL

Le 20 Juillet 2005

Titre :

Analyse et conception des systèmes électriques embarqués.

Application aux réseaux de bord d'avion

M. JEAN PAUL FERRIEUX

Président

M. BERNARD MULTON

Rapporteur

M. XAVIER ROBOAM

Rapporteur

M. NICOLAS RETIERE

Directeur de thèse

M. JEAN LUC SCHANEN

Directeur de thèse

M. ETIENNE FOCH

Examineur

M. MARIO MARTINEZ

Examineur

Discussion pré-liminaire...

Ah... sans votre aide !? Question que je me pose pour commencer les classiques remerciements. Il y a un an, quasi jour pour jour, j'étais ici, jardin du Luxembourg à Paris en train de faire une ébauche de plan pour ce mémoire. Comparaison faite avec la version finale, il ne reste que la conclusion en commun. Pas grave. Fallait bien commencer !

Mais cela ne répond pas à ma question. Que serait-on seul face à son sujet de thèse ? Bah bien dans la mouise et intérêt à avoir un financement à rallonge... Heureusement cela n'a pas été le cas, bien au contraire. Qu'elles aient été professionnelles ou non, il y en a eu des rencontres et des échanges. Et c'est, sans nul doute, grâce à ces rencontres que je suis là le 1er août 2005 face au Sénat (ok il y a mieux comme endroit mais bon...) l'esprit léger à profiter de mes vacances (bien méritées !). Alors pour cela d'avance merci à toutes et tous.

Faire une liste exhaustive de tous les gens que j'ai rencontrés pour faire avancer directement ou indirectement le schmilblick serait hasardeux. Alors que les absent(e)s de cette liste m'excusent, ma mémoire est parfois sélective. Mais à coup sûr j'ai pensé à vous à un moment.

Premier coup de chapeau à ceux qui sont là depuis le début de cette conquête de l'espace (houlà j'm'emballe !), mes « Chefs ». Au début, ma (notre) culture aéronautique était un peu comparable à -273°C . On avoisine la température ambiante maintenant.

Enrichissante rencontre avec vous Nico et Jean Luc. Sur un sujet de recherche, le choix d'un thésard avec ses encadrants est aléatoire. Le « hasard » a été généreux avec moi. Relations humaines obligent, il y a parfois eu des noms d'oiseaux qui ont traversé mes pensées en sortie de certaines réunions. Mais au final, que de bon augure ces oiseaux. Merci de votre confiance, de votre écoute (parfois hors sujet de thèse) et bien sûr pour toutes vos idées ! C'est en grande partie grâce à des gens comme vous que je souhaite continuer à « chercher » ! Si je peux me permettre, continuez dans ce sens avec vos prochains poulains, vous êtes dans le vrai (euh Nico, soit plus cool quand même parfois face à des âmes sensibles :°))

NB : Je ris toujours en repensant à notre première réunion POA tous les trois (la seule d'ailleurs après j'ai, comme qui dirait, botté en touche !) et mon grand moment de solitude « anglais » essayant de parler de moi (car on me l'avait demandé, of course) dans un silence de cathédrale, et vous en train de vous bidonner... pfff il est très bien mon anglais !

C'est d'ailleurs à cause de ces réunions manquées de ma part, que je n'avais pas eu l'occasion de rencontrer Monsieur Foch et que trop peu Monsieur Martinez. Vous ne m'en avez apparemment pas tenu rigueur puisque vous avez accepté de participer à mon jury. Merci pour cette présence industrielle primordiale.

Le retour de personnes extérieures est évidemment l'objet de toute thèse. Merci Monsieur Multon et Monsieur Roboam pour vous être intéressés à ce travail. Le nombre de questions, remarques, critiques, de votre part m'a assuré de l'intérêt certain que vous avez porté à ce mémoire (malgré un calendrier chargé). Belle récompense pour moi. Bernard, je souhaite que notre intérêt commun pour le « renouvelable » fasse nous rencontrer de nouveau.

Reste LE président, Jean Paul Ferrieux. Comme je te l'ai dit à l'oral tu as été mon premier professeur d'EP à l'IUT et donc, le peu que ma mémoire ait bien voulu assimiler sur les convertisseurs est en grande partie grâce à toi. Tu boucles la boucle en ayant accepté de présider ce jury. Il y a des gens pour qui on a un profond respect inexplicable. Tu en fais partie.

Certaines discussions avec des personnes du laboratoire ont été d'une grande aide. Je pense notamment à Seddik (merci pour tous les conseils sur la modélisation moyenne), James (jamais très loin de mes « chefs »), Bertrand Raison pour les discussions très ... Matlab et puis la petite Delphine (qui m'a mis pour la première fois un schtroumpf entre les mains ! Je crois que l'essai a été concluant. ENORMES bisous à Olivier !).

Et puis il y a vous mesdames, Danielle, Elise, Monique (très agréable compagnie au Brésil avec l'irremplaçable Schaffou) qui mettez de la douceur à ce labo. Et toi, Jacqueline. Mille bisous et merci d'avoir été là.

Toujours planté sur mon fauteuil au Luxembourg, cette fois c'est envers ma famille que vont mes pensées. Parti au départ pour deux ans d'IUT, je me retrouve neuf ans après toujours avec ma carte d'étudiant. Désolé ! Mais surtout merci de m'avoir fait confiance et d'avoir financé en partie ces années sans jamais douter de moi. Il paraît qu'on ne choisit pas sa famille, heureusement, j'aurais eu du mal à trouver mieux.

Les ami(e)s, eux (elles), on les choisit. Encore faut-il avoir le choix. Et pour cela j'ai été gâté. Le LEG est un vivier de personnes intéressantes et attachantes.

Certaines rencontres datent d'avant la thèse. Kiki, le savoyard le plus chiant (surtout quand il a mal à l'oreille à 2h du mat' à cause de l'alcool !) mais aussi le plus adorable que je connaisse. Il aime le sport mais pas sûr que cela soit réciproque. Et surtout il débute en ski, pas glorieux pour un 73 !

JPeg, impressionnant d'efficacité au travail. Toujours un vrai plaisir de refaire le monde tous les deux autour d'un bon sky. Par contre lui aussi ne sait pas skier ! Pas grave les p'tits loups, Branck vous donnera des cours.

Merci à tous les deux pour votre compagnie de « bureau ». Pur plaisir !

Et de la même promo, il a Roger Yves Souchard (bon ok lui il tient sur des planches !), doux dingue, papa heureux. Embrasse Eléa pour moi. Puis Valdo, la force tranquille.

Ensuite il y a les rencontres avec les vieux briscards thésards avec qui je garde toujours contact. Babe (tu peux t'inscrire sur la liste des cours de ski), Goubs (toi tu fais plus souvent du surf sur le ventre), Rico (Ok bon bah là pour le ski j'me tais... j'te bats quand même au squash), Yvan, Raphy, Poj, Lolo et Damien. Deux mentions spéciales. Une à Seb Gréhant, montagnard aux idéologies proches des miennes, doux rêveur. Mon petit doigt me dit qu'on a des choses à faire ensemble... Et puis Coye. T'as intérêt à te rattraper pour le 20 Juillet si tu veux que je conserve la profonde estime que j'ai pour toi !

Je ne vais pas les lister, mais un GROS bisou à toutes vos femmes qui vous supportent... elles ont du mérite !!

Viennent ensuite les « vieux » qui restent :

RV, passé du côté obscur récemment. Merci d'être plus chauve que moi !

Guillaume, 1^{er} gros cube ensemble, 2^{ème} gros cube ensemble. Superbe compagnon de route (pas que sur le bitume) et fin pilote. Calme quand même. Ah oui, grande gueule incomparable (si si plus que moi). Merci à toi.

Relation particulière avec un homme particulier, Guybrush. Verbe haut (très haut), humour noir (très noir). Façade de pierre et peu souriant ;-) mais qui cache un cœur gros comme ça ! T'as toujours été là en cas de besoin. MERCI.

Merci à ces deux Gui pour leur aide capitale sur la « forme » de ce mémoire.

Les jeunes :

Benj, qui nous assure une relève de l'esprit EPTE. Un peu trop timide à mon goût mais il se soigne ! Guillaume. R et Alex, vrais Syrel ou faux EP (et inversement).

X, t'es malade tu le sais. Mais t'es un sacré foutu drôle de personnage ! Si je reste dans le coin l'année prochaine, je garantis de mouvementer ta rédac ! Calme quand même la bière...pour ton ventre plat !

Mister Andrew. Merci pour ton aide précieuse. Et en plus tu as réussi à me faire apprécier les anglais (sauf au Rugby). Clin d'œil aussi à tous mes stagiaires.

Mes dernières pensées vont à Corinne, Adi, Nataliya, et une mention spéciale à Mariya. Vous avez supporté notre humour masculin tous les jours. Pour cela vous méritez une palme d'or. Mais surtout vous avez mis de la couleur dans notre quotidien. Merci jolies fleurs.

Et puis il y a toi. Belle petite Elfe. Patience immodérée, courage sans faille, toujours à l'écoute, cette thèse est aussi la tienne. Grâce à toi, nous sommes arrivés à cet équilibre extra...ordinaire entre deux personnes. Mais après tout... on nous l'avait bien dit !

Sommaire

<i>Discussion liminaire...</i>	11
<i>Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le navire – vers une migration au tout électrique</i>	15
1 Définition des réseaux embarqués	17
2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies	17
2.1 L'automobile	17
2.2 Le navire	20
2.3 Quid de l'aéronautique civil ?	23
2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution	23
2.3.2 Le POA, ses enjeux	28
3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau	30
3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire	30
3.2 Les effets fréquentiels	31
3.3 Les risques d'instabilité	38
4 Ce qu'il faut retenir...	41
<i>Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et la conception des réseaux embarqués – vers une conception ensembliste</i>	43
1 Introduction	45
2 Processus de conception des réseaux	46
3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?	49
3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle	49
3.2 Le domaine statique	50
3.2.1 Méthode du Load flow	51
a Principe et modélisation	51
b Application à un réseau de bord	53
3.2.2 Modélisation harmonique	56
3.3 Le domaine dynamique	60
3.3.1 Critères de « Middlebrook »	61
3.3.2 Approche modale	66
a Représentation d'état et linéarisation	66

b	Valeurs propres et vecteurs propres	68
c	Matrices modales et réponse temporelle	68
d	Sensibilité et facteur de participation	69
e	Modélisation moyenne	73
f	Synthèse sur l'analyse modale	76
4	Les outils	77
5	Eléments vers une conception ensembliste	78
Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC		81
1	Objectifs de l'étude	83
2	Analyse modale d'un convertisseur DC/DC	83
2.1	Ecriture du modèle	83
2.2	Comparaison avec Middlebrook	85
2.3	Analyse modale	87
3	Application à l'ASVR	91
3.1	Modélisation individuelle ou d'ensemble ?	92
3.2	Modélisation et identification des modes	94
3.2.1	HPSG	94
a	Modélisation	94
b	Identification des modes	99
3.2.2	FPM	100
a	Modélisation	100
b	Identification des modes	103
3.2.3	Modèle complet	104
a	Modélisation	104
b	Identification des modes et étude de sensibilité	106
3.3	Analyse pour la conception	109
4	Vers une modélisation plus fine et l'optimisation	112
5	Conclusion	115
Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires		117
1	Positionnement de l'étude	119
2	Le filtrage	120
2.1	Les filtres passifs	120
2.2	Les filtres actifs	122
2.3	Les filtres hybrides	123
3	Etude d'une structure filtre plus convertisseur	123

3.1	Effet de l'inductance de lissage	124
3.2	Insertion d'un filtre résonant	125
3.3	Calcul du volume des éléments réactifs	128
3.3.1	Volume d'une inductance	128
3.3.2	Volume d'un condensateur	129
3.3.3	Application à la structure passive étudiée	130
4	Processus d'optimisation du volume d'un filtre	131
4.1	Modélisation du pont	131
4.2	Principe de l'optimisation	132
4.3	Application	134
5	Vers l'aide à la conception des réseaux de bord	135
5.1	Optimisation sous contraintes aéronautiques	135
5.2	Aide au choix des contraintes	138
5.3	Aide au choix de la localisation	139
6	Quid de la fréquence variable ?	141
7	Conclusion	142
	<i>Discussion finale...</i>	<i>143</i>

Discussion liminaire...

« *Analyse et conception des systèmes embarqués* », voilà un titre bien présomptueux ! Il est vrai que ces systèmes subissent de profondes mutations et doivent être repensés. L'essor de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier est sans aucun doute la cause principale de cette refonte. Fiabilité, modularité, masse, souplesse de fonctionnement sont des qualités qui ne sont plus discutables pour ces nouveaux modes de conversion d'énergie. Face à cela, les idées d'application et d'utilisation n'ont cessé de germer dans la tête des concepteurs de systèmes embarqués. La tendance est claire : il faut intégrer au maximum la conversion et la distribution électrique aux dépens de l'hydraulique et du mécanique. Le constat est déjà là pour le prouver, automobile, aviation, train, tramway, navire migrent tous vers le « plus » voire le « tout » électrique. Les projets ne manquent pas et les retombées sont déjà visibles. Qui ne peut constater l'évolution faite de la célèbre « 2 chevaux » à la nouvelle C3 ? De la même manière, la comparaison entre le premier train alimenté par caténaire et le nouveau TGV en dit long sur l'apport d'organes électriques. L'A380 assurera sans nul doute une aisance de pilotage et un confort autres que ceux proposés dans le premier Caravelle. Plusieurs autres exemples illustrent de cette migration au tout électrique peuvent être cités. Ils possèdent tous les caractéristiques suivantes :

- confort,
- sécurité,
- coût,
- environnement.

La cause est donc acquise, les systèmes embarqués de demain seront tout électriques ou ne seront pas !

Dès lors, de nouvelles réflexions doivent être menées sur le réseau électrique embarqué. On ne peut, en effet, augmenter sans cesse la puissance des alternateurs pour assurer la fourniture électrique des nouvelles charges insérées sans repenser le réseau dans sa globalité. Le choix du type d'alimentation (alternatif ou continu), le niveau de tension à appliquer, les règles de protection, l'architecture garantissant une fourniture optimale sur les charges « vitales », sont autant de points clé à analyser.

La tâche n'est pas aisée puisque en parallèle des contraintes de qualité/continuité d'alimentation peuvent venir s'ajouter le volume, le coût et la masse selon le système embarqué (navire, voiture, avion).

L'aéronautique, notre cas d'étude, est directement concernée par le souci de légèreté ! A l'heure où l'A380, le plus gros porteur jamais conçu, effectue ses premiers essais en vol, la revue « Science & Vie » titre son numéro de janvier 2005 : « A380, et s'il était trop lourd... ». Il faut donc chercher à gagner des grammes. Côté électrique, le nouveau fleuron d'Airbus va pourtant dans le bon sens. Le système électro-hydraulique de génération de bord (lourd et coûteux en maintenance) qui assurait jusqu'à présent une fréquence fixe de 400Hz a été supprimé et celle-ci devient variable entre 360Hz et 800Hz. Le pendant de ce changement est le besoin d'insérer de nouveaux convertisseurs statiques en étage d'entrée pour « absorber » ces variations. De plus, contrairement aux précédents Airbus qui en comportaient trois, l'A380 n'aura que deux circuits hydrauliques, le troisième étant remplacé par un électrique. Le niveau de pression au sein de ces circuits est également augmenté. Le gain estimé est de 1.2t tout de même.

Le projet européen **Power Optimised Aircraft** dans lequel se sont inscrits nos travaux est principalement axé sur les points qui viennent d'être abordés. Quels seront les effets d'un réseau à fréquence variable avec les nombreuses charges non linéaires que sont les convertisseurs statiques ? Quelle est la meilleure architecture possible ? Est-ce que le passage à un réseau continu peut permettre de gagner de la masse ? Si oui, avec quel niveau de tension ? Car si les convertisseurs statiques possèdent des avantages indéniables, ils ont aussi leurs inconvénients (en dehors du coût) et peuvent conditionner ces nouveaux choix.

Tout d'abord d'un point de vue fréquentiel, l'augmentation de tels étages d'entrée induit des perturbations harmoniques sur le réseau. Leurs conséquences sont bien connues : pertes supplémentaires, échauffement des câbles, distorsion de la tension d'alimentation, etc. Le gabarit normatif sur les différentes fréquences multiples du fondamental est donc très sévère.

D'un point de vue dynamique, ces nouvelles charges peuvent être déstabilisantes lors de petites variations autour d'un point d'équilibre ou lors de transitoires brutaux. Ces problèmes de stabilité sont principalement imputables aux régulations qui génèrent de nouveaux modes sur le réseau et peuvent, en cas de mauvais réglage, créer des oscillations voire l'instabilité complète du système.

Tout le problème consiste donc à analyser les effets fréquentiels, statiques et dynamiques. Quels sont les méthodes et les outils à employer suivant le domaine observé ? En bref, comment suppléer à l'empirisme (toujours indispensable mais qui montre ses limites en terme d'optimisation) quasi centenaire des concepteurs de réseau d'avion ?

Aussi, après avoir fait dans le premier chapitre, un rapide survol historique sur l'évolution des réseaux embarqués et des conséquences sur la prolifération de ces nouvelles charges, le second chapitre de ce mémoire sera entièrement dédié aux outils et méthodes envisageables pour concevoir de manière optimale les futurs réseaux. Les deux chapitres suivants viendront illustrer cette réflexion sur la conception. L'un proposera une méthode d'analyse de stabilité permettant, en plus du respect des critères dynamiques imposés, une aide à la conception (en gardant toujours comme objectif une minimisation du volume et /ou de la masse). L'autre chapitre sera basé sur la (dé)pollution harmonique avec la proposition d'outils génériques permettant de minimiser le volume des filtres passifs et actifs tout en garantissant le respect des normes.

Dès lors, tous les outils seront-ils donnés pour définir LE réseau optimal ? Certes non. Compte tenu de la non prise en compte de certains aspects électriques et des aspects mécaniques ou thermiques, on ne peut prétendre à un tel résultat. Alors si le titre paraît annonciateur, il faut modestement parler de *contribution* vers cet objectif qu'est la conception...bonne lecture.

**Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le
navire – vers une migration au tout électrique**

1 Définition des réseaux embarqués

Avant propos, il est utile de définir ce qu'est un réseau embarqué [1]. En opposition au réseau de distribution public, il se différencie par une faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes isolés. Dans la littérature, on parle aussi de réseau d'alimentation ou de bord suivant les systèmes étudiés. Ces derniers sont nombreux. Voitures, avions, navires, tramways voire les réseaux industriels ou îlotés, constituent des cas d'application où le réseau électrique fonctionne partiellement ou continûment de manière isolée. Ces réseaux sont fortement non linéaires car ils sont composés en grande partie de convertisseurs électriques. L'architecture est de type radiale et non maillée et le flux de puissance est unidirectionnel. Ainsi, les problèmes d'interconnexions entre plusieurs sources d'énergie sont moins susceptibles d'apparaître mais néanmoins existants, par exemple, lors de conditions anormales mais ne sont pas traités dans ce mémoire.

2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies

Depuis les années 80, les réseaux embarqués n'ont cessé de prendre de l'importance. Ce changement n'est pas étranger à celui de l'électronique de puissance, bien au contraire. La fiabilité, la robustesse et la souplesse de fonctionnement offertes par les convertisseurs statiques lorsqu'ils sont associés ou non à des machines électriques ont naturellement conduit à leur utilisation massive. De fait, les convertisseurs deviennent le cœur même des réseaux embarqués et leurs effets, notre principale source de recherche. Afin d'illustrer ces propos, voici un rapide tour d'horizon non exhaustif dans des domaines connus tels que l'automobile, le maritime et l'aéronautique. Ce dernier sera davantage présenté étant donné qu'il reste le cas d'étude de ce mémoire.

2.1 L'automobile

Le mode de transport le plus utilisé dans les pays développés est très représentatif de la migration vers le « plus électrique ». Les chiffres de Renault sont éloquentes ; en 1980 une Renault 5 consommait une puissance électrique inférieure à 500W alors qu'en 2005, le futur monospace de la gamme consommera 5kW, soit dix fois plus en 25 ans. Certains « visionnaires » de l'automobile parlent même d'atteindre 40kW en 2030 !

Les causes de cette croissance exponentielle sont principalement issues de quatre facteurs :

- le confort,
- la sécurité,
- l'environnement,
- le coût.

En effet, améliorer sa qualité de vie et son confort sont des causes communes à bien des personnes et cela passe pour certains par son propre véhicule. Les constructeurs proposent ainsi des prestations variées. Sièges chauffants, vitres électriques, GPS, climatisation, direction assistée deviennent des accessoires standardisés. Ces équipements sont les plus grands consommateurs d'électrons.

La volonté d'augmenter la sécurité du passager va également dans le sens du développement des systèmes électriques. L'aide au freinage, au maintien de la tenue de route ou encore la direction assistée sont des fonctions qui sont réalisées par l'intermédiaire d'actionneurs électriques. Pour demain, des projets sont en cours sur l'utilisation de câbles en fibre optique, transmettant les données fournies par des servo-systèmes et des capteurs électroniques à un ordinateur de bord. Ainsi, on peut envisager un avenir où les commandes utilisées par le conducteur (volant, pédales, levier de vitesse) seront gérées par de tels câbles. Tout ceci sera de bon augure pour le conducteur mais demande là encore une alimentation électrique.

Un troisième aspect écologique vient étayer l'utilisation de l'électricité à bord des voitures. La réduction d'actionneurs et de transmissions mécaniques et hydrauliques, au profit d'organes électriques, induit un gain de masse et donc une baisse de la consommation thermique de la voiture et indirectement des produits polluants. L'apport de l'électrique doit également permettre une meilleure utilisation du moteur (injection électronique) et donc une durée de vie accrue.

Enfin, pour l'aspect financier, le développement considérable de l'électronique de puissance a eu pour effet de réduire son prix et de faciliter son développement au sein des voitures.

Le virage vers le « plus électrique » est pris depuis longtemps. Dès lors, la gestion de l'énergie électrique devient plus complexe et le réseau actuel 14VDC n'est plus adapté (Figure I-1). L'augmentation de la puissance à fournir induit une augmentation de la taille des câbles et donc du poids. Pour répondre à ces conséquences coûteuses dans un système embarqué, une solution est de monter le niveau de tension. Ainsi, pour une même puissance absorbée, les niveaux de courant circulant dans les câbles seront moindres [2].

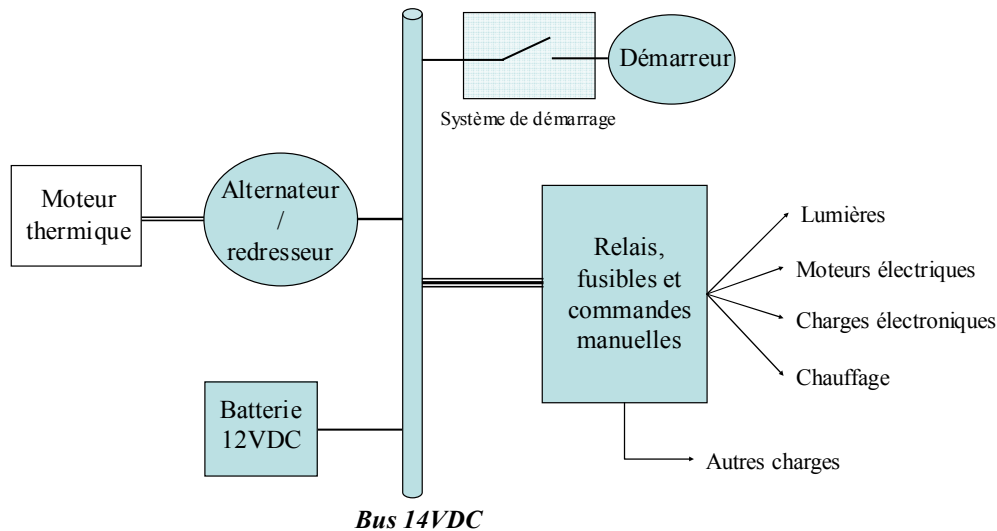


Figure I- 1 : Réseau de bord actuel 14VDC

Ce niveau de tension a été fixé à 42VDC principalement pour des raisons de sécurité des personnes. Cependant, la présence de charges fonctionnant encore sous 14VDC dans les stocks des équipementiers a amené les constructeurs à une solution hybride avec les deux niveaux de tension (Figure I- 2). Mais hormis le lobbying des fabricants, la présence de deux réseaux distincts permet un découplage dans l'alimentation des charges. En effet, et l'automobile n'est pas le seul cas, on voit se profiler dans les réseaux embarqués un bus qui alimente les charges dites de puissance et un autre où sont connectées les organes destinées à la communication au sein du véhicule ou des actionneurs de faible puissance. Dans le cas du réseau 42-14VDC, c'est un hacheur qui assure la conversion DC/DC entre ces bus. Celui-ci a d'ailleurs fait l'objet de nombreuses études tant sur sa conception que sur ses effets (notamment dynamiques) sur le réseau [3].

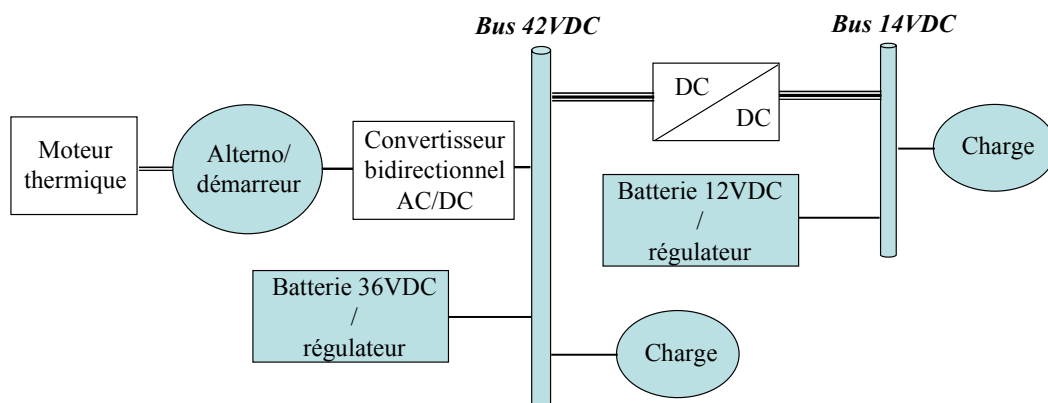


Figure I- 2 : Réseau 42/14VDC

La génération électrique se voit également modifiée. L'évolution des technologies sur les machines aidant, le démarreur et l'alternateur ne forment plus qu'un seul système, dont un redresseur réversible commandé assure le raccordement au réseau.

Le réseau des voitures hybrides (TOYOTA Prius, HONDA Insight) est très semblable à celui de la Figure I- 2. En dehors des charges électriques encore plus nombreuses, seul l'ajout d'un moteur électrique sur le bus continu « haute tension » (via de nouveau un convertisseur) change du précédent.

Le constat est ainsi clair, l'architecture du réseau électrique des nouvelles voitures est fortement composée d'organes à base d'électronique de puissance qui sont vus comme des charges non linéaires et dont les effets électriques doivent être quantifiés.

2.2 Le navire

Dans des proportions différentes, un autre exemple significatif de cette migration au tout électrique est le cas des navires. Sans parler des bateaux militaires, les navires de croisière ont bien évolué. Ces villes flottantes ont su également tirer un grand bénéfice de l'évolution de l'électronique de puissance. La première propulsion électrique ne date pourtant pas d'hier. Dans les années 1930, le *Normandie* était équipé de machines électriques permettant d'entraîner les quatre hélices de 40000 ch chacune. « Cependant, il s'agissait à l'époque, de systèmes du type « arbre électrique » entre la turbine à vapeur et l'hélice, en remplacement de la longue ligne d'arbre et de réducteur associé. Par « arbre électrique » on entend une liaison borne à borne entre génératrice et moteur, laquelle, aux puissances considérées, ne pouvait se faire que par des « arbres » constitués par un alternateur entraîné par une turbine et un moteur synchrone ou asynchrone » [4]. Il faut attendre le début des années 90, et comme nous l'avons dit précédemment, le développement de l'électronique de puissance, pour voir l'application des systèmes modernes d'alimentation et de commande sur les machines de propulsion [5]. De plus, au même titre que les voitures, le « standing » à bord change ! Ascenseur, piscine, salles vidéo, restaurants et bien d'autres ... viennent alourdir la consommation électrique embarquée. C'est pourquoi, dans les années 90, le « navire tout électrique » a fait l'objet de nombreux projets. Architecture, conception, protection des réseaux, choix du continu ou de l'alternatif, tous ces aspects ont fait (et font encore) l'objet de réflexions et d'analyses pour se préparer au paquebot de demain (cela concerne aussi les navires militaires) [6].

L'architecture « standard » telle qu'elle est en ce moment dans les navires est donnée Figure I- 3. La production d'énergie est assurée par des groupes électrogènes dont la puissance est fonction de la taille du bâtiment. Mais à titre d'exemple, pour un navire de 22000 t (le Queen Mary II en fait 150 000 t !), la production électrique est d'environ une dizaine de mégawatts en navigation à 15 nœuds (le double à 20 nœuds) répartie de la manière suivante :

- 2 x 2.7 MW pour la propulsion principale (2 x 9.2 MW à 21 nœuds),
- 2 x 1 MW pour la propulsion auxiliaire,
- 2 x 1 MW pour les compresseurs d'air conditionné,
- 4 MW pour le réseau de bord (440V, 60Hz) qui assure l'alimentation de toutes les autres charges (servitudes).

Soit au total quatre groupes de 6.3 MW qui sont connectés à un réseau de 6.6 kV. Les charges liées à la propulsion et l'air conditionné sont directement alimentées par ce réseau (Tableau MT) et les autres passent par l'intermédiaire d'un transformateur 6.6kV/440V (Tableau BT).

Il est intéressant de noter la présence de filtres harmoniques qui assurent un taux de distorsion inférieur à 5% sur la tension BT quel que soit le régime de fonctionnement de la propulsion et limitent également les amplitudes des courants harmoniques. En effet, la prolifération des étages d'entrée des chaînes de conversion électromécanique (bien souvent des ponts de diodes triphasés) génère des harmoniques dits basses fréquences. En cas de charges équilibrées, ces structures créent des courants harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13, etc. Ces derniers s'accompagnent non seulement de pertes dans les câbles et les éléments bobinés, mais surtout de perturbations sur le couple et la vitesse des machines connectées au réseau, d'où l'obligation de filtrage. Mais cela induit des contraintes en taille - masse - argent.

Le réseau continu est-il la solution de demain pour réduire l'encombrement de l'ensemble des constituants du réseau ? Quelles sont les conséquences sur les harmoniques (si ils sont supprimés en BF, il reste néanmoins les problèmes de CEM) ou sur la stabilité du système ? Sans rentrer dans le détail, il est possible de faire une analyse qualitative [7].

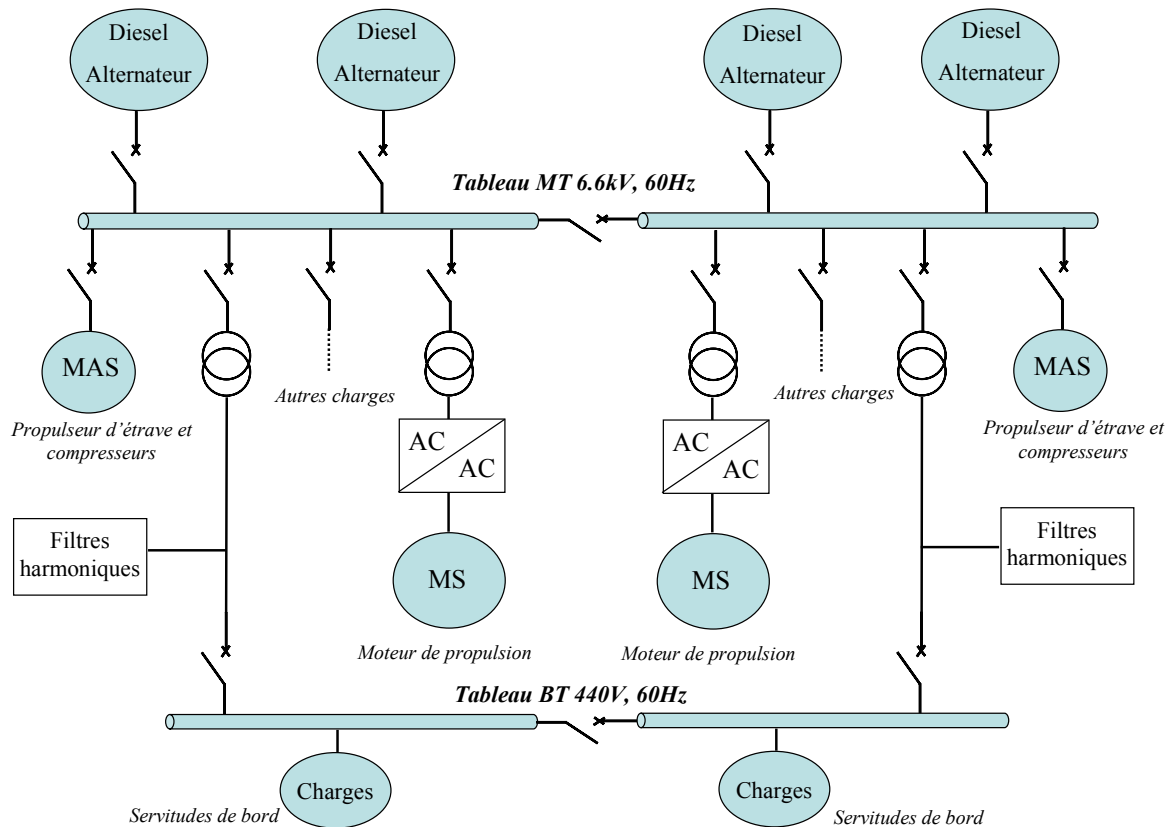


Figure I- 3 : Installation classique de production diesel-électrique d'un navire [7]

Du point de vue des harmoniques, si la suppression des « étages d'entrée » qu'engendre le passage au continu permet de s'affranchir de leurs effets BF sur le réseau, il reste les perturbations liées aux fréquences de découpage des interrupteurs (IGBT). Sans la présence de filtres (cette fois CEM), ces courants hautes fréquences peuvent se répartir sur l'ensemble du réseau et ne sont limités que par l'impédance des jeux de barres. En plus de la présence de ces nouveaux filtres, il faut bien voir que toutes les charges doivent être alimentées par l'intermédiaire de convertisseurs. Autrement dit, même les charges qui fonctionnent à fréquence fixe (et qui n'ont pas besoin de système de conversion dans le cas d'un réseau alternatif) doivent être maintenant munies d'électronique de puissance. Conclusion, on gagne d'un côté ce que l'on perd de l'autre !

En ce qui concerne la stabilité, la présence exclusive de convertisseurs commandés devant chaque charge augmente très significativement le nombre de modes présents sur le réseau. L'interconnexion de ces organes accroît donc le risque de présenter des modes instables. Si pour l'instant cette notion de « mode » reste peu détaillée, elle le sera plus amplement puisqu'elle fait l'objet du chapitre IV.

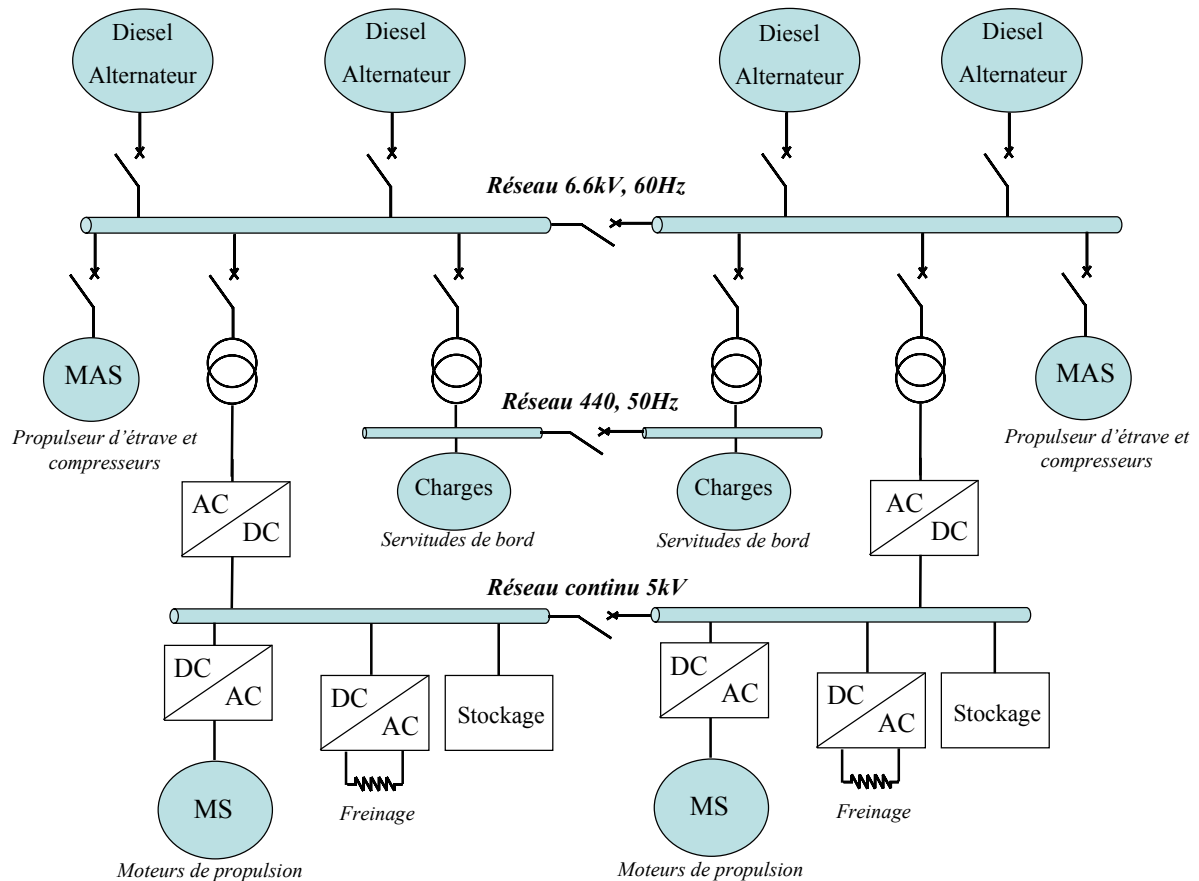


Figure I- 4 : Schéma de principe d'un réseau de navire avec une partie DC [7]

Enfin, il reste la difficulté du niveau de tension. Pour les puissances liées à la propulsion, il faut envisager un réseau compris entre 3 et 5kV. Ce niveau n'est évidemment pas applicable aux servitudes de bord, d'où la présence d'autres réseaux auxiliaires.

Compte tenu de tout cela, l'architecture la plus envisageable à ce jour reste un mixte entre continu et alternatif telle qu'elle est donnée schématiquement sur la Figure I- 4.

2.3 Quid de l'aéronautique civile ?

2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution

Comme les deux précédentes illustrations de cette migration au tout électrique, l'aéronautique civile n'est pas en reste. Là encore les chiffres parlent d'eux-mêmes. Dans les années 50, le premier avion civil long courrier (la Caravelle SE 210, 80 passagers) consommait environ 27kW avec une distribution électrique de 28V en continu. A l'époque, l'ensemble des commandes était hydraulique et mécanique. Début 70, Airbus commercialise l'A300 (260 passagers) et la consommation est de 250 kW avec une distribution complètement revue.

Le réseau principal est de 115V alternatif triphasé à 400Hz. Pourquoi ce changement et ces choix ? La réponse est encore liée à la masse. Tout d'abord, les machines à courant alternatif peuvent sans problème tourner à des hautes vitesses (12000 tr/min). Or, à puissance égale, la masse est très approximativement inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite (rapport entre 50 et 400Hz). Dans ces conditions, pourquoi cette limite en fréquence ? Cette fois la raison est purement financière. En effet, le gain de masse se fait principalement sur le circuit magnétique qui, à plus haute fréquence, nécessite une toute autre conception et une technologie bien plus onéreuse [8]. En ce qui concerne le niveau de tension, l'origine est plus difficile à trouver mais c'est sans nul doute la taille des conducteurs vis à vis de leur densité de courant admissible qui est la raison de ce choix. A ce jour, le réseau principal des avions civils possède toujours ces caractéristiques.

A la fin des années 80, l'Airbus A320 consomme 300kVA, soit guère plus que son prédécesseur, mais il sonne le glas des anciennes commandes de vol. Doté d'un système appelé « **Fly by Wire** », les commandes deviennent électriques et l'ancien « manche à balai » est mis au placard ! Tellement sécurisante et souple d'utilisation, cette nouvelle technologie sera appliquée par les autres avionneurs[9]. De plus, l'avionique à bord devient entièrement numérique (Figure I-5).



Figure I- 5 : A gauche, cockpit de la Caravelle, à droite celui de l'A380 ; 50ans d'évolution

Dans le même temps, le confort et la sécurité ne font que croître au fil des avions. Sièges électriques, vidéo, cuisines, prises de courant... viennent améliorer la vie du passager.

Quant à la sécurité et à la souplesse de fonctionnement : actionneurs, capteurs, dégivrage, freinage, ne sont que quelques exemples de la montée en puissance des systèmes électriques.

Avant de finir le survol historique par le dernier fleuron d'Airbus, il est utile de décrire une architecture type d'un gros porteur (A330 par exemple, Figure I- 6).

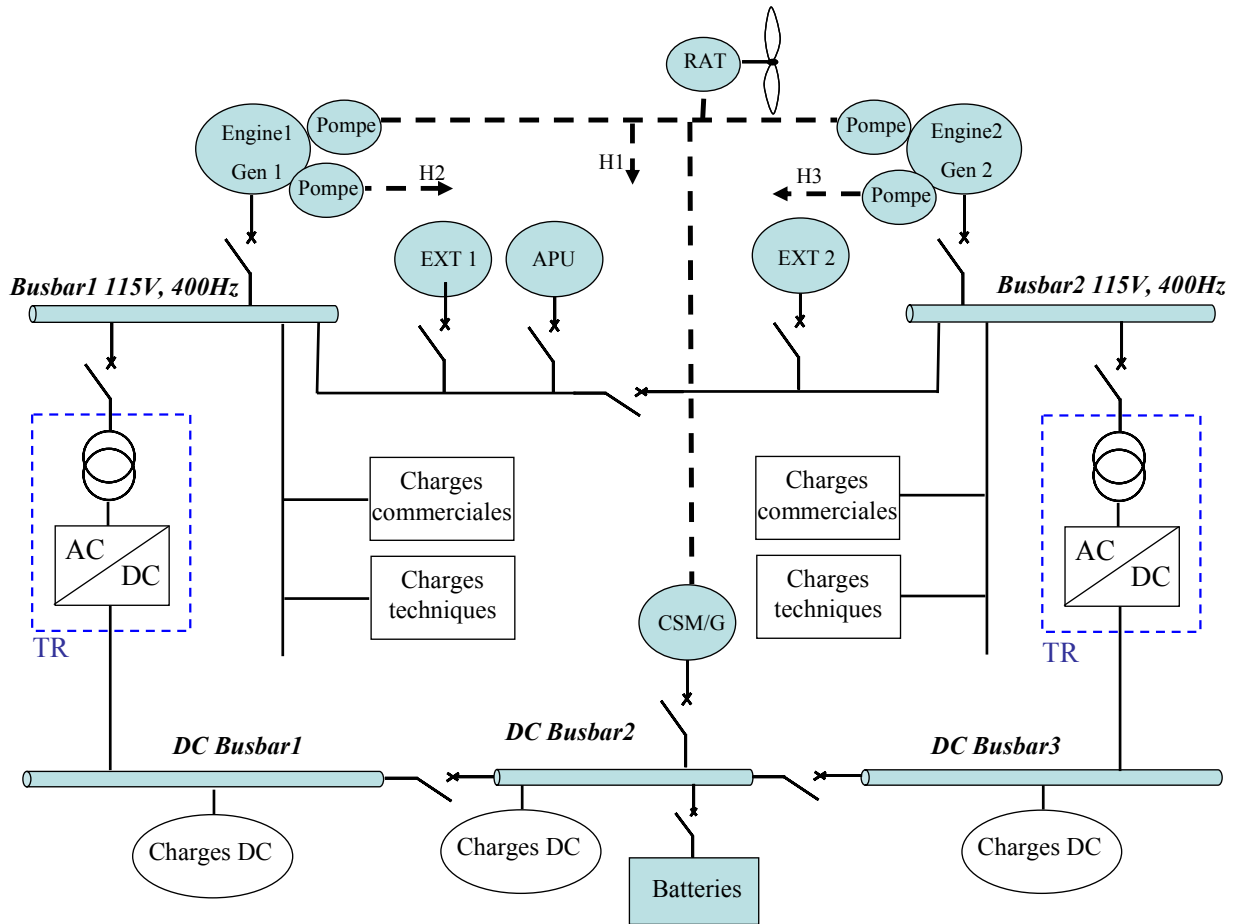


Figure I- 6 : Architecture type du réseau électrique d'un biréacteur. Circuits hydrauliques en tirets (H1 à H3) [10].

Deux alternateurs sont connectés aux turbines (Engine+Gen) et alimentent séparément un busbar de 115V-400Hz. L'ensemble des charges de forte puissance (commerciales ou techniques) est branché sur ce busbar. Pour assurer la constance de la fréquence, un système électro-hydraulique permet de fixer une vitesse constante sur l'arbre de la machine (**C**onstant **S**peed **D**rive). L'ensemble alternateur plus CSD est appelé **I**ntegrated **D**rive **G**enerator. La Figure I- 7 décrit la structure trois étages classique d'un alternateur d'avion. Une machine à aimants permanents (PMG) assure l'alimentation d'une excitatrice par le biais d'un ensemble redresseur plus convertisseur DC-DC. Cette dernière est un alternateur inversé pour lequel l'induit est connecté à un pont de diodes tournant qui permet d'exciter l'alternateur principal. La régulation de tension est assurée en jouant sur l'excitation de l'alternateur principal. L'intérêt d'une telle structure est sa fiabilité et son faible coût de maintenance puisque le système est sans balais et autonome.

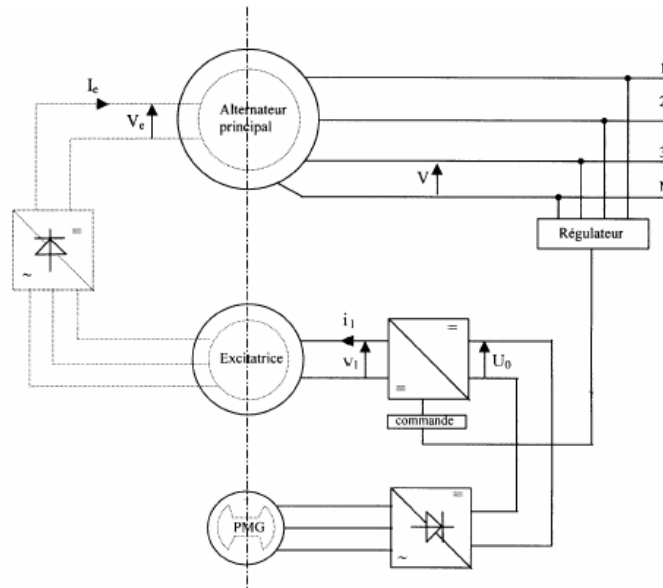


Figure I- 7 : Architecture et principe de la régulation de tension

Dans certaines conditions, une source électrogène auxiliaire (**Auxiliary Power Unit**), souvent en queue d'avion, assure la génération d'air pour le démarrage des moteurs et le conditionnement de la cabine (elle est donc principalement utilisée au sol, contrairement aux idées reçues).

Deux prises de parc (Ext A et B) permettent d'alimenter l'avion quand celui-ci est à l'arrêt. Un transformateur redresseur (TR) assure la conversion entre le busbar alternatif et continu (28VDC). Sans entrer dans le détail des éléments, la structure est composée d'un filtre d'entrée, d'un transformateur, de deux ponts de diodes, d'une inductance d'interphase et d'un filtre de sortie. Le système est ainsi dodécaphasé afin de faciliter le filtrage des harmoniques de courant générés et de réduire les ondulations de tension en sortie [11].

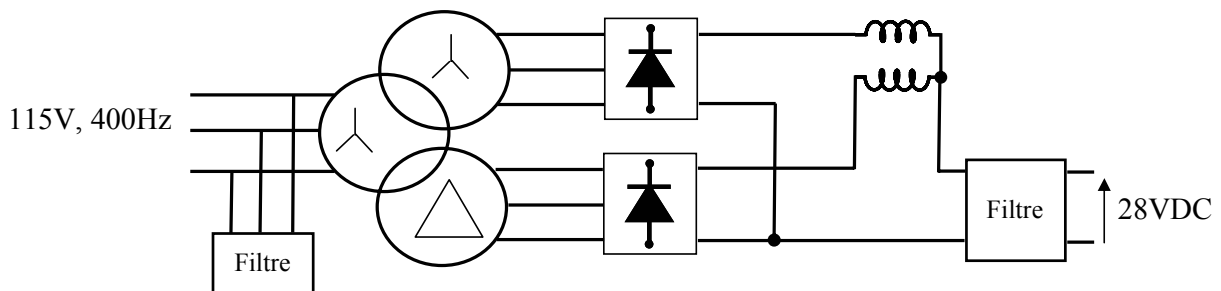


Figure I- 8 : Schéma d'un Transformateur Redresseur

Enfin, coté secours, des batteries branchées sur le busbar DC assurent l'alimentation des organes de vol vitaux. De plus, une éolienne de secours (**Ram Air Turbine**) permet à la fois de pressuriser un circuit hydraulique (H1) et d'assurer la fourniture électrique de ces mêmes organes via un alternateur de quelques kW (**Constant Speed Motor /Generator**).

Un niveau supérieur de contrôle et de pilotage (non représenté sur la figure) gère les régulations et les systèmes de protection tant sur l'alternateur que sur les charges.

En ce qui concerne les circuits hydrauliques, il en existe trois indépendants (H1, H2 et H3) dont la génération est assurée par des pompes. Chacun de ces circuits possède un accumulateur (non représenté sur la figure) qui permet d'absorber les variations de pressions. L'un de ces circuits, on vient de le dire, sert également de secours.

L'A380 se différencie nettement de la précédente architecture et traduit le souhait des avionneurs d'aller vers le plus électrique. Tout d'abord, du point de vue de la puissance installée à bord, celle-ci passe à 600kVA avec quatre générateurs à fréquence variable de 150kVA chacun. Le précédent système IDG devient VFG (pour **V**ariable **F**requency **G**enerator) en s'affranchissant du système CSD. Si cette modification paraît minime, elle a tout de même pour conséquence de revoir l'ensemble des charges électriques par les équipementiers car la fréquence peut désormais varier entre 360Hz et 800Hz (cf Figure I- 9 et Figure I- 10). La tension est toujours régulée à 115V/200V.

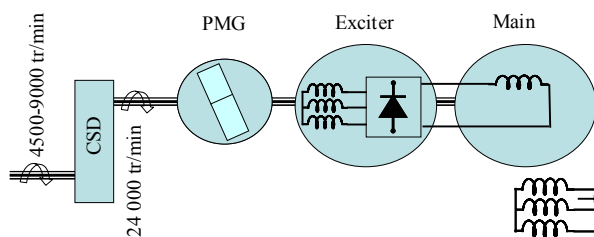


Figure I- 9 : Principe du système IDG [10]

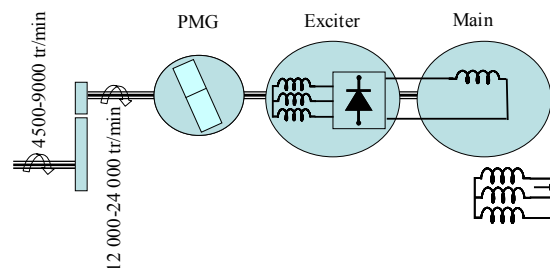


Figure I- 10 : Principe du système VFG [10]

Deuxième différence par rapport aux anciens Airbus, en plus des commandes de vol électriques, les actionneurs sont eux aussi plus « électriques ». Ainsi, les vérins et machines hydrauliques sont remplacés par de nouveaux systèmes tels que les EHA (**E**lectro-**H**ydrostatic **A**ctuator) et EMA (**E**lectro-**M**echanical **A**ctator) qui représentent maintenant plus d'un tiers des actionneurs à bord de l'avion (Figure I- 11). La partie électrique de ces actionneurs est composée d'un étage d'entrée par pont de diodes puis d'un onduleur commandé en courant. Le niveau de tension du bus continu de chaque onduleur est de 270 VDC pour une puissance de plusieurs kilowatts.

Enfin, le système de secours via la RAT devient entièrement électrique, d'où la suppression complète d'un circuit hydraulique (H1 n'existe plus et la RAT est directement connectée au bus alternatif). Avec l'augmentation de la pression du liquide, le gain de masse est estimé à 1.2 t [12].

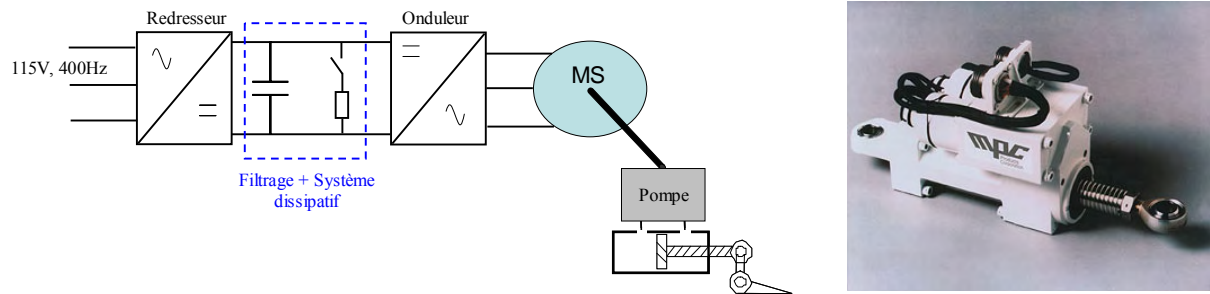


Figure I- 11 : Schéma de principe d'un Electro-Hydrostatic Actuator et photo d'un Electro-Mechanical Actuator

Ainsi, en 50 ans, la puissance électrique installée a été multipliée par 20 ! Et tout laisse à penser que cela ne va pas s'arrêter là si l'on en juge la Figure I- 12. Autant les charges dites techniques auront légèrement tendance à diminuer, autant les charges commerciales prendront leur « envol ». C'est principalement face à ce constat qu'est né le projet européen **Power Optimised Aircraft** débuté en janvier 2002 [13].

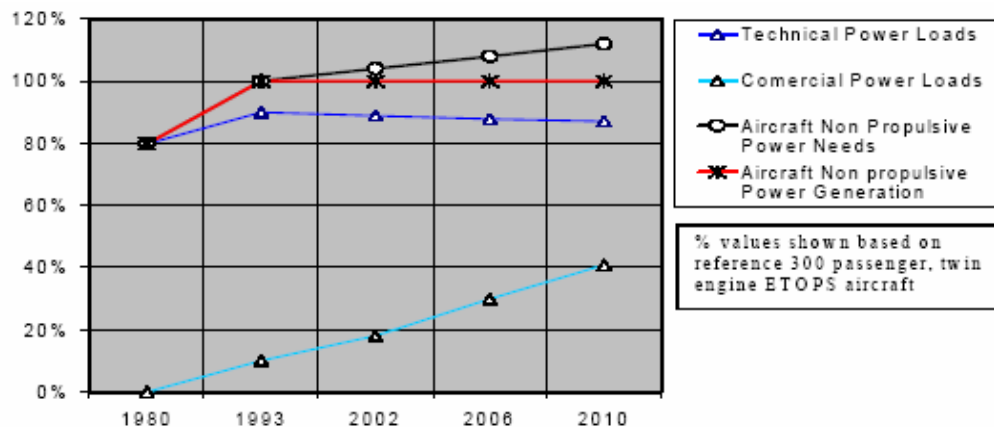


Figure I- 12 : Estimation de la puissance à fournir [13]

2.3.2 Le POA, ses enjeux

Le POA a pour principal objectif d'obtenir une réduction de la consommation de puissance non propulsive avec les nouveaux systèmes électriques disponibles. Cela va même plus loin puisqu'au départ du projet, les objectifs à atteindre sont les suivants :

- réduire dans certaines configurations de vol, les pics de consommation de puissance non propulsive de 25%,
- réduire dans sa globalité la consommation de puissance non propulsive,
- réduire de 5% la consommation de kérosène,
- réduire la masse totale de l'appareil,

- réduire les coûts de maintenance,
- ne pas augmenter les coûts des équipements,
- augmenter la fiabilité et la sûreté.

L'avion de référence est l'Airbus A330 (en terme de masse, de coût, de consommation, etc) qui est un biréacteur d'une capacité de 300 passagers.

Pour arriver à ces objectifs, plusieurs réflexions sont menées. La principale s'axe autour de l'architecture du réseau elle-même. Il faut trouver l'architecture « optimale » qui permet d'inclure les nouveaux systèmes tout en atteignant les objectifs fixés (Figure I- 13 et Figure I- 14). De la même manière que pour les navires, un réseau principal en continu apparaît comme une solution viable et implique une étude approfondie (ici le niveau serait de 350VDC) [14]. Mais au préalable, cela implique une analyse poussée du comportement des charges qui deviennent toutes munies de convertisseurs et dont la mise en réseau soulève des interrogations. Les nouvelles technologies d'actionneurs (EHA, EMA) sont ainsi testées individuellement puis connectées sur le réseau. Au même titre, tout le système de génération (turbines, alternateurs, électroniques, commandes) est repensé pour amener une solution plus « compacte » et plus légère.

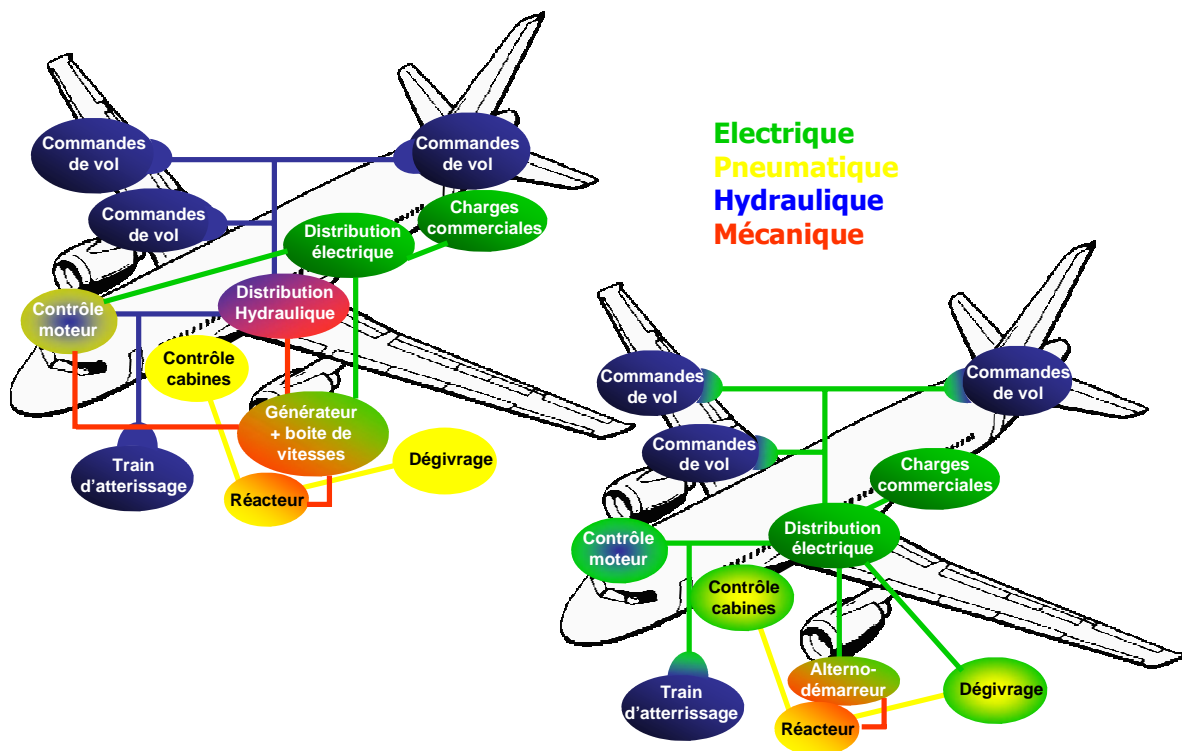


Figure I- 13 : Architecture conventionnelle type A330

Figure I- 14 : Architecture d'un futur gros porteur civil

La phase de validation de l'architecture du réseau est faite à plusieurs niveaux. Une simulation avec l'ensemble des équipements (**Virtual Iron Bird**) valide à la fois leur modélisation et leur insertion dans le réseau (en plus de l'aspect électrique, la modélisation tient compte des aspects de fiabilité, de coûts et de poids). Ensuite, un premier banc de test est réalisé pour valider tout le système de génération (**Engine Systems Validation Rig**). Enfin, un second banc (**Aircraft Systems Validation Rig**) mesure l'influence des nouveaux équipements électriques sur le réseau et sur l'alternateur.

3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau

Il apparaît que l'insertion de nombreux convertisseurs statiques n'est pas sans conséquences pour le réseau embarqué. Harmoniques, charges non linéaires, instabilité, etc... sont des termes qui méritent de plus amples explications car ils sont en partie les raisons de nouvelles réflexions sur la conception. Que le réseau soit alternatif ou continu, seules les structures des convertisseurs changent mais les effets vus du réseau restent les mêmes. Voici donc un rapide tour d'horizon de l'impact des non linéarités illustrées par des exemples précis.

3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire

Par définition, un système linéaire doit répondre aux principes de *superposition* et *d'homogénéité*. Autrement dit, la réponse $s(t)$ d'un système linéaire à une entrée $e(t)$ composée de la combinaison linéaire de plusieurs entrées (*Eq I. 1*) est la somme des réponses élémentaires $s_k(t)$ à chacune des entrées individuelles (*Eq I. 2*)

$$e(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot e_k(t) \quad \text{Eq I. 1}$$

$$s(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot s_k(t) \quad \text{Eq I. 2}$$

Pour un convertisseur statique (pont redresseur, onduleur, etc.), la réponse en courant à une sollicitation en tension ne répond pas à ces deux principes.

Structure très souvent employée en étage d'entrée des chaînes de conversion électromécaniques, le pont redresseur triphasé à diodes (ou pont de Graetz) est un cas de charge non linéaire. Ce convertisseur se démarque par sa simplicité de mise en œuvre, son coût et sa fiabilité. Sur la Figure I- 15 on voit la réponse en courant (I_p) pour une entrée en tension (Vs) sinusoïdale.

La non linéarité est claire puisque le courant est composé d'une somme de sinus. Le taux de distorsion harmonique (TDH) peut dépasser 80% avec individuellement les rangs 5 et 7 qui atteignent respectivement 70% et 40%. Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les harmoniques produits sont des multiples de $6n \pm 1$ avec n entier (ici le fondamental est à 400Hz).

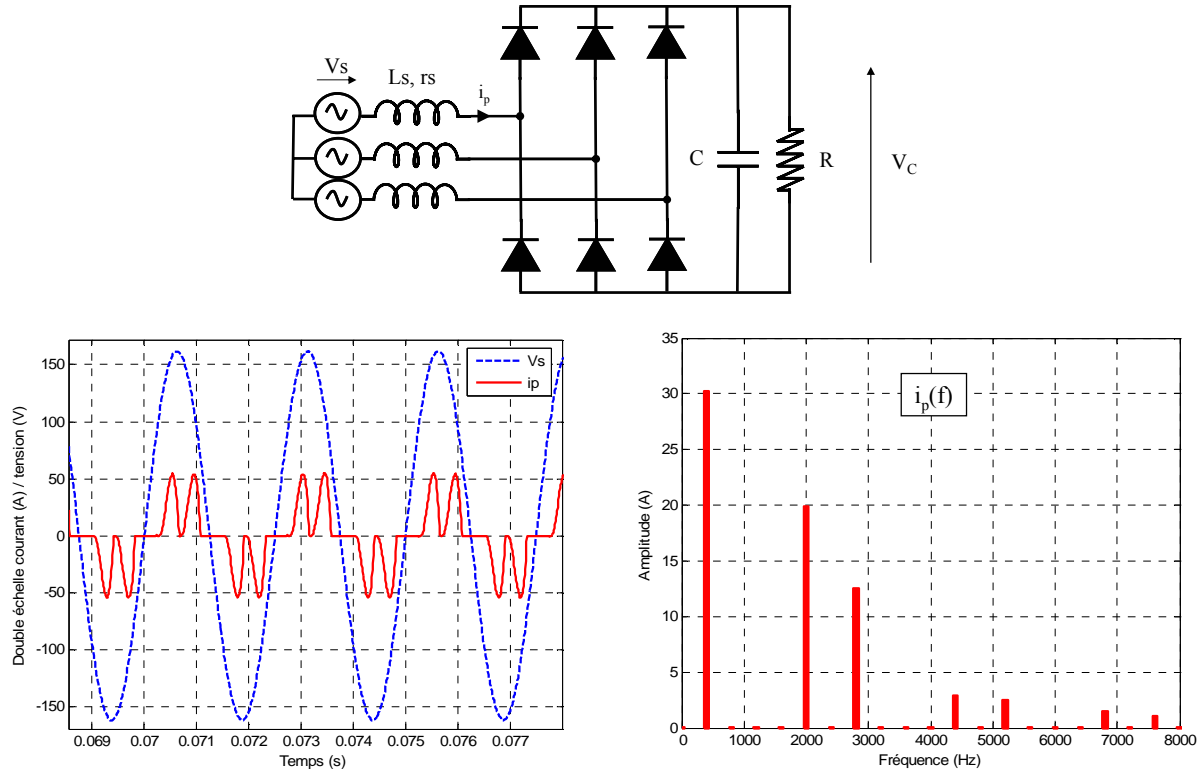


Figure I- 15 : Schéma d'un pont de diodes triphasé sur capacité en tête ($L_s=20\mu H$). Forme d'onde du courant absorbé en temporel (à gauche) et en fréquentiel (à droite)

3.2 Les effets fréquentiels

Telle qu'elle vient d'être montrée, une charge non linéaire peut générer un spectre riche en harmoniques. Qu'en est-il de la mise en réseau de plusieurs de ces charges non linéaires ? Quelles sont les conséquences sur le spectre vu de l'alternateur ? Pour répondre à cela, prenons l'application d'un mini-réseau donné Figure I- 16. Sans être une représentation exacte d'un réseau électrique d'un avion civil, cet exemple se veut tout de même illustrateur. Il est composé d'un pont de diodes triphasé identique à celui décrit précédemment, d'un redresseur à absorption sinusoïdale triphasé (PFC) et d'un transformateur redresseur dodécaphasé. La répartition de puissance est donnée sur la Figure I- 16.

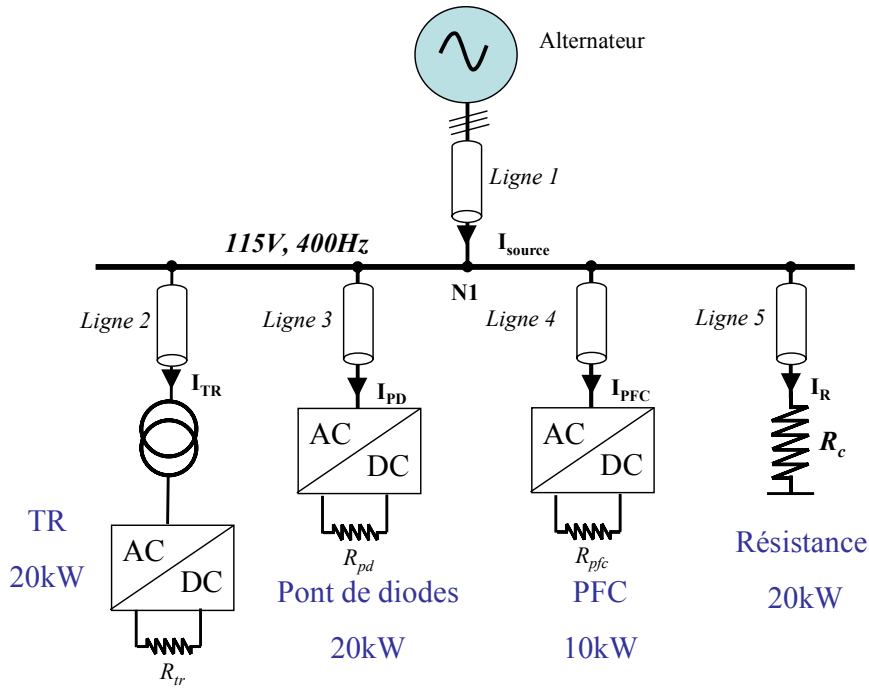


Figure I- 16 : Mini-réseau illustratif

Sans entrer dans le détail de la modélisation, il faut préciser que chaque convertisseur est modélisé par sa topologie exacte ainsi que les commandes qui lui sont associées. Les lignes sont représentées par un circuit série R, L. Les principales hypothèses sont les suivantes :

- les interrupteurs commandés (ou non) sont considérés idéaux avec une résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué,
- les charges sont toutes triphasées équilibrées.

La simulation de l'ensemble est faite sous SABER® avec une analyse de Fourier en post traitement (FFT).

L'ensemble des courants absorbés par chaque charge ainsi que le courant et la tension au nœud N1 sont représentés de la Figure I- 17 à la Figure I- 22. Ils sont comparés à la norme aéronautique imposée aux équipementiers qui est relative au fondamental (ABD0100.1.8, [15]) pour les charges mono et triphasées (Tableau I- 2). Quant à la tension, en régime normal, la norme impose un taux de distorsion harmonique qui ne doit pas dépasser 10% et un taux individuel (TI) limité à 8% quelle que soit la fréquence.

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 4 et 5	10	0.6	2.51

Tableau I- 1 : Données des câbles

Rang Harmonique	Limites
3, 5 et 7	$I_3 = I_5 = I_7 = 0.02 I_1$
$n = 9, 15, 21, \dots, 39$	$I_n = 0.1 \times I_1 / n$
11	$I_{11} = 0.1 \times I_1$
13	$I_{13} = 0.08 \times I_1$
17 et 19	$I_{17} = I_{19} = 0.04 \times I_1$
23 et 25	$I_{23} = I_{25} = 0.03 \times I_1$
29, 31, 35 et 37	$I_n = 0.3 \times I_1 / n$
2 et 4	$I_n = 0.01 \times I_1 / n$
Harmoniques pairs > 4 ($n = 6, 8, 10, \dots, 40$)	$I_n = 0.0025 \times I_1$
Tous les autres harmoniques > 40 (jusqu'à 150kHz)	$I_n = 0.0025 \times I_1$

Tableau I- 2 : Norme aéronautique ABD 0100-1-8 pour les équipements triphasés

Les points notables sur les différents spectres sont les suivants :

- l'harmonique de rang 5 généré par le pont de diodes « pollue » l'ensemble du réseau. Son amplitude est telle que la norme n'est jamais respectée. La tension de réseau, même si elle est en dessous de la norme se trouve ainsi déformée. Ceci a un effet direct sur le courant en entrée du PFC qui est l'image de la tension d'alimentation (principe d'un redresseur à absorption sinusoïdale où la sinusoïde de référence est prélevée sur la tension amont au convertisseur). Autrement dit, si la tension n'est pas sinusoïdale, le courant ne l'est pas non plus et possède les mêmes harmoniques. Cet effet peut être atténué si un filtre est placé en sortie du capteur de tension. Cependant, ce filtre passe bas doit être d'ordre élevé, ce qui n'est pas sans conséquence sur le gain statique et le déphasage,
- l'harmonique 7 est aussi fortement présent avec les mêmes répercussions sur le courant du PFC,
- les harmoniques de rangs 11 et 13 provoqués par le TR se superposent à ceux générés par le pont de diodes et sont parfois limités à la norme,
- les harmoniques causés par la MLI à 15kHz sont significatifs dans le cas du courant d'entrée du PFC et ne passent pas la norme,

Il va de soit que le niveau de puissance des charges influe fortement sur ces points. C'est pourquoi, sans être des conclusions absolues, les résultats de cette simulation montrent qu'un soin particulier doit être apporté à l'analyse harmonique des réseaux embarqués et à leur filtrage.

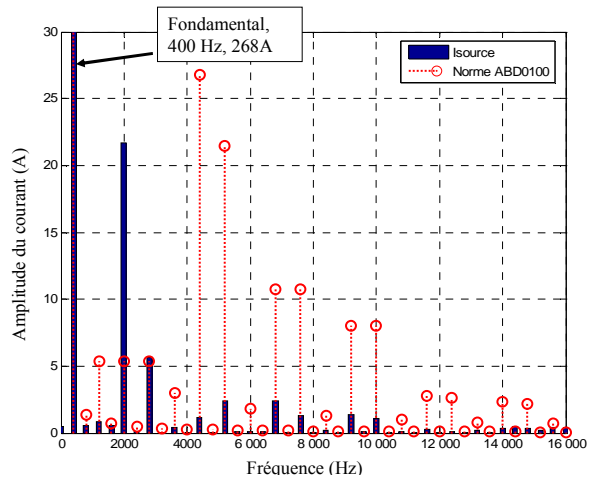


Figure I- 17 : Courant de sortie de l'alternateur

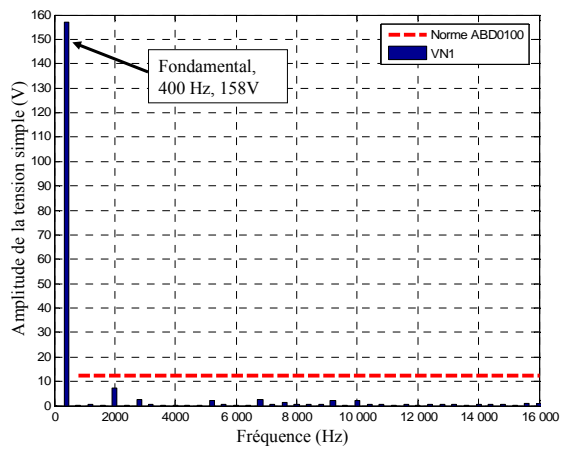


Figure I- 18 : Tension simple au Nœud N1

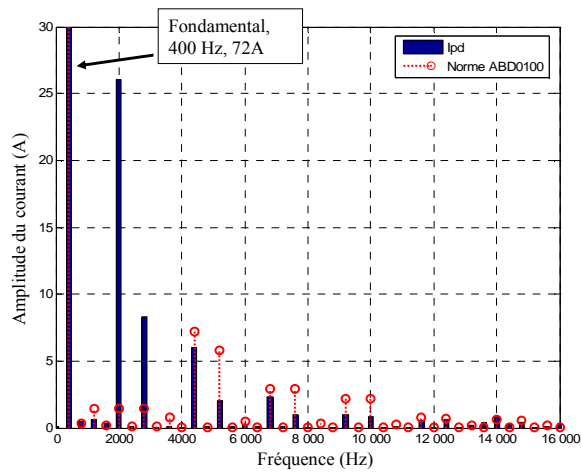


Figure I- 19 : Courant d'entrée du pont de diodes

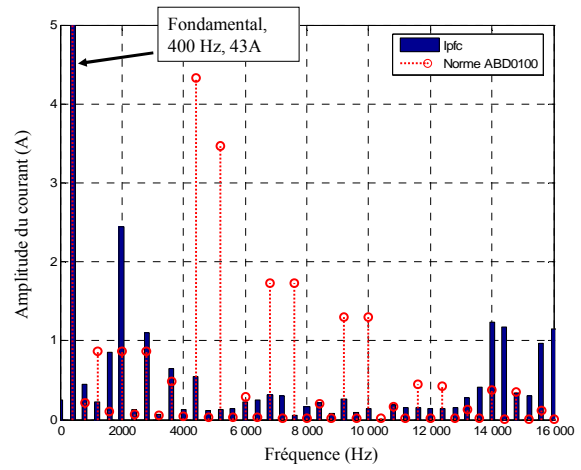


Figure I- 20 : Courant d'entrée du PFC

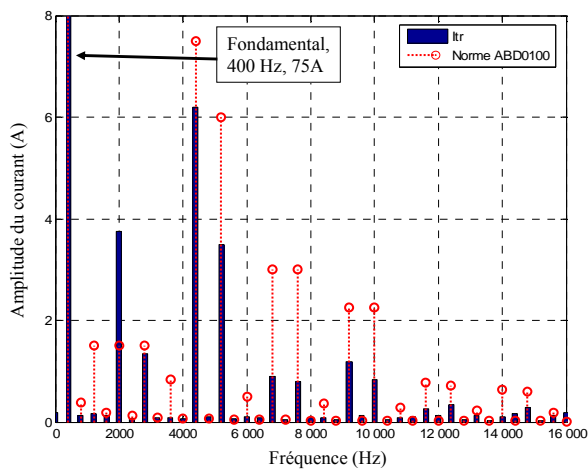


Figure I- 21 : Courant d'entrée du TR

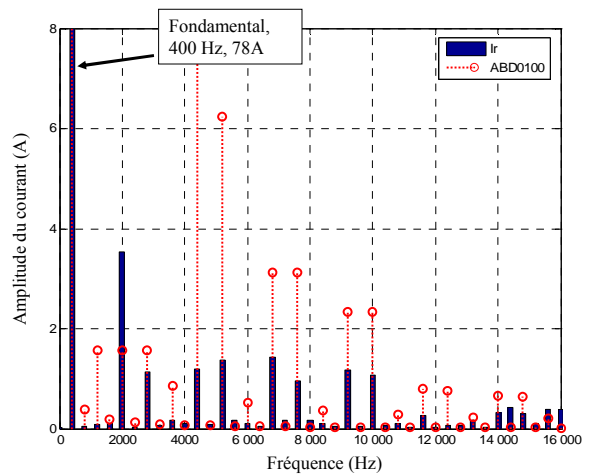


Figure I- 22 : Courant d'entrée de R

Les effets instantanés ou à plus long terme de ces perturbations harmoniques sont aujourd'hui bien connus. Les tensions harmoniques peuvent dérégler les dispositifs de commande ainsi que les communications des équipements par « courant faible » [16]. Les courants harmoniques, quant à eux, créent des échauffements dans les câbles et des pertes supplémentaires liées à l'augmentation de la résistance de l'âme due à l'effet de peau. Dans les machines et les transformateurs, les effets ne sont également guère désirables :

- pertes cuivre, par hystérésis et par courants de Foucault (dans les circuits magnétiques),
- couples pulsatoires.

Face à ces risques, il convient d'insérer un étage de filtrage en amont des structures d'EP. Ces filtres peuvent être passifs, actifs ou encore hybrides. Nous ne rentrerons pas davantage dans le détail de ces organes puisqu'ils feront l'objet du chapitre III et seront largement discutés.

Les surtensions harmoniques sont également présentes dans les réseaux pollués. Elles sont créées par la résonance parallèle à la pulsation d'un harmonique entre les condensateurs et les impédances des lignes. Si des harmoniques sont présents autour de cette résonance, ils peuvent être amplifiés et devenir dangereux pour les condensateurs voire les autres équipements. Par exemple, dans le cas de la Figure I- 23, en petits signaux, le schéma équivalent est une impédance parallèle L_{cc} , C qui, à la résonance, provoque un gain important. Le produit de cette impédance avec le spectre de courant peut provoquer des surtensions si la charge polluante possède des harmoniques à f_r .

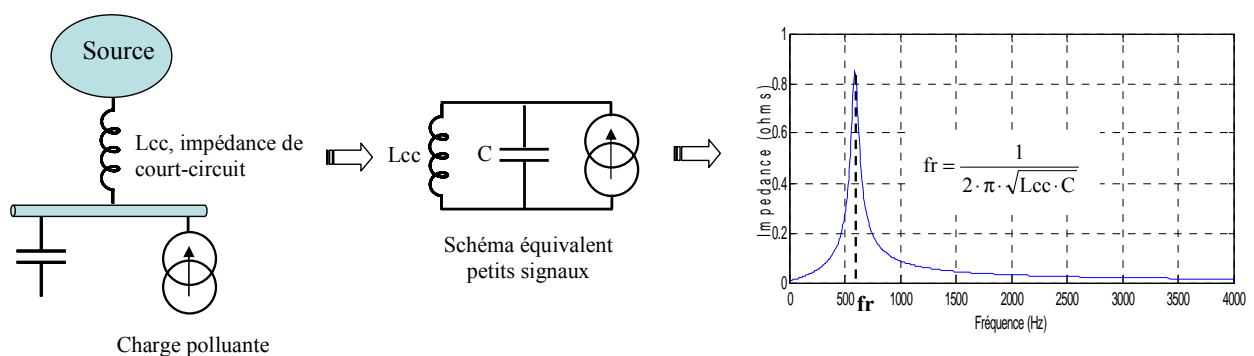


Figure I- 23 : Illustration de l'effet de résonance, source de surtensions harmoniques

Il est possible d'illustrer cet effet en reprenant le réseau de la Figure I- 16 puis en ajoutant un banc de capacités triphasé équilibré au point de raccordement N1. Volontairement, la valeur des capacités est choisie pour créer une résonance autour de 2800Hz (soit le rang 7) avec

l'inductance de la ligne L_1 . De nouveau, le spectre de la tension est donné Figure I- 24 avec exactement la même consommation en puissance des charges.

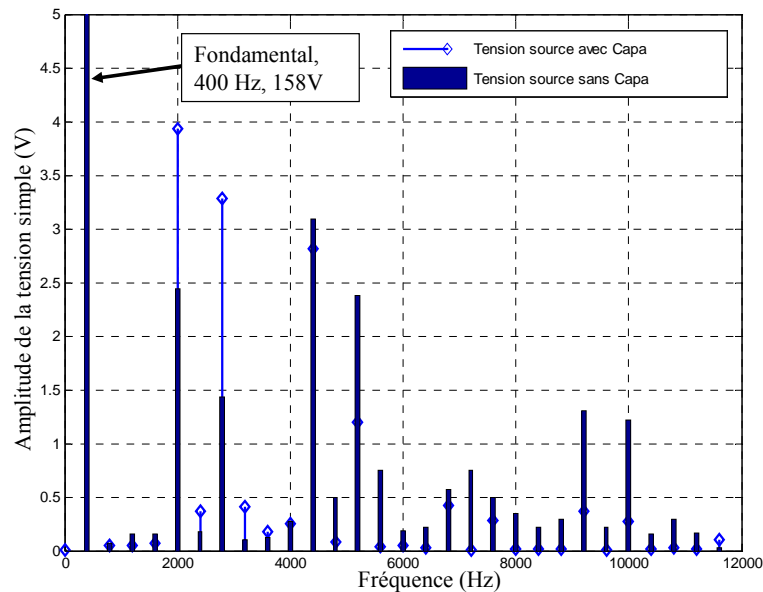


Figure I- 24 : Tension au Nœud N1 avec et sans banc de capacités

Les résultats montrent que l'harmonique de rang 7 est passé de 1,9% à 2,5% du fondamental et dans ce cas, ne répond plus à la norme. Mais l'effet intervient également sur l'harmonique de rang 5 qui passe de 8% à 10%. Ceci est dû à la présence des autres impédances de lignes qui, avec le banc de capacités, génèrent d'autres fréquences de résonance.

En ce qui concerne la tension, même si cela reste en dessous de la norme, le TDH passe de 6% à 7 % avec individuellement le rang 5 qui passe de 4,3% à 6% et le rang 7 de 1,5% à 2%.

Cet exemple est certes un peu simpliste mais il montre tout de même les risques de résonance présents dans les réseaux. Ces risques s'accroissent évidemment si plusieurs bancs de capacités sont insérés.

Les convertisseurs d'électronique de puissance ne génèrent pas seulement des harmoniques dits « basses fréquences ». Les commutations des interrupteurs commandés provoquent des perturbations hautes fréquences. Celles-ci, conduites ou rayonnées appartiennent au domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Les lois de commande (généralement à modulation de largeur d'impulsion), les modes de câblage, les placements des composants sont autant de facteurs qui contribuent à polluer le convertisseur ainsi que les organes avoisinants. En terme de conséquence, les courants haute fréquence peuvent provoquer des chutes de tension et le basculement d'une porte logique par exemple.

L'intégration de ces contraintes dans les étapes de pré-conception des convertisseurs reste très récente [17]. Il y a peu, des travaux ont été menés pour modéliser et optimiser une chaîne de conversion complète (association convertisseur, filtres, câbles et machine) dans le but de prévoir et d'apporter des aides au concepteur [18], car il faut noter que l'aspect électromagnétique est jusqu'à présent mesuré en post-conception et filtré en conséquence.

Enfin, plus rarement connu mais déjà évoqué dans la littérature, les harmoniques HF peuvent provoquer des oscillations basses fréquences sur le réseau [19]. Lorsque deux convertisseurs, à des fréquences de découpage légèrement différentes, sont connectés à un même bus, il peut apparaître des harmoniques à des rangs proportionnels à la différence de ces fréquences. Par exemple si on note f_1 et f_2 les fréquences des deux convertisseurs considérés, des harmoniques peuvent apparaître (entre autre) aux rangs multiples de $f_1 - f_2$. Là encore, il suffit de prendre un exemple simple pour illustrer cela.

Soit deux hacheurs séries connectés sur un même bus DC tels qu'ils sont représentés sur la Figure I- 25. La fréquence de découpage du hacheur1 est de 10kHz et celle du hacheur2 de 10,1kHz. Les puissances sont identiques (5kW). De la même manière que pour le réseau alternatif précédent, le logiciel utilisé est SABER®.

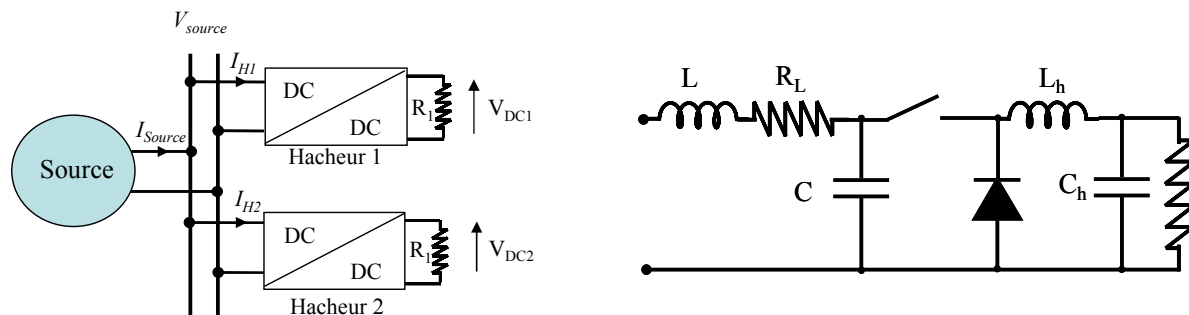


Figure I- 25 : Exemple de deux hacheurs connectés sur un même bus DC (à gauche). Structure d'un hacheur considéré (à droite)

La Figure I- 26 montre le courant fourni par la source en régime temporel puis en fréquentiel. Ici la notion d'inter-harmonique apparaît puisque le spectre est composé d'une multitude de raies tous les 100Hz. Ceci est bien visible sur le tracé temporel avec une oscillation à 100Hz très nette. Une fois encore, ce cas est simple mais la transposition à un cas plus complexe avec plusieurs convertisseurs à des fréquences de découpage distinctes, laisse imaginer un fort contenu spectral.

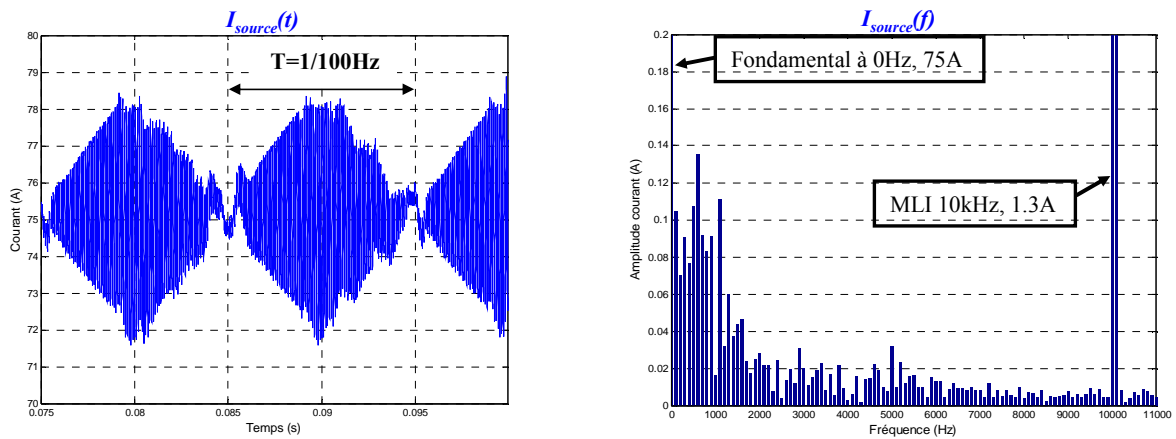


Figure I- 26 : Courant de sortie I_{source} de la source de tension en temporel (à gauche) puis en fréquentiel (à droite)

3.3 Les risques d'instabilité

En régime transitoire, les effets sont différents mais tout aussi pénalisants, si ce n'est plus, puisque dans l'extrême on peut perdre la stabilité complète du réseau. Dans les réseaux de distributions, indépendamment des méthodes qui seront détaillées dans le chapitre suivant, il existe plusieurs classifications de stabilité relatives à (cf Figure I- 27) :

- l'angle du rotor des générateurs,
- la fréquence,
- la tension.

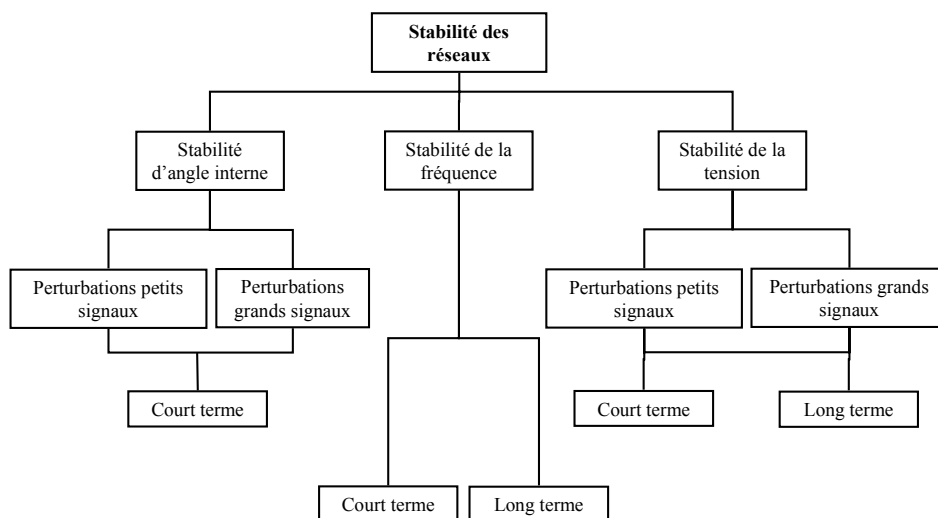


Figure I- 27 : Classification des instabilités dans les réseaux de distribution [21]

La première catégorie réfère à la capacité d'un système interconnecté à retrouver le synchronisme après une perturbation. Cela dépend de l'équilibre entre le couple électromagnétique et le couple mécanique pour chaque alternateur. Deux sous catégories de perturbations peuvent être recensées :

- les perturbations petits signaux créées par des oscillations localisées sur le réseau,
- les perturbations grands signaux liées à des défaillances sur le réseau (court-circuit) ou à des fortes variations de charge.

Les risques d'oscillations de la fréquence sont causés par des forts déséquilibres entre les sources et les charges. Ce scénario est susceptible de se produire principalement dans les réseaux îlotés.

Les instabilités de tension sont associées aux échanges de flux de puissance active et réactive qui peuvent créer des fluctuations de tension. A l'extrême, celles-ci peuvent provoquer la déconnexion d'une partie du réseau et un effet cascade. De la même manière que la stabilité liée à l'angle du rotor, les perturbations peuvent être petits ou grands signaux. Cette distinction est faite car les moyens d'analyse associés sont différents. Dans le cas de perturbations petits signaux, il est possible d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. En revanche, l'aspect non linéaire provoqué par de grandes variations requiert des techniques différentes [20]. L'ensemble des classifications, des causes et des critères de stabilité sont très détaillés dans [21].

En ce qui concerne les réseaux embarqués, les méthodes d'analyse et les causes d'instabilité diffèrent quelque peu. Face à une source à faible puissance de court-circuit et de fait du grand nombre de convertisseurs, des instabilités liées à des interactions filtres/convertisseurs et convertisseurs/convertisseurs apparaissent. L'état de l'art dans ce domaine montre une analyse de ces interactions plutôt dans les réseaux continus. Mais, encore une fois, l'approche reste valable dans le cas de réseaux alternatifs.

Les nouvelles charges électriques ont, non seulement l'inconvénient d'être non linéaires, mais de plus, elles sont à « puissance constante ». Par exemple, lorsqu'un système est régulé en tension et si la charge en aval est constante, la relation tension/courant en entrée du convertisseur est caractérisée par une hyperbole. En petits signaux, la résistance équivalente qui en résulte est négative puisque à une diminution de la tension d'entrée correspond une augmentation du courant.

Par exemple, pour le hacheur série sur charge résistive constante R , précédemment présenté Figure I- 25, il est possible de montrer qu'en *basse fréquence* l'impédance d'entrée du convertisseur est égale à $Z_{in} = -\mu^2 \cdot R$ avec $\mu = \frac{V_{source}}{V_{DC}}$ [22]. Lorsque celui-ci est associé à un filtre d'entrée (LC, dans le cas du hacheur), le système oscille si $Z_{in} = -\frac{L}{R_L \cdot C}$ et peut devenir instable si Z_{in} est inférieure à cette valeur. Mais la conclusion n'est pas aussi évidente puisqu'à haute fréquence, l'inductance du hacheur L_h prédomine devant la résistance et l'impédance d'entrée devient $Z_{in} = -\mu^2 \cdot \omega L_h$. Ainsi, la limite de stabilité change. Derrière cela se cache le besoin de prendre en compte l'impédance complète sur toute la gamme de fréquences de chaque constituant du système et d'en assurer leur adaptation.

Cette notion n'est pas nouvelle puisqu'en 1976, Middlebrook a publié cette analyse pour, à terme, définir un critère éponyme [22]. Sans rentrer dans le détail de cette méthodologie, car nous le ferons amplement dans le chapitre suivant, le critère consiste à adapter les impédances d'entrée/sortie des éléments d'un système.

Cependant, toujours dans un souci illustratif, reprenons le cas de deux hacheurs connectés à un même bus comme sur la Figure I- 25. Cette fois les fréquences de MLI sont identiques ainsi que tous les composants des deux hacheurs. L'application de ce qui vient d'être dit sur l'impédance du filtre d'entrée est montrée sur la Figure I- 28. Dans le cas stable, l'inductance d'entrée L est de $200\mu\text{H}$ et dans le cas instable nous avons changé cette valeur sur un seul hacheur à $1000\mu\text{H}$, tous les autres composants restant identiques.

Dans le cas où l'inductance est de $1000\mu\text{H}$, la tension de sortie du hacheur oscille significativement avec une lente divergence. Ces effets se répercutent sur le courant délivré par la source qui entre également en oscillation.

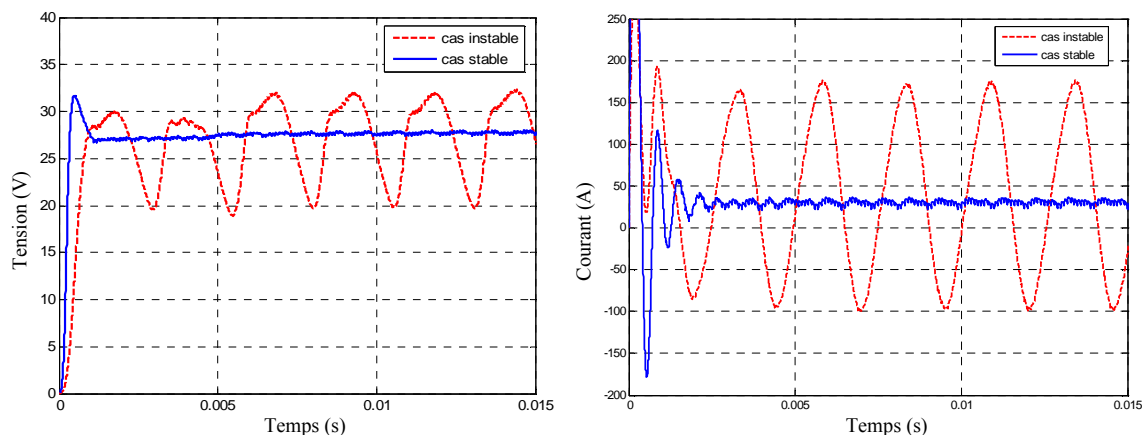


Figure I- 28 : Tension de sortie d'un hacheur et courant fourni par la source dans le cas de deux hacheurs connectés à un même bus.

En résumé, l'étude de stabilité est un cas particulier de l'étude dynamique d'un système. Au même titre que les normes harmoniques, il existe des normes avec des gabarits de tension à respecter. Par exemple, en régime dynamique, en ce qui concerne la tension 115V-400Hz d'un réseau d'avion, en amplitude, celle-ci doit répondre aux limites imposées par la norme ABD0100 (Figure I- 29). Or, la prolifération de convertisseurs commandés (ou non) accentue significativement le risque de dépassement de ces gabarits. Cela sera détaillé par la suite dans le chapitre sur l'étude dynamique.

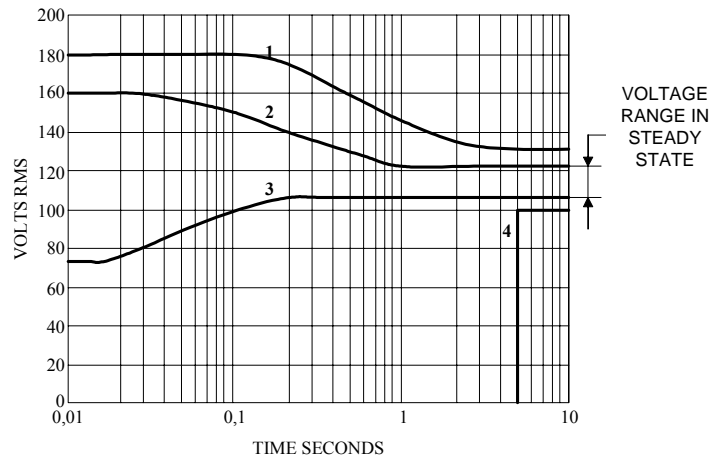


Figure I- 29 : Norme avionique relative à la tension du bus alternatif. 1et 4pour des conditions anormales de vol et 2 et 3 pour des conditions normales.

4 Ce qu'il faut retenir...

Après ce rapide survol des causes et conséquences de l'évolution des réseaux embarqués au cours de ces 50 dernières années, voici en quelques lignes ce qu'il est important de retenir.

L'électricité devient le vecteur énergétique le plus utilisé et le mieux adapté pour des utilisations mobiles. Cependant, les problèmes liés à la conversion de cette énergie restaient jusqu'à peu le verrou de son véritable essor. La clef est venue de l'électronique de puissance qui a su au cours des vingt dernières années montrer sa fiabilité et sa modularité pour se répandre à tous les niveaux. Exit donc les transmissions pneumatiques, mécaniques et hydrauliques qui ne font plus le poids devant la souplesse offerte par l'électrique.

Mais, toute révolution s'accompagne de son lot d'inconvénients et ces convertisseurs statiques créent quelques perturbations notables. D'un point de vue statique, les harmoniques qu'ils génèrent viennent amputer le rendement global de l'installation tout en diminuant la durée de vie de certains composants. Le respect des normes impose l'utilisation de filtres adaptés.

Or, en grande quantité, ces organes de filtrage doivent être conçus de manière optimale pour réduire leur impact, tant sur le rendement que sur la masse et l'encombrement.

En dynamique, l'apparition de nouveaux modes liés aux commandes des convertisseurs d'électronique de puissance crée des interactions et des effets déstabilisants. Il est donc nécessaire de détecter et d'imposer à ces modes des marges à respecter afin de ne pas subir une instabilité potentielle... et dangereuse.

L'impact de la prolifération de convertisseurs ne concerne pas seulement la qualité du réseau. D'autres aspects tels que l'encombrement, la masse et le coût sont autant de contraintes qu'il convient de prendre en considération

Pour ces raisons, l'ingénieur (concepteur) doit utiliser de nouvelles méthodes et de nouveaux outils pour l'analyse et la conception. Ils doivent être simple et génériques pour être utilisés par n'importe quel concepteur de nouveaux systèmes.

**Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et
la conception des réseaux embarqués – vers une
conception ensembliste**

1 Introduction

En théorie, concevoir avec méthodologie relève du pléonasme. Encore faut-il trouver les méthodologies adaptées aux besoins du concepteur. Car, si par le passé, la conception de réseaux embarqués a déjà fait l'objet de nombreuses réflexions, et a permis l'acquisition de méthodes, concevoir un réseau optimal avec des nouveaux composants tels que nous venons de les voir dans le chapitre précédent, amène l'empirisme à ses limites. Autrement dit, partir d'une *feuille blanche* aujourd'hui ne requiert pas les mêmes méthodes que par le passé. Même si aujourd'hui, de puissants outils de simulation temporelle viennent aider le concepteur, ceux-ci interviennent dans un second temps lors de la validation d'une solution retenue.

Un des enjeux fondamentaux de la conception des systèmes embarqués est l'intégration de l'électronique de puissance. Par exemple, dans le dimensionnement d'un réseau industriel, la seule prise en compte de la puissance nécessaire au fondamental par le biais de calcul de répartition de charges ne peut s'avérer juste si les pertes engendrées par les harmoniques ne sont pas quantifiées au préalable [23]. De la même manière, l'étude de stabilité telle qu'elle est faite dans les réseaux, par le biais d'analyses modales, en tenant compte uniquement des modes associés aux générateurs avec une agrégation en puissance des charges, ne peut, dans le cas des réseaux embarqués, être viable [24]. L'insertion de nombreux modes supplémentaires, liés aux composants actifs et passifs des convertisseurs, engendre des interactions et des oscillations qu'il convient de prendre en considération.

Ainsi, il se dégage dans la prise en compte des effets à quantifier, deux domaines d'analyse que sont les régimes statique et dynamique.

C'est pourquoi dans ce chapitre, les méthodes d'analyse dédiées à la conception des réseaux embarqués seront présentées. Elles sont soit issues de l'ingénierie du *réseau*, soit de l'*électronique de puissance*, et parfois des deux. Avantages et inconvénients seront mis en exergue pour déboucher sur un tableau de synthèse regroupant non seulement les méthodes mais également les modèles et les outils les mieux adaptés. Malgré l'aspect « état de l'art » que peut donner ce recensement, la synthèse proposée se veut une première vision ensembliste pour la conception des réseaux embarqués et une réelle réflexion.

Au préalable, une brève description d'un processus de conception au sens large, puis appliquée aux réseaux sera décrite afin de mieux cibler les enjeux d'une telle vision.

2 Processus de conception des réseaux

L'intégration de systèmes est un problème complexe qui a conduit à définir des processus normalisés. Ces processus se décomposent en activités associées à des phases du cycle de vie du système produit. De manière concise, ces phases se décrivent de la manière suivante [25] :

- la phase d'*étude préalable* se concrétise par l'élaboration du cahier des charges après des études d'opportunité et de faisabilité. Les besoins, objectifs, voire les contraintes, sont spécifiés tout en laissant le choix des techniques de conception,
- la phase de *développement initial* du système doit être en conformité avec le cahier des charges. Elle se divise en une première phase de *définition* du système comportant les étapes de spécification et de conception puis d'une seconde phase de *réalisation* comportant la réalisation des constituants, leur intégration et leur validation,
- la phase d'*installation* est l'intégration du système dans son environnement avec souvent la prise en compte de nouveaux problèmes.
- La phase d'*opération* assure la continuité de service et de fonctionnement incluant la maintenance,
- la phase de *retrait* entreprend l'éventuel recyclage ou réutilisation du système ou plus directement sa destruction.

Les travaux menés dans cette thèse s'intègrent dans la phase de développement initial appelée aussi *cycle de développement*. Ce cycle, dit en V, est décrit Figure II- 1. Il part du cahier des charges déjà établi pour aboutir à la validation finale et au système prêt à l'utilisation.

Sans persister outre mesure dans la théorie de l'intégration de systèmes, il est à noter que la démarche : « spécification, conception architecturale, conception détaillée, réalisation, test, intégration puis validation » est une démarche commune à bien des génies (électrique, mécanique, informatique, etc.).

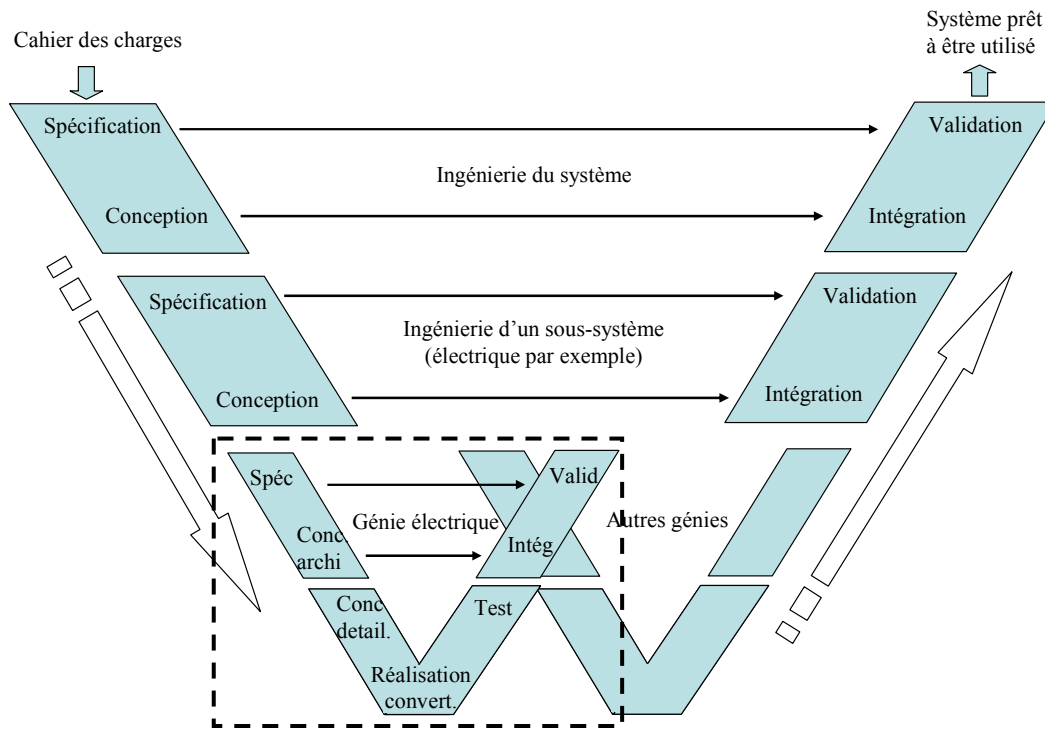


Figure II- 1 : Représentation symbolique en V du cycle de développement [25].

L'application du cycle de développement en V aux réseaux embarqués telle qu'elle est décrite Figure II- 2 est directement issue des réflexions partiellement entreprises dans [1] et concerne la partie encadrée en pointillé du cycle en V.

L'élaboration du cahier des charges nécessite de connaître les besoins. Recenser, dénombrer, mesurer, intégrer l'environnement, sont autant d'actions qu'il faut entreprendre. Une fois ces paramètres établis, la rédaction du cahier doit spécifier les objectifs à atteindre (niveau de tension, fréquence, rendement, coût, masse, etc.) avec les contraintes et limites associées.

Vient alors l'étape de conception fonctionnelle. Dans le cas d'un réseau électrique, il est possible de lister (de manière non exhaustive) les fonctions suivantes :

- alimentation,
- conversion,
- transmission,
- stockage,
- filtrage,
- protections,
- contrôle commande,
- transmission d'information.

A celles-ci s'ajoutent des sous-fonctions telles que les interrupteurs, les limitations ou encore les mesures. A ce niveau, il est délicat d'identifier en détail le comportement temporel ou fréquentiel de tous les organes et d'associer des fonctions. A titre d'exemple, les effets parasites d'un convertisseur ne peuvent se résumer à une fonction simple. Dans ce cas, la décomposition fonctionnelle ne peut être que grossière.

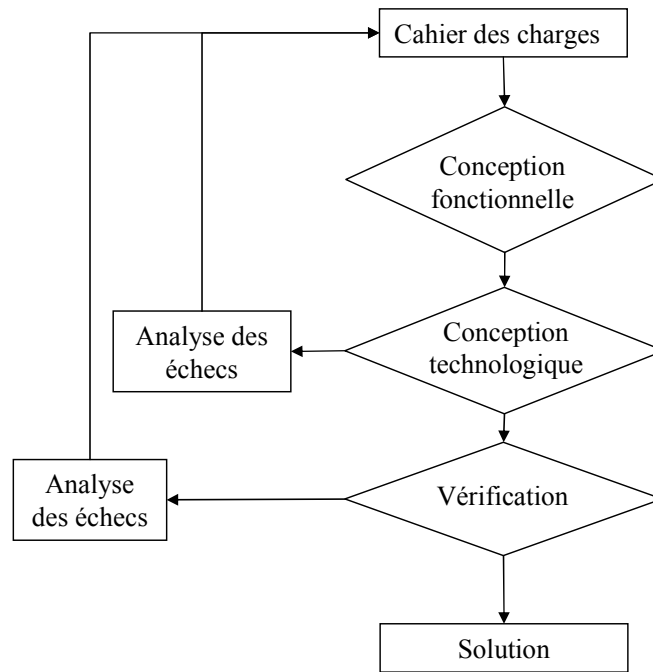


Figure II- 2 : Processus de conception d'un réseau électrique

Dès lors, il faut mettre des matériels en face des fonctions précédemment décrites, c'est l'étape de conception technologique. Par exemple, à la fonction de filtrage actif on va associer une structure d'électronique de puissance avec ses lois de commande, elles-mêmes constituées de capteurs et de correcteurs. Au même titre, la fonction de stockage peut être réalisée par des batteries associées à un régulateur. De plus, dans cette étape du processus, il faut tenir compte des contraintes de service et technologiques. Dans le cas du filtrage, il faut garantir la limitation harmonique imposée tout en respectant, par exemple, une taille maximale ou les contraintes sur les semiconducteurs. Pour le stockage, il faut pouvoir fournir la puissance nécessaire aux charges vitales pendant un certain temps et tenir compte de la masse élevée, souvent pénalisante, des batteries.

Dernière étape du processus, la vérification. Celle-ci peut s'effectuer en deux temps avec d'un côté la simulation « exacte » d'un organe seul ou dans son environnement, puis de l'autre, la réalisation d'un prototype. L'échec de ces validations peut amener le concepteur à revenir soit à une autre technologie ou une autre structure, soit au pire, à remonter à l'étape de conception.

Pour finir sur les exemples cités, en cas d'échec, le filtre actif peut être modifié par une autre structure voire un mélange entre filtrage actif et passif ou, au pire, revenir à l'architecture même du réseau pour diminuer la pollution harmonique. Pour le stockage, toujours en cas d'échec, d'autres technologies de batterie peuvent être testées. Il est aussi possible de revoir la manière de stocker l'énergie et envisager un volant d'inertie, des supercapacités ou d'autres moyens de stockage.

3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?

Sous les grands concepts qui viennent d'être abordés, il faut désormais parler des méthodes d'analyse qui se cachent derrière les mots de *conception fonctionnelle* et de *conception technologique (ou organique)*. Il existe certes, depuis longtemps dans les *réseaux* et l'*électronique de puissance* des méthodes adaptées pour analyser et concevoir mais la réunion des deux domaines amène à regrouper ces méthodes, voire à les modifier. La liste des méthodes d'analyse est précisément l'objet des lignes qui suivent avec un découpage selon deux domaines d'étude :

- le domaine statique,
- le domaine dynamique.

L'aspect modélisation, indissociable de la méthode choisie, est également présenté. Dans l'idéal, les modèles doivent être précis, rapides, génériques. Cependant, les faits attestent que cet idéal fait souvent l'objet de compromis.

3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle

Avant tout propos, il convient de préciser ce que l'on entend par simulation temporelle, car le terme reste vague et peut susciter des confusions. Grâce aux bibliothèques de composants, désormais très riches dans les logiciels tels que SABER®, PSPICE®, SimPowerSystems de Matlab®, il est désormais possible de créer un réseau électrique de bord complet. Générateurs, lignes, convertisseurs, régulations sont des composants disponibles directement ou bien programmables avec le langage adapté au logiciel. C'est par exemple le cas de SABER® qui possède son langage propre (le MAST) et permet de coder un système multi-physique à base d'équations différentielles.

Dans ce contexte, on est en droit de se poser la question relative à l'intérêt d'utiliser des méthodes d'analyse spécifiques à la conception alors qu'il suffit de simuler ! Mais, si **créer** le réseau avec tous ses organes est une tâche assez facile, le **simuler** en est une autre...

En effet, même si les ordinateurs deviennent de plus en plus puissants, les temps de calcul peuvent être démesurément longs sans compter sur les risques de divergence récurrents liés aux algorithmes utilisés.

Un autre verrou à l'utilisation exclusive de la simulation temporelle est l'étude de sensibilité. Dans une démarche de conception, il est souhaitable de trouver les éléments sensibles ou optimisables. Or, avec une simulation temporelle composée de nombreux paramètres, on conçoit aisément qu'il est difficile de faire une telle étude. De plus, on retombe inévitablement sur des problèmes de divergences. Pourtant de telles méthodes existent. C'est le cas, par exemple, de l'analyse statistique de Monte Carlo. La méthode consiste à faire des variations sur les paramètres pris aléatoirement et pour chaque variation, il faut re-simuler l'architecture. Dans le cas d'un réseau de bord, cette approche reste difficilement envisageable.

Enfin, lorsqu'il est question de faire des études dynamiques (enclenchement ou déclenchement de charge, défauts), les temps de réponse peuvent être longs et encore une fois susciter des puissances de calcul conséquents. A titre indicatif, la simulation du mini réseau du chapitre I dure entre 6 et 8min pour analyser son comportement sur 100ms (Pentium III, 1.8GHz).

La simulation temporelle comme moyen de conception de l'ensemble d'un réseau est donc peu adaptée. Cependant, elle n'est pas à exclure car elle constitue une première étape importante et fiable vers la validation finale des résultats issus du processus de conception. C'est pourquoi cette étape de simulation servira de juge de paix aux résultats donnés par la suite. L'ultime confirmation viendrait bien entendu de la réalisation d'un banc de test mais il était difficilement envisageable de concevoir un tel réseau d'avion au laboratoire ... certains sujets de thèse sont parfois ingrats !

3.2 Le domaine statique

Le domaine statique permet, dans le cas de la conception, de s'intéresser aux grandeurs électriques en régime établi sur toute la gamme de fréquences. Par définition, en statique, toutes les grandeurs sont périodiques autour d'un point d'équilibre et sont décomposables en série de Fourier. Dès lors, il est possible de s'intéresser au comportement du réseau au fondamental ou en présence d'harmoniques. Deux « sous-domaines » sont donc dissociés avec des modèles et des méthodes qui leurs sont propres.

Une étude par calcul de répartition de charges avec des modèles en puissance est utilisée de manière exclusive au fondamental. Le principe de cette étude sera décrit et illustré sur un réseau de bord représentatif.

En revanche, pour quantifier les harmoniques, plusieurs types de modélisation existent. Ces modèles dépendent généralement du domaine fréquentiel à analyser (basse ou haute fréquence) et de l'objectif visé, c'est-à-dire si le modèle doit être inclus dans une boucle d'optimisation ou non. Dans ce cas, le temps pour calculer les harmoniques doit être rapide. Nous présenterons brièvement ici les modèles existants avec leurs avantages et inconvénients.

3.2.1 Méthode du Load flow

a Principe et modélisation

L'étude statique par calcul de répartition de charges (ou plus communément appelé **Load Flow**) est particulièrement adaptée à l'étude statique de réseaux. Elle est même utilisée de manière exclusive. Cette méthode d'analyse permet de s'affranchir du régime transitoire afin de donner directement en régime établi :

- le profil de tension en chaque nœud,
- la répartition des courants dans le réseau,
- le bilan de puissance et donc le rendement global de l'installation.

Pour ce faire, les moteurs, générateurs, conducteurs, transformateurs, convertisseurs et autres charges (bancs de condensateurs, résistances, etc) sont modélisés grossièrement en fonction de la tension ou de la fréquence (au fondamental) selon la classification suivante :

- le modèle en loi de puissance : il fournit les puissances active et réactive consommées par une charge en fonction de la tension d'alimentation ;
- le modèle Z.I.P. (ou polynomial) : il est composé de la somme d'une impédance (Z), d'une source de courant (I) et d'une puissance (P), toutes constantes avec comme paramètres de réglage leurs pondérations.
- le modèle fréquentiel : il fournit les puissances active et réactive consommées en fonction de la fréquence d'utilisation.

L'écriture mathématique de ces différents modèles est disponible dans de nombreux ouvrages consacrés aux réseaux et il n'est pas jugé utile, ici, de les rappeler [33]. Il reste en revanche, et ce quel que soit le modèle utilisé, le besoin d'identifier les paramètres.

Dans les réseaux complexes de type réseau de distribution, cette identification se fait par des études statistiques. Avec l'expérience acquise dans ces réseaux, les paramètres n_p et n_q ont des valeurs « typiques » ($0.5 \leq n_p \leq 1.8$ et $1.5 \leq n_q \leq 6$). Pour les réseaux embarqués, ces paramètres sont moins connus et on propose de les identifier par des simulations temporelles. L'application sera montrée plus loin.

Pour effectuer le Load Flow, il existe principalement deux méthodes de résolution itératives :

- la méthode de **N**ewton-**R**aphson (NR),
- la méthode de **B**ackward and **F**orward **S**weep (BFS).

La première est utilisée dans le cas de grands réseaux maillés (plusieurs centaines de nœuds et des milliers de lignes) et peut aussi être applicable à un réseau embarqué. La seconde méthode est plus simple. Elle est principalement dédiée aux réseaux radiaux (cas typiques des réseaux de bord actuels).

Le principe du BFS repose sur le calcul itératif des courants circulant dans les lignes, du nœud terminal au nœud de référence (backward sweep), puis le calcul des tensions en chaque nœud, du nœud de référence au nœud terminal (forward sweep). L'algorithme est celui donné par la Figure II- 3. Entrer dans le détail des calculs est, encore une fois, peu utile puisqu'on les retrouve usuellement dans les livres traitant des réseaux.

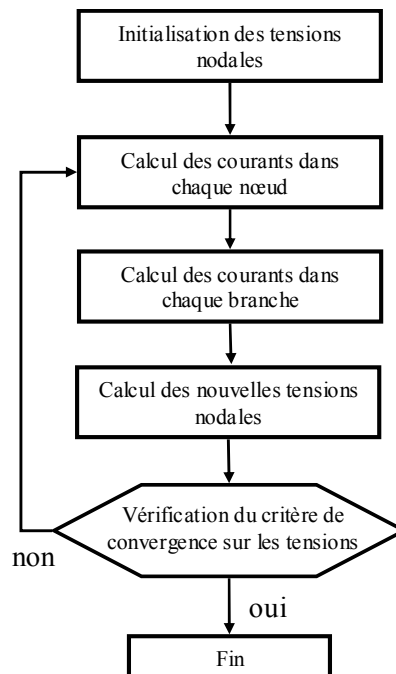


Figure II- 3 : Algorithme de calcul de la méthode BFS

b Application à un réseau de bord

L'illustration de la méthode BFS est faite sur le réseau présenté Figure II- 4. Les objectifs sont de montrer l'efficacité et la rapidité du BFS mais également les problèmes posés par un fort taux d'insertion de charges non-linéaires. Pour ce faire, les résultats sont comparés à une simulation topologique exacte du réseau. Les charges présentes sont :

- 1 transformateur-redresseur dodécaphasé de 40kW,
- 4 ponts de diodes triphasés sur capacité en tête, de 10 kW chacun,
- 2 redresseurs triphasés à absorption sinusoidale (PFC) de 5kW chacun,
- 1 charge résistive triphasée équilibrée.

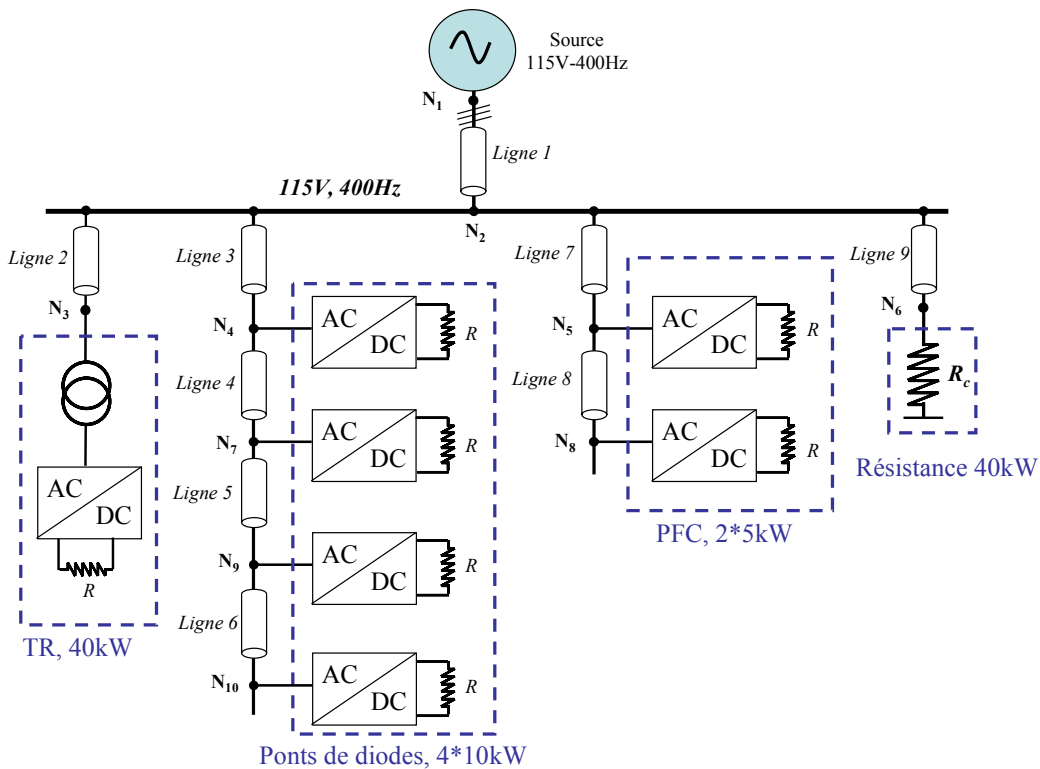


Figure II- 4 : Exemple d'un réseau radial de type réseau de bord

Les modèles des charges utilisés pour l'application du Load Flow sont en loi de puissance (Eq II. 1). Pour identifier les coefficients, chaque charge a été simulée seule et indépendamment des autres éléments du réseau. Une campagne de simulations a été menée pour obtenir sur chaque charge les courbes $Q=f(V)$ et $P=f(V)$. Connaissant les grandeurs nominales (indiquées par un 0), l'interpolation de ces points donne une valeur approximée des coefficients n_p et n_q .

$$P(V) = P_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_p} \quad \text{et} \quad Q(V) = Q_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_q} \quad \text{Eq II. 1}$$

avec $V_0=115V$.

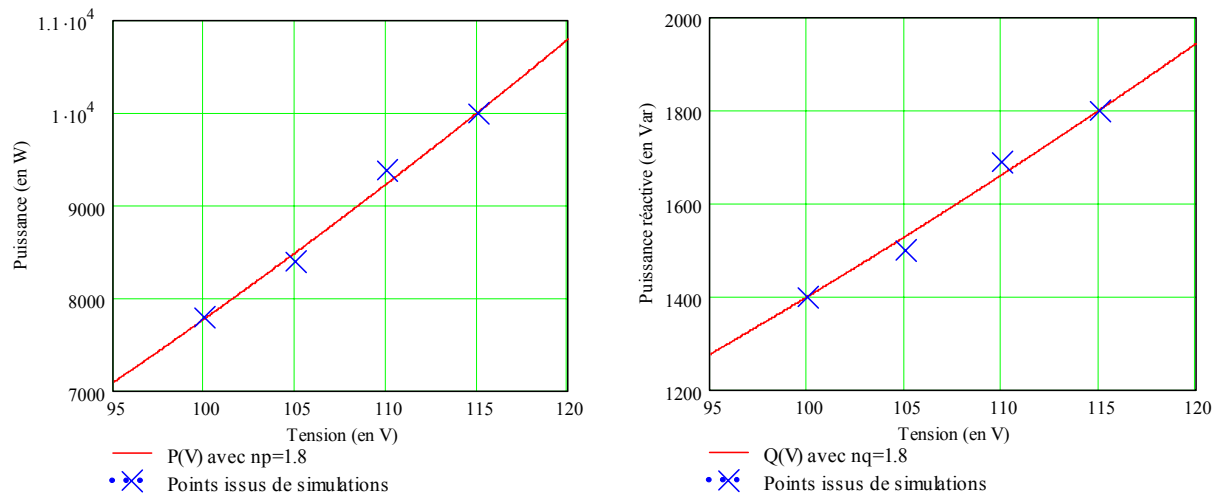


Figure II- 5 : Illustration de l'interpolation des points de mesure pour obtenir les coefficients n_p et n_q . Cas d'un pont de diodes

L'ensemble des données est listé dans le Tableau II- 1. En ce qui concerne les lignes, les valeurs linéiques ont été en partie fournies par les partenaires du POA. Les longueurs, quant à elles, ont été choisies arbitrairement avec une certaine cohérence envers la localisation des charges au sein d'un avion (cf Tableau II- 2).

	P_0 (W)	Q_0 (Var)	n_p	n_q
Pont diodes	10 000	1800	1.8	1.8
TR	40 000	3900	2.1	2
PFC	5000	0	0	0
R	40 000	0	2	0

Tableau II- 1 : Consommation individuelle des charges présentes

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 7 et 9	10	0.6	2.51
Lignes 4, 5, 6 et 8	2	0.6	2.51

Tableau II- 2 : Paramètres des lignes

Les tensions nodales et les courants de ligne sont représentés sur la Figure II- 6 et la Figure II- 7. Sur chaque tracé sont superposés les résultats donnés par le load flow puis par la simulation temporelle où sont uniquement conservées les grandeurs au fondamental.

A titre de comparaison, sur un aspect purement informatique, le load flow s'effectue en moins d'une seconde en 6 itérations avec un critère de convergence sur la tension de $1.10^{-3}V$. La simulation temporelle quant à elle, nécessite 12min environ et génère des fichiers de plusieurs dizaines de mégaoctets.

Il faut bien voir que nous cherchons ici à comparer deux méthodes et non à discuter sur les conséquences de l'architecture du réseau choisie. Les données imprécises sur les niveaux de puissance, les paramètres linéiques et les longueurs ne permettent pas en effet, d'émettre des conclusions tranchées.

En ce qui concerne les tensions, la différence entre le load flow et la simulation temporelle est de l'ordre de 4% et les variations sont les mêmes. Cet écart peut être imputable aux coefficients n_p et n_q qui restent issus d'une interpolation et au choix des puissances de base imprécis. Dans ces conditions, les courants sont sensiblement différents et n'entraînent pas les mêmes chutes de tension. Toutefois, une erreur de 4% reste très acceptable.

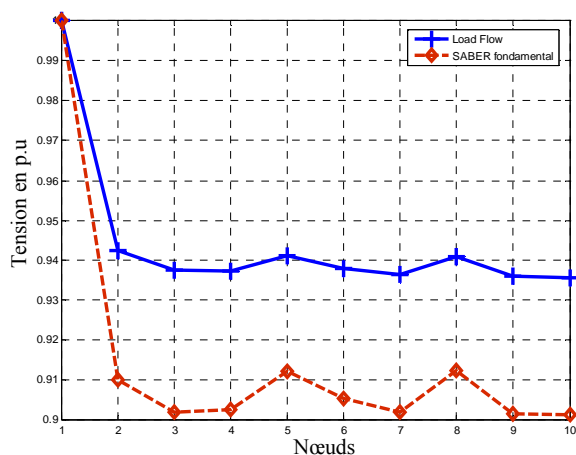


Figure II- 6 : Tensions nodales 1 p.u (base 115V).

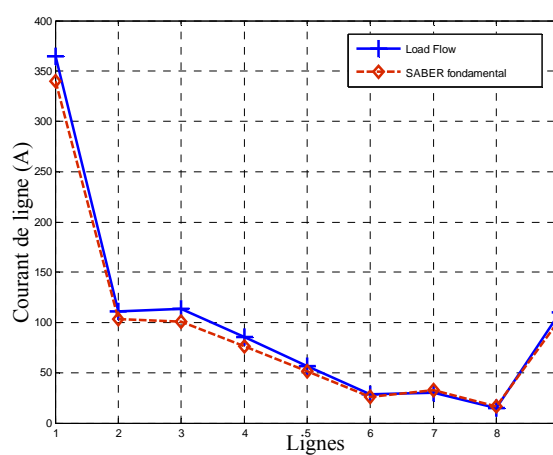


Figure II- 7 : Courants de ligne

En terme de bilan de puissance, il est possible de comparer le facteur de puissance FP issu de la simulation temporelle et le $\cos \varphi_1$ issu du LF tels qu'ils sont définis par *Eq II. 2* et *Eq II. 3*.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n \cdot I_n \cdot \cos[\arg V_n - \arg I_n]}{3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}} = 0.952 \quad \text{Eq II. 2}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = 0.99 \quad \text{Eq II. 3}$$

L'écart entre les deux est dû à la puissance déformante générée par les harmoniques. Le rendement global du réseau peut également être calculé dans les deux cas avec :

$$\eta = \frac{\sum P_{\text{charge}}}{P_{N1}} \quad \text{Eq II. 4}$$

Avec la simulation exacte, le rendement est de 92.6% et de 93.6% avec le load flow. Ces résultats sont très proches et la différence ne fait intervenir que les « pertes harmoniques ».

En conclusion, l'utilisation du load flow donne une idée précise sur les tensions et les courants du réseau. Les modèles en loi de puissance issus de simulations temporelles individuelles permettent de donner aux paramètres n_p et n_q des valeurs très représentatives du comportement d'un convertisseur connecté à un réseau. Cela permet d'avoir également un bilan de puissance proche de la simulation topologique. La méthode est rapide, fiable et simple à mettre en œuvre. Cependant, il faut noter que les pertes dissipées dans l'alternateur et les transformateurs ne peuvent être quantifiées facilement avec un load flow. Pour cela il faudra utiliser un modèle tenant compte des effets fréquentiels tel qu'il existe dans [26].

3.2.2 *Modélisation harmonique*

Contrairement au calcul de répartition de charge, il n'existe pas de méthode classique pour l'analyse des harmoniques. Dans ce genre d'études, il faut pouvoir estimer quantitativement les spectres des courants et des tensions générés par les organes « pollueurs ». Modéliser finement le comportement fréquentiel d'un convertisseur a fait, et fait encore, l'objet de travaux de recherche à part entière. C'est pourquoi, il n'a pas été possible de faire une comparaison illustrée entre tous les modèles existants. On ne fera ici qu'un rapide tour d'horizon de l'état de l'art.

Deux approches existent pour l'étude des harmoniques :

- l'approche temporelle, dite **indirecte**,
- l'approche fréquentielle, dite **directe**.

La première consiste à simuler le ou les organes par une simulation temporelle (les outils adaptés pour ce genre d'étude sont présentés au §4). La mesure des harmoniques se fait en post traitement (d'où le terme **indirecte**) avec une transformée de Fourier (FFT) discrète ou non, tenant compte des règles de base du traitement du signal (temps d'échantillonnage, fenêtre temporelle analysée, régime permanent, etc.). Une modélisation fine des composants permet d'étudier sans problèmes les phénomènes HF. Le pendant de cette précision est le temps de calcul nécessaire. De plus, les constantes de temps des éléments réactifs allongent considérablement les phases transitoires, indissociables de la simulation temporelle. Enfin, il reste les problèmes inhérents de divergence souvent liés aux algorithmes de résolution.

Cette approche possède tout de même de nombreux avantages avec en premier lieu, la description rapide du modèle et la prise en compte de l'environnement (facilité de mettre plusieurs convertisseurs en parallèle qui, une fois interconnectés peuvent modifier les spectres). Pour une étude BF qui requiert un faible échantillonnage, les résultats sont rapides et très précis. On montrera dans le dernier chapitre, qu'une telle modélisation peut être incluse dans une boucle d'optimisation lorsqu'on s'intéresse à un système simple à des fréquences inférieures à 20kHz.

Les méthodes **directes** permettent de définir les grandeurs électriques directement dans le domaine fréquentiel. Certaines de ces méthodes sont particulièrement bien adaptées à l'analyse de la CEM mais moins à l'étude BF [18] [27]. Les deux méthodes suivantes permettent d'analyser en théorie tout la gamme de fréquences suivant la précision donnée aux modèles des interrupteurs et des autres éléments.

L'analyse fréquentielle par représentation d'état a été développée dans [28]. Le principe général est le suivant :

Les variables d'état qui décrivent le comportement du convertisseur sont mises sous forme d'état donnée Eq II. 5.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x(t) &= A(t) \cdot x(t) + B(t) \cdot u(t) \\ y(t) &= C(t) \cdot x(t) + D(t) \cdot u(t) \end{aligned} \tag{Eq II. 5}$$

Avec : x, u et y respectivement les vecteurs d'état, d'entrée et de sortie.

La solution de l'équation d'état x est donnée par Eq II. 6 :

$$x(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t (A(\tau) \cdot x(\tau) + B(\tau) \cdot u(\tau)) \cdot d\tau \tag{Eq II. 6}$$

Les convertisseurs statiques sont des systèmes périodiques. Le changement de topologie suivant l'état du (ou des) interrupteur(s) implique une multiplicité des représentations d'état. Dans ces conditions il est possible d'écrire que :

$$A(t) = A(t + t_0), B(t) = B(t + t_0), C(t) = C(t + t_0), D(t) = D(t + t_0)$$

Cela permet de définir l'évolution du système entre deux commutations telle que :

$$\frac{d}{dt}x_k(t) = A_k(t) \cdot x_k(t) + B_k(t) \cdot u_k(t) \text{ avec } k \in [1, N] \tag{Eq II. 7}$$

où N est le nombre de commutations sur une période t_0 . Ainsi, sur un intervalle k , la solution temporelle de la sortie fait intervenir la notion d'exponentielle de matrice telle que :

$$y_k(t) = C_k(t) \cdot (e^{A_k(t-t_{k-1})} \cdot x_k(t_{k-1})) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_k(t-\tau)} \cdot B_k(t) \cdot u(\tau) \cdot d\tau + D_k(t) \cdot u(t) \quad \text{Eq II. 8}$$

Une fois cette équation posée, tout l'intérêt de la méthode est de ne pas la résoudre dans le domaine temporel mais directement en fréquentiel par une transformation de Laplace. Ainsi on obtient :

$$Y(p) = \sum_{k=1}^N \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_k(t) \cdot e^{-p \cdot t} \cdot dt \quad \text{Eq II. 9}$$

et l'amplitude des harmoniques est donnée par :

$$S_n = \frac{2}{T_0} \cdot \left| Y\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_0}\right) \right| \quad \text{Eq II. 10}$$

Au final, cette méthode est très bien adaptée pour l'étude harmonique de convertisseur. Elle a donné de très bons résultats sur des convertisseurs simples [28]. La rapidité de calcul et la robustesse de cette modélisation permettent d'entrevoir une application à l'optimisation. Seule ombre au tableau, la mise en équation reste laborieuse et sujette aux erreurs de calculs... humaines.

Une seconde méthode fréquentielle est basée sur le principe que toute cellule de commutation, commandée ou naturelle représente une fonction de modulation F_{mod} (Figure II- 8) [29].

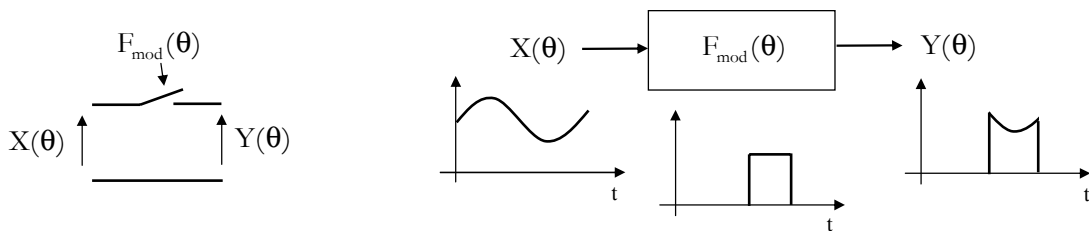


Figure II- 8 : Fonction de modulation [29]

$$Y(\theta) = X(\theta) \cdot F_{\text{mod}}(\theta) \quad \text{où } \theta = \omega \cdot t \quad \text{Eq II. 11}$$

La fonction de modulation peut s'écrire :

$$F_{\text{mod}}(\boldsymbol{\theta}) = F^0 + \sum_{k=1}^{\infty} (F_a^k \cdot \cos(k \cdot \boldsymbol{\theta}) + F_b^k \cdot \sin(k \cdot \boldsymbol{\theta})) \quad \text{Eq II. 12}$$

où F_a^k et F_b^k , représentent les coefficients de Fourier au rang d'harmonique k .

La grandeur $X(\boldsymbol{\theta})$ est définie par Eq II. 13 :

$$X^p(\boldsymbol{\theta}) = X_a^p \cdot \cos(p \cdot \boldsymbol{\theta}) + X_b^p \cdot \sin(p \cdot \boldsymbol{\theta}) \quad \text{Eq II. 13}$$

Le résultat du produit de cette grandeur modulée par la fonction de modulation est mis sous forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} Y^0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \left(\begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ F_b^p & -F_a^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ -F_b^p & F_a^p \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 14}$$

$$\begin{bmatrix} Y_a^n \\ Y_b^n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} F_a^{p+n} & F_b^{p+n} \\ F_b^{p+n} & -F_a^{p+n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^{p-n} & F_b^{p-n} \\ -F_b^{p-n} & F_a^{p-n} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix}$$

De la même manière que la méthode par représentation d'état, chaque phase de conduction du convertisseur se traduit par une fonction de modulation différente. Sur une période, le résultat final est la somme de toutes les phases. Cela fait intervenir les angles de commandes des interrupteurs. Dans le cas des convertisseurs commandés ou en conduction forcée, cet angle est connu. En revanche, lors de commutations naturelles et en régime discontinu, il est plus difficile de le calculer (cette remarque est vraie aussi pour la méthode par représentation d'état).

Cette méthode a notamment été appliquée lors de l'analyse d'une chaîne de traction de tramway comportant un transformateur associé à un pont de diodes en conduction continue. Les résultats attestent de l'intérêt d'une telle méthode notamment pour la traçabilité des harmoniques et inter-harmoniques. Il reste cependant des difficultés de modélisation en conduction discontinue. La rapidité de calcul (méthode itérative de type Newton) laisse tout de même envisager une modélisation adaptée à l'optimisation.

Au regard des avantages et des inconvénients de chacune des méthodes, il est difficile de donner un avis exclusif. La simplicité indéniable d'une approche indirecte, avec un aspect non négligeable sur la facilité d'étudier le convertisseur quel que soit son mode de conduction (continu / discontinu), en font une méthode très utilisée par les ingénieurs.

Elle souffre cependant de problèmes de convergence et reste inadaptée à l'optimisation de systèmes complexes, compte tenu du temps de calcul. A l'inverse, les méthodes directes sont plus difficiles à formaliser mais elles sont rapides et précises donc parfaitement intégrables dans une démarche de conception avec optimisation. A l'avenir, la méthode qui semble se démarquer est la méthode directe par représentation d'état. Suivant le degré de modélisation des composants, cette approche est aussi bien valable en BF qu'en HF pour l'étude CEM, ce qui en fait un atout majeur. De plus, le formalisme d'état peut faire penser à l'étude de stabilité petits signaux telle qu'elle va être décrite ci-après (si l'on se restreint au fondamental). Autrement dit, on peut imaginer un même modèle pour l'étude harmonique et dynamique.

3.3 Le domaine dynamique

Au même titre que l'étude statique, l'analyse dynamique du réseau embarqué est primordiale dans la conception de celui-ci. Cette analyse va conditionner le choix de nombreux organes (protections, lois de commande) pour permettre d'assurer à la fois la qualité de fourniture électrique mais surtout (et c'est encore plus vrai dans un réseau d'avion) la continuité d'alimentation. Il serait fortement dommageable que la mise en route d'une charge vienne perturber le réseau et les autres charges connectées au point de déclencher les protections. Ce risque, très rare, va cependant crescendo avec les nombreux convertisseurs électriques. On a vu dans le chapitre I avec un exemple, certes simpliste, qu'un hacheur pouvait être instable et perturber le réseau. L'augmentation du nombre de variables d'état liées aux convertisseurs introduit des modes supplémentaires qu'il convient d'identifier pour éviter ces phénomènes.

L'apport d'une méthode d'analyse dynamique doit ainsi pouvoir garantir la stabilité mais elle doit également permettre de choisir les lois de commande voire de prédire une meilleure localisation spatiale d'une charge. C'est dans ce contexte que sera présentée une méthode basée sur l'analyse modale, couramment employée dans les réseaux de transport, mais appliquée ici à un réseau embarqué. Au préalable, l'analyse de stabilité par le respect des critères de Middlebrook sera présentée. Cette méthode est unanimement utilisée dans l'étude de stabilité de plusieurs convertisseurs interconnectés. Son intérêt dans la compréhension des paramètres sensibles du système (et donc son optimisation) sera discuté.

Quelle que soit la méthode, modale ou de Middlebrook, il s'agit d'analyses petits signaux autour d'un point de fonctionnement permettant d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. Dans l'analyse grands signaux, les techniques diffèrent et ne seront pas traitées dans ce mémoire.

3.3.1 Critères de « Middlebrook »

Les critères de Middlebrook ont très brièvement été utilisés dans le premier chapitre à propos des risques des charges à puissance constante sur la stabilité d'un réseau. Il s'agit ici de donner des définitions exactes sur ces critères et leurs applications.

Middlebrook a été le premier à s'intéresser aux interactions entre filtres et convertisseurs [30]. L'objectif principal était de s'affranchir des risques d'oscillations de tension possibles en proposant des critères sur les impédances d'entrée et de sortie. Par la suite, avec cette même analyse, il a été possible d'étudier les interactions de sous systèmes, quels qu'ils soient et notamment les convertisseurs connectés sur un même bus. Schématiquement, cette approche est traduite comme sur la Figure II- 9 pour deux sous-systèmes indépendants.

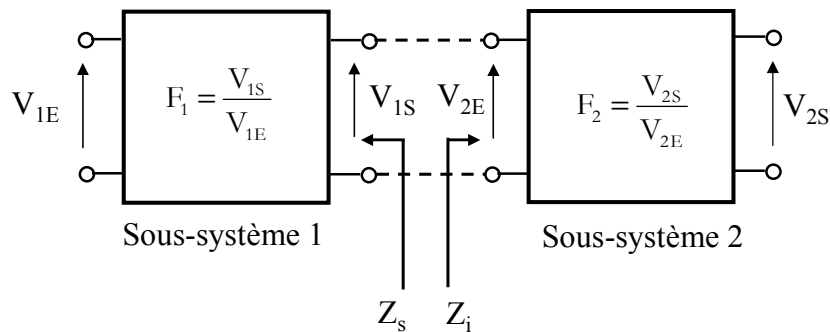


Figure II- 9 : Mise en série de deux sous-systèmes

Avec : F_1 , fonction de transfert du sous-système 1

F_2 , fonction de transfert du sous-système 2

Z_s , impédance de sortie du sous-système 1

Z_i , impédance d'entrée du sous-système 2

La fonction de transfert de l'association est donnée par Eq II. 15.

$$F_{12} = \frac{V_{2S}}{V_{1E}} = F_1 \cdot F_2 \frac{1}{1 + T(s)} \text{ avec } T(s) = \frac{Z_s}{Z_i} \quad \text{Eq II. 15}$$

Deux critères sont applicables pour vérifier la stabilité du système. Tout d'abord, sur l'ensemble du domaine fréquentiel, il faut que $|Z_s| \ll |Z_i|$. Dans le plan complexe, ce critère se traduit par la région interdite en rayé, illustrée Figure II- 10. Il est mathématiquement peu rigoureux (le terme *très inférieur* restant subjectif) mais, de par sa grande restriction du domaine autorisé, il garantit une stabilité certaine. Ce critère est vérifiable en post-conception par le biais de mesures expérimentales. Cependant, pour appliquer cette méthode dans une analyse préalable il faut déterminer analytiquement les deux impédances, chose bien moins évidente.

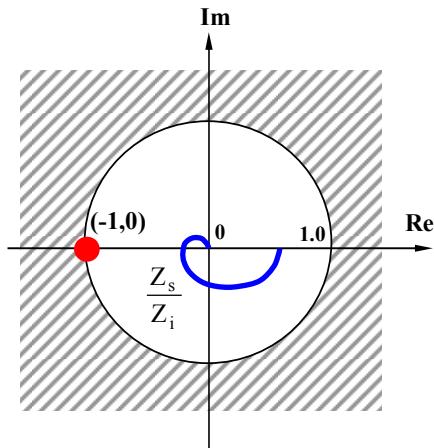


Figure II- 10 : Premier critère de Middlebrook

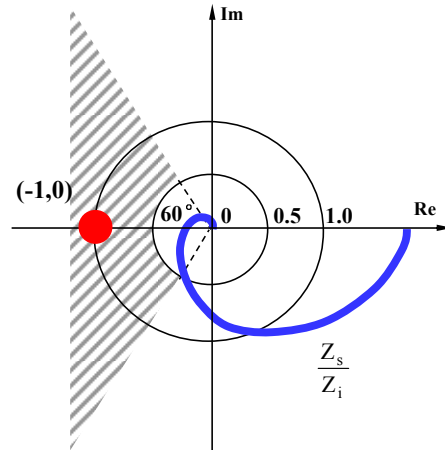


Figure II- 11 : Application de marges de stabilité sur le second critère

Le second critère concerne la fonction de transfert $T(s)$. Celle-ci doit répondre aux critères de stabilité au sens de Nyquist (placement de la trajectoire en fonction du point de coordonnées $[-1 ; 0]$ dans le plan complexe). Des marges de gain et de phase peuvent être définies afin de réduire les risques d'instabilité. Dans le plan complexe, Figure II- 11, le cas classique d'une marge de gain de -6dB (qui se traduit par un cercle de rayon 0.5) et d'une marge de phase de 60° est montré. Cette vérification est mathématiquement plus rigoureuse mais reste, comme la précédente, difficile à mettre en œuvre analytiquement.

Pour illustrer cela, reprenons le cas d'un hacheur série sur charge résistive avec un filtre d'entrée L, C comme indiqué sur la Figure II- 12. La régulation se fait sur la tension de sortie ($V_c=28\text{V}$) par l'intermédiaire d'un correcteur proportionnel-intégral. La tension d'entrée est de 350V et la puissance est fixée à 5kW grâce à la résistance de sortie R_h . Les deux sous-systèmes considérés sont encadrés en pointillés (cf ANNEXE 1 pour paramètres).

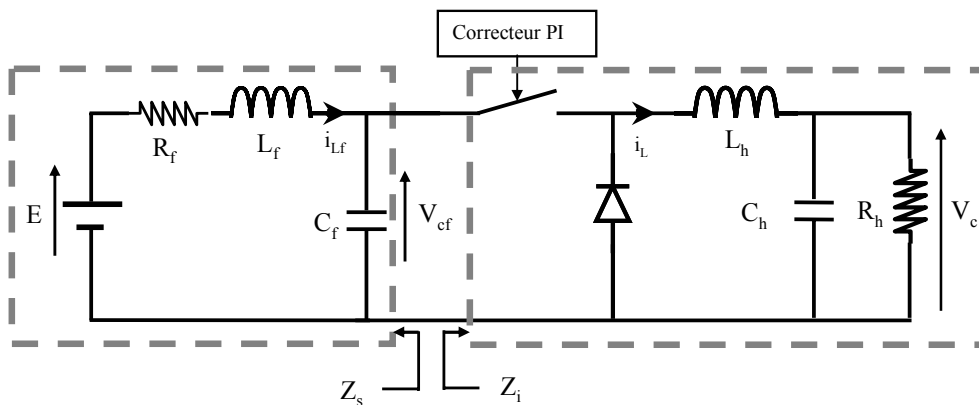


Figure II- 12 : Hacheur série avec régulation de tension de V_c

Sans développer précisément les calculs, on peut déterminer les impédances Z_s et Z_i (en conduction continue) telles que [3] :

$$Z_s(\omega) = \frac{R_f + j \cdot \omega \cdot L_f}{1 - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_f + j \cdot \omega \cdot R_f \cdot C_f} \quad \text{Eq II. 16}$$

$$Z_i(\omega) = \frac{1}{\left(\frac{-C(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)}{1 + Z(\omega) \cdot B(\omega) + A(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)} \right) \cdot \left(A_e(\omega) + \frac{B_e(\omega)}{\text{Cor}(\omega)} \right) + C_e(\omega)} \quad \text{Eq II. 17}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \text{Cor}(\omega) &= K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot j \cdot \omega}{\tau_i \cdot j \cdot \omega} & Z(\omega) &= \frac{R_h}{1 + R_h \cdot C_h \cdot j \cdot \omega} \\ A(\omega) &= \frac{V_e}{j \cdot \omega \cdot L_h} & B(\omega) &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} \\ A_e(\omega) &= \frac{V_e \cdot \alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} + \frac{V_e \cdot \alpha}{R_h} & B_e(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C_e(\omega) &= \frac{\alpha^2}{j \cdot \omega \cdot L_h} \end{aligned}$$

Le fait de prendre en compte la régulation dans le calcul de l'impédance du hacheur rend celle-ci, de suite, non triviale. Autrement dit, pour un convertisseur plus complexe avec plusieurs boucles de régulations imbriquées (cas d'un PFC triphasé par exemple), le travail s'annonce de longue haleine.

Les tracés des impédances Z_s et Z_i ainsi que le lieu de Nyquist de $T(s)$ sont donnés par la Figure II- 13 et la Figure II- 14. Pour chaque critère, trois cas sont considérés avec différentes valeurs de L_f (200 μ H, 710 μ H et 1000 μ H).

Si le choix de faire varier L_f plutôt qu'un autre élément est complètement subjectif, les valeurs prises en exemple ne le sont pas. En effet, par l'intermédiaire du critère de Nyquist, nous avons cherché par dichotomie, trois cas de figure où le hacheur est respectivement stable, asymptotiquement stable et instable. La même étude peut très bien se faire sur les autres éléments (capacités, résistances, paramètres du correcteur).

En parallèle, la structure exacte du hacheur est simulée en temporel pour chaque valeur de L_f . Les résultats sur le courant d'entrée et la tension de sortie du hacheur sont respectivement donnés Figure II- 15 et Figure II- 16.

Ces tracés temporels corroborent la méthode décrite car il apparaît en fonction de L_f , un cas stable, asymptotiquement stable puis instable. Des termes résistifs, et donc amortissants, sont ajoutés (involontairement) dans la simulation par le biais des résistances R_{on} et R_{off} de l'interrupteur, ce qui justifie une divergence lente pour $L_f = 1000\mu$ H.

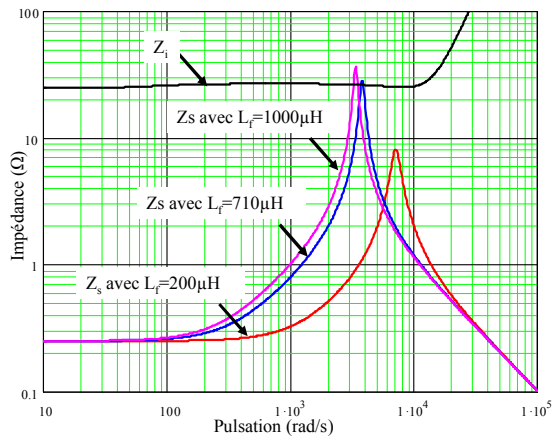


Figure II- 13 : Impédances des Z_i et Z_s

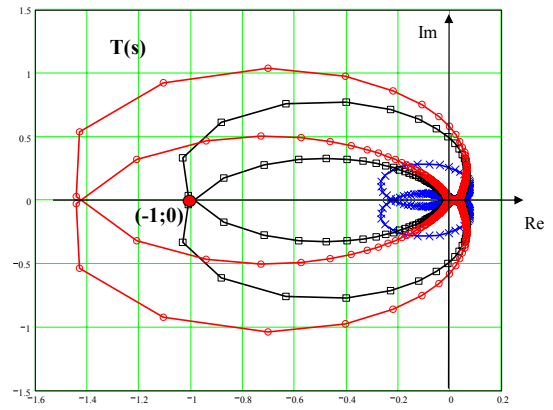


Figure II- 14 : Lieu de Nyquist de $T(s)$.
 \times : $L_r=200\mu\text{H}$; \square : $L_r=710\mu\text{H}$; \circ : $L_r=1000\mu\text{H}$

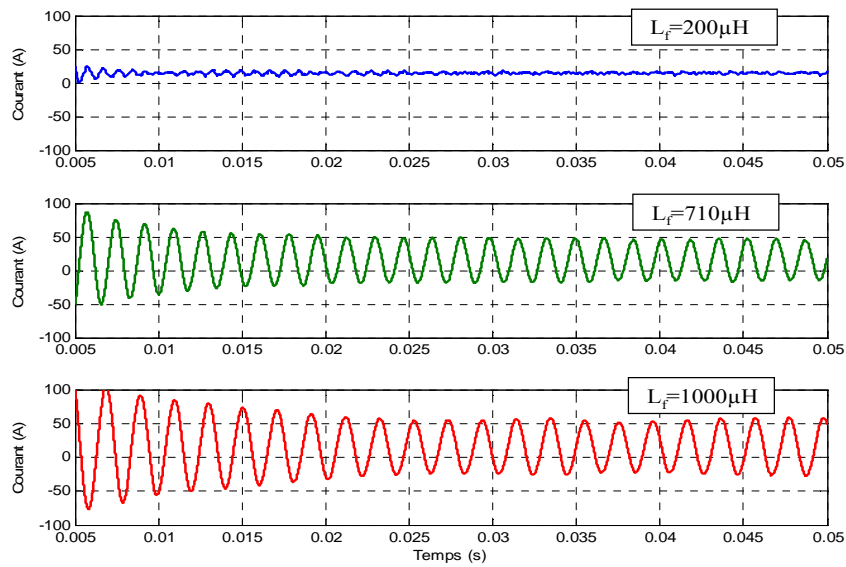


Figure II- 15 : Courant d'entrée du hacheur, i_{LF}

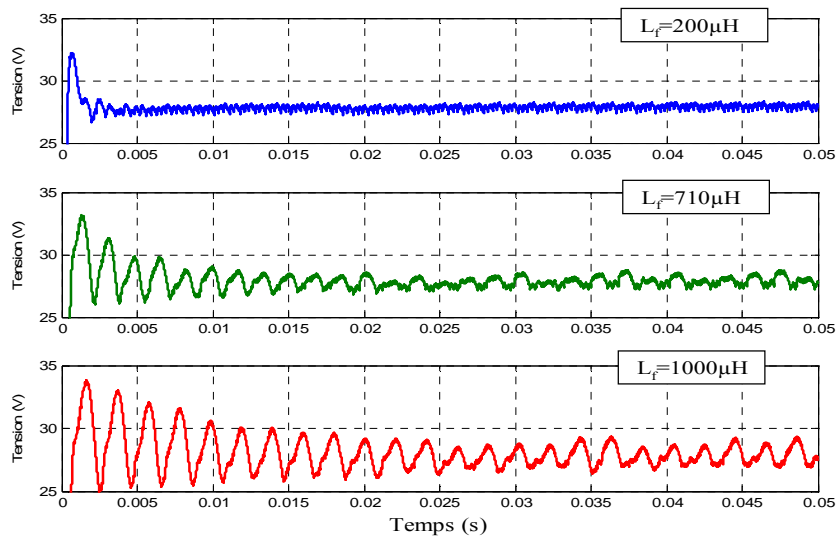


Figure II- 16 : Tension de sortie du hacheur V_C

Il est possible d'étendre le principe à un réseau de plusieurs charges en parallèle. Par exemple, pour le réseau donné Figure II- 17 (a), il faut connaître l'impédance de sortie du convertisseur source et celles d'entrée de tous les convertisseurs de charge [31][32]. Ainsi, la fonction de transfert $T'(s)$ (Eq II. 18) est le ratio entre l'impédance de sortie et l'impédance équivalente de la mise en parallèle des impédances d'entrée.

$$T'(s) = \frac{Z_s}{Z_i} = \frac{Z_s}{\frac{Z_{i1}}{Z_s} + \frac{Z_s}{Z_{i2}} + \dots + \frac{Z_s}{Z_{in}}} \quad \text{Eq II. 18}$$

Les zones interdites dans le plan complexe, pour respecter les critères de stabilité, sont illustrées Figure II- 17. Ces régions diffèrent selon qu'on s'intéresse à la fonction $\frac{Z_s}{Z_i}$ ou à la fonction $\frac{Z_s}{Z_{ik}}$. Les conditions sont très restrictives pour la seconde, car la marge de gain est proportionnelle au nombre de convertisseurs de charge présents.

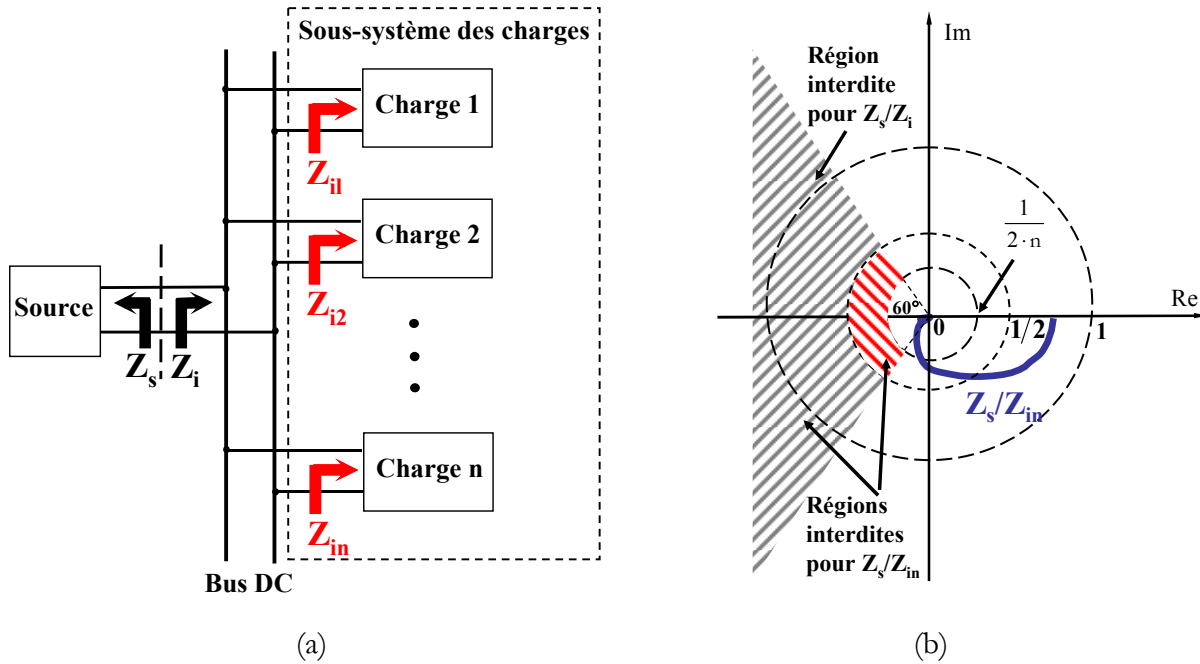


Figure II- 17 : Exemple de plusieurs charges sur un même bus (a) et application du critère de stabilité (b) [31]

Bilan sur cette méthode :

De par les critères très stricts, cette approche s'avère particulièrement fiable pour garantir la stabilité d'un convertisseur ou d'un réseau. Cependant, dans une démarche d'analyse pour la conception, elle est difficilement exploitable pour plusieurs raisons. Tout d'abord, analytiquement le calcul des impédances peut devenir très lourd avec des convertisseurs complexes. Ceci justifie qu'elles sont souvent mesurées en post-conception.

Ensuite ... et surtout, avec un système qui comporte des dizaines voire des centaines de paramètres, il est très difficile de déterminer lesquels sont sujets à rendre le système instable, sauf par des campagnes d'étude de sensibilité sur chacun d'eux ... autant dire un vrai travail de fourmi.

3.3.2 Approche modale

Comme Middlebrook, l'analyse modale n'est pas nouvelle et existe depuis très longtemps notamment dans le cadre des grands réseaux de transport. Elle est basée sur des outils mathématiques couramment utilisés en automatique et les lignes qui suivent sont fortement inspirées des travaux menés dans [33]. Cependant, la particularité des réseaux embarqués avec l'omniprésence de convertisseurs statiques, amène à adapter quelque peu cette méthode par rapport aux grands réseaux, notamment pour la prise en compte des variables d'état associées aux convertisseurs. Voici tout d'abord quelques rappels indispensables sur la représentation d'état et les outils associés nécessaires à une bonne compréhension l'approche proposée.

a Représentation d'état et linéarisation

Le comportement dynamique d'un système quelconque d'ordre n peut être décrit par n équations différentielles (linéaires ou non) du premier ordre avec r entrées telles que :

$$\dot{x} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n; u_1, u_2, \dots, u_r; t) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Eq II. 19}$$

Avec une écriture matricielle, on obtient :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 20}$$

$$\text{Où : } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad f = \begin{Bmatrix} f_1(x, u, t) \\ f_2(x, u, t) \\ \vdots \\ f_n(x, u, t) \end{Bmatrix}$$

Le vecteur d'état x est composé des éléments x_i , appelés variables d'état et le vecteur u est composé des entrées du système. Dans le cas où les dérivées des variables d'état ne sont pas fonction du temps, l'équation Eq II. 20 devient :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad \text{Eq II. 21}$$

Les variables de sortie y que l'on souhaite observer sont elles aussi fonctions de x et de u :

$$y = g(x, u) \quad \text{Eq II. 22}$$

Dans le cas où les fonctions f_i de Eq II. 21 sont linéaires, elles ne possèdent qu'un seul point d'équilibre (si la matrice d'état n'est pas singulière). Pour les systèmes non linéaires (cas le plus répandu), il existe plusieurs points d'équilibre caractéristiques du comportement dynamique du système. Pour appliquer les méthodes des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires, il convient de faire une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Ce dernier peut être calculé par la résolution de l'ensemble des équations différentielles, lorsque les dérivées sont toutes nulles ou par un bilan de puissance.

La linéarisation s'effectue de la manière suivante. Soient x_0 le vecteur d'état initial et u_0 le vecteur d'entrée correspondant au point d'équilibre et Δ une petite variation autour de ce même point, alors les vecteurs x et u s'écrivent :

$$x = \Delta x + x_0 \text{ et } u = \Delta u + u_0 \quad \text{Eq II. 23}$$

Pour linéariser l'équation Eq II. 21, x_0 et u_0 doivent satisfaire :

$$\dot{x}_0 = f(x_0, u_0) = 0 \quad \text{Eq II. 24}$$

Ainsi :

$$\dot{x} = \Delta \dot{x} + \dot{x}_0 = f[(x_0 + \Delta x), (u_0 + \Delta u)] \quad \text{Eq II. 25}$$

Si on applique une décomposition en séries de Taylor et en négligeant les termes dont l'ordre supérieurs ou égal à 2, on obtient :

$$\dot{x}_i = \Delta \dot{x}_i + \dot{x}_{i0} = f_i(x_0, u_0) + \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \cdot \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \cdot \Delta x_n + \frac{\partial f_i}{\partial u_1} \cdot \Delta u_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \cdot \Delta u_n \quad \text{Eq II. 26}$$

Dans ce cas, la linéarisation de Eq II. 21 et Eq II. 22 est la suivante :

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x} &= A \cdot \Delta x + B \cdot \Delta u \\ \Delta y &= C \cdot \Delta x + D \cdot \Delta u \end{aligned} \quad \text{Eq II. 27}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_r} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial u_r} \end{bmatrix}$$

La matrice A de taille n x n est aussi appelée matrice Jacobienne.

b Valeurs propres et vecteurs propres

Les valeurs propres λ_i d'un système, sont les solutions des équations Eq II. 28 et Eq II. 29 où les variables ϕ_i et ψ_i sont respectivement les vecteurs propres, non nuls, droits et gauches de A.

$$A \cdot \phi_i = \lambda_i \cdot \phi_i \Rightarrow (A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad \text{ou} \quad \text{Eq II. 28}$$

$$\psi_i \cdot A = \lambda_i \cdot \psi_i \Rightarrow \psi_i \cdot (A - \lambda_i \cdot I) = 0 \quad \text{Eq II. 29}$$

où $\phi_i = \begin{bmatrix} \phi_{1i} \\ \phi_{2i} \\ \vdots \\ \phi_{ni} \end{bmatrix}$ et $\psi_i = [\psi_{i1} \quad \psi_{i2} \quad \dots \quad \psi_{in}]$.

Dans le cas où ces vecteurs correspondent à une valeur propre différente, ils sont orthogonaux. Autrement dit, pour $\lambda_i \neq \lambda_j$, le produit $\psi_j \cdot \phi_i = 0$. Dans le cas contraire, si les vecteurs propres correspondent à la même valeur propre, le produit est égal à :

$$\psi_j \cdot \phi_i = C_i \quad \text{Eq II. 30}$$

où C_i est une constante non nulle (lorsque les vecteurs sont normalisés, $C_i=1$).

La stabilité du système est directement donnée par les valeurs propres λ_i qui peuvent être réelles ou complexes. Le théorème de Lyapunov stipule que si, et seulement si, toutes les valeurs propres sont à parties réelles négatives alors le système est asymptotiquement stable. Si elles sont nulles, le système est oscillatoire. Enfin, si elles sont positives, le système est divergent.

Ce théorème se justifie en temporel puisqu'à chaque valeur propre λ_i correspond un **mode** oscillant $e^{\lambda_i t}$. Ceci introduit d'ailleurs la notion de mode.

c Matrices modales et réponse temporelle

Pour utiliser toutes les propriétés de A, on introduit les matrices suivantes :

$$\Phi = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \quad \text{et} \quad \Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad \text{et la matrice diagonale} \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}$$

Compte tenu de Eq II. 28 et Eq II. 30 (normalisée), il est possible d'écrire que :

$$A \cdot \Phi = \Phi \cdot \Lambda \Rightarrow \Phi^{-1} \cdot A \cdot \Phi = \Lambda$$

et $\Psi \cdot \Phi = I$

Eq II. 31

L'intérêt d'une telle écriture est de s'affranchir des termes couplés pour ne conserver que les paramètres diagonaux. Ainsi, par le biais du changement de base Eq II. 32, on obtient le nouveau système Eq II. 33.

$$\Delta \mathbf{x} = \Phi \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 32}$$

$$\dot{\mathbf{z}} = \Lambda \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 33}$$

Cela se traduit en temporel par :

$$z_i(t) = z_i(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 34}$$

avec $z_i(0)$, les conditions initiales de z_i .

La relation, en temporelle, entre ces deux bases est :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \Phi \cdot \mathbf{z}(t) = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \cdot \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{z}(t) = \Psi \cdot \Delta \mathbf{x}(t) \quad \text{Eq II. 35}$$

Au final, la réponse temporelle d'une variable d'état est fonction des vecteurs propres et des conditions initiales des variables d'état telle que :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n \phi_i \cdot \psi_i \cdot \Delta \mathbf{x}(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 36}$$

L'enchaînement des ces équations pour arriver à ce résultat prend tout son sens dans la compréhension des outils qui suivent.

d Sensibilité et facteur de participation

Modéliser un système tel que Eq II. 27 ne donne pas davantage d'informations que les impédances de la méthode de Middlebrook. En revanche, il est possible, à partir de ce modèle, d'utiliser des outils d'aide à la conception tels que **l'étude de sensibilité** et le calcul des **facteurs de participation**. Le rappel de ces outils issus de [33] et de [34] est le suivant :

Si on dérive partiellement Eq II. 28 en fonction des éléments a_{kj} de A on obtient la relation suivante :

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \Lambda \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \lambda_i \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 37}$$

En multipliant cette relation par ψ_i et en considérant les équations Eq II. 29 et Eq II. 30, on trouve la relation Eq II. 38.

$$\Psi_i \cdot \frac{\partial A}{\partial a_{kj}} \cdot \Phi_i = C_i \cdot \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 38}$$

Etant donné que l'on s'intéresse à la sensibilité **d'un** élément a_{kj} sur les valeurs propres, il est possible de dire que tous les éléments de $\frac{\partial A}{\partial a_{kj}} = 0$ sauf pour $\frac{\partial A_{kj}}{\partial a_{kj}}$ où le résultat est unitaire.

Dans ces conditions Eq II. 38 devient :

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\Psi_{ki} \cdot \Phi_{ji}}{C_i} \quad \text{Eq II. 39}$$

On obtient ainsi la **sensibilité** d'une valeur propre λ_i en fonction des éléments de la matrice d'état A par un simple produit des matrices modales (à une constante près). Le résultat est une matrice cubique de taille $n \times n \times n$. En présence de nombreuses variables d'état, cette matrice devient rapidement conséquente.

La matrice P_i des **facteurs de participation** (de taille $n \times n$) est donnée par Eq II. 40. Elle mesure la participation de la k-ième variable d'état sur la i-ième valeur propre (et inversement).

$$P_i = \Phi_i \cdot \Psi_i = \begin{bmatrix} P_{1i} \\ P_{2i} \\ \vdots \\ P_{ki} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{1i} \cdot \Psi_{i1} \\ \Phi_{2i} \cdot \Psi_{i2} \\ \vdots \\ \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 40}$$

$$\text{avec } P_{ki} = \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kk}}$$

On le voit, le facteur de participation est un cas particulier du calcul de sensibilité car il contient tous les termes diagonaux de la matrice cubique des sensibilités. Schématiquement ces matrices peuvent être représentées comme suit :

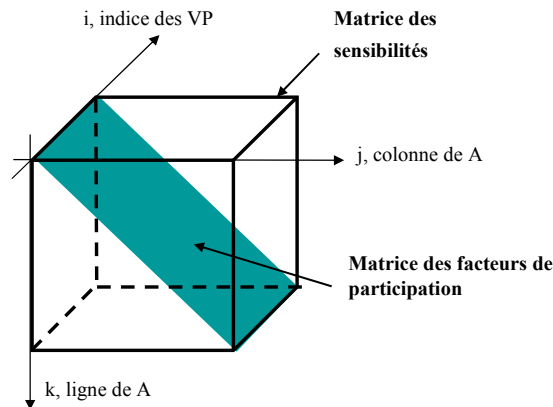


Figure II- 18 : Représentation spatiale des matrices des sensibilités et des facteurs de participation.

Afin d'interpréter le facteur de participation, il faut remonter à l'équation temporelle de Δx , Eq II. 36 et identifier à Eq II. 40.

Ainsi on dit que $\Psi_i \cdot \Delta x(0)$ est la contribution des conditions initiales $\Delta x(0)$ dans le i-ième mode et ϕ_i décrit l'activité de chaque variable d'état dans le i-ième mode.

Si $\Delta x(0) = e_k$ où e_k est le k-ième vecteur unitaire (la k-ième entrée est à 1 et les autres à 0) alors :

$$\Delta x_k(t) = \sum_{i=1}^n (P_{ki} \cdot e^{\lambda_i t}) \quad \text{Eq II. 41}$$

Rem : Les outils d'analyse de sensibilité et de facteur de participation ont été développés et codés dans le cadre d'un stage d'ingénieur de fin d'études [35].

Pour illustrer le facteur de participation, envisageons le système du second ordre suivant :

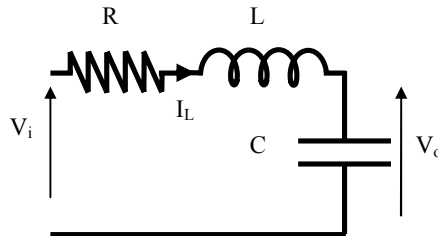


Figure II- 19 : Système RLC du second ordre

Les équations différentielles qui régissent les variables d'état sont données par Eq II. 42.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i \quad \text{Eq II. 42}$$

Les deux valeurs propres issues de cette écriture matricielle sont complexes conjuguées et forment donc un mode tel que :

$$\lambda_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad \text{Eq II. 43}$$

Avec :

$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, la pulsation naturelle.

$\xi = \frac{R}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$, le coefficient d'amortissement.

En plus de la stabilité, les parties réelles et imaginaires fournissent d'autres informations notamment sur la pulsation naturelle et sur le coefficient d'amortissement (Figure II- 20).

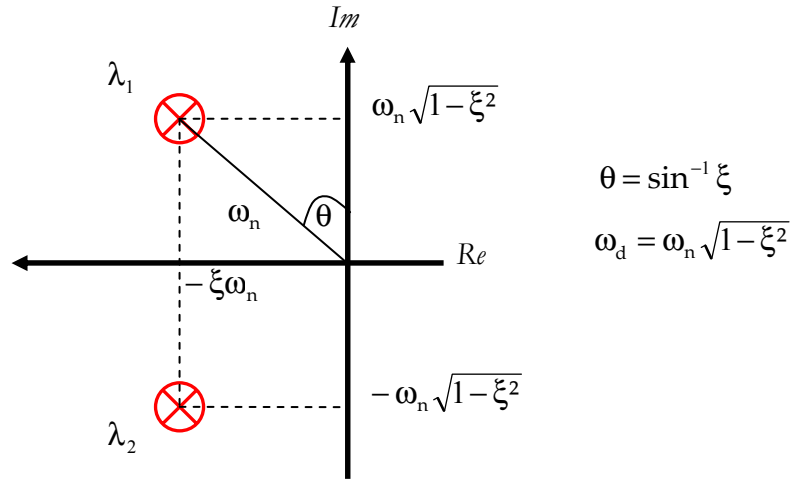


Figure II- 20 : Identification des valeurs propres dans le plan complexe

La réponse impulsionnelle de la tension est donnée par Eq II. 44. On retrouve dans cette expression les paramètres précédents avec une seconde pulsation oscillatoire ω_d .

$$\begin{aligned}
 V_0(t) &= \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \sin(\omega_d t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \frac{e^{j(\omega_d t)} - e^{-j(\omega_d t)}}{2j} \\
 &= \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_1 t} + \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_2 t}
 \end{aligned}
 \tag{Eq II. 44}$$

Par identification entre les équations Eq II. 41 et Eq II. 44, on peut dire que le facteur de participation de la variable V_0 sur les deux valeurs propres est $P = \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}}$.

Bilan : Les performances dynamiques sont dictées par les structures des convertisseurs et leurs lois de commande. Dans une démarche de conception, il est important de trouver ce compromis structure-commande. Pour cela, l'approche Middlebrook ne semble pas, ou peu adaptée. En effet, il n'est pas possible de trouver rapidement les paramètres sensibles avec une telle approche.

En revanche, l'analyse modale permet, d'un point de vue dynamique, de concevoir les lois de commande et d'aider le concepteur à l'élaboration d'une structure. Les outils (facteur de participation, sensibilité) permettent de localiser les modes les plus critiques (au sens du cahier des charges dans le domaine dynamique) ainsi que les paramètres les plus influents. Ainsi le correcteur peut être réglé de manière optimale. Avant cela, il importe de modéliser sous forme d'état le convertisseur, ce qui constitue probablement l'étape la plus difficile de l'approche modale.

e Modélisation moyenne

Jusqu'à présent, l'utilisation de la représentation d'état, puis des outils associés tels que l'analyse des valeurs propres, le calcul du facteur de participation et l'analyse de sensibilité est monnaie courante dans les réseaux HT. Cependant, les variables d'états prises en considération portent principalement sur le comportement (électrique et mécanique) des alternateurs. Les modèles des charges sont une agrégation en puissance active et réactive. Au mieux, le modèle n'est fonction que de la tension ou de la fréquence mais généralement, les variables d'états des charges ne sont pas intégrées.

Dans les réseaux embarqués, les nombreux modes liés aux charges non linéaires doivent être intégrés. Reste un détail, comment faire ? Si l'écriture des équations différentielles d'une machine quelconque reste usuelle, il est plus difficile d'écrire celles-ci en présence d'interrupteurs car à chaque état de ceux-ci correspond un schéma équivalent différent et donc un jeu d'équations différent. Pour faire face à cela, il est possible d'utiliser une **modélisation moyenne**. A la base, celle-ci consiste à transformer le modèle original discontinu d'un convertisseur en un modèle continu et invariant pour mettre au point les lois de commande.

Le premier « modèle moyen » a été proposé par Middlebrook (toujours le même) et Cuk [36]. L'idée est d'effectuer la moyenne sur une fenêtre T d'un signal $f(t)$, pas forcément périodique (Eq II. 45) :

$$\langle f(t) \rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 45}$$

On note que la moyenne glissante dépend du temps mais en régime établi, elle se confond avec la moyenne classique. Une propriété fondamentale de la moyenne glissante est :

$$\frac{d}{dt} \langle f(t) \rangle_0(t) = \left\langle \frac{d}{dt} f(t) \right\rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 46}$$

Soit dans le cas d'une variable d'état :

$$\frac{d}{dt} x(t) = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 47}$$

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_0(t) = \langle f(x, u, t) \rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 48}$$

Dans l'exemple du hacheur Figure II- 12, l'écriture du courant absorbé est :

$$\frac{d}{dt} i_{Lf} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{Lf} - V_{Cf} - R_{Cf} \cdot (i_{Lf} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq II. 49}$$

avec : $u=0$, interrupteur ouvert,

$u=1$, interrupteur fermé.

Le rapport cyclique moyen est donné par : $\langle u \rangle_0 = \alpha$

Ainsi, la moyenne de Eq II. 49 est Eq II. 50 avec une hypothèse forte, qui est de considérer que la moyenne des produits est égale au produit des moyennes. L'illustration graphique de ce modèle sur la tension de sortie du hacheur est donnée Figure II- 21.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{Lf} \rangle_0 = \frac{1}{L_f} \cdot \left[\langle E \rangle_0 - R_f \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle V_{Cf} \rangle - R_{Cf} \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle u \rangle_0 \cdot \langle i_L \rangle_0 \right] \quad \text{Eq II. 50}$$

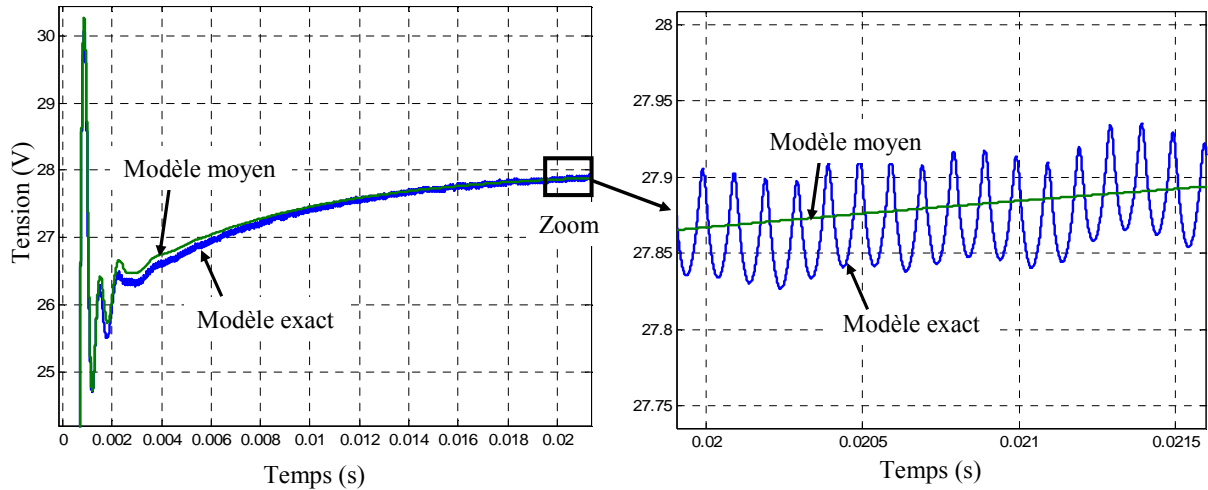


Figure II- 21 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur la tension de sortie du hacheur de la Figure II- 12

Cette hypothèse introduit obligatoirement des limites sur la validité de ce genre de modélisation. Le modèle moyen classique ne peut s'appliquer aux convertisseurs travaillant en conduction discontinue ou dont les variables d'état sont à valeurs moyenne nulle (grandeurs sinusoïdales par exemple). Pour pallier cette insuffisance, le modèle moyen généralisé (MMG) a été développé sur des convertisseurs comprenant à la fois des étages continus et alternatifs [37] [38].

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k (t) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot t} \quad \text{Eq II. 51}$$

où $\langle x \rangle_k (t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. De même que la moyenne glissante définie dans Eq II. 45, il est possible de définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk \cdot \omega \tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 52}$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad \text{Eq II. 53}$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad \text{Eq II. 54}$$

Rem : En posant $k=0$, on retrouve le modèle moyen classique.

La Figure II- 22 montre la différence entre le modèle topologique et le MMG à l'ordre un d'un redresseur triphasé commandé en MLI. On voit que les dynamiques lentes et le fondamental sont respectés.

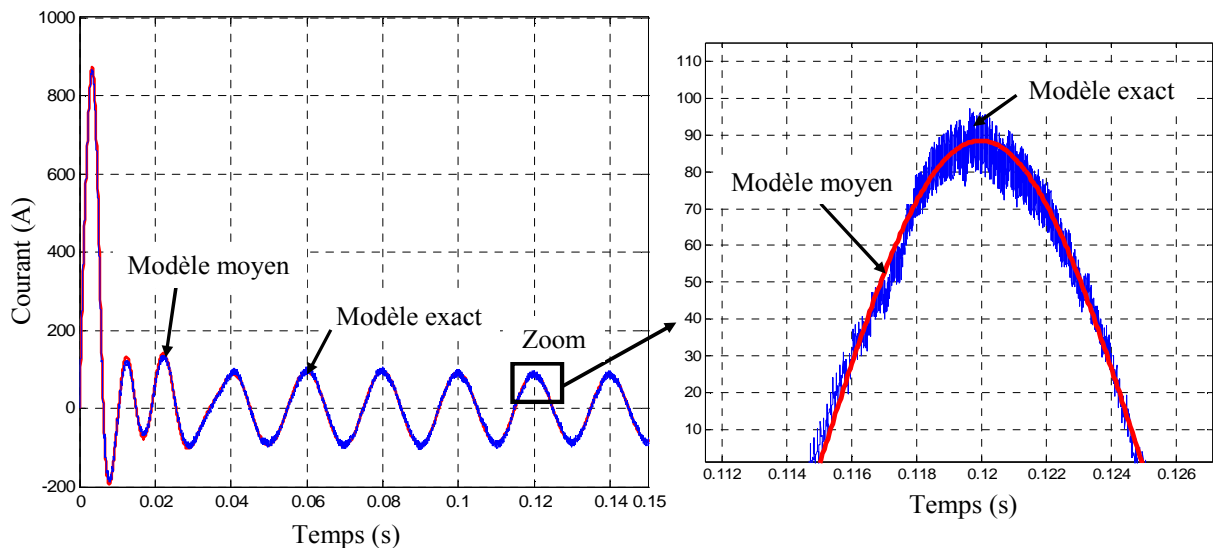


Figure II- 22 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur le courant absorbé par un PFC triphasé

Que ce soit dans l'exemple du hacheur ou du redresseur, il apparaît clairement que l'information donnée par le fondamental est conservée et seuls les effets hautes fréquences sont négligés. Une telle modélisation est très rapide en temps de calcul. Par exemple, dans le cas du redresseur, le temps de simulation est divisé par dix entre le modèle exact et le modèle moyen. De plus, grâce à cette modélisation, un convertisseur peut être mis sous forme d'état continue et invariante ce qui permet dans ces conditions, d'introduire les valeurs propres et les modes associés.

f Synthèse sur l'analyse modale

Au final, on vient de le voir, l'analyse modale est assez longue à mettre en œuvre principalement à cause de la modélisation. La procédure à retenir est celle donnée Figure II- 23. Il faut écrire l'ensemble des équations différentielles (électriques et mécaniques), y compris les boucles de régulation, qui définissent le comportement dynamique du réseau. Pour prendre en compte les modes associés aux convertisseurs il faut créer les modèles moyens. Ensuite, l'ensemble doit être mis sous forme d'état, puis linéarisé pour faire l'analyse proprement dite. Le développement informatique des outils de sensibilité et de facteur de participation demande, certes du temps au début, mais une fois créés, leur généricité les rend applicables à n'importe quel système.

Enfin, les lois de commande et les paramètres structuraux sont autant de grandeurs qui peuvent être pré-dimensionnées par cette approche modale.

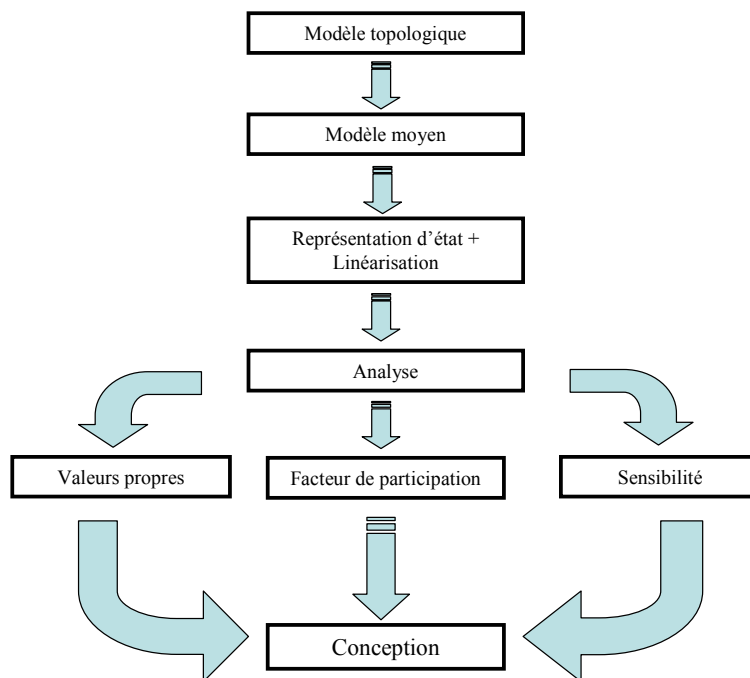


Figure II- 23 : Synthèse de l'analyse modale

Cette méthodologie sera utilisée en détail dans le chapitre III, dans un premier temps sur l'exemple du hacheur série puis dans un second, sur une association alternateur – machine qui fait l'objet d'une partie d'un banc de test dans le cadre du projet européen POA.

4 Les outils

Une fois les méthodes choisies, il reste à définir quels sont les outils les mieux adaptés. Cependant, affirmer qu'un logiciel est mieux adapté qu'un autre est souvent sujet à de longues discussions et débats entre férus utilisateurs. A notre connaissance, il n'existe pas d'outils disponibles pour la conception de réseau dans sa globalité pouvant traiter de tous les aspects (sauf peut être en interne à certaines entreprises comme EDF).

En revanche, il existe des logiciels de simulation pour l'analyse. EUROSTAG est souvent utilisé pour l'étude dynamique des réseaux de transport, EMTP permet d'étudier le régime transitoire mais également harmonique des réseaux électriques.

Un plus grand choix s'offre au concepteur lorsqu'il souhaite simuler la topologie exacte d'une partie du réseau. Nous les avons déjà cités mais Psim, PSpice, SimPowerSystem (Matlab), SABER et plus récemment Plexims (toolbox intégrable dans Matlab) sont les plus utilisés. Ils permettent tous de simuler des structures d'électronique de puissance avec leurs commandes associées ainsi que des machines électriques. Cependant, tous ne possèdent pas la même bibliothèque de composants. SABER possède une richesse de modèles multi-physiques importante ainsi qu'un langage de programmation dédié pour créer des composants. De plus, ce logiciel est fortement utilisé chez les équipementiers de l'aéronautique (et de l'automobile). Ajouté à une forte puissance de résolution, ce logiciel se démarque significativement des autres dans la simulation de convertisseur isolé ou interconnecté.

En ce qui concerne les boucles d'optimisation, MATLAB reste une référence de par la diversité de ses algorithmes de résolution ainsi que la facilité pour programmer n'importe quelle fonction d'exploitation très rapidement. Récemment, grâce à des toolbox de simulation temporelle (SimPowerSystems, Plexims), il est possible de coupler aisément simulation et analyse dans un processus d'optimisation.

Pour toutes ces raisons, nous avons utilisés SABER lors des étapes de vérification par simulations « exactes » et Matlab dans le cas des optimisations.

5 Éléments vers une conception ensembliste

Les précédentes descriptions des méthodes et des modèles existants pour l'analyse en vue de la conception, permettent de proposer une classification synthétique qui abonde dans une vision globale (Tableau II- 3).

Avec une lecture horizontale du tableau, on retrouve les méthodes qui permettent une conception fonctionnelle avec leurs objectifs spécifiques. Deux niveaux supplémentaires indiquent les modèles et les outils (adaptés aux méthodes ou à la simulation temporelle) proposés.

		Domaine Statique		Domaine Dynamique	
		<i>Fondamental</i>	<i>Harmonique</i>	<i>Petits Signaux</i>	<i>Grands Signaux</i>
Conception fonctionnelle		<i>Load Flow</i>	<i>Approche fréquentielle</i>	<i>Approche modale</i>	
Modèles		Statique	Fréquentiel direct	Modèle moyen	
Objectifs		Architecture	Filtrage : dimensionnement, taux d'insertion	Régulation et loi de commande. Prédimensionnement Protection et procédure de réarmement	
Outils	Approches dédiées	Matlab, Eurostag	Matlab, EMTP	Matlab	Matlab, Eurostag
	Simulation temporelle	Saber	Saber	Saber	Saber

Tableau II- 3 : Synthèse des méthodes, modèles et outils pour la conception

La lecture verticale propose des méthodes en vue d'une optimisation spécifique dans chacun des domaines. Tout d'abord, l'utilisation d'un load flow peut permettre de définir l'architecture idéale d'un point de vue du rendement et de la masse. Cela comprend :

- la répartition spatiale (longueur et type de câbles, placement géographique des charges et des sources),
- le choix de la tension (alternative ou continue),
- le choix de la fréquence.

Actuellement, des études sont menées dans ce sens au laboratoire pour un réseau de type tramway [39].

L'approche fréquentielle, quant à elle, conduit à dimensionner les organes de filtrage, qu'ils soient actifs ou passifs avec :

- leur structure (choix d'un type de filtre passif par exemple),
- leur taux de pénétration et le ratio filtre actif/filtre passif,
- leur localisation (filtrage au plus près de la source polluante ou non, choix d'un filtre local ou global).

Des premiers résultats sur l'optimisation du volume d'une structure de filtre résonant (LLC) avec le choix de sa localisation face à plusieurs sources de perturbations harmoniques sont montrés dans [40].

En ce qui concerne l'analyse dynamique, l'approche modale (petits ou grands signaux) doit permettre de déterminer de manière optimale :

- le choix et le réglage des correcteurs (PI, PID, RST, etc),
- le pré-dimensionnement des éléments passifs des convertisseurs et des filtres,
- le choix et la localisation des capteurs et des actionneurs,
- les procédures de réarmement des organes de coupures (temps minimal/maximal, périodicité).

S'il est facile de concevoir qu'une étude petits signaux amène au choix et au réglage des correcteurs, il est moins évident de voir son apport dans le pré-dimensionnement des éléments passifs. Un tel intérêt est montré dans [41].

Dans une vision globale, des courbes (ou surfaces) de Pareto sont bien adaptées à l'optimisation multi objectifs pour l'aide à la conception [42] [43]. On est ainsi en droit d'imaginer, à terme, un optimum global qui serait une intersection des différents espaces de solutions trouvés dans chacun des domaines. Un tel résultat est très alléchant et ambitieux mais ... pas pour ce mémoire !

Les deux chapitres qui suivent sont des premiers pas vers ce résultat d'ensemble. Le chapitre III est une application de l'approche modale sur une structure dédiée à l'aéronautique. Le dernier chapitre propose, quant à lui, une méthode pour optimiser le volume de filtres en présence de charges polluantes. Dans les deux cas, l'accent est mis sur la généralité des méthodes pour la conception de réseaux embarqués plutôt que sur la pertinence d'une solution obtenue.

Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC

1 Objectifs de l'étude

Dans le cadre du POA, de nouveaux matériels sont testés pour les avions civils de demain. Après la phase de développement chez l'équipementier concerné, ces matériels sont validés sur des bancs expérimentaux incluant un environnement représentatif de plusieurs charges. Un premier banc concerne l'étude d'un nouveau système de génération (Engine Systems Validation Rig). Un second banc nommé ASVR (Aircraft Systems Validation Rig), intègre les nouveaux matériels. Le bus principal de l'ASVR est de 350V continu. Le choix d'une architecture HVDC a été retenue par Airbus, principalement sur des critères de masse, de coût et, bien sûr, de faisabilité technologique.

L'interconnexion des nouveaux matériels pose inévitablement le problème de la stabilité et plus largement des dynamiques des grandeurs électriques. Dans ce contexte, l'utilisation de l'approche modale s'avère utile et adaptée. Pour le montrer, nous étudierons, dans un premier temps, comment utiliser l'approche modale sur un simple convertisseur DC/DC. Ensuite, une partie de l'ASVR sera analysée avec cette approche. La partie étudiée sera l'association d'un alternateur-démarrreur synchrone à aimants permanents de 150kVA (**H**igh **P**ressure **S**tarter **G**enerator) avec un moteur synchrone à aimants permanents de 72kW utilisé pour les pompes à fuel (**F**uel **P**ump **M**otor). Des étages d'électronique de puissance assurent le raccordement au bus de tension continue de 350V.

En l'absence de mesures, une première validation sera faite par une simulation topologique de l'ensemble. De plus, l'intérêt d'utiliser une telle approche pour la conception sera mis en évidence.

2 Analyse modale d'un convertisseur DC/DC

2.1 Ecriture du modèle

L'ensemble des équations différentielles de la structure du hacheur considéré (rappelée Figure III- 1) est donnée par *Eq III. 1* à *Eq III. 4* où u correspond à l'état de l'interrupteur (0 : ouvert, 1 : fermé).

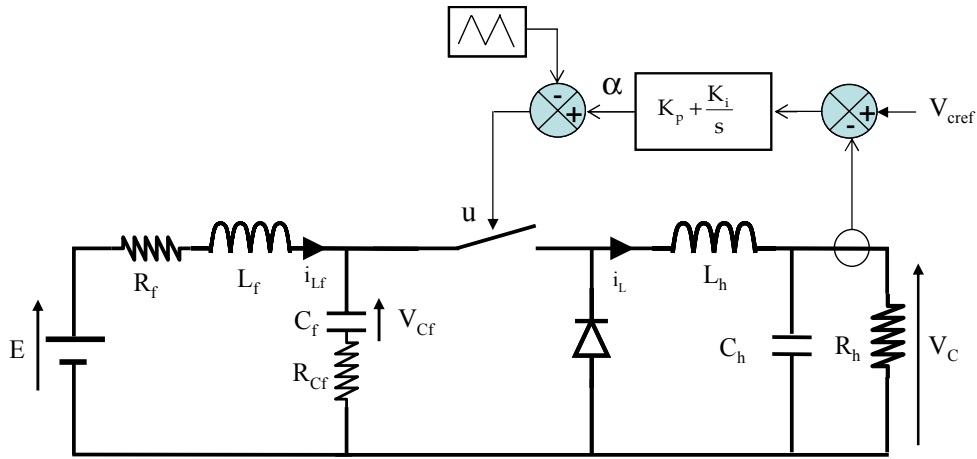


Figure III- 1 : Hacheur série plus régulation

$$\frac{d}{dt} i_{L_f} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{L_f} - V_{C_f} - R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq III. 1}$$

$$\frac{d}{dt} V_{C_f} = \frac{1}{C_f} \cdot [i_{L_f} - u \cdot i_L] \quad \text{Eq III. 2}$$

$$\frac{d}{dt} i_L = \frac{1}{L_h} \cdot [u \cdot (V_{C_f} + R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)) - V_C] \quad \text{Eq III. 3}$$

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{1}{C_h} \cdot \left[i_L - \frac{V_C}{R_h} \right] \quad \text{Eq III. 4}$$

Lors du chapitre sur les conséquences de l'insertion de l'électronique de puissance, il a été montré qu'un mauvais dimensionnement de l'inductance d'entrée pouvait engendrer des instabilités. Ce paramètre n'est pas le seul agissant sur les dynamiques du hacheur. Les autres éléments passifs et surtout le correcteur, peuvent également dégrader la dynamique des grandeurs électriques. Pour inclure les variables d'état liées à la régulation, il faut ajouter l'équation *Eq III. 5*.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -K_p \cdot \frac{d}{dt} V_C + K_i (V_{\text{cref}} - V_C) \quad \text{Eq III. 5}$$

Le système d'état linéarisé à l'ordre 1 du hacheur est donné *Eq III. 6* où les variables indicées par un e représentent les grandeurs au point d'équilibre choisi.

$$\frac{d}{dt} x = A \cdot x + B \cdot u$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & 0 & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & -\frac{1}{R_h \cdot C_h} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{K_p}{R_h \cdot C_h} - K_i & 0 \end{bmatrix} \quad Eq III. 6$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & K_i \end{bmatrix}; x = [\langle i_{Lf} \rangle_0 \quad \langle V_{cf} \rangle_0 \quad \langle i_L \rangle_0 \quad \langle V_C \rangle_0 \quad \alpha]^T; u = [\langle E \rangle_0 \quad \langle V_{cref} \rangle_0]$$

2.2 Comparaison avec Middlebrook

Une fois le système d'état posé, il est facile de calculer les valeurs propres définies par Eq III. 7 et listées Tableau III- 1.

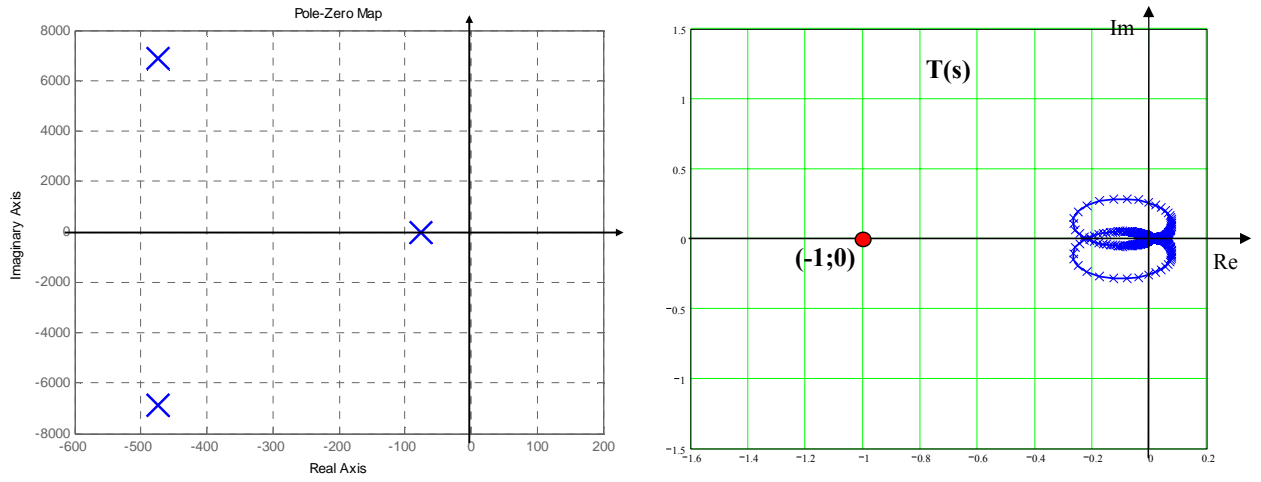
$$(A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad Eq III. 7$$

Il apparaît une valeur propre réelle et deux couples de valeurs complexes conjuguées, soit trois modes distincts.

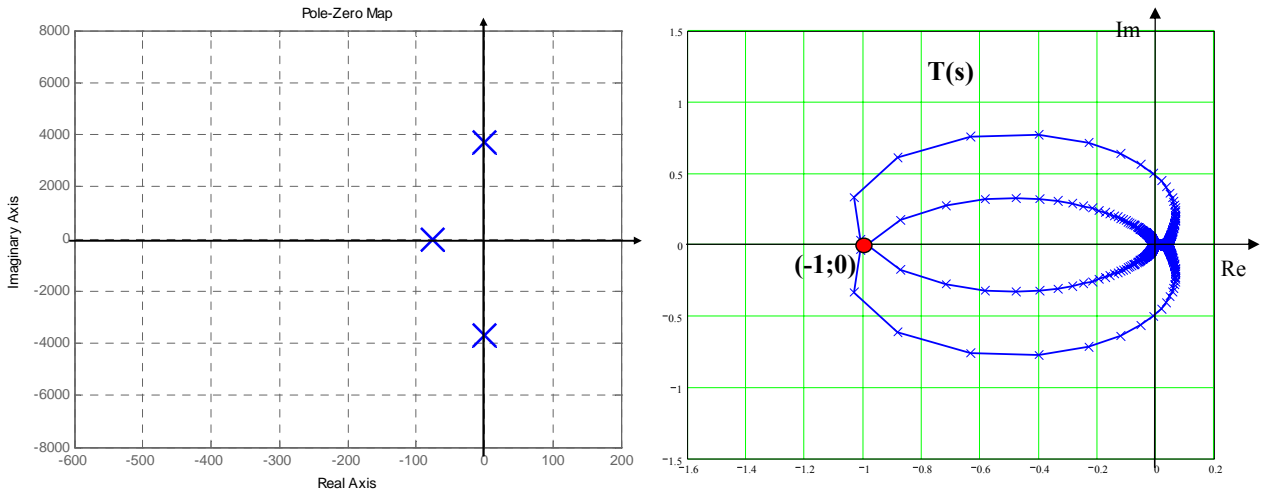
Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-76	1
λ_2	$-496 + 6895j$	2
λ_3	$-496 - 6895j$	
λ_4	$-8107 + 11538j$	3
λ_5	$-8107 - 11538j$	

Tableau III- 1 : Valeurs propres du hacheur

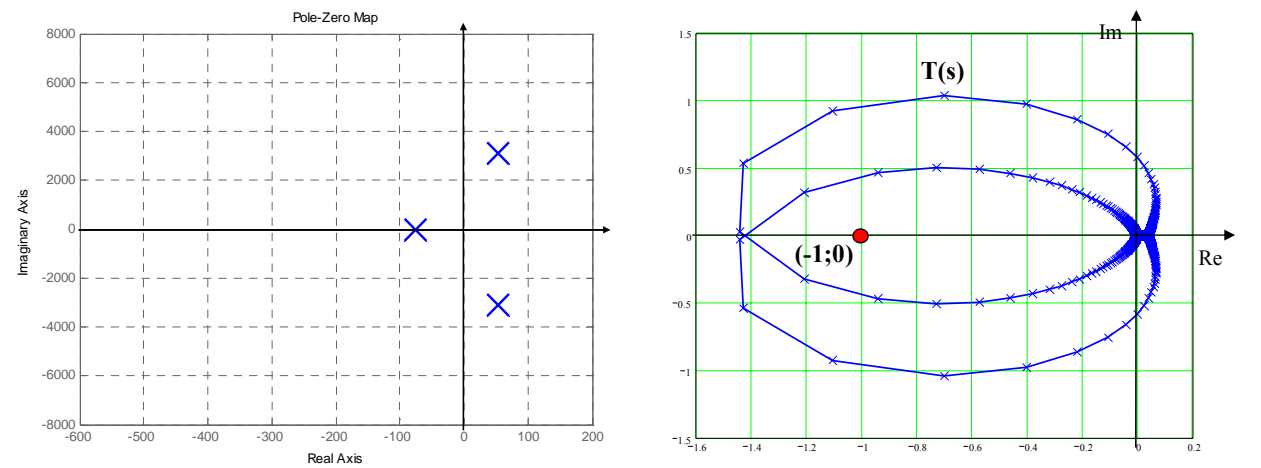
Nous avons comparé le lieu des ces valeurs propres à la fonction de transfert T(s) étudiée par le critère de Middlebrook. La Figure III- 2 montre d'un côté le déplacement des valeurs propres et de l'autre T(s) pour trois valeurs de L_f . Dans les deux approches et, pour exactement les mêmes valeurs de L_f , les critères de stabilité donnent une configuration stable, asymptotiquement stable puis instable. Ce résultat permet de conclure que l'approche modale donne les mêmes résultats que celle de Middlebrook quant au respect ou non des critères de stabilité.



(a) : $L_f=200\mu\text{H}$



(a) : $L_f=710\mu\text{H}$



(a) : $L_f=1000\mu\text{H}$

Figure III- 2 : Comparaison entre le critère de Middlebrook et l'approche modale pour plusieurs valeurs de L_f .

2.3 Analyse modale

Partant du modèle, il est possible d'analyser dans le détail les modes du hacheur série, plus particulièrement l'évolution des valeurs propres avec les paramètres du système. On part pour cela des facteurs de participation donnés Tableau III- 2. Pour interpréter ces résultats, la matrice peut être lue verticalement ou horizontalement. Par exemple, la première colonne donne la participation de λ_1 sur les variables d'état. Dans ce cas, seul V_C est influencée de manière notable par cette valeur propre. Dans la deuxième colonne i_{Lf} et V_{cf} sont les principales variables influencées par λ_2 ; et ainsi de suite... Avec une lecture horizontale il apparaît que :

- i_{Lf} est associé au mode 2,
- V_{CF} est associé également au mode 2,
- i_L est associé au mode 3,
- V_C est associé aux modes 1 et 3,
- et α est associé au mode 3.

Ainsi, il est possible d'associer dans le plan complexe les variables d'état à chacune des valeurs propres. Cette association est donnée Figure III- 3. Il faut y ajouter la possibilité de calculer les coefficients d'amortissement et les pulsations naturelles sur chaque valeur propre (par exemple pour λ_2 et λ_3 $\xi = 0.07$ et $\omega_n = 6910$ rad/s).

	Mode 1	Mode 2		Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5
i_{Lf}	0.00	0.51	0.51	0.012	0.012
V_{Cf}	0.00	0.49	0.49	0.021	0.021
i_L	0.006	0.026	0.026	0.6	0.6
V_C	0.966	0.024	0.024	0.67	0.67
α	0.04	0.026	0.026	0.57	0.57

Tableau III- 2 : Facteurs de participation du hacheur

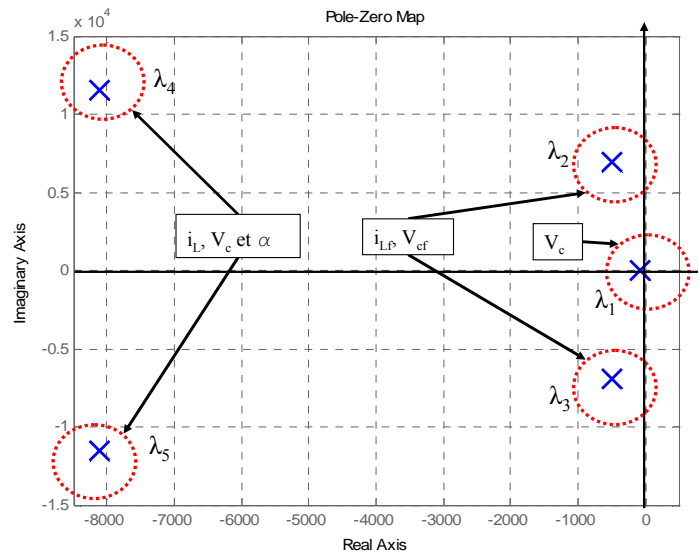


Figure III- 3 : Lieu et identification des valeurs propres du hacheur

En conclusion les modes les plus critiques (les plus proches de l'axe des origines) et leurs variables d'états associées peuvent être identifiés. Ici, les modes liés à V_c , i_{Lf} et V_{cf} sont les plus sujets à rendre le système instable. Ces informations donnent déjà une première idée sur les paramètres sensibles puisque C , L_f et C_f sont directement liés à ces variables. Cependant d'autres paramètres peuvent intervenir et doivent être identifiés grâce à l'étude de sensibilité.

Les résultats de l'étude de sensibilité sont donnés Tableau III- 3. A chaque valeur propre correspond une matrice de sensibilité. Leur lecture n'est pas intuitive. C'est pourquoi afin de faciliter leur interprétation, nous avons pris deux cas de figure. Il faut tout d'abord se rappeler que l'étude de sensibilité correspond à l'influence d'un élément a_{kj} (de la matrice A rappelée ci-après), sur chacune des valeurs propres. Les valeurs rayées correspondent aux éléments nuls de la matrice A et ne représentent pas un élément physique du système. Cependant, ces valeurs rayées peuvent aussi apporter un niveau d'information si un terme de couplage (ou parasite) apparaît. Les facteurs de participation se retrouvent sur la diagonale de chaque matrice (en gras).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & 0 & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & -\frac{R_h \cdot C_h}{1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{K_p}{R_h \cdot C_h} - K_i & 0 \end{bmatrix}$$

Sensibilités de λ_1 (Mode 1):

0	0	0	0	0
0	0	0	0	0
0	0	0.006	0	0
0.93	0.26	6.16	0.9666	0.0025
15.1	3.66	99.5	15.7	0.04

Sensibilités de λ_2 et λ_3 (Mode 2) :

0.51	0.5	0.016	0.002	0
0.5	0.4884	0.016	0.002	0
0.85	0.83	0.026	0.004	0
5.6	5.48	0.174	0.025	0
98.7	96.7	3.06	0.43	0.0266

Sensibilités de λ_4 et λ_5 (Mode 3) :

0.012	0.016	0.01	0	0
0.016	0.021	0.013	0.002	0
0.73	0.94	0.6	0.11	0
4.54	5.83	3.74	0.667	0.04
63.58	81.7	52.45	9.36	0.57

Tableau III- 3 : Matrices des sensibilités

Une première analyse consiste à observer que sur le premier mode lié à λ_1 , l'élément le plus sensible est $A_{5,3}$ (99.5). Celui-ci correspond au terme $-\frac{K_p}{C_h}$ dans la matrice A. A ce niveau, il n'est pas possible de conclure si c'est la capacité ou le coefficient du correcteur qui influe le plus. Les Figure III- 4 et Figure III- 5 montrent le déplacement des valeurs propres pour une variation de 100% faite indépendamment sur chacun de ces paramètres. On voit clairement que la capacité a un effet moindre que le correcteur, puisque λ_1 migre de 48% avec K_p et de 0.1% avec C_h .

En revanche, pour le troisième mode où le terme $-\frac{K_p}{C_h}$ agit également, la migration de valeurs propres est significative dans les deux cas mais les déplacements sont différents. La variation de C_h rend davantage ce mode critique qu'une variation de K_p .

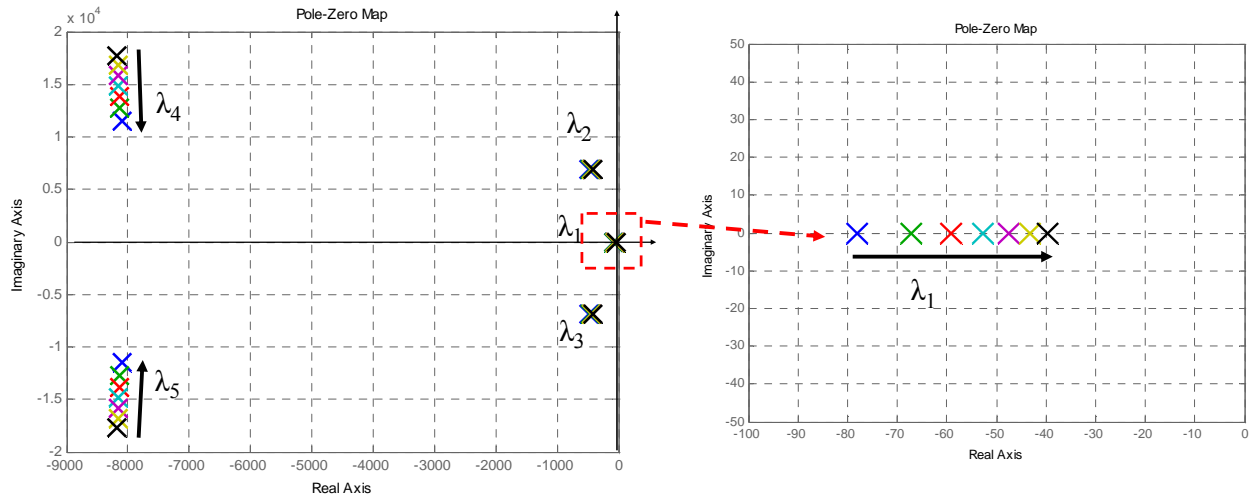


Figure III- 4 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de K_p de 100%

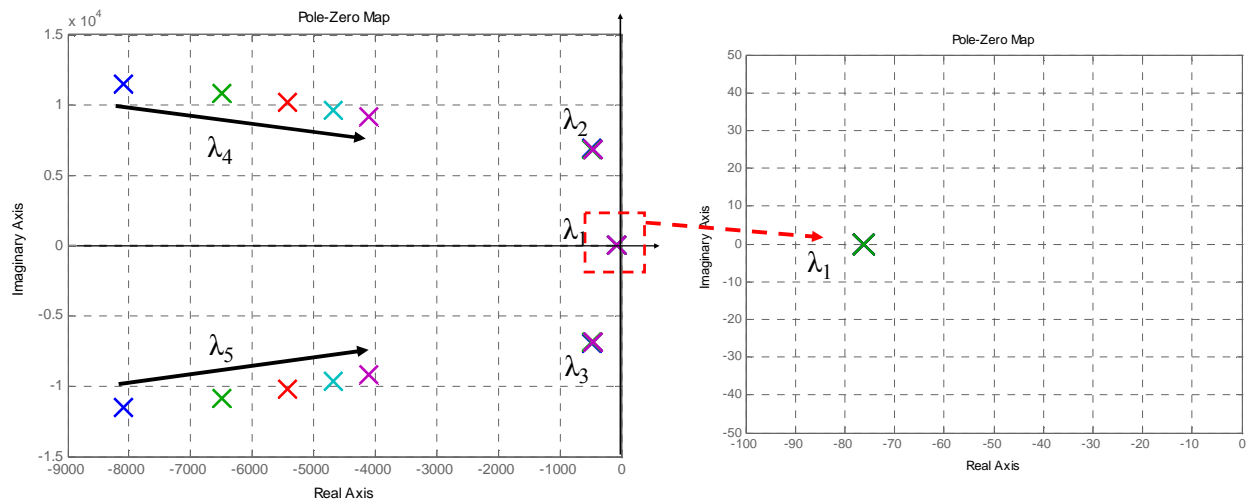


Figure III- 5 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de C_h de 100%

Une autre manière d'analyser ces résultats est de comparer le même élément $A_{x,x}$ dans chacun des modes. Par exemple, on voit que $A_{1,1}$ (qui correspond au terme $-\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f}$) est plus important pour λ_2 et λ_3 . La Figure III- 6 montre que seuls ces pôles se déplacent significativement pour une variation de R_f (l'identique est vrai pour R_{Cf} et L_f).

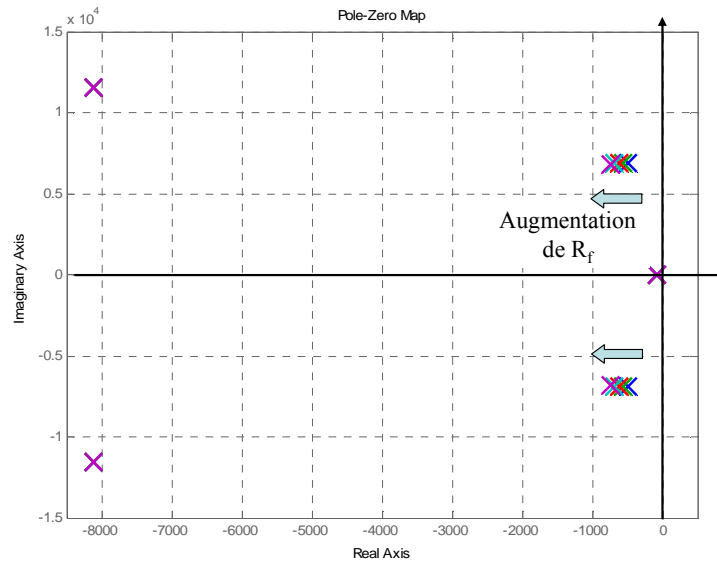


Figure III- 6 : Déplacement des modes pour une variation de R_f de $250\text{m}\Omega$ à $350\text{m}\Omega$

Cette étude sur un simple hacheur illustre l'intérêt de l'analyse modale. Elle permet d'identifier avec les facteurs de participation les modes critiques (on parle parfois de mode dominant). L'étude de sensibilité vient, dans un second temps, aider la conception avec la possibilité de pré-dimensionner les éléments sur des critères dynamiques.

L'étude de sensibilité est toutefois limitée, puisqu'il faut modéliser analytiquement le convertisseur pour remonter aux éléments sensibles. C'est pourquoi dans les grands systèmes, l'utilisation des facteurs de participation est davantage utilisée. Néanmoins, les deux outils seront appliqués dans l'étude qui va suivre, puisque l'ensemble peut être décrit analytiquement.

3 Application à l'ASVR

Comme il a déjà été mentionné précédemment, la structure analysée est une partie du banc de test ASVR. Le banc complet comporte deux alternateurs (chacun devant être monté sur un étage du turbo-réacteur) et plusieurs charges (Figure III- 7). Ces charges sont des nouveaux matériels testés dans des conditions d'interconnexions.

L'ensemble est câblé avec les nouveaux conducteurs étudiés spécifiquement par LABINAL pour un réseau continu.

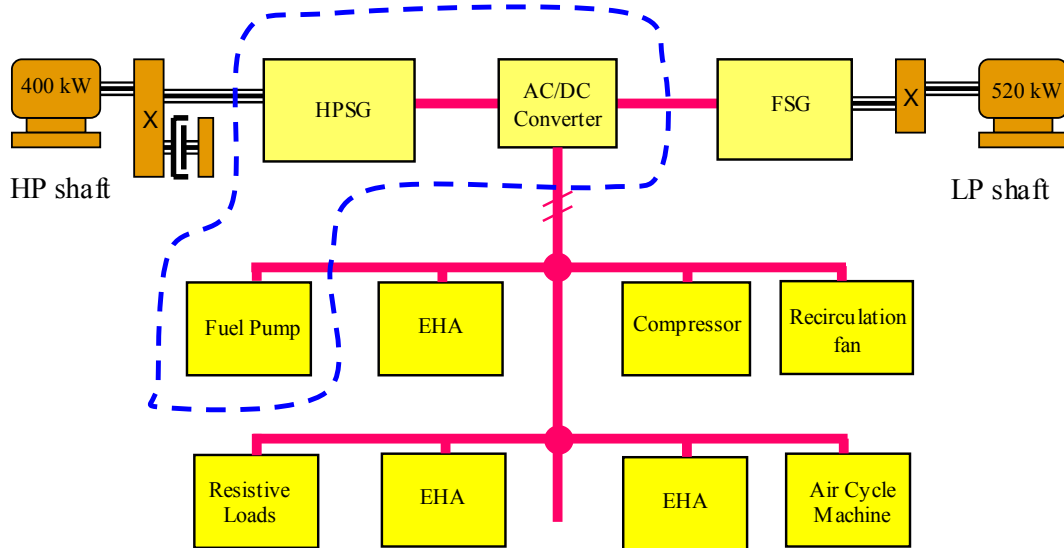


Figure III- 7 : Schéma bloc de l'ASVR

La partie que nous allons étudier par la suite est entourée en pointillée. Elle comporte le starter-générateur (HPSG) et son redresseur plus le moteur pour pompe à fuel. Un onduleur, non visible sur le schéma bloc est en étage d'entrée du moteur.

3.1 Modélisation individuelle ou d'ensemble ?

Avant de commencer une modélisation complexe d'un système, on est en droit de se demander s'il n'est pas possible d'étudier séparément les sous systèmes qui le constituent pour espérer simplifier la modélisation. Autrement dit, est-ce qu'il est possible d'affirmer qu'un réseau est stable si tous ses constituants le sont individuellement ? Plus généralement, est-ce que les dynamiques restent les mêmes lorsque les sous-systèmes sont étudiés seuls ou dans leur contexte ?

Pour répondre à cela, nous avons considéré l'exemple très simple de deux systèmes indépendants R, L et C du second ordre donnés Figure III- 8. Ces deux ensembles peuvent s'écrire sous la représentation d'état Eq III. 8.

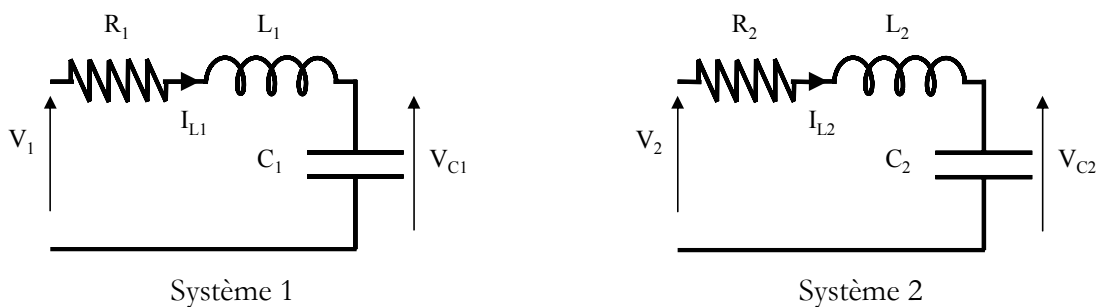


Figure III- 8 : Exemple de deux systèmes du second ordre indépendants

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_k}{L_k} & -\frac{1}{L_k} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_k \quad \text{Eq III. 8}$$

$$y = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_k \quad \text{avec } k = \{1,2\}$$

Maintenant considérons le système 3, Figure III- 9, qui représente l'association des deux précédents. Les valeurs des composants restent bien évidemment identiques. L'écriture matricielle sous forme d'état du système 3 est donnée par Eq III. 9.

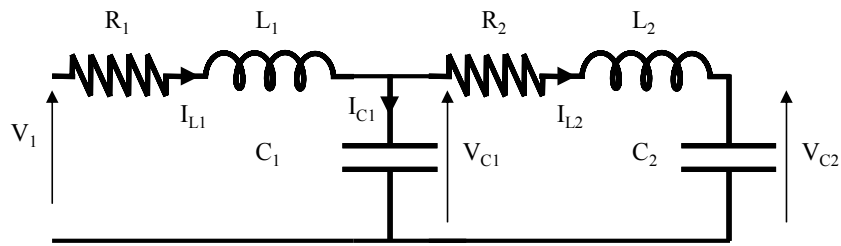


Figure III- 9 : Système 3, association de système 1+système 2

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_1 \quad \text{Eq III. 9}$$

$$y = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_1$$

On voit apparaître deux termes de couplage sur les anti-diagonales de la matrice. D'un point de vue modal, les pôles migrent. Ainsi, sur la Figure III- 10, on voit clairement que les pôles n'ont pas les mêmes coordonnées suivant que l'on considère les systèmes 1 et 2 séparément ou le système 3. D'un point de vue dynamique, cela se traduit par des réponses qui n'ont pas les mêmes coefficients d'amortissement et les mêmes pulsations naturelles.

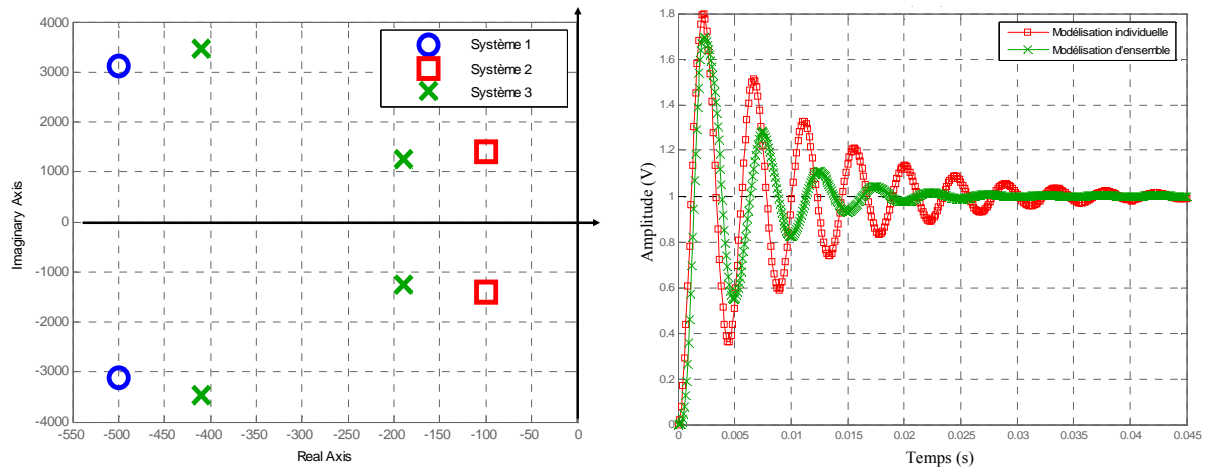


Figure III- 10 : Comparaison des valeurs propres entre les systèmes 1,2 et 3 (figure de gauche). Réponse indicielle de V_{C1} à un échelon de tension (figure de droite).

En conclusion, malgré l'exemple très simpliste, on voit qu'il est absolument nécessaire de modéliser le système dans son ensemble pour prendre en compte toutes les interactions. Les dynamiques peuvent notamment être améliorées ou dégradées lors de la mise en réseau.

3.2 Modélisation et identification des modes

La modélisation complète avec l'ensemble des équations différentielles électriques et mécaniques est faite en plusieurs étapes. Tout d'abord le starter-générateur et son redresseur (notés HPSG par la suite) sont modélisés avec une résistance de charge équivalente. Ensuite, l'onduleur et le moteur synchrone (notés FPM par la suite) sont modélisés avec une source de tension continue parfaite de 350V. Dans les deux cas, les modes et les paramètres sensibles associés seront identifiés. Enfin, la même étude sera effectuée pour l'association des deux sous-systèmes en tenant compte des couplages en tension et en courant.

3.2.1 HPSG

a Modélisation

L'HPSG étudié fait partie de la nouvelle génération d'alimentation électrique des réseaux de bord d'avion. Il a une puissance de 150kVA. L'alternateur est synchrone à aimants permanents. Il a six paires de pôles et possède neuf enroulements (trois par phase). La structure et les paramètres ont été fournis par la société Thalès AES (Figure III- 11 et Figure III- 12). Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- le fonctionnement en moteur est utilisé de 0 à 9000 tr/min,

- le fonctionnement en générateur est utilisé de 9000 à 14600 tr/min, la variation de fréquence est ainsi de 900 à 1460Hz,
- en mode générateur, la tension efficace composée est égale à 270V,
- le stator est câblé en étoile,
- la régulation se fait sur le bus continu à 350V par l'intermédiaire d'un correcteur P.I du redresseur,
- pour faciliter le transfert de forte puissance et à cause de la vitesse élevée de fonctionnement (et donc de la fréquence), le redresseur est commandé en pleine onde.

Les hypothèses faites sont les suivantes :

- le système est considéré équilibré, ce qui permet de travailler sur un système à trois phases (on fait une agrégation des enroulements d'une même phase),
- la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en compte,
- les pertes dans les interrupteurs ne sont pas considérées.

Pour faire l'étude de stabilité, seul le fonctionnement en mode générateur a été pris en compte et la vitesse de l'alternateur a été considérée constante. Les équations du courant de la machine sont décrites dans le plan de Park afin de réduire le nombre d'équations mais également pour traiter des grandeurs continues. La modélisation de cette structure est fortement inspirée de celle des STATCOM (STATic COMPensator) quasi identiques [44].

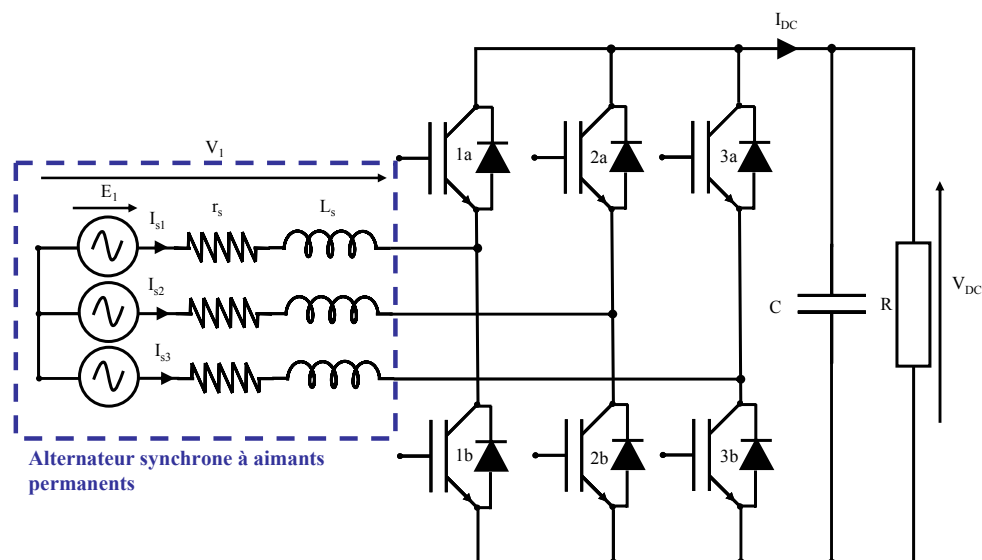


Figure III- 11 : Schéma topologique de l'HPSG

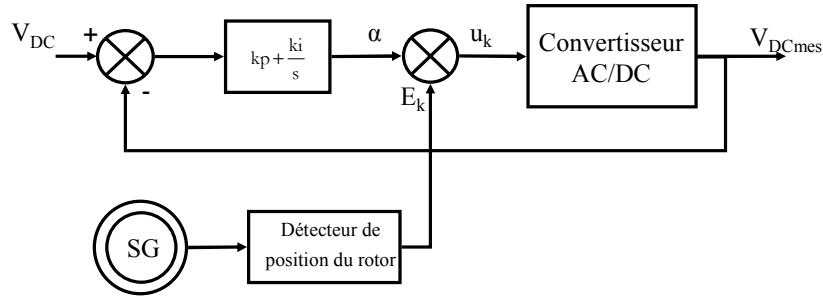


Figure III- 12 : Principe de la commande de l'HPSG

En triphasé, par une simple loi des mailles et avec la convention prise, les équations différentielles des courants alternatifs sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot i_{s1,2,3} + \frac{1}{L_s} (E_{1,2,3} - V_{1,2,3}) \quad Eq. III. 10$$

avec : $i_{s1,2,3} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$, $E_{1,2,3} = [E_1 \ E_2 \ E_3]^T$ et $V_{1,2,3} = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T$
 Côté continu, le courant est décrit par :

$$I_{DC} = C \cdot \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}}{R} \quad Eq. III. 11$$

Comme il a déjà été mentionné, le redresseur fonctionne en pleine onde. La commande des interrupteurs est faite à la pulsation de la f.e.m de l'alternateur. Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. L'angle de décalage α est défini comme le retard entre le passage par zéro de E_1 et la fermeture de l'interrupteur 1a (Figure III- 13). On fera l'hypothèse que l'angle de garde est nul.

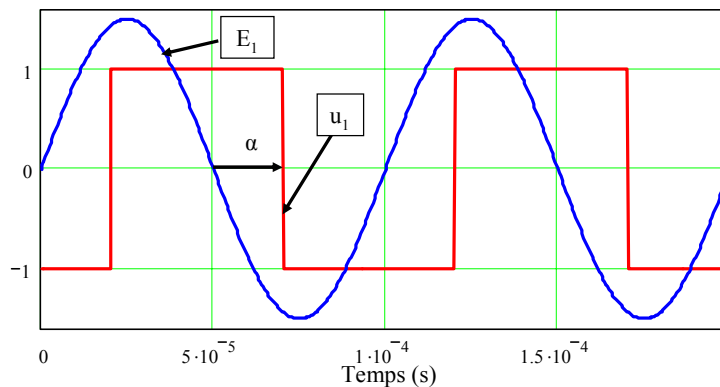


Figure III- 13 : Superposition de la f.e.m de l'alternateur avec la fonction de commutation u_1

Les tensions alternatives et le courant coté continu sont directement liés au vecteur de commutation par :

$$V_{1,2,3} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot U_{1,2,3} \cdot V_{DC}$$

$$I_{DC} = \frac{1}{2} \cdot U_{1,2,3}^T \cdot i_{s1,2,3}$$
Eq III. 12

avec : $U_{1,2,3} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$, le vecteur de commutation.

Les équations différentielles associées aux grandeurs fonction du vecteur de commutation, restituent le fonctionnement réel du HPSG. Le modèle exact peut ainsi se mettre sous la forme d'état Eq III. 13.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{-2u_1 + u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 & \frac{u_1 - 2u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} & \frac{u_1 + u_2 - 2u_3}{6 \cdot L_s} \\ \frac{u_1}{2C} & \frac{u_2}{2C} & \frac{u_3}{2C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot E_{1,2,3}$$
Eq III. 13

La seconde étape consiste à générer le modèle moyen généralisé (MMG) au sens du premier harmonique en partant de ce modèle exact. Avant cela, le système triphasé est transformé dans le repère de Park. Ceci implique que les équations différentielles des courants triphasés deviennent celles du système Eq III. 14.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$
Eq III. 14

Tout le développement des équations pour arriver au modèle de Park puis au MMG au sens du premier harmonique n'est pas montré ici mais en ANNEXE2.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + B'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$
Eq III. 15

$$\text{Avec : } A'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } B'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où $\langle u1 \rangle_1$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique du signal rectangulaire déphasé de l'angle α par rapport à l'origine, son module vaut $\frac{2}{\pi}$. Au final, le MMG donné par Eq

III. 15 présente l'avantage d'être continu, les commutations des interrupteurs n'étant plus prises en compte.

Il reste deux étapes pour arriver au modèle utilisable lors de l'étude dynamique petits signaux. Tout d'abord, la grandeur de contrôle doit être introduite. Cette opération est strictement identique à celle du hacheur, car α est directement l'angle de contrôle en sortie du correcteur de tension. Enfin, si le système est continu, il est fortement non linéaire (présence de termes en cosinus et sinus). Il doit donc être linéarisé à l'ordre 1 par développement de Taylor.

Le modèle complet sous forme d'état est donné Eq III. 16, où nous avons introduit la grandeur de commande et une nouvelle entrée V_{DCref} . Cette dernière consigne fixe le niveau de tension coté continu.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\alpha}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \alpha \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \\ V_{dc_{ref}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq III. 16}$$

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

Pour calculer les valeurs propres de l'HPSG, la charge modélisée par R est calculée pour consommer une puissance de 72kW sous 350V. Les paramètres du modèle (fournis par Thalès AES) sont listés Tableau III- 4.

Les valeurs propres pour le point de fonctionnement considéré sont données Tableau III- 5. Trois modes sont distingués. Ils sont associés aux valeurs propres réelles λ_1 et λ_2 et aux valeurs propres complexes conjuguées λ_3 et λ_4 .

Les facteurs de participation sont donnés Tableau III- 6 où les valeurs dominantes sont surlignées en gras. Les valeurs propres 1 et 2 sont respectivement liées à V_{DC} et α . Quant aux deux autres, elles sont liées, avec quasiment la même pondération, aux courants d'axe direct et quadratique. La Figure III- 14 illustre les valeurs propres dans le plan complexe avec les variables d'état associées, déterminées par les facteurs de participation.

L_s	R_s	ω_m	C	k_i	k_p
66,6 μ H	5m Ω	1570rad/s	100mF	0.4348	0.0209

Tableau III- 4 : Paramètres de l'HPSG

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-25	1
λ_2	-92	2
λ_3	-39+9429j	3
λ_4	-39-9429j	

Tableau III- 5 : Valeurs propres et modes

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
i_{q_sg}	0	0.003	0.5	0.5
i_{d_sg}	0	0.002	0.49	0.49
V_{dc}	1.28	0.28	0	0
α	0.28	1.28	0.004	0.004

Tableau III- 6 : Facteurs de participation de l'HPSG

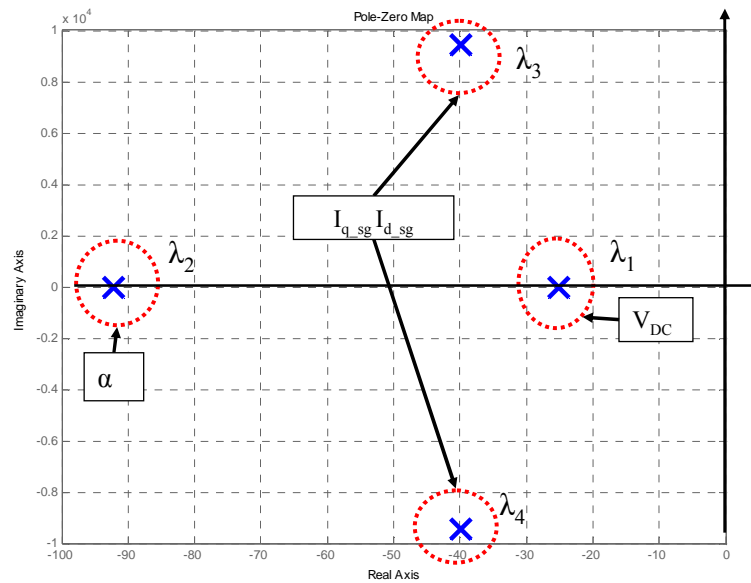


Figure III- 14 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.2 FPM

a Modélisation

La structure et les paramètres ont également été fournis par Thalès AES (Figure III- 15). Celle-ci est similaire à la précédente, aux conventions de signe près. Le moteur est synchrone à aimants permanents avec trois paires de pôles et trois enroulements par phase. Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- la source de tension DC est de 350V,
- la puissance maximale est de 72kW à une vitesse maximale de 7500 tr/min, ce qui correspond à un couple de charge de 84.6Nm,
- l'onduleur est du type MLI.

Les hypothèses sont identiques à l'HPSG à savoir que les interrupteurs sont idéaux, le système est équilibré et la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en considération.

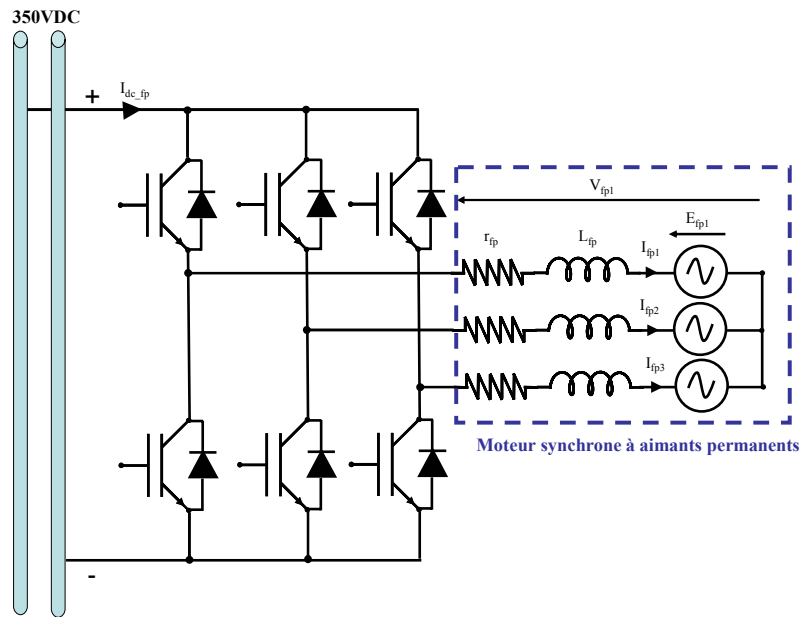


Figure III- 15 : Schéma topologique du FPM

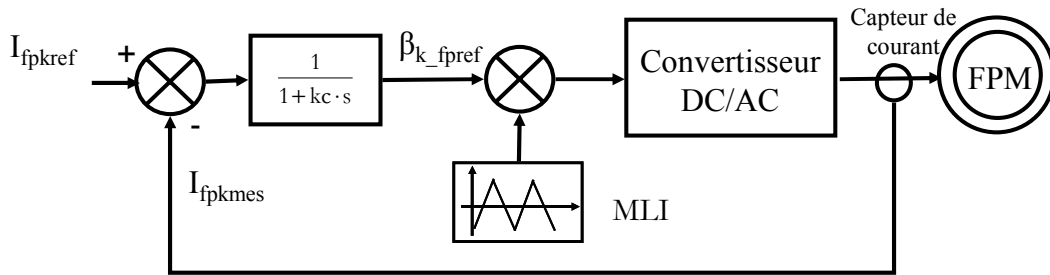


Figure III- 16 : Principe de la commande du FPM

Les équations du FPM sont très proches de celles du HPSG. La principale différence avec l'HPSG concerne le mode de régulation et la prise en compte de la vitesse comme variable d'état. Dans une machine de ce type, les deux principales équations électriques dans le repère d,q sont :

$$V_{d_fp} = r_{fp} \cdot I_{d_fp} + L_{d_fp} \cdot \frac{dI_{d_fp}}{dt} - L_{q_fp} \cdot I_{q_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 17$$

$$V_{q_fp} = r_{fp} \cdot I_{q_fp} + L_{q_fp} \cdot \frac{dI_{q_fp}}{dt} + L_{d_fp} \cdot I_{d_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} + \Phi \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 18$$

Avec :

- p , nombre de paires de pôle,
- ω_{mfp} , vitesse angulaire mécanique,
- Φ , flux magnétique,
- $L_{q_fp} = L_{d_fp} = L_{fp}$

Dans ces conditions, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant I_{q_fp} (Eq III. 20) et intervient dans l'équation mécanique suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega_{mfp}}{dt} = T_{em} - T_{charge} \quad Eq III. 19$$

$$\text{avec : } T_{em} = \Phi \cdot p \cdot I_{q_fp} \quad Eq III. 20$$

Le couple de charge est considéré proportionnel à la vitesse de la machine.

En comparaison au HPSG, l'écriture du MMG diffère car ici, les courants suivant les axes d et q sont régulés par l'intermédiaire d'un simple filtre passe-bas et d'une MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion). Si on considère que la moyenne glissante de u_1 sur une période de MLI est $\beta_1 = \langle u_1 \rangle_0$ et avec l'hypothèse que le système des β_k est triphasé et équilibré ($\sum_{k=1}^3 \beta_k = 0$) alors on montre que les tensions simples de la machine peuvent s'écrire [45]:

$$V_{fp1,2,3} = \beta_{1,2,3} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 21$$

L'écriture de cette équation dans le repère de Park est conservée avec :

$$V_{d_fp} = \beta_d \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{et} \quad V_{q_fp} = \beta_q \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 22$$

Au final, le MMG du FPM au sens du premier harmonique est donné sous forme d'état par Eq III. 23. Les entrées sont la tension du bus continu et les deux références en courant selon les axes d et q.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{d_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{q_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\omega_{mfp}}{dt} \\ \frac{d\beta_d}{dt} \\ \frac{d\beta_q}{dt} \end{bmatrix} = A_{fp} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{d_fp} \rangle_0 \\ \langle I_{q_fp} \rangle_0 \\ \omega_{mfp} \\ \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} + B_{fp} \cdot [V_{DC} \quad I_{dfp_ref} \quad I_{qfp_ref}]^T \quad Eq III. 23$$

Avec :

$$A_{fp} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot \omega_{mfpe} & p \cdot I_{q_fpe} & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 \\ -p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot I_{d_fpe} & 0 & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} \\ 0 & \frac{p \cdot \Phi}{J} & -kf & 0 & 0 \\ -\frac{1}{kc} & 0 & -p \cdot \beta_{qe} & -\frac{1}{kc} & p \cdot \omega_{mfpe} \\ 0 & -\frac{1}{kc} & p \cdot \beta_{de} & p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix} \quad \text{et } B_{fp} = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{de}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{qe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{kc} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

De la même manière que l'HPSG, nous avons cherché à identifier les modes liés au FPM. Le Tableau III- 7 recense les paramètres de la machine ainsi que la valeur de k_c (constante du filtre passe bas), utilisés pour cette étude.

Cinq valeurs propres apparaissent (Tableau III- 8), une réelle et quatre autres complexes conjuguées, soit au total trois modes différents.

L_{fp}	r_{fp}	P	Φ	J	k_c
103 μ H	5.5m Ω	3	0.055 Webers	0.001kg.m ²	50 ^e -6

Tableau III- 7 : Paramètres initiaux du FPM.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-9899+1.84.10 ⁵ j	2
λ_3	-9899-1.84.10 ⁵ j	
λ_4	-10154+1.84.10 ⁵ j	3
λ_5	-10154-1.84.10 ⁵ j	

Tableau III- 8 : Valeurs propres et modes du FPM.

Les facteurs de participation montrent clairement que le premier mode est exclusivement lié à la grandeur mécanique et les autres, aux grandeurs électriques et à la commande. Le placement de ces modes avec leurs variables d'état associées est montré dans le plan complexe Figure III- 17.

	λ_1	λ_2, λ_3	λ_4, λ_5
I_{q_fip}	0	0.25	0.24
I_{d_fip}	0	0.25	0.24
ω_{mfip}	1	0	0
β_d	0	0.24	0.25
β_q	0	0.24	0.25

Tableau III- 9 : Facteurs de participation du FPM

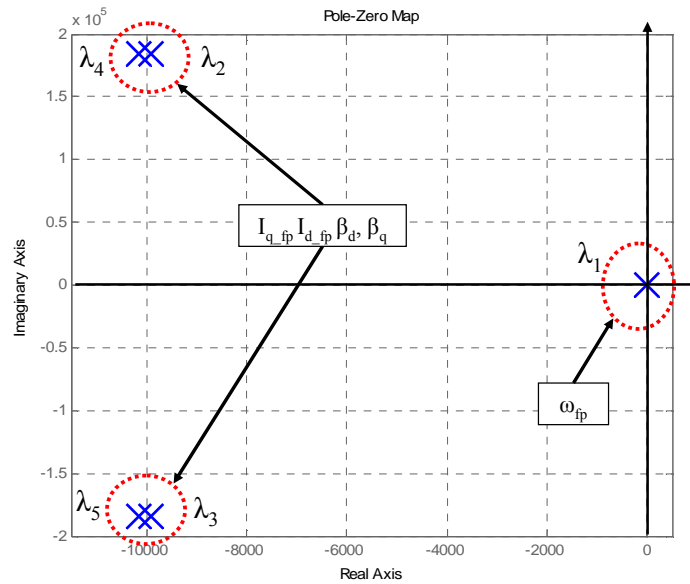


Figure III- 17 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.3 Modèle complet

a Modélisation

Le modèle complet est une simple mise en cascade des deux précédents modèles (Figure III- 18) avec comme seul élément de couplage, la capacité C.

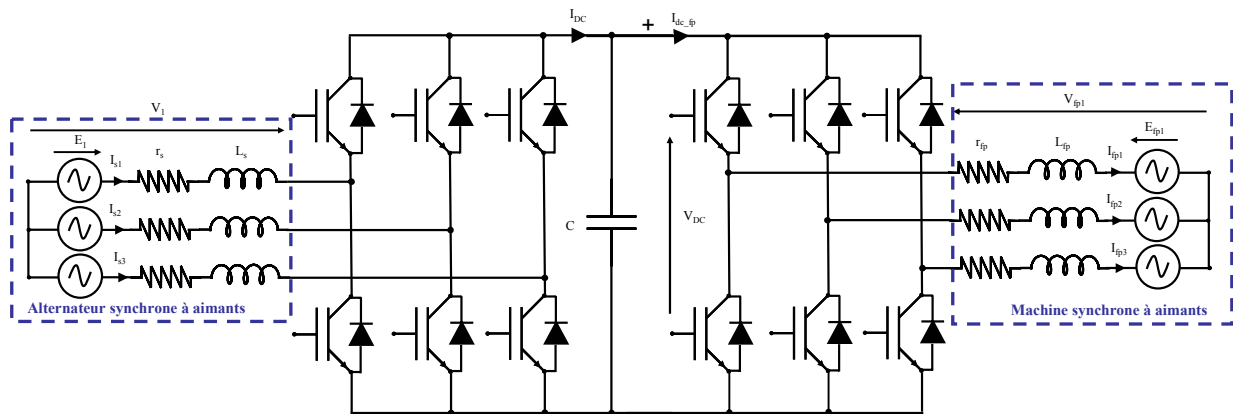


Figure III- 18 : Schéma topologique de la structure étudiée

Le système d'état complet du MMG est donné par Eq III. 24 où l'on retrouve les matrices A_{sg} et A_{fp} sur la diagonale avec, en plus, des termes de couplage A_{coup1} et A_{coup2} . Le détail de cet ensemble est donné en ANNEXE 3. On notera que les entrées du système sont les tensions liées à la f.e.m. de l'alternateur et les consignes de tension et de courant.

$$\frac{d}{dt}x = \begin{bmatrix} A_{sg} & A_{coup1} \\ A_{coup2} & A_{fp} \end{bmatrix} \cdot x + [B] \cdot u \quad \text{Eq III. 24}$$

Avec : $x = [I_{q_sg} \quad I_{d_sg} \quad V_{dc} \quad \alpha \quad I_{q_fp} \quad I_{d_fp} \quad \omega_{mfp} \quad \beta_d \quad \beta_q]^T$

et : $u = [E_q \quad E_d \quad V_{dc_ref} \quad I_{d_fpref} \quad I_{q_fpref}]^T$

La validation du modèle complet est effectuée Figure III- 19 par une comparaison avec la simulation exacte. Cette dernière a été faite avec SimPowerSystems de Matlab®. Quatre points de fonctionnement sont choisis en fonction du couple nominal T_n du moteur synchrone (84.6Nm). A chaque fois une perturbation de 5% sur ce couple est faite.

Limites du modèle :

Le MMG linéarisé est uniquement valable en petits signaux autour d'un point d'équilibre. De grandes variations donneront des résultats erronés du fait de la forte non linéarité. La Figure III- 20 montre que dans le cas d'une variation de 10% autour de T_n l'écart devient significatif entre le modèle linéarisé et le modèle topologique. Autrement dit, au-delà d'une perturbation de 5%, le modèle commence à être erroné.

Une seconde limite inhérente aux modèles moyens est une limite en fréquence. Les modèles moyens ne sont valables qu'en dessous de la fréquence de découpage.

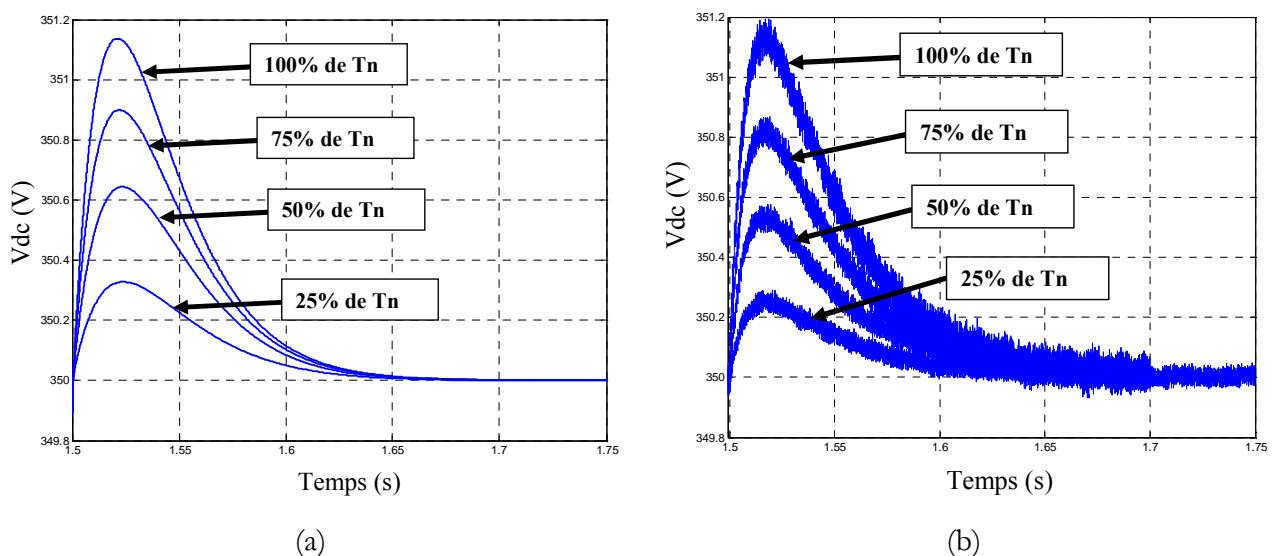


Figure III- 19 : Validation du modèle autour de plusieurs points d'équilibre. (a), modèle d'état linéarisé modale. (b) simulation topologique.

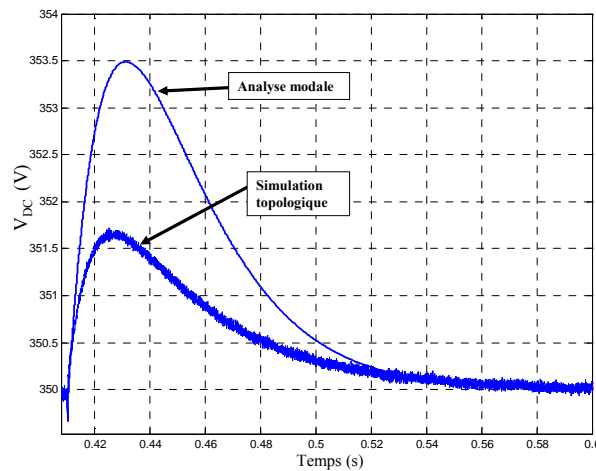


Figure III- 20 : Limites du modèle : Variation de 10% autour du couple nominal.

b Identification des modes et étude de sensibilité

Une fois la modélisation réalisée, il faut faire l'analyse modale du système avec comme objectifs :

- d'isoler les modes dominants,
- de trouver les paramètres sensibles.

Le point de fonctionnement est choisi autour de la puissance nominale de la charge, soit 72kW à 7500tr/min pour une vitesse constante de l'alternateur de 14600tr/min. Ceci correspond à un couple de charge nominal de 85Nm. Les valeurs des éléments passifs et des coefficients de contrôle sont les mêmes que celles données auparavant.

Les valeurs propres sont listées dans le Tableau III- 10 et tracées Figure III- 21. On note qu'il y a trois valeurs propres réelles et six complexes conjuguées, soit au total six modes différents. En comparaison avec les valeurs propres calculées individuellement pour le même point de fonctionnement, il est possible de conclure que les modes 1, 5 et 6 sont liés à la charge et les modes 2, 3 et 4 à l'HPSG.

En revanche, λ_2 et λ_3 diffèrent selon que l'HPSG est modélisé individuellement avec une résistance équivalente ou avec le FPM. Cette constatation vient étayer la conclusion faite dans le Chapitre III :3.1 sur le besoin de modéliser le système dans son ensemble. La Figure III- 22 illustre d'un côté la modification des modes 2 et 3 avec le type de modélisation et de l'autre, la réponse en tension dans les deux cas de figure. Le temps de réponse à 5% passe de 140ms à 100ms.

Cette différence suffit à justifier de nouveau le besoin d'une modélisation ensembliste car les modes de l'HPSG sont perturbés par ceux du FPM. On notera que les autres modes ont également été modifiés mais dans un rapport beaucoup plus faible.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-39	2
λ_3	-62	3
λ_4	$-44+9430j$	4
λ_5	$-44-9430j$	
λ_6	$-9903+1.84.10^5j$	5
λ_7	$-9903-1.84.10^5j$	
λ_8	$-10159+1.84.10^5j$	6
λ_9	$-10159-1.84.10^5j$	

Tableau III- 10 : Valeurs propres de l'association HPSG+FPM

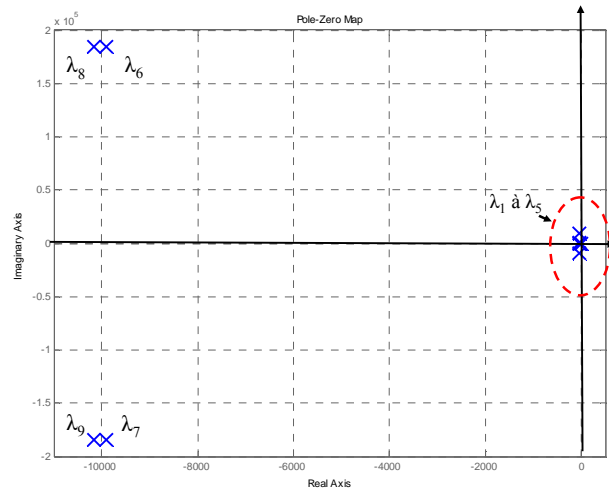


Figure III- 21 : Lieu des valeurs propres

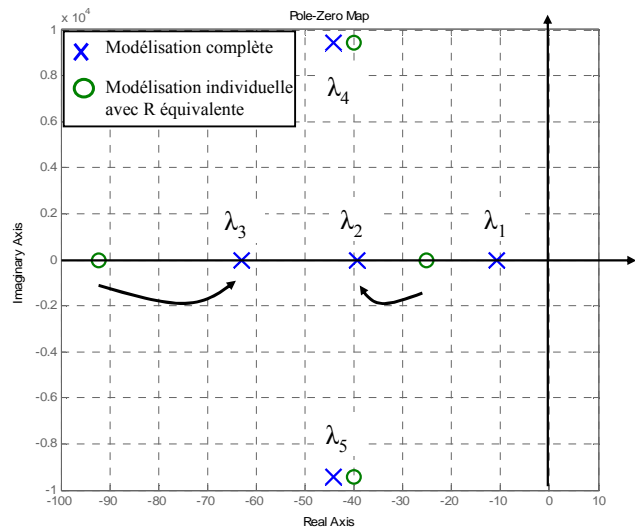
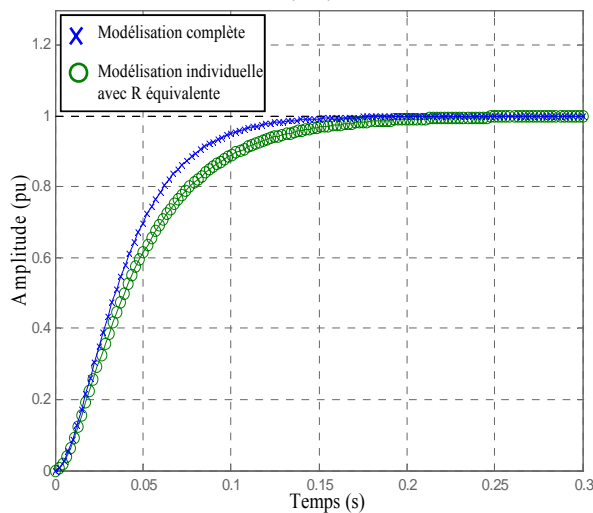


Figure III- 22 : Comparaison entre une modélisation individuelle ou d'ensemble. A gauche : réponse indicielle de V_{DC} . A droite : placement des valeurs propres dans le plan complexe.

Les facteurs de participation du système complet sont donnés Tableau III- 11. On retrouve les facteurs de participation individuels du Tableau III- 6 et du Tableau III- 9 à l'exception de ceux associés à λ_2 et λ_3 . Le découplage est net entre les deux systèmes puisque tous les termes croisés sont nuls. Cela peut paraître contradictoire au regard de ce qui vient d'être énoncé ci-dessus à propos de la modélisation d'ensemble. Cependant, la forte valeur du condensateur C découple suffisamment les deux systèmes pour que les facteurs de participation ne soient pas affectés. Si ces facteurs sont calculés pour une plus faible valeur de C, de faibles couplages apparaissent.

Modes	1	2	3	4		5		6	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7	λ_8	λ_9
I_{q_sg}	0	0	0	0.499	0.499	0	0	0	0
I_{d_sg}	0	0	0	0.5	0.5	0	0	0	0
V_{DC}	0	3.3	2.3	0	0	0	0	0	0
α	0	2.3	3.3	0.004	0.004	0	0	0	0
I_{d_fp}	0	0	0	0	0	0.26	0.26	0.24	0.24
I_{q_fp}	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.25	0.25
ω_{mfp}	1	0	0	0	0	0	0	0	0
β_d	0	0	0	0	0	0.25	0.25	0.24	0.24
β_q	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.26	0.26

Tableau III- 11 : Facteurs de participation du système complet

Les modes 1, 2, 3 et 4 sont dominants car ils sont les plus sujets à rendre le système instable du fait de leur proximité de l'axe des ordonnées. La lecture des facteurs de participation montre que ces modes sont liés aux variables d'état de l'alternateur et à ω_{mfp} , la vitesse angulaire de la machine synchrone.

L'étude des sensibilités sur ces modes indique que les paramètres sensibles sont les coefficients du correcteur de tension (k_p et k_i) et la capacité de filtrage C pour les modes 2, 3 et 4 et le terme $\frac{f}{J}$ pour le mode 1 (f , frottements secs et J , inertie de la machine). L'inductance et la résistance statoriques (L_s et r_s) interviennent dans une moindre mesure.

En conclusion, pour améliorer le positionnement de ces modes, il est possible de jouer soit sur l'éléments de stockage, soit sur le correcteur, soit sur les paramètres structuraux des machines. On montre ainsi que l'analyse modale appliquée à un système complet s'avère un outil intéressant d'aide à la conception pour l'ingénieur. Si les organes sont déjà créés, il est évident qu'on préférera agir sur les correcteurs ou les condensateurs plutôt que d'agir sur la structure même des machines mais si on se place tout en amont de la chaîne de conception, il est tout à fait envisageable de concevoir une machine, entre autre, sur des critères dynamiques.

Dans une application embarquée où les gains de masse et de volume importent beaucoup, nous avons cherché à diminuer l'élément de stockage en agissant sur les autres paramètres du système (correcteur) tout en conservant des modes quasi-identiques. Sachant que la part du filtrage dans le volume et la masse total d'un convertisseur est de l'ordre de 30%, toute diminution de cet élément peut s'avérer intéressante [18].

3.3 Analyse pour la conception

Partant de ce constat, nous avons donc cherché à diminuer la valeur de la capacité tout en conservant (ou en améliorant) les dynamiques initiales. Le manque de normes sur un réseau continu 350VDC ne permet pas de figer un gabarit normatif sur les dépassements et les temps de réponse mais ceci importe peu puisque, une fois figées, ces normes peuvent facilement être intégrées dans les contraintes. Pour obtenir une valeur minimale de C, nous avons procédé en deux étapes. Tout d'abord, seule la valeur de C est diminuée jusqu'à la limite de stabilité, ensuite les coefficients des correcteurs sont ajustés pour revenir aux réponses dynamiques initiales. La simulation topologique du système complet servira de validation à l'approche.

La migration des valeurs propres dans le plan complexe est visible sur la Figure III- 23 lorsque C diminue de 100mF à 30mF. Les flèches indiquent leur sens de migration pour des valeurs décroissantes de C. Le mode 4 devient purement imaginaire et donc oscillant et non amorti pour C=47mF, en dessous de cette valeur, le mode est instable.

L'étude de sensibilité a montré que les modes dépendaient également de k_p et de k_i . En agissant sur ces paramètres il est donc possible de repositionner les modes dans le plan complexe. Sur le lieu Figure III- 24 on voit λ_4 et λ_5 s'éloigner de l'axe des ordonnées avec les variations de k_p et k_i (k_p a été diminué de 75% et k_i augmenté de 100%).

Les coefficients ne peuvent être modifiés à souhait puisqu'ils agissent de manière opposée sur λ_2 et λ_3 . Un compromis est donc à faire sur le réglage final.

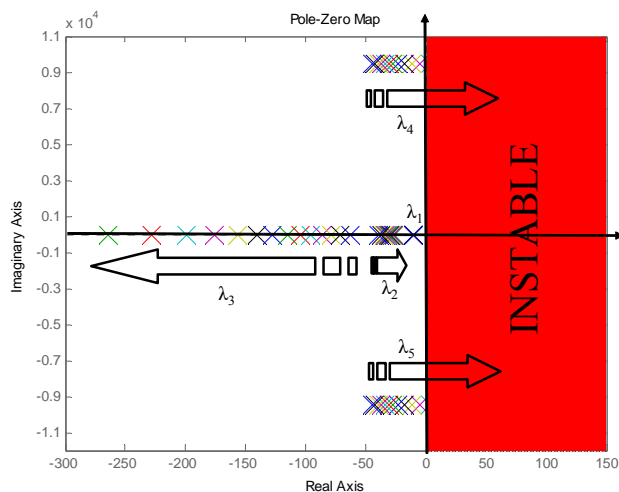


Figure III- 23 : Déplacement des valeurs propres pour une diminution de C de 100mF à 30mF

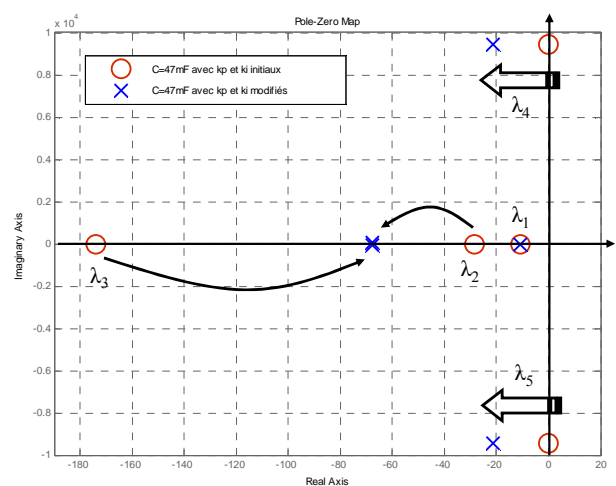


Figure III- 24 : Migration des modes par action sur k_p et k_i avec C=47mF

La Figure III- 25 montre les réponses en tension à un échelon de couple de charge du FPM (de 5% du couple nominal de 85Nm) pour les valeurs initiale et finale de C. Au départ, le dépassement est de 0.37% et le temps de réponse est de 170ms.

Une fois les paramètres modifiés, le dépassement est de 0.45% et le temps de réponse est de 100ms. Autrement dit, sans dégrader les performances dynamiques du système, nous avons diminué de plus de 50% la valeur du condensateur (de 100mF à 47mF). La simulation du comportement exact vient confirmer ces résultats.

Une faible différence apparaît avec les paramètres modifiés notamment sur la sous-tension. Une explication possible est la présence de snubber (circuit d'aide à la commutation) dans la simulation temporelle dont on ne peut s'affranchir. Cet organe introduit des éléments résistifs et donc amortissants. Une autre explication vient de la linéarisation faite à l'ordre un.

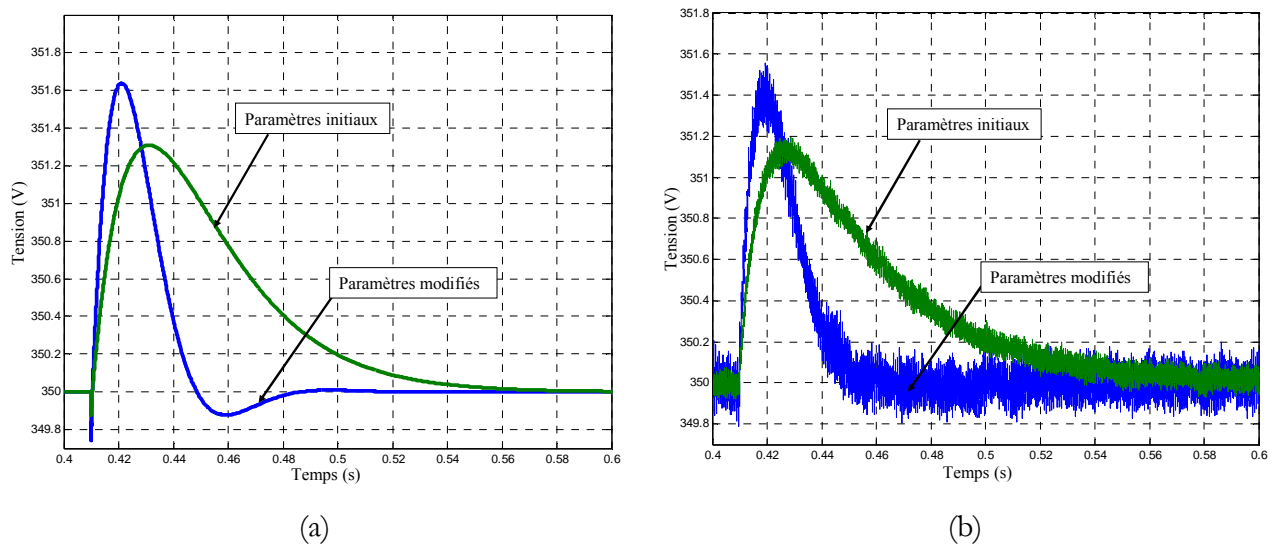


Figure III- 25 : Tension V_{DC} lors d'un échelon de couple de 5%. Comparaison entre les paramètres initiaux, le condensateur minimisé et les paramètres modifiés. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

Pour quantifier le gain de masse et d'encombrement du nouveau choix de paramètres, nous avons utilisé des données constructeur [46]. La Figure III- 26 et la Figure III- 27 donnent respectivement le volume et la masse des condensateurs SIC-SAFCO FELSIC 105 (dont les tenues en tension et en courant sont adaptées à l'application étudiée), en fonction de la valeur de la capacité. Les gains sont donnés Tableau III- 12. Ces valeurs tiennent compte du nombre de condensateurs nécessaires à mettre en parallèle pour une bonne tenue en courant.

Le gain est conséquent et montre l'intérêt de la méthode. Il faut cependant le modérer au regard des paramètres initiaux dont on ne connaît pas la procédure de dimensionnement. En effet, la valeur initiale de 100mF n'est pas celle réellement utilisée. De plus, et cela sera montré plus loin (Figure III- 29), la structure de l'étage continu est plus complexe. D'autre part, il faudrait quantifier le gain par rapport au volume et à la masse du convertisseur complet.

Ainsi, dans ces résultats, il faut davantage retenir de la faisabilité d'une démarche plutôt que les valeurs absolues obtenues. En effet, à la vue de ce qui vient d'être étudié, des compromis entre commande et structure (stockage) s'avèrent pertinents et peuvent aider le concepteur à minimiser l'encombrement (ou la masse) du convertisseur.

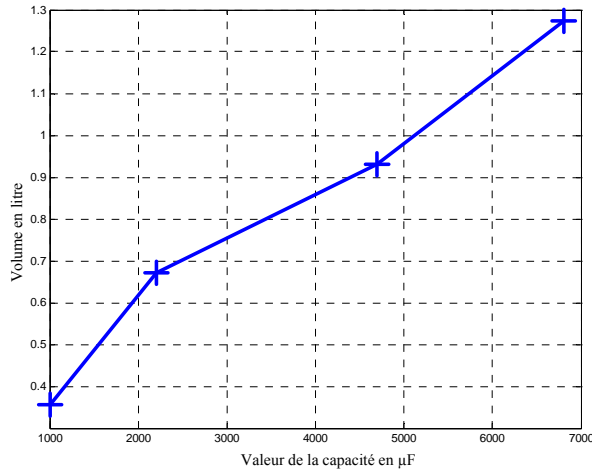


Figure III- 26 : Volume d'un condensateur en fonction de sa valeur (datasheet [46])

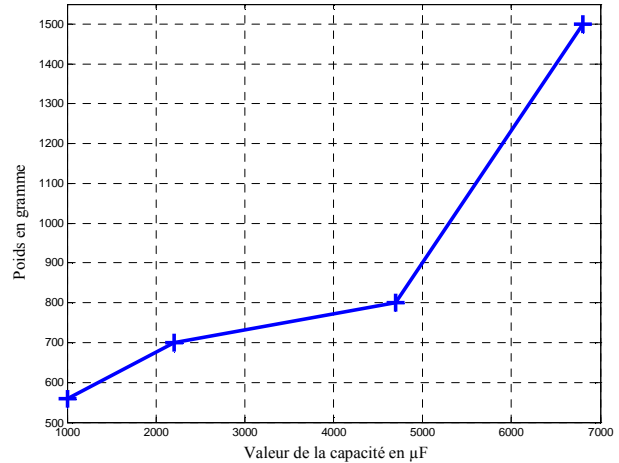


Figure III- 27: Masse d'un condensateur en fonction de sa valeur

	Volume (litre)	Masse (g)
C=100mF	18.73 ⁽¹⁾	15800 ⁽¹⁾
C=47mF	9.44 ⁽²⁾	8000 ⁽²⁾

Tableau III- 12 : Comparaison masse/volume pour les deux valeurs de condensateur retenues

(1): $14 \cdot 6800 \mu\text{F} + 1 \cdot 4700 \mu\text{F}$.

(2): $10 \cdot 4700 \mu\text{F}$

L'aide à la conception avec l'approche modale ne s'arrête pas au pré-dimensionnement des composants passifs. Un autre aspect tel que le choix du niveau de tension peut être étudié. Au cours du projet européen, une tension de 350VDC a été retenue. Les critères de choix ont principalement été dictés par la masse des conducteurs et par la faisabilité technologique de certains organes (de coupure notamment).

L'approche modale peut venir étayer un choix de tension en ajoutant des critères dynamiques. Avec le modèle présenté, plusieurs niveaux de tension ont été testés : 270, 300, 350, et 400VDC. Il faut savoir que dans certains avions militaires, un réseau de 270VDC existe déjà [47][48]. Ce niveau correspond à la tension redressée par un convertisseur AC/DC triphasé à diodes avec une tension simple de 115V en sortie de l'alternateur.

La Figure III- 28 illustre la réponse indicielle de la tension, toujours face à une perturbation de 5% sur le couple. Les valeurs sont réduites pour comparer les différents niveaux testés.

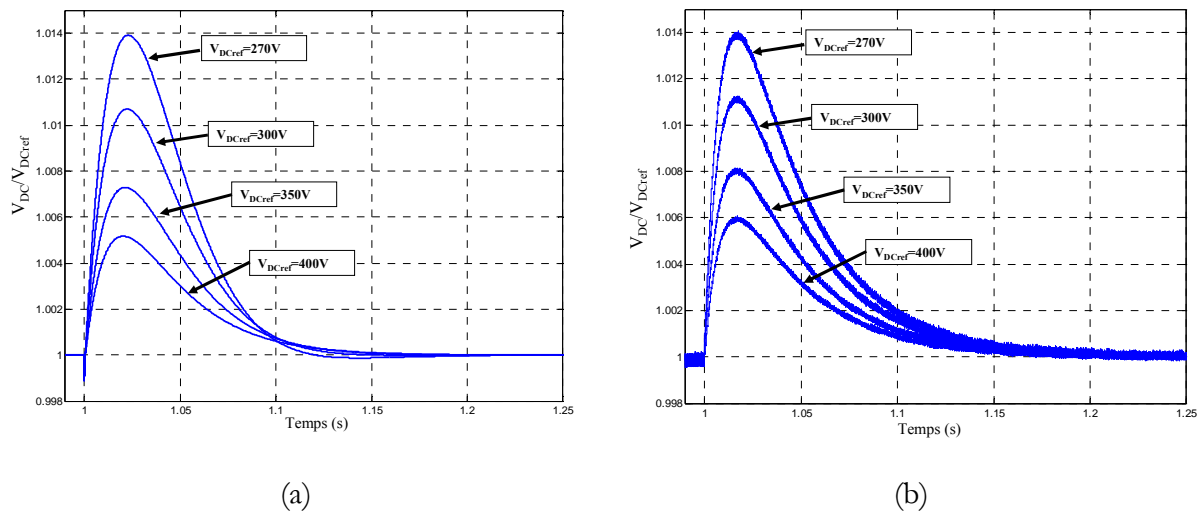


Figure III- 28 : Influence du niveau de tension face à une même perturbation. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

En conclusion, plus on augmente le niveau de tension du bus continu, plus on diminue les surtensions. La relation n'est en revanche pas linéaire puisqu'on double le dépassement entre un bus continu à 270VDC et un bus à 350VDC. Les temps de réponse restent, quant à eux, identiques. D'un point de vue dynamique, une haute tension atténue donc les transitoires. Cette conclusion est validée par la simulation topologique. Il faut cependant émettre quelques réserves sur ces résultats puisque les paramètres de l'alternateur sont considérés constants. Dans le cas où le concepteur souhaiterait évaluer d'autres alternateurs, il faudrait prendre en compte leurs nouveaux paramètres (r_s , L_s) car ceux-ci modifient les dynamiques.

4 Vers une modélisation plus fine et l'optimisation

L'étude faite précédemment vient de montrer qu'il était possible de minimiser la valeur, la taille et la masse de la capacité de couplage. Ce résultat n'a vocation qu'à montrer l'intérêt de l'approche modale dans l'aide à la conception car une seule capacité ne peut, à elle seule, modéliser correctement le bus continu. La Figure III- 29 montre une modélisation plus fine de l'étage continu entre les deux convertisseurs et situe le point de régulation de la tension (POR) qui n'est pas directement en sortie du redresseur. Les éléments capacitifs sont physiques mais les paramètres linéiques des inductances et des résistances modélisent les câbles. Cette structure a été

fournie tardivement et n'a pu être incluse dans l'étude précédente. Cependant, des travaux sont en cours et font l'objet d'un stage d'IUP [49]. De la même manière que l'étude précédente, les objectifs sont de minimiser l'encombrement et la masse des capacités de filtrage.

Grâce aux paramètres linéiques des câbles, l'influence des longueurs peut être prise en compte. Le nouveau système d'état comporte seize variables d'état. Des premiers résultats, confirmés par la simulation topologique, indiquent que les modes critiques sont toujours liés à l'HPSPG avec, en plus, les éléments passifs de l'étage continu. Lorsque les inductances L1 et L4 sont augmentées, elles éloignent certains modes critiques de la limite de stabilité. Au contraire, plus les longueurs des câbles représentés par L2 et L3 augmentent, plus les modes deviennent critiques.

Ces premiers résultats seront confrontés avec l'expérimentation puisque des mesures sont prévues sur le banc de test ASVR.

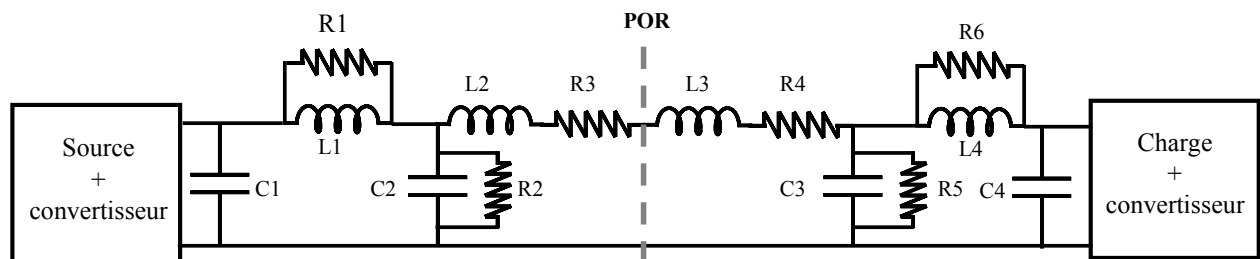


Figure III- 29 : Modélisation de l'étage continu

Le faible nombre de paramètres a permis jusqu'à présent d'améliorer la masse (et le volume) « manuellement ». A terme, cette étape doit être automatisée du fait de l'augmentation des paramètres ajustables dans un réseau plus complexe, et surtout, pour garantir un optimum global.

On propose ici une réflexion sur la démarche à adopter pour une optimisation avec comme fonction objectif, la masse des éléments passifs de stockage (Figure III- 30). Les éléments capacitifs et inductifs prennent en effet une part non négligeable dans la masse totale d'un convertisseur et leur minimisation peut s'avérer intéressante pour les équipementiers. Le temps de calcul très rapide des modèles d'état et des outils d'analyse permettent à l'approche modale de s'intégrer parfaitement dans une boucle d'optimisation avec de nombreuses itérations.

Partant du MMG et d'un point de fonctionnement, le système d'état peut être linéarisé autour de celui-ci. Ces trois étapes constituent le point de départ de l'optimisation. Vient ensuite l'optimisation proprement dite avec un choix de paramètres, le calcul de la fonction objectif puis le respect des contraintes. Ces dernières portent sur les grandeurs électriques qui doivent respecter des critères dynamiques (temps de réponse, sur/sous- tensions, sur/sous- courants...).

Le choix de l'algorithme d'optimisation dépend du problème. Suivant que le problème est continu ou discret, l'algorithme à appliquer sera différent. Dans notre cas, des méthodes déterministes seront mieux appropriées à cause de l'aspect continu et contraint de notre problème [50].

Une deuxième boucle peut intervenir sur le changement du point de fonctionnement à considérer. Un fois l'optimum trouvé, il ne faut pas perdre de vue que l'approche modale n'est valable qu'en petits signaux. La validation finale se fera par une simulation temporelle topologique.

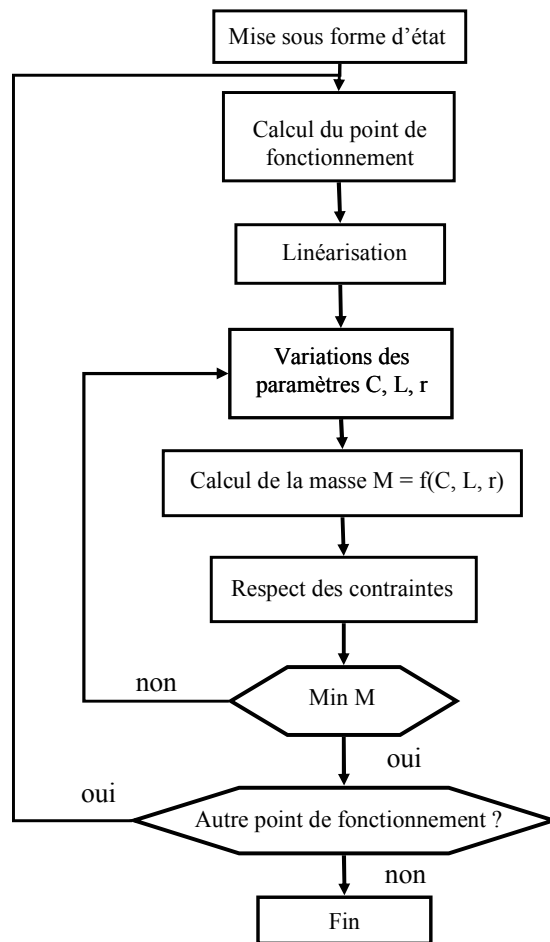


Figure III- 30 : Proposition d'une démarche d'optimisation

5 Conclusion

Le comportement dynamique des futurs réseaux continus soulève de sérieuses interrogations de la part des avionneurs. La stabilité, qui reste un cas particulier de l'étude dynamique, doit être garantie. Jusqu'à présent, dans ce genre de réseau, l'utilisation des critères de Middlebrook prévaut. Certes restrictive, cette méthode assure la stabilité avec une certaine marge. Cependant, sur-dimensionner les étages d'entrée des convertisseurs (notamment les filtres) pour garantir ces marges engendre son lot de kilos superflus, surtout si les charges non linéaires prolifèrent.

La méthode modale appliquée aux réseaux embarqués peut à la fois garantir des critères dynamiques (dépassement, temps de réponse) et bien sûr, la stabilité avec la marge voulue. Pour cela il faut modéliser l'ensemble du réseau avec tous ses paramètres, ce qui constitue probablement la tâche la plus difficile. Ensuite, les outils existants permettent de localiser les modes dominants ainsi que leurs paramètres associés. Une fois déterminés, ces paramètres peuvent être choisis de façon à satisfaire au mieux le cahier des charges initial.

Cette méthode permet également d'étayer un choix de tension, toujours sur des critères dynamiques. De même, elle peut participer à la définition de l'architecture physique du réseau (compromis architecture/commande).

Enfin, pour étendre la démarche à un réseau complet, il faut utiliser des outils informatiques pour prendre le relais de l'écriture « manuelle » des modèles qui atteint vite ses limites. Ce genre d'outils est développé au laboratoire, notamment avec l'écriture automatique des matrices d'état des convertisseurs d'électronique de puissance.

Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires

1 Positionnement de l'étude

Nous l'avons déjà mentionné et illustré, les systèmes embarqués comportent de nombreuses charges non linéaires, non sans conséquence sur le réseau embarqué. En plus des risques d'instabilité dus aux nouveaux modes présents, les convertisseurs génèrent des harmoniques basse et haute fréquences. Dans les réseaux de bord existants, les normes harmoniques vont jusqu'au rang 40, soit en dessous de 20kHz. Le domaine fréquentiel d'étude ne concerne donc pas l'analyse CEM qui commence bien au-delà. Il est ici question de proposer une méthode de conception du filtrage harmonique basse fréquence face à des charges non linéaires alternatives. Le choix de faire cette étude sur un réseau principal 115V-400Hz peut apparaître peu judicieux au regard de l'avenir qui s'annonce ... continu. Cependant, le processus d'optimisation qui sera développé plus loin se veut générique. De plus, contrairement au cas du futur réseau continu encore peu normé, les contraintes électriques sont clairement définies, ce qui constitue une base de travail solide. Enfin, il ne faut pas perdre de vue qu'une partie du réseau restera alternative et donc que le réseau sera sûrement hybride (AC/HVDC).

Le convertisseur choisi pour cette étude est un pont de diodes triphasé sur capacité en tête. C'est un étage d'entrée très répandu grâce à sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre mais qui génère cependant de nombreux harmoniques.

Les filtres placés en amont des charges « polluantes » permettent de réduire le contenu spectral pour garantir le respect des normes. En règle générale, les filtres sont passifs, actifs ou hybrides. Une fois la structure définie, le principal critère de dimensionnement est imposé par le rôle même du filtre : respecter les normes. Dans ces conditions, en plus de règles préétablies, l'expérience du concepteur intervient souvent de manière prépondérante.

Dans une application embarquée, l'idée est de proposer une optimisation du volume occupé par ces filtres. Un tel processus a pour objectif, non seulement de rendre le dimensionnement automatique, mais également de tracer des frontières d'optimum suivant les contraintes. Ainsi, dans une vision globale de conception du réseau, ces tracés peuvent venir aider le concepteur dans le choix des compromis ou dans l'établissement des normes.

Dans ce chapitre, le processus d'optimisation sera présenté sur un filtre résonant avec une inductance de lissage en amont du pont de diodes. Les résultats seront comparés à un dimensionnement usuel pour cette topologie de filtre. Ensuite, une structure composée de deux filtres résonants associés à une inductance de lissage sera optimisée dans le cadre de contraintes aéronautiques. Des frontières d'optimum seront analysées en fonction des contraintes. Enfin, l'application à la fréquence variable sera discutée.

2 Le filtrage

Depuis l'apparition d'organes pollueurs (en terme d'harmoniques), l'ajout de filtres s'est imposé pour garantir le respect des normes en vigueur. Le principe est simple ; le filtre doit « piéger » les harmoniques générés par la charge afin que le courant et la tension vus du générateur soient les plus sinusoïdaux possibles (Figure IV- 1). Le filtre peut être connecté en série ou en parallèle à la charge. En règle générale, les filtres shunts permettent d'améliorer les courants alors que les filtres séries compensent les perturbations de tension. De nombreuses configurations et topologies de filtre sont répertoriées dans [51] et [52] en tenant compte de leurs avantages et leurs inconvénients.

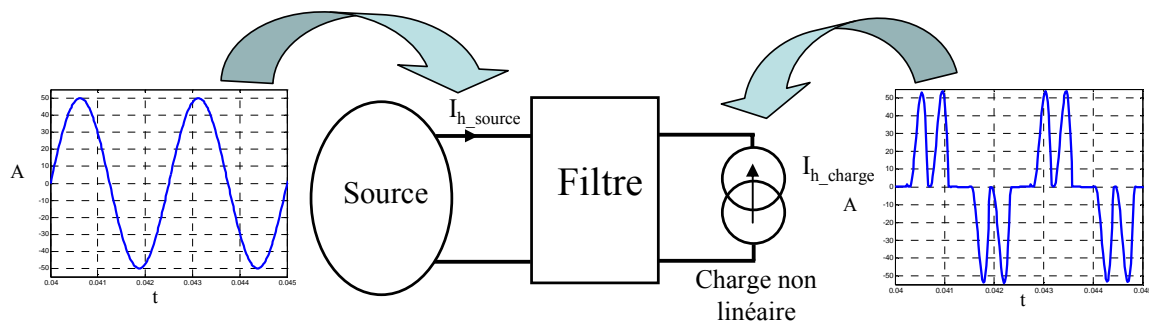


Figure IV- 1 : Principe du filtrage

Il apparaît logiquement que le principal critère de dimensionnement est la norme en vigueur sur le réseau étudié. Pour le réseau de distribution 400V-50Hz, la norme dépend du niveau de courant absorbé au nœud de raccordement et limite les amplitudes des raies de courant (par exemple pour un équipement de moins de 16A RMS, l'harmonique de rang 5 ne doit pas dépasser 1,14A [53]).

Concernant le réseau 115V-400Hz des avions civils, la norme diffère selon que l'équipement testé est monophasé ou triphasé [54]. Cette norme est relative au fondamental du courant absorbé par la charge. Par exemple, quelle que soit la puissance de la charge, les harmoniques 3, 5 et 7 ne doivent pas dépasser 2% du fondamental. Pour respecter ces normes, il existe de nombreuses structures qui peuvent se regrouper en trois catégories de filtres : passifs, actifs et hybrides.

2.1 Les filtres passifs

Comme leur nom l'indique, ces structures sont composées uniquement d'éléments passifs R, L, C voire des diodes. Elles ne requièrent donc aucune source d'alimentation externe.

Les topologies sont nombreuses, avec pour chacune d'elles, des spécificités qui leur sont propres. Une liste exhaustive de ces structures est difficile à donner. Ainsi, ne sont présentées ici que les structures les plus couramment utilisées (Figure IV- 2) [55]. Parmi elles, la compensation d'énergie réactive peut également être assurée de manière simultanée.

Outre le fait que les fréquences propres doivent être réglées sur les harmoniques à réduire, les pertes engendrées par ces dispositifs doivent également être prises en compte lors du dimensionnement. Les avantages de ces filtres sont qu'ils sont robustes, simples de mise en œuvre et relativement peu coûteux. Par contre, ils ne sont pas (ou très peu) flexibles. Un autre inconvénient, que nous expliquerons en détail par la suite, est la création d'anti-résonances avec d'autres impédances du réseau (sources, câbles, inductances de lissage) qui peuvent provoquer des surtensions et perturber le réseau et les signaux de communication. Enfin, ils créent parfois des dynamiques lentes qui peuvent s'avérer gênantes, notamment au démarrage de la charge en aval.

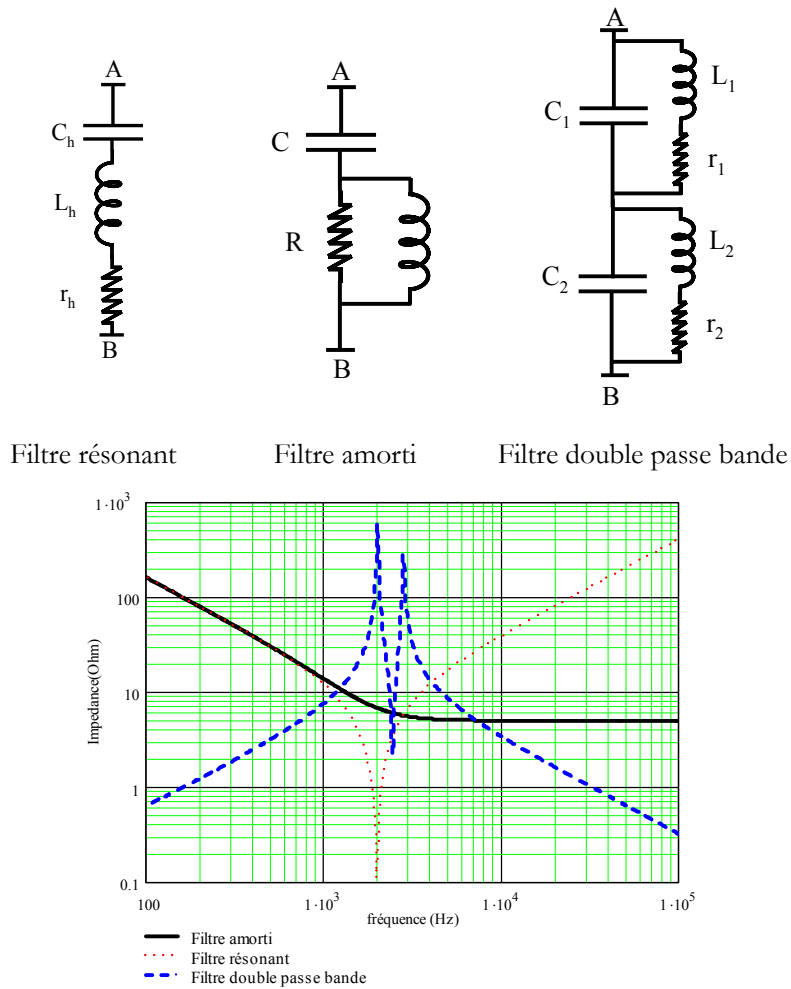


Figure IV- 2 : Trois structures de filtre passif avec leur impédance vue des bornes AB

2.2 Les filtres actifs

Le filtrage actif est composé d'électronique de puissance et son principe n'est pas récent (début des années 70). Freiné au départ par les technologies des interrupteurs de puissance, il est désormais très répandu grâce à l'essor dans ce domaine (qui est aussi la cause des harmoniques). Le principe consiste à mesurer le courant ou la tension polluée, à ôter le fondamental, puis à réinjecter les harmoniques en opposition de phase sur le réseau. Les convertisseurs utilisés sont généralement des onduleurs de tension ou de courant commandés par MLI. Ces organes permettent en même temps, comme les filtres passifs, de compenser l'énergie réactive.

Trois principales configurations de filtre actif existent : série, parallèle et une combinaison des deux (Unified Power Quality Conditioner). Elles sont données Figure IV- 3. Il est à noter qu'un filtre série devra être dimensionné pour supporter la totalité de la puissance de la charge alors qu'un filtre shunt ne devra « voir » que les harmoniques.

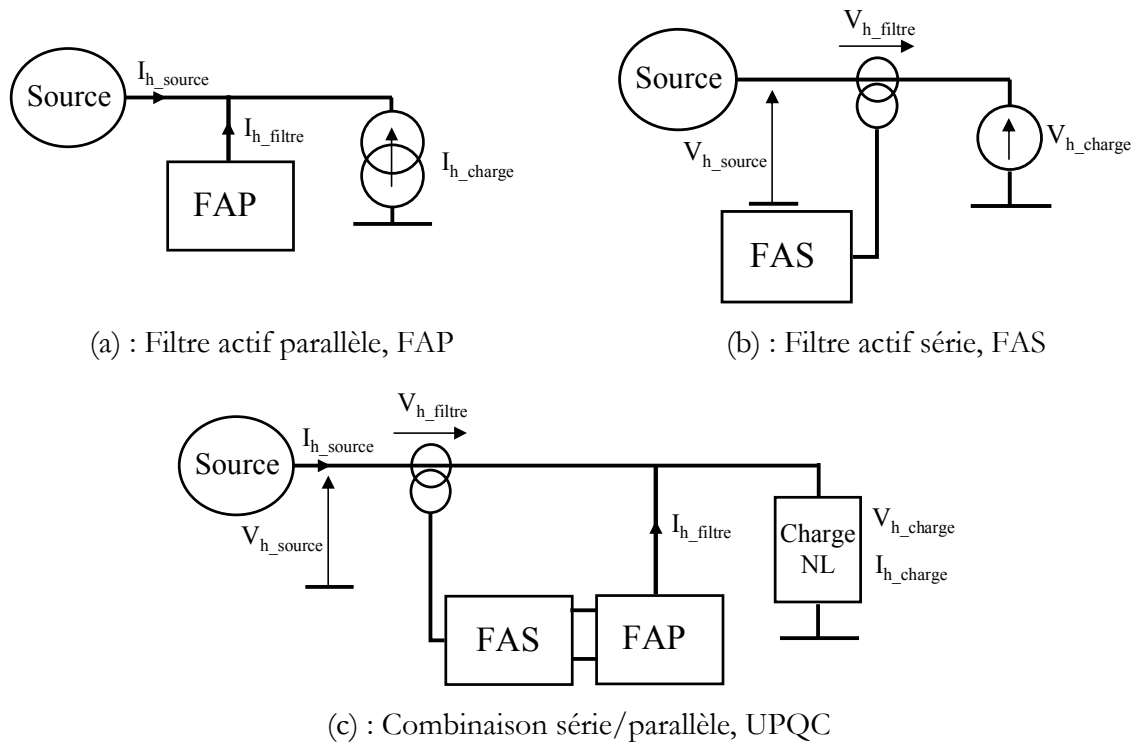


Figure IV- 3 : Configurations possibles des filtres actifs [51]

Le principal avantage de ces filtres est qu'ils sont flexibles car auto-adaptatifs. Ils peuvent facilement être intégrés à des structures déjà existantes. Leur gamme de fréquences est vaste et permet de répondre aux normes sur un large spectre. En revanche, ils sont onéreux et moins fiables que des filtres passifs (présence d'éléments commutés, de capteurs et de commande). Les pertes sont également importantes et dégradent le rendement de l'installation.

Un autre point négatif est l'introduction de modes supplémentaires qui peuvent créer des risques supplémentaires d'instabilité.

2.3 Les filtres hybrides

La dernière catégorie de filtre est un mélange entre passif et actif. Cette solution est apparue afin de réduire le dimensionnement de la structure active. Dans ce cas, le filtre passif est calculé pour atténuer les harmoniques prépondérants (souvent de rang 5 et 7) et le convertisseur ne réinjecte que les courants aux fréquences plus élevées. Un exemple d'une association filtre actif parallèle-filtre résonant est donné Figure IV- 4. Bien d'autres combinaisons existent et font encore l'objet de travaux de recherche récents, mais l'intérêt n'est pas ici de les recenser [56]. Le point faible de ces structures reste la perte de rendement et le coût.

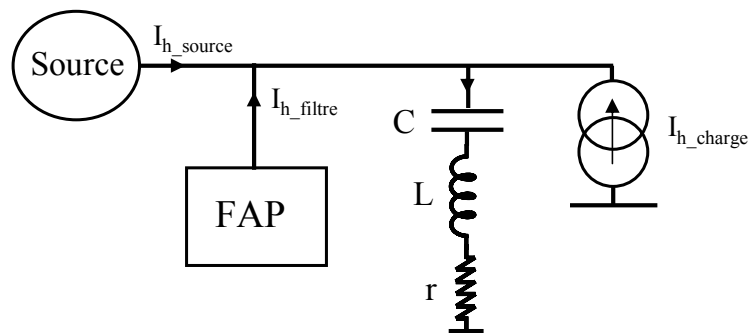


Figure IV- 4 : Exemple de filtre hybride.

3 Etude d'une structure filtre plus convertisseur

Dans cette partie, nous allons dimensionner un filtre passif en amont d'un convertisseur non linéaire. Cette charge, déjà présentée dans le premier chapitre, est un pont de diodes triphasé avec une capacité de filtrage côté continu. Le schéma unifilaire est donné Figure IV- 5 où L_s et r_s représentent l'impédance de la source. Présent notamment en amont des actionneurs de type EHA (actionneur electro-hydrostatique), cet étage d'entrée génère un fort taux de distorsion harmonique (TDH). Les rangs des harmoniques sont des multiples de $2p \pm 1$, avec p égal à 6 (Figure IV- 5). La puissance sera considérée constante et égale à 10kW (ordre de grandeur d'un nouvel actionneur de type EHA).

Dans un premier temps, l'influence d'une inductance dite de « lissage » sera montrée, puis, dans un second, un filtre résonant sera inséré et dimensionné de manière usuelle.

Enfin, le volume de l'ensemble (inductance de lissage plus filtre résonant) sera calculé analytiquement avec les relations propres aux technologies utilisées.

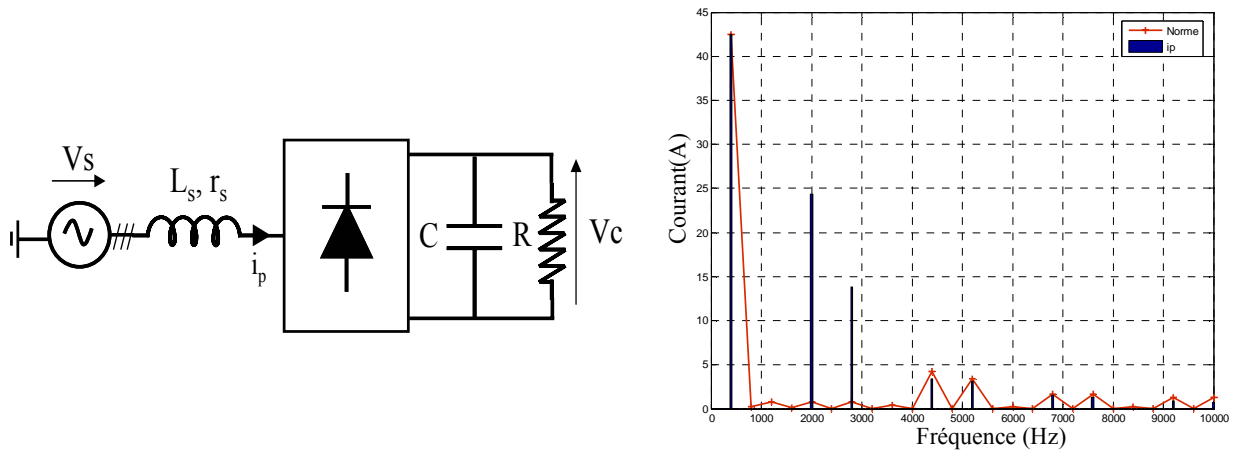


Figure IV- 5 : Structure de la charge non linéaire étudiée et spectre du courant absorbé (10kW).

3.1 Effet de l'inductance de lissage

La première solution pour atténuer les harmoniques de courant est d'ajouter, en amont du redresseur, une inductance série de lissage (L_L). L'effet large bande permet de réduire significativement le TDH. Il y a cependant des limites à donner à cette inductance qui, rappelons-le, voit passer la totalité du courant de la charge. Sur la Figure IV- 6, nous avons calculé le TDH et le $\cos\varphi$ pour plusieurs valeurs de L_L en amont d'un pont redresseur de 10kW (cette puissance est gardée constante pour l'étude). Pour une meilleure lisibilité, nous avons multiplié par 100 le facteur de puissance ($\cos\varphi$). Il apparaît clairement que le TDH passe de 88% à 12% pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. Pour la même variation, le $\cos\varphi$ passe de 0.99 à 0.85 soit, vue du réseau, une puissance réactive croissante, fournie par la charge.

La chute de tension aux bornes de L_L est aussi un effet limitant pour son dimensionnement. La tension continue en sortie du redresseur est directement proportionnelle à la tension d'entrée du pont, et ne peut être diminuée significativement. Dans la norme aéronautique [54], la chute de tension entre la sortie de l'alternateur et la charge est limitée à 10% du fondamental de la source (soit 11,5V sur une phase). Toujours sur la Figure IV- 6, nous avons tracé la chute de tension aux bornes de L_L en pourcent du fondamental (115V). Pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ la chute de tension passe de 1% à 35 %.

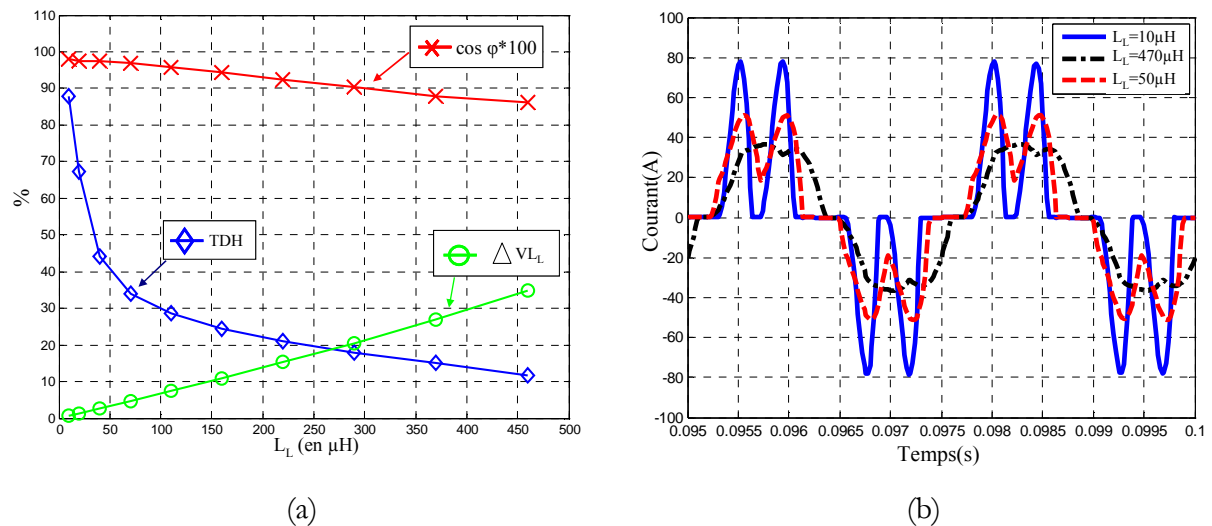


Figure IV- 6 : (a) : Influence de l'inductance de lissage sur le TDH, le $\cos \varphi$ et la chute de tension. (b) : Courant en temporel en fonction de L_L .

Au final, une telle inductance permet de réduire l'ensemble du spectre mais en contrepartie, elle dégrade le facteur de puissance et induit une chute de tension importante. C'est pourquoi elle est associée avec d'autres structures shunt telles que le filtre résonant qui a un effet plus sélectif et permet de réduire très nettement un harmonique précis pour garantir le respect de normes plus restrictives.

3.2 Insertion d'un filtre résonant

La structure du filtre résonant est celle donnée Figure IV- 7 (pour une phase). Compte tenu de son impédance, il est facilement compréhensible que son intérêt est de « piéger » un harmonique précis.

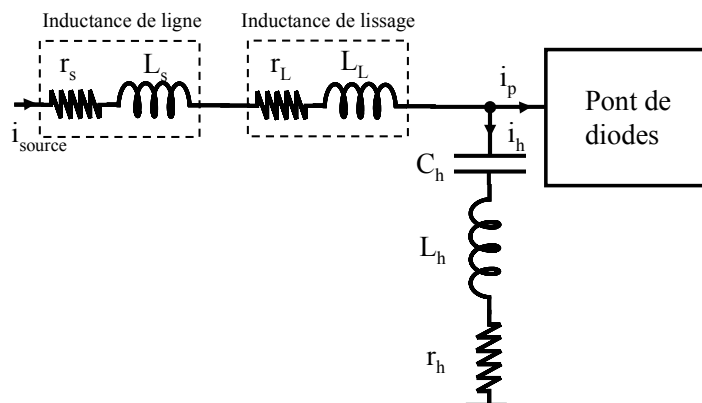


Figure IV- 7 : Topologie du filtre

Cette structure est très souvent utilisée pour éliminer les harmoniques des rangs 5 et 7 [57]. Pour dimensionner les éléments L_h et C_h , il faut tout d'abord assurer la résonance à la fréquence ω_h (où h est le rang de l'harmonique) telle que :

$$L_h \cdot C_h \cdot \omega_h^2 = 1 \quad \text{Eq IV. 1}$$

Il reste ensuite à fixer un des éléments pour avoir le dimensionnement complet. En règle générale (mais cela n'est pas exclusif), la capacité est calculée par rapport à la consommation d'énergie réactive [58]. Dans ces conditions, elle est dimensionnée avec la relation suivante.

$$\Delta Q = 3 \cdot \frac{V^2}{X_{L.C}} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(L_h \cdot \omega_0 - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_h^2 \cdot C_h} - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} \quad \text{Eq IV. 2}$$

où ΔQ est la puissance réactive à compenser, ω_0 est la pulsation au fondamental et V la tension simple d'alimentation. La résistance série r_h modélise la somme des deux résistances internes de C_h et L_h . En toute rigueur, la tension V (ici 115V) doit être calculée au point de raccordement du filtre résonant. On fait cependant l'hypothèse que la chute de tension induite par l'inductance amont est sans conséquence sur ce dimensionnement.

Une autre manière de fixer un des deux éléments est de passer par le facteur de qualité défini Eq IV. 3 (l'ordre de grandeur est $F_Q > 75$). Cette méthode est simple mais ne permet pas, comme dans le cas précédent, de compenser précisément la puissance réactive.

$$F_Q = \frac{\sqrt{\frac{L_h}{C_h}}}{r_h} \quad \text{Eq IV. 3}$$

Malgré la simplicité de calcul, plusieurs précautions sont à prendre notamment sur l'effet d'anti-résonance provoqué avec l'inductance de lissage. Celui-ci est illustré par la Figure IV- 8 (b). L'impédance équivalente vue de la charge est la mise en parallèle de $L_s + L_L$ avec $L_h + C_h$ (Figure IV- 8 (a)). Cette anti-résonance est obligatoirement à des fréquences inférieures à la résonance et peut présenter un risque si elle est « calée » sur un multiple du fondamental (notamment si la charge présente un léger déséquilibre) ou sur des fréquences réservées aux signaux de communications. Ce risque est accentué lorsque plusieurs filtres résonants sont présents (7, 11, 13 etc).

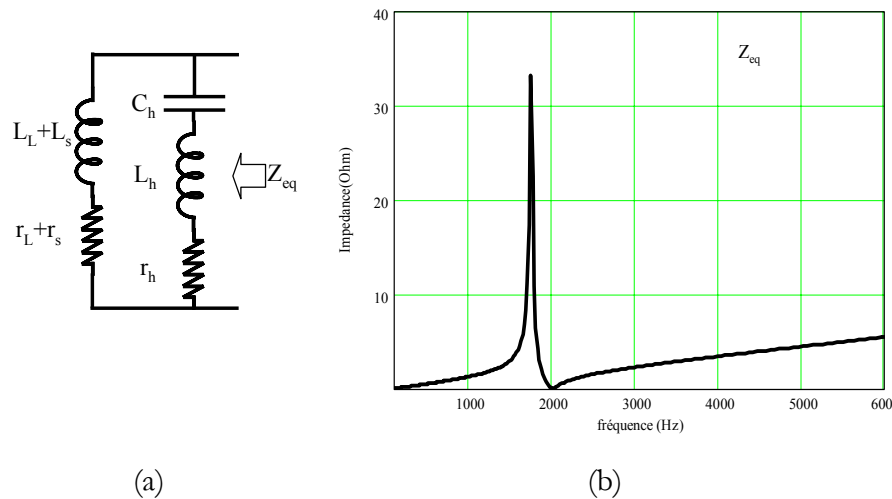


Figure IV- 8 : Illustration de l'antirésonance : (a), impédance vue par la charge : (b) tracé de l'impédance.

Finalement, les valeurs du filtre et les grandeurs caractéristiques sont données dans le Tableau IV- 1.

r_L	L_L	r_h	L_h	C_h	fh	F_Q
10mΩ	150μH	20mΩ	341μH	18μF	2kHz	145

Tableau IV- 1 : Valeurs des constituants du filtre

Les résultats en termes d'harmoniques sont donnés Figure IV- 9 et Tableau IV- 2. L'apport du filtre résonant est très net puisque le TDH est passé de 87% à 10.8%. Tous les autres critères sont également améliorés à l'exception du rendement de la structure puisque à puissance égale, le courant absorbé a augmenté de 6% par rapport au fondamental. Ceci est dû au courant dévié à 400Hz par le filtre résonant. Sur la Figure IV- 9 (b) on voit que la quasi-totalité du courant à 2kHz (rang 5) est absorbée par le filtre mais également une partie du courant au fondamental. La chute de tension est également augmentée.

	Sans filtre	Avec inductance de lissage	Avec inductance de lissage plus filtre résonant
TDH	87%	26.4%	10.8%
cosφ	0.99	0.95	0.99
Chute de tension	0.5%	9%	9.6%
I1	42A	42.4A	44.7A
Ih5	70%	22%	1%
Ih7	48%	7.2%	9.8%

Tableau IV- 2 : Comparaison de l'ajout de filtre sur le courant de source et sur les autres critères

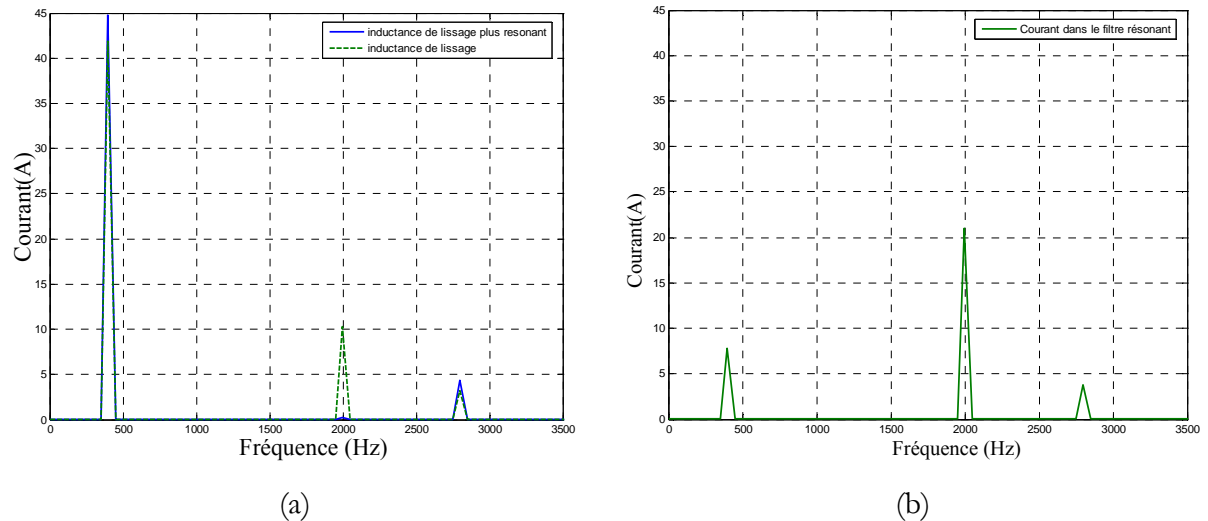


Figure IV- 9 : (a) Résultat de l’insertion du filtre dimensionné sur le spectre du courant de source. (b), spectre du courant dans le filtre résonnant

Ce dimensionnement, que nous classifions d’usuel, donne ainsi de bons résultats. Dans ce cas précis, le faible degré de liberté sur le calcul des éléments fournit un jeu de paramètres quasi-unique...et donc un volume quasi-unique. Pour le calcul du volume pris par ce filtre, il convient de définir les relations analytiques des volumes des constituants, qu’il s’agisse des inductances ou des condensateurs. Ces relations seront intégrées dans un processus d’optimisation permettant de réduire l’encombrement du filtrage que nous proposerons par la suite.

3.3 Calcul du volume des éléments réactifs

3.3.1 Volume d’une inductance

Il s’agit ici de donner les relations analytiques pour évaluer les volumes des éléments réactifs. En ce qui concerne l’inductance, la relation entre le volume et la valeur de L est issue de [59]. Cette équation a été obtenue en considérant la self bobinée autour d’un noyau magnétique en forme de « E ». Le volume V_L est, proportionnel au produit des courants maximal et efficace respectivement I_m et I_{eff} (Eq IV. 4 et Eq IV. 5).

$$A = S_b \cdot S_f = \frac{K_b \cdot I_m \cdot L \cdot I_{eff}}{J \cdot B} \quad \text{Eq IV. 4}$$

$$V_L = K \cdot A^{\frac{3}{4}} \quad \text{Eq IV. 5}$$

- où
- K: dépend de la forme du noyau magnétique
 - J : Densité de courant
 - B : Induction maximale du circuit magnétique
 - Kb : coefficient de bobinage
 - Sb et Sf : respectivement surfaces de bobinage et du noyau magnétique

Pour fixer les ordres de grandeur, nous avons tracé sur la Figure IV- 10, l'évolution du volume de L_L sans le filtre résonant L_L variant de $20\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ (mêmes variations que sur la Figure IV- 6 (a)). Le volume total considéré est égal au volume d'une inductance monophasée multiplié par trois.

Le principal résultat à retenir est la faible variation du volume en fonction de L_L . En effet, celui-ci augmente à peine de 2% pour une variation de L_L de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. La faible variation s'explique notamment par la diminution du courant crête lorsque L_L augmente. Par conséquent, en terme de volume, le concepteur a tout intérêt à maximiser la valeur de L_L (en limite de la chute de tension et du déphasage autorisé) pour agir au maximum sur le TDH. On notera que l'ordre de grandeur est autour du litre.

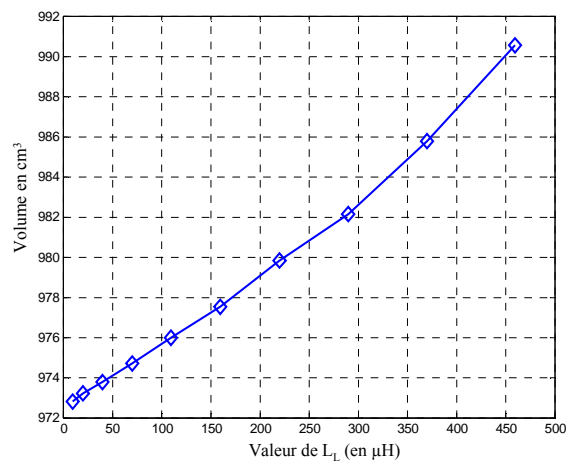


Figure IV- 10 : Volume de L_L (triphaseé) en fonction de sa valeur pour un pont de 10kW.

3.3.2 Volume d'un condensateur

Le calcul du volume d'un condensateur est plus simple et peut se faire de deux manières. La première consiste à faire une extrapolation des documents constructeurs suivant la technologie employée. La seconde est l'utilisation d'une formule analytique facile à déterminer dans le cas d'un condensateur plan. La relation $V_c=f(C)$ est donnée par Eq IV. 7. Dans le souci de rester générique, nous retiendrons pour la suite cette solution analytique.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} \text{ et } E = \frac{V}{d} \quad \text{Eq IV. 6}$$

$$V_c = \frac{V^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E^2} \cdot C \quad \text{Eq IV. 7}$$

où S : surface de l'armature (en m²)
d : épaisseur du diélectrique (en m)
V : tension aux bornes du condensateur (en V)
ε_r : permittivité relative du diélectrique
E : rigidité diélectrique (en V/m)

3.3.3 Application à la structure passive étudiée

Le dimensionnement fait dans le § 3.2 permet de calculer les volumes donnés dans le Tableau IV- 4. Au préalable, les grandeurs caractéristiques permettant de calculer ces volumes sont listées Tableau IV- 3. On observe que la répartition des volumes est homogène suivant les éléments L_s, L_n ou C_n avec un léger encombrement supplémentaire pris par les inductances bobinées. Au final, le filtre complet est contenu dans un volume proche de 3 litres.

J	B	ε _r	V	E
5A/mm ²	0.3T	2.2	115V	20.10 ⁶ V/m

Tableau IV- 3 : Grandeurs caractéristiques pour le calcul des volumes

Volume de L _l	Volume de L _n	Volume de C _n	Volume total
326cm ³	325cm ³	214cm ³	2790cm³

Tableau IV- 4 : Répartition des volumes

En conclusion, on vient de le voir, le dimensionnement des filtres passifs est régi par un certain cahier des charges. Une fois les règles respectées, les degrés de liberté restants (quasiment nuls dans notre cas mais ce n'est pas toujours le cas), sont souvent résolus par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, si le rôle du filtre est assuré, il n'est pas garanti que le dimensionnement soit optimal en terme de volume. Or, dans une application embarquée, tout gain de place est bon à prendre ! C'est pourquoi, dans l'analyse qui suit nous allons proposer un processus permettant de dimensionner de manière optimale les éléments passifs d'un filtre sous contraintes fixées.

4 Processus d'optimisation du volume d'un filtre

L'objectif de cette optimisation est avant tout d'être générique. Si ce processus va être appliqué ici à une structure particulière, la transposition vers un autre type de filtre se veut facilement réalisable.

Indépendamment du choix de l'algorithme, le cœur de toute optimisation reste le modèle utilisé. Il doit être rapide, précis et fiable. Nous proposons ici une manière de modéliser la structure du pont de diodes avec filtre, de façon à l'intégrer dans une boucle d'optimisation. L'application de cette optimisation est faite sur le filtre qui vient d'être dimensionné.

4.1 Modélisation du pont

Compte tenu des différents types de modèle que nous avons rapidement présentés dans le chapitre II, les convertisseurs peuvent être modélisés sous une forme temporelle ou fréquentielle directe. Si la modélisation fréquentielle directe est bien adaptée à l'optimisation, elle se heurte encore à certains verrous, notamment pour les régimes discontinus [29]. Or, en fonction de l'inductance d'entrée et du niveau de puissance, le pont de diodes étudié oscille entre les modes de conduction continue, mixte et discontinue (cf Figure IV- 6 (b)). Malgré la possibilité de prendre en compte des interactions filtre-convertisseur, cette solution reste donc un peu prématurée.

Le calcul analytique dans le domaine temporel des grandeurs électriques du redresseur est réalisable, non sans mal, et a fait l'objet de travaux au LEG [60]. Cependant, la résolution symbolique des équations différentielles est lourde à mettre en place du fait d'une écriture différente dans chacun des modes de conduction. De plus, il faut gérer les conditions de passage entre ces modes. Enfin, l'ajout d'équations supplémentaires liées aux filtres afin de tenir compte des interactions, rend très difficile au final, l'utilisation du modèle pour l'optimisation.

Face à ce problème de modélisation d'un simple pont de diodes triphasé, le choix de la modélisation temporelle s'est ainsi imposé. Elle permet de prendre en considération toutes les interactions difficiles à modéliser entre le filtre et le pont. Par exemple, on voit sur la Figure IV- 11 que le courant d'entrée du pont i_p (à ne pas confondre avec le courant de source) est modifié en fonction de la présence (ou non) du filtre shunt. L'influence du filtre résonant sur l'angle de conduction des diodes est très difficile à modéliser autrement qu'avec une simulation temporelle.

Les outils tels que SABER®, PSpice® et Matlab® peuvent simuler la structure Figure IV-5 sur une vingtaine de périodes en moins de 3s avec une résolution de 100 points par période. En ajoutant le filtre résonant, la durée de la simulation n'excède pas 7s.

Une fois automatisé, le post traitement qui comporte le calcul des FFT est très rapide (inférieur à la seconde). Soit au total un temps de 8s pour simuler et exploiter la structure complète (PentiumIV 2.8GHz). Ce temps est un peu pénalisant mais compte tenu de la validité du modèle, de la précision des résultats et de sa simplicité de mise en œuvre, il reste néanmoins acceptable.

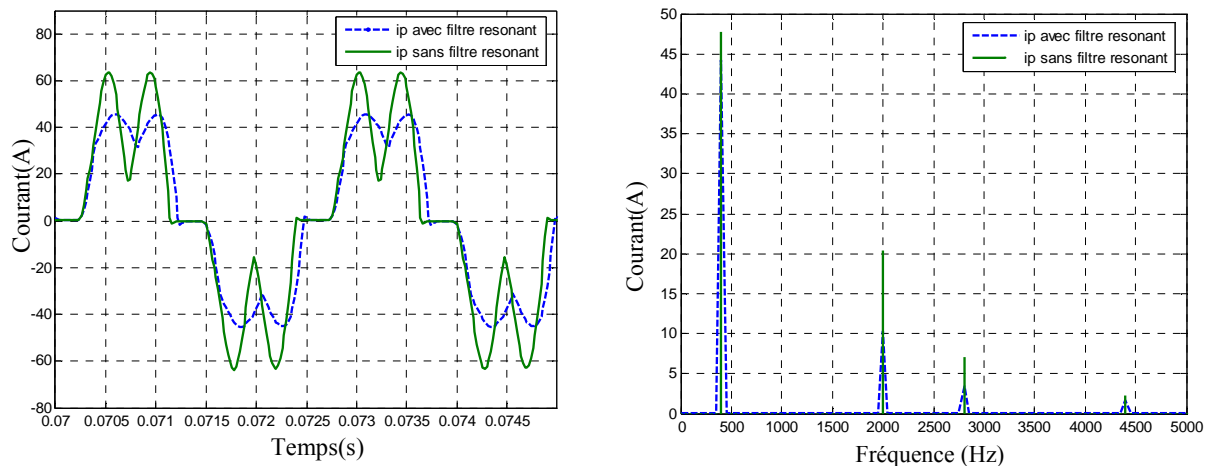


Figure IV- 11 : Illustration de l'hypothèse fautive faite sur le courant constant dans le cas d'un pont de diodes sur capacité en tête.

Dans ces conditions, le modèle temporel avec la simulation complète de la structure est celui retenu. Il possède les avantages forts :

- d'être très facilement intégrable dans Matlab® grâce à la toolbox dédiée à la simulation temporelle (SimPowerSystems),
- d'être très précis et de prendre en compte toutes les interactions,
- de fournir à la fois des grandeurs temporelles et fréquentielles pour le calcul des contraintes et de l'objectif (le volume des inductances requiert de connaître les courants efficaces et crêtes).

Seul inconvénient, le temps de calcul qui, comme nous l'avons dit avoisine les 8 secondes.

4.2 Principe de l'optimisation

Maintenant que le choix du modèle a été effectué, nous allons présenter le processus d'optimisation retenu (Figure IV- 12). Partant des paramètres initiaux sur les éléments passifs, une première simulation topologique est faite. Ensuite, l'étape de post-traitement comporte :

- le calcul des FFT de tous les courants,
- le calcul des contraintes,
- le calcul du volume complet.

Les contraintes peuvent être imposées sur les amplitudes individuelles des harmoniques de courant, sur le TDH, sur le facteur de puissance, la chute de tension voire le courant supplémentaire consommé au fondamental. Pour minimiser le volume, nous avons utilisé l'opérateur « fmincon » de Matlab qui permet de traiter un problème continu, non linéaire et sous contraintes. Cet opérateur a été utilisé par le passé au laboratoire et a donné des résultats satisfaisants [3][61]. Une fois le post traitement effectué, les contraintes sont vérifiées ainsi que la valeur du volume. Si l'une des deux conditions n'est pas respectée, les paramètres du système sont de nouveau calculés. Les conditions d'arrêt dépendent des tolérances que l'utilisateur fixe sur le volume et sur les contraintes.

Pour conserver des degrés de liberté sur le dimensionnement (et ne pas retomber sur le dimensionnement classique), aucune relation entre les inductances et les condensateurs n'est imposée (par exemple, dans le cas d'un filtre résonant, la fréquence de résonance n'est surtout pas figée).

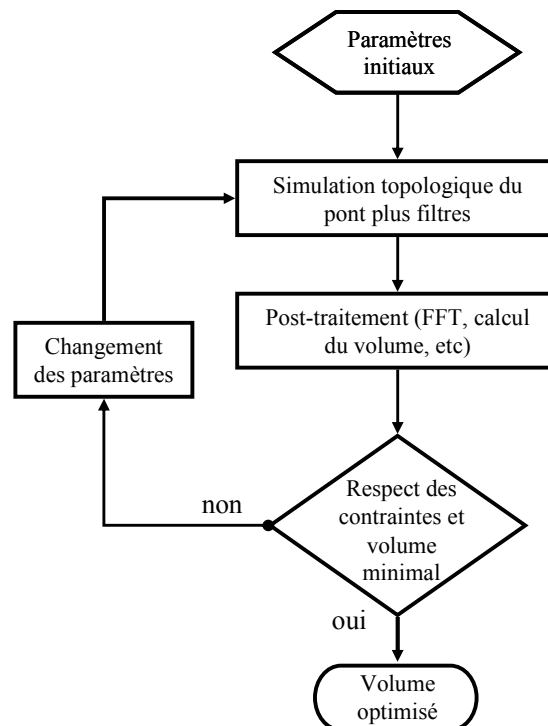


Figure IV- 12 : Processus d'optimisation du volume de filtres

Enfin, on ne peut garantir que le minimum soit global. Cependant, un moyen de vérification, certes peu rigoureux, est de faire plusieurs optimisations avec des paramètres initiaux qui diffèrent.

4.3 Application

La première application de cette optimisation est faite sur la structure passive qui vient d'être dimensionnée. Les contraintes fixées dans cette illustration sont les mêmes que celle pour le résultat obtenu par un dimensionnement classique. Autrement dit, le TDH est fixé à 10.8%, la chute de tension à 10% et le taux individuel sur l'harmonique de rang 5 est de 1%. Des contraintes sur les éléments passifs sont ajoutées (limites basses et hautes, par exemple l'inductance de lissage est bornée entre 1 μ H et 3mH). La fréquence de résonance n'est pas fixée. Les conditions initiales de l'optimisation correspondent au dimensionnement classique (Tableau IV- 1).

L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est donnée Figure IV- 13. Les points marqués par une croix respectent les contraintes précédemment fixées. Le minimum trouvé est de 2360cm³ soit un gain de 20% en comparaison du dimensionnement classique. La comparaison entre le dimensionnement classique et optimal est donnée Tableau IV- 5. En ce qui concerne la vérification, plusieurs points initiaux ont été testés et convergent vers ce même résultat. Le nombre d'itérations est rarement supérieur à 250, soit au total une optimisation en 30 minutes environ.

	Classique	Optimal
TDH	10.8%	10.8%
Harmonique 5	1%	1%
Chute de tension	9.6%	10%
cos φ	0.99	0.99
L _L	140 μ H	146 μ H
L _h	341 μ H	706 μ H
C _h	18.6 μ F	9 μ F
Volume L _L	326cm ³	326cm ³
Volume L _h	325cm ³	325cm ³
Volume C _h	214cm ³	103cm ³
Volume total	2790cm³	2360cm³

Tableau IV- 5 : Comparaison entre un dimensionnement classique et l'optimisation

Le gain sur le volume est notable et amène des conclusions importantes pour la suite. Tout d'abord, cette première optimisation permet une validation conjointe. D'un côté le dimensionnement classique est assez proche de l'optimum et de l'autre, l'optimisation fonctionne correctement puisqu'elle converge vers la résonance (la fréquence de résonance vient se « caler » naturellement autour de 2000Hz) et respecte les contraintes imposées.

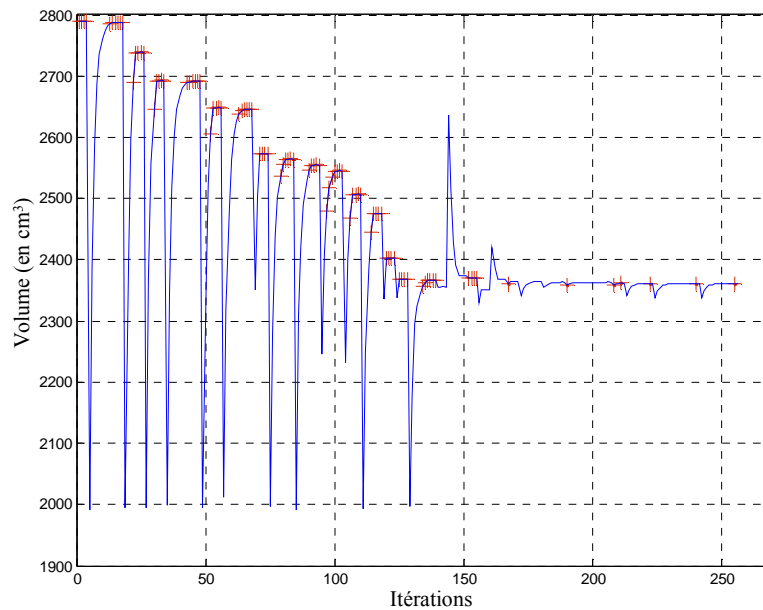


Figure IV- 13 : Evolution du volume en fonction des itérations de l'optimisation

Cette première étude ne tient pas compte des contraintes sur les rangs harmoniques individuels. L'objectif principal de cette étude était de présenter la démarche. Nous allons maintenant la reprendre dans le contexte normatif aéronautique.

5 Vers l'aide à la conception des réseaux de bord

5.1 Optimisation sous contraintes aéronautiques

Les résultats obtenus précédemment montrent que seul l'harmonique de rang 7 est encore au dessus de la norme aéronautique (Figure IV- 14). La structure passive étudiée afin de garantir la norme sur tout le contenu spectral doit donc être composée d'une seconde branche parallèle résonante. La structure du filtre ainsi que son impédance équivalente sont données Figure IV- 15.

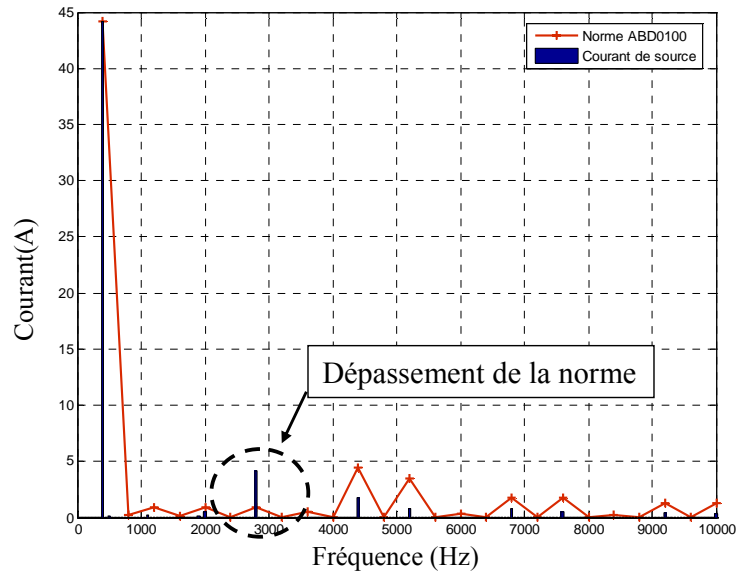


Figure IV- 14 : Spectre du courant de source avec la structure optimisée à une branche.

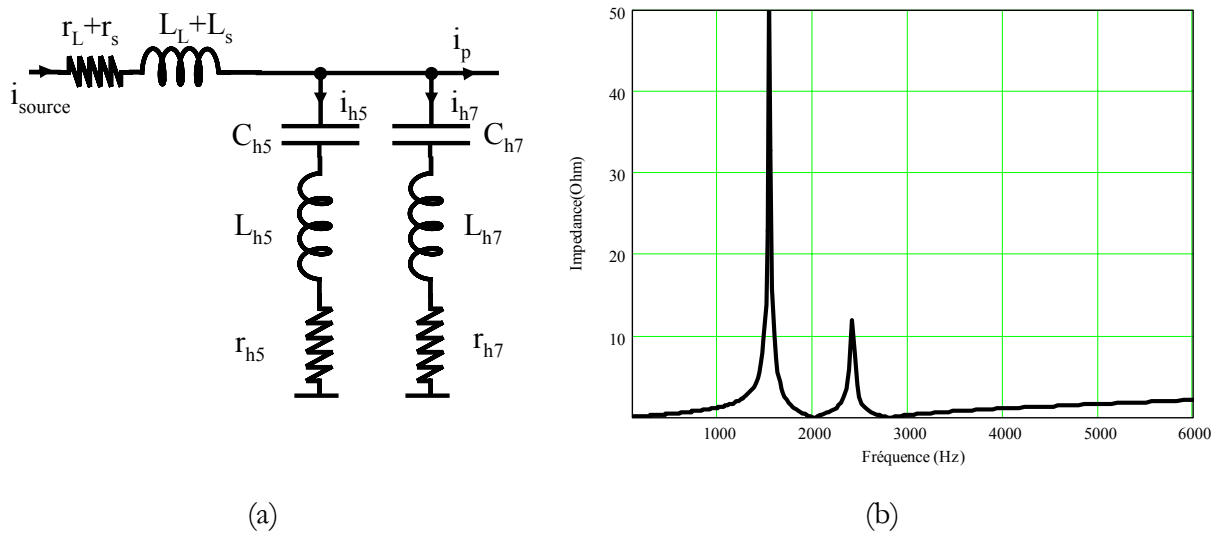


Figure IV- 15 : (a) : Topologie d'une structure passive à deux résonances. (b) : Impédance vue par la charge.

Lors du dimensionnement usuel d'une telle structure, la puissance réactive est en règle générale répartie entre les condensateurs. Cependant, le réglage des anti-résonances devient délicat du fait des nombreux éléments passifs et ce dimensionnement est fortement guidé par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, l'optimisation trouve tout son intérêt en fournissant un dimensionnement automatique.

La synthèse des grandeurs déterminées ainsi que l'encombrement optimal pris par ce filtre sont donnés Tableau IV- 6. Les contraintes sont fixées à 2% sur I_{h5} et I_{h7} et 10% sur la chute de tension entre la source et la charge. Le spectre du courant vu de la source est donné Figure IV- 16.

Harmonique 5	1%
Harmonique 5	1.6%
Chute de tension	9.6%
$\cos\varphi$	0.99
L_L	120 μ H
L_{h5}	691 μ H
C_{h5}	9.2 μ F
L_{h7}	376 μ H
C_{h7}	8.5 μ F
Volume total	3740cm³

Tableau IV- 6 : Synthèse des grandeurs caractéristiques obtenues après optimisation

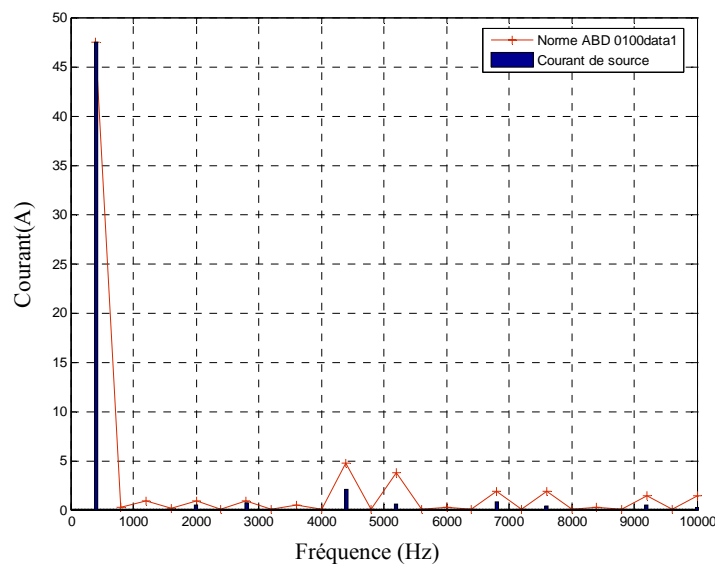


Figure IV- 16 : Spectre du courant de source avec filtre optimisé

On peut constater que la norme est bien respectée sur toute la gamme de fréquences. En comparaison d'une structure sans filtre, le courant absorbé au fondamental est de 47A, soit une consommation de 9% en plus. Comme précédemment, une partie du courant à 400Hz est déviée dans les branches parallèles. Cette consommation supplémentaire reste toutefois raisonnable et pourrait être limitée par l'algorithme en ajoutant une contrainte supplémentaire.

5.2 Aide au choix des contraintes

Les nouvelles charges fortement composées d'électronique de puissance peuvent remettre en cause les anciennes normes. Si tel est le cas et afin d'aider le concepteur à redéfinir ces normes, l'outil qui vient d'être proposé peut apporter sa contribution. C'est pourquoi nous avons cherché à être critique sur les normes au regard de la fonction objectif retenue (ici le volume). Pour cela, plusieurs optimisations ont été réalisées avec des contraintes de moins en moins restrictives.

Un premier résultat donné par la Figure IV- 17 montre l'évolution du volume optimisé en fonction des contraintes sur les courants I_{h5} et I_{h7} (initialement fixées à 2% par la norme). Pour ne pas changer plusieurs paramètres à la fois, la chute de tension reste, quant à elle, bornée à 10% de la tension fondamentale.

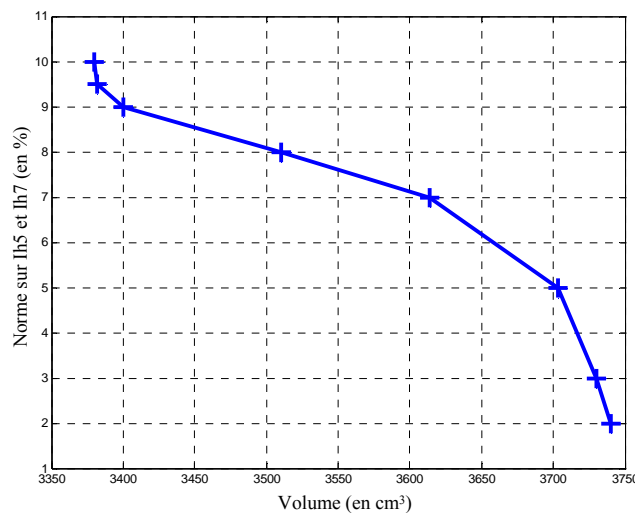


Figure IV- 17 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction des contraintes sur les courants

Dans le cas où la norme passe de 2% à 10% sur les courants, le volume est diminué de 10%. Lorsque les contraintes sont davantage relâchées, le volume reste quasi identique. Cependant, au-delà d'une telle limite harmonique, l'intérêt d'une structure résonante n'a plus lieu d'être. Un simple filtre passe-bas peut suffire. Un gain de 10% n'est pas conséquent mais en cas de prolifération de charges non linéaires, la somme de chaque gain individuel peut s'avérer intéressante.

Une seconde étude consiste à fixer les harmoniques de courant (toujours à 2%) et à faire varier la limite de la chute de tension. Le résultat est donné Figure IV- 18.

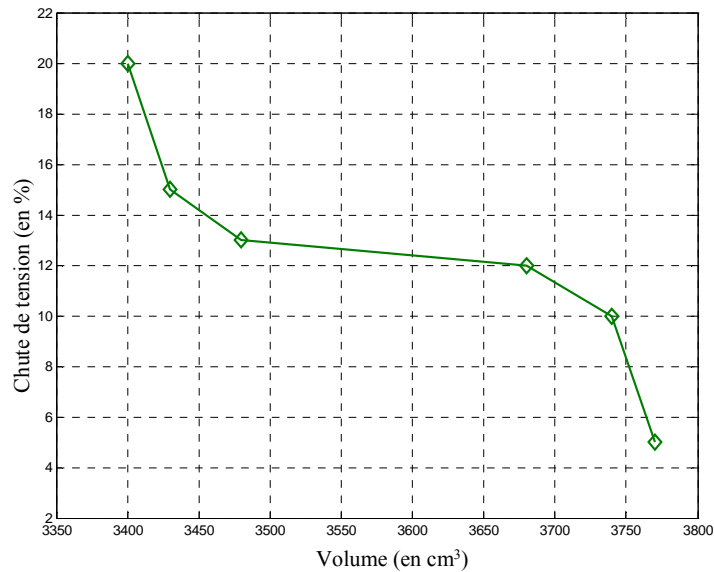


Figure IV- 18 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction de la chute de tension

Lorsque la chute de tension passe de 5% à 20%, le volume diminue de 10%. Cependant cette relation n'est pas linéaire puisque l'essentiel de ce gain apparaît pour une augmentation de 3% sur la norme. Une fois encore le gain n'est pas conséquent et reste du même ordre de grandeur que dans le cas d'une diminution des harmoniques. Enfin, si on relâche à la fois les contraintes sur les harmoniques et sur la chute de tension (par exemple avec des contraintes fixées à 9% sur Ih5 et Ih7 et 13% sur la chute de tension), le gain sur le volume est de 15%.

5.3 Aide au choix de la localisation

Le choix de localiser un filtre à un endroit plutôt qu'à un autre peut être guidé par la démarche proposée. En règle générale, le filtrage doit être placé au plus près de la source polluante pour qu'elle ne rayonne pas sur les autres organes. Cependant, il peut exister un compromis sur la localisation par rapport au harmoniques de courant si on considère la minimisation du volume total du filtrage embarqué. Pour s'en convaincre, considérons l'exemple de deux ponts redresseurs de puissance identique à 10kW.

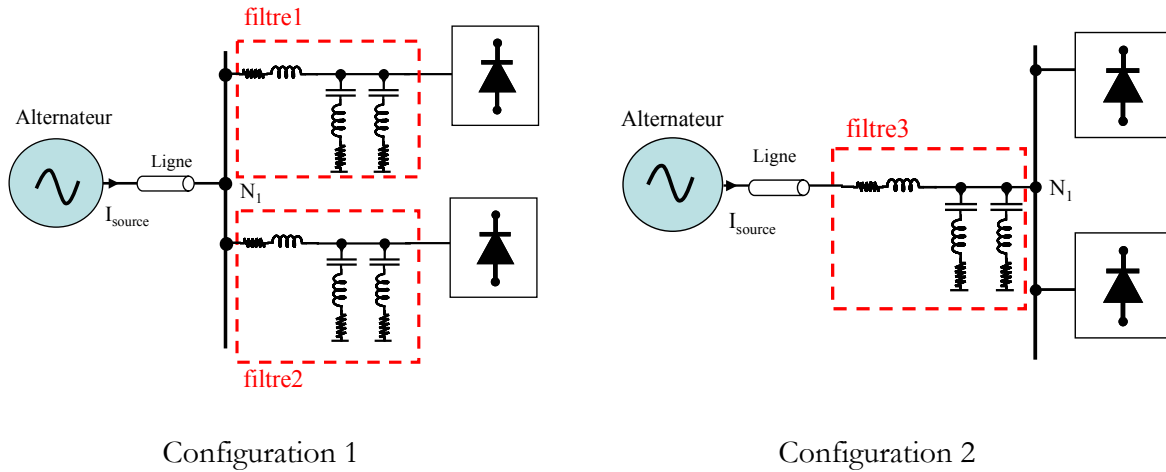


Figure IV- 19 : Structures étudiées

Dans la première configuration, le volume total (somme du filtre 1 et du filtre 2) est de 7475cm^3 . Ce volume est le double de celui du filtre en amont d'un seul pont de 10kW . En revanche, dans la seconde configuration, le volume optimisé du filtre 3 est de 4405cm^3 , soit 41% plus petit que dans la première configuration. Sur la Figure IV- 20, le spectre du courant fourni par la source (I_{source}) montre que dans les deux cas de figure, la norme est respectée. En contrepartie, il est évident que le courant au nœud N1 est fortement non sinusoïdal.

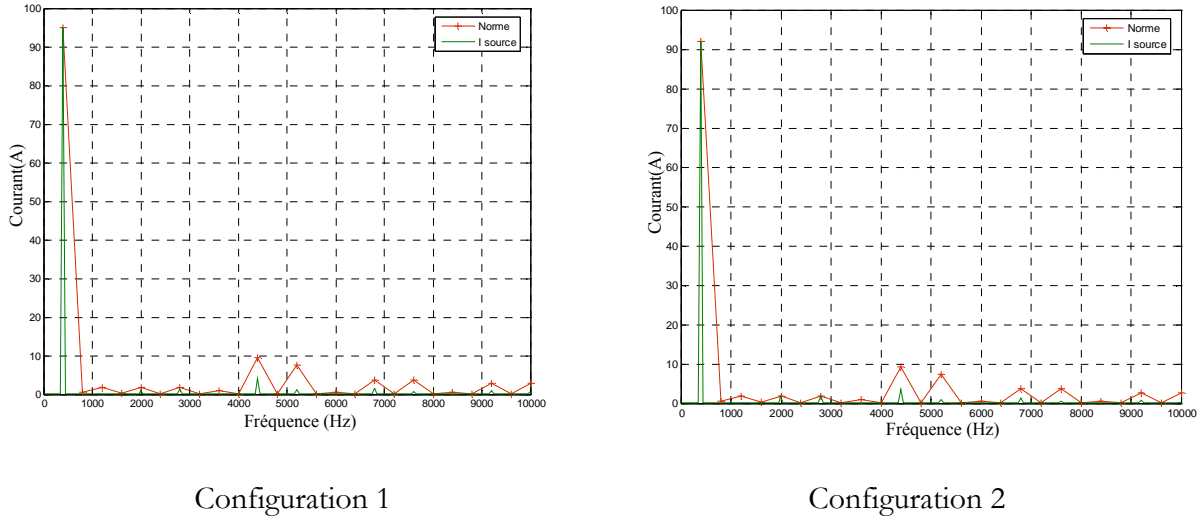


Figure IV- 20 : Courant de source dans les deux configurations

En terme de conception, cette illustration peut s'avérer intéressante. Par exemple, si deux actionneurs tels que des EHA sont localisés dans les ailes d'avion, il sera plus avantageux en terme de volume, de localiser le filtre en amont des deux actionneurs plutôt que de faire un filtrage individuellement. Plus généralement, le fait de relâcher les normes permet de faire du filtrage global et ainsi minimiser l'encombrement du filtrage embarqué.

6 Quid de la fréquence variable ?

Un point que nous avons délibérément occulté jusque là est la présence d'un réseau à fréquence variable. Dans le nouvel Airbus, la fréquence peut varier de 360Hz à 800Hz. Compte tenu de cette large plage de variation, la structure passive précédemment analysée devient obsolète. En effet, la sélectivité de l'impédance caractéristique d'un filtre résonant ne peut « piéger » les harmoniques lors d'une telle variation. Il faut d'ailleurs noter que, si le fondamental peut évoluer entre 360Hz et 800Hz, l'harmonique de rang 5, peut ainsi passer de à 1800Hz à 4000Hz et celui de rang 7 de 2520Hz à 5600Hz ! Si la norme aéronautique reste identique à celle donnée auparavant, il faut utiliser des structures passives permettant une forte sélectivité sur une large plage de fréquence ; autrement dit, une structure difficilement concevable.

Une réponse à cela est l'utilisation d'un filtrage actif. Encore que, le mode de commande devienne plus délicat lorsque la fréquence du fondamental varie. D'un point de vue du dimensionnement, si l'on considère la charge non linéaire de 10kW précédente, la somme des courants harmoniques efficaces (sans le fondamental) est de 20A. Les données sur ce genre de filtres dédiés à l'aéronautique sont difficilement accessibles (volume, structure, masse, etc) voire inexistantes. En revanche, pour une application sur le réseau 400V-50Hz, on trouve chez les constructeurs, des filtres dont le volume est autour de 100 litres pour la gamme 20-30A [62] ! Certes la tension est plus élevée (et la fréquence plus faible) que dans un réseau de bord, mais le ratio entre le filtre résonant optimisé et ce filtre actif est de 25 tout de même !

Il faut néanmoins relativiser la variation de la fréquence. En effet, il semblerait que cette variation n'intervienne que pendant 5% du temps (phases de décollage et d'atterrissage). Si la norme reste aussi sélective pendant ces phases de vol, le filtrage actif est une meilleure solution au détriment de l'encombrement. En revanche, si les contraintes individuelles ne sont pas imposées durant ces phases, le filtrage passif reste un choix pertinent.

Dans le cas d'un filtrage hybride (filtre-résonant sur le rang 5 associé à un filtre actif shunt) le problème reste posé puisque l'harmonique de rang 5 n'est pas atténué lorsque la fréquence varie. Cependant si la norme n'est plus restrictive sur ce rang 5, le filtre actif est alors dimensionné pour un courant de 5A (soit 5 fois moins). Le volume du filtre actif n'est alors plus que de 25 litres (toujours dans la gamme des produits de [62]).

7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous venons de proposer une méthode de dimensionnement optimal de filtres embarqués. Les résultats obtenus sur une première structure spécifique ont permis de minimiser son volume par rapport à un dimensionnement usuel. Dans le cas d'une structure plus complexe où les valeurs des composants sont difficiles à choisir, cette méthode automatique a montré tout son intérêt.

L'outil de minimisation proposé peut également aider le concepteur à redéfinir les normes aéronautiques qui peuvent devenir discutables face à la forte présence des convertisseurs d'électronique de puissance.

De plus, cette méthode est facilement transposable à d'autres structures et à d'autres applications telles que les navires, les tramways ou encore les réseaux industriels.

Mais tout n'est pas résolu. Le modèle temporel actuel est limité pour l'étude de grands systèmes et le passage à une modélisation fréquentielle directe s'avère nécessaire. Dans le cas de la fréquence variable, le manque d'éléments technologiques pour le dimensionnement de filtres actifs limite leur minimisation et l'étude plus avancée d'une solution hybride. Avec de telles données, il sera tout à fait envisageable d'aider le concepteur dans un choix de structure (ratio filtre passif/filtre actif). Enfin, l'évolution des normes face à l'insertion massive de charges non linéaires reste à développer davantage car elle peut permettre d'obtenir des gains significatifs à moindre coût.

Discussion finale...

Le principal objectif de ces travaux a été de proposer des méthodes pour la conception des systèmes embarqués. L'application d'une partie de ces méthodes a été faite sur des systèmes dédiés au réseau électrique des avions civils. Lors du premier chapitre, il a été montré qu'il existait une problématique commune à tous les réseaux embarqués, quelle que soit l'application. Les charges non linéaires, désormais omniprésentes, engendrent une augmentation des pertes, des perturbations et accentuent les risques d'instabilité. En conséquence, le concepteur doit évaluer le nouveau rendement de l'installation, et surtout, garantir une qualité de fourniture électrique sur le réseau.

Partant de ces faits, une synthèse des méthodes d'analyse des réseaux en présence d'électronique de puissance, débouchant sur une vision d'ensemble de leur conception est proposée dans le second chapitre.

Lorsqu'on s'intéresse aux grandeurs en régime établi, l'utilisation d'un load flow permet de prédire le profil de tension et les niveaux de courant absorbé et ainsi d'obtenir le rendement de l'architecture choisie. Au préalable, les modèles des charges non linéaires doivent être paramétrés individuellement pour avoir une bonne précision sur le load flow.

Pour identifier les harmoniques, les méthodes fréquentielles directes semblent les mieux adaptées dans une vision systémique qui implique d'utiliser à terme des boucles d'optimisation. De plus, ces méthodes garantissent une « traçabilité » des harmoniques très utile pour remonter au(x) « pollueur(s) ».

En régime dynamique, il faut dissocier l'étude grands signaux de l'étude petits signaux. Cette dernière est la plus connue et requiert les techniques d'analyse des systèmes linéaires. L'approche modale présentée permet au concepteur d'identifier les modes critiques et les éléments associés grâce à l'utilisation des facteurs de participation et de l'étude de sensibilité.

Dans l'étude grands signaux, les modèles moyens généralisés peuvent se substituer à la simulation temporelle encore souvent utilisée (avec des modèles réduits). Il reste cependant le problème d'interconnexions automatiques entre les modèles de ce genre.

Lors des deux derniers chapitres, l'objectif commun a été de montrer que « concevoir avec méthode » ne devait pas rester un pléonasme purement théorique et que l'apport de méthodes était bien indispensable. Pour cela, l'approche modale a été appliquée à un système HVDC issu d'une partie d'un banc de test réalisé dans le projet européen POA. Les modes critiques ont été identifiés ainsi que les paramètres associés. L'apport d'une telle approche dans le dimensionnement des éléments de stockage a été mis en exergue, ainsi que sur le choix du niveau de tension.

Enfin, l'optimisation du volume pris par le filtrage harmonique illustre, dans le dernier chapitre, l'intérêt d'une démarche automatique. Ce type de processus permet également d'aider le concepteur sur le choix d'une norme ou de la localisation spatiale du filtre.

Difficile de mettre un point final avec tout le travail qui reste à faire pour concevoir les systèmes embarqués de demain. Les travaux décrits ici présentent des incomplétudes et les perspectives suivantes permettront en partie d'y répondre.

Tout d'abord, d'un point de vue de l'étude dynamique, l'approche modale souffre de la mise en forme encore manuelle du modèle moyen. A terme cette écriture doit être rendue automatique pour analyser le comportement dynamique de l'ASVR complet. Les travaux menés au LEG par l'équipe CDI vont dans ce sens et permettent d'être très optimiste sur une telle solution à court terme. Dès lors, on pourra mieux imaginer une optimisation multi critères sous contraintes dynamiques.

La reprise de l'approche par critères de Middlebrook pour l'étude de la stabilité d'un réseau embarqué va également être faite. Mais cette fois, avec l'utilisation des fractales pour déterminer les impédances caractéristiques du réseau en faisant le lien avec les paramètres de conception.

En fréquentiel, une approche temporelle indirecte a été appliquée jusqu'ici à des convertisseurs isolés. Pour prendre le relais sur la simulation, limitée par sa rapidité (surtout sur l'analyse des effets HF), la modélisation fréquentielle devra être appliquée à un ensemble de convertisseurs d'électronique de puissance reliés sur un même bus. Toujours en fréquentiel, des travaux doivent être menés sur l'optimisation de filtre en amont de convertisseurs sur des nouvelles structures de filtres passifs (notamment avec des éléments inductifs couplés). Les études de placement de filtres ainsi que le taux entre filtres passifs/filtres actifs doivent être poursuivies.

Dans le domaine statique, l'utilisation d'un load flow s'avère adapté en présence de convertisseurs et permet d'envisager une optimisation d'architecture de réseau. Pour cela les modèles des convertisseurs doivent tenir compte de leur rendement voire de leur masse. Ce choix d'architectures ne devra pas être découplé de l'impact sur la commande et des technologies des équipements.

Enfin, même tous ces points élucidés, le domaine du génie électrique n'est pas le seul à intervenir dans une conception d'ensemble d'un système embarqué. Entre autre, l'aspect thermique inhérent aux convertisseurs et parfois seul juge de paix dans la conception d'électronique de puissance devra être pris en compte et pourquoi pas, utilisé différemment. La possibilité d'une cogénération à l'échelle d'un système embarqué peut être réfléchi en récupérant toutes les pertes évacuées par les systèmes de refroidissement.

En d'autre terme, la tâche est encore longue pour obtenir LE réseau optimal de demain ... alors au travail les suivants !

Annexes

ANNEXE 1

Paramètres du hacheur série.

Paramètres utilisés pour l'étude de stabilité du hacheur série avec la régulation de tension de sortie via un correcteur PI. La résistance série R_f est considérée nulle.

Puissance	Tension d'entrée	Tension de sortie
5000W	350VDC	28VDC

R_f	250m Ω	K_i	4.88
L_f	200 μ H	L_h	290 μ H
C_f	100 μ H	C_h	400 μ F
K_p	0.06	R_h	28 ² /5000

ANNEXE 2

Modélisation de l'HPSG, passage du modèle triphasé exact au modèle moyen généralisé.

Rappel :

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{-jk\omega t} \quad Eq 1 1$$

où $\langle x \rangle_k(t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. Il est possible de définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} \cdot d\tau \quad Eq 1 2$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad Eq 1 3$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad Eq 1 4$$

En partant de ces équations générales sur le MMG, il est possible de déterminer celui de l'HPSG en se basant que les travaux de [44] tels que :

$$\frac{d \langle i_{s1,2,3} \rangle_k}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_k - \langle V_{1,2,3} \rangle_k) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k \quad Eq 1 5$$

$$\frac{d \langle V_{DC} \rangle_k}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_i - \frac{\langle V_{DC} \rangle_k}{R \cdot C} - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle V_{DC} \rangle_k$$

Les coefficients du vecteur tension sont obtenus à partir des coefficients du vecteur de commutation est de la tension V_{DC} .

$$\langle V_{s1,2,3} \rangle_k = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle V_{DC} \rangle_i \quad Eq 16$$

En se limitant au premier harmonique des courants de phase et à la valeur moyenne de la tension continue, le MMG au sens du premier harmonique est :

$$\frac{d\langle i_{s1,2,3} \rangle_1}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_1 - \langle V_{1,2,3} \rangle_1) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 \quad Eq 17$$

$$\frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_{-1}) + \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Le vecteur de commutation est, au sens du premier harmonique donné par :

$$\langle U_{1,2,3} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \langle u1 \rangle_1 \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad Eq 18$$

Où $\langle u1 \rangle_1 = \frac{2}{\pi j} \cdot (\cos \alpha - j \cdot \sin \alpha)$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique d'un signal rectangulaire déphasé de l'angle α .

Le modèle *Eq 17* décrit le comportement dynamique grand signaux de l'HPSG dans le repère triphasé. Pour effectuer le passage dans le repère de Park (d,q), il faut écrire la relation suivante :

$$i_{s1,2,3} = C_{32} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{avec } C_{32} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) & \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \quad Eq 19$$

Dans ce cas, les transformées des dérivées des courants sinusoïdaux sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \frac{d(C_{32} \cdot i_{q,d})}{dt} = C_{32} \cdot \frac{di_{q,d}}{dt} + \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{et } \frac{di_{q,d}}{dt} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - C_{32}^T \cdot \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{q,d}$$

Eq 1 10

L'application de cette transformée aux équations différentielles de l'HPSG donne :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2} U_{1,2,3}^T \cdot C_{32} \cdot I_{q,d_sg} - \frac{V_{DC}}{R \cdot C}$$

Eq 1 11

Partant de ce modèle, le MMG à l'ordre 0 (puisqu'ici les grandeurs sont continues), du starter générateur est :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (\langle E_{q,d} \rangle_0 - \langle V_{q,d} \rangle_0)$$

$$\frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{\langle I_{DC} \rangle_0}{C} - \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Eq 1 12

$$\text{Avec } \langle I_{DC} \rangle_0 = \frac{1}{2} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle C_{32} \rangle_{-1} + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle C_{32} \rangle_1) \cdot \langle I_{q,d_sg} \rangle_0$$

Au final, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A}'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + \mathbf{B}'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$

Eq III. 25

$$\text{Avec : } \mathbf{A}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{B}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{où } \|\langle u1 \rangle_1\| = \frac{2}{\pi}$$

Pour inclure la variable d'état liée à la commande (α), il suffit d'ajouter l'équation différentielle suivante.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -k_p \cdot \frac{d}{dt} V_{DC} + k_i (V_{DCref} - V_{DC})$$

Une fois linéarisée autour d'un point de fonctionnement (variables indicées par un « e »), le système complet du HPSG qui servira à l'étude dynamique petits signaux est

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle \alpha \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \langle \alpha \rangle_0 \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \\ V_{DCref} \end{bmatrix}^T \quad \text{Eq III. 26}$$

Avec

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

ANNEXE 3

Ecriture du système d'état complet du système embarqué étudié

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} \begin{matrix} \text{A}_{sg} & \text{A}_{coupl} \\ \text{A}_{coupl} & \text{A}_{fp} \end{matrix} \end{bmatrix} \cdot x + B \cdot u$$

Avec : $x = [I_{q_sg} \quad I_{d_sg} \quad V_{dc} \quad \alpha \quad I_{q_fp} \quad I_{d_fp} \quad \omega_{mfp} \quad \beta_d \quad \beta_q]^T$

$u = [E_q \quad E_d \quad V_{dc_ref} \quad I_{d_fpref} \quad I_{q_fpref}]^T$

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega_{m_{sg}} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega_{m_{sg}} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{R_{ch_sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q_sgc} \cdot \cos \alpha_e + I_{d_sgc} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{R_{ch_sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q_sgc} \cdot \cos \alpha_e + I_{d_sgc} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$A_{fp} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} & p \cdot I_{q_fpe} & \frac{V_{DCc}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 \\ -p \cdot \omega_{m_{fpe}} & -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot I_{d_fpe} & 0 & \frac{V_{DCc}}{2 \cdot L_{fp}} \\ 0 & \frac{p \cdot \Phi}{J} & -kf & 0 & 0 \\ -\frac{1}{kc} & 0 & -p \cdot \beta_{qe} & -\frac{1}{kc} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} \\ 0 & -\frac{1}{kc} & p \cdot \beta_{de} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{kc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

Bibliographie

-
- [1] :N. Retière, *Modéliser et concevoir les réseaux d'énergie électrique*, Habilitation à diriger des recherches, UJF, Novembre 2003.
- [2] :A. Emadi, M Ehsani, M.Miller, *Vehicular Electric Power Systems*, Ed Marcel Dekker
- [3] :L. Jourdan, « *Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour automobile* », 2002, thèse INPG.
- [4] :G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, *Le navire tout électrique, Propulsion et production d'énergie*, technique de l'ingénieur, D 5 610.
- [5] :D.Gondouin, F Menneron, *Nouvelles topologies de systèmes de propulsion électrique de navires*, REE N°9 Octobre 2000.
- [6] :JP.Sorrel, *Architecture, conception et protection des réseaux de distribution*, REE N°9 Octobre 2000.
- [7] :J. Courault, *Comparaison des réseaux alternatifs et continus du point de vue de leur stabilisation. Régime transitoires - pollution harmonique*, REE N°9 Octobre 2000.
- [8] :M.Valentin, *Bases d'électricité avion, protection contre les incendies*, Formation pilote, Ed Cépaduès, 1991.
- [9] : The Avionics Handbook, CrC Press, 2001.
- [10] :O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, *De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : Etat de l'art et prospective sur les réseaux de bord*, club EEA 2004 Cergy-Pontoise
- [11] : L.Bonenfant, *Modélisation et simulation du réseau électrique d'un avion. Application aux Airbus A330, A340 et A3XX*, thèse INPT, 1998.
- [12] : Science et Vie, 2005, *l'année de tous les espoirs*, janvier 2005
- [13] : Power Optimised Aircraft, contract G4RD-CT-2001-00601 under the European Communities 5th Framework Programme for Research
- [14] : A.Emadi, M.Ehsani, *Aircraft Power Systems : Technology, State of the Art and future Trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000
- [15] : Norme ABD0100 Airbus Industrie. Equipment – Design – General Requirements for Suppliers
- [16] : C.Collombet, JM. Lupin, J.Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, cahier technique n°152, Schneider Electric

-
- [17] : J.L. Schanen, *Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de Puissance*, thèse INPG, 1994
- [18] :B. Revol, *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone*, thèse UJF, 2003
- [19] :J. C. Crébier, S. Busquets-Monge, R. Gannett, D. Boroyevich, *Modelling and Analysis of High Frequency Interactions Between Cascaded Buck Derived Converters*, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, août 2001
- [20] : P.Kundur, *Power System Stability and control*, The electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, march 1994.
- [21] :P.Kundur, *Definition and classification of Power System Stability*, IEEE Transactions on Power System, vol 19, n°2, may 2004.
- [22] :R.D Middlebrook *Input filter considerations in design and application of switching regulators*, 1976 IEEE Industry Application Society
- [23] : J. Repérant, *Réseaux électriques industriels. Introduction & Ingénierie*, Techniques de l'ingénieur, D5 020.
- [24] : B. Meyer, M. Jerosolimski, M. Stubbe, *Outils de simulation dynamique des réseaux électriques*, Techniques de l'ingénieur, D4 120.
- [25] : J.P. Meinadier, *L'intégration de système*, Que sais-je ? Presses universitaires de France, 1997.
- [26] : D. Riu, *Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre un demi*, thèse INPG, 2001.
- [27] : R. Scheich, *Caractérisation et prédétermination des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance*, thèse INPG, Octobre 1993.
- [28] : R.M Popescu, *Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'électronique de puissance*, thèse UJF, Novembre 1999
- [29] : E. Morin, *Modélisation d'un réseau électrique de tramway: du composant au système*, thèse UJF, Janvier 2005
- [30] : R. D. Middlebrook, *Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators*, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, Illinois, 1976.
- [31] : Borojevic

-
- [32] : B.H Cho, B.Choi, “*Analysis and design of Multi-stage distributed power systems*”, INTELEC 1991.
- [33] : Prabha Kundur, *Power System Stability and Control*, The Electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, mars 1994.
- [34] : Ignacio J. Pérez-Arriaga, George C. Verghese, Fred C. Schweppe, *Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, Part 1: Heuristic Introduction*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, no. 9, pp3117-3125, septembre 1982.
- [35] : A. Caisley, *Etude de la stabilité des réseaux continus d'avion. Vers une méthodologie d'optimisation*, projet de fin d'études INPG-ENSIEG, 2004.
- [36] : R. D. Middlebrook, S. Ćuk, *A general unified approach to modelling switching converter power stages*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, Ohio, juin 1976, pp. 18-34.
- [37] : S.R Sanders, J.M Noworoloski, X.Z Liu, G.C. Verghese, *Generalized Averaging Method for power conversion circuits*, IEEE Power Electronics Specialists Conference 1990 pp33-340.
- [38] : S. Bacha, J.P. Rognon, J.P. Ferrieux, M.L. Bendaas, *Approche dynamique du premier harmonique pour la modélisation de convertisseurs AC-AC - Application au chauffage par induction*. Journal de physique III, Février 1995 ; pp 145-160
- [39] :S. Shenh, *Optimisation des réseaux de tramway du futur. Vers une rationalisation énergétique*, thèse UJF fin en 2007.
- [40] : F. Barruel, JL. Schanen, N. Retière, *Volumetric optimization of passive filter for power electronic input stage in the More Electrical Aircraft*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aagen, 2004.
- [41] : F. Barruel, N. Retière, JL. Schanen *Stability approach for vehicles DC power network: Application to aircraft on-board system*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005.
- [42] : D. Magot, *Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement. Application aux composants magnétiques et aux filtres passifs*, thèse INPG, Septembre 2004.
- [43] : R.Caire, N.Retière, E. Morin, M. Fontela, N. Hadjsaid, *Voltage management of distributed generation in distribution networks*, IEEE General Meeting, Toronto, Juillet 2003.
- [44] : P. Petitclair, *Modélisation et commande des structures FACTS. Application au STATCOM*, thèse INPG, Juillet 1997.
- [45] : C. Gombert, *Modèles de simulation d'actionneurs réseaux sur le logiciel temps-réel ARENE*, DEA Génie électrique INPG, Septembre 2002.

-
- [46] : <http://www.sicsafco.com/>
- [47] : M. A. Maldonado, *Power Management and Distribution System for a MEA*, IEEE AES Systems Magazine, december 1999.
- [48] : A.Emadi, M. Ehsani, *Aircraft Power System : Technology, State of the Art and future trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000.
- [49] : N.Chaintreuil, *Modélisation et stabilité des réseaux électriques embarqués : application à un réseau continu d'avion*, Stage IUP UJF, Septembre 2005.
- [50] : R.Caire, *Gestion de la production décentralisée dans les réseaux de distribution*, thèse INPG, Avril 2004.
- [51] : M. Alaa Eddin Alali, *Contribution à l' Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)*, thèse ULP, Strasbourg, 2002.
- [52] : Fang Z.Peng, *Harmonic sources and filter approaches*, IEEE Industry Applications Magazine, July-August 2001.
- [53] : www.boutique.afnor.fr
- [54] : Norme ABD0100, Equipment - Design - General Requirements For Suppliers.
- [55] : J.Arrillaga, *Power System Harmonics*, Wiley&Sons, 1985.
- [56] : D. Rivas, L. Moran, *Improving passive filter compensation performance with active technique*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol50, February 2003.
- [57] : Collombet, Lupin, Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, Cahier technique Schneider n°152.
- [58] : R.Ott, *Qualité de tension - Harmoniques*, techniques de l'ingénieur, D4264, Novembre 2002.
- [59] : JP. Ferrieux, F.Forest, *Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance*, Ed Dunod, 1999.
- [60] : L.Albert, *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile*, thèse INPG, Juillet 2004.
- [61] : H. Chazal, *Caractérisations physicochimique et magnétique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance*, thèse UJF, Décembre 2004.
- [62] : <http://www.mep.hr/pdf/Sinewave.pdf>

Université Joseph Fourier

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Génie Electrique »

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

UMR 5529

Dans le cadre de l'école doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,**

Télécommunication, Signal »

Présentée et soutenue publiquement

par

Franck BARRUEL

Le 20 Juillet 2005

Titre :

Analyse et conception des systèmes électriques embarqués.

Application aux réseaux de bord d'avion

M. JEAN PAUL FERRIEUX

Président

M. BERNARD MULTON

Rapporteur

M. XAVIER ROBOAM

Rapporteur

M. NICOLAS RETIERE

Directeur de thèse

M. JEAN LUC SCHANEN

Directeur de thèse

M. ETIENNE FOCH

Examineur

M. MARIO MARTINEZ

Examineur

Discussion pré-liminaire...

Ah... sans votre aide !? Question que je me pose pour commencer les classiques remerciements. Il y a un an, quasi jour pour jour, j'étais ici, jardin du Luxembourg à Paris en train de faire une ébauche de plan pour ce mémoire. Comparaison faite avec la version finale, il ne reste que la conclusion en commun. Pas grave. Fallait bien commencer !

Mais cela ne répond pas à ma question. Que serait-on seul face à son sujet de thèse ? Bah bien dans la mouise et intérêt à avoir un financement à rallonge... Heureusement cela n'a pas été le cas, bien au contraire. Qu'elles aient été professionnelles ou non, il y en a eu des rencontres et des échanges. Et c'est, sans nul doute, grâce à ces rencontres que je suis là le 1er août 2005 face au Sénat (ok il y a mieux comme endroit mais bon...) l'esprit léger à profiter de mes vacances (bien méritées !). Alors pour cela d'avance merci à toutes et tous.

Faire une liste exhaustive de tous les gens que j'ai rencontrés pour faire avancer directement ou indirectement le schmilblick serait hasardeux. Alors que les absent(e)s de cette liste m'excusent, ma mémoire est parfois sélective. Mais à coup sûr j'ai pensé à vous à un moment.

Premier coup de chapeau à ceux qui sont là depuis le début de cette conquête de l'espace (houlà j'm'emballe !), mes « Chefs ». Au début, ma (notre) culture aéronautique était un peu comparable à -273°C . On avoisine la température ambiante maintenant.

Enrichissante rencontre avec vous Nico et Jean Luc. Sur un sujet de recherche, le choix d'un thésard avec ses encadrants est aléatoire. Le « hasard » a été généreux avec moi. Relations humaines obligent, il y a parfois eu des noms d'oiseaux qui ont traversé mes pensées en sortie de certaines réunions. Mais au final, que de bon augure ces oiseaux. Merci de votre confiance, de votre écoute (parfois hors sujet de thèse) et bien sûr pour toutes vos idées ! C'est en grande partie grâce à des gens comme vous que je souhaite continuer à « chercher » ! Si je peux me permettre, continuez dans ce sens avec vos prochains poulains, vous êtes dans le vrai (euh Nico, soit plus cool quand même parfois face à des âmes sensibles :°))

NB : Je ris toujours en repensant à notre première réunion POA tous les trois (la seule d'ailleurs après j'ai, comme qui dirait, botté en touche !) et mon grand moment de solitude « anglais » essayant de parler de moi (car on me l'avait demandé, of course) dans un silence de cathédrale, et vous en train de vous bidonner... pfff il est très bien mon anglais !

C'est d'ailleurs à cause de ces réunions manquées de ma part, que je n'avais pas eu l'occasion de rencontrer Monsieur Foch et que trop peu Monsieur Martinez. Vous ne m'en avez apparemment pas tenu rigueur puisque vous avez accepté de participer à mon jury. Merci pour cette présence industrielle primordiale.

Le retour de personnes extérieures est évidemment l'objet de toute thèse. Merci Monsieur Multon et Monsieur Roboam pour vous être intéressés à ce travail. Le nombre de questions, remarques, critiques, de votre part m'a assuré de l'intérêt certain que vous avez porté à ce mémoire (malgré un calendrier chargé). Belle récompense pour moi. Bernard, je souhaite que notre intérêt commun pour le « renouvelable » fasse nous rencontrer de nouveau.

Reste LE président, Jean Paul Ferrieux. Comme je te l'ai dit à l'oral tu as été mon premier professeur d'EP à l'IUT et donc, le peu que ma mémoire ait bien voulu assimiler sur les convertisseurs est en grande partie grâce à toi. Tu boucles la boucle en ayant accepté de présider ce jury. Il y a des gens pour qui on a un profond respect inexplicable. Tu en fais partie.

Certaines discussions avec des personnes du laboratoire ont été d'une grande aide. Je pense notamment à Seddik (merci pour tous les conseils sur la modélisation moyenne), James (jamais très loin de mes « chefs »), Bertrand Raison pour les discussions très ... Matlab et puis la petite Delphine (qui m'a mis pour la première fois un schtroumpf entre les mains ! Je crois que l'essai a été concluant. ENORMES bisous à Olivier !).

Et puis il y a vous mesdames, Danielle, Elise, Monique (très agréable compagnie au Brésil avec l'irremplaçable Schaffou) qui mettez de la douceur à ce labo. Et toi, Jacqueline. Mille bisous et merci d'avoir été là.

Toujours planté sur mon fauteuil au Luxembourg, cette fois c'est envers ma famille que vont mes pensées. Parti au départ pour deux ans d'IUT, je me retrouve neuf ans après toujours avec ma carte d'étudiant. Désolé ! Mais surtout merci de m'avoir fait confiance et d'avoir financé en partie ces années sans jamais douter de moi. Il paraît qu'on ne choisit pas sa famille, heureusement, j'aurais eu du mal à trouver mieux.

Les ami(e)s, eux (elles), on les choisit. Encore faut-il avoir le choix. Et pour cela j'ai été gâté. Le LEG est un vivier de personnes intéressantes et attachantes.

Certaines rencontres datent d'avant la thèse. Kiki, le savoyard le plus chiant (surtout quand il a mal à l'oreille à 2h du mat' à cause de l'alcool !) mais aussi le plus adorable que je connaisse. Il aime le sport mais pas sûr que cela soit réciproque. Et surtout il débute en ski, pas glorieux pour un 73 !

JPeg, impressionnant d'efficacité au travail. Toujours un vrai plaisir de refaire le monde tous les deux autour d'un bon sky. Par contre lui aussi ne sait pas skier ! Pas grave les p'tits loups, Branck vous donnera des cours.

Merci à tous les deux pour votre compagnie de « bureau ». Pur plaisir !

Et de la même promo, il a Roger Yves Souchard (bon ok lui il tient sur des planches !), doux dingue, papa heureux. Embrasse Eléa pour moi. Puis Valdo, la force tranquille.

Ensuite il y a les rencontres avec les vieux briscards thésards avec qui je garde toujours contact. Babe (tu peux t'inscrire sur la liste des cours de ski), Goubs (toi tu fais plus souvent du surf sur le ventre), Rico (Ok bon bah là pour le ski j'me tais... j'te bats quand même au squash), Yvan, Raphy, Poj, Lolo et Damien. Deux mentions spéciales. Une à Seb Gréchant, montagnard aux idéologies proches des miennes, doux rêveur. Mon petit doigt me dit qu'on a des choses à faire ensemble... Et puis Coye. T'as intérêt à te rattraper pour le 20 Juillet si tu veux que je conserve la profonde estime que j'ai pour toi !

Je ne vais pas les lister, mais un GROS bisou à toutes vos femmes qui vous supportent... elles ont du mérite !!

Viennent ensuite les « vieux » qui restent :

RV, passé du côté obscur récemment. Merci d'être plus chauve que moi !

Guillaume, 1^{er} gros cube ensemble, 2^{ème} gros cube ensemble. Superbe compagnon de route (pas que sur le bitume) et fin pilote. Calme quand même. Ah oui, grande gueule incomparable (si si plus que moi). Merci à toi.

Relation particulière avec un homme particulier, Guybrush. Verbe haut (très haut), humour noir (très noir). Façade de pierre et peu souriant ;-) mais qui cache un cœur gros comme ça ! T'as toujours été là en cas de besoin. MERCI.

Merci à ces deux Gui pour leur aide capitale sur la « forme » de ce mémoire.

Les jeunes :

Benj, qui nous assure une relève de l'esprit EPTE. Un peu trop timide à mon goût mais il se soigne ! Guillaume. R et Alex, vrais Syrel ou faux EP (et inversement).

X, t'es malade tu le sais. Mais t'es un sacré foutu drôle de personnage ! Si je reste dans le coin l'année prochaine, je garantis de mouvementer ta rédac ! Calme quand même la bière...pour ton ventre plat !

Mister Andrew. Merci pour ton aide précieuse. Et en plus tu as réussi à me faire apprécier les anglais (sauf au Rugby). Clin d'œil aussi à tous mes stagiaires.

Mes dernières pensées vont à Corine, Adi, Nataliya, et une mention spéciale à Mariya. Vous avez supporté notre humour masculin tous les jours. Pour cela vous méritez une palme d'or. Mais surtout vous avez mis de la couleur dans notre quotidien. Merci jolies fleurs.

Et puis il y a toi. Belle petite Elfe. Patience immodérée, courage sans faille, toujours à l'écoute, cette thèse est aussi la tienne. Grâce à toi, nous sommes arrivés à cet équilibre extra...ordinaire entre deux personnes. Mais après tout... on nous l'avait bien dit !

Sommaire

<i>Discussion liminaire...</i>	<i>11</i>
<i>Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le navire – vers une migration au tout électrique</i>	<i>15</i>
1 Définition des réseaux embarqués	17
2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies	17
2.1 L'automobile	17
2.2 Le navire	20
2.3 Quid de l'aéronautique civil ?	23
2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution	23
2.3.2 Le POA, ses enjeux	28
3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau	30
3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire	30
3.2 Les effets fréquentiels	31
3.3 Les risques d'instabilité	38
4 Ce qu'il faut retenir...	41
<i>Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et la conception des réseaux embarqués – vers une conception ensembliste</i>	<i>43</i>
1 Introduction	45
2 Processus de conception des réseaux	46
3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?	49
3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle	49
3.2 Le domaine statique	50
3.2.1 Méthode du Load flow	51
a Principe et modélisation	51
b Application à un réseau de bord	53
3.2.2 Modélisation harmonique	56
3.3 Le domaine dynamique	60
3.3.1 Critères de « Middlebrook »	61
3.3.2 Approche modale	66
a Représentation d'état et linéarisation	66

b	Valeurs propres et vecteurs propres	68
c	Matrices modales et réponse temporelle	68
d	Sensibilité et facteur de participation	69
e	Modélisation moyenne	73
f	Synthèse sur l'analyse modale	76
4	Les outils	77
5	Eléments vers une conception ensembliste	78
Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC		81
1	Objectifs de l'étude	83
2	Analyse modale d'un convertisseur DC/DC	83
2.1	Ecriture du modèle	83
2.2	Comparaison avec Middlebrook	85
2.3	Analyse modale	87
3	Application à l'ASVR	91
3.1	Modélisation individuelle ou d'ensemble ?	92
3.2	Modélisation et identification des modes	94
3.2.1	HPSG	94
a	Modélisation	94
b	Identification des modes	99
3.2.2	FPM	100
a	Modélisation	100
b	Identification des modes	103
3.2.3	Modèle complet	104
a	Modélisation	104
b	Identification des modes et étude de sensibilité	106
3.3	Analyse pour la conception	109
4	Vers une modélisation plus fine et l'optimisation	112
5	Conclusion	115
Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires		117
1	Positionnement de l'étude	119
2	Le filtrage	120
2.1	Les filtres passifs	120
2.2	Les filtres actifs	122
2.3	Les filtres hybrides	123
3	Etude d'une structure filtre plus convertisseur	123

3.1	Effet de l'inductance de lissage	124
3.2	Insertion d'un filtre résonant	125
3.3	Calcul du volume des éléments réactifs	128
3.3.1	Volume d'une inductance	128
3.3.2	Volume d'un condensateur	129
3.3.3	Application à la structure passive étudiée	130
4	Processus d'optimisation du volume d'un filtre	131
4.1	Modélisation du pont	131
4.2	Principe de l'optimisation	132
4.3	Application	134
5	Vers l'aide à la conception des réseaux de bord	135
5.1	Optimisation sous contraintes aéronautiques	135
5.2	Aide au choix des contraintes	138
5.3	Aide au choix de la localisation	139
6	Quid de la fréquence variable ?	141
7	Conclusion	142
	<i>Discussion finale...</i>	<i>143</i>

Discussion liminaire...

« *Analyse et conception des systèmes embarqués* », voilà un titre bien présomptueux ! Il est vrai que ces systèmes subissent de profondes mutations et doivent être repensés. L'essor de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier est sans aucun doute la cause principale de cette refonte. Fiabilité, modularité, masse, souplesse de fonctionnement sont des qualités qui ne sont plus discutables pour ces nouveaux modes de conversion d'énergie. Face à cela, les idées d'application et d'utilisation n'ont cessé de germer dans la tête des concepteurs de systèmes embarqués. La tendance est claire : il faut intégrer au maximum la conversion et la distribution électrique aux dépens de l'hydraulique et du mécanique. Le constat est déjà là pour le prouver, automobile, aviation, train, tramway, navire migrent tous vers le « plus » voire le « tout » électrique. Les projets ne manquent pas et les retombées sont déjà visibles. Qui ne peut constater l'évolution faite de la célèbre « 2 chevaux » à la nouvelle C3 ? De la même manière, la comparaison entre le premier train alimenté par caténaire et le nouveau TGV en dit long sur l'apport d'organes électriques. L'A380 assurera sans nul doute une aisance de pilotage et un confort autres que ceux proposés dans le premier Caravelle. Plusieurs autres exemples illustrent de cette migration au tout électrique peuvent être cités. Ils possèdent tous les caractéristiques suivantes :

- confort,
- sécurité,
- coût,
- environnement.

La cause est donc acquise, les systèmes embarqués de demain seront tout électriques ou ne seront pas !

Dès lors, de nouvelles réflexions doivent être menées sur le réseau électrique embarqué. On ne peut, en effet, augmenter sans cesse la puissance des alternateurs pour assurer la fourniture électrique des nouvelles charges insérées sans repenser le réseau dans sa globalité. Le choix du type d'alimentation (alternatif ou continu), le niveau de tension à appliquer, les règles de protection, l'architecture garantissant une fourniture optimale sur les charges « vitales », sont autant de points clé à analyser.

La tâche n'est pas aisée puisque en parallèle des contraintes de qualité/continuité d'alimentation peuvent venir s'ajouter le volume, le coût et la masse selon le système embarqué (navire, voiture, avion).

L'aéronautique, notre cas d'étude, est directement concernée par le souci de légèreté ! A l'heure où l'A380, le plus gros porteur jamais conçu, effectue ses premiers essais en vol, la revue « Science & Vie » titre son numéro de janvier 2005 : « A380, et s'il était trop lourd... ». Il faut donc chercher à gagner des grammes. Côté électrique, le nouveau fleuron d'Airbus va pourtant dans le bon sens. Le système électro-hydraulique de génération de bord (lourd et coûteux en maintenance) qui assurait jusqu'à présent une fréquence fixe de 400Hz a été supprimé et celle-ci devient variable entre 360Hz et 800Hz. Le pendant de ce changement est le besoin d'insérer de nouveaux convertisseurs statiques en étage d'entrée pour « absorber » ces variations. De plus, contrairement aux précédents Airbus qui en comportaient trois, l'A380 n'aura que deux circuits hydrauliques, le troisième étant remplacé par un électrique. Le niveau de pression au sein de ces circuits est également augmenté. Le gain estimé est de 1.2t tout de même.

Le projet européen **Power Optimised Aircraft** dans lequel se sont inscrits nos travaux est principalement axé sur les points qui viennent d'être abordés. Quels seront les effets d'un réseau à fréquence variable avec les nombreuses charges non linéaires que sont les convertisseurs statiques ? Quelle est la meilleure architecture possible ? Est-ce que le passage à un réseau continu peut permettre de gagner de la masse ? Si oui, avec quel niveau de tension ? Car si les convertisseurs statiques possèdent des avantages indéniables, ils ont aussi leurs inconvénients (en dehors du coût) et peuvent conditionner ces nouveaux choix.

Tout d'abord d'un point de vue fréquentiel, l'augmentation de tels étages d'entrée induit des perturbations harmoniques sur le réseau. Leurs conséquences sont bien connues : pertes supplémentaires, échauffement des câbles, distorsion de la tension d'alimentation, etc. Le gabarit normatif sur les différentes fréquences multiples du fondamental est donc très sévère.

D'un point de vue dynamique, ces nouvelles charges peuvent être déstabilisantes lors de petites variations autour d'un point d'équilibre ou lors de transitoires brutaux. Ces problèmes de stabilité sont principalement imputables aux régulations qui génèrent de nouveaux modes sur le réseau et peuvent, en cas de mauvais réglage, créer des oscillations voire l'instabilité complète du système.

Tout le problème consiste donc à analyser les effets fréquentiels, statiques et dynamiques. Quels sont les méthodes et les outils à employer suivant le domaine observé ? En bref, comment suppléer à l'empirisme (toujours indispensable mais qui montre ses limites en terme d'optimisation) quasi centenaire des concepteurs de réseau d'avion ?

Aussi, après avoir fait dans le premier chapitre, un rapide survol historique sur l'évolution des réseaux embarqués et des conséquences sur la prolifération de ces nouvelles charges, le second chapitre de ce mémoire sera entièrement dédié aux outils et méthodes envisageables pour concevoir de manière optimale les futurs réseaux. Les deux chapitres suivants viendront illustrer cette réflexion sur la conception. L'un proposera une méthode d'analyse de stabilité permettant, en plus du respect des critères dynamiques imposés, une aide à la conception (en gardant toujours comme objectif une minimisation du volume et /ou de la masse). L'autre chapitre sera basé sur la (dé)pollution harmonique avec la proposition d'outils génériques permettant de minimiser le volume des filtres passifs et actifs tout en garantissant le respect des normes.

Dès lors, tous les outils seront-ils donnés pour définir LE réseau optimal ? Certes non. Compte tenu de la non prise en compte de certains aspects électriques et des aspects mécaniques ou thermiques, on ne peut prétendre à un tel résultat. Alors si le titre paraît annonciateur, il faut modestement parler de *contribution* vers cet objectif qu'est la conception...bonne lecture.

**Chapitre I : De la voiture à l'avion en passant par le
navire – vers une migration au tout électrique**

1 Définition des réseaux embarqués

Avant propos, il est utile de définir ce qu'est un réseau embarqué [1]. En opposition au réseau de distribution public, il se différencie par une faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes isolés. Dans la littérature, on parle aussi de réseau d'alimentation ou de bord suivant les systèmes étudiés. Ces derniers sont nombreux. Voitures, avions, navires, tramways voire les réseaux industriels ou îlotés, constituent des cas d'application où le réseau électrique fonctionne partiellement ou continûment de manière isolée. Ces réseaux sont fortement non linéaires car ils sont composés en grande partie de convertisseurs électriques. L'architecture est de type radiale et non maillée et le flux de puissance est unidirectionnel. Ainsi, les problèmes d'interconnexions entre plusieurs sources d'énergie sont moins susceptibles d'apparaître mais néanmoins existants, par exemple, lors de conditions anormales mais ne sont pas traités dans ce mémoire.

2 Rôle et évolution de ces réseaux au cours des dernières décennies

Depuis les années 80, les réseaux embarqués n'ont cessé de prendre de l'importance. Ce changement n'est pas étranger à celui de l'électronique de puissance, bien au contraire. La fiabilité, la robustesse et la souplesse de fonctionnement offertes par les convertisseurs statiques lorsqu'ils sont associés ou non à des machines électriques ont naturellement conduit à leur utilisation massive. De fait, les convertisseurs deviennent le cœur même des réseaux embarqués et leurs effets, notre principale source de recherche. Afin d'illustrer ces propos, voici un rapide tour d'horizon non exhaustif dans des domaines connus tels que l'automobile, le maritime et l'aéronautique. Ce dernier sera davantage présenté étant donné qu'il reste le cas d'étude de ce mémoire.

2.1 L'automobile

Le mode de transport le plus utilisé dans les pays développés est très représentatif de la migration vers le « plus électrique ». Les chiffres de Renault sont éloquentes ; en 1980 une Renault 5 consommait une puissance électrique inférieure à 500W alors qu'en 2005, le futur monospace de la gamme consommera 5kW, soit dix fois plus en 25 ans. Certains « visionnaires » de l'automobile parlent même d'atteindre 40kW en 2030 !

Les causes de cette croissance exponentielle sont principalement issues de quatre facteurs :

- le confort,
- la sécurité,
- l'environnement,
- le coût.

En effet, améliorer sa qualité de vie et son confort sont des causes communes à bien des personnes et cela passe pour certains par son propre véhicule. Les constructeurs proposent ainsi des prestations variées. Sièges chauffants, vitres électriques, GPS, climatisation, direction assistée deviennent des accessoires standardisés. Ces équipements sont les plus grands consommateurs d'électrons.

La volonté d'augmenter la sécurité du passager va également dans le sens du développement des systèmes électriques. L'aide au freinage, au maintien de la tenue de route ou encore la direction assistée sont des fonctions qui sont réalisées par l'intermédiaire d'actionneurs électriques. Pour demain, des projets sont en cours sur l'utilisation de câbles en fibre optique, transmettant les données fournies par des servo-systèmes et des capteurs électroniques à un ordinateur de bord. Ainsi, on peut envisager un avenir où les commandes utilisées par le conducteur (volant, pédales, levier de vitesse) seront gérées par de tels câbles. Tout ceci sera de bon augure pour le conducteur mais demande là encore une alimentation électrique.

Un troisième aspect écologique vient étayer l'utilisation de l'électricité à bord des voitures. La réduction d'actionneurs et de transmissions mécaniques et hydrauliques, au profit d'organes électriques, induit un gain de masse et donc une baisse de la consommation thermique de la voiture et indirectement des produits polluants. L'apport de l'électrique doit également permettre une meilleure utilisation du moteur (injection électronique) et donc une durée de vie accrue.

Enfin, pour l'aspect financier, le développement considérable de l'électronique de puissance a eu pour effet de réduire son prix et de faciliter son développement au sein des voitures.

Le virage vers le « plus électrique » est pris depuis longtemps. Dès lors, la gestion de l'énergie électrique devient plus complexe et le réseau actuel 14VDC n'est plus adapté (Figure I-1). L'augmentation de la puissance à fournir induit une augmentation de la taille des câbles et donc du poids. Pour répondre à ces conséquences coûteuses dans un système embarqué, une solution est de monter le niveau de tension. Ainsi, pour une même puissance absorbée, les niveaux de courant circulant dans les câbles seront moindres [2].

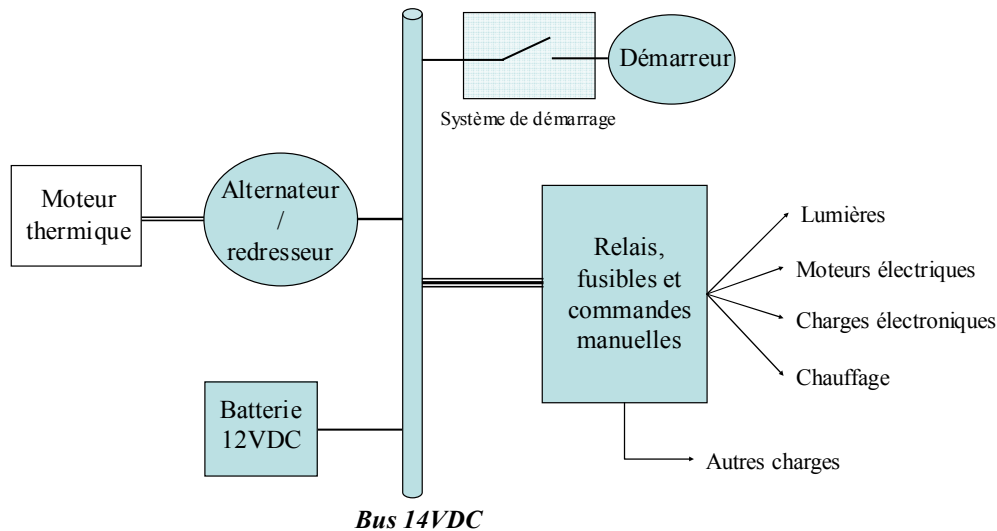


Figure I- 1 : Réseau de bord actuel 14VDC

Ce niveau de tension a été fixé à 42VDC principalement pour des raisons de sécurité des personnes. Cependant, la présence de charges fonctionnant encore sous 14VDC dans les stocks des équipementiers a amené les constructeurs à une solution hybride avec les deux niveaux de tension (Figure I- 2). Mais hormis le lobbying des fabricants, la présence de deux réseaux distincts permet un découplage dans l'alimentation des charges. En effet, et l'automobile n'est pas le seul cas, on voit se profiler dans les réseaux embarqués un bus qui alimente les charges dites de puissance et un autre où sont connectées les organes destinées à la communication au sein du véhicule ou des actionneurs de faible puissance. Dans le cas du réseau 42-14VDC, c'est un hacheur qui assure la conversion DC/DC entre ces bus. Celui-ci a d'ailleurs fait l'objet de nombreuses études tant sur sa conception que sur ses effets (notamment dynamiques) sur le réseau [3].

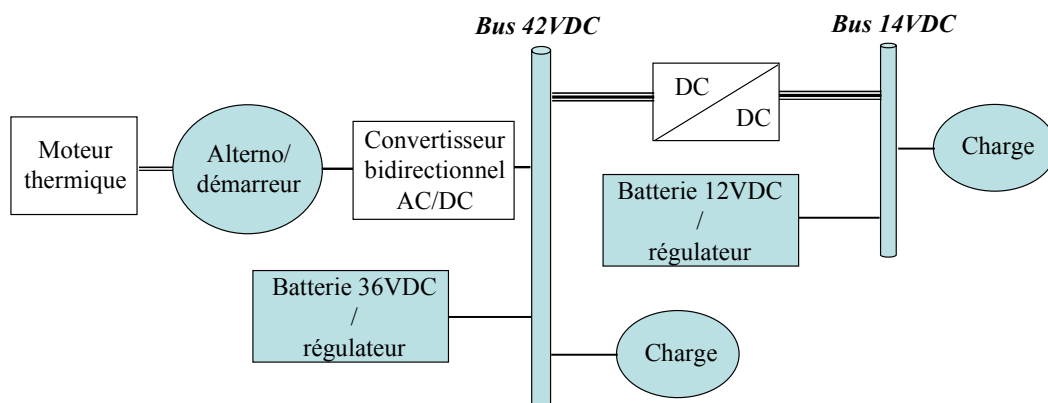


Figure I- 2 : Réseau 42/14VDC

La génération électrique se voit également modifiée. L'évolution des technologies sur les machines aidant, le démarreur et l'alternateur ne forment plus qu'un seul système, dont un redresseur réversible commandé assure le raccordement au réseau.

Le réseau des voitures hybrides (TOYOTA Prius, HONDA Insight) est très semblable à celui de la Figure I- 2. En dehors des charges électriques encore plus nombreuses, seul l'ajout d'un moteur électrique sur le bus continu « haute tension » (via de nouveau un convertisseur) change du précédent.

Le constat est ainsi clair, l'architecture du réseau électrique des nouvelles voitures est fortement composée d'organes à base d'électronique de puissance qui sont vus comme des charges non linéaires et dont les effets électriques doivent être quantifiés.

2.2 Le navire

Dans des proportions différentes, un autre exemple significatif de cette migration au tout électrique est le cas des navires. Sans parler des bateaux militaires, les navires de croisière ont bien évolué. Ces villes flottantes ont su également tirer un grand bénéfice de l'évolution de l'électronique de puissance. La première propulsion électrique ne date pourtant pas d'hier. Dans les années 1930, le *Normandie* était équipé de machines électriques permettant d'entraîner les quatre hélices de 40000 ch chacune. « Cependant, il s'agissait à l'époque, de systèmes du type « arbre électrique » entre la turbine à vapeur et l'hélice, en remplacement de la longue ligne d'arbre et de réducteur associé. Par « arbre électrique » on entend une liaison borne à borne entre génératrice et moteur, laquelle, aux puissances considérées, ne pouvait se faire que par des « arbres » constitués par un alternateur entraîné par une turbine et un moteur synchrone ou asynchrone » [4]. Il faut attendre le début des années 90, et comme nous l'avons dit précédemment, le développement de l'électronique de puissance, pour voir l'application des systèmes modernes d'alimentation et de commande sur les machines de propulsion [5]. De plus, au même titre que les voitures, le « standing » à bord change ! Ascenseur, piscine, salles vidéo, restaurants et bien d'autres ... viennent alourdir la consommation électrique embarquée. C'est pourquoi, dans les années 90, le « navire tout électrique » a fait l'objet de nombreux projets. Architecture, conception, protection des réseaux, choix du continu ou de l'alternatif, tous ces aspects ont fait (et font encore) l'objet de réflexions et d'analyses pour se préparer au paquebot de demain (cela concerne aussi les navires militaires) [6].

L'architecture « standard » telle qu'elle est en ce moment dans les navires est donnée Figure I- 3. La production d'énergie est assurée par des groupes électrogènes dont la puissance est fonction de la taille du bâtiment. Mais à titre d'exemple, pour un navire de 22000 t (le Queen Mary II en fait 150 000 t !), la production électrique est d'environ une dizaine de mégawatts en navigation à 15 nœuds (le double à 20 nœuds) répartie de la manière suivante :

- 2 x 2.7 MW pour la propulsion principale (2 x 9.2 MW à 21 nœuds),
- 2 x 1 MW pour la propulsion auxiliaire,
- 2 x 1 MW pour les compresseurs d'air conditionné,
- 4 MW pour le réseau de bord (440V, 60Hz) qui assure l'alimentation de toutes les autres charges (servitudes).

Soit au total quatre groupes de 6.3 MW qui sont connectés à un réseau de 6.6 kV. Les charges liées à la propulsion et l'air conditionné sont directement alimentées par ce réseau (Tableau MT) et les autres passent par l'intermédiaire d'un transformateur 6.6kV/440V (Tableau BT).

Il est intéressant de noter la présence de filtres harmoniques qui assurent un taux de distorsion inférieur à 5% sur la tension BT quel que soit le régime de fonctionnement de la propulsion et limitent également les amplitudes des courants harmoniques. En effet, la prolifération des étages d'entrée des chaînes de conversion électromécanique (bien souvent des ponts de diodes triphasés) génère des harmoniques dits basses fréquences. En cas de charges équilibrées, ces structures créent des courants harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13, etc. Ces derniers s'accompagnent non seulement de pertes dans les câbles et les éléments bobinés, mais surtout de perturbations sur le couple et la vitesse des machines connectées au réseau, d'où l'obligation de filtrage. Mais cela induit des contraintes en taille - masse - argent.

Le réseau continu est-il la solution de demain pour réduire l'encombrement de l'ensemble des constituants du réseau ? Quelles sont les conséquences sur les harmoniques (si ils sont supprimés en BF, il reste néanmoins les problèmes de CEM) ou sur la stabilité du système ? Sans rentrer dans le détail, il est possible de faire une analyse qualitative [7].

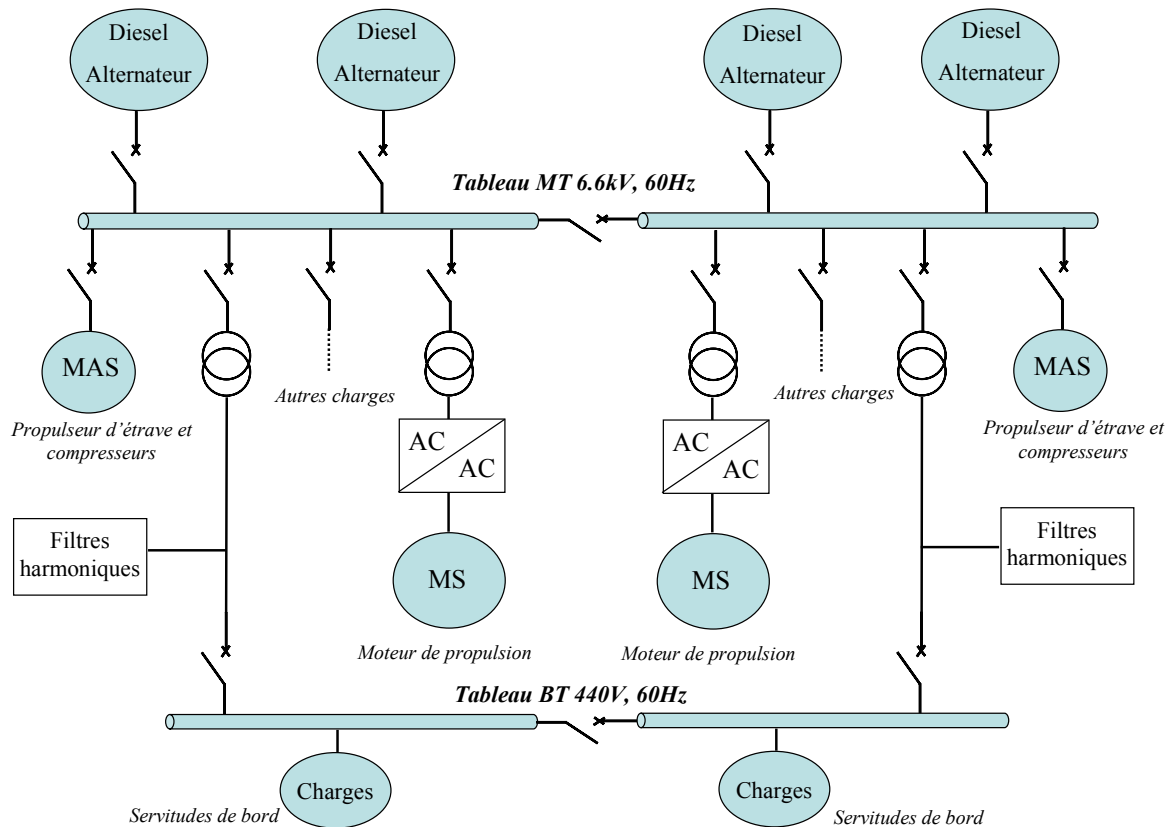


Figure I- 3 : Installation classique de production diesel-électrique d'un navire [7]

Du point de vue des harmoniques, si la suppression des « étages d'entrée » qu'engendre le passage au continu permet de s'affranchir de leurs effets BF sur le réseau, il reste les perturbations liées aux fréquences de découpage des interrupteurs (IGBT). Sans la présence de filtres (cette fois CEM), ces courants hautes fréquences peuvent se répartir sur l'ensemble du réseau et ne sont limités que par l'impédance des jeux de barres. En plus de la présence de ces nouveaux filtres, il faut bien voir que toutes les charges doivent être alimentées par l'intermédiaire de convertisseurs. Autrement dit, même les charges qui fonctionnent à fréquence fixe (et qui n'ont pas besoin de système de conversion dans le cas d'un réseau alternatif) doivent être maintenant munies d'électronique de puissance. Conclusion, on gagne d'un côté ce que l'on perd de l'autre !

En ce qui concerne la stabilité, la présence exclusive de convertisseurs commandés devant chaque charge augmente très significativement le nombre de modes présents sur le réseau. L'interconnexion de ces organes accroît donc le risque de présenter des modes instables. Si pour l'instant cette notion de « mode » reste peu détaillée, elle le sera plus amplement puisqu'elle fait l'objet du chapitre IV.

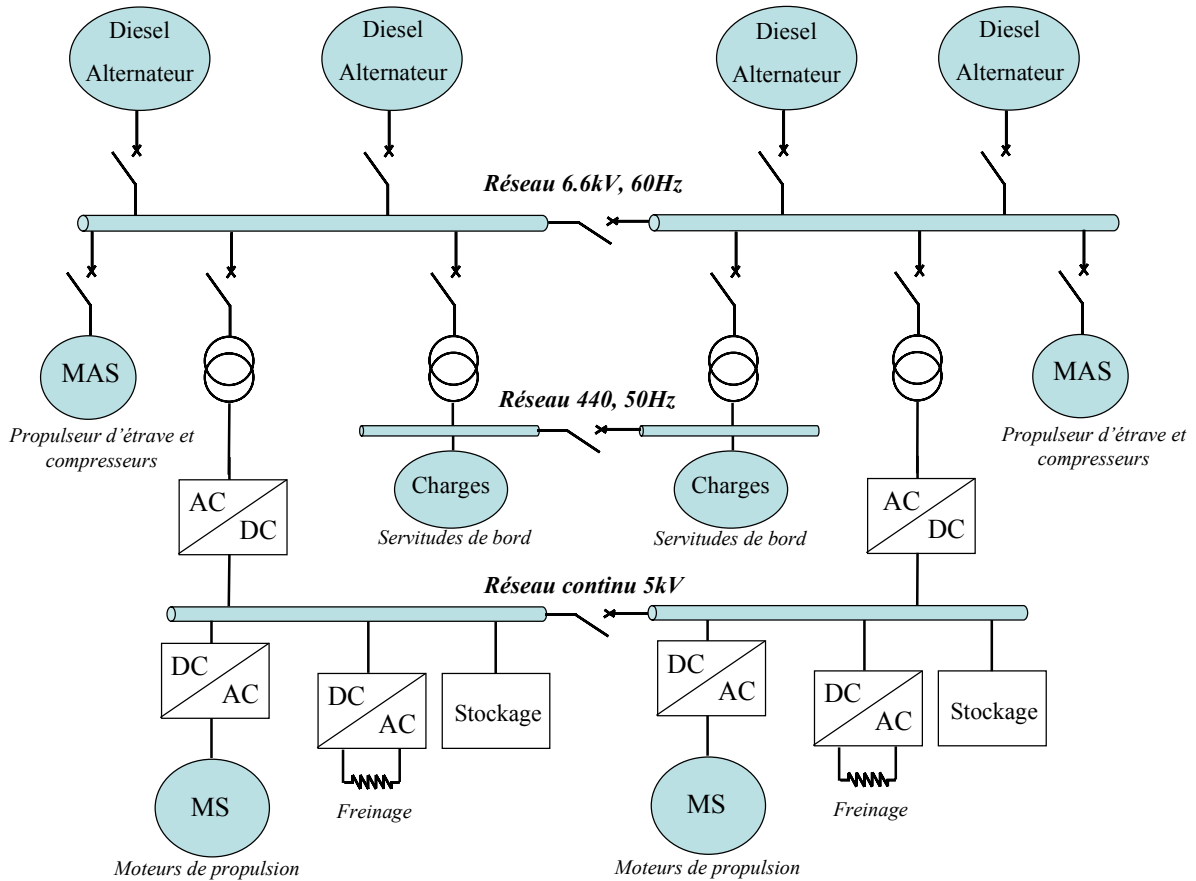


Figure I- 4 : Schéma de principe d'un réseau de navire avec une partie DC [7]

Enfin, il reste la difficulté du niveau de tension. Pour les puissances liées à la propulsion, il faut envisager un réseau compris entre 3 et 5kV. Ce niveau n'est évidemment pas applicable aux servitudes de bord, d'où la présence d'autres réseaux auxiliaires.

Compte tenu de tout cela, l'architecture la plus envisageable à ce jour reste un mixte entre continu et alternatif telle qu'elle est donnée schématiquement sur la Figure I- 4.

2.3 Quid de l'aéronautique civile ?

2.3.1 De la Caravelle à l'A380 : 50 ans d'évolution

Comme les deux précédentes illustrations de cette migration au tout électrique, l'aéronautique civile n'est pas en reste. Là encore les chiffres parlent d'eux-mêmes. Dans les années 50, le premier avion civil long courrier (la Caravelle SE 210, 80 passagers) consommait environ 27kW avec une distribution électrique de 28V en continu. A l'époque, l'ensemble des commandes était hydraulique et mécanique. Début 70, Airbus commercialise l'A300 (260 passagers) et la consommation est de 250 kW avec une distribution complètement revue.

Le réseau principal est de 115V alternatif triphasé à 400Hz. Pourquoi ce changement et ces choix ? La réponse est encore liée à la masse. Tout d'abord, les machines à courant alternatif peuvent sans problème tourner à des hautes vitesses (12000 tr/min). Or, à puissance égale, la masse est très approximativement inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite (rapport entre 50 et 400Hz). Dans ces conditions, pourquoi cette limite en fréquence ? Cette fois la raison est purement financière. En effet, le gain de masse se fait principalement sur le circuit magnétique qui, à plus haute fréquence, nécessite une toute autre conception et une technologie bien plus onéreuse [8]. En ce qui concerne le niveau de tension, l'origine est plus difficile à trouver mais c'est sans nul doute la taille des conducteurs vis à vis de leur densité de courant admissible qui est la raison de ce choix. A ce jour, le réseau principal des avions civils possède toujours ces caractéristiques.

A la fin des années 80, l'Airbus A320 consomme 300kVA, soit guère plus que son prédécesseur, mais il sonne le glas des anciennes commandes de vol. Doté d'un système appelé « **Fly by Wire** », les commandes deviennent électriques et l'ancien « manche à balai » est mis au placard ! Tellement sécurisante et souple d'utilisation, cette nouvelle technologie sera appliquée par les autres avionneurs[9]. De plus, l'avionique à bord devient entièrement numérique (Figure I-5).



Figure I- 5 : A gauche, cockpit de la Caravelle, à droite celui de l'A380 ; 50ans d'évolution

Dans le même temps, le confort et la sécurité ne font que croître au fil des avions. Sièges électriques, vidéo, cuisines, prises de courant... viennent améliorer la vie du passager.

Quant à la sécurité et à la souplesse de fonctionnement : actionneurs, capteurs, dégivrage, freinage, ne sont que quelques exemples de la montée en puissance des systèmes électriques.

Avant de finir le survol historique par le dernier fleuron d'Airbus, il est utile de décrire une architecture type d'un gros porteur (A330 par exemple, Figure I- 6).

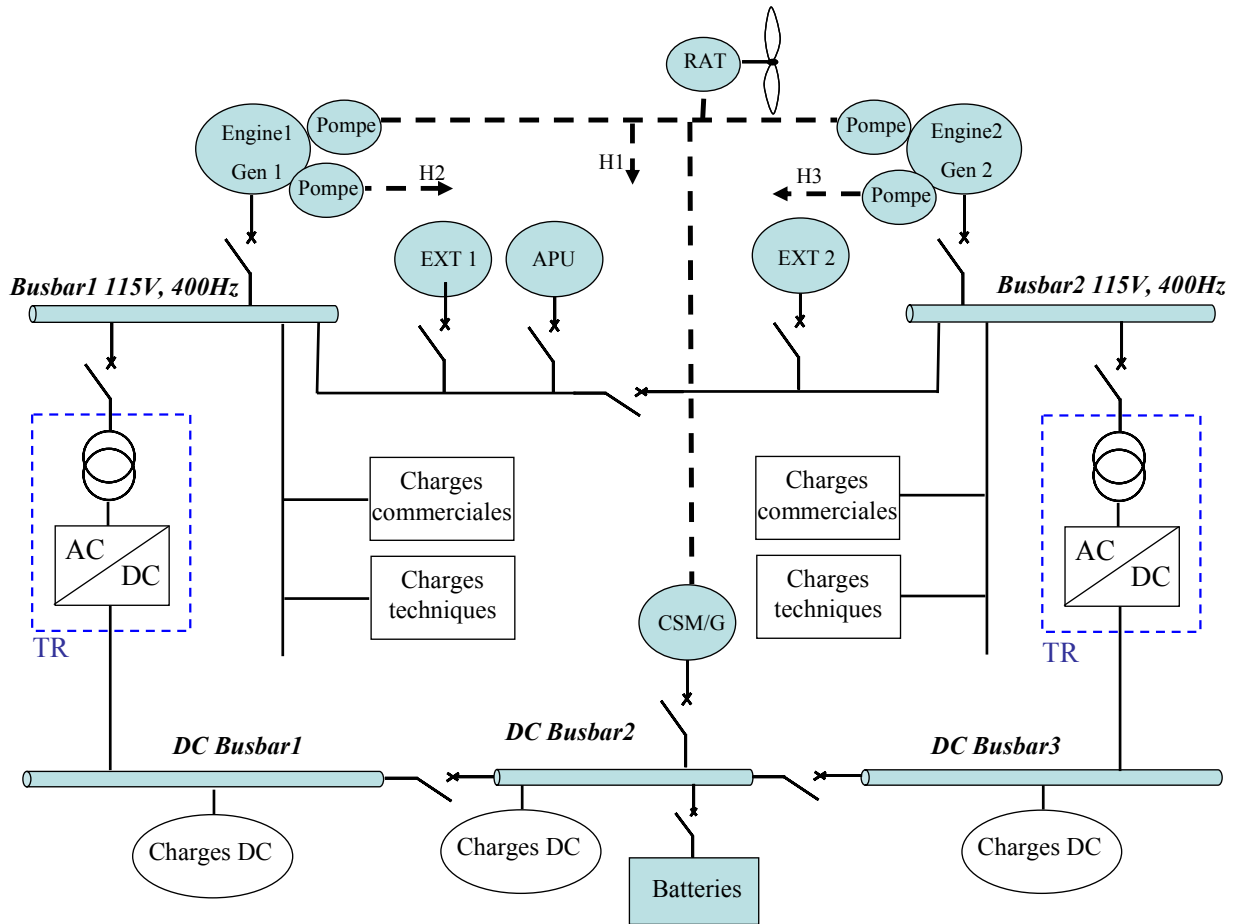


Figure I- 6 : Architecture type du réseau électrique d'un biréacteur. Circuits hydrauliques en tirets (H1 à H3) [10].

Deux alternateurs sont connectés aux turbines (Engine+Gen) et alimentent séparément un busbar de 115V-400Hz. L'ensemble des charges de forte puissance (commerciales ou techniques) est branché sur ce busbar. Pour assurer la constance de la fréquence, un système électro-hydraulique permet de fixer une vitesse constante sur l'arbre de la machine (**C**onstant **S**peed **D**rive). L'ensemble alternateur plus CSD est appelé **I**ntegrated **D**rive **G**enerator. La Figure I- 7 décrit la structure trois étages classique d'un alternateur d'avion. Une machine à aimants permanents (PMG) assure l'alimentation d'une excitatrice par le biais d'un ensemble redresseur plus convertisseur DC-DC. Cette dernière est un alternateur inversé pour lequel l'induit est connecté à un pont de diodes tournant qui permet d'exciter l'alternateur principal. La régulation de tension est assurée en jouant sur l'excitation de l'alternateur principal. L'intérêt d'une telle structure est sa fiabilité et son faible coût de maintenance puisque le système est sans balais et autonome.

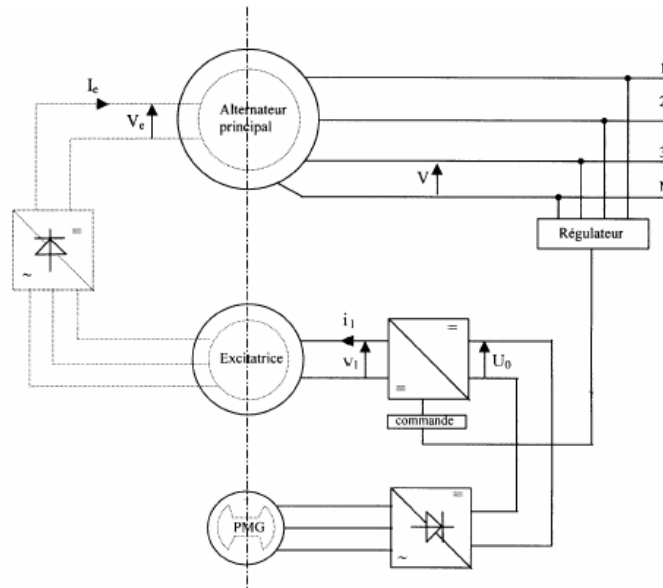


Figure I- 7 : Architecture et principe de la régulation de tension

Dans certaines conditions, une source électrogène auxiliaire (**Auxiliary Power Unit**), souvent en queue d'avion, assure la génération d'air pour le démarrage des moteurs et le conditionnement de la cabine (elle est donc principalement utilisée au sol, contrairement aux idées reçues).

Deux prises de parc (Ext A et B) permettent d'alimenter l'avion quand celui-ci est à l'arrêt. Un transformateur redresseur (TR) assure la conversion entre le busbar alternatif et continu (28VDC). Sans entrer dans le détail des éléments, la structure est composée d'un filtre d'entrée, d'un transformateur, de deux ponts de diodes, d'une inductance d'interphase et d'un filtre de sortie. Le système est ainsi dodécaphasé afin de faciliter le filtrage des harmoniques de courant générés et de réduire les ondulations de tension en sortie [11].

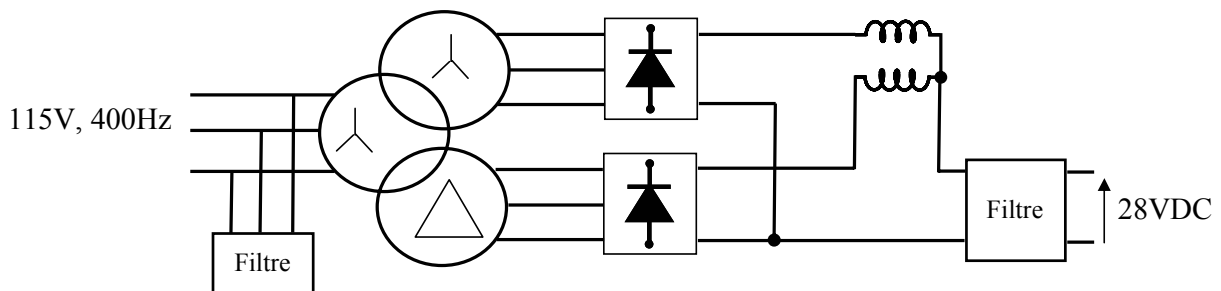


Figure I- 8 : Schéma d'un Transformateur Redresseur

Enfin, coté secours, des batteries branchées sur le busbar DC assurent l'alimentation des organes de vol vitaux. De plus, une éolienne de secours (**Ram Air Turbine**) permet à la fois de pressuriser un circuit hydraulique (H1) et d'assurer la fourniture électrique de ces mêmes organes via un alternateur de quelques kW (**Constant Speed Motor /Generator**).

Un niveau supérieur de contrôle et de pilotage (non représenté sur la figure) gère les régulations et les systèmes de protection tant sur l'alternateur que sur les charges.

En ce qui concerne les circuits hydrauliques, il en existe trois indépendants (H1, H2 et H3) dont la génération est assurée par des pompes. Chacun de ces circuits possède un accumulateur (non représenté sur la figure) qui permet d'absorber les variations de pressions. L'un de ces circuits, on vient de le dire, sert également de secours.

L'A380 se différencie nettement de la précédente architecture et traduit le souhait des avionneurs d'aller vers le plus électrique. Tout d'abord, du point de vue de la puissance installée à bord, celle-ci passe à 600kVA avec quatre générateurs à fréquence variable de 150kVA chacun. Le précédent système IDG devient VFG (pour **V**ariable **F**requency **G**enerator) en s'affranchissant du système CSD. Si cette modification paraît minime, elle a tout de même pour conséquence de revoir l'ensemble des charges électriques par les équipementiers car la fréquence peut désormais varier entre 360Hz et 800Hz (cf Figure I- 9 et Figure I- 10). La tension est toujours régulée à 115V/200V.

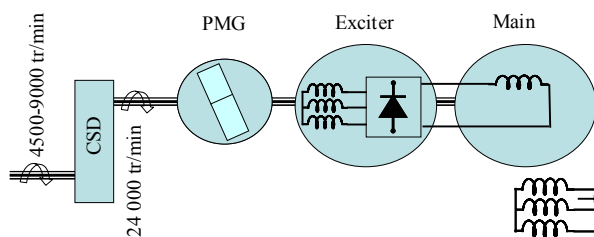


Figure I- 9 : Principe du système IDG [10]

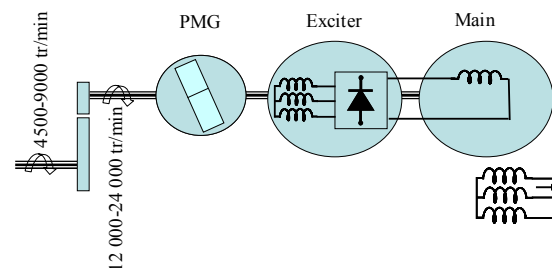


Figure I- 10 : Principe du système VFG [10]

Deuxième différence par rapport aux anciens Airbus, en plus des commandes de vol électriques, les actionneurs sont eux aussi plus « électriques ». Ainsi, les vérins et machines hydrauliques sont remplacés par de nouveaux systèmes tels que les EHA (**E**lectro-**H**ydrostatic **A**ctuator) et EMA (**E**lectro-**M**echanical **A**ctator) qui représentent maintenant plus d'un tiers des actionneurs à bord de l'avion (Figure I- 11). La partie électrique de ces actionneurs est composée d'un étage d'entrée par pont de diodes puis d'un onduleur commandé en courant. Le niveau de tension du bus continu de chaque onduleur est de 270 VDC pour une puissance de plusieurs kilowatts.

Enfin, le système de secours via la RAT devient entièrement électrique, d'où la suppression complète d'un circuit hydraulique (H1 n'existe plus et la RAT est directement connectée au bus alternatif). Avec l'augmentation de la pression du liquide, le gain de masse est estimé à 1.2 t [12].

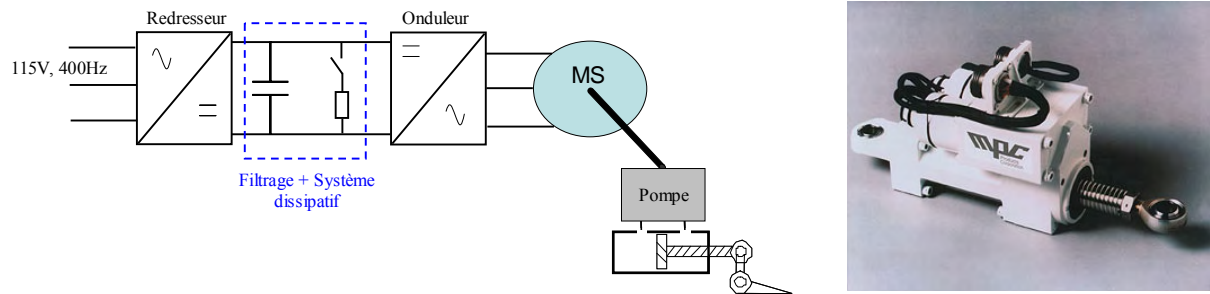


Figure I- 11 : Schéma de principe d'un Electro-Hydrostatic Actuator et photo d'un Electro-Mechanical Actuator

Ainsi, en 50 ans, la puissance électrique installée a été multipliée par 20 ! Et tout laisse à penser que cela ne va pas s'arrêter là si l'on en juge la Figure I- 12. Autant les charges dites techniques auront légèrement tendance à diminuer, autant les charges commerciales prendront leur « envol ». C'est principalement face à ce constat qu'est né le projet européen **Power Optimised Aircraft** débuté en janvier 2002 [13].

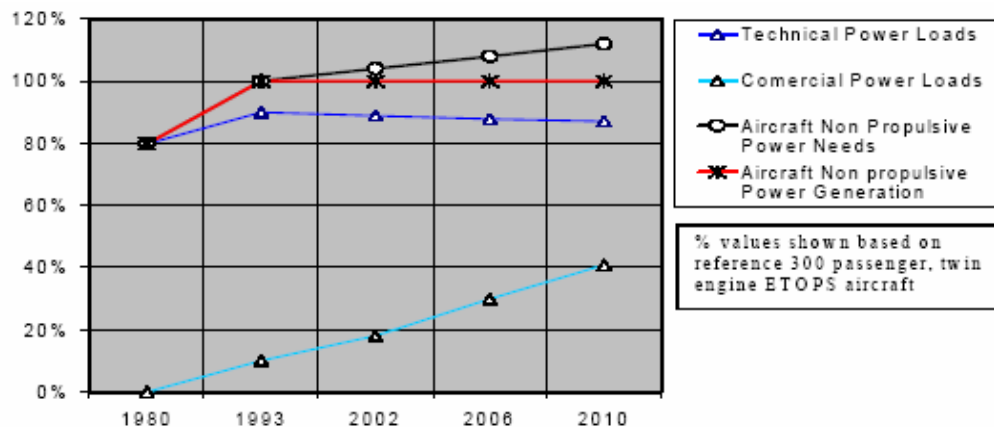


Figure I- 12 : Estimation de la puissance à fournir [13]

2.3.2 Le POA, ses enjeux

Le POA a pour principal objectif d'obtenir une réduction de la consommation de puissance non propulsive avec les nouveaux systèmes électriques disponibles. Cela va même plus loin puisqu'au départ du projet, les objectifs à atteindre sont les suivants :

- réduire dans certaines configurations de vol, les pics de consommation de puissance non propulsive de 25%,
- réduire dans sa globalité la consommation de puissance non propulsive,
- réduire de 5% la consommation de kérosène,
- réduire la masse totale de l'appareil,

- réduire les coûts de maintenance,
- ne pas augmenter les coûts des équipements,
- augmenter la fiabilité et la sûreté.

L'avion de référence est l'Airbus A330 (en terme de masse, de coût, de consommation, etc) qui est un biréacteur d'une capacité de 300 passagers.

Pour arriver à ces objectifs, plusieurs réflexions sont menées. La principale s'axe autour de l'architecture du réseau elle-même. Il faut trouver l'architecture « optimale » qui permet d'inclure les nouveaux systèmes tout en atteignant les objectifs fixés (Figure I- 13 et Figure I- 14). De la même manière que pour les navires, un réseau principal en continu apparaît comme une solution viable et implique une étude approfondie (ici le niveau serait de 350VDC) [14]. Mais au préalable, cela implique une analyse poussée du comportement des charges qui deviennent toutes munies de convertisseurs et dont la mise en réseau soulève des interrogations. Les nouvelles technologies d'actionneurs (EHA, EMA) sont ainsi testées individuellement puis connectées sur le réseau. Au même titre, tout le système de génération (turbines, alternateurs, électroniques, commandes) est repensé pour amener une solution plus « compacte » et plus légère.

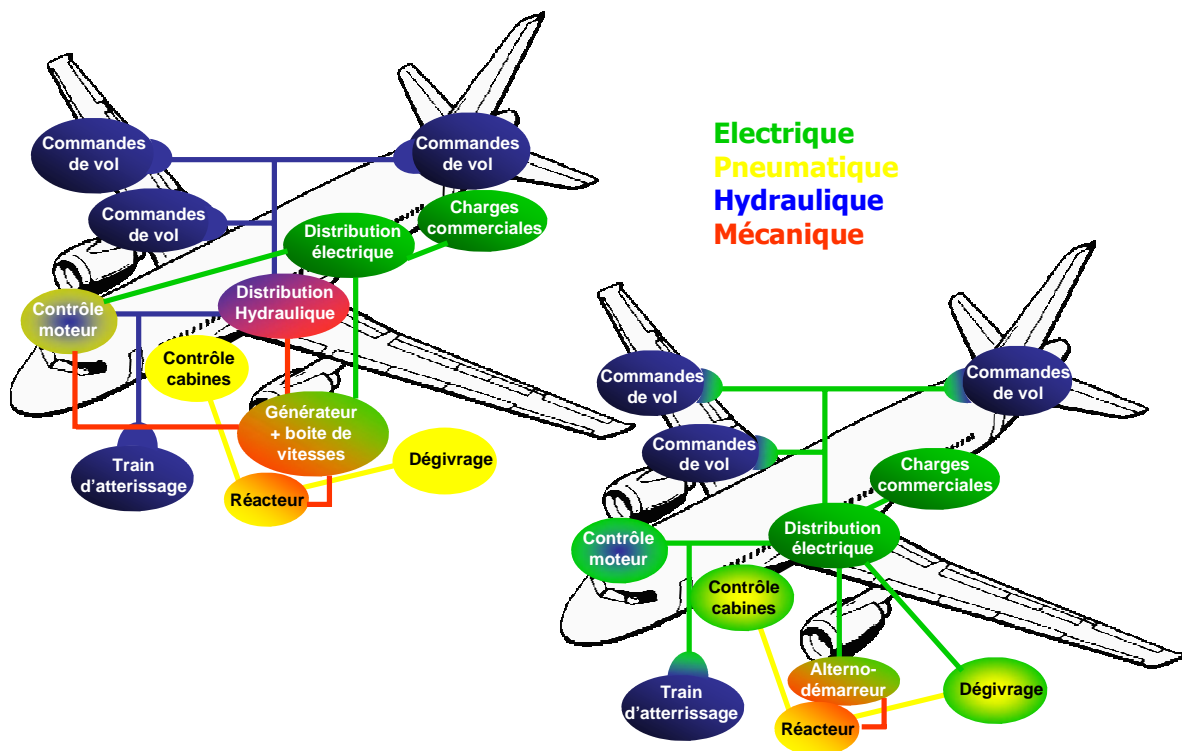


Figure I- 13 : Architecture conventionnelle type A330

Figure I- 14 : Architecture d'un futur gros porteur civil

La phase de validation de l'architecture du réseau est faite à plusieurs niveaux. Une simulation avec l'ensemble des équipements (**Virtual Iron Bird**) valide à la fois leur modélisation et leur insertion dans le réseau (en plus de l'aspect électrique, la modélisation tient compte des aspects de fiabilité, de coûts et de poids). Ensuite, un premier banc de test est réalisé pour valider tout le système de génération (**Engine Systems Validation Rig**). Enfin, un second banc (**Aircraft Systems Validation Rig**) mesure l'influence des nouveaux équipements électriques sur le réseau et sur l'alternateur.

3 Conséquences des charges non linéaires sur le réseau

Il apparaît que l'insertion de nombreux convertisseurs statiques n'est pas sans conséquences pour le réseau embarqué. Harmoniques, charges non linéaires, instabilité, etc... sont des termes qui méritent de plus amples explications car ils sont en partie les raisons de nouvelles réflexions sur la conception. Que le réseau soit alternatif ou continu, seules les structures des convertisseurs changent mais les effets vus du réseau restent les mêmes. Voici donc un rapide tour d'horizon de l'impact des non linéarités illustrées par des exemples précis.

3.1 Définition et exemple d'une charge non linéaire

Par définition, un système linéaire doit répondre aux principes de *superposition* et *d'homogénéité*. Autrement dit, la réponse $s(t)$ d'un système linéaire à une entrée $e(t)$ composée de la combinaison linéaire de plusieurs entrées (*Eq I. 1*) est la somme des réponses élémentaires $s_k(t)$ à chacune des entrées individuelles (*Eq I. 2*)

$$e(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot e_k(t) \quad \text{Eq I. 1}$$

$$s(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \cdot s_k(t) \quad \text{Eq I. 2}$$

Pour un convertisseur statique (pont redresseur, onduleur, etc.), la réponse en courant à une sollicitation en tension ne répond pas à ces deux principes.

Structure très souvent employée en étage d'entrée des chaînes de conversion électromécaniques, le pont redresseur triphasé à diodes (ou pont de Graetz) est un cas de charge non linéaire. Ce convertisseur se démarque par sa simplicité de mise en œuvre, son coût et sa fiabilité. Sur la Figure I- 15 on voit la réponse en courant (I_p) pour une entrée en tension (V_s) sinusoïdale.

La non linéarité est claire puisque le courant est composé d'une somme de sinus. Le taux de distorsion harmonique (TDH) peut dépasser 80% avec individuellement les rangs 5 et 7 qui atteignent respectivement 70% et 40%. Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les harmoniques produits sont des multiples de $6n \pm 1$ avec n entier (ici le fondamental est à 400Hz).

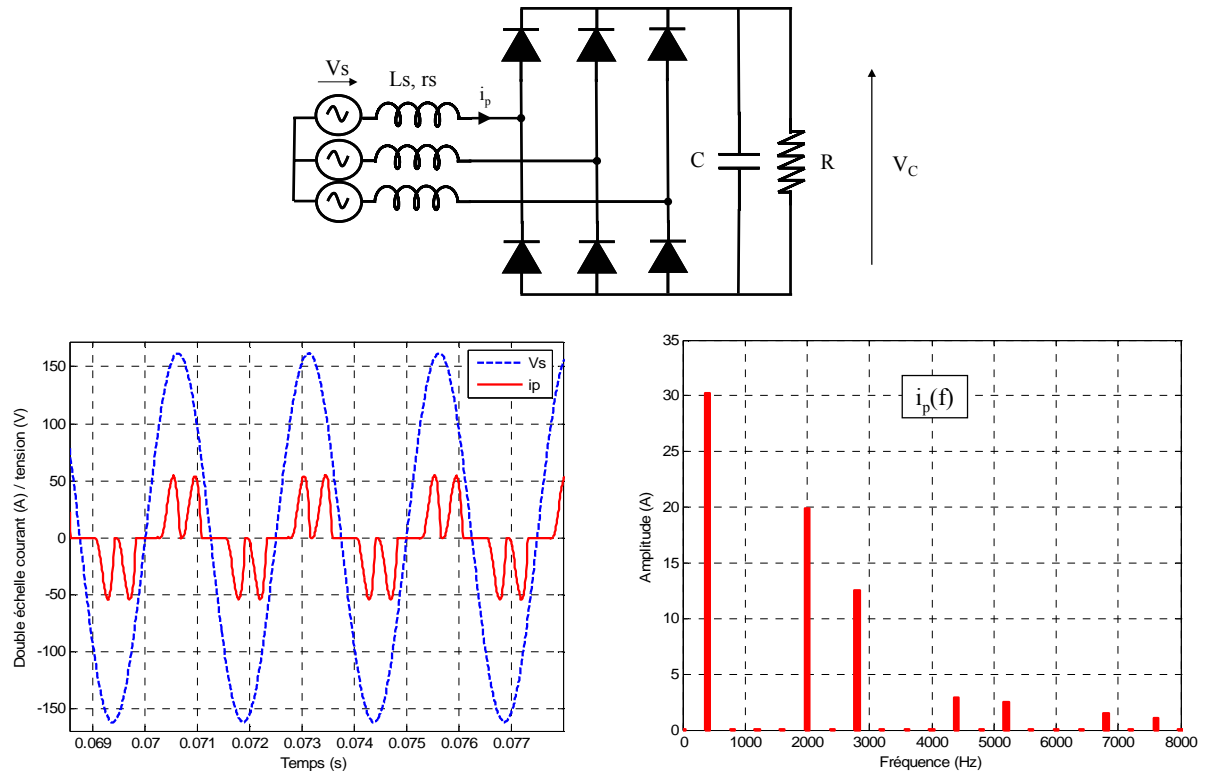


Figure I- 15 : Schéma d'un pont de diodes triphasé sur capacité en tête ($L_s=20\mu H$). Forme d'onde du courant absorbé en temporel (à gauche) et en fréquentiel (à droite)

3.2 Les effets fréquentiels

Telle qu'elle vient d'être montrée, une charge non linéaire peut générer un spectre riche en harmoniques. Qu'en est-il de la mise en réseau de plusieurs de ces charges non linéaires ? Quelles sont les conséquences sur le spectre vu de l'alternateur ? Pour répondre à cela, prenons l'application d'un mini-réseau donné Figure I- 16. Sans être une représentation exacte d'un réseau électrique d'un avion civil, cet exemple se veut tout de même illustrateur. Il est composé d'un pont de diodes triphasé identique à celui décrit précédemment, d'un redresseur à absorption sinusoïdale triphasé (PFC) et d'un transformateur redresseur dodécaphasé. La répartition de puissance est donnée sur la Figure I- 16.

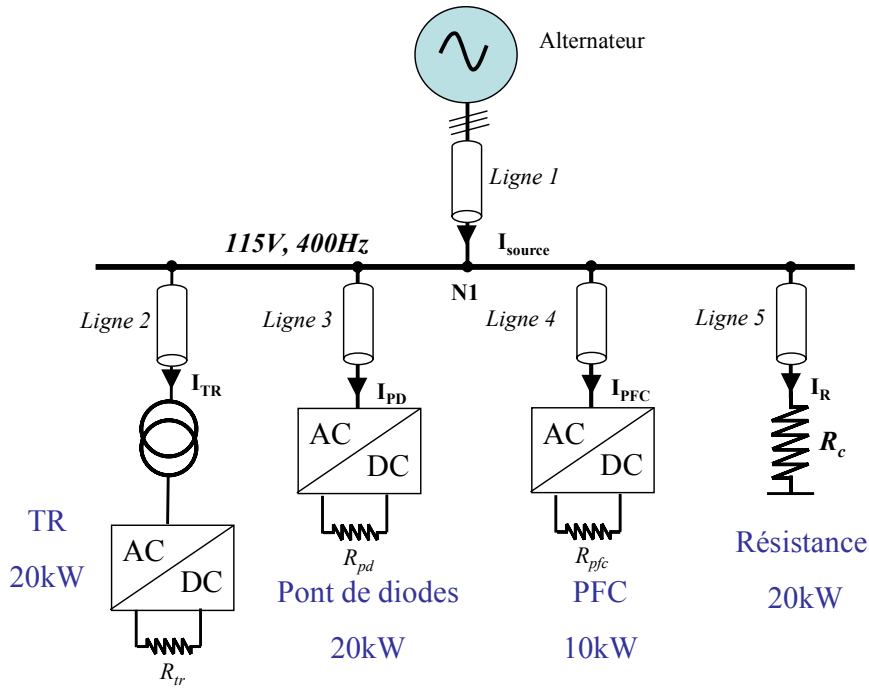


Figure I- 16 : Mini-réseau illustratif

Sans entrer dans le détail de la modélisation, il faut préciser que chaque convertisseur est modélisé par sa topologie exacte ainsi que les commandes qui lui sont associées. Les lignes sont représentées par un circuit série R, L. Les principales hypothèses sont les suivantes :

- les interrupteurs commandés (ou non) sont considérés idéaux avec une résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué,
- les charges sont toutes triphasées équilibrées.

La simulation de l'ensemble est faite sous SABER® avec une analyse de Fourier en post traitement (FFT).

L'ensemble des courants absorbés par chaque charge ainsi que le courant et la tension au nœud N1 sont représentés de la Figure I- 17 à la Figure I- 22. Ils sont comparés à la norme aéronautique imposée aux équipementiers qui est relative au fondamental (ABD0100.1.8, [15]) pour les charges mono et triphasées (Tableau I- 2). Quant à la tension, en régime normal, la norme impose un taux de distorsion harmonique qui ne doit pas dépasser 10% et un taux individuel (TI) limité à 8% quelle que soit la fréquence.

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 4 et 5	10	0.6	2.51

Tableau I- 1 : Données des câbles

Rang Harmonique	Limites
3, 5 et 7	$I_3 = I_5 = I_7 = 0.02 I_1$
$n = 9, 15, 21, \dots, 39$	$I_n = 0.1 \times I_1 / n$
11	$I_{11} = 0.1 \times I_1$
13	$I_{13} = 0.08 \times I_1$
17 et 19	$I_{17} = I_{19} = 0.04 \times I_1$
23 et 25	$I_{23} = I_{25} = 0.03 \times I_1$
29, 31, 35 et 37	$I_n = 0.3 \times I_1 / n$
2 et 4	$I_n = 0.01 \times I_1 / n$
Harmoniques pairs > 4 ($n = 6, 8, 10, \dots, 40$)	$I_n = 0.0025 \times I_1$
Tous les autres harmoniques > 40 (jusqu'à 150kHz)	$I_n = 0.0025 \times I_1$

Tableau I- 2 : Norme aéronautique ABD 0100-1-8 pour les équipements triphasés

Les points notables sur les différents spectres sont les suivants :

- l'harmonique de rang 5 généré par le pont de diodes « pollue » l'ensemble du réseau. Son amplitude est telle que la norme n'est jamais respectée. La tension de réseau, même si elle est en dessous de la norme se trouve ainsi déformée. Ceci a un effet direct sur le courant en entrée du PFC qui est l'image de la tension d'alimentation (principe d'un redresseur à absorption sinusoïdale où la sinusoïde de référence est prélevée sur la tension amont au convertisseur). Autrement dit, si la tension n'est pas sinusoïdale, le courant ne l'est pas non plus et possède les mêmes harmoniques. Cet effet peut être atténué si un filtre est placé en sortie du capteur de tension. Cependant, ce filtre passe bas doit être d'ordre élevé, ce qui n'est pas sans conséquence sur le gain statique et le déphasage,
- l'harmonique 7 est aussi fortement présent avec les mêmes répercussions sur le courant du PFC,
- les harmoniques de rangs 11 et 13 provoqués par le TR se superposent à ceux générés par le pont de diodes et sont parfois limités à la norme,
- les harmoniques causés par la MLI à 15kHz sont significatifs dans le cas du courant d'entrée du PFC et ne passent pas la norme,

Il va de soit que le niveau de puissance des charges influe fortement sur ces points. C'est pourquoi, sans être des conclusions absolues, les résultats de cette simulation montrent qu'un soin particulier doit être apporté à l'analyse harmonique des réseaux embarqués et à leur filtrage.

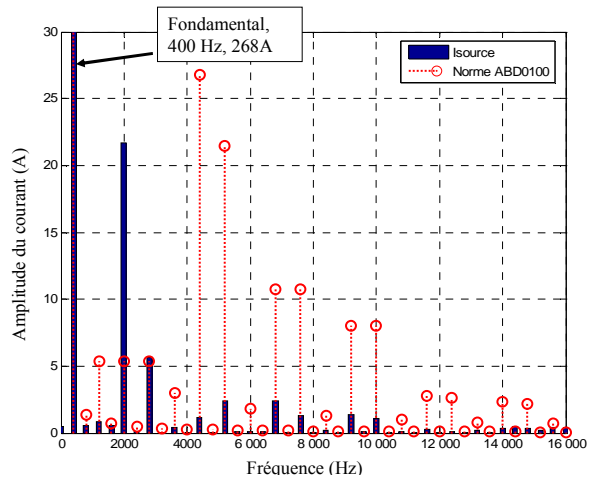


Figure I- 17 : Courant de sortie de l’alternateur

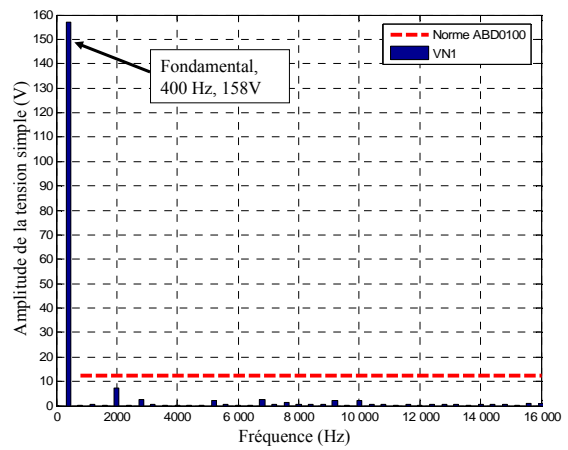


Figure I- 18 : Tension simple au Nœud N1

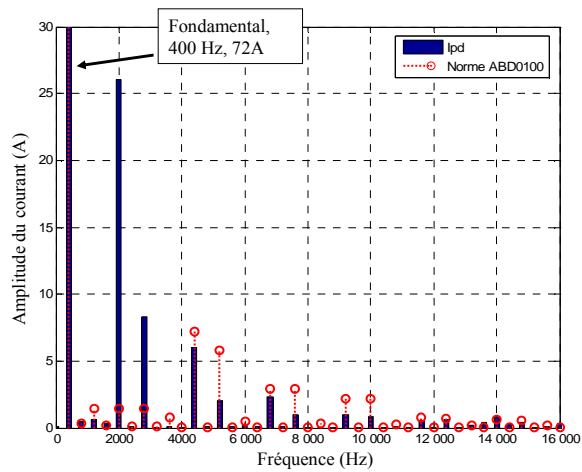


Figure I- 19 : Courant d’entrée du pont de diodes

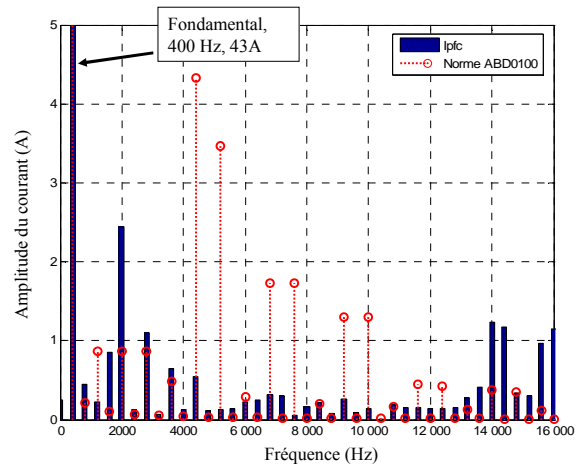


Figure I- 20 : Courant d’entrée du PFC

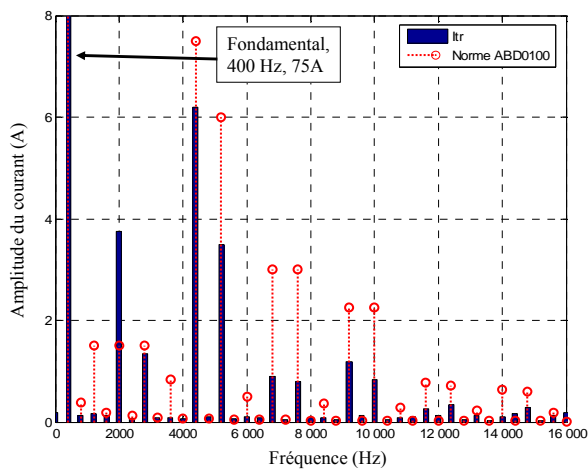


Figure I- 21 : Courant d’entrée du TR

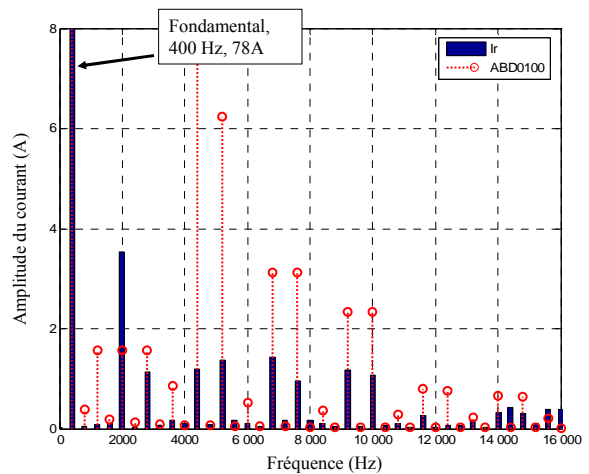


Figure I- 22 : Courant d’entrée de R

Les effets instantanés ou à plus long terme de ces perturbations harmoniques sont aujourd'hui bien connus. Les tensions harmoniques peuvent dérégler les dispositifs de commande ainsi que les communications des équipements par « courant faible » [16]. Les courants harmoniques, quant à eux, créent des échauffements dans les câbles et des pertes supplémentaires liées à l'augmentation de la résistance de l'âme due à l'effet de peau. Dans les machines et les transformateurs, les effets ne sont également guère désirables :

- pertes cuivre, par hystérésis et par courants de Foucault (dans les circuits magnétiques),
- couples pulsatoires.

Face à ces risques, il convient d'insérer un étage de filtrage en amont des structures d'EP. Ces filtres peuvent être passifs, actifs ou encore hybrides. Nous ne rentrerons pas davantage dans le détail de ces organes puisqu'ils feront l'objet du chapitre III et seront largement discutés.

Les surtensions harmoniques sont également présentes dans les réseaux pollués. Elles sont créées par la résonance parallèle à la pulsation d'un harmonique entre les condensateurs et les impédances des lignes. Si des harmoniques sont présents autour de cette résonance, ils peuvent être amplifiés et devenir dangereux pour les condensateurs voire les autres équipements. Par exemple, dans le cas de la Figure I- 23, en petits signaux, le schéma équivalent est une impédance parallèle L_{cc} , C qui, à la résonance, provoque un gain important. Le produit de cette impédance avec le spectre de courant peut provoquer des surtensions si la charge polluante possède des harmoniques à f_r .

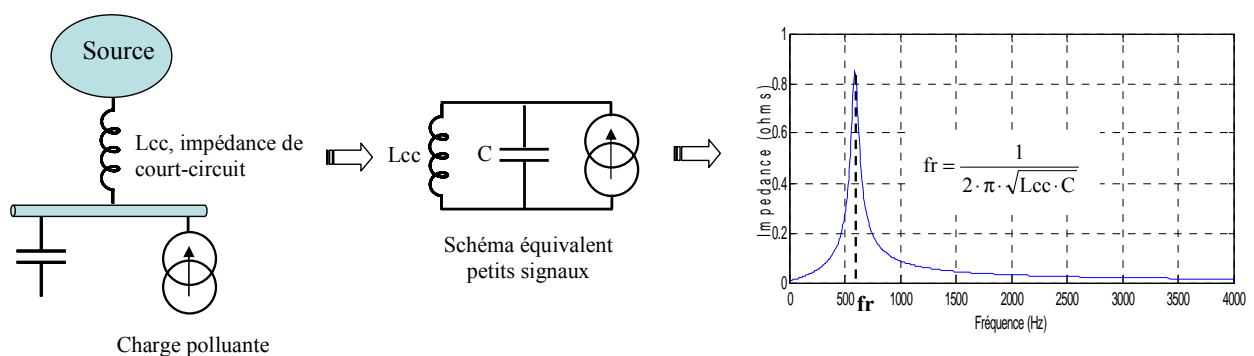


Figure I- 23 : Illustration de l'effet de résonance, source de surtensions harmoniques

Il est possible d'illustrer cet effet en reprenant le réseau de la Figure I- 16 puis en ajoutant un banc de capacités triphasé équilibré au point de raccordement N1. Volontairement, la valeur des capacités est choisie pour créer une résonance autour de 2800Hz (soit le rang 7) avec

l'inductance de la ligne L_1 . De nouveau, le spectre de la tension est donné Figure I- 24 avec exactement la même consommation en puissance des charges.

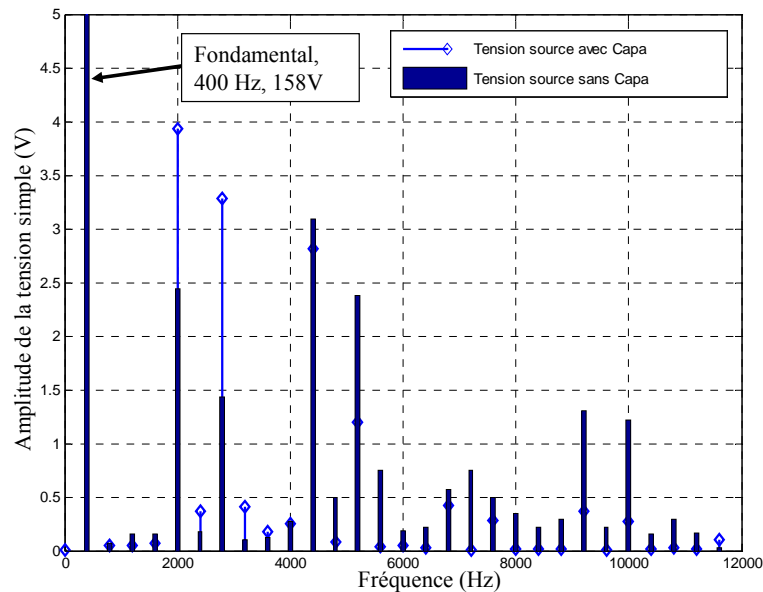


Figure I- 24 : Tension au Nœud N1 avec et sans banc de capacités

Les résultats montrent que l'harmonique de rang 7 est passé de 1,9% à 2,5% du fondamental et dans ce cas, ne répond plus à la norme. Mais l'effet intervient également sur l'harmonique de rang 5 qui passe de 8% à 10%. Ceci est dû à la présence des autres impédances de lignes qui, avec le banc de capacités, génèrent d'autres fréquences de résonance.

En ce qui concerne la tension, même si cela reste en dessous de la norme, le TDH passe de 6% à 7 % avec individuellement le rang 5 qui passe de 4,3% à 6% et le rang 7 de 1,5% à 2%.

Cet exemple est certes un peu simpliste mais il montre tout de même les risques de résonance présents dans les réseaux. Ces risques s'accroissent évidemment si plusieurs bancs de capacités sont insérés.

Les convertisseurs d'électronique de puissance ne génèrent pas seulement des harmoniques dits « basses fréquences ». Les commutations des interrupteurs commandés provoquent des perturbations hautes fréquences. Celles-ci, conduites ou rayonnées appartiennent au domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Les lois de commande (généralement à modulation de largeur d'impulsion), les modes de câblage, les placements des composants sont autant de facteurs qui contribuent à polluer le convertisseur ainsi que les organes avoisinants.

En terme de conséquence, les courants haute fréquence peuvent provoquer des chutes de tension et le basculement d'une porte logique par exemple.

L'intégration de ces contraintes dans les étapes de pré-conception des convertisseurs reste très récente [17]. Il y a peu, des travaux ont été menés pour modéliser et optimiser une chaîne de conversion complète (association convertisseur, filtres, câbles et machine) dans le but de prévoir et d'apporter des aides au concepteur [18], car il faut noter que l'aspect électromagnétique est jusqu'à présent mesuré en post-conception et filtré en conséquence.

Enfin, plus rarement connu mais déjà évoqué dans la littérature, les harmoniques HF peuvent provoquer des oscillations basses fréquences sur le réseau [19]. Lorsque deux convertisseurs, à des fréquences de découpage légèrement différentes, sont connectés à un même bus, il peut apparaître des harmoniques à des rangs proportionnels à la différence de ces fréquences. Par exemple si on note f_1 et f_2 les fréquences des deux convertisseurs considérés, des harmoniques peuvent apparaître (entre autre) aux rangs multiples de $f_1 - f_2$. Là encore, il suffit de prendre un exemple simple pour illustrer cela.

Soit deux hacheurs séries connectés sur un même bus DC tels qu'ils sont représentés sur la Figure I- 25. La fréquence de découpage du hacheur1 est de 10kHz et celle du hacheur2 de 10,1kHz. Les puissances sont identiques (5kW). De la même manière que pour le réseau alternatif précédent, le logiciel utilisé est SABER®.

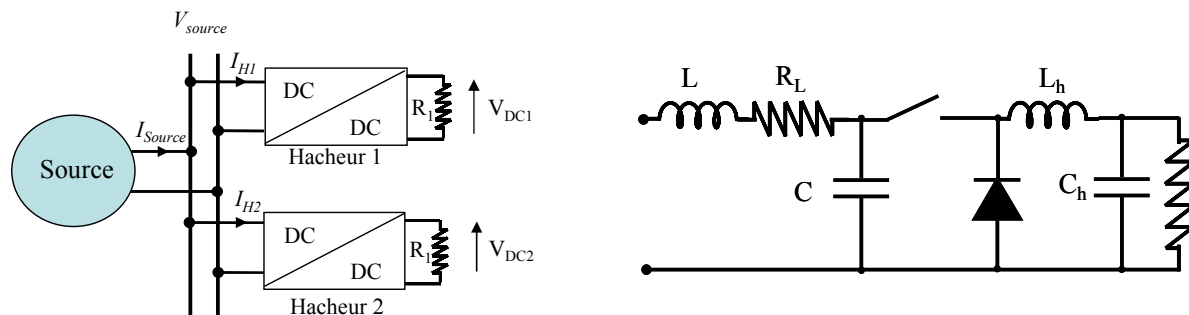


Figure I- 25 : Exemple de deux hacheurs connectés sur un même bus DC (à gauche). Structure d'un hacheur considéré (à droite)

La Figure I- 26 montre le courant fourni par la source en régime temporel puis en fréquentiel. Ici la notion d'inter-harmonique apparaît puisque le spectre est composé d'une multitude de raies tous les 100Hz. Ceci est bien visible sur le tracé temporel avec une oscillation à 100Hz très nette. Une fois encore, ce cas est simple mais la transposition à un cas plus complexe avec plusieurs convertisseurs à des fréquences de découpage distinctes, laisse imaginer un fort contenu spectral.

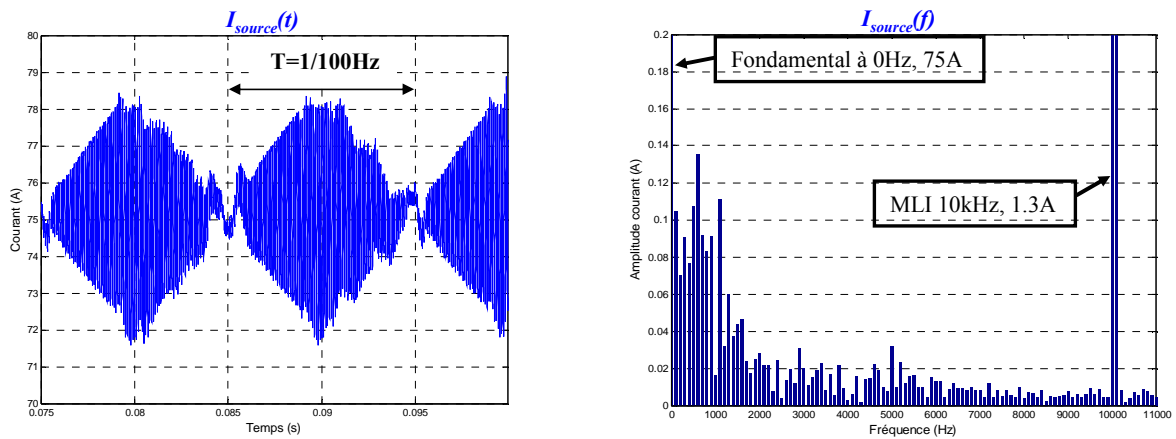


Figure I- 26 : Courant de sortie I_{source} de la source de tension en temporel (à gauche) puis en fréquentiel (à droite)

3.3 Les risques d'instabilité

En régime transitoire, les effets sont différents mais tout aussi pénalisants, si ce n'est plus, puisque dans l'extrême on peut perdre la stabilité complète du réseau. Dans les réseaux de distributions, indépendamment des méthodes qui seront détaillées dans le chapitre suivant, il existe plusieurs classifications de stabilité relatives à (cf Figure I- 27) :

- l'angle du rotor des générateurs,
- la fréquence,
- la tension.

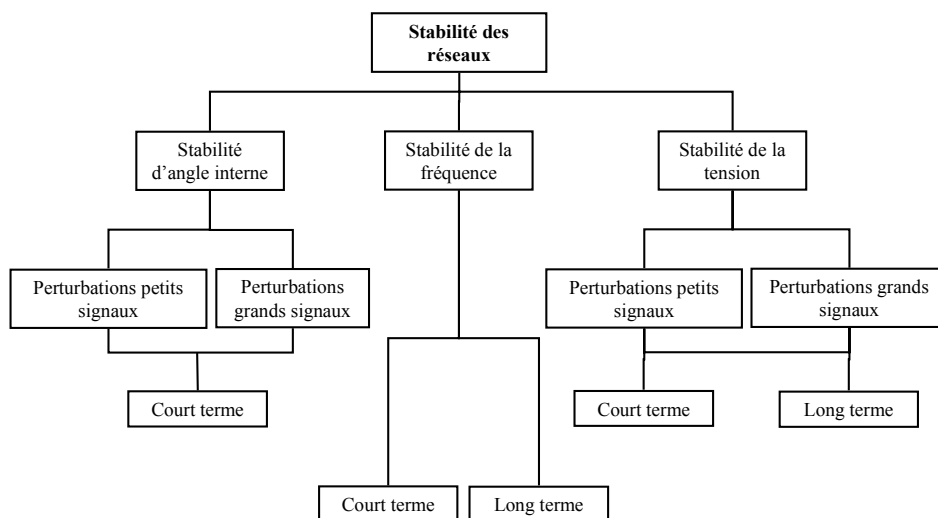


Figure I- 27 : Classification des instabilités dans les réseaux de distribution [21]

La première catégorie réfère à la capacité d'un système interconnecté à retrouver le synchronisme après une perturbation. Cela dépend de l'équilibre entre le couple électromagnétique et le couple mécanique pour chaque alternateur. Deux sous catégories de perturbations peuvent être recensées :

- les perturbations petits signaux créées par des oscillations localisées sur le réseau,
- les perturbations grands signaux liées à des défaillances sur le réseau (court-circuit) ou à des fortes variations de charge.

Les risques d'oscillations de la fréquence sont causés par des forts déséquilibres entre les sources et les charges. Ce scénario est susceptible de se produire principalement dans les réseaux îlotés.

Les instabilités de tension sont associées aux échanges de flux de puissance active et réactive qui peuvent créer des fluctuations de tension. A l'extrême, celles-ci peuvent provoquer la déconnexion d'une partie du réseau et un effet cascade. De la même manière que la stabilité liée à l'angle du rotor, les perturbations peuvent être petits ou grands signaux. Cette distinction est faite car les moyens d'analyse associés sont différents. Dans le cas de perturbations petits signaux, il est possible d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. En revanche, l'aspect non linéaire provoqué par de grandes variations requiert des techniques différentes [20]. L'ensemble des classifications, des causes et des critères de stabilité sont très détaillés dans [21].

En ce qui concerne les réseaux embarqués, les méthodes d'analyse et les causes d'instabilité diffèrent quelque peu. Face à une source à faible puissance de court-circuit et de fait du grand nombre de convertisseurs, des instabilités liées à des interactions filtres/convertisseurs et convertisseurs/convertisseurs apparaissent. L'état de l'art dans ce domaine montre une analyse de ces interactions plutôt dans les réseaux continus. Mais, encore une fois, l'approche reste valable dans le cas de réseaux alternatifs.

Les nouvelles charges électriques ont, non seulement l'inconvénient d'être non linéaires, mais de plus, elles sont à « puissance constante ». Par exemple, lorsqu'un système est régulé en tension et si la charge en aval est constante, la relation tension/courant en entrée du convertisseur est caractérisée par une hyperbole. En petits signaux, la résistance équivalente qui en résulte est négative puisque à une diminution de la tension d'entrée correspond une augmentation du courant.

Par exemple, pour le hacheur série sur charge résistive constante R , précédemment présenté Figure I- 25, il est possible de montrer qu'en *basse fréquence* l'impédance d'entrée du convertisseur est égale à $Z_{in} = -\mu^2 \cdot R$ avec $\mu = \frac{V_{source}}{V_{DC}}$ [22]. Lorsque celui-ci est associé à un filtre d'entrée (LC, dans le cas du hacheur), le système oscille si $Z_{in} = -\frac{L}{R_L \cdot C}$ et peut devenir instable si Z_{in} est inférieure à cette valeur. Mais la conclusion n'est pas aussi évidente puisqu'à haute fréquence, l'inductance du hacheur L_h prédomine devant la résistance et l'impédance d'entrée devient $Z_{in} = -\mu^2 \cdot \omega L_h$. Ainsi, la limite de stabilité change. Derrière cela se cache le besoin de prendre en compte l'impédance complète sur toute la gamme de fréquences de chaque constituant du système et d'en assurer leur adaptation.

Cette notion n'est pas nouvelle puisqu'en 1976, Middlebrook a publié cette analyse pour, à terme, définir un critère éponyme [22]. Sans rentrer dans le détail de cette méthodologie, car nous le ferons amplement dans le chapitre suivant, le critère consiste à adapter les impédances d'entrée/sortie des éléments d'un système.

Cependant, toujours dans un souci illustratif, reprenons le cas de deux hacheurs connectés à un même bus comme sur la Figure I- 25. Cette fois les fréquences de MLI sont identiques ainsi que tous les composants des deux hacheurs. L'application de ce qui vient d'être dit sur l'impédance du filtre d'entrée est montrée sur la Figure I- 28. Dans le cas stable, l'inductance d'entrée L est de $200\mu\text{H}$ et dans le cas instable nous avons changé cette valeur sur un seul hacheur à $1000\mu\text{H}$, tous les autres composants restant identiques.

Dans le cas où l'inductance est de $1000\mu\text{H}$, la tension de sortie du hacheur oscille significativement avec une lente divergence. Ces effets se répercutent sur le courant délivré par la source qui entre également en oscillation.

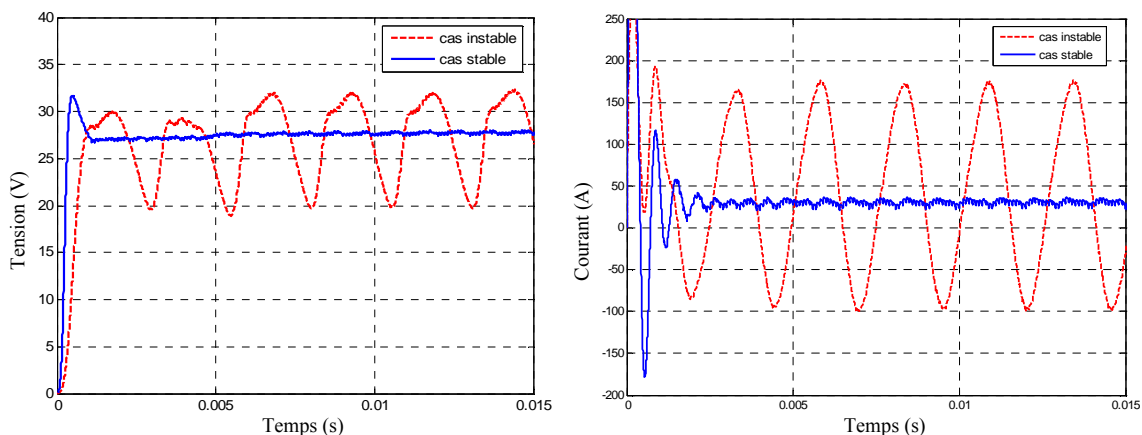


Figure I- 28 : Tension de sortie d'un hacheur et courant fournit par la source dans le cas de deux hacheurs connectés à un même bus.

En résumé, l'étude de stabilité est un cas particulier de l'étude dynamique d'un système. Au même titre que les normes harmoniques, il existe des normes avec des gabarits de tension à respecter. Par exemple, en régime dynamique, en ce qui concerne la tension 115V-400Hz d'un réseau d'avion, en amplitude, celle-ci doit répondre aux limites imposées par la norme ABD0100 (Figure I- 29). Or, la prolifération de convertisseurs commandés (ou non) accentue significativement le risque de dépassement de ces gabarits. Cela sera détaillé par la suite dans le chapitre sur l'étude dynamique.

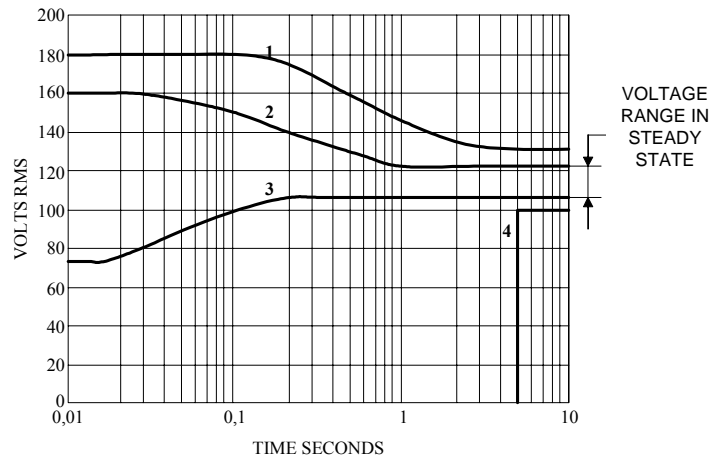


Figure I- 29 : Norme avionique relative à la tension du bus alternatif. 1et 4pour des conditions anormales de vol et 2 et 3 pour des conditions normales.

4 Ce qu'il faut retenir...

Après ce rapide survol des causes et conséquences de l'évolution des réseaux embarqués au cours de ces 50 dernières années, voici en quelques lignes ce qu'il est important de retenir.

L'électricité devient le vecteur énergétique le plus utilisé et le mieux adapté pour des utilisations mobiles. Cependant, les problèmes liés à la conversion de cette énergie restaient jusqu'à peu le verrou de son véritable essor. La clef est venue de l'électronique de puissance qui a su au cours des vingt dernières années montrer sa fiabilité et sa modularité pour se répandre à tous les niveaux. Exit donc les transmissions pneumatiques, mécaniques et hydrauliques qui ne font plus le poids devant la souplesse offerte par l'électrique.

Mais, toute révolution s'accompagne de son lot d'inconvénients et ces convertisseurs statiques créent quelques perturbations notables. D'un point de vue statique, les harmoniques qu'ils génèrent viennent amputer le rendement global de l'installation tout en diminuant la durée de vie de certains composants. Le respect des normes impose l'utilisation de filtres adaptés.

Or, en grande quantité, ces organes de filtrage doivent être conçus de manière optimale pour réduire leur impact, tant sur le rendement que sur la masse et l'encombrement.

En dynamique, l'apparition de nouveaux modes liés aux commandes des convertisseurs d'électronique de puissance crée des interactions et des effets déstabilisants. Il est donc nécessaire de détecter et d'imposer à ces modes des marges à respecter afin de ne pas subir une instabilité potentielle... et dangereuse.

L'impact de la prolifération de convertisseurs ne concerne pas seulement la qualité du réseau. D'autres aspects tels que l'encombrement, la masse et le coût sont autant de contraintes qu'il convient de prendre en considération

Pour ces raisons, l'ingénieur (concepteur) doit utiliser de nouvelles méthodes et de nouveaux outils pour l'analyse et la conception. Ils doivent être simple et génériques pour être utilisés par n'importe quel concepteur de nouveaux systèmes.

**Chapitre II : Modèles, méthodes et outils pour l'analyse et
la conception des réseaux embarqués – vers une
conception ensembliste**

1 Introduction

En théorie, concevoir avec méthodologie relève du pléonasme. Encore faut-il trouver les méthodologies adaptées aux besoins du concepteur. Car, si par le passé, la conception de réseaux embarqués a déjà fait l'objet de nombreuses réflexions, et a permis l'acquisition de méthodes, concevoir un réseau optimal avec des nouveaux composants tels que nous venons de les voir dans le chapitre précédent, amène l'empirisme à ses limites. Autrement dit, partir d'une *feuille blanche* aujourd'hui ne requiert pas les mêmes méthodes que par le passé. Même si aujourd'hui, de puissants outils de simulation temporelle viennent aider le concepteur, ceux-ci interviennent dans un second temps lors de la validation d'une solution retenue.

Un des enjeux fondamentaux de la conception des systèmes embarqués est l'intégration de l'électronique de puissance. Par exemple, dans le dimensionnement d'un réseau industriel, la seule prise en compte de la puissance nécessaire au fondamental par le biais de calcul de répartition de charges ne peut s'avérer juste si les pertes engendrées par les harmoniques ne sont pas quantifiées au préalable [23]. De la même manière, l'étude de stabilité telle qu'elle est faite dans les réseaux, par le biais d'analyses modales, en tenant compte uniquement des modes associés aux générateurs avec une agrégation en puissance des charges, ne peut, dans le cas des réseaux embarqués, être viable [24]. L'insertion de nombreux modes supplémentaires, liés aux composants actifs et passifs des convertisseurs, engendre des interactions et des oscillations qu'il convient de prendre en considération.

Ainsi, il se dégage dans la prise en compte des effets à quantifier, deux domaines d'analyse que sont les régimes statique et dynamique.

C'est pourquoi dans ce chapitre, les méthodes d'analyse dédiées à la conception des réseaux embarqués seront présentées. Elles sont soit issues de l'ingénierie du *réseau*, soit de l'*électronique de puissance*, et parfois des deux. Avantages et inconvénients seront mis en exergue pour déboucher sur un tableau de synthèse regroupant non seulement les méthodes mais également les modèles et les outils les mieux adaptés. Malgré l'aspect « état de l'art » que peut donner ce recensement, la synthèse proposée se veut une première vision ensembliste pour la conception des réseaux embarqués et une réelle réflexion.

Au préalable, une brève description d'un processus de conception au sens large, puis appliquée aux réseaux sera décrite afin de mieux cibler les enjeux d'une telle vision.

2 Processus de conception des réseaux

L'intégration de systèmes est un problème complexe qui a conduit à définir des processus normalisés. Ces processus se décomposent en activités associées à des phases du cycle de vie du système produit. De manière concise, ces phases se décrivent de la manière suivante [25] :

- la phase d'*étude préalable* se concrétise par l'élaboration du cahier des charges après des études d'opportunité et de faisabilité. Les besoins, objectifs, voire les contraintes, sont spécifiés tout en laissant le choix des techniques de conception,
- la phase de *développement initial* du système doit être en conformité avec le cahier des charges. Elle se divise en une première phase de *définition* du système comportant les étapes de spécification et de conception puis d'une seconde phase de *réalisation* comportant la réalisation des constituants, leur intégration et leur validation,
- la phase d'*installation* est l'intégration du système dans son environnement avec souvent la prise en compte de nouveaux problèmes.
- La phase d'*opération* assure la continuité de service et de fonctionnement incluant la maintenance,
- la phase de *retrait* entreprend l'éventuel recyclage ou réutilisation du système ou plus directement sa destruction.

Les travaux menés dans cette thèse s'intègrent dans la phase de développement initial appelée aussi *cycle de développement*. Ce cycle, dit en V, est décrit Figure II- 1. Il part du cahier des charges déjà établi pour aboutir à la validation finale et au système prêt à l'utilisation.

Sans persister outre mesure dans la théorie de l'intégration de systèmes, il est à noter que la démarche : « spécification, conception architecturale, conception détaillée, réalisation, test, intégration puis validation » est une démarche commune à bien des génies (électrique, mécanique, informatique, etc.).

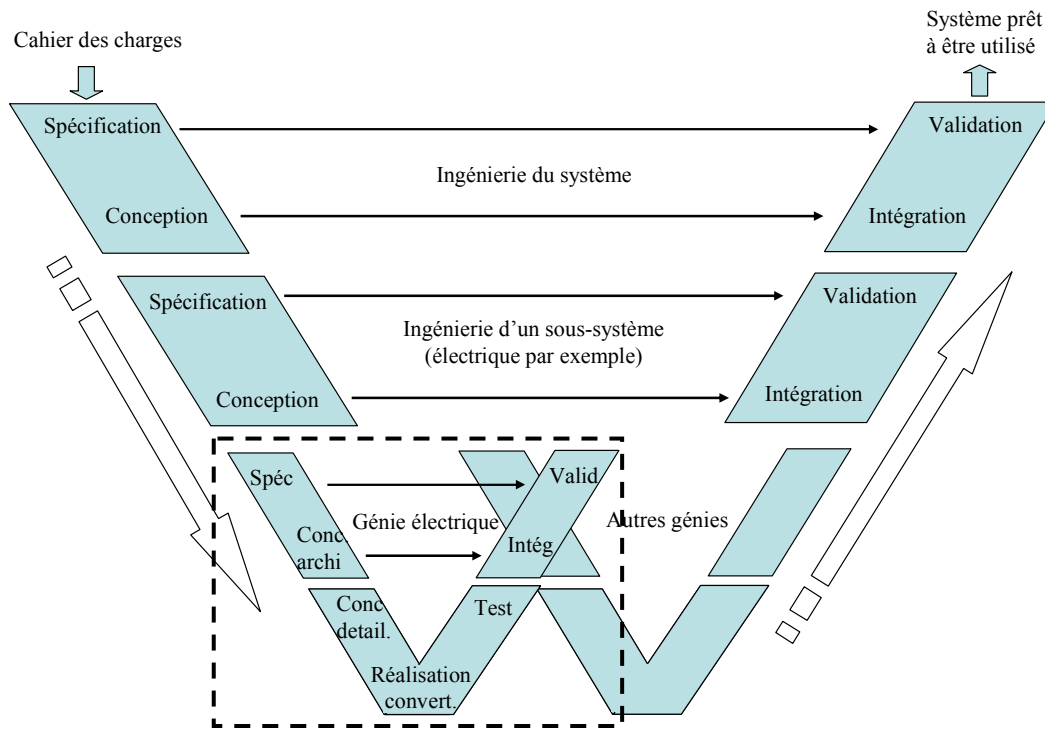


Figure II- 1 : Représentation symbolique en V du cycle de développement [25].

L'application du cycle de développement en V aux réseaux embarqués telle qu'elle est décrite Figure II- 2 est directement issue des réflexions partiellement entreprises dans [1] et concerne la partie encadrée en pointillé du cycle en V.

L'élaboration du cahier des charges nécessite de connaître les besoins. Recenser, dénombrer, mesurer, intégrer l'environnement, sont autant d'actions qu'il faut entreprendre. Une fois ces paramètres établis, la rédaction du cahier doit spécifier les objectifs à atteindre (niveau de tension, fréquence, rendement, coût, masse, etc.) avec les contraintes et limites associées.

Vient alors l'étape de conception fonctionnelle. Dans le cas d'un réseau électrique, il est possible de lister (de manière non exhaustive) les fonctions suivantes :

- alimentation,
- conversion,
- transmission,
- stockage,
- filtrage,
- protections,
- contrôle commande,
- transmission d'information.

A celles-ci s'ajoutent des sous-fonctions telles que les interrupteurs, les limitations ou encore les mesures. A ce niveau, il est délicat d'identifier en détail le comportement temporel ou fréquentiel de tous les organes et d'associer des fonctions. A titre d'exemple, les effets parasites d'un convertisseur ne peuvent se résumer à une fonction simple. Dans ce cas, la décomposition fonctionnelle ne peut être que grossière.

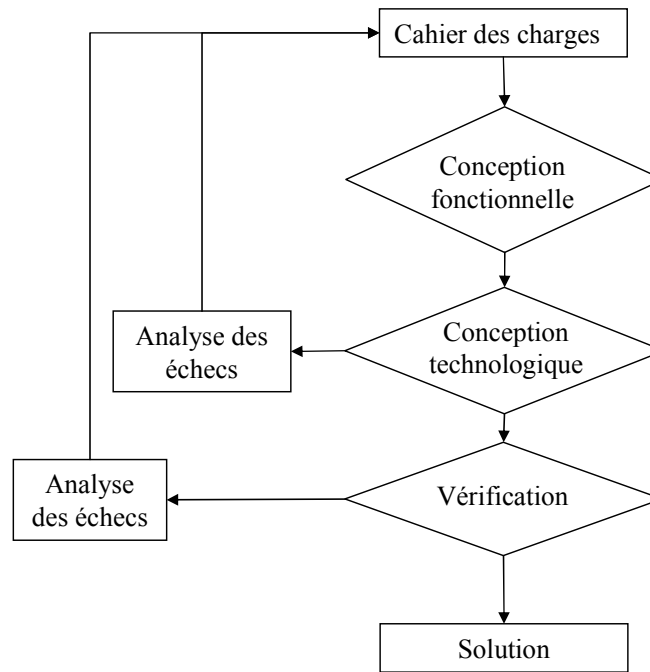


Figure II- 2 : Processus de conception d'un réseau électrique

Dès lors, il faut mettre des matériels en face des fonctions précédemment décrites, c'est l'étape de conception technologique. Par exemple, à la fonction de filtrage actif on va associer une structure d'électronique de puissance avec ses lois de commande, elles-mêmes constituées de capteurs et de correcteurs. Au même titre, la fonction de stockage peut être réalisée par des batteries associées à un régulateur. De plus, dans cette étape du processus, il faut tenir compte des contraintes de service et technologiques. Dans le cas du filtrage, il faut garantir la limitation harmonique imposée tout en respectant, par exemple, une taille maximale ou les contraintes sur les semiconducteurs. Pour le stockage, il faut pouvoir fournir la puissance nécessaire aux charges vitales pendant un certain temps et tenir compte de la masse élevée, souvent pénalisante, des batteries.

Dernière étape du processus, la vérification. Celle-ci peut s'effectuer en deux temps avec d'un côté la simulation « exacte » d'un organe seul ou dans son environnement, puis de l'autre, la réalisation d'un prototype. L'échec de ces validations peut amener le concepteur à revenir soit à une autre technologie ou une autre structure, soit au pire, à remonter à l'étape de conception.

Pour finir sur les exemples cités, en cas d'échec, le filtre actif peut être modifié par une autre structure voire un mélange entre filtrage actif et passif ou, au pire, revenir à l'architecture même du réseau pour diminuer la pollution harmonique. Pour le stockage, toujours en cas d'échec, d'autres technologies de batterie peuvent être testées. Il est aussi possible de revoir la manière de stocker l'énergie et envisager un volant d'inertie, des supercapacités ou d'autres moyens de stockage.

3 Quelles méthodes d'analyse pour quels domaines d'étude ?

Sous les grands concepts qui viennent d'être abordés, il faut désormais parler des méthodes d'analyse qui se cachent derrière les mots de *conception fonctionnelle* et de *conception technologique (ou organique)*. Il existe certes, depuis longtemps dans les *réseaux* et l'*électronique de puissance* des méthodes adaptées pour analyser et concevoir mais la réunion des deux domaines amène à regrouper ces méthodes, voire à les modifier. La liste des méthodes d'analyse est précisément l'objet des lignes qui suivent avec un découpage selon deux domaines d'étude :

- le domaine statique,
- le domaine dynamique.

L'aspect modélisation, indissociable de la méthode choisie, est également présenté. Dans l'idéal, les modèles doivent être précis, rapides, génériques. Cependant, les faits attestent que cet idéal fait souvent l'objet de compromis.

3.1 Quelques mots sur la simulation temporelle

Avant tout propos, il convient de préciser ce que l'on entend par simulation temporelle, car le terme reste vague et peut susciter des confusions. Grâce aux bibliothèques de composants, désormais très riches dans les logiciels tels que SABER®, PSPICE®, SimPowerSystems de Matlab®, il est désormais possible de créer un réseau électrique de bord complet. Générateurs, lignes, convertisseurs, régulations sont des composants disponibles directement ou bien programmables avec le langage adapté au logiciel. C'est par exemple le cas de SABER® qui possède son langage propre (le MAST) et permet de coder un système multi-physique à base d'équations différentielles.

Dans ce contexte, on est en droit de se poser la question relative à l'intérêt d'utiliser des méthodes d'analyse spécifiques à la conception alors qu'il suffit de simuler ! Mais, si **créer** le réseau avec tous ses organes est une tâche assez facile, le **simuler** en est une autre...

En effet, même si les ordinateurs deviennent de plus en plus puissants, les temps de calcul peuvent être démesurément longs sans compter sur les risques de divergence récurrents liés aux algorithmes utilisés.

Un autre verrou à l'utilisation exclusive de la simulation temporelle est l'étude de sensibilité. Dans une démarche de conception, il est souhaitable de trouver les éléments sensibles ou optimisables. Or, avec une simulation temporelle composée de nombreux paramètres, on conçoit aisément qu'il est difficile de faire une telle étude. De plus, on retombe inévitablement sur des problèmes de divergences. Pourtant de telles méthodes existent. C'est le cas, par exemple, de l'analyse statistique de Monte Carlo. La méthode consiste à faire des variations sur les paramètres pris aléatoirement et pour chaque variation, il faut re-simuler l'architecture. Dans le cas d'un réseau de bord, cette approche reste difficilement envisageable.

Enfin, lorsqu'il est question de faire des études dynamiques (enclenchement ou déclenchement de charge, défauts), les temps de réponse peuvent être longs et encore une fois susciter des puissances de calcul conséquents. A titre indicatif, la simulation du mini réseau du chapitre I dure entre 6 et 8min pour analyser son comportement sur 100ms (Pentium III, 1.8GHz).

La simulation temporelle comme moyen de conception de l'ensemble d'un réseau est donc peu adaptée. Cependant, elle n'est pas à exclure car elle constitue une première étape importante et fiable vers la validation finale des résultats issus du processus de conception. C'est pourquoi cette étape de simulation servira de juge de paix aux résultats donnés par la suite. L'ultime confirmation viendrait bien entendu de la réalisation d'un banc de test mais il était difficilement envisageable de concevoir un tel réseau d'avion au laboratoire ... certains sujets de thèse sont parfois ingrats !

3.2 Le domaine statique

Le domaine statique permet, dans le cas de la conception, de s'intéresser aux grandeurs électriques en régime établi sur toute la gamme de fréquences. Par définition, en statique, toutes les grandeurs sont périodiques autour d'un point d'équilibre et sont décomposables en série de Fourier. Dès lors, il est possible de s'intéresser au comportement du réseau au fondamental ou en présence d'harmoniques. Deux « sous-domaines » sont donc dissociés avec des modèles et des méthodes qui leurs sont propres.

Une étude par calcul de répartition de charges avec des modèles en puissance est utilisée de manière exclusive au fondamental. Le principe de cette étude sera décrit et illustré sur un réseau de bord représentatif.

En revanche, pour quantifier les harmoniques, plusieurs types de modélisation existent. Ces modèles dépendent généralement du domaine fréquentiel à analyser (basse ou haute fréquence) et de l'objectif visé, c'est-à-dire si le modèle doit être inclus dans une boucle d'optimisation ou non. Dans ce cas, le temps pour calculer les harmoniques doit être rapide. Nous présenterons brièvement ici les modèles existants avec leurs avantages et inconvénients.

3.2.1 Méthode du Load flow

a Principe et modélisation

L'étude statique par calcul de répartition de charges (ou plus communément appelé **Load Flow**) est particulièrement adaptée à l'étude statique de réseaux. Elle est même utilisée de manière exclusive. Cette méthode d'analyse permet de s'affranchir du régime transitoire afin de donner directement en régime établi :

- le profil de tension en chaque nœud,
- la répartition des courants dans le réseau,
- le bilan de puissance et donc le rendement global de l'installation.

Pour ce faire, les moteurs, générateurs, conducteurs, transformateurs, convertisseurs et autres charges (bancs de condensateurs, résistances, etc) sont modélisés grossièrement en fonction de la tension ou de la fréquence (au fondamental) selon la classification suivante :

- le modèle en loi de puissance : il fournit les puissances active et réactive consommées par une charge en fonction de la tension d'alimentation ;
- le modèle Z.I.P. (ou polynomial) : il est composé de la somme d'une impédance (Z), d'une source de courant (I) et d'une puissance (P), toutes constantes avec comme paramètres de réglage leurs pondérations.
- le modèle fréquentiel : il fournit les puissances active et réactive consommées en fonction de la fréquence d'utilisation.

L'écriture mathématique de ces différents modèles est disponible dans de nombreux ouvrages consacrés aux réseaux et il n'est pas jugé utile, ici, de les rappeler [33]. Il reste en revanche, et ce quel que soit le modèle utilisé, le besoin d'identifier les paramètres.

Dans les réseaux complexes de type réseau de distribution, cette identification se fait par des études statistiques. Avec l'expérience acquise dans ces réseaux, les paramètres n_p et n_q ont des valeurs « typiques » ($0.5 \leq n_p \leq 1.8$ et $1.5 \leq n_q \leq 6$). Pour les réseaux embarqués, ces paramètres sont moins connus et on propose de les identifier par des simulations temporelles. L'application sera montrée plus loin.

Pour effectuer le Load Flow, il existe principalement deux méthodes de résolution itératives :

- la méthode de **N**ewton-**R**aphson (NR),
- la méthode de **B**ackward and **F**orward **S**weep (BFS).

La première est utilisée dans le cas de grands réseaux maillés (plusieurs centaines de nœuds et des milliers de lignes) et peut aussi être applicable à un réseau embarqué. La seconde méthode est plus simple. Elle est principalement dédiée aux réseaux radiaux (cas typiques des réseaux de bord actuels).

Le principe du BFS repose sur le calcul itératif des courants circulant dans les lignes, du nœud terminal au nœud de référence (backward sweep), puis le calcul des tensions en chaque nœud, du nœud de référence au nœud terminal (forward sweep). L'algorithme est celui donné par la Figure II- 3. Entrer dans le détail des calculs est, encore une fois, peu utile puisqu'on les retrouve usuellement dans les livres traitant des réseaux.

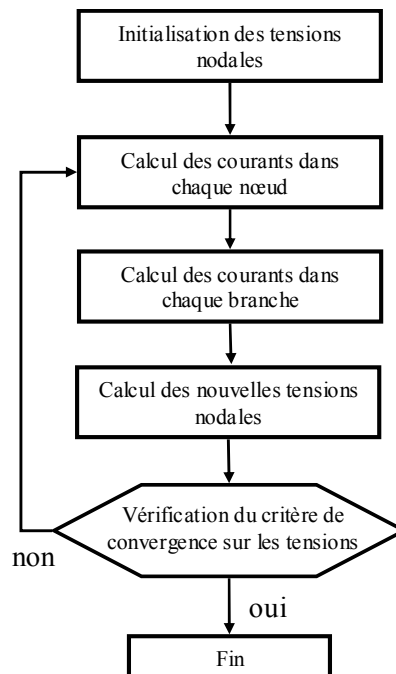


Figure II- 3 : Algorithme de calcul de la méthode BFS

b Application à un réseau de bord

L'illustration de la méthode BFS est faite sur le réseau présenté Figure II- 4. Les objectifs sont de montrer l'efficacité et la rapidité du BFS mais également les problèmes posés par un fort taux d'insertion de charges non-linéaires. Pour ce faire, les résultats sont comparés à une simulation topologique exacte du réseau. Les charges présentes sont :

- 1 transformateur-redresseur dodécaphasé de 40kW,
- 4 ponts de diodes triphasés sur capacité en tête, de 10 kW chacun,
- 2 redresseurs triphasés à absorption sinusoidale (PFC) de 5kW chacun,
- 1 charge résistive triphasée équilibrée.

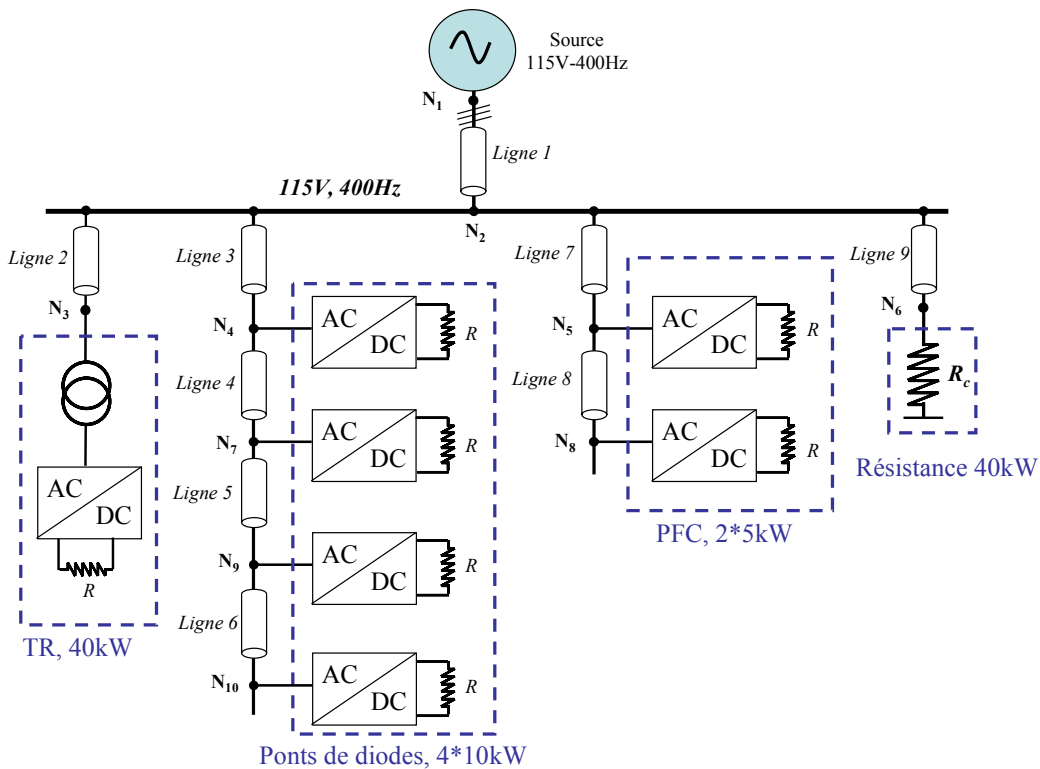


Figure II- 4 : Exemple d'un réseau radial de type réseau de bord

Les modèles des charges utilisés pour l'application du Load Flow sont en loi de puissance (Eq II. 1). Pour identifier les coefficients, chaque charge a été simulée seule et indépendamment des autres éléments du réseau. Une campagne de simulations a été menée pour obtenir sur chaque charge les courbes $Q=f(V)$ et $P=f(V)$. Connaissant les grandeurs nominales (indiquées par un 0), l'interpolation de ces points donne une valeur approximée des coefficients n_p et n_q .

$$P(V) = P_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_p} \quad \text{et} \quad Q(V) = Q_0 \cdot \left(\frac{V}{V_0}\right)^{n_q} \quad \text{Eq II. 1}$$

avec $V_0=115V$.

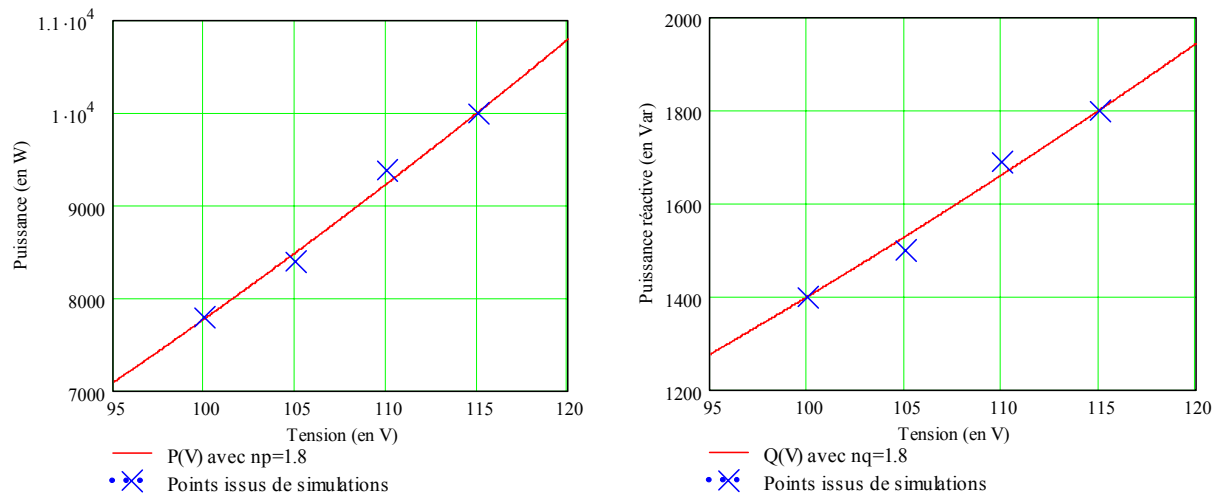


Figure II- 5 : Illustration de l'interpolation des points de mesure pour obtenir les coefficients n_p et n_q . Cas d'un pont de diodes

L'ensemble des données est listé dans le Tableau II- 1. En ce qui concerne les lignes, les valeurs linéiques ont été en partie fournies par les partenaires du POA. Les longueurs, quant à elles, ont été choisies arbitrairement avec une certaine cohérence envers la localisation des charges au sein d'un avion (cf Tableau II- 2).

	P_0 (W)	Q_0 (Var)	n_p	n_q
Pont diodes	10 000	1800	1.8	1.8
TR	40 000	3900	2.1	2
PFC	5000	0	0	0
R	40 000	0	2	0

Tableau II- 1 : Consommation individuelle des charges présentes

	Longueur (m)	R (mΩ/m)	X (mΩ/m)
Ligne 1	26	0.72	2.51
Lignes 2, 3, 7 et 9	10	0.6	2.51
Lignes 4, 5, 6 et 8	2	0.6	2.51

Tableau II- 2 : Paramètres des lignes

Les tensions nodales et les courants de ligne sont représentés sur la Figure II- 6 et la Figure II- 7. Sur chaque tracé sont superposés les résultats donnés par le load flow puis par la simulation temporelle où sont uniquement conservées les grandeurs au fondamental.

A titre de comparaison, sur un aspect purement informatique, le load flow s'effectue en moins d'une seconde en 6 itérations avec un critère de convergence sur la tension de $1.10^{-3}V$. La simulation temporelle quant à elle, nécessite 12min environ et génère des fichiers de plusieurs dizaines de mégaoctets.

Il faut bien voir que nous cherchons ici à comparer deux méthodes et non à discuter sur les conséquences de l'architecture du réseau choisie. Les données imprécises sur les niveaux de puissance, les paramètres linéiques et les longueurs ne permettent pas en effet, d'émettre des conclusions tranchées.

En ce qui concerne les tensions, la différence entre le load flow et la simulation temporelle est de l'ordre de 4% et les variations sont les mêmes. Cet écart peut être imputable aux coefficients n_p et n_q qui restent issus d'une interpolation et au choix des puissances de base imprécis. Dans ces conditions, les courants sont sensiblement différents et n'entraînent pas les mêmes chutes de tension. Toutefois, une erreur de 4% reste très acceptable.

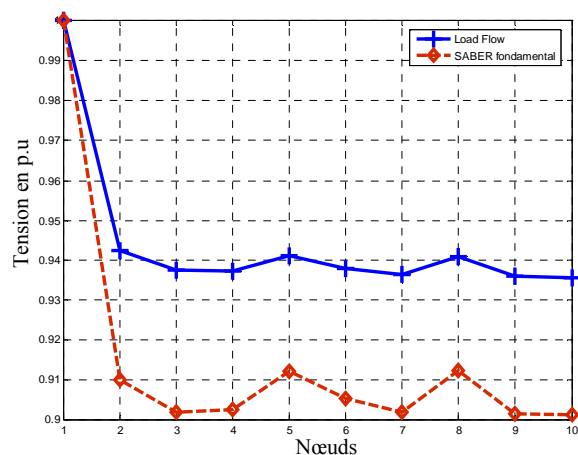


Figure II- 6 : Tensions nodales 1 p.u (base 115V).

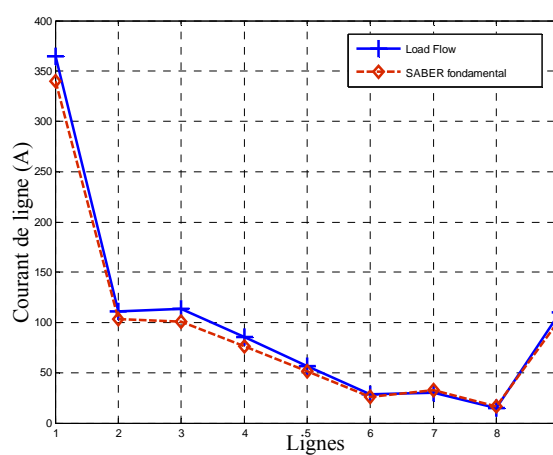


Figure II- 7 : Courants de ligne

En terme de bilan de puissance, il est possible de comparer le facteur de puissance FP issu de la simulation temporelle et le $\cos \varphi_1$ issu du LF tels qu'ils sont définis par *Eq II. 2* et *Eq II. 3*.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_n \cdot I_n \cdot \cos[\arg V_n - \arg I_n]}{3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}} = 0.952 \quad \text{Eq II. 2}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = 0.99 \quad \text{Eq II. 3}$$

L'écart entre les deux est dû à la puissance déformante générée par les harmoniques. Le rendement global du réseau peut également être calculé dans les deux cas avec :

$$\eta = \frac{\sum P_{\text{charge}}}{P_{N1}} \quad \text{Eq II. 4}$$

Avec la simulation exacte, le rendement est de 92.6% et de 93.6% avec le load flow. Ces résultats sont très proches et la différence ne fait intervenir que les « pertes harmoniques ».

En conclusion, l'utilisation du load flow donne une idée précise sur les tensions et les courants du réseau. Les modèles en loi de puissance issus de simulations temporelles individuelles permettent de donner aux paramètres n_p et n_q des valeurs très représentatives du comportement d'un convertisseur connecté à un réseau. Cela permet d'avoir également un bilan de puissance proche de la simulation topologique. La méthode est rapide, fiable et simple à mettre en œuvre. Cependant, il faut noter que les pertes dissipées dans l'alternateur et les transformateurs ne peuvent être quantifiées facilement avec un load flow. Pour cela il faudra utiliser un modèle tenant compte des effets fréquentiels tel qu'il existe dans [26].

3.2.2 *Modélisation harmonique*

Contrairement au calcul de répartition de charge, il n'existe pas de méthode classique pour l'analyse des harmoniques. Dans ce genre d'études, il faut pouvoir estimer quantitativement les spectres des courants et des tensions générés par les organes « pollueurs ». Modéliser finement le comportement fréquentiel d'un convertisseur a fait, et fait encore, l'objet de travaux de recherche à part entière. C'est pourquoi, il n'a pas été possible de faire une comparaison illustrée entre tous les modèles existants. On ne fera ici qu'un rapide tour d'horizon de l'état de l'art.

Deux approches existent pour l'étude des harmoniques :

- l'approche temporelle, dite **indirecte**,
- l'approche fréquentielle, dite **directe**.

La première consiste à simuler le ou les organes par une simulation temporelle (les outils adaptés pour ce genre d'étude sont présentés au §4). La mesure des harmoniques se fait en post traitement (d'où le terme **indirecte**) avec une transformée de Fourier (FFT) discrète ou non, tenant compte des règles de base du traitement du signal (temps d'échantillonnage, fenêtre temporelle analysée, régime permanent, etc.). Une modélisation fine des composants permet d'étudier sans problèmes les phénomènes HF. Le pendant de cette précision est le temps de calcul nécessaire. De plus, les constantes de temps des éléments réactifs allongent considérablement les phases transitoires, indissociables de la simulation temporelle. Enfin, il reste les problèmes inhérents de divergence souvent liés aux algorithmes de résolution.

Cette approche possède tout de même de nombreux avantages avec en premier lieu, la description rapide du modèle et la prise en compte de l'environnement (facilité de mettre plusieurs convertisseurs en parallèle qui, une fois interconnectés peuvent modifier les spectres). Pour une étude BF qui requiert un faible échantillonnage, les résultats sont rapides et très précis. On montrera dans le dernier chapitre, qu'une telle modélisation peut être incluse dans une boucle d'optimisation lorsqu'on s'intéresse à un système simple à des fréquences inférieures à 20kHz.

Les méthodes **directes** permettent de définir les grandeurs électriques directement dans le domaine fréquentiel. Certaines de ces méthodes sont particulièrement bien adaptées à l'analyse de la CEM mais moins à l'étude BF [18] [27]. Les deux méthodes suivantes permettent d'analyser en théorie tout la gamme de fréquences suivant la précision donnée aux modèles des interrupteurs et des autres éléments.

L'analyse fréquentielle par représentation d'état a été développée dans [28]. Le principe général est le suivant :

Les variables d'état qui décrivent le comportement du convertisseur sont mises sous forme d'état donnée Eq II. 5.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}x(t) &= A(t) \cdot x(t) + B(t) \cdot u(t) \\ y(t) &= C(t) \cdot x(t) + D(t) \cdot u(t) \end{aligned} \quad \text{Eq II. 5}$$

Avec : x, u et y respectivement les vecteurs d'état, d'entrée et de sortie.

La solution de l'équation d'état x est donnée par Eq II. 6 :

$$x(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t (A(\tau) \cdot x(\tau) + B(\tau) \cdot u(\tau)) \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 6}$$

Les convertisseurs statiques sont des systèmes périodiques. Le changement de topologie suivant l'état du (ou des) interrupteur(s) implique une multiplicité des représentations d'état. Dans ces conditions il est possible d'écrire que :

$$A(t) = A(t + t_0), B(t) = B(t + t_0), C(t) = C(t + t_0), D(t) = D(t + t_0)$$

Cela permet de définir l'évolution du système entre deux commutations telle que :

$$\frac{d}{dt}x_k(t) = A_k(t) \cdot x_k(t) + B_k(t) \cdot u_k(t) \text{ avec } k \in [1, N] \quad \text{Eq II. 7}$$

où N est le nombre de commutations sur une période t_0 . Ainsi, sur un intervalle k , la solution temporelle de la sortie fait intervenir la notion d'exponentielle de matrice telle que :

$$y_k(t) = C_k(t) \cdot (e^{A_k(t-t_{k-1})} \cdot x_k(t_{k-1})) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_k(t-\tau)} \cdot B_k(t) \cdot u(\tau) \cdot d\tau + D_k(t) \cdot u(t) \quad \text{Eq II. 8}$$

Une fois cette équation posée, tout l'intérêt de la méthode est de ne pas la résoudre dans le domaine temporel mais directement en fréquentiel par une transformation de Laplace. Ainsi on obtient :

$$Y(p) = \sum_{k=1}^N \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_k(t) \cdot e^{-p \cdot t} \cdot dt \quad \text{Eq II. 9}$$

et l'amplitude des harmoniques est donnée par :

$$S_n = \frac{2}{T_0} \cdot \left| Y\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_0}\right) \right| \quad \text{Eq II. 10}$$

Au final, cette méthode est très bien adaptée pour l'étude harmonique de convertisseur. Elle a donné de très bons résultats sur des convertisseurs simples [28]. La rapidité de calcul et la robustesse de cette modélisation permettent d'entrevoir une application à l'optimisation. Seule ombre au tableau, la mise en équation reste laborieuse et sujette aux erreurs de calculs... humaines.

Une seconde méthode fréquentielle est basée sur le principe que toute cellule de commutation, commandée ou naturelle représente une fonction de modulation F_{mod} (Figure II- 8) [29].

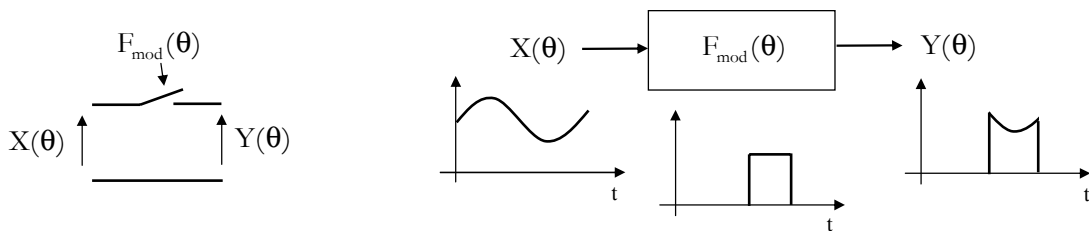


Figure II- 8 : Fonction de modulation [29]

$$Y(\theta) = X(\theta) \cdot F_{\text{mod}}(\theta) \quad \text{où } \theta = \omega \cdot t \quad \text{Eq II. 11}$$

La fonction de modulation peut s'écrire :

$$F_{\text{mod}}(\boldsymbol{\theta}) = F^0 + \sum_{k=1}^{\infty} (F_a^k \cdot \cos(k \cdot \boldsymbol{\theta}) + F_b^k \cdot \sin(k \cdot \boldsymbol{\theta})) \quad \text{Eq II. 12}$$

où F_a^k et F_b^k , représentent les coefficients de Fourier au rang d'harmonique k .

La grandeur $X(\boldsymbol{\theta})$ est définie par Eq II. 13 :

$$X^p(\boldsymbol{\theta}) = X_a^p \cdot \cos(p \cdot \boldsymbol{\theta}) + X_b^p \cdot \sin(p \cdot \boldsymbol{\theta}) \quad \text{Eq II. 13}$$

Le résultat du produit de cette grandeur modulée par la fonction de modulation est mis sous forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} Y^0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \left(\begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ F_b^p & -F_a^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^p & F_b^p \\ -F_b^p & F_a^p \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 14}$$

$$\begin{bmatrix} Y_a^n \\ Y_b^n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} F_a^{p+n} & F_b^{p+n} \\ F_b^{p+n} & -F_a^{p+n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^{p-n} & F_b^{p-n} \\ -F_b^{p-n} & F_a^{p-n} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} X_a^p \\ X_b^p \end{bmatrix}$$

De la même manière que la méthode par représentation d'état, chaque phase de conduction du convertisseur se traduit par une fonction de modulation différente. Sur une période, le résultat final est la somme de toutes les phases. Cela fait intervenir les angles de commandes des interrupteurs. Dans le cas des convertisseurs commandés ou en conduction forcée, cet angle est connu. En revanche, lors de commutations naturelles et en régime discontinu, il est plus difficile de le calculer (cette remarque est vraie aussi pour la méthode par représentation d'état).

Cette méthode a notamment été appliquée lors de l'analyse d'une chaîne de traction de tramway comportant un transformateur associé à un pont de diodes en conduction continue. Les résultats attestent de l'intérêt d'une telle méthode notamment pour la traçabilité des harmoniques et inter-harmoniques. Il reste cependant des difficultés de modélisation en conduction discontinue. La rapidité de calcul (méthode itérative de type Newton) laisse tout de même envisager une modélisation adaptée à l'optimisation.

Au regard des avantages et des inconvénients de chacune des méthodes, il est difficile de donner un avis exclusif. La simplicité indéniable d'une approche indirecte, avec un aspect non négligeable sur la facilité d'étudier le convertisseur quel que soit son mode de conduction (continu / discontinu), en font une méthode très utilisée par les ingénieurs.

Elle souffre cependant de problèmes de convergence et reste inadaptée à l'optimisation de systèmes complexes, compte tenu du temps de calcul. A l'inverse, les méthodes directes sont plus difficiles à formaliser mais elles sont rapides et précises donc parfaitement intégrables dans une démarche de conception avec optimisation. A l'avenir, la méthode qui semble se démarquer est la méthode directe par représentation d'état. Suivant le degré de modélisation des composants, cette approche est aussi bien valable en BF qu'en HF pour l'étude CEM, ce qui en fait un atout majeur. De plus, le formalisme d'état peut faire penser à l'étude de stabilité petits signaux telle qu'elle va être décrite ci-après (si l'on se restreint au fondamental). Autrement dit, on peut imaginer un même modèle pour l'étude harmonique et dynamique.

3.3 Le domaine dynamique

Au même titre que l'étude statique, l'analyse dynamique du réseau embarqué est primordiale dans la conception de celui-ci. Cette analyse va conditionner le choix de nombreux organes (protections, lois de commande) pour permettre d'assurer à la fois la qualité de fourniture électrique mais surtout (et c'est encore plus vrai dans un réseau d'avion) la continuité d'alimentation. Il serait fortement dommageable que la mise en route d'une charge vienne perturber le réseau et les autres charges connectées au point de déclencher les protections. Ce risque, très rare, va cependant crescendo avec les nombreux convertisseurs électriques. On a vu dans le chapitre I avec un exemple, certes simpliste, qu'un hacheur pouvait être instable et perturber le réseau. L'augmentation du nombre de variables d'état liées aux convertisseurs introduit des modes supplémentaires qu'il convient d'identifier pour éviter ces phénomènes.

L'apport d'une méthode d'analyse dynamique doit ainsi pouvoir garantir la stabilité mais elle doit également permettre de choisir les lois de commande voire de prédire une meilleure localisation spatiale d'une charge. C'est dans ce contexte que sera présentée une méthode basée sur l'analyse modale, couramment employée dans les réseaux de transport, mais appliquée ici à un réseau embarqué. Au préalable, l'analyse de stabilité par le respect des critères de Middlebrook sera présentée. Cette méthode est unanimement utilisée dans l'étude de stabilité de plusieurs convertisseurs interconnectés. Son intérêt dans la compréhension des paramètres sensibles du système (et donc son optimisation) sera discuté.

Quelle que soit la méthode, modale ou de Middlebrook, il s'agit d'analyses petits signaux autour d'un point de fonctionnement permettant d'utiliser les techniques des systèmes linéaires. Dans l'analyse grands signaux, les techniques diffèrent et ne seront pas traitées dans ce mémoire.

3.3.1 Critères de « Middlebrook »

Les critères de Middlebrook ont très brièvement été utilisés dans le premier chapitre à propos des risques des charges à puissance constante sur la stabilité d'un réseau. Il s'agit ici de donner des définitions exactes sur ces critères et leurs applications.

Middlebrook a été le premier à s'intéresser aux interactions entre filtres et convertisseurs [30]. L'objectif principal était de s'affranchir des risques d'oscillations de tension possibles en proposant des critères sur les impédances d'entrée et de sortie. Par la suite, avec cette même analyse, il a été possible d'étudier les interactions de sous systèmes, quels qu'ils soient et notamment les convertisseurs connectés sur un même bus. Schématiquement, cette approche est traduite comme sur la Figure II- 9 pour deux sous-systèmes indépendants.

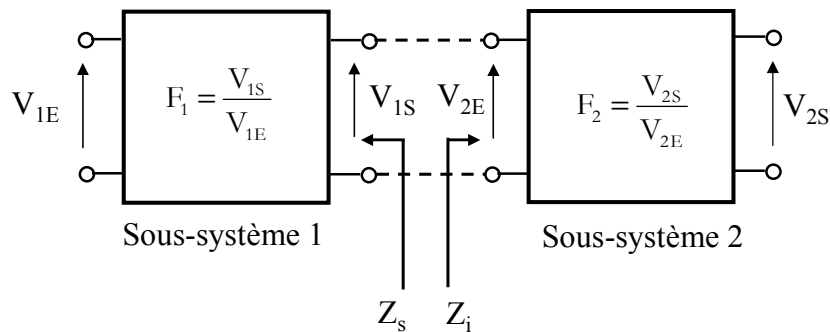


Figure II- 9 : Mise en série de deux sous-systèmes

Avec : F_1 , fonction de transfert du sous-système 1

F_2 , fonction de transfert du sous-système 2

Z_s , impédance de sortie du sous-système 1

Z_i , impédance d'entrée du sous-système 2

La fonction de transfert de l'association est donnée par Eq II. 15.

$$F_{12} = \frac{V_{2S}}{V_{1E}} = F_1 \cdot F_2 \frac{1}{1 + T(s)} \text{ avec } T(s) = \frac{Z_s}{Z_i} \quad \text{Eq II. 15}$$

Deux critères sont applicables pour vérifier la stabilité du système. Tout d'abord, sur l'ensemble du domaine fréquentiel, il faut que $|Z_s| \ll |Z_i|$. Dans le plan complexe, ce critère se traduit par la région interdite en rayé, illustrée Figure II- 10. Il est mathématiquement peu rigoureux (le terme *très inférieur* restant subjectif) mais, de par sa grande restriction du domaine autorisé, il garantit une stabilité certaine. Ce critère est vérifiable en post-conception par le biais de mesures expérimentales. Cependant, pour appliquer cette méthode dans une analyse préalable il faut déterminer analytiquement les deux impédances, chose bien moins évidente.

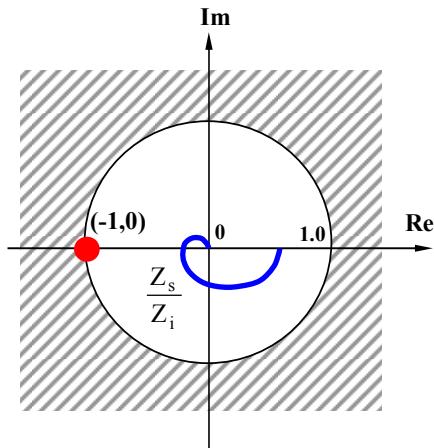


Figure II- 10 : Premier critère de Middlebrook

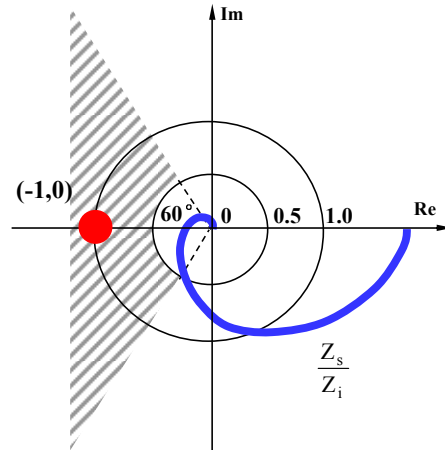


Figure II- 11 : Application de marges de stabilité sur le second critère

Le second critère concerne la fonction de transfert $T(s)$. Celle-ci doit répondre aux critères de stabilité au sens de Nyquist (placement de la trajectoire en fonction du point de coordonnées $[-1 ; 0]$ dans le plan complexe). Des marges de gain et de phase peuvent être définies afin de réduire les risques d'instabilité. Dans le plan complexe, Figure II- 11, le cas classique d'une marge de gain de -6dB (qui se traduit par un cercle de rayon 0.5) et d'une marge de phase de 60° est montré. Cette vérification est mathématiquement plus rigoureuse mais reste, comme la précédente, difficile à mettre en œuvre analytiquement.

Pour illustrer cela, reprenons le cas d'un hacheur série sur charge résistive avec un filtre d'entrée L, C comme indiqué sur la Figure II- 12. La régulation se fait sur la tension de sortie ($V_c=28\text{V}$) par l'intermédiaire d'un correcteur proportionnel-intégral. La tension d'entrée est de 350V et la puissance est fixée à 5kW grâce à la résistance de sortie R_h . Les deux sous-systèmes considérés sont encadrés en pointillés (cf ANNEXE 1 pour paramètres).

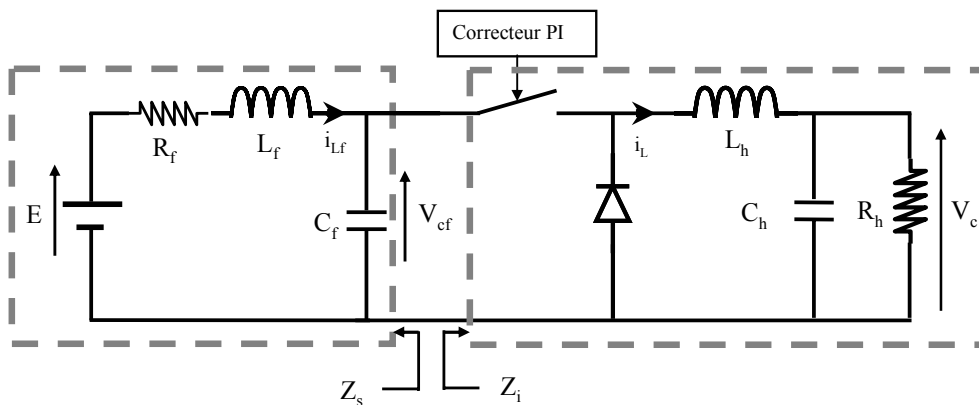


Figure II- 12 : Hacheur série avec régulation de tension de V_c

Sans développer précisément les calculs, on peut déterminer les impédances Z_s et Z_i (en conduction continue) telles que [3] :

$$Z_s(\omega) = \frac{R_f + j \cdot \omega \cdot L_f}{1 - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_f + j \cdot \omega \cdot R_f \cdot C_f} \quad \text{Eq II. 16}$$

$$Z_i(\omega) = \frac{1}{\left(\frac{-C(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)}{1 + Z(\omega) \cdot B(\omega) + A(\omega) \cdot \text{Cor}(\omega) \cdot Z(\omega)} \right) \cdot \left(A_e(\omega) + \frac{B_e(\omega)}{\text{Cor}(\omega)} \right) + C_e(\omega)} \quad \text{Eq II. 17}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \text{Cor}(\omega) &= K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot j \cdot \omega}{\tau_i \cdot j \cdot \omega} & Z(\omega) &= \frac{R_h}{1 + R_h \cdot C_h \cdot j \cdot \omega} \\ A(\omega) &= \frac{V_e}{j \cdot \omega \cdot L_h} & B(\omega) &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} \\ A_e(\omega) &= \frac{V_e \cdot \alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} + \frac{V_e \cdot \alpha}{R_h} & B_e(\omega) &= \frac{\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_h} & C_e(\omega) &= \frac{\alpha^2}{j \cdot \omega \cdot L_h} \end{aligned}$$

Le fait de prendre en compte la régulation dans le calcul de l'impédance du hacheur rend celle-ci, de suite, non triviale. Autrement dit, pour un convertisseur plus complexe avec plusieurs boucles de régulations imbriquées (cas d'un PFC triphasé par exemple), le travail s'annonce de longue haleine.

Les tracés des impédances Z_s et Z_i ainsi que le lieu de Nyquist de $T(s)$ sont donnés par la Figure II- 13 et la Figure II- 14. Pour chaque critère, trois cas sont considérés avec différentes valeurs de L_f (200 μ H, 710 μ H et 1000 μ H).

Si le choix de faire varier L_f plutôt qu'un autre élément est complètement subjectif, les valeurs prises en exemple ne le sont pas. En effet, par l'intermédiaire du critère de Nyquist, nous avons cherché par dichotomie, trois cas de figure où le hacheur est respectivement stable, asymptotiquement stable et instable. La même étude peut très bien se faire sur les autres éléments (capacités, résistances, paramètres du correcteur).

En parallèle, la structure exacte du hacheur est simulée en temporel pour chaque valeur de L_f . Les résultats sur le courant d'entrée et la tension de sortie du hacheur sont respectivement donnés Figure II- 15 et Figure II- 16.

Ces tracés temporels corroborent la méthode décrite car il apparaît en fonction de L_f , un cas stable, asymptotiquement stable puis instable. Des termes résistifs, et donc amortissants, sont ajoutés (involontairement) dans la simulation par le biais des résistances R_{on} et R_{off} de l'interrupteur, ce qui justifie une divergence lente pour $L_f = 1000\mu$ H.

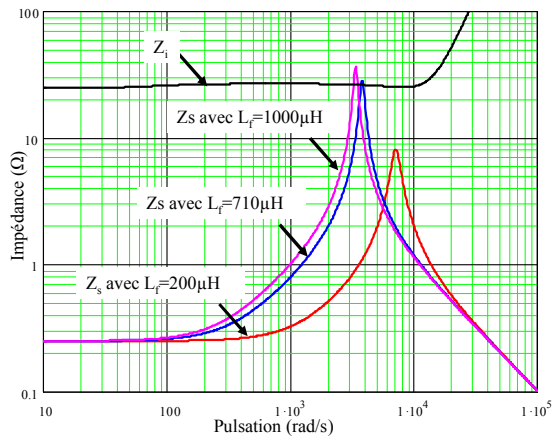


Figure II- 13 : Impédances des Z_i et Z_s

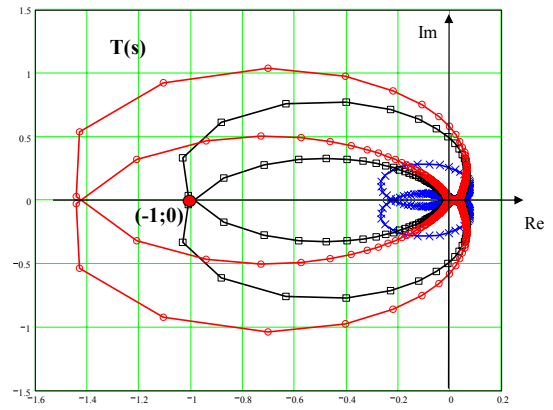


Figure II- 14 : Lieu de Nyquist de $T(s)$.
 X : $L_r=200\mu\text{H}$; \square : $L_r=710\mu\text{H}$; O : $L_r=1000\mu\text{H}$

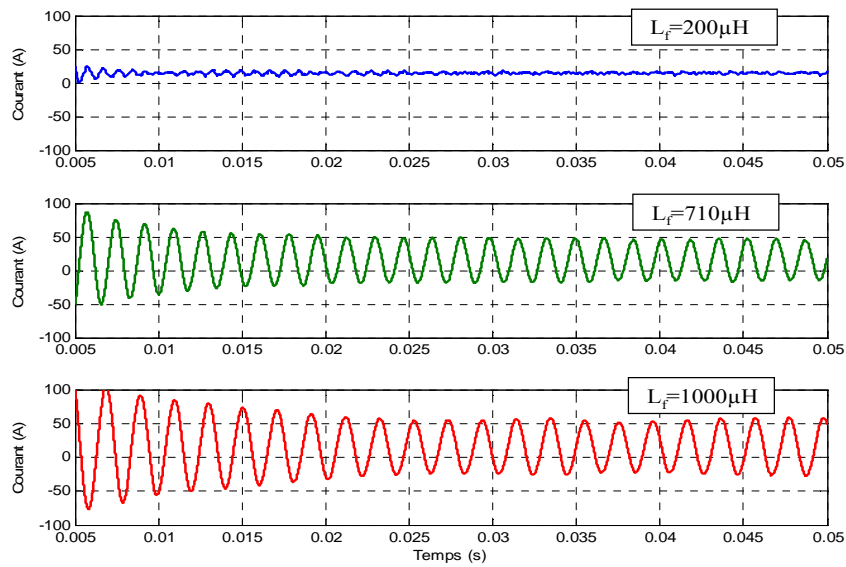


Figure II- 15 : Courant d'entrée du hacheur, i_{LF}

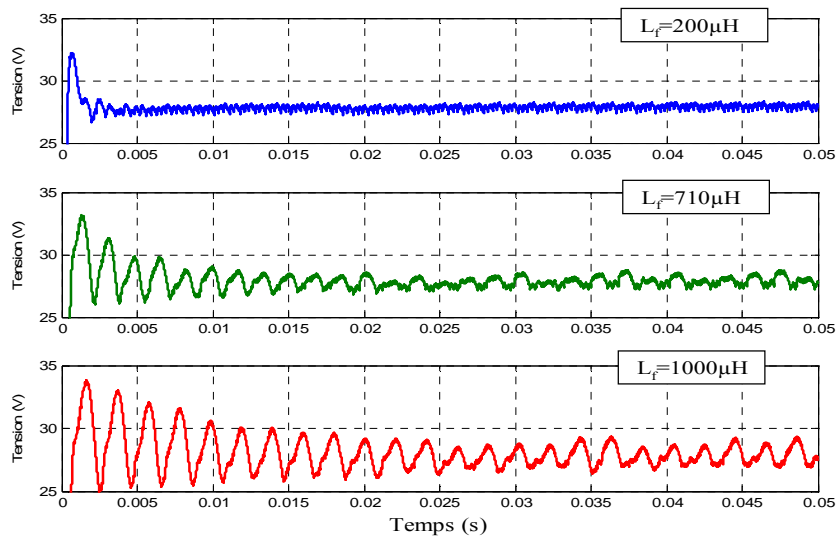


Figure II- 16 : Tension de sortie du hacheur V_C

Il est possible d'étendre le principe à un réseau de plusieurs charges en parallèle. Par exemple, pour le réseau donné Figure II- 17 (a), il faut connaître l'impédance de sortie du convertisseur source et celles d'entrée de tous les convertisseurs de charge [31][32]. Ainsi, la fonction de transfert $T'(s)$ (Eq II. 18) est le ratio entre l'impédance de sortie et l'impédance équivalente de la mise en parallèle des impédances d'entrée.

$$T'(s) = \frac{Z_s}{Z_i} = \frac{Z_s}{\frac{Z_{i1}}{Z_s} + \frac{Z_s}{Z_{i2}} + \dots + \frac{Z_s}{Z_{in}}} \quad \text{Eq II. 18}$$

Les zones interdites dans le plan complexe, pour respecter les critères de stabilité, sont illustrées Figure II- 17. Ces régions diffèrent selon qu'on s'intéresse à la fonction $\frac{Z_s}{Z_i}$ ou à la fonction $\frac{Z_s}{Z_{ik}}$. Les conditions sont très restrictives pour la seconde, car la marge de gain est proportionnelle au nombre de convertisseurs de charge présents.

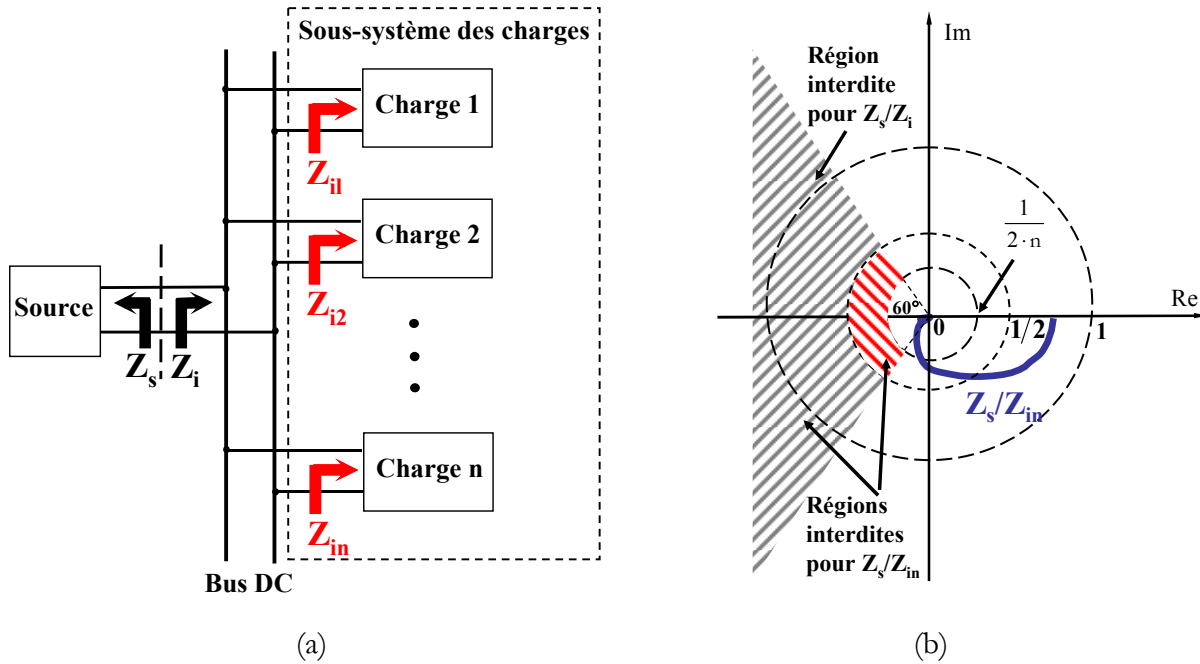


Figure II- 17 : Exemple de plusieurs charges sur un même bus (a) et application du critère de stabilité (b) [31]

Bilan sur cette méthode :

De par les critères très stricts, cette approche s'avère particulièrement fiable pour garantir la stabilité d'un convertisseur ou d'un réseau. Cependant, dans une démarche d'analyse pour la conception, elle est difficilement exploitable pour plusieurs raisons. Tout d'abord, analytiquement le calcul des impédances peut devenir très lourd avec des convertisseurs complexes. Ceci justifie qu'elles sont souvent mesurées en post-conception.

Ensuite ... et surtout, avec un système qui comporte des dizaines voire des centaines de paramètres, il est très difficile de déterminer lesquels sont sujets à rendre le système instable, sauf par des campagnes d'étude de sensibilité sur chacun d'eux ... autant dire un vrai travail de fourmi.

3.3.2 Approche modale

Comme Middlebrook, l'analyse modale n'est pas nouvelle et existe depuis très longtemps notamment dans le cadre des grands réseaux de transport. Elle est basée sur des outils mathématiques couramment utilisés en automatique et les lignes qui suivent sont fortement inspirées des travaux menés dans [33]. Cependant, la particularité des réseaux embarqués avec l'omniprésence de convertisseurs statiques, amène à adapter quelque peu cette méthode par rapport aux grands réseaux, notamment pour la prise en compte des variables d'état associées aux convertisseurs. Voici tout d'abord quelques rappels indispensables sur la représentation d'état et les outils associés nécessaires à une bonne compréhension l'approche proposée.

a Représentation d'état et linéarisation

Le comportement dynamique d'un système quelconque d'ordre n peut être décrit par n équations différentielles (linéaires ou non) du premier ordre avec r entrées telles que :

$$\dot{x} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n; u_1, u_2, \dots, u_r; t) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Eq II. 19}$$

Avec une écriture matricielle, on obtient :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 20}$$

$$\text{Où : } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad f = \begin{Bmatrix} f_1(x, u, t) \\ f_2(x, u, t) \\ \vdots \\ f_n(x, u, t) \end{Bmatrix}$$

Le vecteur d'état x est composé des éléments x_i , appelés variables d'état et le vecteur u est composé des entrées du système. Dans le cas où les dérivées des variables d'état ne sont pas fonction du temps, l'équation Eq II. 20 devient :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad \text{Eq II. 21}$$

Les variables de sortie y que l'on souhaite observer sont elles aussi fonctions de x et de u :

$$y = g(x, u) \quad \text{Eq II. 22}$$

Dans le cas où les fonctions f_i de Eq II. 21 sont linéaires, elles ne possèdent qu'un seul point d'équilibre (si la matrice d'état n'est pas singulière). Pour les systèmes non linéaires (cas le plus répandu), il existe plusieurs points d'équilibre caractéristiques du comportement dynamique du système. Pour appliquer les méthodes des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires, il convient de faire une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Ce dernier peut être calculé par la résolution de l'ensemble des équations différentielles, lorsque les dérivées sont toutes nulles ou par un bilan de puissance.

La linéarisation s'effectue de la manière suivante. Soient x_0 le vecteur d'état initial et u_0 le vecteur d'entrée correspondant au point d'équilibre et Δ une petite variation autour de ce même point, alors les vecteurs x et u s'écrivent :

$$x = \Delta x + x_0 \text{ et } u = \Delta u + u_0 \quad \text{Eq II. 23}$$

Pour linéariser l'équation Eq II. 21, x_0 et u_0 doivent satisfaire :

$$\dot{x}_0 = f(x_0, u_0) = 0 \quad \text{Eq II. 24}$$

Ainsi :

$$\dot{x} = \Delta \dot{x} + \dot{x}_0 = f[(x_0 + \Delta x), (u_0 + \Delta u)] \quad \text{Eq II. 25}$$

Si on applique une décomposition en séries de Taylor et en négligeant les termes dont l'ordre supérieurs ou égal à 2, on obtient :

$$\dot{x}_i = \Delta \dot{x}_i + \dot{x}_{i0} = f_i(x_0, u_0) + \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \cdot \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \cdot \Delta x_n + \frac{\partial f_i}{\partial u_1} \cdot \Delta u_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial u_n} \cdot \Delta u_n \quad \text{Eq II. 26}$$

Dans ce cas, la linéarisation de Eq II. 21 et Eq II. 22 est la suivante :

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x} &= A \cdot \Delta x + B \cdot \Delta u \\ \Delta y &= C \cdot \Delta x + D \cdot \Delta u \end{aligned} \quad \text{Eq II. 27}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_r} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial g_m}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial g_m}{\partial u_r} \end{bmatrix}$$

La matrice A de taille n x n est aussi appelée matrice Jacobienne.

b Valeurs propres et vecteurs propres

Les valeurs propres λ_i d'un système, sont les solutions des équations Eq II. 28 et Eq II. 29 où les variables ϕ_i et ψ_i sont respectivement les vecteurs propres, non nuls, droits et gauches de A.

$$A \cdot \phi_i = \lambda_i \cdot \phi_i \Rightarrow (A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad \text{ou} \quad \text{Eq II. 28}$$

$$\psi_i \cdot A = \lambda_i \cdot \psi_i \Rightarrow \psi_i \cdot (A - \lambda_i \cdot I) = 0 \quad \text{Eq II. 29}$$

où $\phi_i = \begin{bmatrix} \phi_{1i} \\ \phi_{2i} \\ \vdots \\ \phi_{ni} \end{bmatrix}$ et $\psi_i = [\psi_{i1} \quad \psi_{i2} \quad \dots \quad \psi_{in}]$.

Dans le cas où ces vecteurs correspondent à une valeur propre différente, ils sont orthogonaux. Autrement dit, pour $\lambda_i \neq \lambda_j$, le produit $\psi_j \cdot \phi_i = 0$. Dans le cas contraire, si les vecteurs propres correspondent à la même valeur propre, le produit est égal à :

$$\psi_j \cdot \phi_i = C_i \quad \text{Eq II. 30}$$

où C_i est une constante non nulle (lorsque les vecteurs sont normalisés, $C_i=1$).

La stabilité du système est directement donnée par les valeurs propres λ_i qui peuvent être réelles ou complexes. Le théorème de Lyapunov stipule que si, et seulement si, toutes les valeurs propres sont à parties réelles négatives alors le système est asymptotiquement stable. Si elles sont nulles, le système est oscillatoire. Enfin, si elles sont positives, le système est divergent.

Ce théorème se justifie en temporel puisqu'à chaque valeur propre λ_i correspond un **mode** oscillant $e^{\lambda_i t}$. Ceci introduit d'ailleurs la notion de mode.

c Matrices modales et réponse temporelle

Pour utiliser toutes les propriétés de A, on introduit les matrices suivantes :

$$\Phi = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \quad \text{et} \quad \Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad \text{et la matrice diagonale} \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}$$

Compte tenu de Eq II. 28 et Eq II. 30 (normalisée), il est possible d'écrire que :

$$A \cdot \Phi = \Phi \cdot \Lambda \Rightarrow \Phi^{-1} \cdot A \cdot \Phi = \Lambda$$

et $\Psi \cdot \Phi = I$

Eq II. 31

L'intérêt d'une telle écriture est de s'affranchir des termes couplés pour ne conserver que les paramètres diagonaux. Ainsi, par le biais du changement de base Eq II. 32, on obtient le nouveau système Eq II. 33.

$$\Delta \mathbf{x} = \Phi \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 32}$$

$$\dot{\mathbf{z}} = \Lambda \cdot \mathbf{z} \quad \text{Eq II. 33}$$

Cela se traduit en temporel par :

$$z_i(t) = z_i(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 34}$$

avec $z_i(0)$, les conditions initiales de z_i .

La relation, en temporelle, entre ces deux bases est :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \Phi \cdot \mathbf{z}(t) = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_n] \cdot \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{z}(t) = \Psi \cdot \Delta \mathbf{x}(t) \quad \text{Eq II. 35}$$

Au final, la réponse temporelle d'une variable d'état est fonction des vecteurs propres et des conditions initiales des variables d'état telle que :

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n \phi_i \cdot \psi_i \cdot \Delta \mathbf{x}(0) \cdot e^{\lambda_i \cdot t} \quad \text{Eq II. 36}$$

L'enchaînement des ces équations pour arriver à ce résultat prend tout son sens dans la compréhension des outils qui suivent.

d Sensibilité et facteur de participation

Modéliser un système tel que Eq II. 27 ne donne pas davantage d'informations que les impédances de la méthode de Middlebrook. En revanche, il est possible, à partir de ce modèle, d'utiliser des outils d'aide à la conception tels que **l'étude de sensibilité** et le calcul des **facteurs de participation**. Le rappel de ces outils issus de [33] et de [34] est le suivant :

Si on dérive partiellement Eq II. 28 en fonction des éléments a_{kj} de A on obtient la relation suivante :

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \Lambda \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \cdot \phi_i + \lambda_i \cdot \frac{\partial \phi_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 37}$$

En multipliant cette relation par ψ_i et en considérant les équations Eq II. 29 et Eq II. 30, on trouve la relation Eq II. 38.

$$\Psi_i \cdot \frac{\partial A}{\partial a_{kj}} \cdot \Phi_i = C_i \cdot \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \quad \text{Eq II. 38}$$

Etant donné que l'on s'intéresse à la sensibilité **d'un** élément a_{kj} sur les valeurs propres, il est possible de dire que tous les éléments de $\frac{\partial A}{\partial a_{kj}} = 0$ sauf pour $\frac{\partial A_{kj}}{\partial a_{kj}}$ où le résultat est unitaire.

Dans ces conditions Eq II. 38 devient :

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} = \frac{\Psi_{ki} \cdot \Phi_{ji}}{C_i} \quad \text{Eq II. 39}$$

On obtient ainsi la **sensibilité** d'une valeur propre λ_i en fonction des éléments de la matrice d'état A par un simple produit des matrices modales (à une constante près). Le résultat est une matrice cubique de taille $n \times n \times n$. En présence de nombreuses variables d'état, cette matrice devient rapidement conséquente.

La matrice P_i des **facteurs de participation** (de taille $n \times n$) est donnée par Eq II. 40. Elle mesure la participation de la k-ième variable d'état sur la i-ième valeur propre (et inversement).

$$P_i = \Phi_i \cdot \Psi_i = \begin{bmatrix} P_{1i} \\ P_{2i} \\ \vdots \\ P_{ki} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{1i} \cdot \Psi_{i1} \\ \Phi_{2i} \cdot \Psi_{i2} \\ \vdots \\ \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 40}$$

$$\text{avec } P_{ki} = \Phi_{ki} \cdot \Psi_{ik} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kk}}$$

On le voit, le facteur de participation est un cas particulier du calcul de sensibilité car il contient tous les termes diagonaux de la matrice cubique des sensibilités. Schématiquement ces matrices peuvent être représentées comme suit :

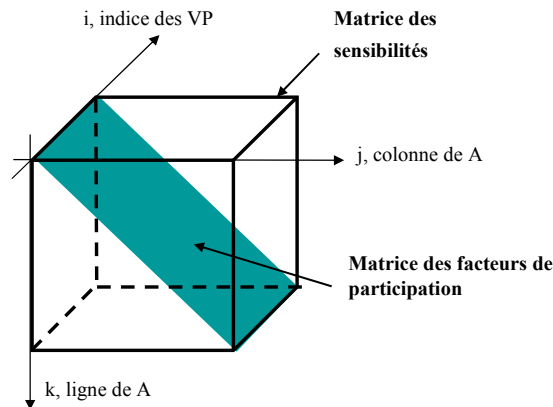


Figure II- 18 : Représentation spatiale des matrices des sensibilités et des facteurs de participation.

Afin d'interpréter le facteur de participation, il faut remonter à l'équation temporelle de Δx , Eq II. 36 et identifier à Eq II. 40.

Ainsi on dit que $\Psi_i \cdot \Delta x(0)$ est la contribution des conditions initiales $\Delta x(0)$ dans le i-ième mode et ϕ_i décrit l'activité de chaque variable d'état dans le i-ième mode.

Si $\Delta x(0) = e_k$ où e_k est le k-ième vecteur unitaire (la k-ième entrée est à 1 et les autres à 0) alors :

$$\Delta x_k(t) = \sum_{i=1}^n (P_{ki} \cdot e^{\lambda_i t}) \quad \text{Eq II. 41}$$

Rem : Les outils d'analyse de sensibilité et de facteur de participation ont été développés et codés dans le cadre d'un stage d'ingénieur de fin d'études [35].

Pour illustrer le facteur de participation, envisageons le système du second ordre suivant :

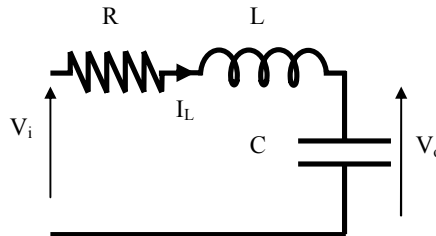


Figure II- 19 : Système RLC du second ordre

Les équations différentielles qui régissent les variables d'état sont données par Eq II. 42.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i \quad \text{Eq II. 42}$$

Les deux valeurs propres issues de cette écriture matricielle sont complexes conjuguées et forment donc un mode tel que :

$$\lambda_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad \text{Eq II. 43}$$

Avec :

$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, la pulsation naturelle.

$\xi = \frac{R}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$, le coefficient d'amortissement.

En plus de la stabilité, les parties réelles et imaginaires fournissent d'autres informations notamment sur la pulsation naturelle et sur le coefficient d'amortissement (Figure II- 20).

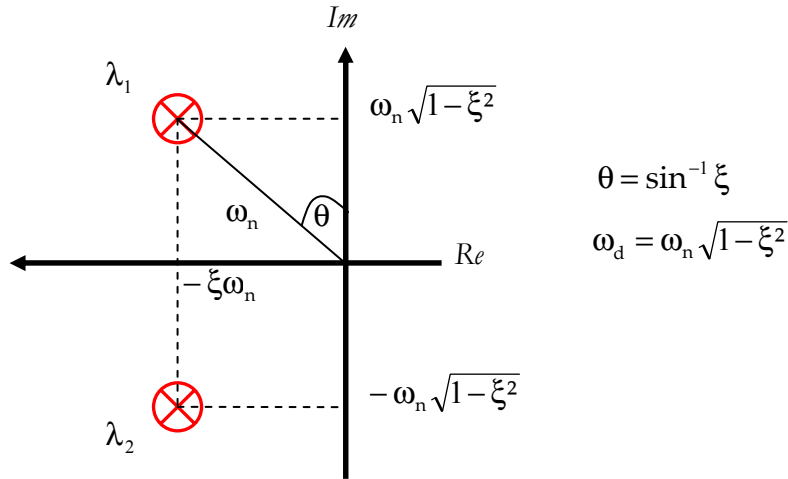


Figure II- 20 : Identification des valeurs propres dans le plan complexe

La réponse impulsionnelle de la tension est donnée par Eq II. 44. On retrouve dans cette expression les paramètres précédents avec une seconde pulsation oscillatoire ω_d .

$$\begin{aligned}
 V_0(t) &= \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \cdot \sin(\omega_d t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_n t} \frac{e^{j(\omega_d t)} - e^{-j(\omega_d t)}}{2j} \\
 &= \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_1 t} + \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{\lambda_2 t}
 \end{aligned}
 \tag{Eq II. 44}$$

Par identification entre les équations Eq II. 41 et Eq II. 44, on peut dire que le facteur de participation de la variable V_0 sur les deux valeurs propres est $P = \frac{1}{2j \cdot \sqrt{1-\xi^2}}$.

Bilan : Les performances dynamiques sont dictées par les structures des convertisseurs et leurs lois de commande. Dans une démarche de conception, il est important de trouver ce compromis structure-commande. Pour cela, l'approche Middlebrook ne semble pas, ou peu adaptée. En effet, il n'est pas possible de trouver rapidement les paramètres sensibles avec une telle approche.

En revanche, l'analyse modale permet, d'un point de vue dynamique, de concevoir les lois de commande et d'aider le concepteur à l'élaboration d'une structure. Les outils (facteur de participation, sensibilité) permettent de localiser les modes les plus critiques (au sens du cahier des charges dans le domaine dynamique) ainsi que les paramètres les plus influents. Ainsi le correcteur peut être réglé de manière optimale. Avant cela, il importe de modéliser sous forme d'état le convertisseur, ce qui constitue probablement l'étape la plus difficile de l'approche modale.

e Modélisation moyenne

Jusqu'à présent, l'utilisation de la représentation d'état, puis des outils associés tels que l'analyse des valeurs propres, le calcul du facteur de participation et l'analyse de sensibilité est monnaie courante dans les réseaux HT. Cependant, les variables d'états prises en considération portent principalement sur le comportement (électrique et mécanique) des alternateurs. Les modèles des charges sont une agrégation en puissance active et réactive. Au mieux, le modèle n'est fonction que de la tension ou de la fréquence mais généralement, les variables d'états des charges ne sont pas intégrées.

Dans les réseaux embarqués, les nombreux modes liés aux charges non linéaires doivent être intégrés. Reste un détail, comment faire ? Si l'écriture des équations différentielles d'une machine quelconque reste usuelle, il est plus difficile d'écrire celles-ci en présence d'interrupteurs car à chaque état de ceux-ci correspond un schéma équivalent différent et donc un jeu d'équations différent. Pour faire face à cela, il est possible d'utiliser une **modélisation moyenne**. A la base, celle-ci consiste à transformer le modèle original discontinu d'un convertisseur en un modèle continu et invariant pour mettre au point les lois de commande.

Le premier « modèle moyen » a été proposé par Middlebrook (toujours le même) et Cuk [36]. L'idée est d'effectuer la moyenne sur une fenêtre T d'un signal $f(t)$, pas forcément périodique (Eq II. 45) :

$$\langle f(t) \rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 45}$$

On note que la moyenne glissante dépend du temps mais en régime établi, elle se confond avec la moyenne classique. Une propriété fondamentale de la moyenne glissante est :

$$\frac{d}{dt} \langle f(t) \rangle_0(t) = \left\langle \frac{d}{dt} f(t) \right\rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 46}$$

Soit dans le cas d'une variable d'état :

$$\frac{d}{dt} x(t) = f(x, u, t) \quad \text{Eq II. 47}$$

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_0(t) = \langle f(x, u, t) \rangle_0(t) \quad \text{Eq II. 48}$$

Dans l'exemple du hacheur Figure II- 12, l'écriture du courant absorbé est :

$$\frac{d}{dt} i_{Lf} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{Lf} - V_{Cf} - R_{Cf} \cdot (i_{Lf} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq II. 49}$$

avec : $u=0$, interrupteur ouvert,

$u=1$, interrupteur fermé.

Le rapport cyclique moyen est donné par : $\langle u \rangle_0 = \alpha$

Ainsi, la moyenne de Eq II. 49 est Eq II. 50 avec une hypothèse forte, qui est de considérer que la moyenne des produits est égale au produit des moyennes. L'illustration graphique de ce modèle sur la tension de sortie du hacheur est donnée Figure II- 21.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{Lf} \rangle_0 = \frac{1}{L_f} \cdot \left[\langle E \rangle_0 - R_f \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle V_{Cf} \rangle - R_{Cf} \cdot \langle i_{Lf} \rangle_0 - \langle u \rangle_0 \cdot \langle i_L \rangle_0 \right] \quad \text{Eq II. 50}$$

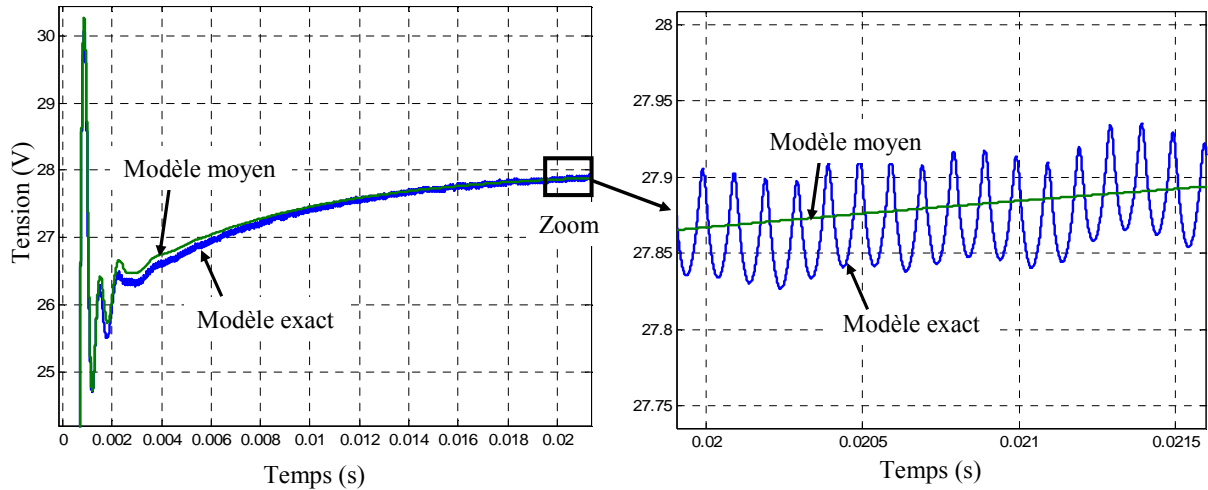


Figure II- 21 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur la tension de sortie du hacheur de la Figure II- 12

Cette hypothèse introduit obligatoirement des limites sur la validité de ce genre de modélisation. Le modèle moyen classique ne peut s'appliquer aux convertisseurs travaillant en conduction discontinue ou dont les variables d'état sont à valeurs moyenne nulle (grandeurs sinusoïdales par exemple). Pour pallier cette insuffisance, le modèle moyen généralisé (MMG) a été développé sur des convertisseurs comprenant à la fois des étages continus et alternatifs [37] [38].

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k (t) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot t} \quad \text{Eq II. 51}$$

où $\langle x \rangle_k (t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. De même que la moyenne glissante définie dans Eq II. 45, il est possible de définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk \cdot \omega \tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq II. 52}$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad \text{Eq II. 53}$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad \text{Eq II. 54}$$

Rem : En posant $k=0$, on retrouve le modèle moyen classique.

La Figure II- 22 montre la différence entre le modèle topologique et le MMG à l'ordre un d'un redresseur triphasé commandé en MLI. On voit que les dynamiques lentes et le fondamental sont respectés.

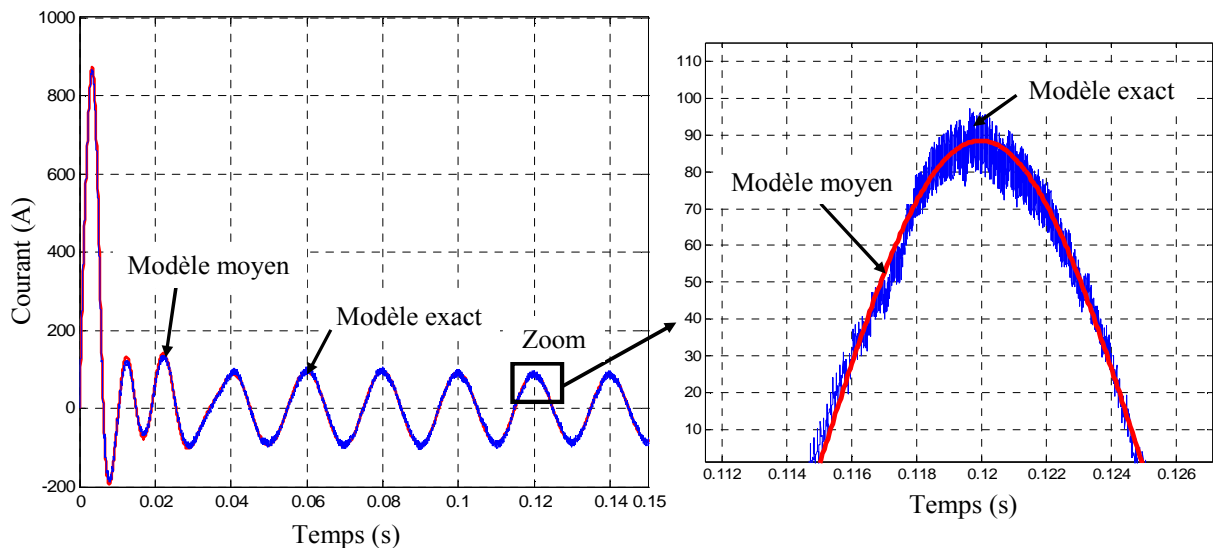


Figure II- 22 : Comparaison des modèles topologique et moyen sur le courant absorbé par un PFC triphasé

Que ce soit dans l'exemple du hacheur ou du redresseur, il apparaît clairement que l'information donnée par le fondamental est conservée et seuls les effets hautes fréquences sont négligés. Une telle modélisation est très rapide en temps de calcul. Par exemple, dans le cas du redresseur, le temps de simulation est divisé par dix entre le modèle exact et le modèle moyen. De plus, grâce à cette modélisation, un convertisseur peut être mis sous forme d'état continue et invariante ce qui permet dans ces conditions, d'introduire les valeurs propres et les modes associés.

f Synthèse sur l'analyse modale

Au final, on vient de le voir, l'analyse modale est assez longue à mettre en œuvre principalement à cause de la modélisation. La procédure à retenir est celle donnée Figure II- 23. Il faut écrire l'ensemble des équations différentielles (électriques et mécaniques), y compris les boucles de régulation, qui définissent le comportement dynamique du réseau. Pour prendre en compte les modes associés aux convertisseurs il faut créer les modèles moyens. Ensuite, l'ensemble doit être mis sous forme d'état, puis linéarisé pour faire l'analyse proprement dite. Le développement informatique des outils de sensibilité et de facteur de participation demande, certes du temps au début, mais une fois créés, leur généricité les rend applicables à n'importe quel système.

Enfin, les lois de commande et les paramètres structuraux sont autant de grandeurs qui peuvent être pré-dimensionnées par cette approche modale.

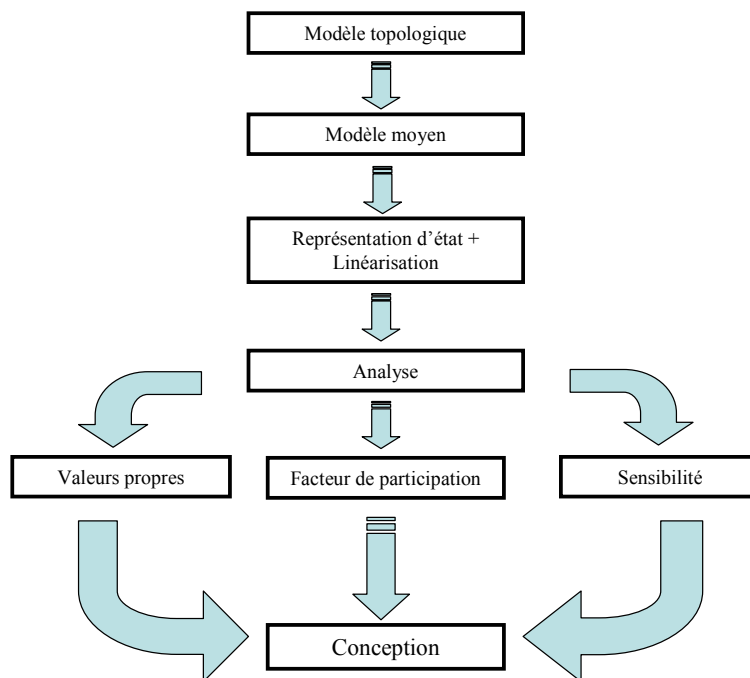


Figure II- 23 : Synthèse de l'analyse modale

Cette méthodologie sera utilisée en détail dans le chapitre III, dans un premier temps sur l'exemple du hacheur série puis dans un second, sur une association alternateur – machine qui fait l'objet d'une partie d'un banc de test dans le cadre du projet européen POA.

4 Les outils

Une fois les méthodes choisies, il reste à définir quels sont les outils les mieux adaptés. Cependant, affirmer qu'un logiciel est mieux adapté qu'un autre est souvent sujet à de longues discussions et débats entre férus utilisateurs. A notre connaissance, il n'existe pas d'outils disponibles pour la conception de réseau dans sa globalité pouvant traiter de tous les aspects (sauf peut être en interne à certaines entreprises comme EDF).

En revanche, il existe des logiciels de simulation pour l'analyse. EUROSTAG est souvent utilisé pour l'étude dynamique des réseaux de transport, EMTP permet d'étudier le régime transitoire mais également harmonique des réseaux électriques.

Un plus grand choix s'offre au concepteur lorsqu'il souhaite simuler la topologie exacte d'une partie du réseau. Nous les avons déjà cités mais Psim, PSpice, SimPowerSystem (Matlab), SABER et plus récemment Plexims (toolbox intégrable dans Matlab) sont les plus utilisés. Ils permettent tous de simuler des structures d'électronique de puissance avec leurs commandes associées ainsi que des machines électriques. Cependant, tous ne possèdent pas la même bibliothèque de composants. SABER possède une richesse de modèles multi-physiques importante ainsi qu'un langage de programmation dédié pour créer des composants. De plus, ce logiciel est fortement utilisé chez les équipementiers de l'aéronautique (et de l'automobile). Ajouté à une forte puissance de résolution, ce logiciel se démarque significativement des autres dans la simulation de convertisseur isolé ou interconnecté.

En ce qui concerne les boucles d'optimisation, MATLAB reste une référence de par la diversité de ses algorithmes de résolution ainsi que la facilité pour programmer n'importe quelle fonction d'exploitation très rapidement. Récemment, grâce à des toolbox de simulation temporelle (SimPowerSystems, Plexims), il est possible de coupler aisément simulation et analyse dans un processus d'optimisation.

Pour toutes ces raisons, nous avons utilisés SABER lors des étapes de vérification par simulations « exactes » et Matlab dans le cas des optimisations.

5 Éléments vers une conception ensembliste

Les précédentes descriptions des méthodes et des modèles existants pour l'analyse en vue de la conception, permettent de proposer une classification synthétique qui abonde dans une vision globale (Tableau II- 3).

Avec une lecture horizontale du tableau, on retrouve les méthodes qui permettent une conception fonctionnelle avec leurs objectifs spécifiques. Deux niveaux supplémentaires indiquent les modèles et les outils (adaptés aux méthodes ou à la simulation temporelle) proposés.

		Domaine Statique		Domaine Dynamique	
		<i>Fondamental</i>	<i>Harmonique</i>	<i>Petits Signaux</i>	<i>Grands Signaux</i>
Conception fonctionnelle		<i>Load Flow</i>	<i>Approche fréquentielle</i>	<i>Approche modale</i>	
Modèles		Statique	Fréquentiel direct	Modèle moyen	
Objectifs		Architecture	Filtrage : dimensionnement, taux d'insertion	Régulation et loi de commande. Prédimensionnement Protection et procédure de réarmement	
Outils	Approches dédiées	Matlab, Eurostag	Matlab, EMTP	Matlab	Matlab, Eurostag
	Simulation temporelle	Saber	Saber	Saber	Saber

Tableau II- 3 : Synthèse des méthodes, modèles et outils pour la conception

La lecture verticale propose des méthodes en vue d'une optimisation spécifique dans chacun des domaines. Tout d'abord, l'utilisation d'un load flow peut permettre de définir l'architecture idéale d'un point de vue du rendement et de la masse. Cela comprend :

- la répartition spatiale (longueur et type de câbles, placement géographique des charges et des sources),
- le choix de la tension (alternative ou continue),
- le choix de la fréquence.

Actuellement, des études sont menées dans ce sens au laboratoire pour un réseau de type tramway [39].

L'approche fréquentielle, quant à elle, conduit à dimensionner les organes de filtrage, qu'ils soient actifs ou passifs avec :

- leur structure (choix d'un type de filtre passif par exemple),
- leur taux de pénétration et le ratio filtre actif/filtre passif,
- leur localisation (filtrage au plus près de la source polluante ou non, choix d'un filtre local ou global).

Des premiers résultats sur l'optimisation du volume d'une structure de filtre résonant (LLC) avec le choix de sa localisation face à plusieurs sources de perturbations harmoniques sont montrés dans [40].

En ce qui concerne l'analyse dynamique, l'approche modale (petits ou grands signaux) doit permettre de déterminer de manière optimale :

- le choix et le réglage des correcteurs (PI, PID, RST, etc),
- le pré-dimensionnement des éléments passifs des convertisseurs et des filtres,
- le choix et la localisation des capteurs et des actionneurs,
- les procédures de réarmement des organes de coupures (temps minimal/maximal, périodicité).

S'il est facile de concevoir qu'une étude petits signaux amène au choix et au réglage des correcteurs, il est moins évident de voir son apport dans le pré-dimensionnement des éléments passifs. Un tel intérêt est montré dans [41].

Dans une vision globale, des courbes (ou surfaces) de Pareto sont bien adaptées à l'optimisation multi objectifs pour l'aide à la conception [42] [43]. On est ainsi en droit d'imaginer, à terme, un optimum global qui serait une intersection des différents espaces de solutions trouvés dans chacun des domaines. Un tel résultat est très alléchant et ambitieux mais ... pas pour ce mémoire !

Les deux chapitres qui suivent sont des premiers pas vers ce résultat d'ensemble. Le chapitre III est une application de l'approche modale sur une structure dédiée à l'aéronautique. Le dernier chapitre propose, quant à lui, une méthode pour optimiser le volume de filtres en présence de charges polluantes. Dans les deux cas, l'accent est mis sur la généricité des méthodes pour la conception de réseaux embarqués plutôt que sur la pertinence d'une solution obtenue.

Chapitre III : Analyse de stabilité d'un système embarqué HVDC

1 Objectifs de l'étude

Dans le cadre du POA, de nouveaux matériels sont testés pour les avions civils de demain. Après la phase de développement chez l'équipementier concerné, ces matériels sont validés sur des bancs expérimentaux incluant un environnement représentatif de plusieurs charges. Un premier banc concerne l'étude d'un nouveau système de génération (Engine Systems Validation Rig). Un second banc nommé ASVR (Aircraft Systems Validation Rig), intègre les nouveaux matériels. Le bus principal de l'ASVR est de 350V continu. Le choix d'une architecture HVDC a été retenue par Airbus, principalement sur des critères de masse, de coût et, bien sûr, de faisabilité technologique.

L'interconnexion des nouveaux matériels pose inévitablement le problème de la stabilité et plus largement des dynamiques des grandeurs électriques. Dans ce contexte, l'utilisation de l'approche modale s'avère utile et adaptée. Pour le montrer, nous étudierons, dans un premier temps, comment utiliser l'approche modale sur un simple convertisseur DC/DC. Ensuite, une partie de l'ASVR sera analysée avec cette approche. La partie étudiée sera l'association d'un alternateur-démarrreur synchrone à aimants permanents de 150kVA (**H**igh **P**ressure **S**tarter **G**enerator) avec un moteur synchrone à aimants permanents de 72kW utilisé pour les pompes à fuel (**F**uel **P**ump **M**otor). Des étages d'électronique de puissance assurent le raccordement au bus de tension continue de 350V.

En l'absence de mesures, une première validation sera faite par une simulation topologique de l'ensemble. De plus, l'intérêt d'utiliser une telle approche pour la conception sera mis en évidence.

2 Analyse modale d'un convertisseur DC/DC

2.1 Ecriture du modèle

L'ensemble des équations différentielles de la structure du hacheur considéré (rappelée Figure III- 1) est donnée par *Eq III. 1* à *Eq III. 4* où u correspond à l'état de l'interrupteur (0 : ouvert, 1 : fermé).

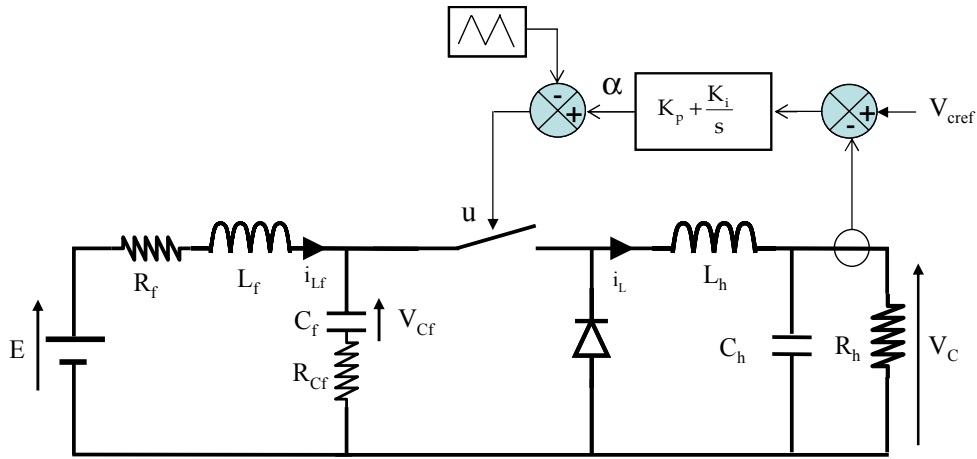


Figure III- 1 : Hacheur série plus régulation

$$\frac{d}{dt} i_{L_f} = \frac{1}{L_f} \cdot [E - R_f \cdot i_{L_f} - V_{C_f} - R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)] \quad \text{Eq III. 1}$$

$$\frac{d}{dt} V_{C_f} = \frac{1}{C_f} \cdot [i_{L_f} - u \cdot i_L] \quad \text{Eq III. 2}$$

$$\frac{d}{dt} i_L = \frac{1}{L_h} \cdot [u \cdot (V_{C_f} + R_{C_f} \cdot (i_{L_f} - u \cdot i_L)) - V_C] \quad \text{Eq III. 3}$$

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{1}{C_h} \cdot \left[i_L - \frac{V_C}{R_h} \right] \quad \text{Eq III. 4}$$

Lors du chapitre sur les conséquences de l'insertion de l'électronique de puissance, il a été montré qu'un mauvais dimensionnement de l'inductance d'entrée pouvait engendrer des instabilités. Ce paramètre n'est pas le seul agissant sur les dynamiques du hacheur. Les autres éléments passifs et surtout le correcteur, peuvent également dégrader la dynamique des grandeurs électriques. Pour inclure les variables d'état liées à la régulation, il faut ajouter l'équation *Eq III. 5*.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -K_p \cdot \frac{d}{dt} V_C + K_i (V_{\text{cref}} - V_C) \quad \text{Eq III. 5}$$

Le système d'état linéarisé à l'ordre 1 du hacheur est donné *Eq III. 6* où les variables indicées par un e représentent les grandeurs au point d'équilibre choisi.

$$\frac{d}{dt} x = A \cdot x + B \cdot u$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & 0 & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & -\frac{1}{R_h \cdot C_h} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{K_p}{R_h \cdot C_h} - K_i & 0 \end{bmatrix} \quad Eq III. 6$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & K_i \end{bmatrix}; x = [\langle i_{Lf} \rangle_0 \quad \langle V_{cf} \rangle_0 \quad \langle i_L \rangle_0 \quad \langle V_C \rangle_0 \quad \alpha]^T; u = [\langle E \rangle_0 \quad \langle V_{cref} \rangle_0]$$

2.2 Comparaison avec Middlebrook

Une fois le système d'état posé, il est facile de calculer les valeurs propres définies par Eq III. 7 et listées Tableau III- 1.

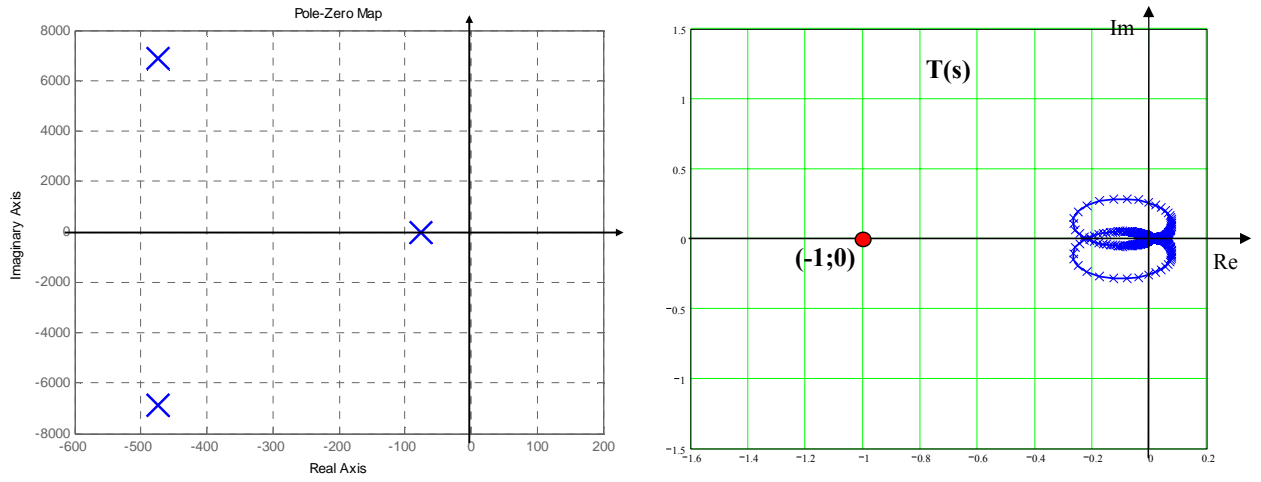
$$(A - \lambda_i \cdot I) \cdot \phi_i = 0 \quad Eq III. 7$$

Il apparaît une valeur propre réelle et deux couples de valeurs complexes conjuguées, soit trois modes distincts.

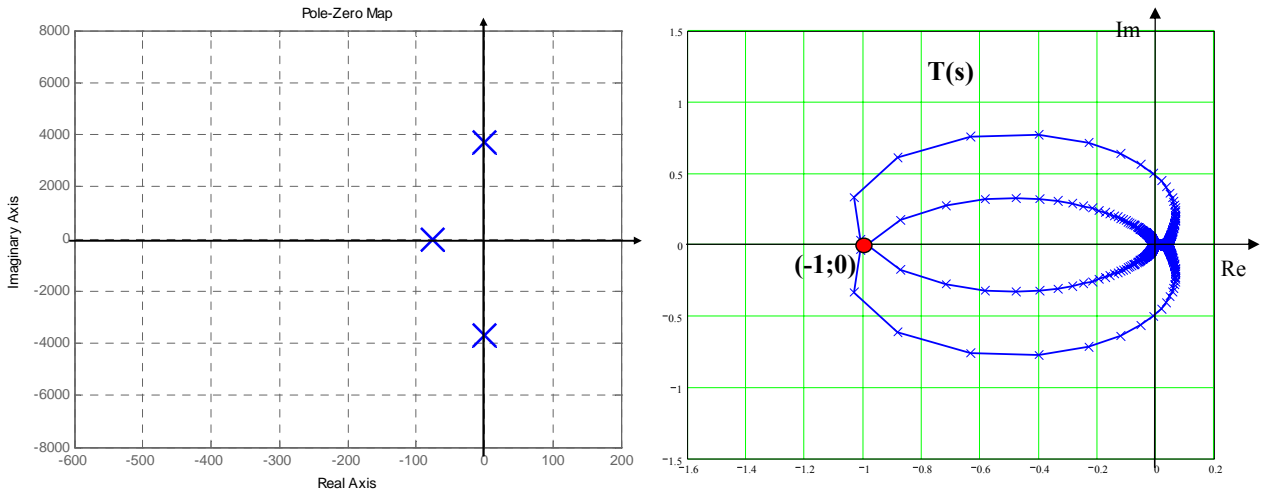
Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-76	1
λ_2	$-496 + 6895j$	2
λ_3	$-496 - 6895j$	
λ_4	$-8107 + 11538j$	3
λ_5	$-8107 - 11538j$	

Tableau III- 1 : Valeurs propres du hacheur

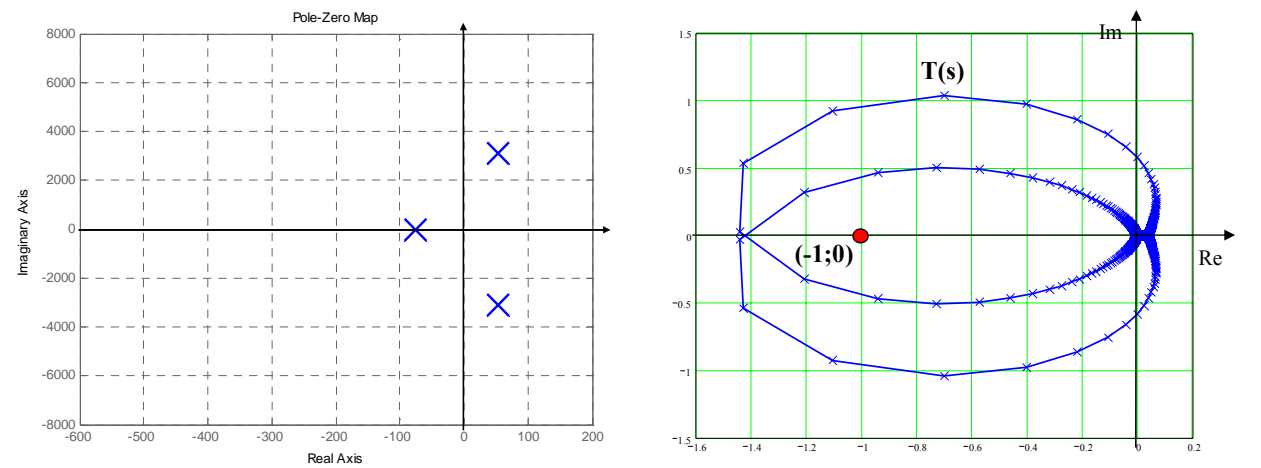
Nous avons comparé le lieu des ces valeurs propres à la fonction de transfert T(s) étudiée par le critère de Middlebrook. La Figure III- 2 montre d'un côté le déplacement des valeurs propres et de l'autre T(s) pour trois valeurs de L_f . Dans les deux approches et, pour exactement les mêmes valeurs de L_f , les critères de stabilité donnent une configuration stable, asymptotiquement stable puis instable. Ce résultat permet de conclure que l'approche modale donne les mêmes résultats que celle de Middlebrook quant au respect ou non des critères de stabilité.



(a) : $L_f=200\mu\text{H}$



(a) : $L_f=710\mu\text{H}$



(a) : $L_f=1000\mu\text{H}$

Figure III- 2 : Comparaison entre le critère de Middlebrook et l'approche modale pour plusieurs valeurs de L_f .

2.3 Analyse modale

Partant du modèle, il est possible d'analyser dans le détail les modes du hacheur série, plus particulièrement l'évolution des valeurs propres avec les paramètres du système. On part pour cela des facteurs de participation donnés Tableau III- 2. Pour interpréter ces résultats, la matrice peut être lue verticalement ou horizontalement. Par exemple, la première colonne donne la participation de λ_1 sur les variables d'état. Dans ce cas, seul V_C est influencée de manière notable par cette valeur propre. Dans la deuxième colonne i_{Lf} et V_{cf} sont les principales variables influencées par λ_2 ; et ainsi de suite... Avec une lecture horizontale il apparaît que :

- i_{Lf} est associé au mode 2,
- V_{CF} est associé également au mode 2,
- i_L est associé au mode 3,
- V_C est associé aux modes 1 et 3,
- et α est associé au mode 3.

Ainsi, il est possible d'associer dans le plan complexe les variables d'état à chacune des valeurs propres. Cette association est donnée Figure III- 3. Il faut y ajouter la possibilité de calculer les coefficients d'amortissement et les pulsations naturelles sur chaque valeur propre (par exemple pour λ_2 et λ_3 $\xi = 0.07$ et $\omega_n = 6910$ rad/s).

	Mode 1	Mode 2		Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5
i_{Lf}	0.00	0.51	0.51	0.012	0.012
V_{Cf}	0.00	0.49	0.49	0.021	0.021
i_L	0.006	0.026	0.026	0.6	0.6
V_C	0.966	0.024	0.024	0.67	0.67
α	0.04	0.026	0.026	0.57	0.57

Tableau III- 2 : Facteurs de participation du hacheur

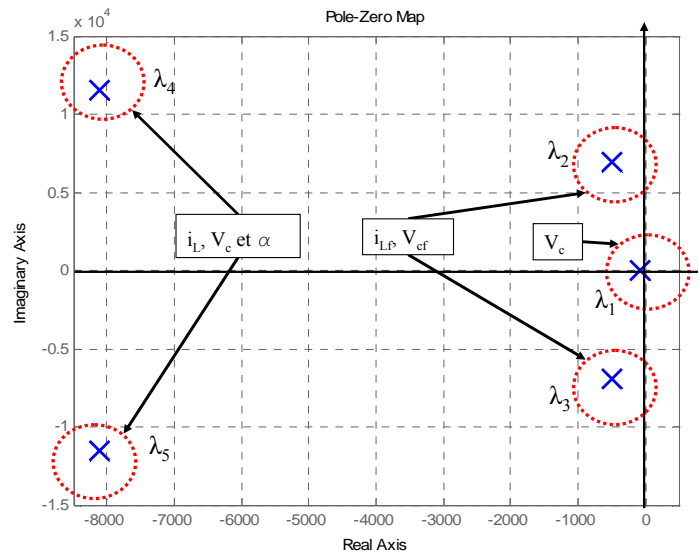


Figure III- 3 : Lieu et identification des valeurs propres du hacheur

En conclusion les modes les plus critiques (les plus proches de l'axe des origines) et leurs variables d'états associées peuvent être identifiés. Ici, les modes liés à V_c , i_{Lf} et V_{cf} sont les plus sujets à rendre le système instable. Ces informations donnent déjà une première idée sur les paramètres sensibles puisque C , L_f et C_f sont directement liés à ces variables. Cependant d'autres paramètres peuvent intervenir et doivent être identifiés grâce à l'étude de sensibilité.

Les résultats de l'étude de sensibilité sont donnés Tableau III- 3. A chaque valeur propre correspond une matrice de sensibilité. Leur lecture n'est pas intuitive. C'est pourquoi afin de faciliter leur interprétation, nous avons pris deux cas de figure. Il faut tout d'abord se rappeler que l'étude de sensibilité correspond à l'influence d'un élément a_{kj} (de la matrice A rappelée ci-après), sur chacune des valeurs propres. Les valeurs rayées correspondent aux éléments nuls de la matrice A et ne représentent pas un élément physique du système. Cependant, ces valeurs rayées peuvent aussi apporter un niveau d'information si un terme de couplage (ou parasite) apparaît. Les facteurs de participation se retrouvent sur la diagonale de chaque matrice (en gras).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_f} & 0 & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{\alpha_e}{C_f} & 0 & -\frac{i_{Le}}{C_f} \\ \frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e}{L_h} & \frac{\alpha_e}{L_h} & -\frac{R_{Cf} \cdot \alpha_e^2}{L_h} & -\frac{1}{L_h} & \frac{R_{Cf} \cdot i_{Le} + V_{cfe} - 2 \cdot R_{Cf} \cdot \alpha_e \cdot i_{Le}}{L_h} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_h} & -\frac{R_h \cdot C_h}{1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_p}{C_h} & \frac{K_p}{R_h \cdot C_h} - K_i & 0 \end{bmatrix}$$

Sensibilités de λ_1 (Mode 1):

0	0	0	0	0
0	0	0	0	0
0	0	0.006	0	0
0.93	0.26	6.16	0.9666	0.0025
15.1	3.66	99.5	15.7	0.04

Sensibilités de λ_2 et λ_3 (Mode 2) :

0.51	0.5	0.016	0.002	0
0.5	0.4884	0.016	0.002	0
0.85	0.83	0.026	0.004	0
5.6	5.48	0.174	0.025	0
98.7	96.7	3.06	0.43	0.0266

Sensibilités de λ_4 et λ_5 (Mode 3) :

0.012	0.016	0.01	0	0
0.016	0.021	0.013	0.002	0
0.73	0.94	0.6	0.11	0
4.54	5.83	3.74	0.667	0.04
63.58	81.7	52.45	9.36	0.57

Tableau III- 3 : Matrices des sensibilités

Une première analyse consiste à observer que sur le premier mode lié à λ_1 , l'élément le plus sensible est $A_{5,3}$ (99.5). Celui-ci correspond au terme $-\frac{K_p}{C_h}$ dans la matrice A. A ce niveau, il n'est pas possible de conclure si c'est la capacité ou le coefficient du correcteur qui influe le plus. Les Figure III- 4 et Figure III- 5 montrent le déplacement des valeurs propres pour une variation de 100% faite indépendamment sur chacun de ces paramètres. On voit clairement que la capacité a un effet moindre que le correcteur, puisque λ_1 migre de 48% avec K_p et de 0.1% avec C_h .

En revanche, pour le troisième mode où le terme $-\frac{K_p}{C_h}$ agit également, la migration de valeurs propres est significative dans les deux cas mais les déplacements sont différents. La variation de C_h rend davantage ce mode critique qu'une variation de K_p .

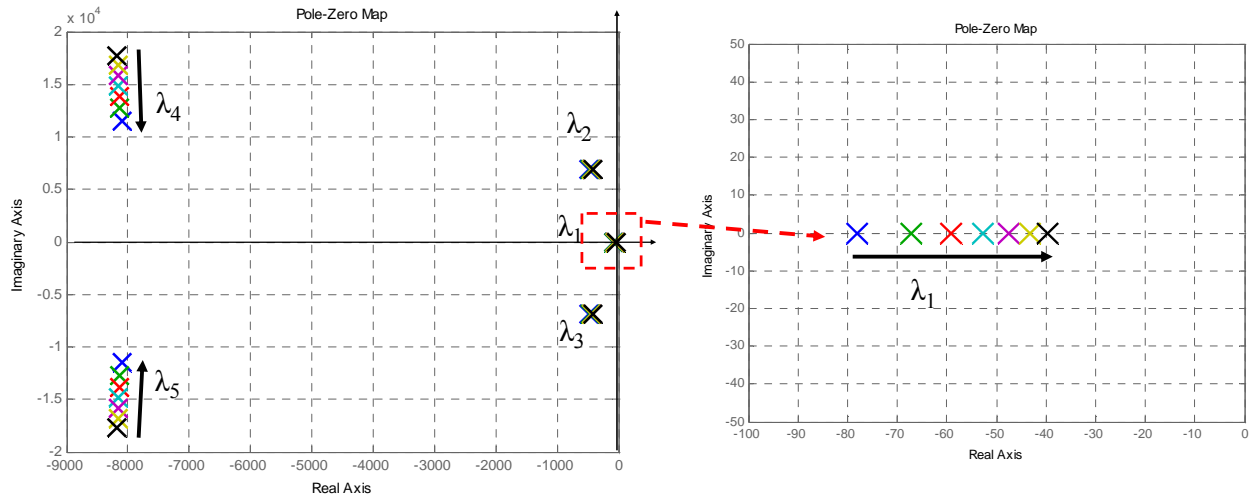


Figure III- 4 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de K_p de 100%

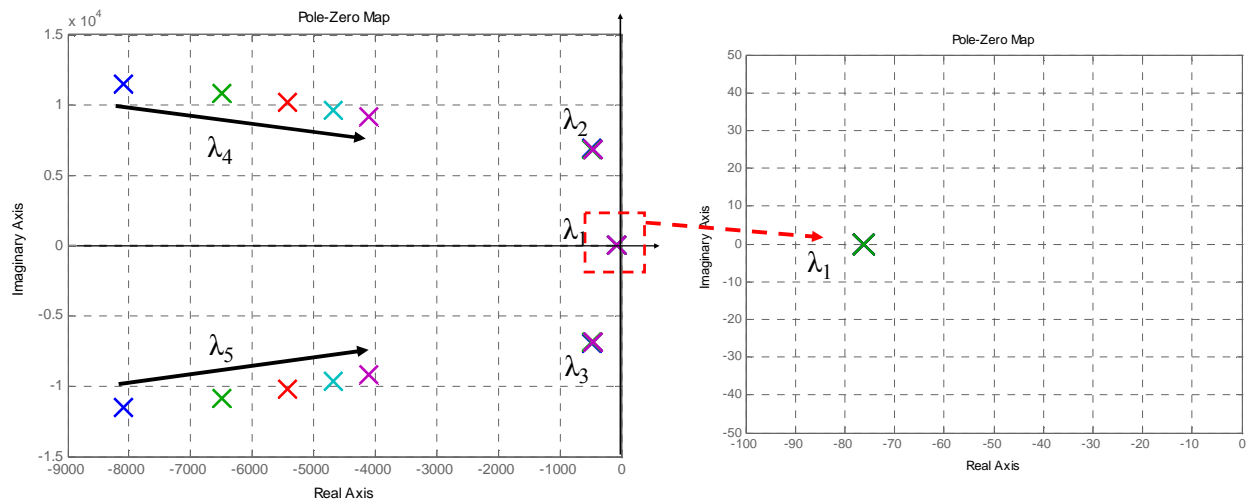


Figure III- 5 : Déplacement des valeurs propres pour une variation de C_h de 100%

Une autre manière d'analyser ces résultats est de comparer le même élément $A_{x,x}$ dans chacun des modes. Par exemple, on voit que $A_{1,1}$ (qui correspond au terme $-\frac{R_f + R_{Cf}}{L_f}$) est plus important pour λ_2 et λ_3 . La Figure III- 6 montre que seuls ces pôles se déplacent significativement pour une variation de R_f (l'identique est vrai pour R_{Cf} et L_f).

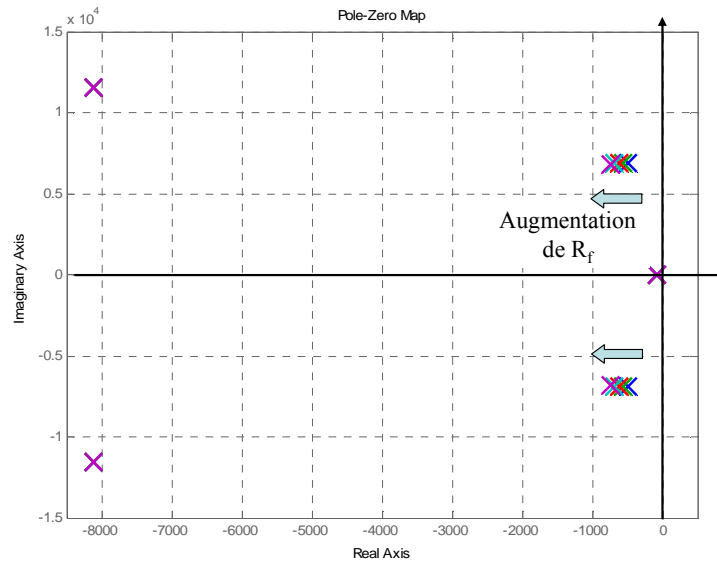


Figure III- 6 : Déplacement des modes pour une variation de R_f de $250\text{m}\Omega$ à $350\text{m}\Omega$

Cette étude sur un simple hacheur illustre l'intérêt de l'analyse modale. Elle permet d'identifier avec les facteurs de participation les modes critiques (on parle parfois de mode dominant). L'étude de sensibilité vient, dans un second temps, aider la conception avec la possibilité de pré-dimensionner les éléments sur des critères dynamiques.

L'étude de sensibilité est toutefois limitée, puisqu'il faut modéliser analytiquement le convertisseur pour remonter aux éléments sensibles. C'est pourquoi dans les grands systèmes, l'utilisation des facteurs de participation est davantage utilisée. Néanmoins, les deux outils seront appliqués dans l'étude qui va suivre, puisque l'ensemble peut être décrit analytiquement.

3 Application à l'ASVR

Comme il a déjà été mentionné précédemment, la structure analysée est une partie du banc de test ASVR. Le banc complet comporte deux alternateurs (chacun devant être monté sur un étage du turbo-réacteur) et plusieurs charges (Figure III- 7). Ces charges sont des nouveaux matériels testés dans des conditions d'interconnexions.

L'ensemble est câblé avec les nouveaux conducteurs étudiés spécifiquement par LABINAL pour un réseau continu.

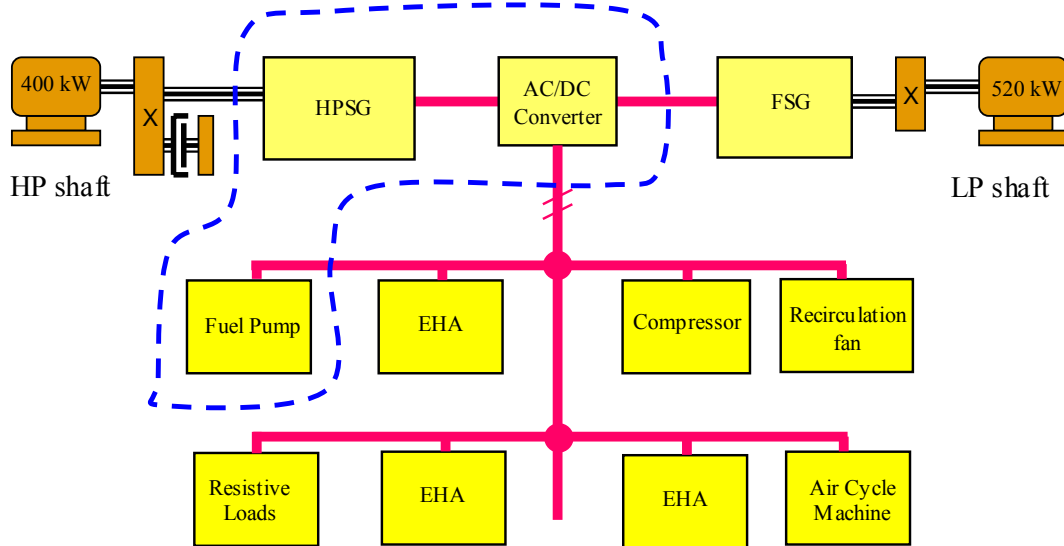


Figure III- 7 : Schéma bloc de l'ASVR

La partie que nous allons étudier par la suite est entourée en pointillée. Elle comporte le starter-générateur (HPSG) et son redresseur plus le moteur pour pompe à fuel. Un onduleur, non visible sur le schéma bloc est en étage d'entrée du moteur.

3.1 Modélisation individuelle ou d'ensemble ?

Avant de commencer une modélisation complexe d'un système, on est en droit de se demander s'il n'est pas possible d'étudier séparément les sous systèmes qui le constituent pour espérer simplifier la modélisation. Autrement dit, est-ce qu'il est possible d'affirmer qu'un réseau est stable si tous ses constituants le sont individuellement ? Plus généralement, est-ce que les dynamiques restent les mêmes lorsque les sous-systèmes sont étudiés seuls ou dans leur contexte ?

Pour répondre à cela, nous avons considéré l'exemple très simple de deux systèmes indépendants R, L et C du second ordre donnés Figure III- 8. Ces deux ensembles peuvent s'écrire sous la représentation d'état Eq III. 8.

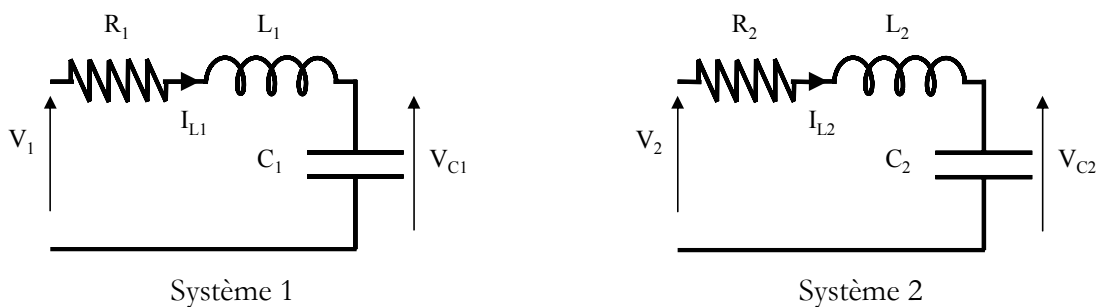


Figure III- 8 : Exemple de deux systèmes du second ordre indépendants

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_k}{L_k} & -\frac{1}{L_k} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_k \quad \text{Eq III. 8}$$

$$y = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_k \quad \text{avec } k = \{1,2\}$$

Maintenant considérons le système 3, Figure III- 9, qui représente l'association des deux précédents. Les valeurs des composants restent bien évidemment identiques. L'écriture matricielle sous forme d'état du système 3 est donnée par Eq III. 9.

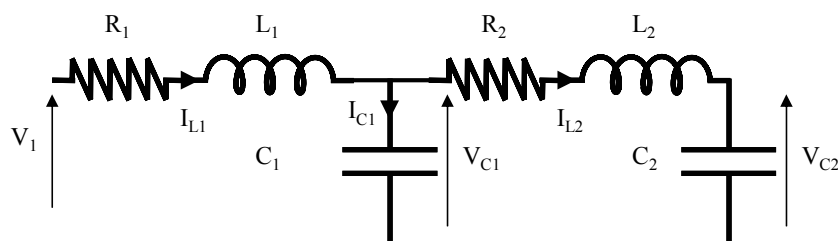


Figure III- 9 : Système 3, association de système 1+système 2

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_1 \quad \text{Eq III. 9}$$

$$y = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + [0] \cdot V_1$$

On voit apparaître deux termes de couplage sur les anti-diagonales de la matrice. D'un point de vue modal, les pôles migrent. Ainsi, sur la Figure III- 10, on voit clairement que les pôles n'ont pas les mêmes coordonnées suivant que l'on considère les systèmes 1 et 2 séparément ou le système 3. D'un point de vue dynamique, cela se traduit par des réponses qui n'ont pas les mêmes coefficients d'amortissement et les mêmes pulsations naturelles.

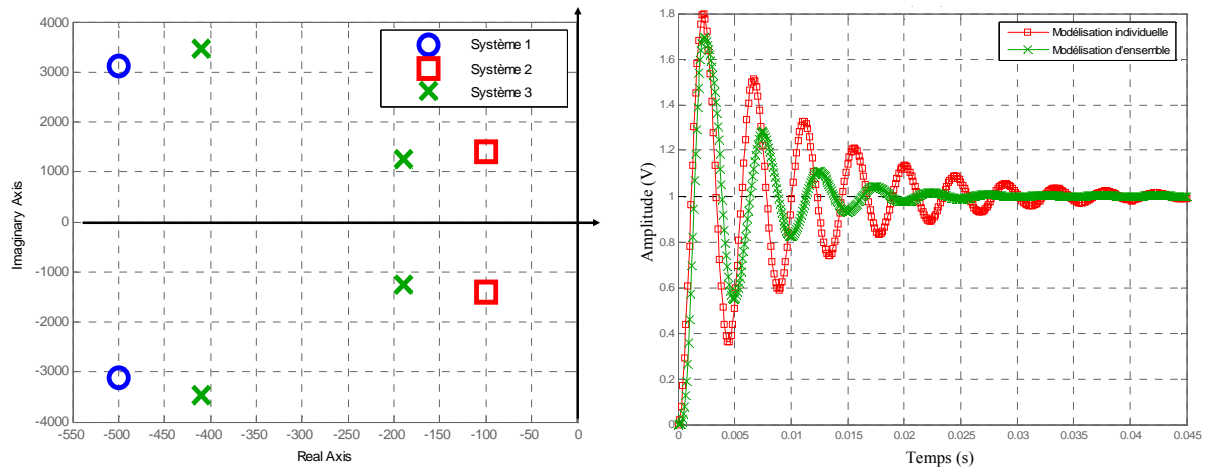


Figure III- 10 : Comparaison des valeurs propres entre les systèmes 1,2 et 3 (figure de gauche). Réponse indicielle de V_{C1} à un échelon de tension (figure de droite).

En conclusion, malgré l'exemple très simpliste, on voit qu'il est absolument nécessaire de modéliser le système dans son ensemble pour prendre en compte toutes les interactions. Les dynamiques peuvent notamment être améliorées ou dégradées lors de la mise en réseau.

3.2 Modélisation et identification des modes

La modélisation complète avec l'ensemble des équations différentielles électriques et mécaniques est faite en plusieurs étapes. Tout d'abord le starter-générateur et son redresseur (notés HPSG par la suite) sont modélisés avec une résistance de charge équivalente. Ensuite, l'onduleur et le moteur synchrone (notés FPM par la suite) sont modélisés avec une source de tension continue parfaite de 350V. Dans les deux cas, les modes et les paramètres sensibles associés seront identifiés. Enfin, la même étude sera effectuée pour l'association des deux sous-systèmes en tenant compte des couplages en tension et en courant.

3.2.1 HPSG

a Modélisation

L'HPSG étudié fait partie de la nouvelle génération d'alimentation électrique des réseaux de bord d'avion. Il a une puissance de 150kVA. L'alternateur est synchrone à aimants permanents. Il a six paires de pôles et possède neuf enroulements (trois par phase). La structure et les paramètres ont été fournis par la société Thalès AES (Figure III- 11 et Figure III- 12). Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- le fonctionnement en moteur est utilisé de 0 à 9000 tr/min,

- le fonctionnement en générateur est utilisé de 9000 à 14600 tr/min, la variation de fréquence est ainsi de 900 à 1460Hz,
- en mode générateur, la tension efficace composée est égale à 270V,
- le stator est câblé en étoile,
- la régulation se fait sur le bus continu à 350V par l'intermédiaire d'un correcteur P.I du redresseur,
- pour faciliter le transfert de forte puissance et à cause de la vitesse élevée de fonctionnement (et donc de la fréquence), le redresseur est commandé en pleine onde.

Les hypothèses faites sont les suivantes :

- le système est considéré équilibré, ce qui permet de travailler sur un système à trois phases (on fait une agrégation des enroulements d'une même phase),
- la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en compte,
- les pertes dans les interrupteurs ne sont pas considérées.

Pour faire l'étude de stabilité, seul le fonctionnement en mode générateur a été pris en compte et la vitesse de l'alternateur a été considérée constante. Les équations du courant de la machine sont décrites dans le plan de Park afin de réduire le nombre d'équations mais également pour traiter des grandeurs continues. La modélisation de cette structure est fortement inspirée de celle des STATCOM (STATic COMPensator) quasi identiques [44].

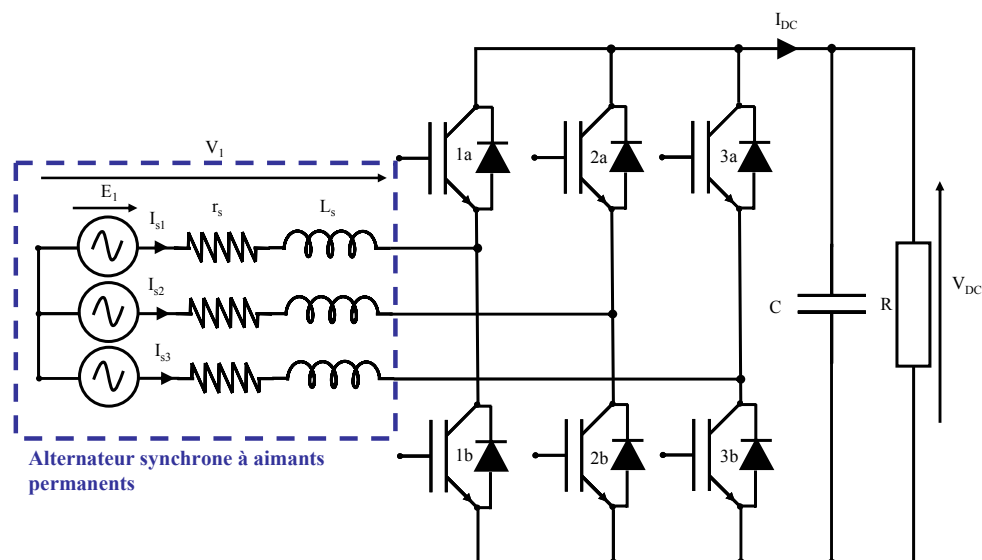


Figure III- 11 : Schéma topologique de l'HPSG

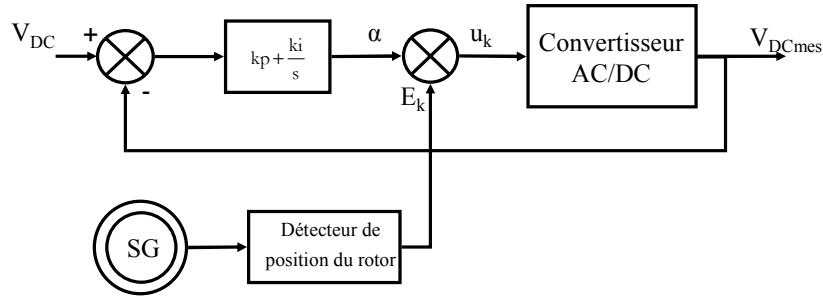


Figure III- 12 : Principe de la commande de l'HPSG

En triphasé, par une simple loi des mailles et avec la convention prise, les équations différentielles des courants alternatifs sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot i_{s1,2,3} + \frac{1}{L_s} (E_{1,2,3} - V_{1,2,3}) \quad Eq III. 10$$

avec : $i_{s1,2,3} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$, $E_{1,2,3} = [E_1 \ E_2 \ E_3]^T$ et $V_{1,2,3} = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T$
Côté continu, le courant est décrit par :

$$I_{DC} = C \cdot \frac{dV_{DC}}{dt} + \frac{V_{DC}}{R} \quad Eq III. 11$$

Comme il a déjà été mentionné, le redresseur fonctionne en pleine onde. La commande des interrupteurs est faite à la pulsation de la f.e.m de l'alternateur. Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. L'angle de décalage α est défini comme le retard entre le passage par zéro de E_1 et la fermeture de l'interrupteur 1a (Figure III- 13). On fera l'hypothèse que l'angle de garde est nul.

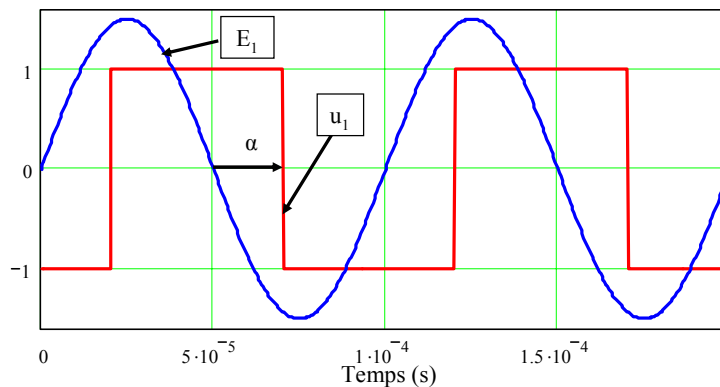


Figure III- 13 : Superposition de la f.e.m de l'alternateur avec la fonction de commutation u_1

Les tensions alternatives et le courant coté continu sont directement liés au vecteur de commutation par :

$$V_{1,2,3} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot U_{1,2,3} \cdot V_{DC}$$

$$I_{DC} = \frac{1}{2} \cdot U_{1,2,3}^T \cdot i_{s1,2,3}$$
Eq III. 12

avec : $U_{1,2,3} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$, le vecteur de commutation.

Les équations différentielles associées aux grandeurs fonction du vecteur de commutation, restituent le fonctionnement réel du HPSG. Le modèle exact peut ainsi se mettre sous la forme d'état Eq III. 13.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{-2u_1 + u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 & \frac{u_1 - 2u_2 + u_3}{6 \cdot L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} & \frac{u_1 + u_2 - 2u_3}{6 \cdot L_s} \\ \frac{u_1}{2C} & \frac{u_2}{2C} & \frac{u_3}{2C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ V_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot E_{1,2,3}$$
Eq III. 13

La seconde étape consiste à générer le modèle moyen généralisé (MMG) au sens du premier harmonique en partant de ce modèle exact. Avant cela, le système triphasé est transformé dans le repère de Park. Ceci implique que les équations différentielles des courants triphasés deviennent celles du système Eq III. 14.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$
Eq III. 14

Tout le développement des équations pour arriver au modèle de Park puis au MMG au sens du premier harmonique n'est pas montré ici mais en ANNEXE2.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + B'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$
Eq III. 15

$$\text{Avec : } A'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } B'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où $\langle u1 \rangle_1$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique du signal rectangulaire déphasé de l'angle α par rapport à l'origine, son module vaut $\frac{2}{\pi}$. Au final, le MMG donné par Eq

III. 15 présente l'avantage d'être continu, les commutations des interrupteurs n'étant plus prises en compte.

Il reste deux étapes pour arriver au modèle utilisable lors de l'étude dynamique petits signaux. Tout d'abord, la grandeur de contrôle doit être introduite. Cette opération est strictement identique à celle du hacheur, car α est directement l'angle de contrôle en sortie du correcteur de tension. Enfin, si le système est continu, il est fortement non linéaire (présence de termes en cosinus et sinus). Il doit donc être linéarisé à l'ordre 1 par développement de Taylor.

Le modèle complet sous forme d'état est donné Eq III. 16, où nous avons introduit la grandeur de commande et une nouvelle entrée V_{DCref} . Cette dernière consigne fixe le niveau de tension coté continu.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\alpha}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \alpha \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \\ V_{dc_{ref}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq III. 16}$$

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

Pour calculer les valeurs propres de l'HPSG, la charge modélisée par R est calculée pour consommer une puissance de 72kW sous 350V. Les paramètres du modèle (fournis par Thalès AES) sont listés Tableau III- 4.

Les valeurs propres pour le point de fonctionnement considéré sont données Tableau III- 5. Trois modes sont distingués. Ils sont associés aux valeurs propres réelles λ_1 et λ_2 et aux valeurs propres complexes conjuguées λ_3 et λ_4 .

Les facteurs de participation sont donnés Tableau III- 6 où les valeurs dominantes sont surlignées en gras. Les valeurs propres 1 et 2 sont respectivement liées à V_{DC} et α . Quant aux deux autres, elles sont liées, avec quasiment la même pondération, aux courants d'axe direct et quadratique. La Figure III- 14 illustre les valeurs propres dans le plan complexe avec les variables d'état associées, déterminées par les facteurs de participation.

L_s	R_s	ω_m	C	k_i	k_p
66,6 μ H	5m Ω	1570rad/s	100mF	0.4348	0.0209

Tableau III- 4 : Paramètres de l'HPSG

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-25	1
λ_2	-92	2
λ_3	-39+9429j	3
λ_4	-39-9429j	

Tableau III- 5 : Valeurs propres et modes

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
i_{q_sg}	0	0.003	0.5	0.5
i_{d_sg}	0	0.002	0.49	0.49
V_{dc}	1.28	0.28	0	0
α	0.28	1.28	0.004	0.004

Tableau III- 6 : Facteurs de participation de l'HPSG

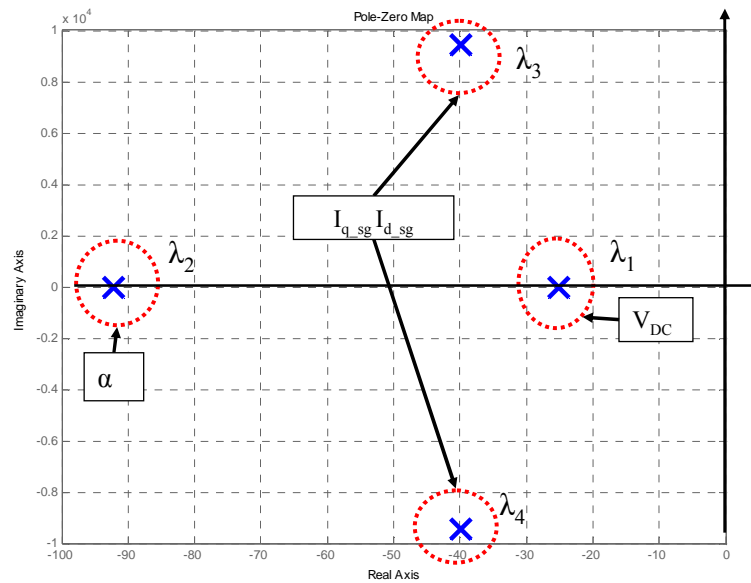


Figure III- 14 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.2 FPM

a Modélisation

La structure et les paramètres ont également été fournis par Thalès AES (Figure III- 15). Celle-ci est similaire à la précédente, aux conventions de signe près. Le moteur est synchrone à aimants permanents avec trois paires de pôles et trois enroulements par phase. Les points à noter sur ce modèle sont les suivants :

- la source de tension DC est de 350V,
- la puissance maximale est de 72kW à une vitesse maximale de 7500 tr/min, ce qui correspond à un couple de charge de 84.6Nm,
- l'onduleur est du type MLI.

Les hypothèses sont identiques à l'HPSG à savoir que les interrupteurs sont idéaux, le système est équilibré et la saturation du circuit magnétique n'est pas prise en considération.

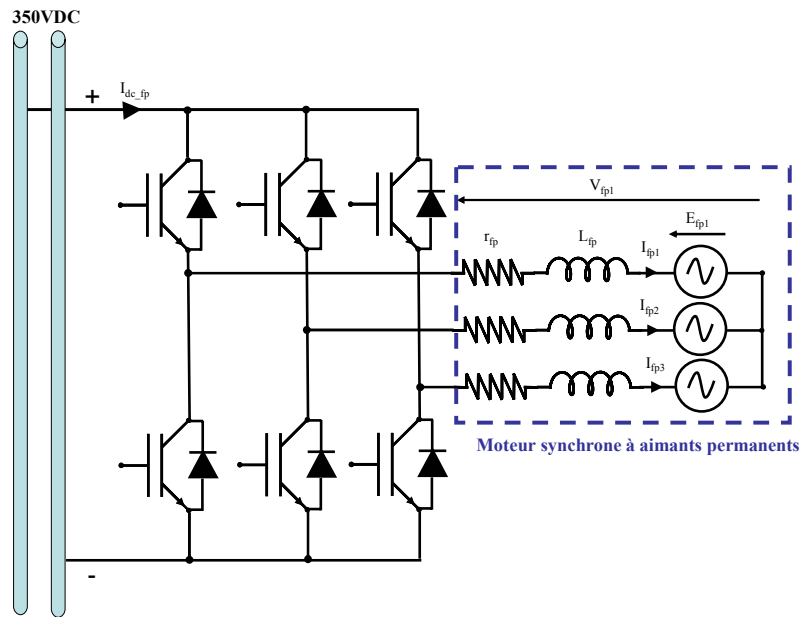


Figure III- 15 : Schéma topologique du FPM

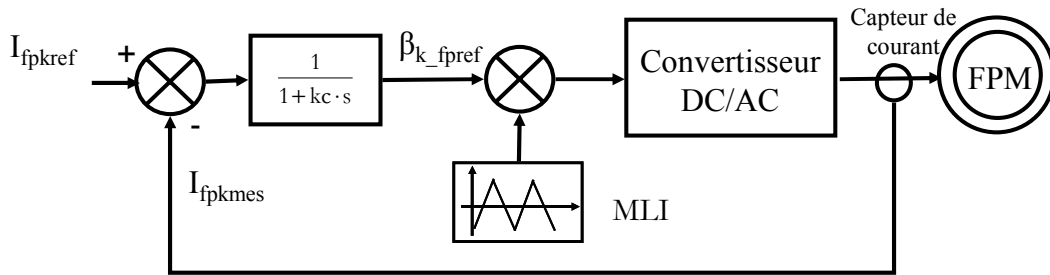


Figure III- 16 : Principe de la commande du FPM

Les équations du FPM sont très proches de celles du HPSG. La principale différence avec l'HPSG concerne le mode de régulation et la prise en compte de la vitesse comme variable d'état. Dans une machine de ce type, les deux principales équations électriques dans le repère d,q sont :

$$V_{d_fp} = r_{fp} \cdot I_{d_fp} + L_{d_fp} \cdot \frac{dI_{d_fp}}{dt} - L_{q_fp} \cdot I_{q_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 17$$

$$V_{q_fp} = r_{fp} \cdot I_{q_fp} + L_{q_fp} \cdot \frac{dI_{q_fp}}{dt} + L_{d_fp} \cdot I_{d_fp} \cdot p \cdot \omega_{mfp} + \Phi \cdot p \cdot \omega_{mfp} \quad Eq III. 18$$

Avec :

- p, nombre de paires de pôle,
- ω_{mfp} , vitesse angulaire mécanique,
- Φ , flux magnétique,
- $L_{q_fp} = L_{d_fp} = L_{fp}$

Dans ces conditions, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant I_{q_fp} (Eq III. 20) et intervient dans l'équation mécanique suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega_{mfp}}{dt} = T_{em} - T_{charge} \quad Eq III. 19$$

$$\text{avec : } T_{em} = \Phi \cdot p \cdot I_{q_fp} \quad Eq III. 20$$

Le couple de charge est considéré proportionnel à la vitesse de la machine.

En comparaison au HPSG, l'écriture du MMG diffère car ici, les courants suivant les axes d et q sont régulés par l'intermédiaire d'un simple filtre passe-bas et d'une MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion). Si on considère que la moyenne glissante de u_1 sur une période de MLI est $\beta_1 = \langle u_1 \rangle_0$ et avec l'hypothèse que le système des β_k est triphasé et équilibré ($\sum_{k=1}^3 \beta_k = 0$) alors on montre que les tensions simples de la machine peuvent s'écrire [45]:

$$V_{fp1,2,3} = \beta_{1,2,3} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 21$$

L'écriture de cette équation dans le repère de Park est conservée avec :

$$V_{d_fp} = \beta_d \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{et} \quad V_{q_fp} = \beta_q \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad Eq III. 22$$

Au final, le MMG du FPM au sens du premier harmonique est donné sous forme d'état par Eq III. 23. Les entrées sont la tension du bus continu et les deux références en courant selon les axes d et q.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{d_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{q_fp} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\omega_{mfp}}{dt} \\ \frac{d\beta_d}{dt} \\ \frac{d\beta_q}{dt} \end{bmatrix} = A_{fp} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{d_fp} \rangle_0 \\ \langle I_{q_fp} \rangle_0 \\ \omega_{mfp} \\ \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} + B_{fp} \cdot [V_{DC} \quad I_{dfp_ref} \quad I_{qfp_ref}]^T \quad Eq III. 23$$

Avec :

$$A_{fp} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot \omega_{mfpe} & p \cdot I_{q_fpe} & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 \\ -p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot I_{d_fpe} & 0 & \frac{V_{DCe}}{2 \cdot L_{fp}} \\ 0 & \frac{p \cdot \Phi}{J} & -kf & 0 & 0 \\ -\frac{1}{kc} & 0 & -p \cdot \beta_{qe} & -\frac{1}{kc} & p \cdot \omega_{mfpe} \\ 0 & -\frac{1}{kc} & p \cdot \beta_{de} & p \cdot \omega_{mfpe} & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B_{fp} = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{de}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{qe}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{kc} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

b Identification des modes

De la même manière que l'HPSG, nous avons cherché à identifier les modes liés au FPM. Le Tableau III- 7 recense les paramètres de la machine ainsi que la valeur de k_c (constante du filtre passe bas), utilisés pour cette étude.

Cinq valeurs propres apparaissent (Tableau III- 8), une réelle et quatre autres complexes conjuguées, soit au total trois modes différents.

L_{fp}	r_{fp}	P	Φ	J	k_c
103 μ H	5.5m Ω	3	0.055 Webers	0.001kg.m ²	50 ^e -6

Tableau III- 7 : Paramètres initiaux du FPM.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-9899+1.84.10 ⁵ j	2
λ_3	-9899-1.84.10 ⁵ j	
λ_4	-10154+1.84.10 ⁵ j	3
λ_5	-10154-1.84.10 ⁵ j	

Tableau III- 8 : Valeurs propres et modes du FPM.

Les facteurs de participation montrent clairement que le premier mode est exclusivement lié à la grandeur mécanique et les autres, aux grandeurs électriques et à la commande. Le placement de ces modes avec leurs variables d'état associées est montré dans le plan complexe Figure III- 17.

	λ_1	λ_2, λ_3	λ_4, λ_5
I_{q_fip}	0	0.25	0.24
I_{d_fip}	0	0.25	0.24
ω_{mfip}	1	0	0
β_d	0	0.24	0.25
β_q	0	0.24	0.25

Tableau III- 9 : Facteurs de participation du FPM

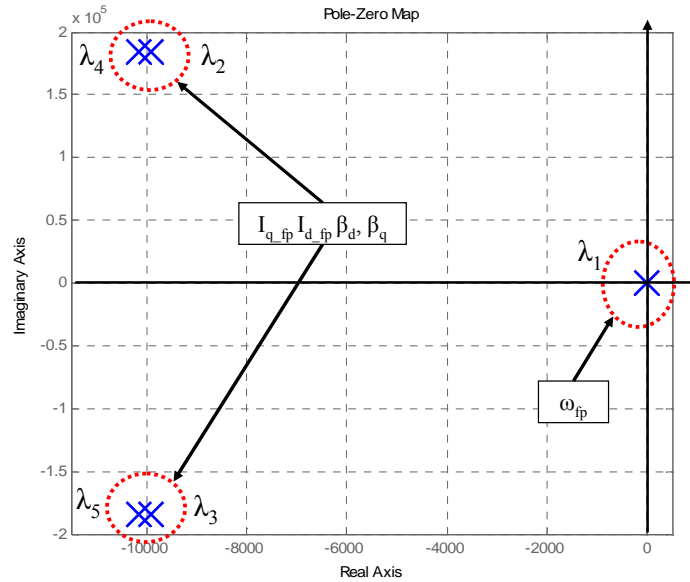


Figure III- 17 : Lieu et identification des valeurs propres

3.2.3 Modèle complet

a Modélisation

Le modèle complet est une simple mise en cascade des deux précédents modèles (Figure III- 18) avec comme seul élément de couplage, la capacité C.

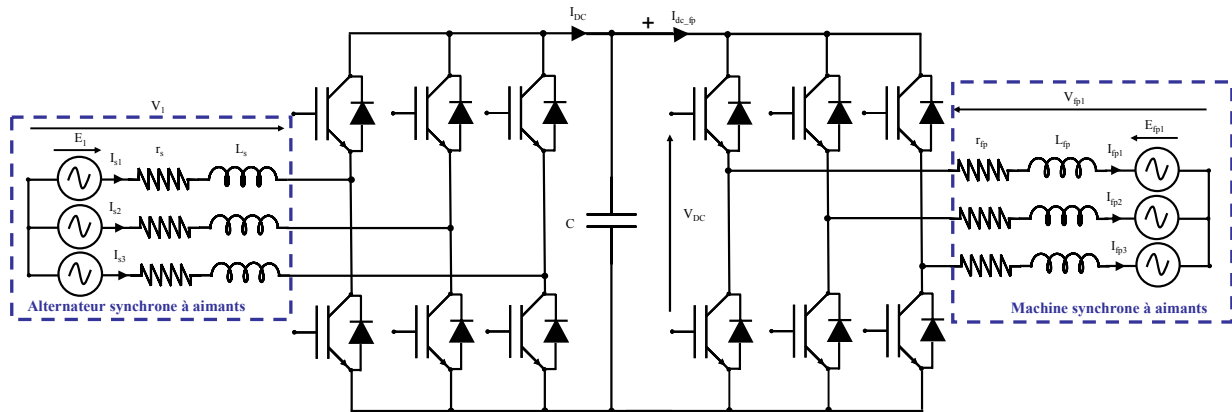


Figure III- 18 : Schéma topologique de la structure étudiée

Le système d'état complet du MMG est donné par Eq III. 24 où l'on retrouve les matrices A_{sg} et A_{fp} sur la diagonale avec, en plus, des termes de couplage A_{coup1} et A_{coup2} . Le détail de cet ensemble est donné en ANNEXE 3. On notera que les entrées du système sont les tensions liées à la f.e.m. de l'alternateur et les consignes de tension et de courant.

$$\frac{d}{dt}x = \begin{bmatrix} A_{sg} & A_{coup1} \\ A_{coup2} & A_{fp} \end{bmatrix} \cdot x + [B] \cdot u \quad \text{Eq III. 24}$$

Avec : $x = [I_{q_sg} \quad I_{d_sg} \quad V_{dc} \quad \alpha \quad I_{q_fp} \quad I_{d_fp} \quad \omega_{mfp} \quad \beta d \quad \beta q]^T$

et : $u = [E_q \quad E_d \quad V_{dc_ref} \quad I_{d_fpref} \quad I_{q_fpref}]^T$

La validation du modèle complet est effectuée Figure III- 19 par une comparaison avec la simulation exacte. Cette dernière a été faite avec SimPowerSystems de Matlab®. Quatre points de fonctionnement sont choisis en fonction du couple nominal T_n du moteur synchrone (84.6Nm). A chaque fois une perturbation de 5% sur ce couple est faite.

Limites du modèle :

Le MMG linéarisé est uniquement valable en petits signaux autour d'un point d'équilibre. De grandes variations donneront des résultats erronés du fait de la forte non linéarité. La Figure III- 20 montre que dans le cas d'une variation de 10% autour de T_n l'écart devient significatif entre le modèle linéarisé et le modèle topologique. Autrement dit, au-delà d'une perturbation de 5%, le modèle commence à être erroné.

Une seconde limite inhérente aux modèles moyens est une limite en fréquence. Les modèles moyens ne sont valables qu'en dessous de la fréquence de découpage.

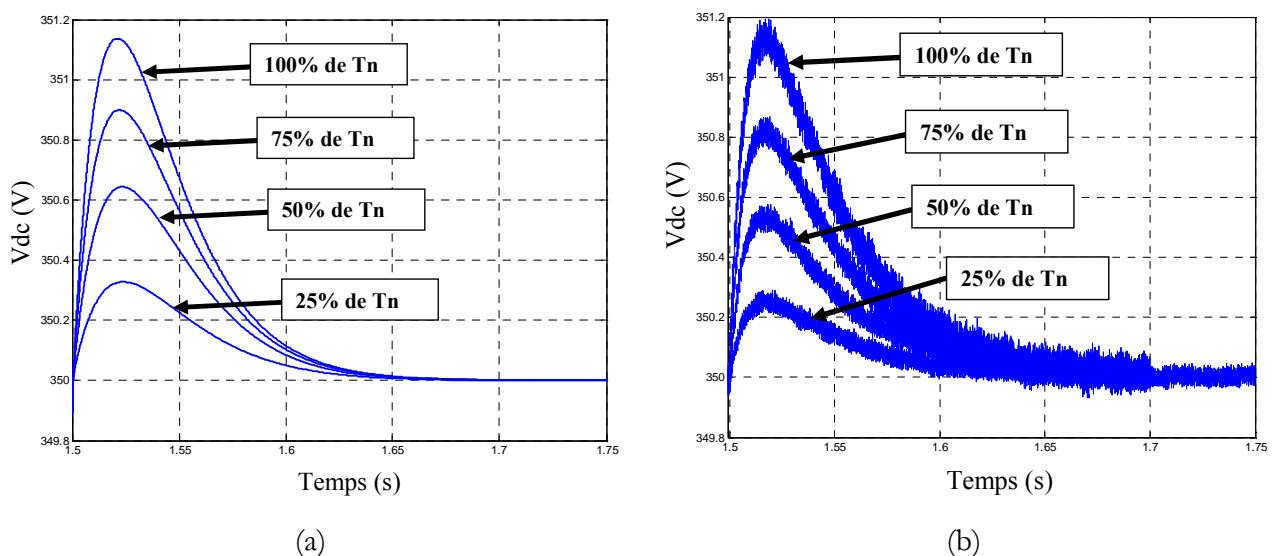


Figure III- 19 : Validation du modèle autour de plusieurs points d'équilibre. (a), modèle d'état linéarisé modale. (b) simulation topologique.

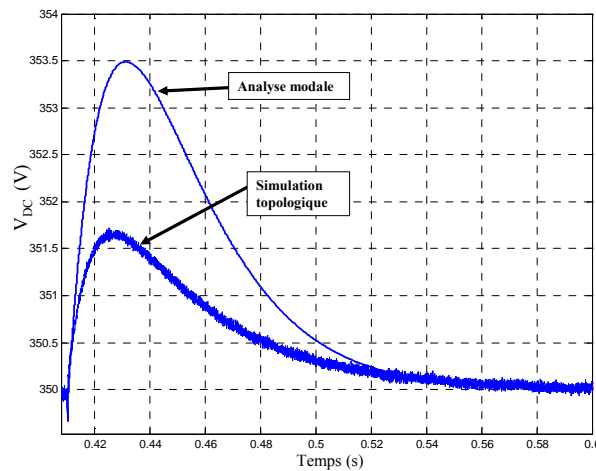


Figure III- 20 : Limites du modèle : Variation de 10% autour du couple nominal.

b Identification des modes et étude de sensibilité

Une fois la modélisation réalisée, il faut faire l'analyse modale du système avec comme objectifs :

- d'isoler les modes dominants,
- de trouver les paramètres sensibles.

Le point de fonctionnement est choisi autour de la puissance nominale de la charge, soit 72kW à 7500tr/min pour une vitesse constante de l'alternateur de 14600tr/min. Ceci correspond à un couple de charge nominal de 85Nm. Les valeurs des éléments passifs et des coefficients de contrôle sont les mêmes que celles données auparavant.

Les valeurs propres sont listées dans le Tableau III- 10 et tracées Figure III- 21. On note qu'il y a trois valeurs propres réelles et six complexes conjuguées, soit au total six modes différents. En comparaison avec les valeurs propres calculées individuellement pour le même point de fonctionnement, il est possible de conclure que les modes 1, 5 et 6 sont liés à la charge et les modes 2, 3 et 4 à l'HPSG.

En revanche, λ_2 et λ_3 diffèrent selon que l'HPSG est modélisé individuellement avec une résistance équivalente ou avec le FPM. Cette constatation vient étayer la conclusion faite dans le Chapitre III :3.1 sur le besoin de modéliser le système dans son ensemble. La Figure III- 22 illustre d'un côté la modification des modes 2 et 3 avec le type de modélisation et de l'autre, la réponse en tension dans les deux cas de figure. Le temps de réponse à 5% passe de 140ms à 100ms.

Cette différence suffit à justifier de nouveau le besoin d'une modélisation ensembliste car les modes de l'HPSG sont perturbés par ceux du FPM. On notera que les autres modes ont également été modifiés mais dans un rapport beaucoup plus faible.

Index	Valeurs propres	Modes
λ_1	-10.7	1
λ_2	-39	2
λ_3	-62	3
λ_4	$-44+9430j$	4
λ_5	$-44-9430j$	
λ_6	$-9903+1.84.10^5j$	5
λ_7	$-9903-1.84.10^5j$	
λ_8	$-10159+1.84.10^5j$	6
λ_9	$-10159-1.84.10^5j$	

Tableau III- 10 : Valeurs propres de l'association HPSG+FPM

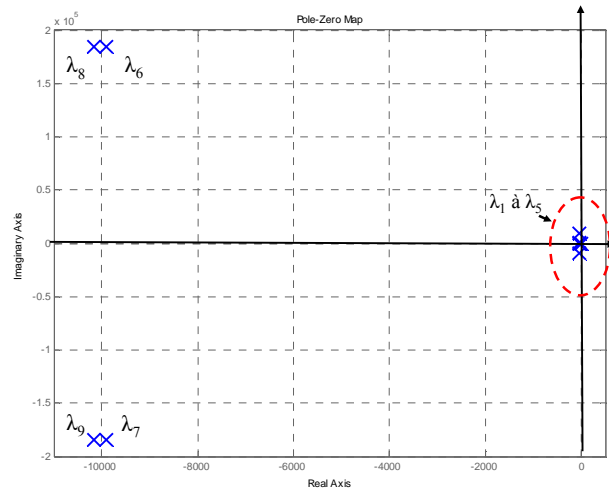


Figure III- 21 : Lieu des valeurs propres

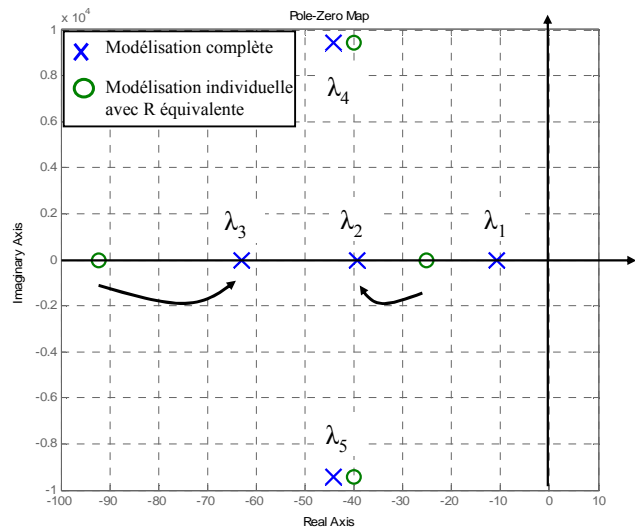
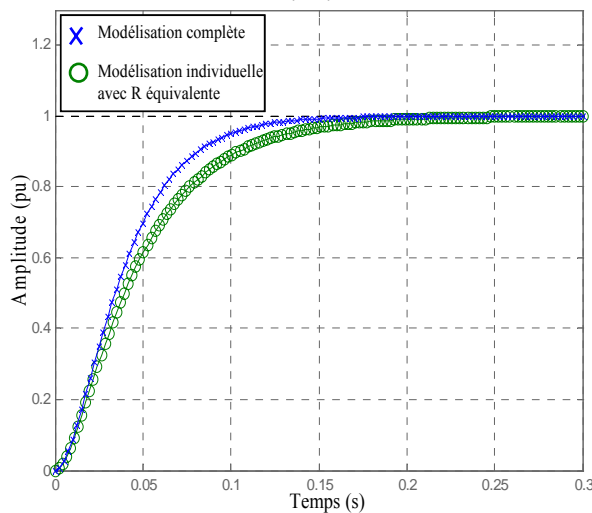


Figure III- 22 : Comparaison entre une modélisation individuelle ou d'ensemble. A gauche : réponse indicielle de V_{DC} . A droite : placement des valeurs propres dans le plan complexe.

Les facteurs de participation du système complet sont donnés Tableau III- 11. On retrouve les facteurs de participation individuels du Tableau III- 6 et du Tableau III- 9 à l'exception de ceux associés à λ_2 et λ_3 . Le découplage est net entre les deux systèmes puisque tous les termes croisés sont nuls. Cela peut paraître contradictoire au regard de ce qui vient d'être énoncé ci-dessus à propos de la modélisation d'ensemble. Cependant, la forte valeur du condensateur C découple suffisamment les deux systèmes pour que les facteurs de participation ne soient pas affectés. Si ces facteurs sont calculés pour une plus faible valeur de C, de faibles couplages apparaissent.

Modes	1	2	3	4		5		6	
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7	λ_8	λ_9
I_{q_sg}	0	0	0	0.499	0.499	0	0	0	0
I_{d_sg}	0	0	0	0.5	0.5	0	0	0	0
V_{DC}	0	3.3	2.3	0	0	0	0	0	0
α	0	2.3	3.3	0.004	0.004	0	0	0	0
I_{d_fp}	0	0	0	0	0	0.26	0.26	0.24	0.24
I_{q_fp}	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.25	0.25
ω_{mfp}	1	0	0	0	0	0	0	0	0
β_d	0	0	0	0	0	0.25	0.25	0.24	0.24
β_q	0	0	0	0	0	0.24	0.24	0.26	0.26

Tableau III- 11 : Facteurs de participation du système complet

Les modes 1, 2, 3 et 4 sont dominants car ils sont les plus sujets à rendre le système instable du fait de leur proximité de l'axe des ordonnées. La lecture des facteurs de participation montre que ces modes sont liés aux variables d'état de l'alternateur et à ω_{mfp} , la vitesse angulaire de la machine synchrone.

L'étude des sensibilités sur ces modes indique que les paramètres sensibles sont les coefficients du correcteur de tension (k_p et k_i) et la capacité de filtrage C pour les modes 2, 3 et 4 et le terme $\frac{f}{J}$ pour le mode 1 (f , frottements secs et J , inertie de la machine). L'inductance et la résistance statoriques (L_s et r_s) interviennent dans une moindre mesure.

En conclusion, pour améliorer le positionnement de ces modes, il est possible de jouer soit sur l'éléments de stockage, soit sur le correcteur, soit sur les paramètres structuraux des machines. On montre ainsi que l'analyse modale appliquée à un système complet s'avère un outil intéressant d'aide à la conception pour l'ingénieur. Si les organes sont déjà créés, il est évident qu'on préférera agir sur les correcteurs ou les condensateurs plutôt que d'agir sur la structure même des machines mais si on se place tout en amont de la chaîne de conception, il est tout à fait envisageable de concevoir une machine, entre autre, sur des critères dynamiques.

Dans une application embarquée où les gains de masse et de volume importent beaucoup, nous avons cherché à diminuer l'élément de stockage en agissant sur les autres paramètres du système (correcteur) tout en conservant des modes quasi-identiques. Sachant que la part du filtrage dans le volume et la masse total d'un convertisseur est de l'ordre de 30%, toute diminution de cet élément peut s'avérer intéressante [18].

3.3 Analyse pour la conception

Partant de ce constat, nous avons donc cherché à diminuer la valeur de la capacité tout en conservant (ou en améliorant) les dynamiques initiales. Le manque de normes sur un réseau continu 350VDC ne permet pas de figer un gabarit normatif sur les dépassements et les temps de réponse mais ceci importe peu puisque, une fois figées, ces normes peuvent facilement être intégrées dans les contraintes. Pour obtenir une valeur minimale de C, nous avons procédé en deux étapes. Tout d'abord, seule la valeur de C est diminuée jusqu'à la limite de stabilité, ensuite les coefficients des correcteurs sont ajustés pour revenir aux réponses dynamiques initiales. La simulation topologique du système complet servira de validation à l'approche.

La migration des valeurs propres dans le plan complexe est visible sur la Figure III- 23 lorsque C diminue de 100mF à 30mF. Les flèches indiquent leur sens de migration pour des valeurs décroissantes de C. Le mode 4 devient purement imaginaire et donc oscillant et non amorti pour C=47mF, en dessous de cette valeur, le mode est instable.

L'étude de sensibilité a montré que les modes dépendaient également de k_p et de k_i . En agissant sur ces paramètres il est donc possible de repositionner les modes dans le plan complexe. Sur le lieu Figure III- 24 on voit λ_4 et λ_5 s'éloigner de l'axe des ordonnées avec les variations de k_p et k_i (k_p a été diminué de 75% et k_i augmenté de 100%).

Les coefficients ne peuvent être modifiés à souhait puisqu'ils agissent de manière opposée sur λ_2 et λ_3 . Un compromis est donc à faire sur le réglage final.

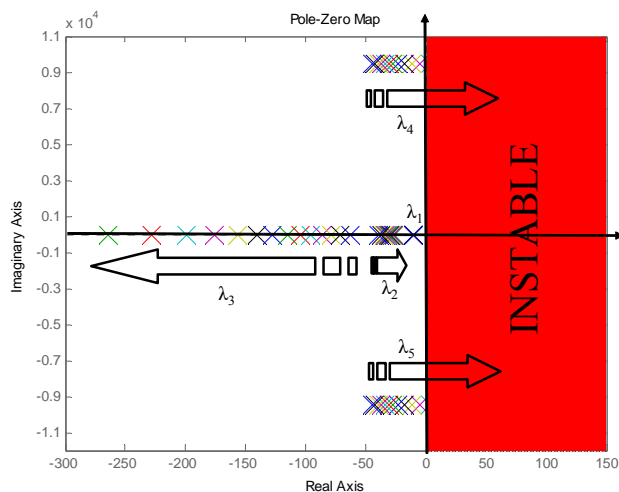


Figure III- 23 : Déplacement des valeurs propres pour une diminution de C de 100mF à 30mF

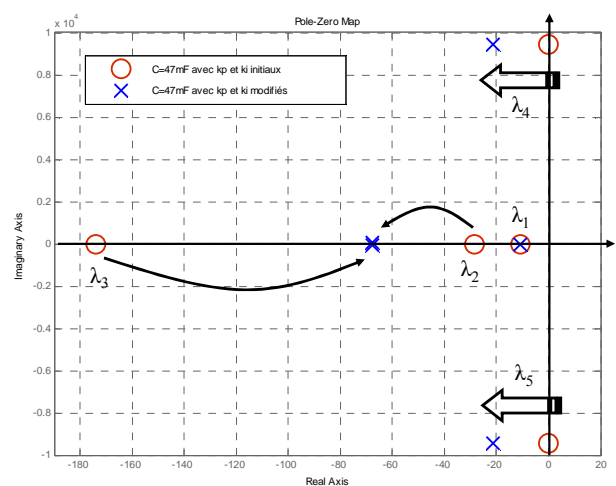


Figure III- 24 : Migration des modes par action sur k_p et k_i avec C=47mF

La Figure III- 25 montre les réponses en tension à un échelon de couple de charge du FPM (de 5% du couple nominal de 85Nm) pour les valeurs initiale et finale de C. Au départ, le dépassement est de 0.37% et le temps de réponse est de 170ms.

Une fois les paramètres modifiés, le dépassement est de 0.45% et le temps de réponse est de 100ms. Autrement dit, sans dégrader les performances dynamiques du système, nous avons diminué de plus de 50% la valeur du condensateur (de 100mF à 47mF). La simulation du comportement exact vient confirmer ces résultats.

Une faible différence apparaît avec les paramètres modifiés notamment sur la sous-tension. Une explication possible est la présence de snubber (circuit d'aide à la commutation) dans la simulation temporelle dont on ne peut s'affranchir. Cet organe introduit des éléments résistifs et donc amortissants. Une autre explication vient de la linéarisation faite à l'ordre un.

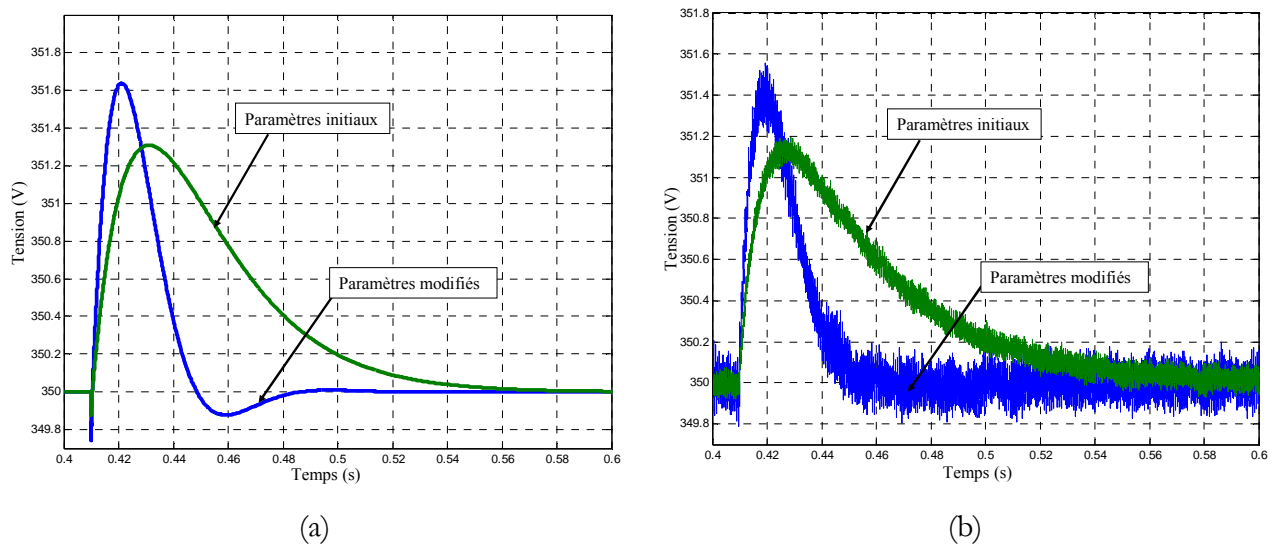


Figure III- 25 : Tension V_{DC} lors d'un échelon de couple de 5%. Comparaison entre les paramètres initiaux, le condensateur minimisé et les paramètres modifiés. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

Pour quantifier le gain de masse et d'encombrement du nouveau choix de paramètres, nous avons utilisé des données constructeur [46]. La Figure III- 26 et la Figure III- 27 donnent respectivement le volume et la masse des condensateurs SIC-SAFECO FELSIC 105 (dont les tenues en tension et en courant sont adaptées à l'application étudiée), en fonction de la valeur de la capacité. Les gains sont donnés Tableau III- 12. Ces valeurs tiennent compte du nombre de condensateurs nécessaires à mettre en parallèle pour une bonne tenue en courant.

Le gain est conséquent et montre l'intérêt de la méthode. Il faut cependant le modérer au regard des paramètres initiaux dont on ne connaît pas la procédure de dimensionnement. En effet, la valeur initiale de 100mF n'est pas celle réellement utilisée. De plus, et cela sera montré plus loin (Figure III- 29), la structure de l'étage continu est plus complexe. D'autre part, il faudrait quantifier le gain par rapport au volume et à la masse du convertisseur complet.

Ainsi, dans ces résultats, il faut davantage retenir de la faisabilité d'une démarche plutôt que les valeurs absolues obtenues. En effet, à la vue de ce qui vient d'être étudié, des compromis entre commande et structure (stockage) s'avèrent pertinents et peuvent aider le concepteur à minimiser l'encombrement (ou la masse) du convertisseur.

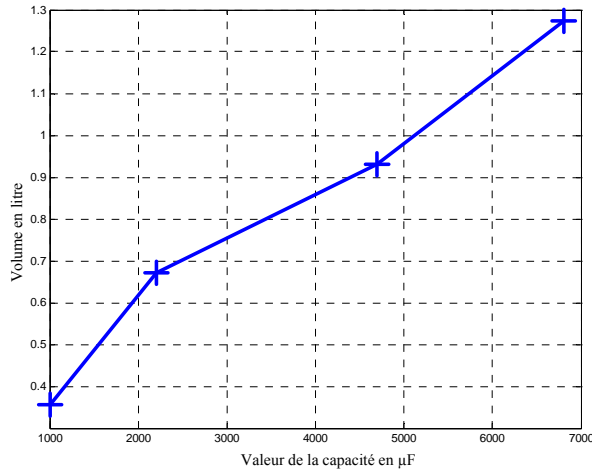


Figure III- 26 : Volume d'un condensateur en fonction de sa valeur (datasheet [46])

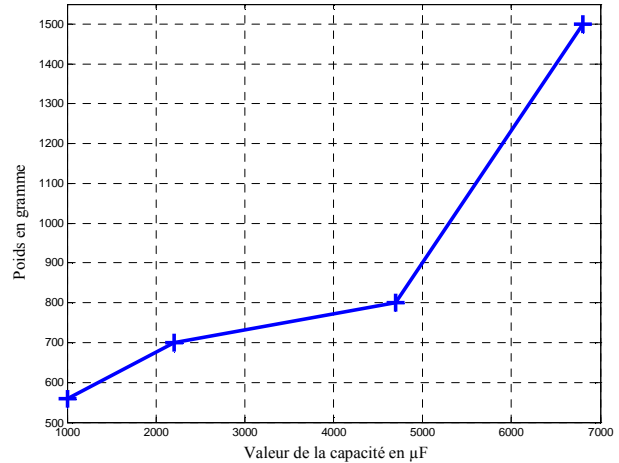


Figure III- 27: Masse d'un condensateur en fonction de sa valeur

	Volume (litre)	Masse (g)
C=100mF	18.73 ⁽¹⁾	15800 ⁽¹⁾
C=47mF	9.44 ⁽²⁾	8000 ⁽²⁾

Tableau III- 12 : Comparaison masse/volume pour les deux valeurs de condensateur retenues

(1): $14 \cdot 6800\mu\text{F} + 1 \cdot 4700\mu\text{F}$.

(2): $10 \cdot 4700\mu\text{F}$

L'aide à la conception avec l'approche modale ne s'arrête pas au pré-dimensionnement des composants passifs. Un autre aspect tel que le choix du niveau de tension peut être étudié. Au cours du projet européen, une tension de 350VDC a été retenue. Les critères de choix ont principalement été dictés par la masse des conducteurs et par la faisabilité technologique de certains organes (de coupure notamment).

L'approche modale peut venir étayer un choix de tension en ajoutant des critères dynamiques. Avec le modèle présenté, plusieurs niveaux de tension ont été testés : 270, 300, 350, et 400VDC. Il faut savoir que dans certains avions militaires, un réseau de 270VDC existe déjà [47][48]. Ce niveau correspond à la tension redressée par un convertisseur AC/DC triphasé à diodes avec une tension simple de 115V en sortie de l'alternateur.

La Figure III- 28 illustre la réponse indicielle de la tension, toujours face à une perturbation de 5% sur le couple. Les valeurs sont réduites pour comparer les différents niveaux testés.

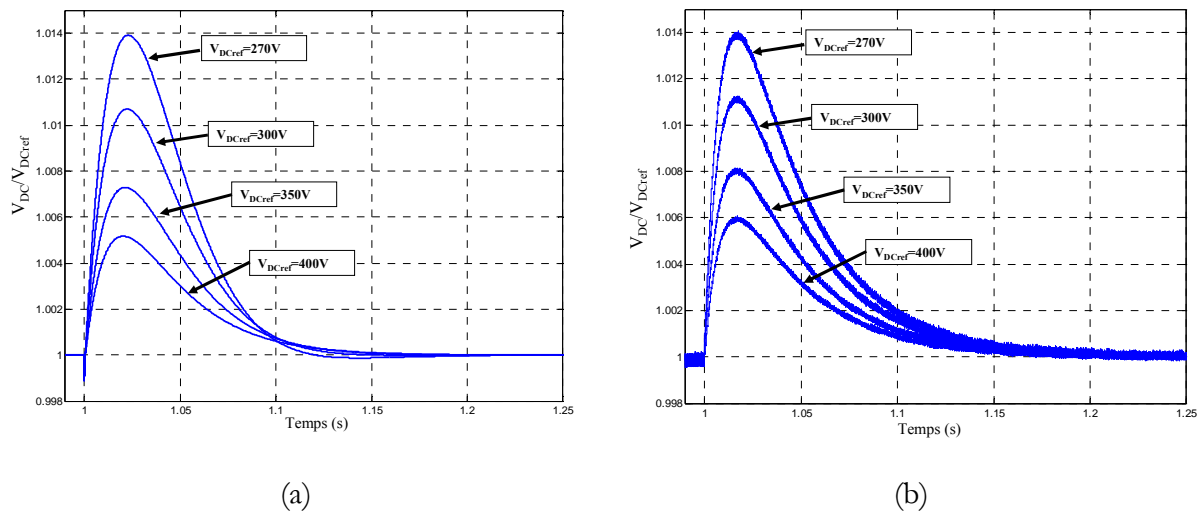


Figure III- 28 : Influence du niveau de tension face à une même perturbation. (a), modèle d'état linéarisé. (b), simulation topologique.

En conclusion, plus on augmente le niveau de tension du bus continu, plus on diminue les surtensions. La relation n'est en revanche pas linéaire puisqu'on double le dépassement entre un bus continu à 270VDC et un bus à 350VDC. Les temps de réponse restent, quant à eux, identiques. D'un point de vue dynamique, une haute tension atténue donc les transitoires. Cette conclusion est validée par la simulation topologique. Il faut cependant émettre quelques réserves sur ces résultats puisque les paramètres de l'alternateur sont considérés constants. Dans le cas où le concepteur souhaiterait évaluer d'autres alternateurs, il faudrait prendre en compte leurs nouveaux paramètres (r_s , L_s) car ceux-ci modifient les dynamiques.

4 Vers une modélisation plus fine et l'optimisation

L'étude faite précédemment vient de montrer qu'il était possible de minimiser la valeur, la taille et la masse de la capacité de couplage. Ce résultat n'a vocation qu'à montrer l'intérêt de l'approche modale dans l'aide à la conception car une seule capacité ne peut, à elle seule, modéliser correctement le bus continu. La Figure III- 29 montre une modélisation plus fine de l'étage continu entre les deux convertisseurs et situe le point de régulation de la tension (POR) qui n'est pas directement en sortie du redresseur. Les éléments capacitifs sont physiques mais les paramètres linéiques des inductances et des résistances modélisent les câbles. Cette structure a été

fournie tardivement et n'a pu être incluse dans l'étude précédente. Cependant, des travaux sont en cours et font l'objet d'un stage d'IUP [49]. De la même manière que l'étude précédente, les objectifs sont de minimiser l'encombrement et la masse des capacités de filtrage.

Grâce aux paramètres linéiques des câbles, l'influence des longueurs peut être prise en compte. Le nouveau système d'état comporte seize variables d'état. Des premiers résultats, confirmés par la simulation topologique, indiquent que les modes critiques sont toujours liés à l'HPSPG avec, en plus, les éléments passifs de l'étage continu. Lorsque les inductances $L1$ et $L4$ sont augmentées, elles éloignent certains modes critiques de la limite de stabilité. Au contraire, plus les longueurs des câbles représentés par $L2$ et $L3$ augmentent, plus les modes deviennent critiques.

Ces premiers résultats seront confrontés avec l'expérimentation puisque des mesures sont prévues sur le banc de test ASVR.

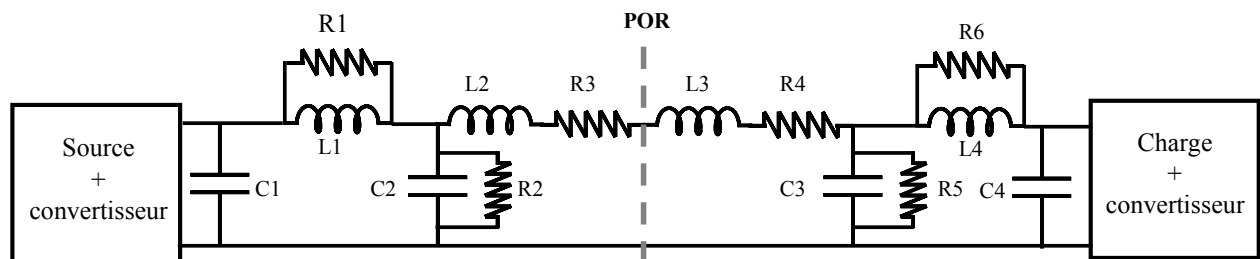


Figure III- 29 : Modélisation de l'étage continu

Le faible nombre de paramètres a permis jusqu'à présent d'améliorer la masse (et le volume) « manuellement ». A terme, cette étape doit être automatisée du fait de l'augmentation des paramètres ajustables dans un réseau plus complexe, et surtout, pour garantir un optimum global.

On propose ici une réflexion sur la démarche à adopter pour une optimisation avec comme fonction objectif, la masse des éléments passifs de stockage (Figure III- 30). Les éléments capacitifs et inductifs prennent en effet une part non négligeable dans la masse totale d'un convertisseur et leur minimisation peut s'avérer intéressante pour les équipementiers. Le temps de calcul très rapide des modèles d'état et des outils d'analyse permettent à l'approche modale de s'intégrer parfaitement dans une boucle d'optimisation avec de nombreuses itérations.

Partant du MMG et d'un point de fonctionnement, le système d'état peut être linéarisé autour de celui-ci. Ces trois étapes constituent le point de départ de l'optimisation. Vient ensuite l'optimisation proprement dite avec un choix de paramètres, le calcul de la fonction objectif puis le respect des contraintes. Ces dernières portent sur les grandeurs électriques qui doivent respecter des critères dynamiques (temps de réponse, sur/sous- tensions, sur/sous- courants...).

Le choix de l'algorithme d'optimisation dépend du problème. Suivant que le problème est continu ou discret, l'algorithme à appliquer sera différent. Dans notre cas, des méthodes déterministes seront mieux appropriées à cause de l'aspect continu et contraint de notre problème [50].

Une deuxième boucle peut intervenir sur le changement du point de fonctionnement à considérer. Un fois l'optimum trouvé, il ne faut pas perdre de vue que l'approche modale n'est valable qu'en petits signaux. La validation finale se fera par une simulation temporelle topologique.

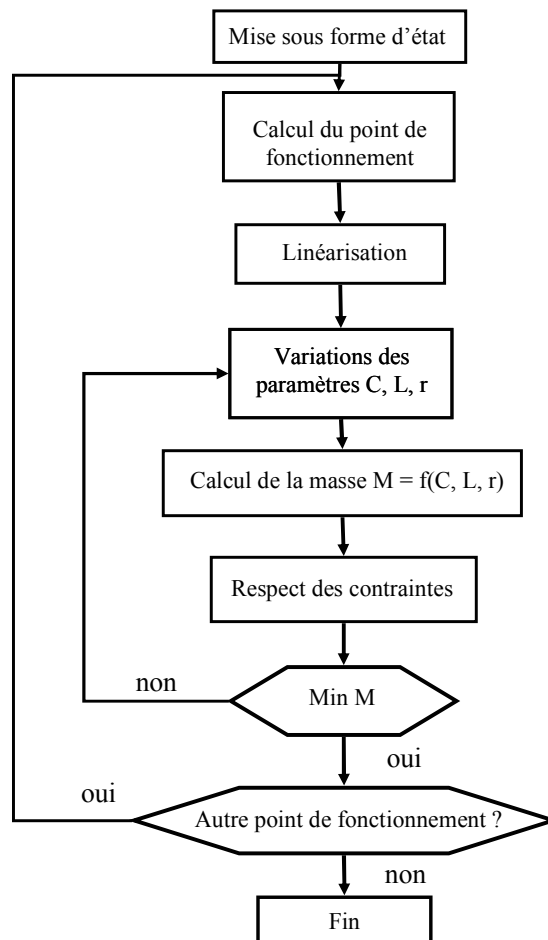


Figure III- 30 : Proposition d'une démarche d'optimisation

5 Conclusion

Le comportement dynamique des futurs réseaux continus soulève de sérieuses interrogations de la part des avionneurs. La stabilité, qui reste un cas particulier de l'étude dynamique, doit être garantie. Jusqu'à présent, dans ce genre de réseau, l'utilisation des critères de Middlebrook prévaut. Certes restrictive, cette méthode assure la stabilité avec une certaine marge. Cependant, sur-dimensionner les étages d'entrée des convertisseurs (notamment les filtres) pour garantir ces marges engendre son lot de kilos superflus, surtout si les charges non linéaires prolifèrent.

La méthode modale appliquée aux réseaux embarqués peut à la fois garantir des critères dynamiques (dépassement, temps de réponse) et bien sûr, la stabilité avec la marge voulue. Pour cela il faut modéliser l'ensemble du réseau avec tous ses paramètres, ce qui constitue probablement la tâche la plus difficile. Ensuite, les outils existants permettent de localiser les modes dominants ainsi que leurs paramètres associés. Une fois déterminés, ces paramètres peuvent être choisis de façon à satisfaire au mieux le cahier des charges initial.

Cette méthode permet également d'étayer un choix de tension, toujours sur des critères dynamiques. De même, elle peut participer à la définition de l'architecture physique du réseau (compromis architecture/commande).

Enfin, pour étendre la démarche à un réseau complet, il faut utiliser des outils informatiques pour prendre le relais de l'écriture « manuelle » des modèles qui atteint vite ses limites. Ce genre d'outils est développé au laboratoire, notamment avec l'écriture automatique des matrices d'état des convertisseurs d'électronique de puissance.

Chapitre IV : Optimisation de filtres en présence de charges non linéaires

1 Positionnement de l'étude

Nous l'avons déjà mentionné et illustré, les systèmes embarqués comportent de nombreuses charges non linéaires, non sans conséquence sur le réseau embarqué. En plus des risques d'instabilité dus aux nouveaux modes présents, les convertisseurs génèrent des harmoniques basse et haute fréquences. Dans les réseaux de bord existants, les normes harmoniques vont jusqu'au rang 40, soit en dessous de 20kHz. Le domaine fréquentiel d'étude ne concerne donc pas l'analyse CEM qui commence bien au-delà. Il est ici question de proposer une méthode de conception du filtrage harmonique basse fréquence face à des charges non linéaires alternatives. Le choix de faire cette étude sur un réseau principal 115V-400Hz peut apparaître peu judicieux au regard de l'avenir qui s'annonce ... continu. Cependant, le processus d'optimisation qui sera développé plus loin se veut générique. De plus, contrairement au cas du futur réseau continu encore peu normé, les contraintes électriques sont clairement définies, ce qui constitue une base de travail solide. Enfin, il ne faut pas perdre de vue qu'une partie du réseau restera alternative et donc que le réseau sera sûrement hybride (AC/HVDC).

Le convertisseur choisi pour cette étude est un pont de diodes triphasé sur capacité en tête. C'est un étage d'entrée très répandu grâce à sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre mais qui génère cependant de nombreux harmoniques.

Les filtres placés en amont des charges « polluantes » permettent de réduire le contenu spectral pour garantir le respect des normes. En règle générale, les filtres sont passifs, actifs ou hybrides. Une fois la structure définie, le principal critère de dimensionnement est imposé par le rôle même du filtre : respecter les normes. Dans ces conditions, en plus de règles préétablies, l'expérience du concepteur intervient souvent de manière prépondérante.

Dans une application embarquée, l'idée est de proposer une optimisation du volume occupé par ces filtres. Un tel processus a pour objectif, non seulement de rendre le dimensionnement automatique, mais également de tracer des frontières d'optimum suivant les contraintes. Ainsi, dans une vision globale de conception du réseau, ces tracés peuvent venir aider le concepteur dans le choix des compromis ou dans l'établissement des normes.

Dans ce chapitre, le processus d'optimisation sera présenté sur un filtre résonant avec une inductance de lissage en amont du pont de diodes. Les résultats seront comparés à un dimensionnement usuel pour cette topologie de filtre. Ensuite, une structure composée de deux filtres résonants associés à une inductance de lissage sera optimisée dans le cadre de contraintes aéronautiques. Des frontières d'optimum seront analysées en fonction des contraintes. Enfin, l'application à la fréquence variable sera discutée.

2 Le filtrage

Depuis l'apparition d'organes pollueurs (en terme d'harmoniques), l'ajout de filtres s'est imposé pour garantir le respect des normes en vigueur. Le principe est simple ; le filtre doit « piéger » les harmoniques générés par la charge afin que le courant et la tension vus du générateur soient les plus sinusoïdaux possibles (Figure IV- 1). Le filtre peut être connecté en série ou en parallèle à la charge. En règle générale, les filtres shunts permettent d'améliorer les courants alors que les filtres séries compensent les perturbations de tension. De nombreuses configurations et topologies de filtre sont répertoriées dans [51] et [52] en tenant compte de leurs avantages et leurs inconvénients.

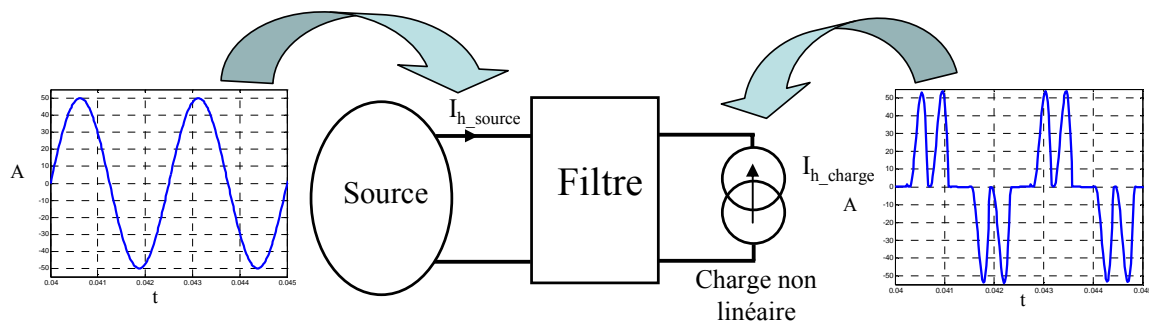


Figure IV- 1 : Principe du filtrage

Il apparaît logiquement que le principal critère de dimensionnement est la norme en vigueur sur le réseau étudié. Pour le réseau de distribution 400V-50Hz, la norme dépend du niveau de courant absorbé au nœud de raccordement et limite les amplitudes des raies de courant (par exemple pour un équipement de moins de 16A RMS, l'harmonique de rang 5 ne doit pas dépasser 1,14A [53]).

Concernant le réseau 115V-400Hz des avions civils, la norme diffère selon que l'équipement testé est monophasé ou triphasé [54]. Cette norme est relative au fondamental du courant absorbé par la charge. Par exemple, quelle que soit la puissance de la charge, les harmoniques 3, 5 et 7 ne doivent pas dépasser 2% du fondamental. Pour respecter ces normes, il existe de nombreuses structures qui peuvent se regrouper en trois catégories de filtres : passifs, actifs et hybrides.

2.1 Les filtres passifs

Comme leur nom l'indique, ces structures sont composées uniquement d'éléments passifs R, L, C voire des diodes. Elles ne requièrent donc aucune source d'alimentation externe.

Les topologies sont nombreuses, avec pour chacune d'elles, des spécificités qui leur sont propres. Une liste exhaustive de ces structures est difficile à donner. Ainsi, ne sont présentées ici que les structures les plus couramment utilisées (Figure IV- 2) [55]. Parmi elles, la compensation d'énergie réactive peut également être assurée de manière simultanée.

Outre le fait que les fréquences propres doivent être réglées sur les harmoniques à réduire, les pertes engendrées par ces dispositifs doivent également être prises en compte lors du dimensionnement. Les avantages de ces filtres sont qu'ils sont robustes, simples de mise en œuvre et relativement peu coûteux. Par contre, ils ne sont pas (ou très peu) flexibles. Un autre inconvénient, que nous expliquerons en détail par la suite, est la création d'anti-résonances avec d'autres impédances du réseau (sources, câbles, inductances de lissage) qui peuvent provoquer des surtensions et perturber le réseau et les signaux de communication. Enfin, ils créent parfois des dynamiques lentes qui peuvent s'avérer gênantes, notamment au démarrage de la charge en aval.

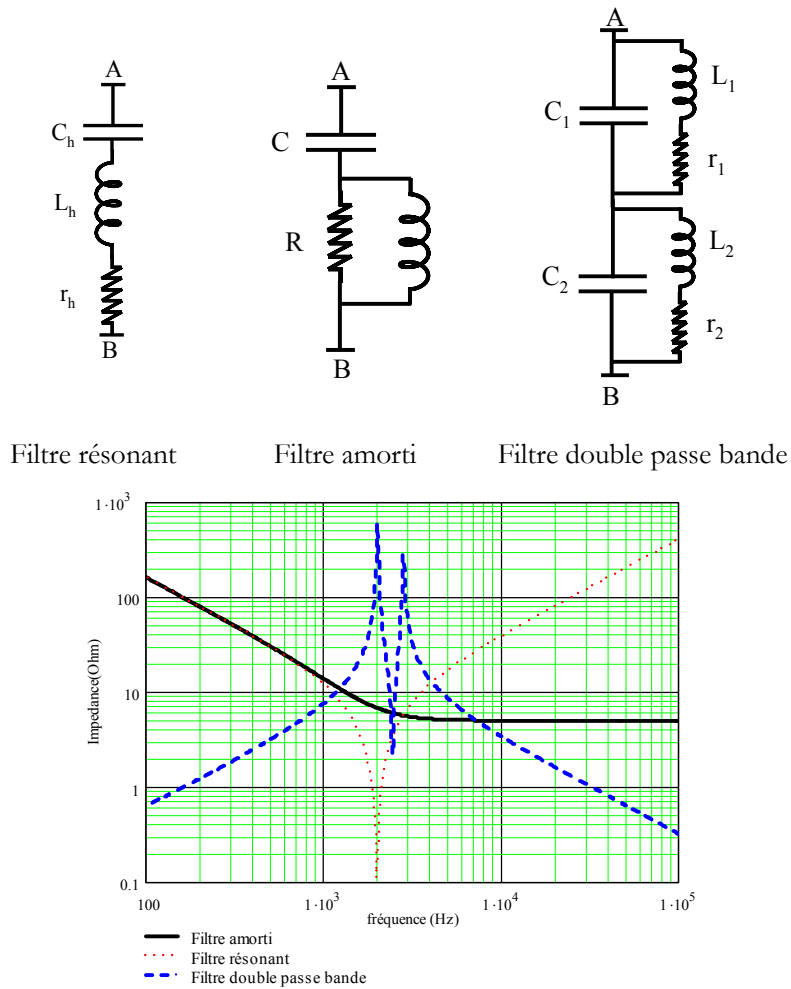


Figure IV- 2 : Trois structures de filtre passif avec leur impédance vue des bornes AB

2.2 Les filtres actifs

Le filtrage actif est composé d'électronique de puissance et son principe n'est pas récent (début des années 70). Freiné au départ par les technologies des interrupteurs de puissance, il est désormais très répandu grâce à l'essor dans ce domaine (qui est aussi la cause des harmoniques). Le principe consiste à mesurer le courant ou la tension polluée, à ôter le fondamental, puis à réinjecter les harmoniques en opposition de phase sur le réseau. Les convertisseurs utilisés sont généralement des onduleurs de tension ou de courant commandés par MLI. Ces organes permettent en même temps, comme les filtres passifs, de compenser l'énergie réactive.

Trois principales configurations de filtre actif existent : série, parallèle et une combinaison des deux (Unified Power Quality Conditioner). Elles sont données Figure IV- 3. Il est à noter qu'un filtre série devra être dimensionné pour supporter la totalité de la puissance de la charge alors qu'un filtre shunt ne devra « voir » que les harmoniques.

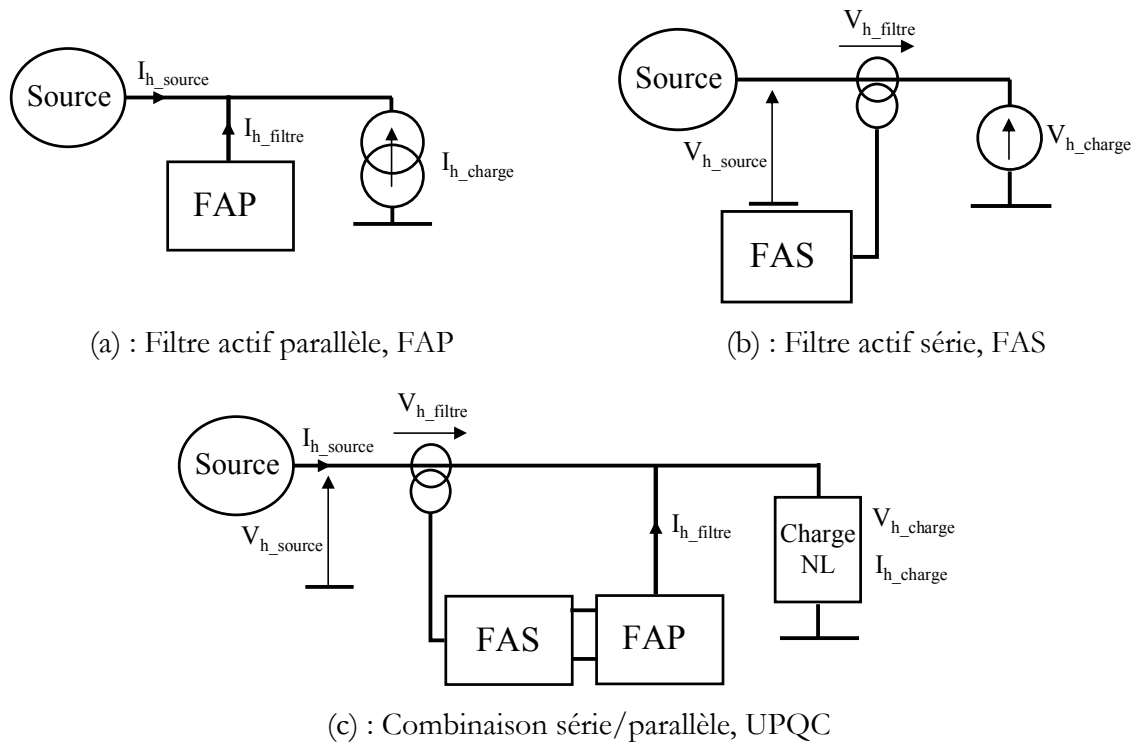


Figure IV- 3 : Configurations possibles des filtres actifs [51]

Le principal avantage de ces filtres est qu'ils sont flexibles car auto-adaptatifs. Ils peuvent facilement être intégrés à des structures déjà existantes. Leur gamme de fréquences est vaste et permet de répondre aux normes sur un large spectre. En revanche, ils sont onéreux et moins fiables que des filtres passifs (présence d'éléments commutés, de capteurs et de commande). Les pertes sont également importantes et dégradent le rendement de l'installation.

Un autre point négatif est l'introduction de modes supplémentaires qui peuvent créer des risques supplémentaires d'instabilité.

2.3 Les filtres hybrides

La dernière catégorie de filtre est un mélange entre passif et actif. Cette solution est apparue afin de réduire le dimensionnement de la structure active. Dans ce cas, le filtre passif est calculé pour atténuer les harmoniques prépondérants (souvent de rang 5 et 7) et le convertisseur ne réinjecte que les courants aux fréquences plus élevées. Un exemple d'une association filtre actif parallèle-filtre résonant est donné Figure IV- 4. Bien d'autres combinaisons existent et font encore l'objet de travaux de recherche récents, mais l'intérêt n'est pas ici de les recenser [56]. Le point faible de ces structures reste la perte de rendement et le coût.

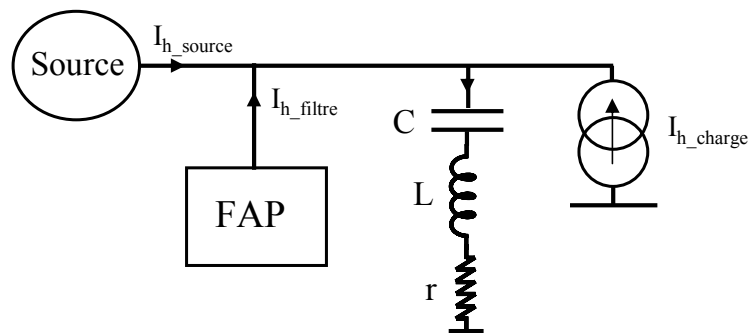


Figure IV- 4 : Exemple de filtre hybride.

3 Etude d'une structure filtre plus convertisseur

Dans cette partie, nous allons dimensionner un filtre passif en amont d'un convertisseur non linéaire. Cette charge, déjà présentée dans le premier chapitre, est un pont de diodes triphasé avec une capacité de filtrage côté continu. Le schéma unifilaire est donné Figure IV- 5 où L_s et r_s représentent l'impédance de la source. Présent notamment en amont des actionneurs de type EHA (actionneur electro-hydrostatique), cet étage d'entrée génère un fort taux de distorsion harmonique (TDH). Les rangs des harmoniques sont des multiples de $2p \pm 1$, avec p égal à 6 (Figure IV- 5). La puissance sera considérée constante et égale à 10kW (ordre de grandeur d'un nouvel actionneur de type EHA).

Dans un premier temps, l'influence d'une inductance dite de « lissage » sera montrée, puis, dans un second, un filtre résonant sera inséré et dimensionné de manière usuelle.

Enfin, le volume de l'ensemble (inductance de lissage plus filtre résonant) sera calculé analytiquement avec les relations propres aux technologies utilisées.

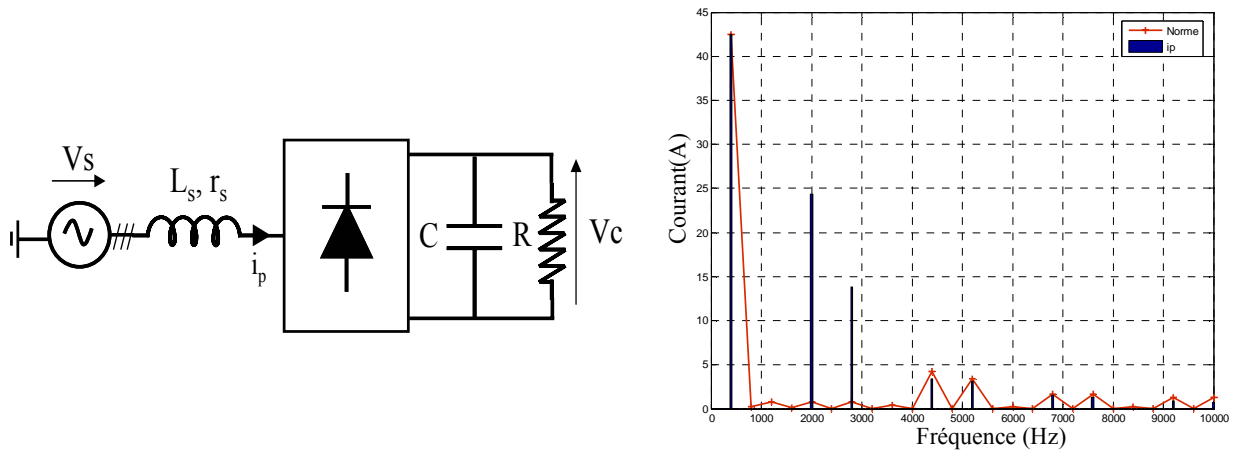


Figure IV- 5 : Structure de la charge non linéaire étudiée et spectre du courant absorbé (10kW).

3.1 Effet de l'inductance de lissage

La première solution pour atténuer les harmoniques de courant est d'ajouter, en amont du redresseur, une inductance série de lissage (L_L). L'effet large bande permet de réduire significativement le TDH. Il y a cependant des limites à donner à cette inductance qui, rappelons-le, voit passer la totalité du courant de la charge. Sur la Figure IV- 6, nous avons calculé le TDH et le $\cos\varphi$ pour plusieurs valeurs de L_L en amont d'un pont redresseur de 10kW (cette puissance est gardée constante pour l'étude). Pour une meilleure lisibilité, nous avons multiplié par 100 le facteur de puissance ($\cos\varphi$). Il apparaît clairement que le TDH passe de 88% à 12% pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. Pour la même variation, le $\cos\varphi$ passe de 0.99 à 0.85 soit, vue du réseau, une puissance réactive croissante, fournie par la charge.

La chute de tension aux bornes de L_L est aussi un effet limitant pour son dimensionnement. La tension continue en sortie du redresseur est directement proportionnelle à la tension d'entrée du pont, et ne peut être diminuée significativement. Dans la norme aéronautique [54], la chute de tension entre la sortie de l'alternateur et la charge est limitée à 10% du fondamental de la source (soit 11,5V sur une phase). Toujours sur la Figure IV- 6, nous avons tracé la chute de tension aux bornes de L_L en pourcent du fondamental (115V). Pour L_L variant de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ la chute de tension passe de 1% à 35 %.

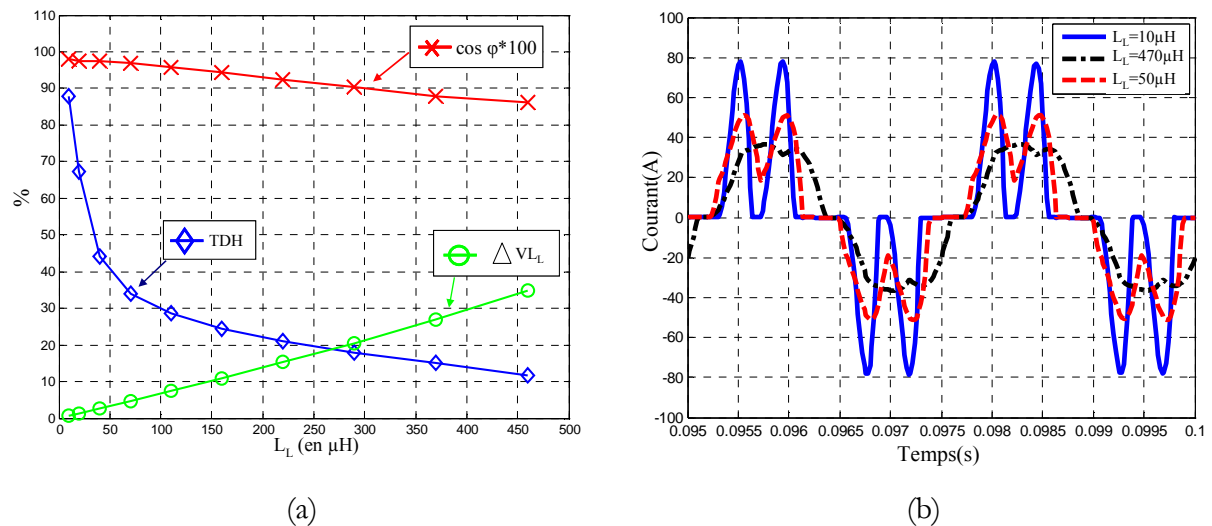


Figure IV- 6 : (a) : Influence de l'inductance de lissage sur le TDH, le $\cos \varphi$ et la chute de tension. (b) : Courant en temporel en fonction de L_L .

Au final, une telle inductance permet de réduire l'ensemble du spectre mais en contrepartie, elle dégrade le facteur de puissance et induit une chute de tension importante. C'est pourquoi elle est associée avec d'autres structures shunt telles que le filtre résonant qui a un effet plus sélectif et permet de réduire très nettement un harmonique précis pour garantir le respect de normes plus restrictives.

3.2 Insertion d'un filtre résonant

La structure du filtre résonant est celle donnée Figure IV- 7 (pour une phase). Compte tenu de son impédance, il est facilement compréhensible que son intérêt est de « piéger » un harmonique précis.

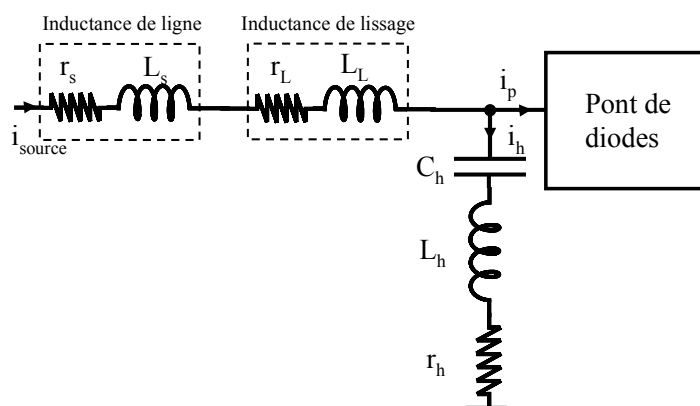


Figure IV- 7 : Topologie du filtre

Cette structure est très souvent utilisée pour éliminer les harmoniques des rangs 5 et 7 [57]. Pour dimensionner les éléments L_h et C_h , il faut tout d'abord assurer la résonance à la fréquence ω_h (où h est le rang de l'harmonique) telle que :

$$L_h \cdot C_h \cdot \omega_h^2 = 1 \quad \text{Eq IV. 1}$$

Il reste ensuite à fixer un des éléments pour avoir le dimensionnement complet. En règle générale (mais cela n'est pas exclusif), la capacité est calculée par rapport à la consommation d'énergie réactive [58]. Dans ces conditions, elle est dimensionnée avec la relation suivante.

$$\Delta Q = 3 \cdot \frac{V^2}{X_{L.C}} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(L_h \cdot \omega_0 - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} = \frac{3 \cdot V^2}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_h^2 \cdot C_h} - \frac{1}{C_h \cdot \omega_0} \right)} \quad \text{Eq IV. 2}$$

où ΔQ est la puissance réactive à compenser, ω_0 est la pulsation au fondamental et V la tension simple d'alimentation. La résistance série r_h modélise la somme des deux résistances internes de C_h et L_h . En toute rigueur, la tension V (ici 115V) doit être calculée au point de raccordement du filtre résonant. On fait cependant l'hypothèse que la chute de tension induite par l'inductance amont est sans conséquence sur ce dimensionnement.

Une autre manière de fixer un des deux éléments est de passer par le facteur de qualité défini Eq IV. 3 (l'ordre de grandeur est $F_Q > 75$). Cette méthode est simple mais ne permet pas, comme dans le cas précédent, de compenser précisément la puissance réactive.

$$F_Q = \frac{\sqrt{\frac{L_h}{C_h}}}{r_h} \quad \text{Eq IV. 3}$$

Malgré la simplicité de calcul, plusieurs précautions sont à prendre notamment sur l'effet d'anti-résonance provoqué avec l'inductance de lissage. Celui-ci est illustré par la Figure IV- 8 (b). L'impédance équivalente vue de la charge est la mise en parallèle de $L_s + L_L$ avec $L_h + C_h$ (Figure IV- 8 (a)). Cette anti-résonance est obligatoirement à des fréquences inférieures à la résonance et peut présenter un risque si elle est « calée » sur un multiple du fondamental (notamment si la charge présente un léger déséquilibre) ou sur des fréquences réservées aux signaux de communications. Ce risque est accentué lorsque plusieurs filtres résonants sont présents (7, 11, 13 etc).

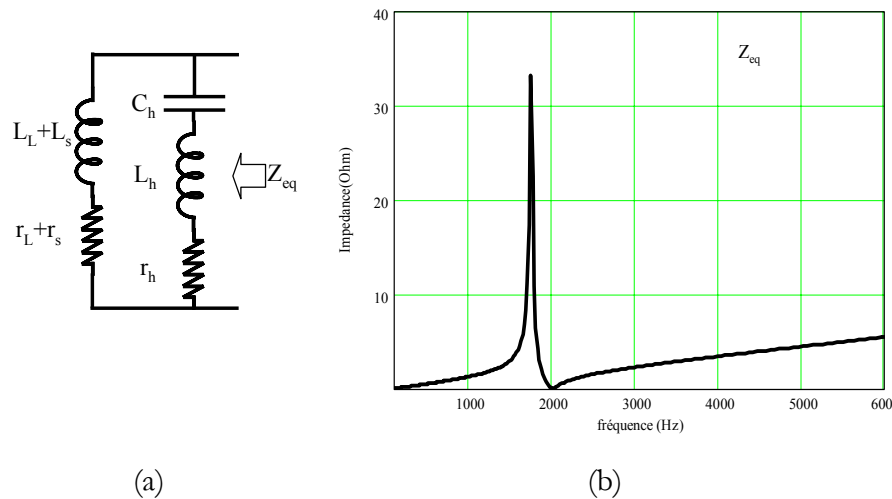


Figure IV- 8 : Illustration de l'antirésonance : (a), impédance vue par la charge : (b) tracé de l'impédance.

Finalement, les valeurs du filtre et les grandeurs caractéristiques sont données dans le Tableau IV- 1.

r_L	L_L	r_h	L_h	C_h	fh	F_Q
10mΩ	150μH	20mΩ	341μH	18μF	2kHz	145

Tableau IV- 1 : Valeurs des constituants du filtre

Les résultats en termes d'harmoniques sont donnés Figure IV- 9 et Tableau IV- 2. L'apport du filtre résonant est très net puisque le TDH est passé de 87% à 10.8%. Tous les autres critères sont également améliorés à l'exception du rendement de la structure puisque à puissance égale, le courant absorbé a augmenté de 6% par rapport au fondamental. Ceci est dû au courant dévié à 400Hz par le filtre résonant. Sur la Figure IV- 9 (b) on voit que la quasi-totalité du courant à 2kHz (rang 5) est absorbée par le filtre mais également une partie du courant au fondamental. La chute de tension est également augmentée.

	Sans filtre	Avec inductance de lissage	Avec inductance de lissage plus filtre résonant
TDH	87%	26.4%	10.8%
cosφ	0.99	0.95	0.99
Chute de tension	0.5%	9%	9.6%
I1	42A	42.4A	44.7A
Ih5	70%	22%	1%
Ih7	48%	7.2%	9.8%

Tableau IV- 2 : Comparaison de l'ajout de filtre sur le courant de source et sur les autres critères

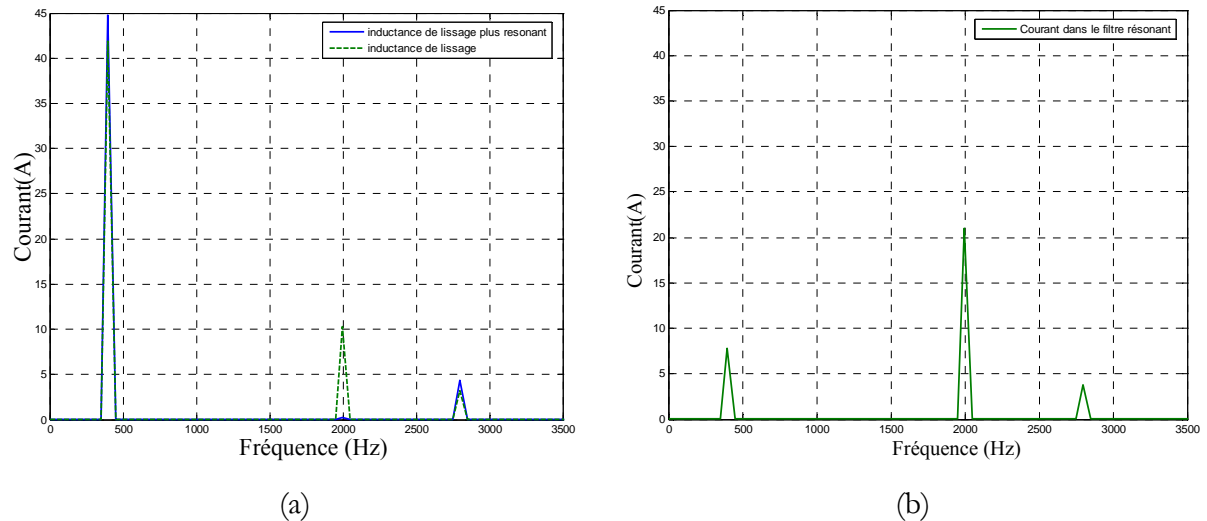


Figure IV- 9 : (a) Résultat de l’insertion du filtre dimensionné sur le spectre du courant de source. (b), spectre du courant dans le filtre résonnant

Ce dimensionnement, que nous classifions d’usuel, donne ainsi de bons résultats. Dans ce cas précis, le faible degré de liberté sur le calcul des éléments fournit un jeu de paramètres quasi-unique...et donc un volume quasi-unique. Pour le calcul du volume pris par ce filtre, il convient de définir les relations analytiques des volumes des constituants, qu’il s’agisse des inductances ou des condensateurs. Ces relations seront intégrées dans un processus d’optimisation permettant de réduire l’encombrement du filtrage que nous proposerons par la suite.

3.3 Calcul du volume des éléments réactifs

3.3.1 Volume d’une inductance

Il s’agit ici de donner les relations analytiques pour évaluer les volumes des éléments réactifs. En ce qui concerne l’inductance, la relation entre le volume et la valeur de L est issue de [59]. Cette équation a été obtenue en considérant la self bobinée autour d’un noyau magnétique en forme de « E ». Le volume V_L est, proportionnel au produit des courants maximal et efficace respectivement I_m et I_{eff} (Eq IV. 4 et Eq IV. 5).

$$A = S_b \cdot S_f = \frac{K_b \cdot I_m \cdot L \cdot I_{eff}}{J \cdot B} \quad \text{Eq IV. 4}$$

$$V_L = K \cdot A^{\frac{3}{4}} \quad \text{Eq IV. 5}$$

- où
- K: dépend de la forme du noyau magnétique
 - J : Densité de courant
 - B : Induction maximale du circuit magnétique
 - Kb : coefficient de bobinage
 - Sb et Sf : respectivement surfaces de bobinage et du noyau magnétique

Pour fixer les ordres de grandeur, nous avons tracé sur la Figure IV- 10, l'évolution du volume de L_L sans le filtre résonant L_L variant de $20\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$ (mêmes variations que sur la Figure IV- 6 (a)). Le volume total considéré est égal au volume d'une inductance monophasée multiplié par trois.

Le principal résultat à retenir est la faible variation du volume en fonction de L_L . En effet, celui-ci augmente à peine de 2% pour une variation de L_L de $10\mu\text{H}$ à $470\mu\text{H}$. La faible variation s'explique notamment par la diminution du courant crête lorsque L_L augmente. Par conséquent, en terme de volume, le concepteur a tout intérêt à maximiser la valeur de L_L (en limite de la chute de tension et du déphasage autorisé) pour agir au maximum sur le TDH. On notera que l'ordre de grandeur est autour du litre.

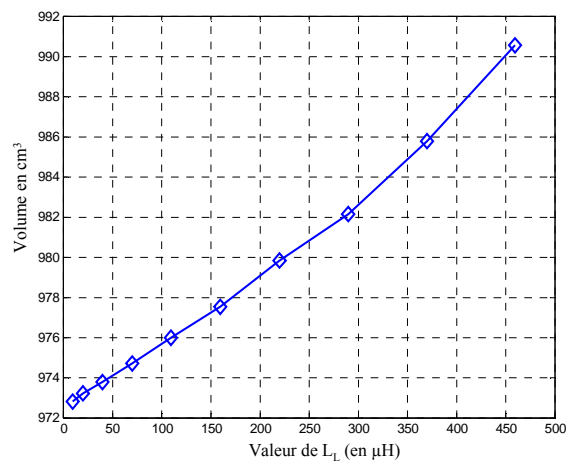


Figure IV- 10 : Volume de L_L (triphaseé) en fonction de sa valeur pour un pont de 10kW.

3.3.2 Volume d'un condensateur

Le calcul du volume d'un condensateur est plus simple et peut se faire de deux manières. La première consiste à faire une extrapolation des documents constructeurs suivant la technologie employée. La seconde est l'utilisation d'une formule analytique facile à déterminer dans le cas d'un condensateur plan. La relation $V_c=f(C)$ est donnée par Eq IV. 7. Dans le souci de rester générique, nous retiendrons pour la suite cette solution analytique.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} \text{ et } E = \frac{V}{d} \quad \text{Eq IV. 6}$$

$$V_c = \frac{V^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E^2} \cdot C \quad \text{Eq IV. 7}$$

où S : surface de l'armature (en m²)
d : épaisseur du diélectrique (en m)
V : tension aux bornes du condensateur (en V)
ε_r : permittivité relative du diélectrique
E : rigidité diélectrique (en V/m)

3.3.3 Application à la structure passive étudiée

Le dimensionnement fait dans le § 3.2 permet de calculer les volumes donnés dans le Tableau IV- 4. Au préalable, les grandeurs caractéristiques permettant de calculer ces volumes sont listées Tableau IV- 3. On observe que la répartition des volumes est homogène suivant les éléments L_s, L_n ou C_n avec un léger encombrement supplémentaire pris par les inductances bobinées. Au final, le filtre complet est contenu dans un volume proche de 3 litres.

J	B	ε _r	V	E
5A/mm ²	0.3T	2.2	115V	20.10 ⁶ V/m

Tableau IV- 3 : Grandeurs caractéristiques pour le calcul des volumes

Volume de L _l	Volume de L _n	Volume de C _n	Volume total
326cm ³	325cm ³	214cm ³	2790cm³

Tableau IV- 4 : Répartition des volumes

En conclusion, on vient de le voir, le dimensionnement des filtres passifs est régi par un certain cahier des charges. Une fois les règles respectées, les degrés de liberté restants (quasiment nuls dans notre cas mais ce n'est pas toujours le cas), sont souvent résolus par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, si le rôle du filtre est assuré, il n'est pas garanti que le dimensionnement soit optimal en terme de volume. Or, dans une application embarquée, tout gain de place est bon à prendre ! C'est pourquoi, dans l'analyse qui suit nous allons proposer un processus permettant de dimensionner de manière optimale les éléments passifs d'un filtre sous contraintes fixées.

4 Processus d'optimisation du volume d'un filtre

L'objectif de cette optimisation est avant tout d'être générique. Si ce processus va être appliqué ici à une structure particulière, la transposition vers un autre type de filtre se veut facilement réalisable.

Indépendamment du choix de l'algorithme, le cœur de toute optimisation reste le modèle utilisé. Il doit être rapide, précis et fiable. Nous proposons ici une manière de modéliser la structure du pont de diodes avec filtre, de façon à l'intégrer dans une boucle d'optimisation. L'application de cette optimisation est faite sur le filtre qui vient d'être dimensionné.

4.1 Modélisation du pont

Compte tenu des différents types de modèle que nous avons rapidement présentés dans le chapitre II, les convertisseurs peuvent être modélisés sous une forme temporelle ou fréquentielle directe. Si la modélisation fréquentielle directe est bien adaptée à l'optimisation, elle se heurte encore à certains verrous, notamment pour les régimes discontinus [29]. Or, en fonction de l'inductance d'entrée et du niveau de puissance, le pont de diodes étudié oscille entre les modes de conduction continue, mixte et discontinue (cf Figure IV- 6 (b)). Malgré la possibilité de prendre en compte des interactions filtre-convertisseur, cette solution reste donc un peu prématurée.

Le calcul analytique dans le domaine temporel des grandeurs électriques du redresseur est réalisable, non sans mal, et a fait l'objet de travaux au LEG [60]. Cependant, la résolution symbolique des équations différentielles est lourde à mettre en place du fait d'une écriture différente dans chacun des modes de conduction. De plus, il faut gérer les conditions de passage entre ces modes. Enfin, l'ajout d'équations supplémentaires liées aux filtres afin de tenir compte des interactions, rend très difficile au final, l'utilisation du modèle pour l'optimisation.

Face à ce problème de modélisation d'un simple pont de diodes triphasé, le choix de la modélisation temporelle s'est ainsi imposé. Elle permet de prendre en considération toutes les interactions difficiles à modéliser entre le filtre et le pont. Par exemple, on voit sur la Figure IV- 11 que le courant d'entrée du pont i_p (à ne pas confondre avec le courant de source) est modifié en fonction de la présence (ou non) du filtre shunt. L'influence du filtre résonant sur l'angle de conduction des diodes est très difficile à modéliser autrement qu'avec une simulation temporelle.

Les outils tels que SABER®, PSpice® et Matlab® peuvent simuler la structure Figure IV-5 sur une vingtaine de périodes en moins de 3s avec une résolution de 100 points par période. En ajoutant le filtre résonant, la durée de la simulation n'excède pas 7s.

Une fois automatisé, le post traitement qui comporte le calcul des FFT est très rapide (inférieur à la seconde). Soit au total un temps de 8s pour simuler et exploiter la structure complète (PentiumIV 2.8GHz). Ce temps est un peu pénalisant mais compte tenu de la validité du modèle, de la précision des résultats et de sa simplicité de mise en œuvre, il reste néanmoins acceptable.

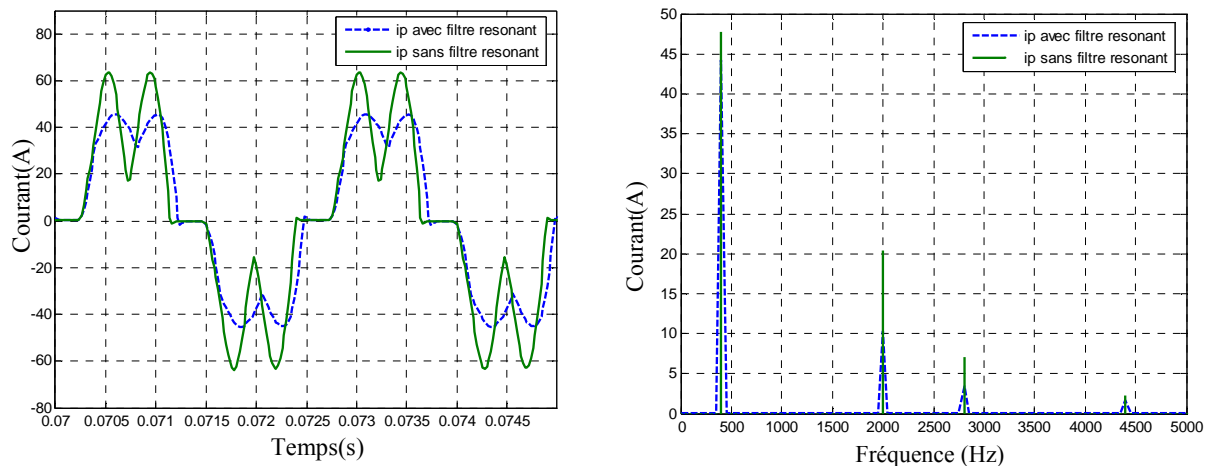


Figure IV- 11 : Illustration de l'hypothèse fautive faite sur le courant constant dans le cas d'un pont de diodes sur capacité en tête.

Dans ces conditions, le modèle temporel avec la simulation complète de la structure est celui retenu. Il possède les avantages forts :

- d'être très facilement intégrable dans Matlab® grâce à la toolbox dédiée à la simulation temporelle (SimPowerSystems),
- d'être très précis et de prendre en compte toutes les interactions,
- de fournir à la fois des grandeurs temporelles et fréquentielles pour le calcul des contraintes et de l'objectif (le volume des inductances requiert de connaître les courants efficaces et crêtes).

Seul inconvénient, le temps de calcul qui, comme nous l'avons dit avoisine les 8 secondes.

4.2 Principe de l'optimisation

Maintenant que le choix du modèle a été effectué, nous allons présenter le processus d'optimisation retenu (Figure IV- 12). Partant des paramètres initiaux sur les éléments passifs, une première simulation topologique est faite. Ensuite, l'étape de post-traitement comporte :

- le calcul des FFT de tous les courants,
- le calcul des contraintes,
- le calcul du volume complet.

Les contraintes peuvent être imposées sur les amplitudes individuelles des harmoniques de courant, sur le TDH, sur le facteur de puissance, la chute de tension voire le courant supplémentaire consommé au fondamental. Pour minimiser le volume, nous avons utilisé l'opérateur « fmincon » de Matlab qui permet de traiter un problème continu, non linéaire et sous contraintes. Cet opérateur a été utilisé par le passé au laboratoire et a donné des résultats satisfaisants [3][61]. Une fois le post traitement effectué, les contraintes sont vérifiées ainsi que la valeur du volume. Si l'une des deux conditions n'est pas respectée, les paramètres du système sont de nouveau calculés. Les conditions d'arrêt dépendent des tolérances que l'utilisateur fixe sur le volume et sur les contraintes.

Pour conserver des degrés de liberté sur le dimensionnement (et ne pas retomber sur le dimensionnement classique), aucune relation entre les inductances et les condensateurs n'est imposée (par exemple, dans le cas d'un filtre résonant, la fréquence de résonance n'est surtout pas figée).

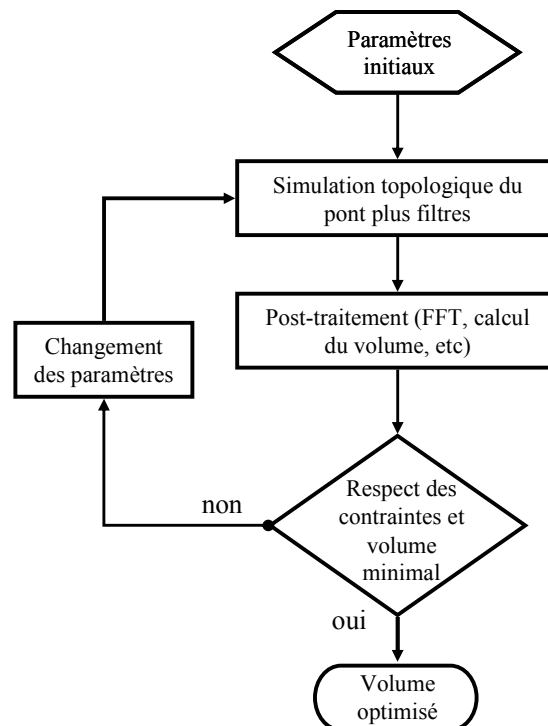


Figure IV- 12 : Processus d'optimisation du volume de filtres

Enfin, on ne peut garantir que le minimum soit global. Cependant, un moyen de vérification, certes peu rigoureux, est de faire plusieurs optimisations avec des paramètres initiaux qui diffèrent.

4.3 Application

La première application de cette optimisation est faite sur la structure passive qui vient d'être dimensionnée. Les contraintes fixées dans cette illustration sont les mêmes que celle pour le résultat obtenu par un dimensionnement classique. Autrement dit, le TDH est fixé à 10.8%, la chute de tension à 10% et le taux individuel sur l'harmonique de rang 5 est de 1%. Des contraintes sur les éléments passifs sont ajoutées (limites basses et hautes, par exemple l'inductance de lissage est bornée entre 1 μ H et 3mH). La fréquence de résonance n'est pas fixée. Les conditions initiales de l'optimisation correspondent au dimensionnement classique (Tableau IV- 1).

L'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations est donnée Figure IV- 13. Les points marqués par une croix respectent les contraintes précédemment fixées. Le minimum trouvé est de 2360cm³ soit un gain de 20% en comparaison du dimensionnement classique. La comparaison entre le dimensionnement classique et optimal est donnée Tableau IV- 5. En ce qui concerne la vérification, plusieurs points initiaux ont été testés et convergent vers ce même résultat. Le nombre d'itérations est rarement supérieur à 250, soit au total une optimisation en 30 minutes environ.

	Classique	Optimal
TDH	10.8%	10.8%
Harmonique 5	1%	1%
Chute de tension	9.6%	10%
cos φ	0.99	0.99
L _L	140 μ H	146 μ H
L _h	341 μ H	706 μ H
C _h	18.6 μ F	9 μ F
Volume L _L	326cm ³	326cm ³
Volume L _h	325cm ³	325cm ³
Volume C _h	214cm ³	103cm ³
Volume total	2790cm³	2360cm³

Tableau IV- 5 : Comparaison entre un dimensionnement classique et l'optimisation

Le gain sur le volume est notable et amène des conclusions importantes pour la suite. Tout d'abord, cette première optimisation permet une validation conjointe. D'un côté le dimensionnement classique est assez proche de l'optimum et de l'autre, l'optimisation fonctionne correctement puisqu'elle converge vers la résonance (la fréquence de résonance vient se « caler » naturellement autour de 2000Hz) et respecte les contraintes imposées.

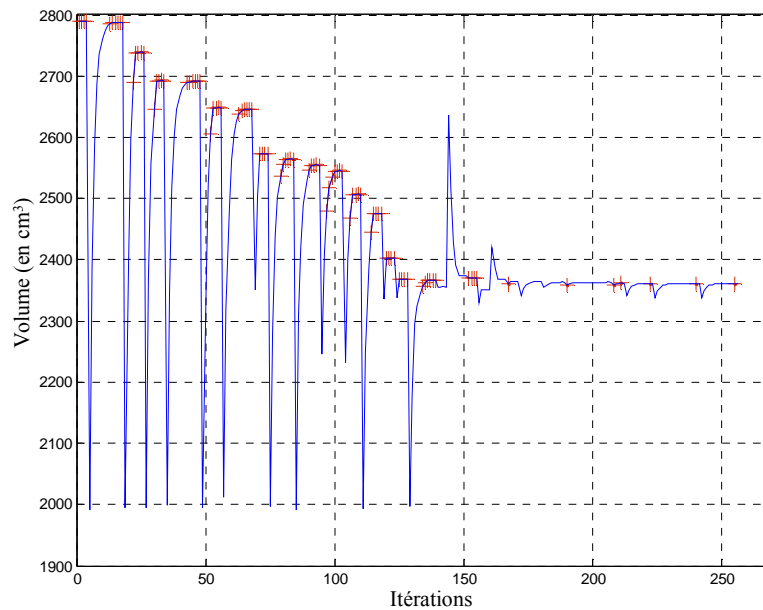


Figure IV- 13 : Evolution du volume en fonction des itérations de l'optimisation

Cette première étude ne tient pas compte des contraintes sur les rangs harmoniques individuels. L'objectif principal de cette étude était de présenter la démarche. Nous allons maintenant la reprendre dans le contexte normatif aéronautique.

5 Vers l'aide à la conception des réseaux de bord

5.1 Optimisation sous contraintes aéronautiques

Les résultats obtenus précédemment montrent que seul l'harmonique de rang 7 est encore au dessus de la norme aéronautique (Figure IV- 14). La structure passive étudiée afin de garantir la norme sur tout le contenu spectral doit donc être composée d'une seconde branche parallèle résonante. La structure du filtre ainsi que son impédance équivalente sont données Figure IV- 15.

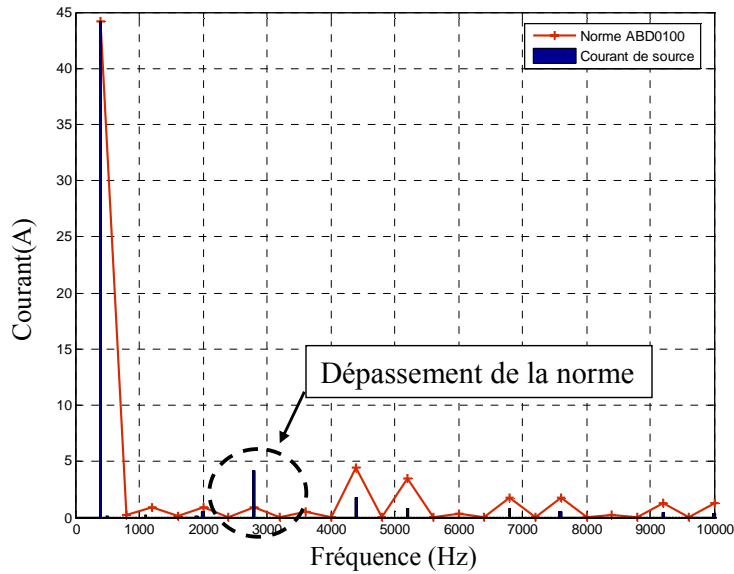


Figure IV- 14 : Spectre du courant de source avec la structure optimisée à une branche.

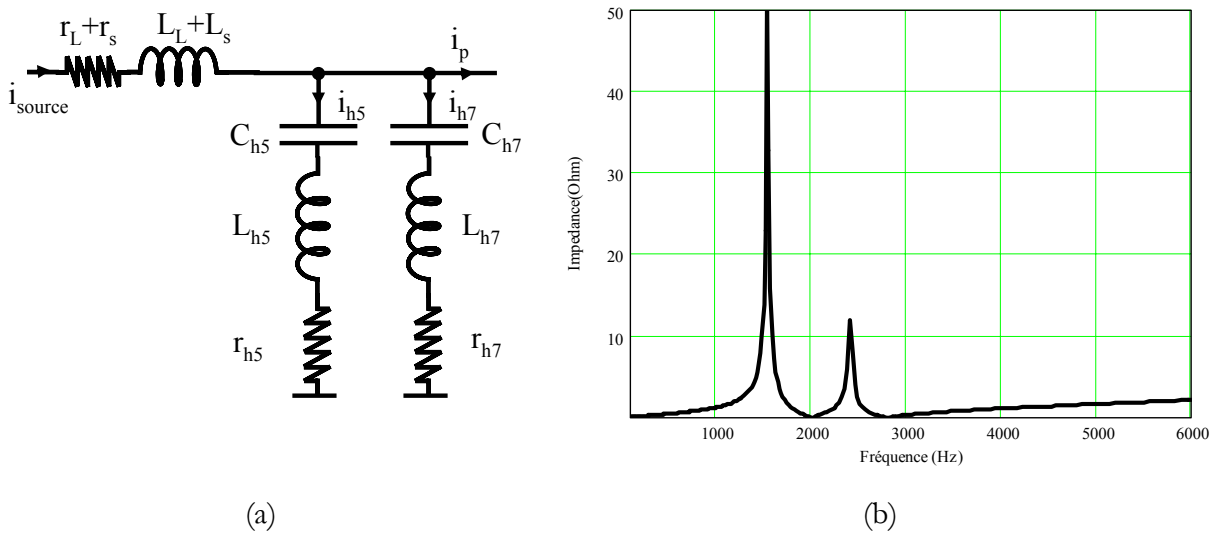


Figure IV- 15 : (a) : Topologie d'une structure passive à deux résonances. (b) : Impédance vue par la charge.

Lors du dimensionnement usuel d'une telle structure, la puissance réactive est en règle générale répartie entre les condensateurs. Cependant, le réglage des anti-résonances devient délicat du fait des nombreux éléments passifs et ce dimensionnement est fortement guidé par l'expérience du concepteur. Dans ces conditions, l'optimisation trouve tout son intérêt en fournissant un dimensionnement automatique.

La synthèse des grandeurs déterminées ainsi que l'encombrement optimal pris par ce filtre sont donnés Tableau IV- 6. Les contraintes sont fixées à 2% sur I_{h5} et I_{h7} et 10% sur la chute de tension entre la source et la charge. Le spectre du courant vu de la source est donné Figure IV- 16.

Harmonique 5	1%
Harmonique 5	1.6%
Chute de tension	9.6%
$\cos\varphi$	0.99
L_L	120 μ H
L_{h5}	691 μ H
C_{h5}	9.2 μ F
L_{h7}	376 μ H
C_{h7}	8.5 μ F
Volume total	3740cm³

Tableau IV- 6 : Synthèse des grandeurs caractéristiques obtenues après optimisation

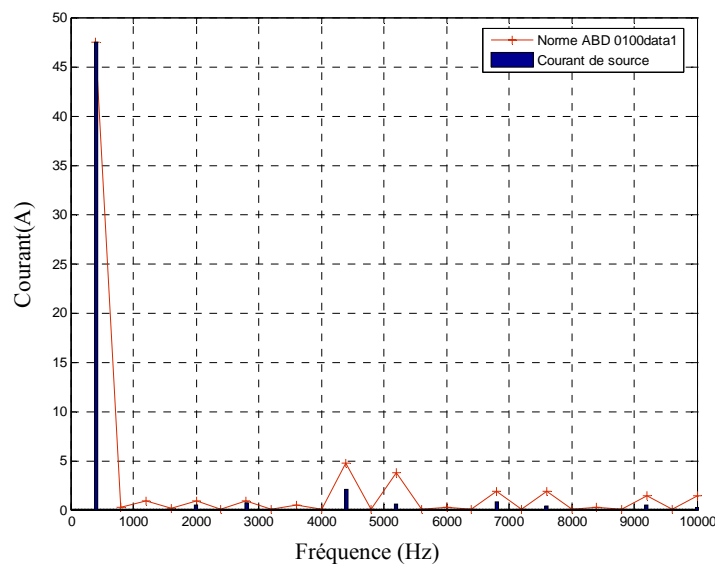


Figure IV- 16 : Spectre du courant de source avec filtre optimisé

On peut constater que la norme est bien respectée sur toute la gamme de fréquences. En comparaison d'une structure sans filtre, le courant absorbé au fondamental est de 47A, soit une consommation de 9% en plus. Comme précédemment, une partie du courant à 400Hz est déviée dans les branches parallèles. Cette consommation supplémentaire reste toutefois raisonnable et pourrait être limitée par l'algorithme en ajoutant une contrainte supplémentaire.

5.2 Aide au choix des contraintes

Les nouvelles charges fortement composées d'électronique de puissance peuvent remettre en cause les anciennes normes. Si tel est le cas et afin d'aider le concepteur à redéfinir ces normes, l'outil qui vient d'être proposé peut apporter sa contribution. C'est pourquoi nous avons cherché à être critique sur les normes au regard de la fonction objectif retenue (ici le volume). Pour cela, plusieurs optimisations ont été réalisées avec des contraintes de moins en moins restrictives.

Un premier résultat donné par la Figure IV- 17 montre l'évolution du volume optimisé en fonction des contraintes sur les courants I_{h5} et I_{h7} (initialement fixées à 2% par la norme). Pour ne pas changer plusieurs paramètres à la fois, la chute de tension reste, quant à elle, bornée à 10% de la tension fondamentale.

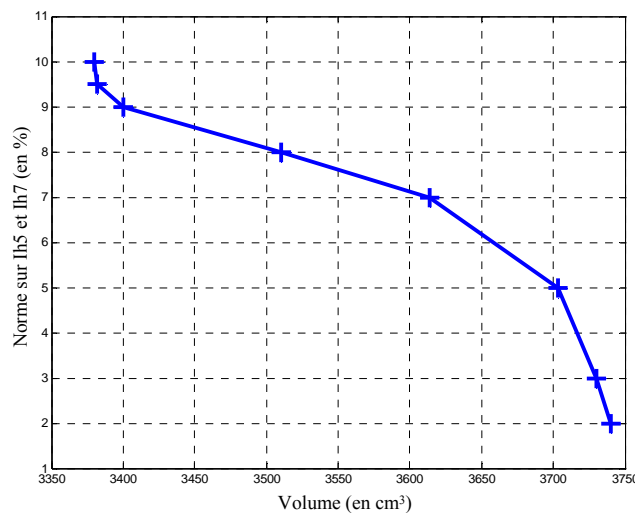


Figure IV- 17 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction des contraintes sur les courants

Dans le cas où la norme passe de 2% à 10% sur les courants, le volume est diminué de 10%. Lorsque les contraintes sont davantage relâchées, le volume reste quasi identique. Cependant, au-delà d'une telle limite harmonique, l'intérêt d'une structure résonante n'a plus lieu d'être. Un simple filtre passe-bas peut suffire. Un gain de 10% n'est pas conséquent mais en cas de prolifération de charges non linéaires, la somme de chaque gain individuel peut s'avérer intéressante.

Une seconde étude consiste à fixer les harmoniques de courant (toujours à 2%) et à faire varier la limite de la chute de tension. Le résultat est donné Figure IV- 18.

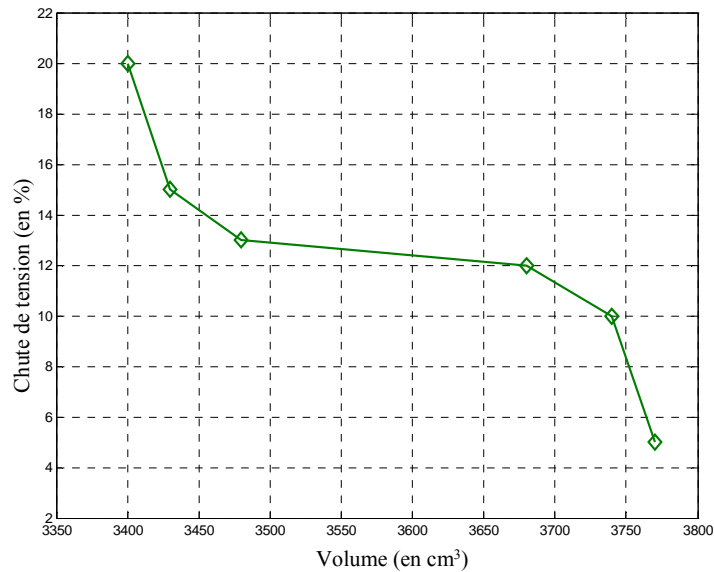


Figure IV- 18 : Courbe d'optimum du volume du filtre en fonction de la chute de tension

Lorsque la chute de tension passe de 5% à 20%, le volume diminue de 10%. Cependant cette relation n'est pas linéaire puisque l'essentiel de ce gain apparaît pour une augmentation de 3% sur la norme. Une fois encore le gain n'est pas conséquent et reste du même ordre de grandeur que dans le cas d'une diminution des harmoniques. Enfin, si on relâche à la fois les contraintes sur les harmoniques et sur la chute de tension (par exemple avec des contraintes fixées à 9% sur Ih5 et Ih7 et 13% sur la chute de tension), le gain sur le volume est de 15%.

5.3 Aide au choix de la localisation

Le choix de localiser un filtre à un endroit plutôt qu'à un autre peut être guidé par la démarche proposée. En règle générale, le filtrage doit être placé au plus près de la source polluante pour qu'elle ne rayonne pas sur les autres organes. Cependant, il peut exister un compromis sur la localisation par rapport au harmoniques de courant si on considère la minimisation du volume total du filtrage embarqué. Pour s'en convaincre, considérons l'exemple de deux ponts redresseurs de puissance identique à 10kW.

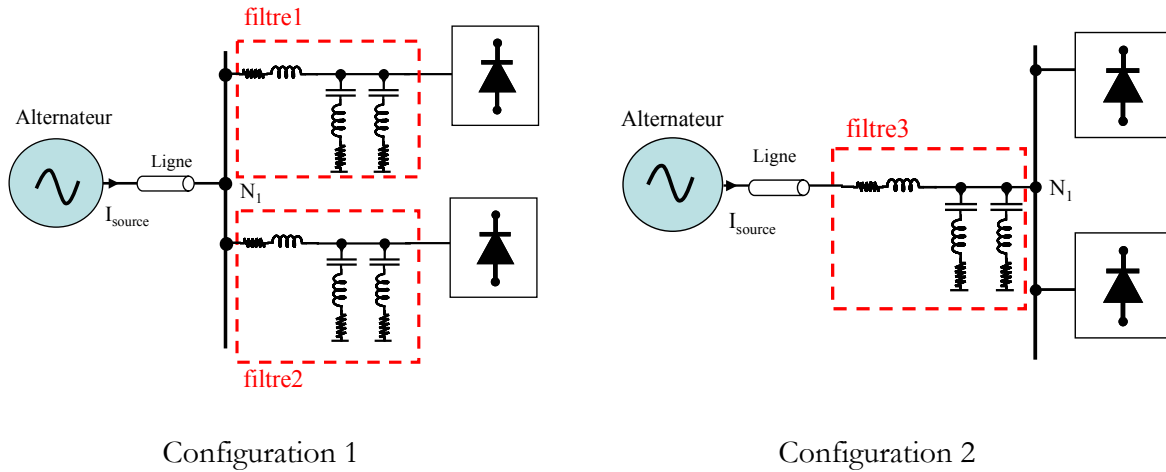


Figure IV- 19 : Structures étudiées

Dans la première configuration, le volume total (somme du filtre 1 et du filtre 2) est de 7475cm^3 . Ce volume est le double de celui du filtre en amont d'un seul pont de 10kW . En revanche, dans la seconde configuration, le volume optimisé du filtre 3 est de 4405cm^3 , soit 41% plus petit que dans la première configuration. Sur la Figure IV- 20, le spectre du courant fourni par la source (I_{source}) montre que dans les deux cas de figure, la norme est respectée. En contrepartie, il est évident que le courant au nœud N1 est fortement non sinusoïdal.

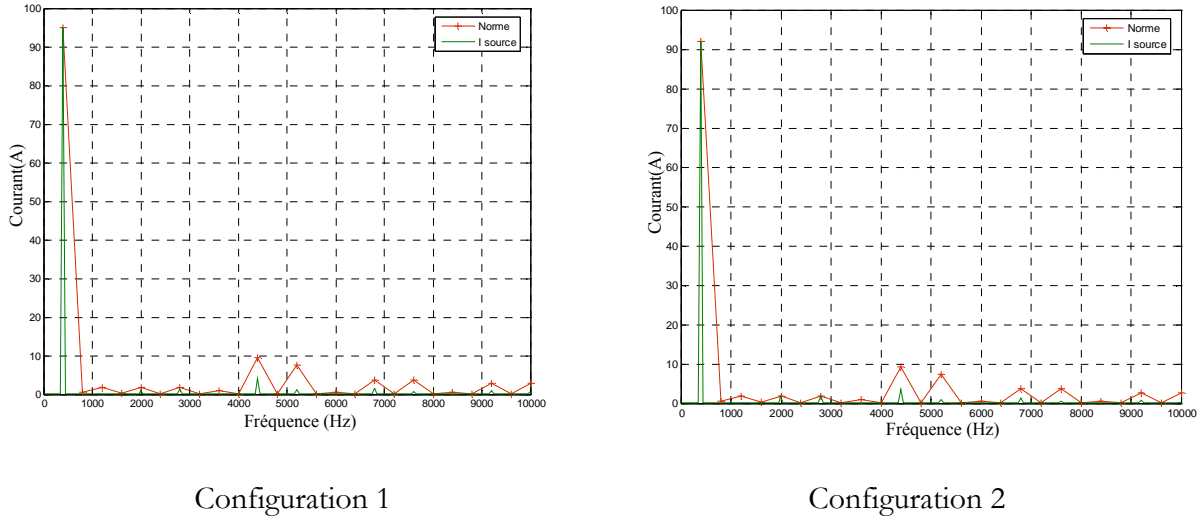


Figure IV- 20 : Courant de source dans les deux configurations

En terme de conception, cette illustration peut s'avérer intéressante. Par exemple, si deux actionneurs tels que des EHA sont localisés dans les ailes d'avion, il sera plus avantageux en terme de volume, de localiser le filtre en amont des deux actionneurs plutôt que de faire un filtrage individuellement. Plus généralement, le fait de relâcher les normes permet de faire du filtrage global et ainsi minimiser l'encombrement du filtrage embarqué.

6 Quid de la fréquence variable ?

Un point que nous avons délibérément occulté jusque là est la présence d'un réseau à fréquence variable. Dans le nouvel Airbus, la fréquence peut varier de 360Hz à 800Hz. Compte tenu de cette large plage de variation, la structure passive précédemment analysée devient obsolète. En effet, la sélectivité de l'impédance caractéristique d'un filtre résonant ne peut « piéger » les harmoniques lors d'une telle variation. Il faut d'ailleurs noter que, si le fondamental peut évoluer entre 360Hz et 800Hz, l'harmonique de rang 5, peut ainsi passer de à 1800Hz à 4000Hz et celui de rang 7 de 2520Hz à 5600Hz ! Si la norme aéronautique reste identique à celle donnée auparavant, il faut utiliser des structures passives permettant une forte sélectivité sur une large plage de fréquence ; autrement dit, une structure difficilement concevable.

Une réponse à cela est l'utilisation d'un filtrage actif. Encore que, le mode de commande devienne plus délicat lorsque la fréquence du fondamental varie. D'un point de vue du dimensionnement, si l'on considère la charge non linéaire de 10kW précédente, la somme des courants harmoniques efficaces (sans le fondamental) est de 20A. Les données sur ce genre de filtres dédiés à l'aéronautique sont difficilement accessibles (volume, structure, masse, etc) voire inexistantes. En revanche, pour une application sur le réseau 400V-50Hz, on trouve chez les constructeurs, des filtres dont le volume est autour de 100 litres pour la gamme 20-30A [62] ! Certes la tension est plus élevée (et la fréquence plus faible) que dans un réseau de bord, mais le ratio entre le filtre résonant optimisé et ce filtre actif est de 25 tout de même !

Il faut néanmoins relativiser la variation de la fréquence. En effet, il semblerait que cette variation n'intervienne que pendant 5% du temps (phases de décollage et d'atterrissage). Si la norme reste aussi sélective pendant ces phases de vol, le filtrage actif est une meilleure solution au détriment de l'encombrement. En revanche, si les contraintes individuelles ne sont pas imposées durant ces phases, le filtrage passif reste un choix pertinent.

Dans le cas d'un filtrage hybride (filtre-résonant sur le rang 5 associé à un filtre actif shunt) le problème reste posé puisque l'harmonique de rang 5 n'est pas atténué lorsque la fréquence varie. Cependant si la norme n'est plus restrictive sur ce rang 5, le filtre actif est alors dimensionné pour un courant de 5A (soit 5 fois moins). Le volume du filtre actif n'est alors plus que de 25 litres (toujours dans la gamme des produits de [62]).

7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous venons de proposer une méthode de dimensionnement optimal de filtres embarqués. Les résultats obtenus sur une première structure spécifique ont permis de minimiser son volume par rapport à un dimensionnement usuel. Dans le cas d'une structure plus complexe où les valeurs des composants sont difficiles à choisir, cette méthode automatique a montré tout son intérêt.

L'outil de minimisation proposé peut également aider le concepteur à redéfinir les normes aéronautiques qui peuvent devenir discutables face à la forte présence des convertisseurs d'électronique de puissance.

De plus, cette méthode est facilement transposable à d'autres structures et à d'autres applications telles que les navires, les tramways ou encore les réseaux industriels.

Mais tout n'est pas résolu. Le modèle temporel actuel est limité pour l'étude de grands systèmes et le passage à une modélisation fréquentielle directe s'avère nécessaire. Dans le cas de la fréquence variable, le manque d'éléments technologiques pour le dimensionnement de filtres actifs limite leur minimisation et l'étude plus avancée d'une solution hybride. Avec de telles données, il sera tout à fait envisageable d'aider le concepteur dans un choix de structure (ratio filtre passif/filtre actif). Enfin, l'évolution des normes face à l'insertion massive de charges non linéaires reste à développer davantage car elle peut permettre d'obtenir des gains significatifs à moindre coût.

Discussion finale...

Le principal objectif de ces travaux a été de proposer des méthodes pour la conception des systèmes embarqués. L'application d'une partie de ces méthodes a été faite sur des systèmes dédiés au réseau électrique des avions civils. Lors du premier chapitre, il a été montré qu'il existait une problématique commune à tous les réseaux embarqués, quelle que soit l'application. Les charges non linéaires, désormais omniprésentes, engendrent une augmentation des pertes, des perturbations et accentuent les risques d'instabilité. En conséquence, le concepteur doit évaluer le nouveau rendement de l'installation, et surtout, garantir une qualité de fourniture électrique sur le réseau.

Partant de ces faits, une synthèse des méthodes d'analyse des réseaux en présence d'électronique de puissance, débouchant sur une vision d'ensemble de leur conception est proposée dans le second chapitre.

Lorsqu'on s'intéresse aux grandeurs en régime établi, l'utilisation d'un load flow permet de prédire le profil de tension et les niveaux de courant absorbé et ainsi d'obtenir le rendement de l'architecture choisie. Au préalable, les modèles des charges non linéaires doivent être paramétrés individuellement pour avoir une bonne précision sur le load flow.

Pour identifier les harmoniques, les méthodes fréquentielles directes semblent les mieux adaptées dans une vision systémique qui implique d'utiliser à terme des boucles d'optimisation. De plus, ces méthodes garantissent une « traçabilité » des harmoniques très utile pour remonter au(x) « pollueur(s) ».

En régime dynamique, il faut dissocier l'étude grands signaux de l'étude petits signaux. Cette dernière est la plus connue et requiert les techniques d'analyse des systèmes linéaires. L'approche modale présentée permet au concepteur d'identifier les modes critiques et les éléments associés grâce à l'utilisation des facteurs de participation et de l'étude de sensibilité.

Dans l'étude grands signaux, les modèles moyens généralisés peuvent se substituer à la simulation temporelle encore souvent utilisée (avec des modèles réduits). Il reste cependant le problème d'interconnexions automatiques entre les modèles de ce genre.

Lors des deux derniers chapitres, l'objectif commun a été de montrer que « concevoir avec méthode » ne devait pas rester un pléonasme purement théorique et que l'apport de méthodes était bien indispensable. Pour cela, l'approche modale a été appliquée à un système HVDC issu d'une partie d'un banc de test réalisé dans le projet européen POA. Les modes critiques ont été identifiés ainsi que les paramètres associés. L'apport d'une telle approche dans le dimensionnement des éléments de stockage a été mis en exergue, ainsi que sur le choix du niveau de tension.

Enfin, l'optimisation du volume pris par le filtrage harmonique illustre, dans le dernier chapitre, l'intérêt d'une démarche automatique. Ce type de processus permet également d'aider le concepteur sur le choix d'une norme ou de la localisation spatiale du filtre.

Difficile de mettre un point final avec tout le travail qui reste à faire pour concevoir les systèmes embarqués de demain. Les travaux décrits ici présentent des incomplétudes et les perspectives suivantes permettront en partie d'y répondre.

Tout d'abord, d'un point de vue de l'étude dynamique, l'approche modale souffre de la mise en forme encore manuelle du modèle moyen. A terme cette écriture doit être rendue automatique pour analyser le comportement dynamique de l'ASVR complet. Les travaux menés au LEG par l'équipe CDI vont dans ce sens et permettent d'être très optimiste sur une telle solution à court terme. Dès lors, on pourra mieux imaginer une optimisation multi critères sous contraintes dynamiques.

La reprise de l'approche par critères de Middlebrook pour l'étude de la stabilité d'un réseau embarqué va également être faite. Mais cette fois, avec l'utilisation des fractales pour déterminer les impédances caractéristiques du réseau en faisant le lien avec les paramètres de conception.

En fréquentiel, une approche temporelle indirecte a été appliquée jusqu'ici à des convertisseurs isolés. Pour prendre le relais sur la simulation, limitée par sa rapidité (surtout sur l'analyse des effets HF), la modélisation fréquentielle devra être appliquée à un ensemble de convertisseurs d'électronique de puissance reliés sur un même bus. Toujours en fréquentiel, des travaux doivent être menés sur l'optimisation de filtre en amont de convertisseurs sur des nouvelles structures de filtres passifs (notamment avec des éléments inductifs couplés). Les études de placement de filtres ainsi que le taux entre filtres passifs/filtres actifs doivent être poursuivies.

Dans le domaine statique, l'utilisation d'un load flow s'avère adapté en présence de convertisseurs et permet d'envisager une optimisation d'architecture de réseau. Pour cela les modèles des convertisseurs doivent tenir compte de leur rendement voire de leur masse. Ce choix d'architectures ne devra pas être découplé de l'impact sur la commande et des technologies des équipements.

Enfin, même tous ces points élucidés, le domaine du génie électrique n'est pas le seul à intervenir dans une conception d'ensemble d'un système embarqué. Entre autre, l'aspect thermique inhérent aux convertisseurs et parfois seul juge de paix dans la conception d'électronique de puissance devra être pris en compte et pourquoi pas, utilisé différemment. La possibilité d'une cogénération à l'échelle d'un système embarqué peut être réfléchi en récupérant toutes les pertes évacuées par les systèmes de refroidissement.

En d'autre terme, la tâche est encore longue pour obtenir LE réseau optimal de demain ... alors au travail les suivants !

Annexes

ANNEXE 1

Paramètres du hacheur série.

Paramètres utilisés pour l'étude de stabilité du hacheur série avec la régulation de tension de sortie via un correcteur PI. La résistance série R_f est considérée nulle.

Puissance	Tension d'entrée	Tension de sortie
5000W	350VDC	28VDC

R_f	250m Ω	K_i	4.88
L_f	200 μ H	L_h	290 μ H
C_f	100 μ H	C_h	400 μ F
K_p	0.06	R_h	28 ² /5000

ANNEXE 2

Modélisation de l'HPSG, passage du modèle triphasé exact au modèle moyen généralisé.

Rappel :

Le MMG est basé sur la représentation d'une forme d'onde en série de Fourier dans le domaine des complexes. Ainsi, toute variable périodique peut s'exprimer sous la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{-jk\omega t} \quad Eq 1 1$$

où $\langle x \rangle_k(t)$ est le coefficient de Fourier complexe de rang k et ω , la pulsation de référence. Il est possible définir la moyenne glissante d'un harmonique de rang k quelconque avec :

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} \cdot d\tau \quad Eq 1 2$$

Dans le cas où ω est faiblement variable, la dérivée de ce coefficient est :

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad Eq 1 3$$

Une propriété importante sur le produit de variables est :

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad Eq 1 4$$

En partant de ces équations générales sur le MMG, il est possible de déterminer celui de l'HPSG en se basant que les travaux de [44] tels que :

$$\frac{d \langle i_{s1,2,3} \rangle_k}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_k - \langle V_{1,2,3} \rangle_k) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_k \quad Eq 1 5$$

$$\frac{d \langle V_{DC} \rangle_k}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_i - \frac{\langle V_{DC} \rangle_k}{R \cdot C} - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle V_{DC} \rangle_k$$

Les coefficients du vecteur tension sont obtenus à partir des coefficients du vecteur de commutation est de la tension V_{DC} .

$$\langle V_{s1,2,3} \rangle_k = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{k-i} \cdot \langle V_{DC} \rangle_i \quad Eq 16$$

En se limitant au premier harmonique des courants de phase et à la valeur moyenne de la tension continue, le MMG au sens du premier harmonique est :

$$\frac{d\langle i_{s1,2,3} \rangle_1}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \frac{1}{L_s} (\langle E_{1,2,3} \rangle_1 - \langle V_{1,2,3} \rangle_1) - jk\omega \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 \quad Eq 17$$

$$\frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_1 + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle i_{s1,2,3} \rangle_{-1}) + \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Le vecteur de commutation est, au sens du premier harmonique donné par :

$$\langle U_{1,2,3} \rangle_1 = \begin{bmatrix} \langle u1 \rangle_1 \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \langle u1 \rangle_1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad Eq 18$$

Où $\langle u1 \rangle_1 = \frac{2}{\pi j} \cdot (\cos \alpha - j \cdot \sin \alpha)$ est le coefficient de Fourier du premier harmonique d'un signal rectangulaire déphasé de l'angle α .

Le modèle *Eq 17* décrit le comportement dynamique grand signaux de l'HPSG dans le repère triphasé. Pour effectuer le passage dans le repère de Park (d,q), il faut écrire la relation suivante :

$$i_{s1,2,3} = C_{32} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{avec } C_{32} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) & \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \sin(\omega t + \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \quad Eq 19$$

Dans ce cas, les transformées des dérivées des courants sinusoïdaux sont :

$$\frac{di_{s1,2,3}}{dt} = \frac{d(C_{32} \cdot i_{q,d})}{dt} = C_{32} \cdot \frac{di_{q,d}}{dt} + \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d}$$

$$\text{et } \frac{di_{q,d}}{dt} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - C_{32}^T \cdot \frac{dC_{32}}{dt} \cdot i_{q,d} = C_{32}^T \frac{di_{s1,2,3}}{dt} - \begin{bmatrix} 0 & \boldsymbol{\omega} \\ -\boldsymbol{\omega} & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{q,d}$$

Eq 1 10

L'application de cette transformée aux équations différentielles de l'HPSG donne :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{q_sg}}{dt} \\ \frac{dI_{d_sg}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\boldsymbol{\omega} \\ \boldsymbol{\omega} & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{q_sg} \\ I_{d_sg} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (E_{q,d} - V_{q,d})$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2} U_{1,2,3}^T \cdot C_{32} \cdot I_{q,d_sg} - \frac{V_{DC}}{R \cdot C}$$

Eq 1 11

Partant de ce modèle, le MMG à l'ordre 0 (puisqu'ici les grandeurs sont continues), du starter générateur est :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_s} & -\boldsymbol{\omega} \\ \boldsymbol{\omega} & -\frac{r_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} (\langle E_{q,d} \rangle_0 - \langle V_{q,d} \rangle_0)$$

$$\frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} = \frac{\langle I_{DC} \rangle_0}{C} - \frac{\langle V_{DC} \rangle_0}{R \cdot C}$$

Eq 1 12

$$\text{Avec } \langle I_{DC} \rangle_0 = \frac{1}{2} \cdot (\langle U_{1,2,3}^T \rangle_1 \cdot \langle C_{32} \rangle_{-1} + \langle U_{1,2,3}^T \rangle_{-1} \cdot \langle C_{32} \rangle_1) \cdot \langle I_{q,d_sg} \rangle_0$$

Au final, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d_sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A}'_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q_sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d_sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \end{bmatrix} + \mathbf{B}'_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \end{bmatrix}^T$$

Eq III. 25

$$\text{Avec : } \mathbf{A}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \boldsymbol{\omega} m_{sg} & \frac{-\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha \\ p \cdot \boldsymbol{\omega} m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & \frac{\|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha \\ \frac{3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha & \frac{-3 \cdot \|\langle \mathbf{u} \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{B}'_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{où } \|\langle u1 \rangle_1\| = \frac{2}{\pi}$$

Pour inclure la variable d'état liée à la commande (α), il suffit d'ajouter l'équation différentielle suivante.

$$\frac{d\alpha}{dt} = -k_p \cdot \frac{d}{dt} V_{DC} + k_i (V_{DCref} - V_{DC})$$

Une fois linéarisée autour d'un point de fonctionnement (variables indicées par un « e »), le système complet du HPSG qui servira à l'étude dynamique petits signaux est

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle I_{q-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle I_{d-sg} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle V_{DC} \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle \alpha \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = A_{sg} \cdot \begin{bmatrix} \langle I_{q-sg} \rangle_0 \\ \langle I_{d-sg} \rangle_0 \\ \langle V_{DC} \rangle_0 \\ \langle \alpha \rangle_0 \end{bmatrix} + B_{sg} \begin{bmatrix} \langle E_q \rangle_0 \\ \langle E_d \rangle_0 \\ V_{DCref} \end{bmatrix}^T \quad \text{Eq III. 26}$$

Avec

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega m_{sg} & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega m_{sg} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\|\langle u1 \rangle_1\|}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{Rch_{sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{Rch_{sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \|\langle u1 \rangle_1\|}{2 \cdot C} \cdot (I_{q-sge} \cdot \cos \alpha_e + I_{d-sge} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } B_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki \end{bmatrix}$$

ANNEXE 3

Ecriture du système d'état complet du système embarqué étudié

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} \begin{matrix} \text{A}_{sg} & \text{A}_{coupl} \\ \text{A}_{coupl} & \text{A}_{fp} \end{matrix} \end{bmatrix} \cdot x + B \cdot u$$

Avec : $x = [I_{q_sg} \quad I_{d_sg} \quad V_{dc} \quad \alpha \quad I_{q_fp} \quad I_{d_fp} \quad \omega_{mfp} \quad \beta_d \quad \beta_q]^T$

$u = [E_q \quad E_d \quad V_{dc_ref} \quad I_{d_fpref} \quad I_{q_fpref}]^T$

$$A_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -p \cdot \omega_{m_{sg}} & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \sin \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \cos \alpha_e \\ p \cdot \omega_{m_{sg}} & \frac{-r_{sg}}{L_{sg}} & -\frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot \cos \alpha_e & \frac{\langle u1 \rangle_1}{L_{sg}} \cdot V_{DCe} \sin \alpha_e \\ -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & \frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{-1}{R_{ch_sg} \cdot C} & -\frac{3 \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q_sgc} \cdot \cos \alpha_e + I_{d_sgc} \cdot \sin \alpha_e) \\ \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \sin \alpha_e & -\frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot \cos \alpha_e & \frac{kp}{R_{ch_sg} \cdot C} & \frac{3 \cdot kp \cdot \langle u1 \rangle_1}{2 \cdot C} \cdot (I_{q_sgc} \cdot \cos \alpha_e + I_{d_sgc} \cdot \sin \alpha_e) \end{bmatrix}$$

$$A_{fp} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} & p \cdot I_{q_fpe} & \frac{V_{DCc}}{2 \cdot L_{fp}} & 0 \\ -p \cdot \omega_{m_{fpe}} & -\frac{r_{fp}}{L_{fp}} & p \cdot I_{d_fpe} & 0 & \frac{V_{DCc}}{2 \cdot L_{fp}} \\ 0 & \frac{p \cdot \Phi}{J} & -kf & 0 & 0 \\ -\frac{1}{kc} & 0 & -p \cdot \beta_{qe} & -\frac{1}{kc} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} \\ 0 & -\frac{1}{kc} & p \cdot \beta_{de} & p \cdot \omega_{m_{fpe}} & -\frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sg}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ki & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{kc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{kc} \end{bmatrix}$$

Bibliographie

-
- [1] :N. Retière, *Modéliser et concevoir les réseaux d'énergie électrique*, Habilitation à diriger des recherches, UJF, Novembre 2003.
- [2] :A. Emadi, M Ehsani, M.Miller, *Vehicular Electric Power Systems*, Ed Marcel Dekker
- [3] :L. Jourdan, « *Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour automobile* », 2002, thèse INPG.
- [4] :G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, *Le navire tout électrique, Propulsion et production d'énergie*, technique de l'ingénieur, D 5 610.
- [5] :D.Gondouin, F Menneron, *Nouvelles topologies de systèmes de propulsion électrique de navires*, REE N°9 Octobre 2000.
- [6] :JP.Sorrel, *Architecture, conception et protection des réseaux de distribution*, REE N°9 Octobre 2000.
- [7] :J. Courault, *Comparaison des réseaux alternatifs et continus du point de vue de leur stabilisation. Régime transitoires - pollution harmonique*, REE N°9 Octobre 2000.
- [8] :M.Valentin, *Bases d'électricité avion, protection contre les incendies*, Formation pilote, Ed Cépaduès, 1991.
- [9] : The Avionics Handbook, CrC Press, 2001.
- [10] :O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, *De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : Etat de l'art et prospective sur les réseaux de bord*, club EEA 2004 Cergy-Pontoise
- [11] : L.Bonenfant, *Modélisation et simulation du réseau électrique d'un avion. Application aux Airbus A330, A340 et A3XX*, thèse INPT, 1998.
- [12] : Science et Vie, 2005, *l'année de tous les espoirs*, janvier 2005
- [13] : Power Optimised Aircraft, contract G4RD-CT-2001-00601 under the European Communities 5th Framework Programme for Research
- [14] : A.Emadi, M.Ehsani, *Aircraft Power Systems : Technology, State of the Art and future Trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000
- [15] : Norme ABD0100 Airbus Industrie. Equipment – Design – General Requirements for Suppliers
- [16] : C.Collombet, JM. Lupin, J.Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, cahier technique n°152, Schneider Electric

-
- [17] : J.L. Schanen, *Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de Puissance*, thèse INPG, 1994
- [18] :B. Revol, *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone*, thèse UJF, 2003
- [19] :J. C. Crébier, S. Busquets-Monge, R. Gannett, D. Boroyevich, *Modelling and Analysis of High Frequency Interactions Between Cascaded Buck Derived Converters*, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, août 2001
- [20] : P.Kundur, *Power System Stability and control*, The electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, march 1994.
- [21] :P.Kundur, *Definition and classification of Power System Stability*, IEEE Transactions on Power System, vol 19, n°2, may 2004.
- [22] :R.D Middlebrook *Input filter considerations in design and application of switching regulators*, 1976 IEEE Industry Application Society
- [23] : J. Repérant, *Réseaux électriques industriels. Introduction & Ingénierie*, Techniques de l'ingénieur, D5 020.
- [24] : B. Meyer, M. Jerosolimski, M. Stubbe, *Outils de simulation dynamique des réseaux électriques*, Techniques de l'ingénieur, D4 120.
- [25] : J.P. Meinadier, *L'intégration de système*, Que sais-je ? Presses universitaires de France, 1997.
- [26] : D. Riu, *Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre un demi*, thèse INPG, 2001.
- [27] : R. Scheich, *Caractérisation et prédétermination des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance*, thèse INPG, Octobre 1993.
- [28] : R.M Popescu, *Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'électronique de puissance*, thèse UJF, Novembre 1999
- [29] : E. Morin, *Modélisation d'un réseau électrique de tramway: du composant au système*, thèse UJF, Janvier 2005
- [30] : R. D. Middlebrook, *Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators*, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, Illinois, 1976.
- [31] : Borojevic

-
- [32] : B.H Cho, B.Choi, “*Analysis and design of Multi-stage distributed power systems*”, INTELEC 1991.
- [33] : Prabha Kundur, *Power System Stability and Control*, The Electric Power Research Institute, McGraw-Hill Education, mars 1994.
- [34] : Ignacio J. Pérez-Arriaga, George C. Verghese, Fred C. Schweppe, *Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, Part 1: Heuristic Introduction*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, no. 9, pp3117-3125, septembre 1982.
- [35] : A. Caisley, *Etude de la stabilité des réseaux continus d'avion. Vers une méthodologie d'optimisation*, projet de fin d'études INPG-ENSIEG, 2004.
- [36] : R. D. Middlebrook, S. Ćuk, *A general unified approach to modelling switching converter power stages*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, Ohio, juin 1976, pp. 18-34.
- [37] : S.R Sanders, J.M Noworoloski, X.Z Liu, G.C. Verghese, *Generalized Averaging Method for power conversion circuits*, IEEE Power Electronics Specialists Conference 1990 pp33-340.
- [38] : S. Bacha, J.P. Rognon, J.P. Ferrieux, M.L. Bendaas, *Approche dynamique du premier harmonique pour la modélisation de convertisseurs AC-AC - Application au chauffage par induction*. Journal de physique III, Février 1995 ; pp 145-160
- [39] :S. Shenh, *Optimisation des réseaux de tramway du futur. Vers une rationalisation énergétique*, thèse UJF fin en 2007.
- [40] : F. Barruel, JL. Schanen, N. Retière, *Volumetric optimization of passive filter for power electronic input stage in the More Electrical Aircraft*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aagen, 2004.
- [41] : F. Barruel, N. Retière, JL. Schanen *Stability approach for vehicles DC power network: Application to aircraft on-board system*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005.
- [42] : D. Magot, *Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement. Application aux composants magnétiques et aux filtres passifs*, thèse INPG, Septembre 2004.
- [43] : R.Caire, N.Retière, E. Morin, M. Fontela, N. Hadjsaid, *Voltage management of distributed generation in distribution networks*, IEEE General Meeting, Toronto, Juillet 2003.
- [44] : P. Petitclair, *Modélisation et commande des structures FACTS. Application au STATCOM*, thèse INPG, Juillet 1997.
- [45] : C. Gombert, *Modèles de simulation d'actionneurs réseaux sur le logiciel temps-réel ARENE*, DEA Génie électrique INPG, Septembre 2002.

-
- [46] : <http://www.sicsafco.com/>
- [47] : M. A. Maldonado, *Power Management and Distribution System for a MEA*, IEEE AES Systems Magazine, december 1999.
- [48] : A.Emadi, M. Ehsani, *Aircraft Power System : Technology, State of the Art and future trends*, IEEE AES Systems Magazine, January 2000.
- [49] : N.Chaintreuil, *Modélisation et stabilité des réseaux électriques embarqués : application à un réseau continu d'avion*, Stage IUP UJF, Septembre 2005.
- [50] : R.Caire, *Gestion de la production décentralisée dans les réseaux de distribution*, thèse INPG, Avril 2004.
- [51] : M. Alaa Eddin Alali, *Contribution à l' Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)*, thèse ULP, Strasbourg, 2002.
- [52] : Fang Z.Peng, *Harmonic sources and filter approaches*, IEEE Industry Applications Magazine, July-August 2001.
- [53] : www.boutique.afnor.fr
- [54] : Norme ABD0100, Equipment - Design - General Requirements For Suppliers.
- [55] : J.Arrillaga, *Power System Harmonics*, Wiley&Sons, 1985.
- [56] : D. Rivas, L. Moran, *Improving passive filter compensation performance with active technique*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol50, February 2003.
- [57] : Collombet, Lupin, Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement*, Cahier technique Schneider n°152.
- [58] : R.Ott, *Qualité de tension - Harmoniques*, techniques de l'ingénieur, D4264, Novembre 2002.
- [59] : JP. Ferrieux, F.Forest, *Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance*, Ed Dunod, 1999.
- [60] : L.Albert, *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile*, thèse INPG, Juillet 2004.
- [61] : H. Chazal, *Caractérisations physicochimique et magnétique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance*, thèse UJF, Décembre 2004.
- [62] : <http://www.mep.hr/pdf/Sinewave.pdf>

Titre :

Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion

Résumé :

Les réseaux embarqués, au même titre que les réseaux de distribution, subissent de profondes mutations dues à l'essor de l'électronique de puissance. La tendance est claire : la puissance doit être intégrée au maximum sous forme électrique aux dépens de l'hydraulique et de la mécanique. Cette intégration de puissance est rendue possible par l'utilisation de convertisseurs d'électronique de puissance, fiables, modulaires et garantissant une grande souplesse de fonctionnement. C'est ce qui se passe actuellement pour les avions civils gros porteurs.

L'insertion massive de ces convertisseurs dans les réseaux embarqués pose cependant quelques problèmes, principalement à cause la prolifération des harmoniques et à l'introduction de nouvelles dynamiques. Pour pouvoir quantifier et s'affranchir de ces problèmes, on doit utiliser des méthodes d'analyse et de conception adaptées. Dans ce contexte, le premier chapitre du mémoire fait un tour d'horizon de l'évolution des réseaux embarqués au cours des dernières décennies. Dans la deuxième partie, une méthodologie de conception des systèmes embarqués est proposée. Les deux chapitres suivants sont les premières applications de la méthodologie dans le contexte du contrat européen Power Optimized Aircraft. L'un est consacré à l'étude dynamique d'un système embarqué haute tension continue. L'approche modale, couplée au modèle moyen généralisé, est détaillée. L'accent est particulièrement mis sur les facteurs de participation et de sensibilité.

Le dernier chapitre concerne la dépollution harmonique optimale où l'on propose de minimiser le volume des organes de filtrage par l'intermédiaire d'optimisations sous contraintes.

Mots clés :

Réseaux embarqués, méthodologie, stabilité, harmonique, filtrage, optimisation

Title :

Analysis and design of embedded electrical systems. Application to aircraft power networks

Abstract :

Solid state networks like power network are in constant modification due to the development of the power electronics systems. The future is clear: the embedded power will be electric and the hydraulic and pneumatic power will be reduced. At this time, this transformation is present civil aircraft.

However, the increasing number of power electronic converters connected to aircraft electrical supply networks increases the harmonic levels and the risk of instability. For analysis and design goals, appropriated methods must be used. In this context, the first part of this report describes the evolution of the state power network until 50 years. In the second part, a global methodology for design embedded systems is proposed. The two following parts are applications of this methodology in the European project context called Power Optimized Aircraft. One analyses the dynamic effects in a HVDC structure composed with a starter generator and a fuel pump motor. The modal approach linked to the averages models is discussed. The participation factor and the sensitive analysis are presented in this application.

The last part proposes a methodology to optimize a passive input filter and to fulfil harmonic standards. The method is applied to a diode rectifier, with capacitive load, which represents a very common Power Input Stage for actuators.

Keywords :

Embedded network, methods, stability, harmonic filter, optimization