



HAL
open science

Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour l'automobile.

Ludovic Jourdan

► To cite this version:

Ludovic Jourdan. Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour l'automobile.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2002. Français. NNT : . tel-00480432

HAL Id: tel-00480432

<https://theses.hal.science/tel-00480432>

Submitted on 4 May 2010

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**

Dans le cadre de l'école doctorale « Electronique. Electrotechnique. Automatique.
Télécommunication. Signal »

présentée et soutenue publiquement
par

Ludovic JOURDAN

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

le : 15 Juillet 2002

Titre :

**Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques :
Application à une alimentation 42V-14V réversible pour
l'automobile.**

Directeurs de thèse : James Roudet et Jean Luc Schanen

Jury

M. Robert Perret
M. Alain Berthon
M. Bruno Allard
M. Jean Luc Schanen
M. James Roudet
M. Moez Bensaïed
M. Claude Raulet

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Directeur de thèse
Invité (P.S.A.)
Invité (A2E-Enertronic)

Application à une alimentation automatisée

Le but de ce projet est de concevoir et de réaliser un système automatisé capable de gérer l'alimentation d'un robot. Le système doit être capable de recevoir des données de la part d'un ordinateur et de les utiliser pour contrôler le débit de l'alimentation. Le système doit également être capable de surveiller le niveau de l'alimentation et de déclencher une alarme en cas de niveau bas.

Présentation du projet

Le projet est divisé en deux parties principales : la conception du système et la réalisation du prototype. La conception du système consiste à définir les besoins fonctionnels, à choisir les composants et à concevoir le schéma de principe. La réalisation du prototype consiste à assembler les composants et à programmer le système.

Le système est basé sur un microcontrôleur qui gère le débit de l'alimentation à l'aide d'une vanne électrovanne. Le microcontrôleur est également capable de surveiller le niveau de l'alimentation à l'aide d'un capteur de niveau et de déclencher une alarme en cas de niveau bas.

Le système est alimenté par une alimentation électrique qui fournit une tension de 5V. Le microcontrôleur est également alimenté par une alimentation électrique qui fournit une tension de 5V.

Le système est capable de recevoir des données de la part d'un ordinateur et de les utiliser pour contrôler le débit de l'alimentation. Le système est également capable de surveiller le niveau de l'alimentation et de déclencher une alarme en cas de niveau bas.

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier l'ensemble du laboratoire qui m'a accueilli, direction, permanents, doctorants, services administratifs, techniques et informatiques. Je pense plus particulièrement à Robert PERRET, James ROUDET et Jean Luc SCHANEN qui par leurs compétences, leur encadrement et leur personne m'ont permis de compléter mes connaissances et de découvrir la recherche.

Merci à MM Alain BERTHON et Bruno ALLARD pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteur de ce travail de thèse et pour l'intérêt qu'ils y ont porté.

Je n'oublie pas bien sûr Jean-Claude DOLHAGARAY et Moëz BENSAIED de la société P.S.A. pour leur collaboration durant ces trois années et la confiance qu'ils m'ont accordée.

Merci également à Claude RAULET de la société A2E-Enertronic avec qui j'ai pu apprendre de nombreuses choses et aussi confronter le monde universitaire avec le savoir faire industriel.

Ces années ont aussi été celles de nombreuses amitiés que je souhaite citer ; un grand merci à toutes ces personnes :

La salle E.P.T.E. avec en première place Guillaume et aussi Martin, Yvan, Jimmy, Pierre Olivier, Karim, Jean Marc, Philippe non plutôt Mister Goubs (ne t'inquiète pas les seringues sont toujours là), Sébastien, les Bertrand, Hervé, Raphaël, Ledhi, David, Guillaume (Stach, Stach !!!), Chérif, les bulgares ...Mais aussi ceux d'autres lieux les Benoît, Laurent, Vincent, Loïc avec qui une petite partie est toujours possible.

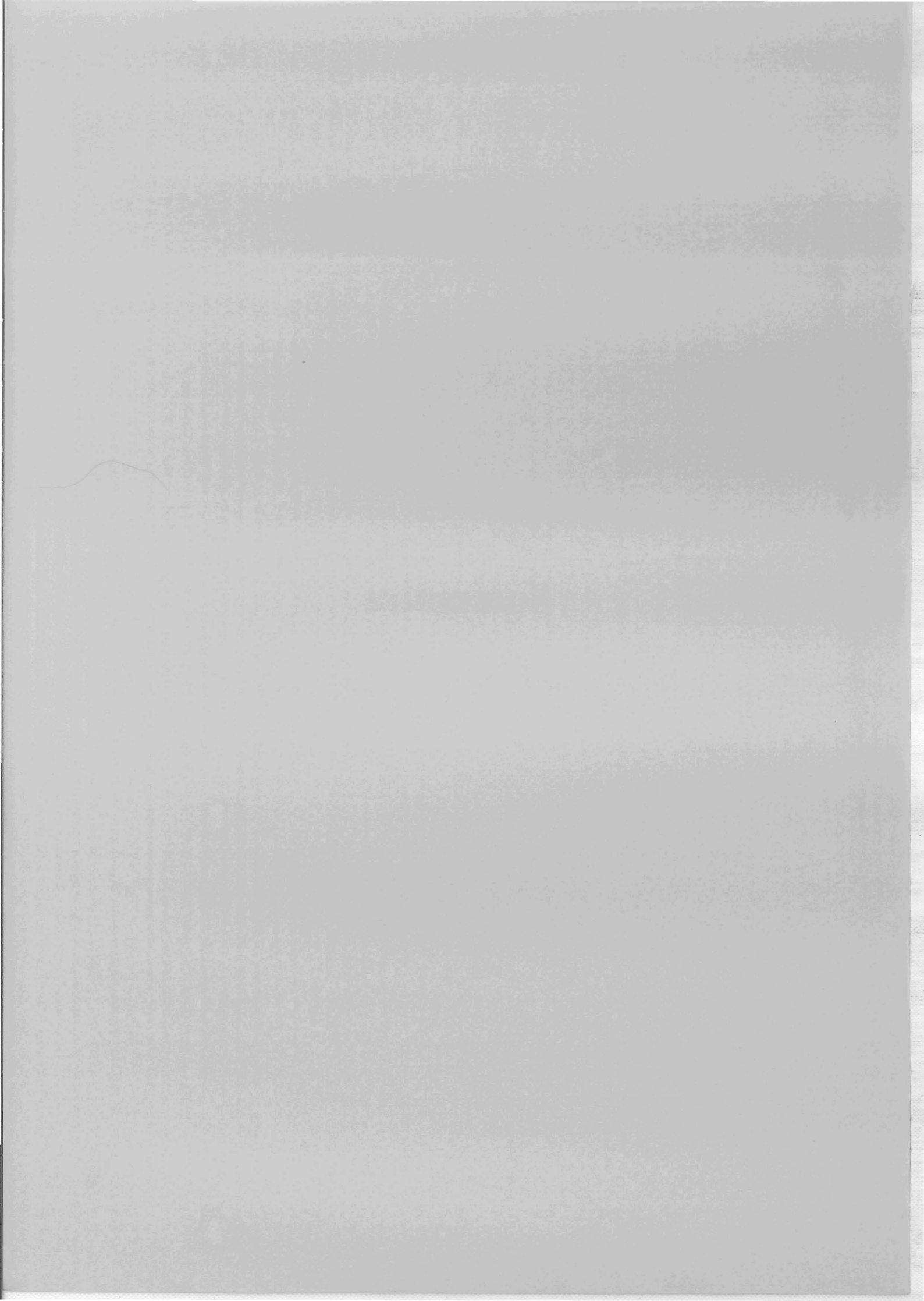
Mon club de rugby les « Catalans de Grenoble » Doum, Olivier, René, Manu et les autres, elles sont belles nos montagnes Pyrénées....longue vie au club.

Au chapitre des faux docteurs, je citerais Matthieu (dit docteur Matt), Rodolphe (dit docteur Ro), Guillaume (dit docteur chon), bien sûr la petite Luce, Juliette, Xavier, Ludovic, Patrick, Matthieu ainsi qu'une pensée pour l'amie qui nous a trop tôt quitté, Cécile.

Pour finir, je souhaite remercier toute ma famille (mes parents, ma sœur) pour leur soutien tout au long de ma scolarité ainsi que les bretons qui m'ont adopté.

Et sans oublier la femme qui pendant 3 ANS a dû me supporter et qui m'a soutenu, toi Gwenola avec qui je compte faire encore un long bout de chemin.

Sommaire



REMERCIEMENTS	3
SOMMAIRE	7
INTRODUCTION GENERALE	15
CHAPITRE I: PROBLEMATIQUE ET ETAT DE L'ART DE LA CONCEPTION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.	21
I.1 LA PROBLEMATIQUE	23
I.1.1 Préambule	23
I.1.2 La conception d'une structure d'électronique de puissance	25
I.1.2.1 La conception	25
I.1.2.2 Démarche simplifiée de conception	26
I.2 METHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT	27
I.2.1 Méthodes Essai/Erreur	27
I.2.1.1 Prototypage	27
I.2.1.2 Simulateurs informatiques	28
I.2.2 Résolution du problème inverse	28
I.2.3 Types d'équations rencontrées en E.P.	30
I.3 LES PHENOMENES A MODELISER EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	30
I.3.1 Liste des modèles généralement rencontrés en E.P.	30
I.3.1.1 Les performances dynamiques	31
I.3.1.1.1 Analyse des interactions dans une association convertisseur+filtre d'entrée	31
I.3.1.1.2 Théorème de Middlebrook	32
I.3.1.2 La thermique	32
I.3.1.3 La compatibilité électromagnétique	32
I.3.2 Simplifications de notre étude	33
I.4 CAHIER DES CHARGES ET CONTRAINTES IMPOSEES PAR LE SECTEUR AUTOMOBILE	36
I.4.1 Spécification structurelle	36

I.4.2	Spécifications dynamiques	37
I.4.3	Spécifications C.E.M.	37
I.4.4	Spécifications thermiques	38
I.5	CONCLUSION	38
CHAPITRE II : QUELS MODELES POUR LA CONCEPTION ?		39
Partie A: MODELES POUR LES COMPOSANTS DE BASE		41
II.1	CONDENSATEUR DE FILTRAGE	41
II.1.1	Dimensionnement d'un condensateur	41
II.1.2	Modèle	42
II.1.2.1	Identification	43
II.1.2.2	Analyse du comportement	45
II.1.3	Modèle "constructeur" du condensateur de filtrage	46
II.1.4	Détermination du modèle simplifié à l'aide des données "constructeur"	48
II.1.5	Non linéarités en tension et en température	51
II.1.6	Pertes dans les condensateurs	52
II.2	INDUCTANCES	53
II.2.1	Généralités	53
II.2.2	Relation entre les paramètres géométriques et électriques d'une inductance	53
II.2.3	Dimensionnement d'une inductance de lissage	56
II.2.3.1	Méthode dite du produit des aires	56
II.2.3.2	Méthode de dimensionnement à partir d'abaques	59
II.2.3.3	Discussion sur notre choix	61
II.2.4	Modèle électrique	61
II.2.4.1	Etat de l'art	61
II.2.4.2	Modèle pour la pré-conception	64
II.2.5	Pertes dans les inductances	65
II.2.5.1	Les pertes magnétiques dans le noyau	65
II.2.5.2	Les pertes cuivre dans les conducteurs	66
II.3	LA CELLULE DE COMMUTATION	67
II.3.1	La cellule MOSFET-MOSFET	67
II.3.2	Calcul de pertes	70
II.3.3	Détermination de la température de jonction	72

PARTIE B : MODELES POUR LES PHENOMENES ELECTRIQUES	74
II.4 QUALITE DE L'ENERGIE : COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE ET ONDULATION	74
II.4.1 Compatibilité électromagnétique	74
II.4.1.1 Approche classique	75
II.4.1.2 Meilleure prise en compte de la C.E.M.	77
II.4.1.3 Notre méthode	78
II.4.2 Ondulation et valeur efficace de grandeur électrique	78
II.4.2.1 Reconstitution temporelle	79
II.4.2.2 Ondulation et valeur efficace d'une grandeur	79
II.5 MODELISATION DYNAMIQUE	79
II.5.1 Etablissement du modèle petits signaux à partir du modèle moyen classique	81
II.5.1.1 Principe	81
II.5.1.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$	81
II.5.1.3 Calcul des coefficients $A_e(p), B_e(p), C_e(p)$	83
II.5.2 Etablissement du modèle petits signaux à partir du courant injecté-absorbé	84
II.5.2.1 Principe	84
II.5.2.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$	84
II.5.2.2.1 Expression moyenne du courant injecté	84
II.5.2.2.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$	84
II.5.2.3 Calcul des coefficients $A_e(p), B_e(p), C_e(p)$	86
II.5.2.3.1 Expression moyenne du courant absorbé	86
II.5.3 Discussion	87
II.6 CONCLUSION	89
<u>CHAPITRE III : APPLICATIONS ET VALIDATIONS DES MODELES.</u>	<u>91</u>
III.1 CONVERTISSEUR DE VALIDATION	93
III.1.1 Descriptif du convertisseur	93
III.1.2 Conditions de validation	95
III.2 ASSERVISSEMENT	95
III.2.1 Régulation en tension	96
III.2.1.1 Présentation	96
III.2.1.2 Modélisation dynamique	96
III.2.1.3 Réglage du correcteur	97
III.2.1.4 Impédance d'entrée (méthode du courant injecté/absorbé)	100
III.2.2 Régulation en courant	103

III.2.2.1	Présentation	103
III.2.2.2	Conditions d'instabilité	104
III.2.2.3	Solution classique	106
III.2.2.4	Modélisation dynamique (méthode du courant injecté/absorbé)	107
III.2.2.5	Réglage du correcteur	110
III.2.2.6	Impédance d'entrée (méthode du courant injecté/absorbé)	111
III.2.2.7	Validation	113
III.2.3	Application au critère de Middlebrook	114
III.3	COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE	117
III.3.1	Mise en équation	117
III.3.2	Identification de la source de mode différentiel	120
III.3.3	Identification de la source et du chemin de mode commun	123
III.3.4	Comparaison Modélisation-Mesure et sensibilité	124
III.3.4.1	Comparaison Modélisation-Mesure	124
III.3.4.2	Conclusion	129
III.4	FILTRE DE SORTIE	130
III.4.1	Ondulation de tension	130
III.4.1.1	Comparaison Mesure/ Modèle	131
III.4.1.2	Sensibilité des paramètres	133
III.4.2	Courant efficace dans les capacités de sortie	134
III.5	FILTRE D'ENTREE	135
III.5.1	Ondulation de tension d'entrée	135
III.5.1.1	Mesure	136
III.5.1.2	Sensibilités des paramètres	136
III.5.2	Courant efficace dans les capacités d'entrée	137
III.6	CONCLUSION	138
CHAPITRE IV : VERS L'OPTIMISATION		141
IV.1	LAMPE	143
IV.1.1	Présentation	143
IV.1.2	Interface Homme Machine d'entrée	143
IV.1.3	Noyau de calcul et catalogue constructeur	144
IV.1.4	Interface Homme Machine de sortie	145
IV.1.5	Conclusion	146
IV.2	VERS L'OPTIMISATION	147
IV.2.1	Définitions	147

IV.2.1.1	Formulation Mathématique d'un Problème d'Optimisation	147
IV.2.1.2	Minimum Local et Minimum Global	147
IV.2.2	Problème non contraint	148
IV.2.2.1	Méthodes d'optimisation stochastiques	148
IV.2.2.2	Méthodes d'optimisation déterministes	149
IV.2.3	Problème contraint	149
IV.2.3.1	Les méthodes de transformation	151
IV.2.3.2	Les méthodes primales	151
IV.2.3.3	Les méthodes stochastiques	151
IV.2.4	Méthode choisie	152
IV.2.4.1	Présentation de la fonction d'optimisation utilisée	152
IV.2.4.2	Précautions et reformulation	152
IV.2.4.2.1	Choix d'inductance	153
IV.2.4.2.2	Choix de condensateur	154
IV.2.4.2.3	La C.E.M	155
IV.2.4.2.4	La stabilité	156
IV.2.4.3	Choix des variables d'optimisation	157
IV.2.4.4	Les contraintes	157
IV.2.4.5	Les paramètres imposés	158
IV.2.5	Résultats	158
IV.3	LA METHODOLOGIE	159
IV.4	ETUDES DE SENSIBILITE	161
IV.5	CONCLUSION	164
<u>CONCLUSION GENERALE</u>		<u>165</u>
<u>ANNEXES</u>		<u>169</u>
	Annexe A	171
	Annexe B	186
	Annexe C	188
<u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</u>		<u>191</u>

121	IV.1.1. Les principes de la...
122	IV.1.2. Les principes de la...
123	IV.1.3. Les principes de la...
124	IV.1.4. Les principes de la...
125	IV.1.5. Les principes de la...
126	IV.1.6. Les principes de la...
127	IV.1.7. Les principes de la...
128	IV.1.8. Les principes de la...
129	IV.1.9. Les principes de la...
130	IV.1.10. Les principes de la...
131	IV.1.11. Les principes de la...
132	IV.1.12. Les principes de la...
133	IV.1.13. Les principes de la...
134	IV.1.14. Les principes de la...
135	IV.1.15. Les principes de la...
136	IV.1.16. Les principes de la...
137	IV.1.17. Les principes de la...
138	IV.1.18. Les principes de la...
139	IV.1.19. Les principes de la...
140	IV.1.20. Les principes de la...
141	IV.1.21. Les principes de la...
142	IV.1.22. Les principes de la...
143	IV.1.23. Les principes de la...
144	IV.1.24. Les principes de la...
145	IV.1.25. Les principes de la...
146	IV.1.26. Les principes de la...
147	IV.1.27. Les principes de la...
148	IV.1.28. Les principes de la...
149	IV.1.29. Les principes de la...
150	IV.1.30. Les principes de la...
151	IV.1.31. Les principes de la...
152	IV.1.32. Les principes de la...
153	IV.1.33. Les principes de la...
154	IV.1.34. Les principes de la...
155	IV.1.35. Les principes de la...
156	IV.1.36. Les principes de la...
157	IV.1.37. Les principes de la...
158	IV.1.38. Les principes de la...
159	IV.1.39. Les principes de la...
160	IV.1.40. Les principes de la...
161	IV.1.41. Les principes de la...
162	IV.1.42. Les principes de la...
163	IV.1.43. Les principes de la...
164	IV.1.44. Les principes de la...
165	IV.1.45. Les principes de la...
166	IV.1.46. Les principes de la...
167	IV.1.47. Les principes de la...
168	IV.1.48. Les principes de la...
169	IV.1.49. Les principes de la...
170	IV.1.50. Les principes de la...
171	IV.1.51. Les principes de la...
172	IV.1.52. Les principes de la...
173	IV.1.53. Les principes de la...
174	IV.1.54. Les principes de la...
175	IV.1.55. Les principes de la...
176	IV.1.56. Les principes de la...
177	IV.1.57. Les principes de la...
178	IV.1.58. Les principes de la...
179	IV.1.59. Les principes de la...
180	IV.1.60. Les principes de la...
181	IV.1.61. Les principes de la...
182	IV.1.62. Les principes de la...
183	IV.1.63. Les principes de la...
184	IV.1.64. Les principes de la...
185	IV.1.65. Les principes de la...
186	IV.1.66. Les principes de la...
187	IV.1.67. Les principes de la...
188	IV.1.68. Les principes de la...
189	IV.1.69. Les principes de la...
190	IV.1.70. Les principes de la...
191	IV.1.71. Les principes de la...
192	IV.1.72. Les principes de la...
193	IV.1.73. Les principes de la...
194	IV.1.74. Les principes de la...
195	IV.1.75. Les principes de la...
196	IV.1.76. Les principes de la...
197	IV.1.77. Les principes de la...
198	IV.1.78. Les principes de la...
199	IV.1.79. Les principes de la...
200	IV.1.80. Les principes de la...

Introduction générale

L'électronique de puissance actuelle nous présente deux images bien contrastées. L'une d'entre elles reflète une activité mûre et relativement stabilisée s'appuyant sur des topologies de convertisseurs simples et efficaces et mettant en œuvre des composants actifs et passifs, dont la technologie est bien maîtrisée. L'autre image plus turbulente et exploratoire cherche à étendre le champ d'application ou à gagner en performance grâce à la recherche de topologies innovantes ou la mise au point de composants de plus en plus sophistiqués sur le plan technologique.

Concernant le premier champ, l'heure semble venue de s'interroger sur l'optimisation de ces topologies, le dimensionnement relativement fin, la réalisation matérielle... enfin en un mot la conception *in extenso* telle qu'un industriel s'y trouve confronté. Aucun domaine industriel n'échappe à cette phase de rationalisation une fois les fonctions de base acquises.

Ce travail a pour ambition d'effectuer un premier pas dans le domaine de la conception technologique des convertisseurs d'électronique de puissance grâce à une démarche informatique systématisée s'appuyant sur la modélisation et sur l'utilisation d'algorithmes d'optimisation.

Le recours à la modélisation exhaustive et à des fins quantitatives en électronique de puissance est une démarche très récente et encore très décriée par les inconditionnels de l'expérimentation. C'est pourquoi nous avons souhaité nous entourer d'une PME (A2E-ENERTONIC) susceptible d'apporter un point de repère industriel sous la forme d'un prototype de convertisseur statique industriel, et non d'une maquette de laboratoire forcément plus simpliste.

La démarche de conception suppose l'existence de modèles permettant de décrire le convertisseur ainsi que les interactions avec son environnement tant sur le plan thermique qu'électromagnétique. L'utilisation ensuite de ces modèles dans un algorithme d'optimisation limite nécessairement leur complexité et donc leur faculté à décrire des phénomènes fins. Ce travail a absolument pour nous une valeur de test sur la pertinence d'une telle démarche dans la conception des convertisseurs. En cas d'échec, la conclusion à tirer est que l'expert doté d'une forte expérience sera irremplaçable encore pendant de longues années. En effet la pluridisciplinarité et les nombreux couplages physiques présents en électronique de puissance conduisent à des modèles qu'il faudra obtenir grâce aux techniques éléments finis principalement (simulation des semiconducteurs, des composants passifs, des aspects thermiques, de la C.E.M...) sans oublier l'important problème de l'identification de certains paramètres particulièrement peu reproductibles comme le dopage d'un semiconducteur pour

n'en citer qu'un. Malgré l'accroissement des performances des matériels informatiques, une optimisation de cette envergure reposant sur des modèles éléments finis n'est guère envisageable dans un proche avenir.

En revanche les modèles simples, dont nous avons fixé nous-mêmes, à la fois la complexité et mesuré le degré de précision grâce à une maquette industrielle, permettent d'effectuer la démarche d'optimisation. Nous verrons bien sûr que beaucoup de modèles rendent encore compte de la réalité de façon bien imparfaite, et que nombre d'entre eux font encore défaut nécessite de s'appuyer sur des bases de données industrielles issues de caractérisation ou des hypothèses simplificatrices doivent être faites. Cependant, en adoptant cette démarche le processus d'optimisation est toujours envisageable et permet de donner des tendances souvent intéressantes et le remplacement de modèles grossiers peut se faire au fil du temps en intégrant des travaux émanant éventuellement de plusieurs équipes de recherche. Aujourd'hui cette connaissance existe plus ou moins, elle est très diffuse et nécessite un travail d'appropriation qui sera immense et qui malheureusement dépassera ce qu'il est humainement possible de faire en trois ans. Par ailleurs, cette connaissance va également réclamer d'être reconditionnée, adaptée, reformatée afin de pouvoir être exploitable par nos moteurs de calcul.

Le démonstrateur choisi pour cette étude est un convertisseur de réseau de bord automobile 42/14V pour la société P.S.A. Dans ce partenariat, nous avons choisi de nous limiter à la mise au point d'un outil de pré-dimensionnement travaillant seulement à partir d'une structure de convertisseur déjà définie, ici un simple hacheur réversible en courant et fonctionnant en commutation forcée. Cette première phase de pré-dimensionnement est déjà intéressante, puisqu'entre autre, elle pourrait permettre de comparer plusieurs structures vis-à-vis d'un (ou plusieurs) critère(s) fixé(s). La phase finale de conception qui permettrait au concepteur d'être aidée dans l'implantation et la réalisation matérielle n'est pas envisageable à court terme mais nous ne l'excluons pas pour l'avenir.

Le chapitre I va nous permettre de fixer plus précisément le contexte de l'étude, son positionnement, l'état de l'art et les contraintes automobiles supportées. Des hypothèses simplificatrices seront posées, par ailleurs le cahier des charges du convertisseur sera donné. Les grandes méthodes de conception seront exposées, et une description plus précise de notre méthode sera faite.

Le chapitre II s'attachera à définir quels sont les modèles adoptés pour cette conception. Leur degré de finesse n'est pas toujours homogène, mais nous verrons qu'il n'est pas évident de définir scientifiquement ce degré et d'apprécier son impact.

Le chapitre III nous permettra de confronter nos modèles à un prototype industriel. Cette comparaison aura pour but de fournir des réponses à la question précédente, et fixera donc les limites auxquelles pour l'instant nous nous sommes heurtés.

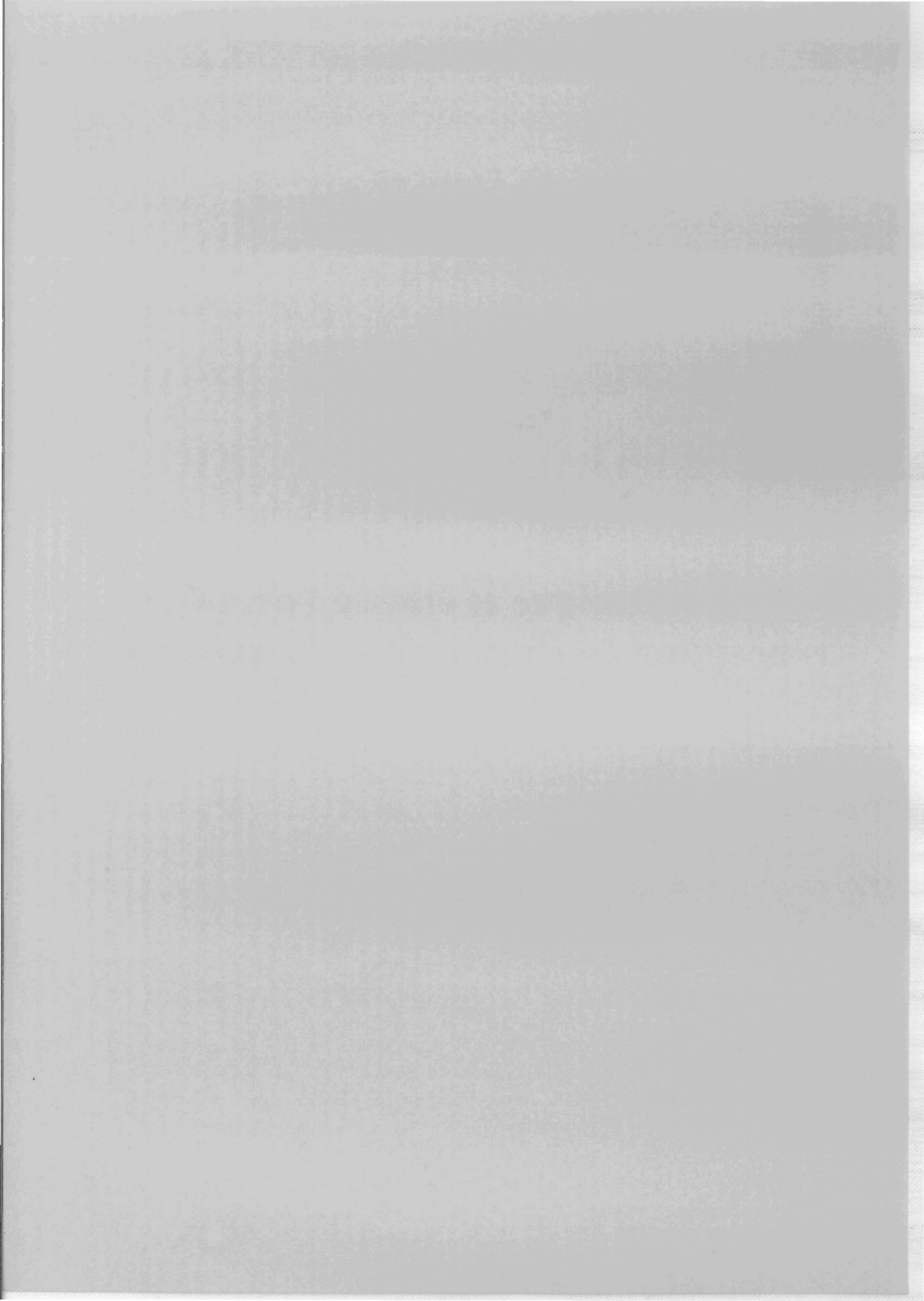
Le dernier chapitre présentera de manière succincte l'outil baptisé LAMPE (Logiciel d'Aide au Pré-dimensionnement en Electronique de puissance) que nous avons développé sous l'environnement Matlab®. Les méthodes d'optimisation seront aussi abordées. Notre choix s'est porté sur des méthodes à base de gradient qui, nous le verrons, ont demandé certaines reformulations ainsi que la mise en place d'un processus d'optimisation particulier, de manière à obtenir des solutions technologiquement viables.

Enfin, nous concluons sur le travail effectué et sur les nombreuses perspectives ouvertes par celui-ci.

La chimie III
L'atome de carbone est tétravalent
Il forme quatre liaisons covalentes
Ces liaisons sont réalisées par le recouvrement des orbitales
Les liaisons C-C et C-H sont des liaisons sigma
Les liaisons C=C et C≡C sont des liaisons pi

Chapitre I :

Problématique et état de l'art de la conception en électronique de puissance



I.1 La problématique

I.1.1 Préambule

Le secteur automobile connaît des évolutions technologiques permanentes qui ne cessent de faire accroître les besoins en énergie électrique. Selon un article d'[Industries et Techniques] d'ici 2010 la puissance électrique consommée par un véhicule sera de 15 kW (pour un véhicule thermique) et 40kW (pour un véhicule à propulsion électrique).

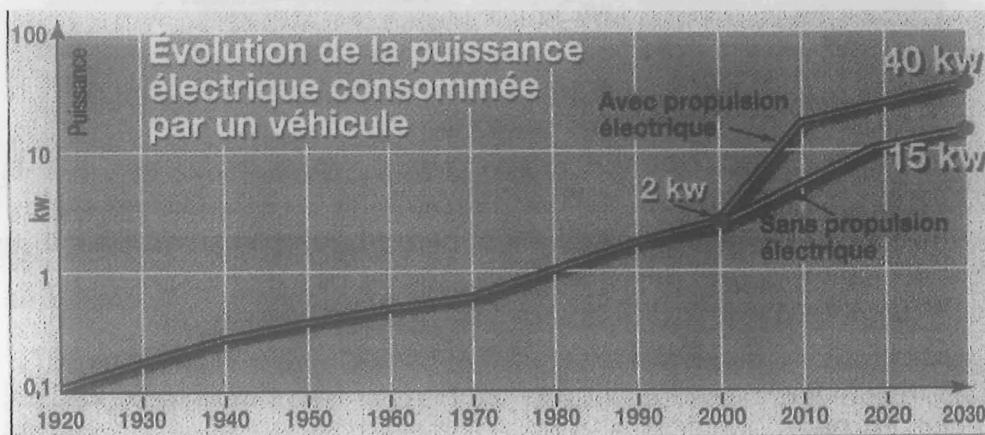


Figure I-1 :Evolution des besoins en énergie électrique dans un véhicule. [Industries et Techniques]

Nous devons cette augmentation d'énergie électrique aux soucis de confort et de souplesse rendus possibles par l'utilisation de systèmes électriques. Cette augmentation de la consommation électrique ne va pas sans poser quelques problèmes. Des études ont montré que le passage au réseau 42V permet d'améliorer le rendement énergétique en minimisant les pertes. Ces différentes évolutions vers des systèmes électriques demandent de nombreuses mises au point. En effet, un changement tel que la tension de batterie demande une refonte totale des différents actionneurs existants mais aussi de ceux à venir. Les convertisseurs d'électronique de puissance vont donc être de plus en plus nombreux.

Devant cette augmentation de la consommation électrique, il a été décidé de changer le niveau de la tension de batterie et donc de passer de 14V à 42V. Ceci permettra de réduire les pertes dans les câbles d'alimentation des différents actionneurs, sans forcément augmenter le coût de revient. Néanmoins, ce changement ne peut avoir lieu directement, car les différents équipementiers possèdent des stocks, et doivent apporter des modifications sur les différents systèmes déjà existants. C'est pourquoi une solution intermédiaire a été proposée : elle consiste à avoir un réseau bi-tension (42V et 14V) dans le véhicule.

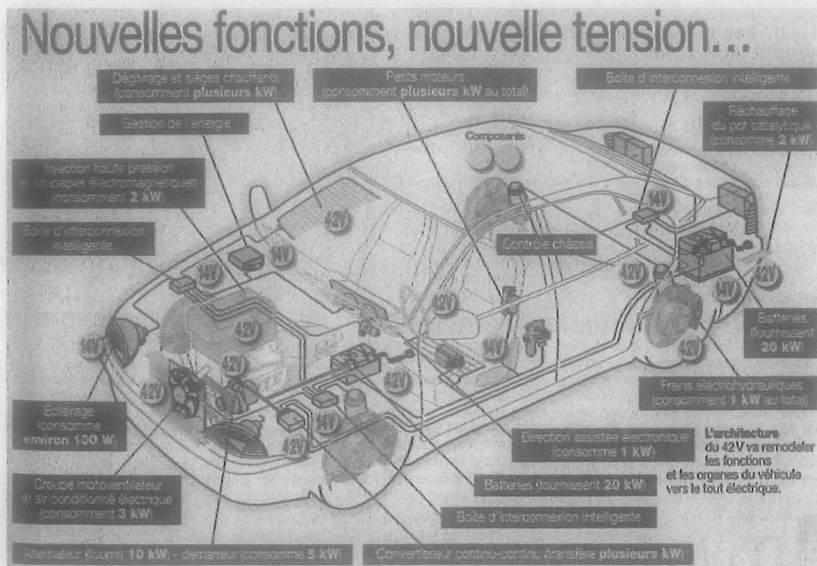


Figure I-2 : Répartition des tâches pour le réseau bi-tension [Industries et Techniques].

A la lecture de différents documents [NICASTRI-99], [KASSAKIAN-00] sur les nouveaux systèmes de réseau bi-tensions, l'architecture envisagée sera proche de celle présentée sur la figure suivante :

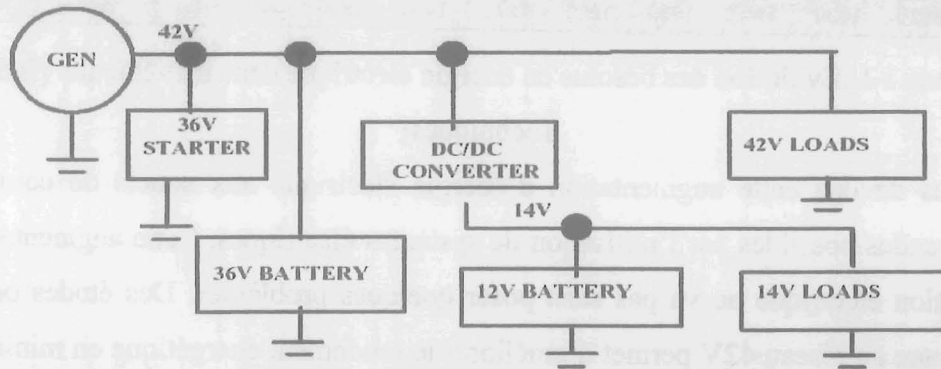


Figure I-3 : Architecture 42/14V envisagée.

Des études sont en cours sur l'élaboration de l'alternateur présent dans ce système. L'autre élément important de cet architecture est le convertisseur DC/DC qui sera le cadre de notre étude.

La conception de ces convertisseurs en général plus souvent dénommés alimentations à découpage repose principalement sur l'expériences du concepteur. Depuis plusieurs années l'équipe électronique de puissance du laboratoire cherche à développer des méthodologies et des outils permettant d'aider à la conception. Cependant ces outils sont souvent dédiés à des points particulier tels que les pertes dans les semi-conducteurs ou les calcul de thermique pour n'en citer que quelques uns. Ces différents outils sont situés dans la catégorie outil d'analyse et ne permettent pas une intégration dans une boucle d'optimisation de par leur lenteur.

C'est pourquoi, en partenariat avec la société P.S.A, nous avons décidé de développer une méthodologie et un outil d'aide au pré-dimensionnement. Nous avons restreint notre approche à ce niveau car comme nous le verrons la difficulté d'implanter des modèles analytiques de plus en plus complexes dans des processus d'optimisation est grande.

1.1.2 La conception d'une structure d'électronique de puissance

1.1.2.1 La conception

La conception d'une structure d'électronique de puissance met en jeu un grand nombre de variables et de connaissances dans différents domaines d'ingénierie (éléments électriques, magnétiques, thermiques et mécaniques). De ce fait, la mise en œuvre d'une application conduira le concepteur à choisir le type de convertisseur, la technologie et le dimensionnement des divers composants de puissance (actifs et passifs) et de commande (régulation), ainsi que les dissipateurs thermiques associés. Ces choix devront être effectués dans le but de respecter les différentes spécifications du cahier des charges ou des normes en vigueur.

Une autre difficulté de dimensionnement d'un convertisseur est donc la disparité des phénomènes physiques impliqués et imposés généralement par le cahier des charges. Nous citerons les principaux ici :

- Electromagnétique pour tout ce qui est de la compatibilité électromagnétique,
- Thermique et hydraulique (dimensionnement du refroidisseur et étanchéité souhaitée),
- Thermomécanique (dilatations différentes pouvant entraîner des ruptures),
- Thermoélectrique (évolution des paramètres physiques du semi-conducteur),
- Electromécanique (déchirement des « bus barres » en cas de court-circuit),
- Electrostatique (décharges partielles, claquages diélectriques),
- Vibratoire (vibrations dues à l'environnement extérieur).

Certains phénomènes sont manifestement à classer parmi les couplages faibles : il est évident que les déformations mécaniques au sein des câblages d'électronique de puissance n'auront qu'une influence mineure en fonctionnement normal sur les caractéristiques du circuit. Cependant, tous ne sont pas faiblement couplés, et certains restent délicats à traiter : les pertes dans les composants actifs par exemple, sont liées aux formes d'ondes dans ces composants, elles mêmes liées à la température de fonctionnement.

1.1.2.2 Démarche simplifiée de conception

Afin de simplifier le problème de conception, les procédures traditionnelles de conception fixent des groupes et des sous-groupes qui présentent l'avantage d'offrir des simplifications basées sur l'expérience du concepteur. Ces simplifications permettent d'obtenir une première conception. La méthode généralement utilisée pour concevoir une structure de puissance se découpe, après la lecture du cahier des charges, en deux phases :

❖ 1^{er} phase: choix de la structure

Après l'étude du cahier des charges, le concepteur est capable de fixer le choix de la conversion à réaliser grâce notamment à la démarche de synthèse proposé par le LEEI (H.Foch). Une fois celle-ci déterminée, une liste de structures est alors disponible, et permet de choisir la topologie de base du convertisseur. La résolution de ce problème fait donc appel à l'expérience et au savoir-faire d'un concepteur. Le mode de commutation des interrupteurs constituant la structure doit être alors fixé (commutations douces ou dures) ainsi que le type de régulation à mettre en place (régulation en tension ou en courant).

❖ 2^{ème} phase : dimensionnement et choix des composants

Pour finir, la structure et le choix de la commande étant fixés, il faut dimensionner et faire le choix des composants passifs, actifs et de refroidissement. Ces choix ne sont pas simples, car différentes solutions technologiques sont susceptibles de remplir le cahier des charges. C'est pourquoi, à ce niveau, la conception est faite par sous ensemble:

- conception du filtrage des basses fréquences (en entrée et en sortie),
- conception du filtrage des hautes fréquences (en entrée et en sortie),
- conception du refroidissement....

Cependant, le raisonnement précédent n'est pas toujours si simple et systématique. En effet de fortes interactions peuvent exister entre les différents sous ensembles ou phases, et chacune peut remettre en cause les choix effectués précédemment.

Connaissant maintenant la problématique, il a semblé essentiel vu la complexité du problème de ne pas le traiter dans sa totalité. Nous nous sommes fixés comme objectif de ne pas obtenir la topologie du convertisseur en fonction des sources qui lui sont connectées. Cette démarche, à laquelle nous attribuons le terme de conception fonctionnelle, puisqu'elle ne concerne que la fonction de conversion qui va être remplie, n'est pas sans intérêt mais est particulièrement bien traitée dans d'autres laboratoires. Nous allons proposer une conception

globale du convertisseur à partir de la connaissance de sa topologie. Il sera alors possible de comparer plusieurs topologies différentes, en fonction de critères technologiques, et de choisir la structure la mieux adaptée, à partir du cahier des charges. Ce que nous appellerons conception matérielle consiste à dimensionner les divers éléments constituant la topologie donnée, tout en prenant en considération un maximum de phénomènes physiques.

1.2 Méthodologie de dimensionnement

A partir de cette problématique, plusieurs solutions ont été développées. En électronique de puissance, comme dans d'autres domaines tels que la mécanique, deux méthodes existent pour réaliser cette conception :

- les méthodes essai/erreur,
- une résolution de problème inverse.

1.2.1 Méthodes Essai/Erreur

Le principe de ces méthodes est de réaliser plusieurs essais tout en se référant à ceux-ci pour modifier les caractéristiques antérieures de l'application, et ainsi arriver à satisfaire les spécifications de cahier des charges. Généralement, ces méthodes s'appuient sur la connaissance et l'expérience du concepteur. Le point de départ est souvent une application maîtrisée très proche de celle qui est demandée. Alors, une phase de développement et d'adaptation aux nouvelles spécifications débute. Il a alors à sa disposition deux techniques :

- soit faire son cheminement de dimensionnement sur prototype(s),
- soit utiliser les différents simulateurs informatiques spécifiques.

En général, on assiste à un panachage des deux méthodes.

1.2.1.1 Prototypage

La réflexion sur un prototype a l'avantage d'être proche de la réalisation finale et n'oblige aucune hypothèse simplificatrice. Cependant, l'utilisation de prototype(s) s'avère être très onéreuse (de nombreux composants doivent être disponibles sans compter le matériel de mesure) et longue à mettre en œuvre. De plus, des problèmes surviennent lors de la réalisation en série : il est vrai qu'il peut arriver qu'un prototype fonctionne mais que les séries, elles, ne remplissent plus le cahier des charges. La cause de ce mauvais

fonctionnement est la tolérance de fabrication des divers composants constituant l'application ou plus souvent des consignes de câblage ou de « layout » qui n'ont pas été suivies.

Les concepteurs essaient d'utiliser cette méthode en dernier recours, et préfèrent réaliser leur dimensionnement à partir d'outils de simulation informatique mis à leur disposition qui offrent pour certains des possibilités d'études de sensibilité à la variation d'un paramètre.

1.2.1.2 *Simulateurs informatiques*

La vitesse de croissance du matériel informatique a permis le développement d'outils de simulation de plus en plus « lourds ». Ces outils ont pour but d'aider le concepteur mais surtout de réduire les coûts et le temps de développement en phase de conception. En effet au lieu de faire la démarche précédente sur un prototype, il la fera virtuellement. Différents logiciels permettent de simuler tous les phénomènes à prendre en compte pour le dimensionnement d'une structure d'électronique de puissance. Citons comme exemple Flotherm® pour tous les phénomènes thermiques, Saber® (Pspice®, Simplorer®, Pacte®) pour les comportements électriques, Intusoft Magnetic Designer® [Intusoft Magnetics Designer®] pour le dimensionnement des inductances. Cette démarche n'est pas toujours satisfaisante. Pour ne prendre en compte que l'exemple des simulateurs électriques, leur inconvénient est d'imposer des pas de calcul très petits pour arriver à un résultat correct pour respecter le théorème de Shanon dans le but d'obtenir la signature C.E.M.(compatibilité électromagnétique) du convertisseur. La simulation de l'ensemble R.S.I.L. (réseau stabilisateur d'impédance de ligne) et convertisseur conduit à des constantes de temps rédhibitoires et peu poser des problèmes graves de convergences.

Pour résumer, ces méthodes essai/erreur sont assez coûteuses, que ce soit en temps ou en argent. De plus, ce dimensionnement itératif conduit à un résultat qui remplit le cahier des charges, mais qui n'est pas forcément le meilleur.

1.2.2 *Résolution du problème inverse*

Le principe de cette méthode est de prendre le problème par « l'autre bout ». En effet, les spécifications à remplir ne sont plus les conséquences de notre essai mais le point de départ. Cela consiste à voir le problème de dimensionnement comme un problème inverse. Les composants à dimensionner répondent aux spécifications par des équations. Deux cas de figures sont alors possibles :

- les équations qui définissent le système sont inversibles, et dans ce cas il ne reste plus qu'à calculer en se fixant certaines inconnues ;
- dans le cas contraire le transformer en un problème d'optimisation sous contraintes.

Généralement, on ne rencontre la première situation que dans des cas simples. Plusieurs travaux ont montré que la conception en électronique de puissance était plutôt complexe et qu'il fallait traduire cette démarche en un problème d'optimisation sous contraintes [SCHUTZ-99],[BERGEON-98], [NEUGEBAUER-00], [BUSQUETS-01], [LAROUCI-02].

Les techniques mathématiques d'optimisation offrent une voie organisée et méthodique pour approcher le problème de conception. Le développement des modèles de calcul [GERBAUD-01], [TOURKHANI-01] permet à des conceptions d'aboutir en des temps relativement courts et de manière stable. En outre, l'application des techniques d'optimisation peut conduire à une meilleure compréhension des différents phénomènes impliqués dans la conception, et peut même mettre en valeur des implications qui ont été au début ignorées. Plusieurs algorithmes d'optimisation peuvent être appliqués pour résoudre un problème de conception.

Parmi eux, les algorithmes déterministes ont été largement utilisés pour résoudre des problèmes continus de variable de conception. Ils mettent en œuvre le calcul des gradients des diverses fonctions mises en contraintes ou dans la fonction objectif. Pour faire ce calcul de gradient le concepteur peut :

- soit définir les valeurs symboliques des gradients,
- soit laisser l'algorithme les calculer numériquement.

Il est à noter, que le fait de fournir les gradients symboliques améliore la convergence de l'algorithme. Divers outils de conception font appel à ce type d'algorithme, nous citerons Pascoma® [WURTZ-96] ou encore Eden® [ATIENZA-99], ainsi que les travaux de [KRAGH-98] qui ont couplé Saber® avec Matlab® en utilisant ce type d'algorithme.

D'autres approches stochastiques, telles que les algorithmes de type Monte-Carlo ou algorithmes génétiques, ont été également testées avec succès pour résoudre des problèmes continus et/ou discrets de variables de conception. Ces algorithmes ne sont pas basés sur le calcul des gradients. Eux aussi ont été utilisés dans divers outils tels que Timcad® [NEUGEBAUER-00] ou le logiciel développé par VPEC.[BUSQUETS-01]

Ces deux types d'algorithmes ont prouvé leurs avantages, mais aussi leurs inconvénients. Ainsi, les algorithmes déterministes basés sur le gradients permettent de trouver rapidement une solution, mais ils ne gèrent pas tous les types d'équations et de données telles que les tableaux de valeurs. A l'inverse, les algorithmes stochastiques, eux, permettent de mixer les problèmes continus et discrets. Le problème commun de ces deux types d'algorithmes est qu'ils ne peuvent garantir qu'un minimum local et non global. Ce problème peut toutefois être résolu si l'utilisateur est sûr de cribler parfaitement l'espace des solutions. Cependant, cela demande d'avoir des problèmes de faibles dimensions, ce qui est rarement le cas en électronique de puissance. Cet aspect optimisation sera abordé plus en détails au chapitre IV.

1.2.3 Types d'équations rencontrées en E.P.

Il est nécessaire de connaître les différents types d'équations que va rencontrer le concepteur pour traduire son problème en un problème d'optimisation. Suite à la lecture de divers documents (catalogues constructeurs, travaux de recherche), nous avons répertorié les types suivants :

- tableaux de valeur ou catalogue constructeur (choix d'un noyau magnétique, d'une capacité, ou d'un radiateur)
- des équations analytiques (calcul de diverses ondulations),
- des équations plus complexes, qui font appel à une résolution assez lourde comme par exemple l'inversion d'une matrice (calcul des spectres en compatibilité électromagnétique),
- des équations différentielles.

1.3 Les phénomènes à modéliser en Electronique de Puissance

1.3.1 Liste des modèles généralement rencontrés en E.P.

La lecture du cahier des charges fixe la liste des phénomènes à modéliser afin de reproduire fidèlement ces derniers. Chaque contrainte imposée par ledit cahier des charges donne lieu à un ou plusieurs modèles.

Nous proposons ci-dessous une liste des principaux phénomènes rencontrés :

- les performances dynamiques
- la thermique

-la compatibilité électromagnétique

1.3.1.1 Les performances dynamiques

Deux familles de performances dynamiques existent :

- les performances liées au taux d'ondulation (en courant ou en tension),
- les performances de régulation, telles que le temps de réponse ou une régulation sur une grandeur prédéfinie (courant maximum dans une inductance ou un interrupteur, par exemple).

Néanmoins, des précautions doivent être prises lors d'association de convertisseurs ou de convertisseur(s)-filtres, car des interactions peuvent se produire entre chaque élément, modifiant ainsi la dynamique. Dans le cas le plus défavorable, des instabilités apparaissent. Dans la littérature, plusieurs articles et ouvrages [KISLOVSKI-91], [NAVE], [MIDDLEBROOK-76], [SCLOCCHI], étudient ces interactions, et donnent des solutions pratiques pour résoudre ces problèmes. Au fil des paragraphes qui suivent, nous verrons les causes et les solutions de ces phénomènes.

1.3.1.1.1 Analyse des interactions dans une association convertisseur+filtre d'entrée

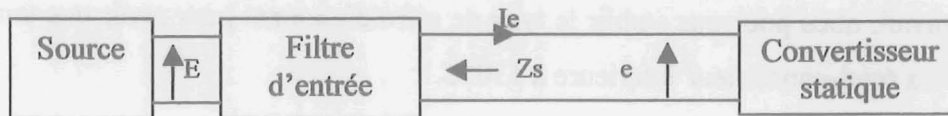


Figure I-4 : Association Filtre-Convertisseur.

Considérons un convertisseur asservi de rendement unitaire et débitant sur une charge donnée. Cet asservissement fait en sorte, par exemple, que la tension de sortie soit constante, ce qui revient à avoir une puissance d'entrée constante. Si e (tension recueillie après le filtre d'entrée) diminue, la régulation va essayer d'augmenter le courant d'entrée pour garder la puissance constante, donc la tension d'entrée va encore plus chuter et ainsi de suite. Le phénomène qui est décrit précédemment nous fait dire que nous sommes en présence d'une résistance dynamique négative.

$$R_i = \frac{de}{dI_e} = \frac{dP}{dI_e I_e} = -\frac{P}{I_e^2} = -\frac{e}{I_e} \quad \text{Eq. I-1}$$

Cette résistance négative est un phénomène dit « basses fréquences » qui, en association avec un filtre d'entrée et sous certaines conditions, peut créer une oscillation et être à l'origine d'une instabilité. En 1976, Middlebrook a défini un critère qui évite ce phénomène.

I.3.1.1.2 Théorème de Middlebrook

Les instabilités ont lieu si l'impédance de sortie Z_s du filtre d'entrée est suffisamment grande et que l'impédance d'entrée est négative. C'est pourquoi le théorème suivant a été donné : *pour remédier à ces instabilités, il suffit d'imposer lors de notre dimensionnement que l'impédance d'entrée de notre convertisseur soit plus grande que l'impédance de sortie de notre filtre en basse fréquence.*

Il faudra donc tenir compte de ce critère pour garantir le bon fonctionnement de notre convertisseur. Il est bon de noter que l'impédance d'entrée du convertisseur dépend des paramètres du correcteur de la boucle de régulation.

I.3.1.2 La thermique

L'environnement dans lequel notre convertisseur doit être placé, est un point important qui conditionnera le choix du refroidissement à mettre en œuvre. De plus ce choix est contraint par la température de jonction des semi-conducteurs. Des composants classiques en silicium doivent avoir une température de jonction maximale de 130°C afin de garantir leur bon fonctionnement. Il nous faut donc connaître une évaluation des pertes dans les semi-conducteurs. Avec la connaissance de ces dernières ainsi que de la température ambiante du milieu de travail, nous pourrions établir le type de refroidissement pour avoir une température de jonction du semi-conducteur inférieure à 130°C .

I.3.1.3 La compatibilité électromagnétique

Aujourd'hui la Compatibilité Electromagnétique (C.E.M.) est une contrainte forte pour la conception des convertisseurs d'électronique de puissance. Elle est garante de l'aptitude des appareils ou des systèmes électriques à fonctionner dans leur environnement, de façon satisfaisante, et sans produire des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. Deux types de perturbations sont à distinguer, suivant la nature du chemin de propagation entre la source de perturbation et la victime. Nous parlerons de **perturbations conduites** quand il s'agit de courants électriques, et de **perturbations rayonnées** quand le couplage source - victime se fait par l'intermédiaire d'un champ électromagnétique. Des normes adaptées au secteur d'activité ont été élaborées, les applications électriques dédiées à ce secteur doivent avoir un taux de perturbation mesuré inférieur au niveau donné par ladite norme. Pour réaliser cette mesure un appareil normatif

appelé Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (R.S.I.L.) est utilisé et est placé entre la source d'alimentation et le convertisseur + sa charge.

La C.E.M. est donc un critère fondamental à prendre en compte dans toutes les phases de développement et de fabrication des produits

1.3.2 Simplifications de notre étude

Notre objectif vise à prévoir de manière virtuelle la constitution d'une alimentation à découpage (**conception matérielle**) tout en prenant en compte simultanément les divers phénomènes utiles au dimensionnement électrique. Dans notre esprit, à l'issue de cette phase les connaissances acquises et les données recueillies sont suffisantes pour entamer la réalisation d'un prototype. Plus précisément, le concepteur connaîtra à l'issue de cette phase les réponses aux questions suivantes : quelle fréquence de découpage ? Combien de semi-conducteurs doivent être mis en parallèle pour constituer tel interrupteur macroscopique ? Quelles valeurs d'inductances ou de capacités faut-il prendre ? Ceci devra permettre de débiter sur un prototype de réglage presque unique.

Avant de commencer, nous avons simplifié le problème, simplifications que nous justifierons dans les paragraphes suivants. Il est bon de souligner que nous n'avons pu tenir compte de toutes les « astuces » qui permettent de résoudre certains problèmes. Nous citerons par exemple la mise en place d'éléments tels que des résistances ou des capacités qui sont ajoutées pour modifier la résonance du filtre d'entrée *in fine*, et ainsi ne pas créer d'interaction entre le filtre d'entrée et le convertisseur asservi... Nous nous bornons à effectuer le dimensionnement des éléments et non à en rajouter d'autres.

1^{ère} hypothèse : Refroidissement non pris en compte

Un des choix importants que le concepteur doit généralement faire est celui du système de refroidissement à utiliser pour son application. Après réflexion, nous avons choisi de ne pas déterminer ce système.

En effet, pour le calcul pur du refroidisseur, des considérations hydrauliques et thermiques, indépendantes du circuit d'électronique de puissance, sont à prendre en compte. Mais pour déterminer les quantités de chaleur à évacuer, il faut disposer de la connaissance des pertes des semi-conducteurs. Or, les caractéristiques électriques des interrupteurs (et dans une moindre mesure du câblage - résistance de grille -) dépendent de leur température. Nous sommes donc en présence d'une relation bidirectionnelle. Mais, dans une grande majorité des cas, l'efficacité du refroidisseur et les constantes de temps thermiques sont telles qu'une

indication de la température moyenne de fonctionnement est suffisante. De plus, la grande variété des modes de refroidissement ne permet pas de faire une étude exhaustive. En effet, différents types de refroidisseurs existent et ont des caractéristiques très variables, notamment en nature d'échanges thermiques, mais aussi en terme de volume, voire même de prix. Nous citerons, par exemple, les refroidisseurs à air par convection (libre ou forcée) peu coûteux mais très volumineux, ou l'utilisation d'un fluide caloporteur (plaque à eau, caloduc, micro-canaux).

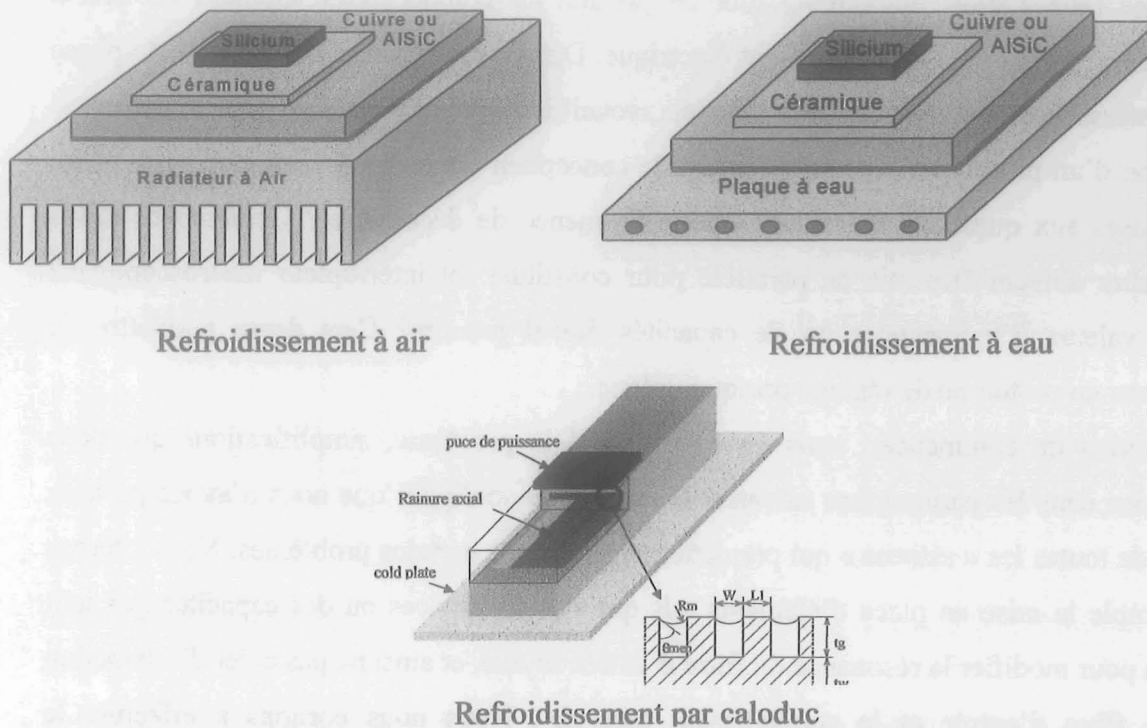


Figure I-5 : Différents systèmes de refroidissement.

Après dimensionnement, une estimation des pertes sera disponible et, connaissant la quantité de chaleur à évacuer, il sera alors possible de choisir et d'optimiser le refroidisseur seul. Le choix du refroidisseur peut donc être traité *a posteriori* et de manière indépendante.

2^{ème} hypothèse : Simplification de la commutation.

Un compromis entre les pertes et la compatibilité électromagnétique existe bien. En effet, plus les temps de commutation sont grands, plus les pertes sont importantes. Alors qu'au niveau de la compatibilité électromagnétique il a été démontré [REBY-99], [GUITTON-99], [SCHANEN-00], [SCHEICH-93] que plus les temps de commutation sont grands, plus la décroissance du spectre des sources de perturbation est rapide. Cependant, cette décroissance est visible à la fréquence équivalente de $0.35/(\text{temps de commutation})$, fréquence assez élevée puisque les temps de commutation sont de l'ordre de 50ns (fréquence

équivalente = 7MHz). Dans ce domaine de fréquences, nous verrons que d'autres phénomènes entrent en considération et qu'une détermination précise des spectres n'est pas possible. De plus, ces temps de commutation dépendent fortement des caractéristiques externes aux composants, résistance de grille pour les MOSFETs, drivers de commande et autres paramètres dus au routage. Tous ces paramètres ne peuvent être pris en considération dans la phase de pré-dimensionnement que nous nous proposons d'étudier. Il paraît donc normal de simplifier la commutation. Pour ce faire, nous avons considéré que les diverses évolutions des courants ou des tensions aux bornes des composants actifs sont modélisées par des droites. De plus, nous avons fixé ces temps de commutation égaux à des grandeurs connues (de ce fait l'énergie de commutation est fixe) et choisi de ne pas optimiser ces paramètres.

3^{ème} hypothèse : Calcul des ondulations au sens du premier harmonique

La dernière hypothèse concerne les ondulations de tension que nous calculerons au sens du premier harmonique. En effet, les ondulations sont généralement définies en grandeur crête à crête, néanmoins pour obtenir avec grande précision la valeur de cette ondulation par le calcul demande de modéliser avec précision les divers chemins de propagations qui créent souvent des pics hautes fréquences. Or, nous nous plaçons dans la phase de pré-conception et à ce stade nous ne connaissons pas encore le routage et par conséquent les inductances parasites. C'est pourquoi nous nous limiterons dans notre étude à calculer les ondulations au sens du premier harmonique. De plus, des solutions technologiques telles que le rajout de capacités de faibles valeurs et de très bonnes qualités permet de réduire les différents pics.

4^{ème} hypothèse : Non prise en compte de la C.E.M rayonnée

Comme nous l'avons dit précédemment, deux modes de perturbation existent les **perturbations conduites** et les **perturbations rayonnées**. Ces dernières perturbations sont plus difficiles à prédire, car dépendantes du routage que nous ne prendrons pas en compte dans notre étude. De plus, les moyens actuels pour les réduire ne se basent que sur l'élaboration de règles de routage, de blindage, de mise sous capot. C'est pour cela que nous avons pris la décision de ne pas traiter ce problème, qui fait déjà l'objet de divers travaux au laboratoire ; ce problème pourra être réglé ultérieurement, une fois notre convertisseur réalisé. Nous nous sommes donc attardés sur la prédétermination des perturbations conduites, qui sont directement liées aux séquences de commutations des interrupteurs et qui peuvent être atténuées par des éléments de filtrage. De plus lorsque les perturbations conduites sont bien

traitées (mode commun notamment), souvent les perturbations rayonnées ne posent pas trop de problèmes.

1.4 Cahier des charges et contraintes imposées par le secteur automobile

La société Peugeot Citroën Automobile nous a donc demandé (dans le cadre de l'architecture précédente) de développer un outil de dimensionnement pour un convertisseur sans isolation galvanique le plus petit possible (en terme de volume), réalisant la conversion continu/continu 42/14V réversible en courant, et permettant de faire transiter une puissance de 1KW dans le sens abaisseur. Pour les autres spécifications du sens abaisseur, elles correspondent aux normes automobiles fournies par P.S.A. En ce qui concerne le sens élévateur, aucun niveau de puissance n'est requis, nous avons donc choisi de ne dimensionner notre structure que dans le sens abaisseur.

1.4.1 Spécification structurelle

La fonctionnalité première de notre application est de réaliser une conversion continu/continu entre deux batteries de tensions différentes. La solution ne nécessitant pas d'isolation galvanique, nous nous sommes tournés vers des solutions de type hacheur. Rappelons qu'un hacheur série réalise l'abaissement tandis qu'un hacheur parallèle, lui, assure l'élévation. La structure à mettre en œuvre doit réaliser ces deux types de conversion, la puissance devant transiter dans les deux sens. Notre choix s'est donc porté sur la structure « hacheur synchrone » [MOHAN] qui regroupe la topologie des deux hacheurs de base (série et parallèle très connus) et qui présente des avantages en faible tension notamment au niveau des pertes semiconducteur. Nous présentons sur la figure suivante le schéma de base de ce hacheur.

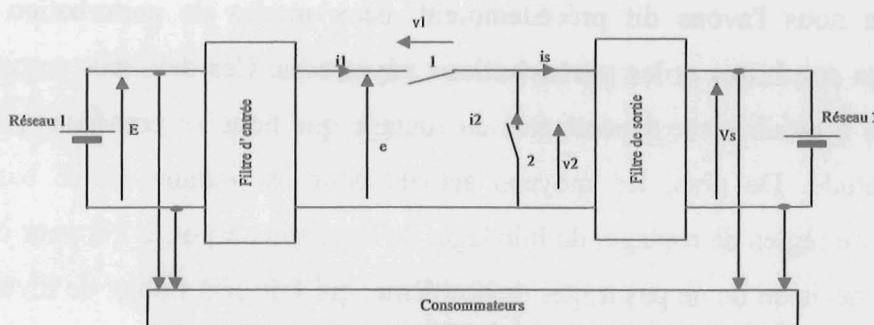


Figure I-6: Hacheur synchrone.

Le réseau 1 a un niveau de tension de 42V alors que le réseau 2 a un niveau de 14V. La puissance à transmettre dans le sens 42V vers 14V nous a été imposée et vaut 1 kW, alors que

celle dans le sens 14V vers 42V sera déterminée en fonction des possibilités de notre application.

Le principe de fonctionnement de cette structure est des plus simples. Dans le sens abaisseur, l'interrupteur 1 se ferme de 0 à αT (α rapport cyclique, T période de découpage), alors que l'interrupteur 2 reste ouvert, et réciproquement de αT à T . Dans le sens élévateur, l'interrupteur 2 se ferme de 0 à αT , alors que l'interrupteur 1 reste ouvert, et vice versa de αT à T . Les formes d'ondes classiques obtenues en conduction continue pour le sens abaisseur ont été représentées sur la figure suivante.

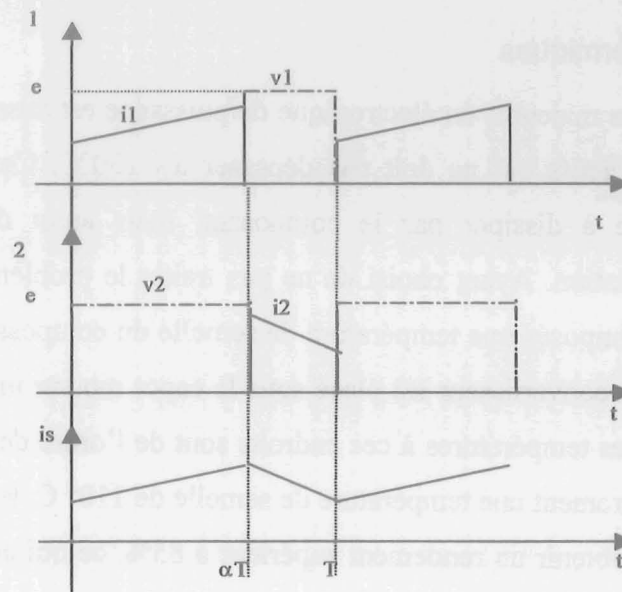


Figure I-7 :Formes d'ondes classiques.

1.4.2 Spécifications dynamiques

La norme relative aux alternateurs [B25 5125], implique que notre convertisseur doit avoir les mêmes caractéristiques que ce dernier du côté de l'alimentation 14V, soit une ondulation de tension V_s de 300mV, un temps de réponse de 100ms et un dépassement de tension inférieur à 16V. Pour ce qui est du côté du 42V, aucune norme ne définit de spécifications ; aussi nous avons fait l'hypothèse d'une tension d'entrée (e) ayant une ondulation inférieure à 900mV (ce qui correspond à trois fois l'ondulation tolérée pour le 14V), le même temps de réponse que précédemment et un dépassement inférieur à 48V.

1.4.3 Spécifications C.E.M.

Les niveaux, pour la C.E.M. conduite, à respecter sont donnés dans la norme automobile [B21 7090]. Ils sont donnés dans le tableau suivant :

Bande de fréquence (MHz)	0.15-0.3	0.53-2	5.9-6.2	26-54	70-88	88-108
Niveau en large bande permanente(dB μ V)	93	79	65	65	49	49

Tableau I-1: Limites de la norme

Cette norme possède des trous de fréquence dans lesquels aucun niveau n'est à respecter. Ces plages de fréquence peuvent être très avantageuses car des résonances peuvent y être placées.

1.4.4 Spécifications thermiques

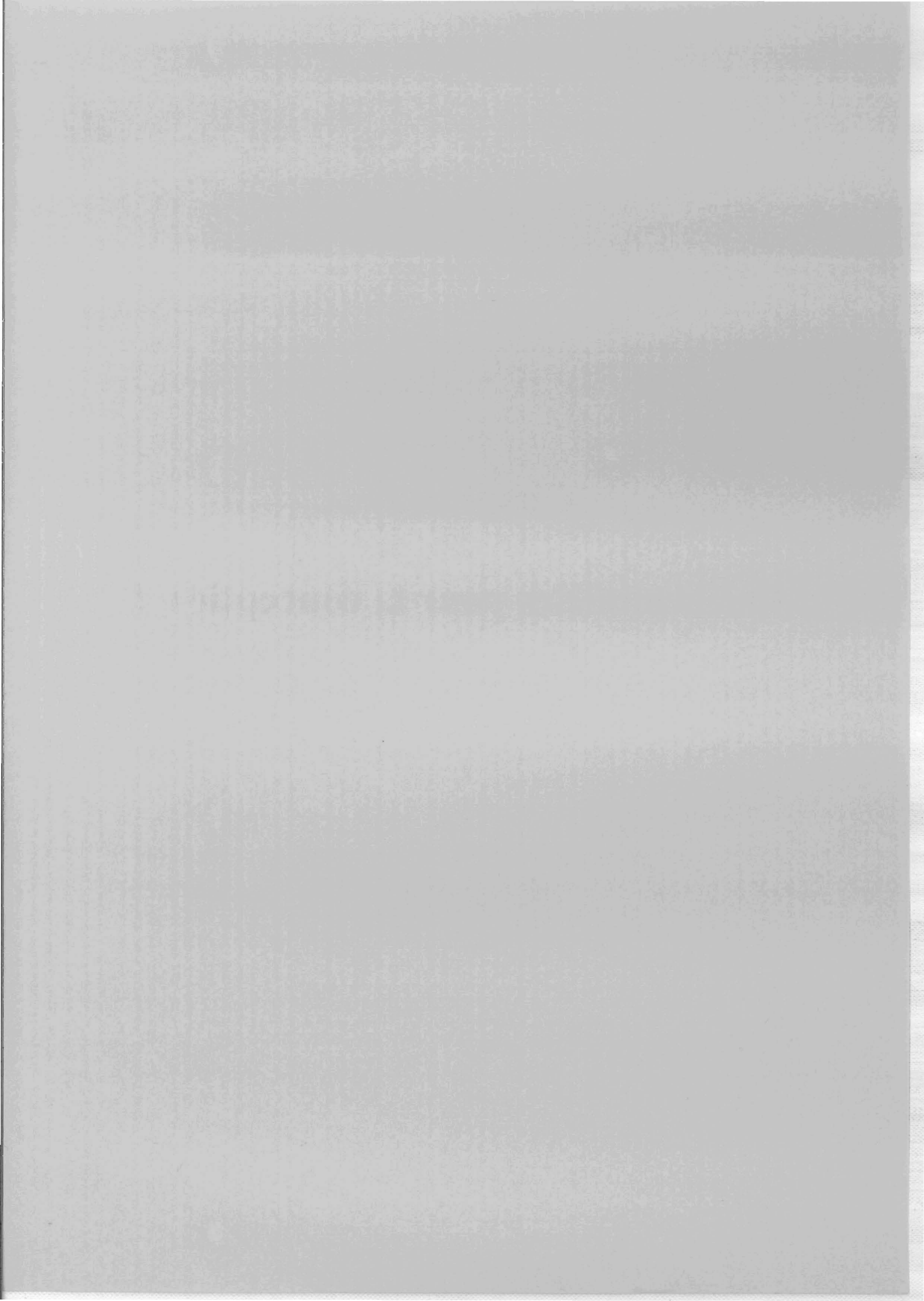
Une des contraintes majeures en électronique de puissance est aussi la température de jonction des composants actifs qui ne doit pas dépasser les 130°C. Cette température est fonction de la puissance à dissiper par le composant, mais aussi de l'environnement d'implantation de l'application. Ayant choisi de ne pas traiter le problème lié au radiateur, nous nous sommes donc imposés une température de semelle du composant. Pour cela, nous avons pris le cas où notre convertisseur est placé sous le capot moteur mais à plus de trente centimètres de celui-ci. Les températures à ces endroits sont de l'ordre de 95°C et nous nous sommes donc fixé arbitrairement une température de semelle de 110° C, température qui nous semble raisonnable pour obtenir un rendement supérieur à 85%, ce qui autorise environ 177 Watts de pertes en pleine charge. Ces pertes seront donc faciles à dissiper avec une différence de température de 15°C.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a montré l'étendu des difficultés rencontrées lors de la conception d'une alimentation à découpage. L'objectif que nous nous sommes fixés est d'aider un concepteur à réaliser son application en considérant tous les phénomènes en présence en même temps, tout en essayant de dimensionner celle-ci de manière à ce qu'elle soit la moins encombrante possible. Pour cela nous avons besoin d'étudier les différents types de mise en équation des phénomènes cités dans ce chapitre et de choisir celles qui seront adaptables à un problème d'optimisation. Nous essayerons de choisir des modèles les plus analytiques possibles, quand nous aurons la possibilité de le faire, pour utiliser des méthodes robustes d'optimisation. De plus, nous chercherons à garder des modèles qui permettront d'avoir une bonne précision et qui utilisent un minimum d'hypothèses simplificatrices. Ces différents modèles auront l'avantage de présenter une définition claire des paramètres d'entrée-sortie de chacun d'eux.

Chapitre II :

Quels modèles pour la conception ?



Le but de ce chapitre est de présenter les divers modèles qui seront à mettre en œuvre dans le cadre du processus de dimensionnement envisagé. Les choix au niveau de ces modèles seront guidés par un compromis entre précision, facilité d'obtention des paramètres (à l'aide des documents constructeurs uniquement) et facilité d'utilisation (rapidité, mise en œuvre...)

Deux parties distinctes seront présentées. Dans la première, nous aborderons les composants de base (éléments actifs et réactifs). Les modèles de ces composants seront alors utilisés dans la deuxième partie pour prédire les performances C.E.M., les ondulations et le comportement en régime dynamique.

Partie A : Modèles pour les composants de base.

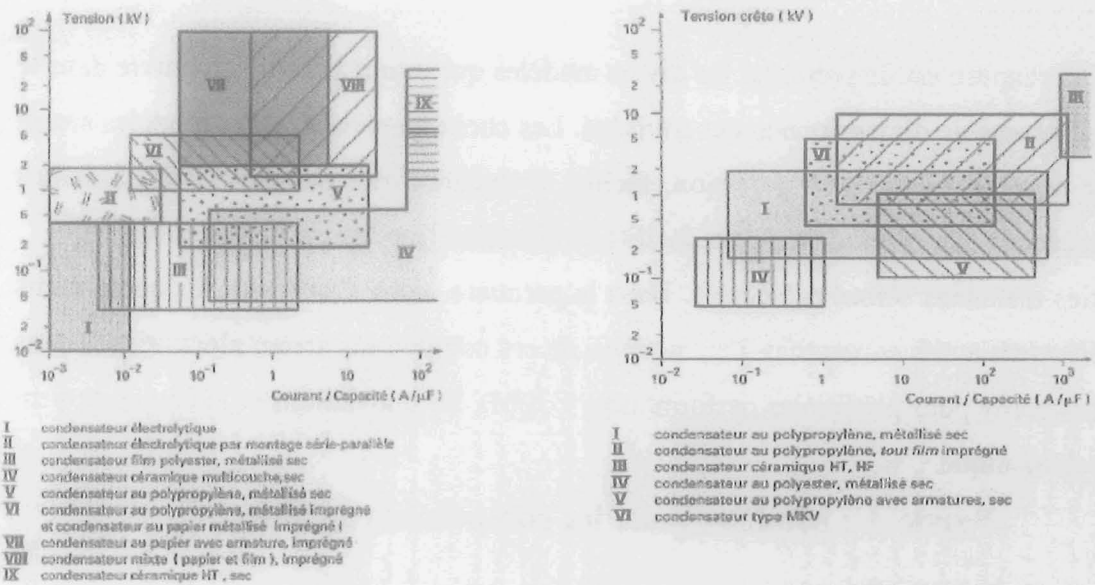
II.1 Condensateur de filtrage

Le but de cette partie est de proposer et de justifier un schéma électrique équivalent simple pour représenter les condensateurs utilisés en électronique de puissance. Partant d'un schéma relativement connu, et mettant en jeu les principaux phénomènes "parasites" (inductance, pertes diélectriques, pertes en hautes fréquences dans les armatures métalliques...), une approche expérimentale sera proposée pour identifier les différents paramètres du modèle.

Une étude détaillée du modèle complet nous permettra de simplifier ce dernier et ainsi d'obtenir un modèle adapté à la pré-conception sous la forme du classique C, "ESR", "ESL" (équivalent serial resistance, équivalent serial inductance). Les valeurs de ces éléments pourront alors être déduite d'une interprétation des données du constructeur. Enfin, les variations de ces paramètres vis-à-vis de la température et du niveau de tension seront abordées.

II.1.1 Dimensionnement d'un condensateur

Différentes technologies de condensateurs existent et sont destinées chacune à des applications particulières. Le choix de la technologie est donc effectué en fonction du rôle que doit remplir le condensateur mais aussi par rapport à la capacité souhaitée, la tension à supporter, la valeur efficace du courant le traversant et la température de travail.



a. Tension continue

b. Tension alternative

Figure II-1 : Type de condensateur à utiliser en fonction de la tension, de la valeur de la capacité et du courant [T.I.COND.].

Pour dimensionner des condensateurs de filtrage, nous avons pris la décision d'utiliser des condensateurs chimiques à faible résistance série dont nous avons étudié le comportement électrique.

II.1.2 Modèle

Comme tout composant, les condensateurs ne sont pas parfaits. Par conséquent lorsque l'on désire étudier certains phénomènes comme les ondulations de courant à la sortie d'une alimentation à découpage, il est nécessaire de prendre en considération les principales caractéristiques parasites dans les condensateurs de filtrage. La figure II-2 présente un modèle établi de ce type de composants [EUROFARAD].

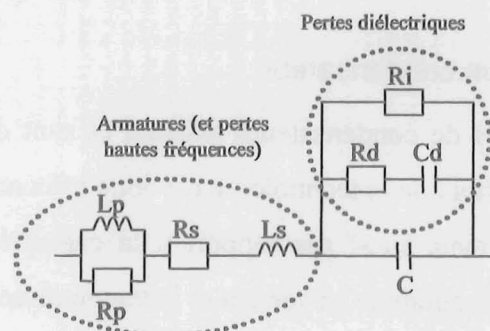


Figure II-2: Schéma électrique complet d'un condensateur.

Ce modèle est un modèle « physique » complet où C représente la valeur théorique de la capacité du condensateur. Les éléments Ri, Rd, Cd permettent de modéliser les phénomènes

liés aux pertes diélectriques. Les termes L_p , R_p , R_s et L_s permettent quant à eux de modéliser les armatures (incluant d'ailleurs le câblage reliant les armatures aux bornes externes de connexion du condensateur).

II.1.2.1 Identification

Afin d'étudier le comportement de ce modèle, une identification est réalisée. La capacité retenue est un condensateur de filtrage chimique de 1 mF [PANASONIC]. Les mesures du module et de la phase de l'impédance sont présentées sur la figure II-3. Ces résultats sont obtenus sans polarisation, à température ambiante, grâce au pont d'impédance HP4194A.

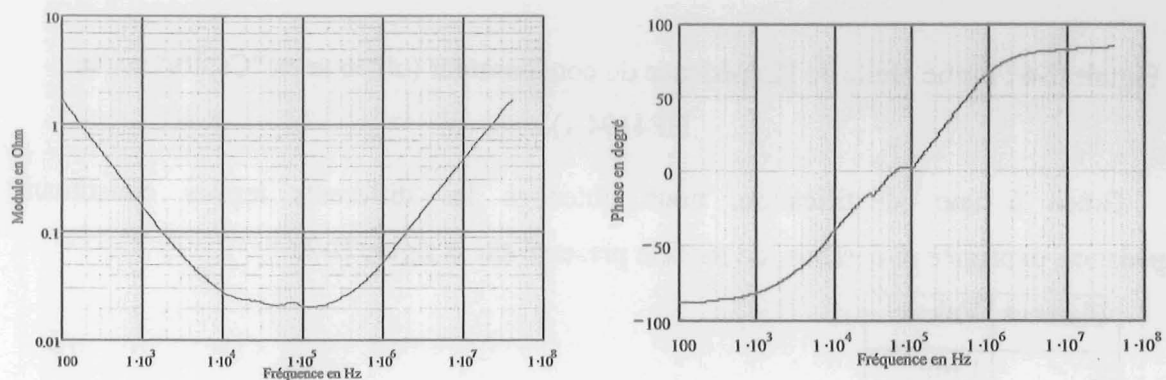


Figure II-3 : Module et phase de l'impédance d'un condensateur de filtrage.

L'identification des 8 paramètres du modèle complet de la figure II-2 peut se faire à l'aide d'une simple méthode des moindres carrés. A noter toutefois que pour ce faire, il ne faut pas travailler sur une représentation en module et phase de l'impédance, car la majeure partie des effets que l'on cherche à représenter sont des pertes, qui sont complètement masquées par le comportement réactif du condensateur, en basses fréquences comme en hautes fréquences.

Nous préférons une mesure en " C_s , R_s " du pont HP4194A, sur laquelle ces effets sont plus sensibles ; autrement dit, on travaillera sur la partie réelle de l'impédance, ce qui n'a rien de surprenant pour obtenir des informations sur le comportement en terme de pertes.

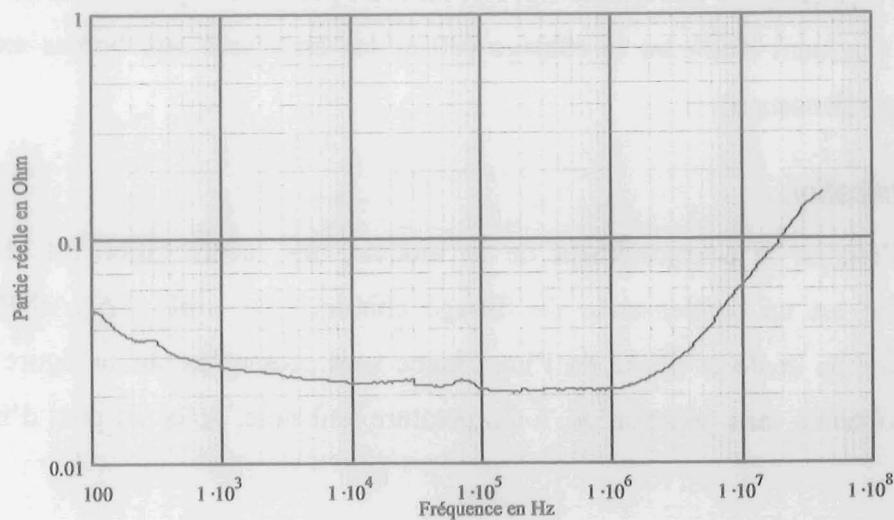


Figure II-4 : Partie réelle de l'impédance du condensateur (obtenue en "Cs, Rs" sur le HP4194A).

Grâce à une identification, nous obtenons les différents termes constituant l'impédance, exprimée ci-dessous, du modèle présenté sur la figure II-2.

Élément	Valeur
C	1 mF
Rs	21 mΩ
Ls	6.1 nH
Rp	0.18 Ω
Lp	1.5 nH
Rd	3 Ω
Cd	50 μF
Ri	100 Ω

$$Z(\omega) := \frac{i \cdot R_p \cdot L_p \cdot \omega}{i \cdot L_p \cdot \omega + R_p} + R_s + i \cdot L_s \cdot \omega + \left(\frac{1}{R_i} + \frac{i \cdot C_d \cdot \omega}{i \cdot R_d \cdot C_d \cdot \omega + 1} + i \cdot C \cdot \omega \right)^{-1}$$

N.B. Identification sur Re(Z)

Tableau II-1: Valeurs identifiées de la capacité de filtrage.

La figure II-5 présente la comparaison entre le modèle obtenu et les mesures, sur les module et phase ainsi que sur la partie réelle.

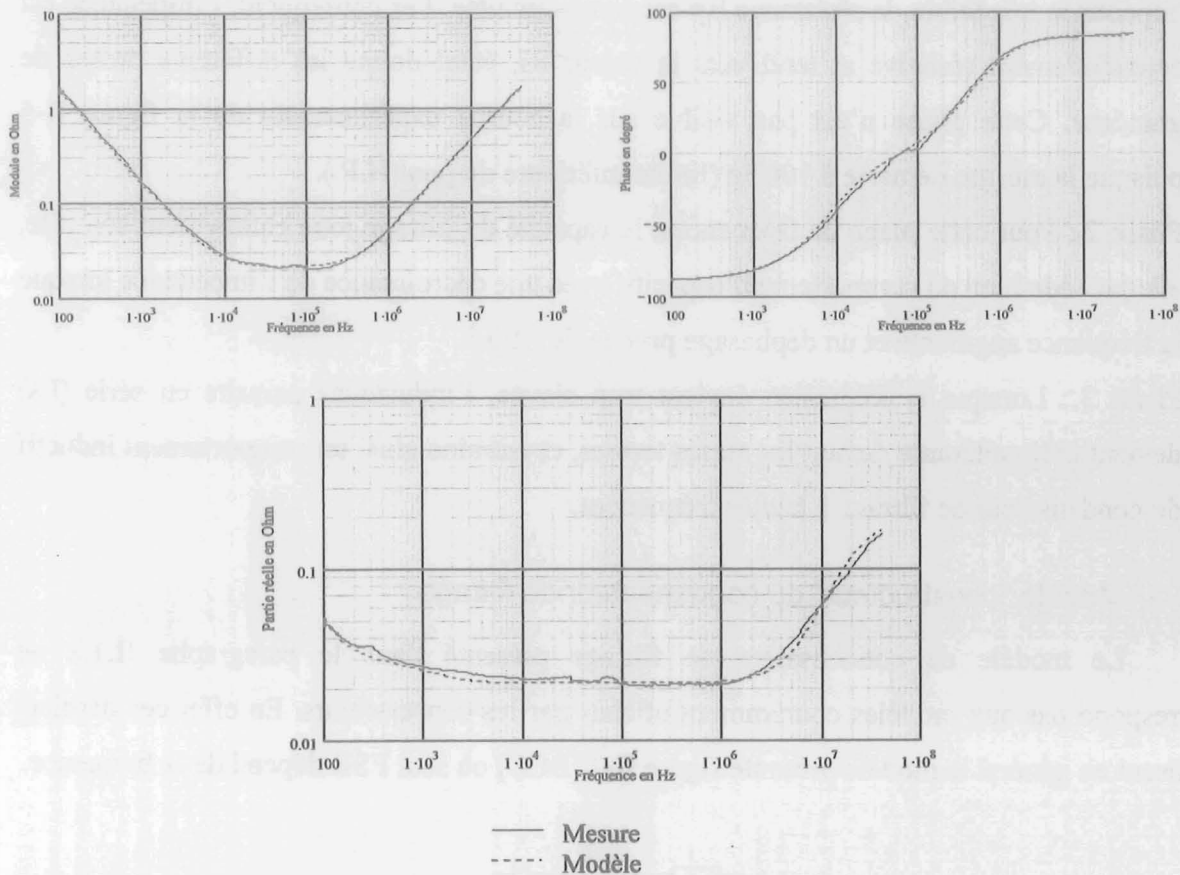


Figure II-5 : Comparaison en modélisation mesures - modélisation d'une capacité de filtrage.

II.1.2.2 Analyse du comportement

La figure II-6 présente les trois types de comportement d'un condensateur de filtrage qui peuvent être pris en considération à l'aide du modèle utilisé.

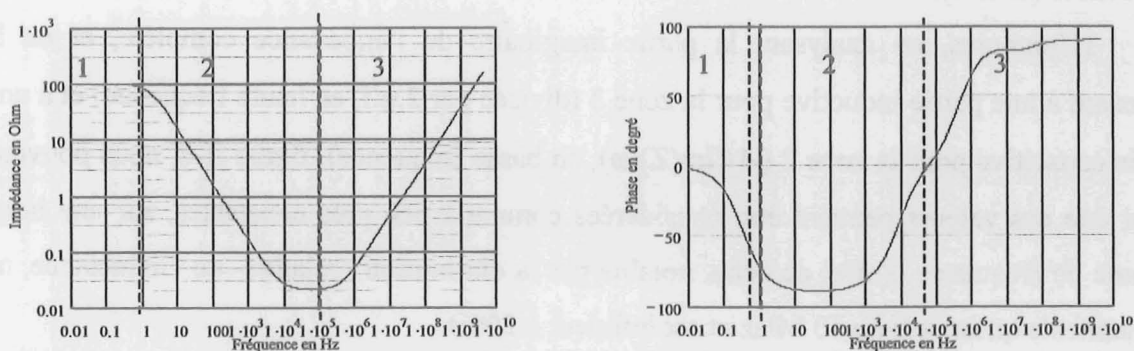


Figure II-6 : Comportement d'un condensateur de filtrage en fonction de la fréquence.

Sur ces représentations, trois modes de fonctionnement apparaissent :

- Phase 1 : La fréquence étant très faible, les capacités C et C_d ont une impédance très élevée par rapport à la résistance R_i . De plus, l'impédance de l'inductance L_s est tout à fait négligeable à cette fréquence devant le terme R_s . De même, l'inductance L_p ayant une

impédance très faible, la résistance R_p est court-circuitée. Par conséquent, l'impédance est essentiellement résistive et tend vers la valeur R_i , étant donné les différents ordres de grandeur. Cette phase n'est pas visible sur la courbe expérimentale de la figure II-5 puisque la mesure démarre à 100Hz (limite inférieure du pont H.P.).

- Phase 2 : Pour cette plage de fréquences, la capacité de filtrage joue entièrement son rôle, elle possède bien un comportement capacitif avec une décroissance de l'impédance lorsque la fréquence augmente et un déphasage proche de -90° .
- Phase 3 : Lorsque la fréquence devient trop élevée, l'inductance parasite en série (L_s) devient prépondérante devant les autres termes, et entraîne ainsi un comportement inductif du condensateur de filtrage à hautes fréquences.

II.1.3 Modèle "constructeur" du condensateur de filtrage

Le modèle de condensateur de filtrage présenté dans le paragraphe II.1.2 ne correspond pas aux modèles couramment utilisés par les constructeurs. En effet ces derniers utilisent en général le modèle présenté figure II-7 [BCC] où seul ESR dépend de la fréquence.

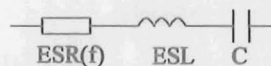
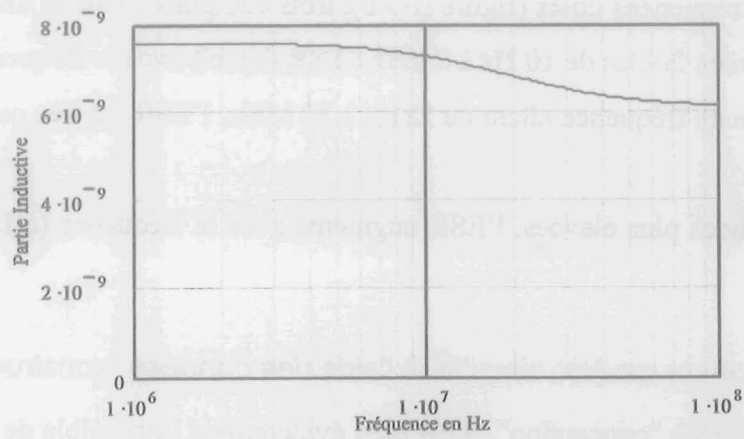


Figure II-7 : Notation schéma capacité réduit.

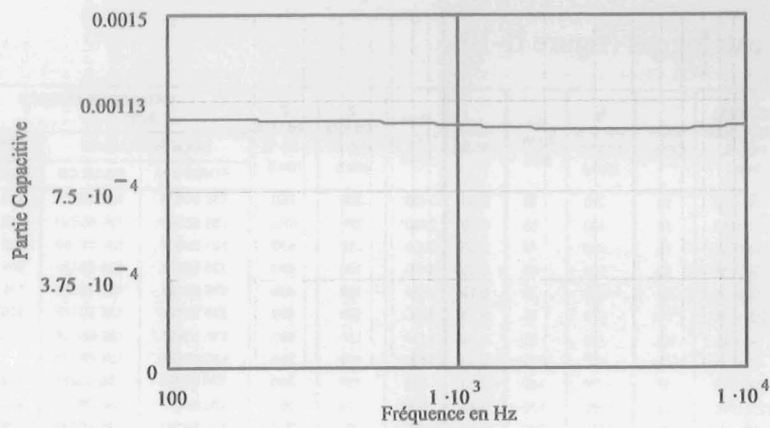
Cette représentation serait tout à fait légitime par rapport au schéma de la figure II-2, si les trois valeurs dépendaient de la fréquence, et en négligeant les phénomènes basses fréquences (Zone1).

Néanmoins, en analysant la partie imaginaire de l'impédance complète, et en la ramenant à une partie inductive pour la zone 3 (divisée par $2.\pi.f$, en haute fréquence) et à une partie capacitive pour la zone 2 ($-1/(\text{Im}(Z).\omega)$, en basse fréquence), figure II-8, nous pouvons noter que ces valeurs peuvent être considérées comme à peu près constantes, sur une large gamme de fréquence (l'effet de peau, notable par la diminution *-relative-* de l'inductance, ne se manifeste qu'au delà de 10 MHz et est inférieur à 20%).

Nous pouvons donc considérer comme raisonnable l'approximation du schéma constructeur, qui propose un "ESL" et un C constants, et qui ne prend en compte que la variation du ESR en fréquence.



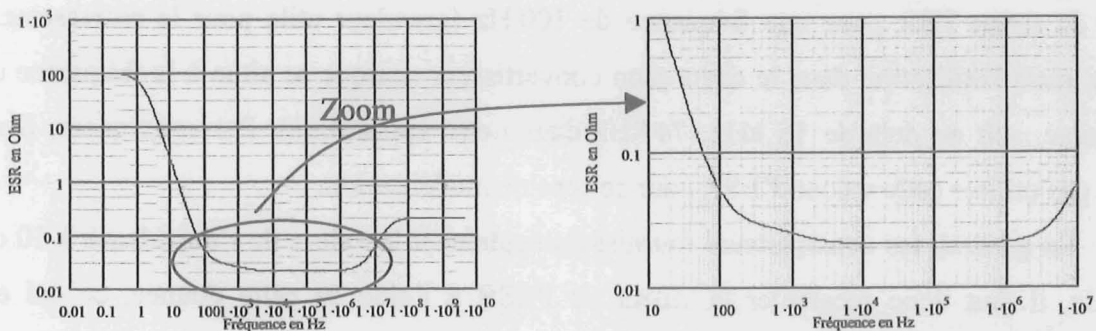
Zone fréquentielle 3



Zone fréquentielle 2

Figure II-8: Variation des inductance et capacité séries équivalentes, en fonction de la fréquence.

Observons maintenant le comportement fréquentiel de ESR :



a. Echelle complète

b. Zoom fréquences utiles

Figure II-9 : Variation de la partie réelle (ESR) en fonction de la fréquence d'un condensateur de filtrage.

Dans la gamme des fréquences utiles (figure II-9.b), trois comportements se distinguent :

- pour des fréquences faibles de 10 Hz à 2 kHz l'ESR décroît avec la fréquence.
- pour une gamme de fréquence allant de 2kHz à 20 MHz, l'ESR est très peu dépendant de la fréquence.
- pour des fréquences plus élevées, l'ESR augmente avec la fréquence (effet de peau dans les armatures).

II.1.4 Détermination du modèle simplifié à l'aide des données "constructeur"

Pour une approche "conception", il est bien évidemment impossible de travailler sur le modèle complet, même si l'identification à l'aide d'une mesure d'impédance est relativement aisée (et automatisée sous Mathcad). Nous ne pouvons donc que nous rabattre sur les documentations des catalogues (figure II-10).

U _R (V)	C _R 100 Hz (µF)	NOMINAL CASE SIZE ØD × L (mm)	CASE CODE	I _R 100 kHz 105 °C (mA)	I _{L2} 2 min (µA)	Tan δ 100 Hz	ESR 100 Hz (mΩ)	Z 100 kHz +20 °C (mΩ)	Z 100 kHz -10 °C (mΩ)	CATALOGUE NUMBER 2222		
										BULK PACKAGING		TAPED
										FORM CA	FORM CB	FORM TFA
63	47	10 × 12	14	380	30	0.10	3400	300	750	136 58479	136 68479	136 38479
	56	10 × 12	14	420	35	0.10	2830	270	680	136 58569	136 68569	136 38569
	68	10 × 16	15	520	43	0.10	2300	210	530	136 58689	136 68689	136 38689
	100	10 × 16	15	580	63	0.10	1630	190	480	136 58101	136 68101	136 38101
	120	10 × 20	16	650	76	0.10	1300	160	400	136 58121	136 68121	136 38121
	120	12.5 × 16	17a	610	76	0.10	1300	180	450	136 98125	136 98126	136 98123
	150	10 × 25	16L	780	95	0.10	1100	130	330	136 58151	136 68151	136 38151
	180	10 × 30	16LL	950	110	0.10	880	100	250	136 58181	136 68181	-
	220	12.5 × 20	17	870	140	0.10	720	110	280	136 58221	136 68221	136 38221
	270	12.5 × 25	18	1200	170	0.10	590	74	190	136 58271	136 68271	136 38271
	330	16 × 20	19a	1100	210	0.10	490	85	220	136 58331	136 68331	136 38331
	390	12.5 × 31	18L	1300	250	0.10	410	68	170	136 58391	136 68391	-
	470	16 × 25	19	1500	300	0.10	310	55	140	136 58471	136 68471	136 38471
	680	16 × 31	20	1700	430	0.10	230	46	120	136 58681	136 68681	136 38681
	680	18 × 25	1825	1470	430	0.10	234	54	108	136 98685	136 98686	-
	820	16 × 35	21	1900	520	0.10	190	40	100	136 58921	136 68921	-
	1000	18 × 31	1831	1950	630	0.10	139	39	78	136 58102	136 68102	-
	1500	18 × 35	22	2350	950	0.10	136	33	66	136 58152	136 68152	-

Figure II-10 : Extrait d'un datasheet constructeur. [BCC]

Comme le montre la figure précédente les constructeurs fournissent généralement la valeur du terme ESR pour une fréquence de 100 Hz (grandeur utile pour le redressement 50 Hz), mais l'utilisation dans le cadre d'un convertisseur statique se situe à la fréquence de découpage, soit au delà de 15 kHz (74 kHz dans notre application). Par conséquent, il ne faudra pas utiliser cette valeur d'ESR pour ce type de modélisation.

En général, les constructeurs fournissent également la valeur de l'impédance à 10 ou 100 kHz, il faut donc recalculer la valeur de l'ESR à l'aide de cette donnée, ce qui est possible, car l'ESR ne varie pratiquement plus en fonction de la fréquence lorsque celle-ci est suffisamment élevée. De plus, les valeurs de C et de ESL sont en général fournies.

$$ESR = \sqrt{Z_{100kHz}^2 - \left(ESL \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 - \frac{1}{C \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3} \right)^2} \quad \text{Eq. II-1}$$

Si la valeur d'ESL n'est pas fournie, ce n'est toutefois pas trop contraignant, car les constructeurs fournissent la géométrie du condensateur, et à l'aide de cette dernière, il est possible de retrouver la valeur de l'inductance des pattes de câblage à l'aide d'outils spécialisés [CLAVEL-96] ou à l'aide d'expressions analytiques [HOER-65]. Cette grandeur est directement liée à la longueur des pattes or il est bon de souligner que lors de l'utilisation d'un condensateur généralement ces pattes sont coupées. Cependant pour la détermination du modèle à partir de l'impédance à 10 ou 100 kHz, sa valeur sera prise égale à la valeur totale de la longueur des pattes. La figure II-11 présente le module et la phase de l'impédance du condensateur lorsque une erreur de + ou - 20 % est commise sur la détermination de l'ESL à partir des données constructeur. Les valeurs utilisées afin d'obtenir ces résultats sont fournis dans le tableau II-3. Il est à noter que, compte tenu des données des constructeurs, l'erreur commise sur l'ESL entraîne une modification de l'ESR.

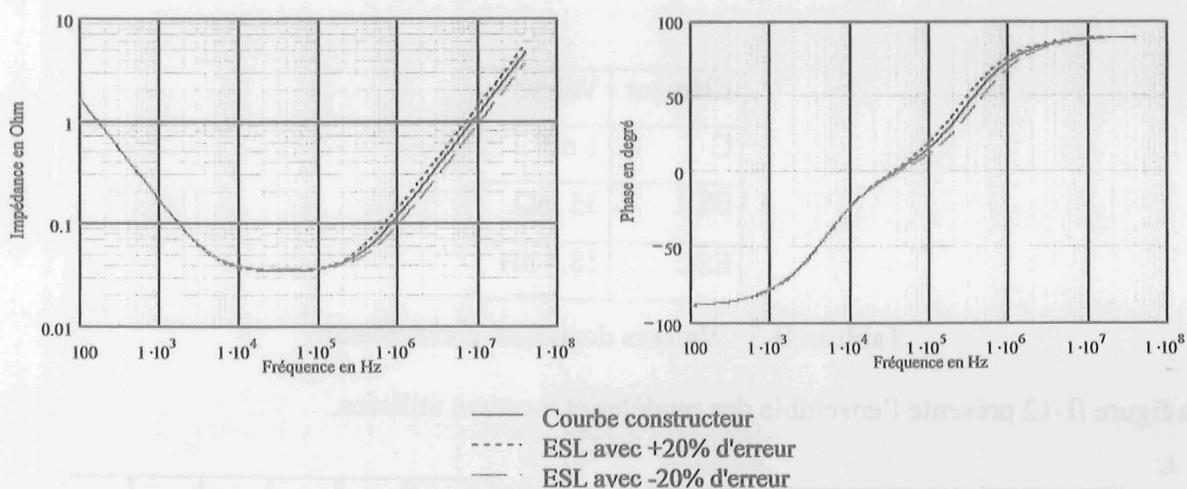


Figure II-11 : Erreur liée à l'ESL.

Pour ce qui touche à l'augmentation de l'ESR en haute fréquence, celle-ci n'a aucune incidence sur l'étude des ondulations, à la fréquence de découpage. Pour ce qui touche au comportement CEM conduites du dispositif, on se situe là à des fréquences beaucoup plus élevées, et il faudrait théoriquement prendre en compte l'augmentation de la résistance série. Mais d'une part, il n'y a aucun moyen de prédéterminer cette évolution à partir des seules données des constructeurs, et d'autre part, les effets de l'inductance série sont beaucoup plus importants en ce qui concerne la CEM, dès qu'on monte en fréquence.

Par conséquent, il est possible de représenter un condensateur par un simple circuit R, L, C série pour nos applications de pré-dimensionnement, avec :

- C = Valeur de la capacité de filtrage (indépendante de f)
- ESL = Inductance série (indépendante de f).
- ESR = Terme résistif en série avec les deux autres composants (indépendant de f). Ce terme est à évaluer à la fréquence de découpage.

A l'aide de l'identification présentée dans le tableau II-1 et de la figure II-6, le tableau suivant est obtenu :

Elément	Valeur	
C	1 mF	Rs du modèle complet
ESR	21 mΩ	
ESL	6.3 nH	

Tableau II-2 : Valeurs obtenues avec l'identification.

A l'aide des documents constructeurs [PANASONIC], le tableau II-3 est obtenu.

Elément	Valeur
C	1 mF
ESR	35 mΩ
ESL	18.4 nH

Tableau II-3 : Valeurs document constructeur.

La figure II-12 présente l'ensemble des modèles et mesures utilisées.

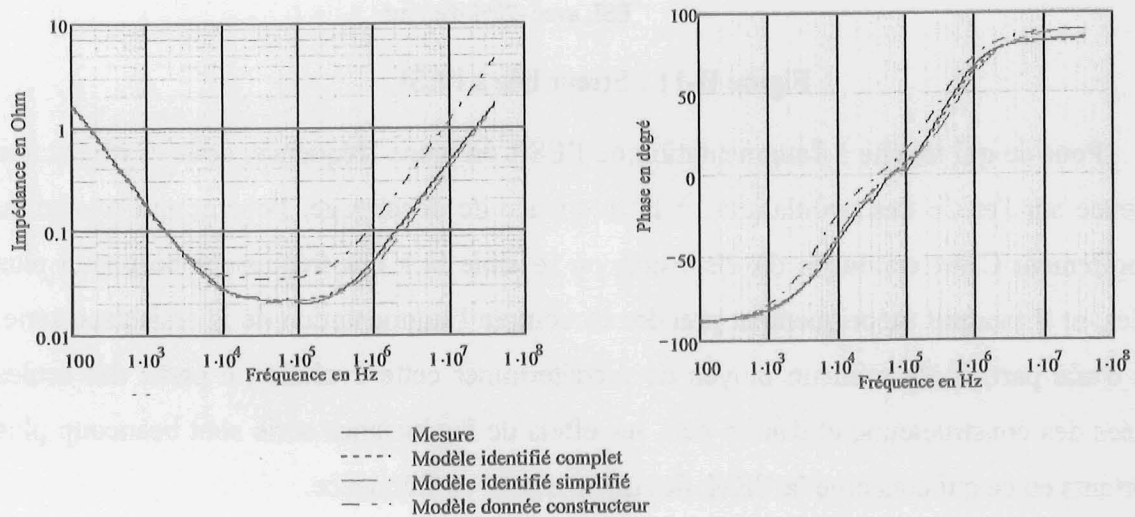


Figure II-12 : Comparaison des différents modèles.

Suite aux résultats obtenus, nous observons que le modèle ESR – ESL – C est suffisant pour l'utilisation à laquelle il se destine. En effet, les résultats de ce modèle et du modèle complet sont proches dans la gamme de fréquences utiles. Nous notons en revanche un écart un peu plus important avec le modèle constructeur, qui surestime les imperfections du composant (comportement légitime pour une documentation constructeur).

II.1.5 Non linéarités en tension et en température

Si les paramètres du condensateur sont à ce stade bien établis dans leur comportement fréquentiel, il n'en n'est pas de même vis-à-vis de la température, et du niveau de tension.

Là encore, des mesures au pont d'impédance permettent de polariser le composant sous test. La figure suivante présente une comparaison entre une mesure de l'impédance ainsi que de la phase du condensateur sans polarisation et d'une mesure avec polarisation.

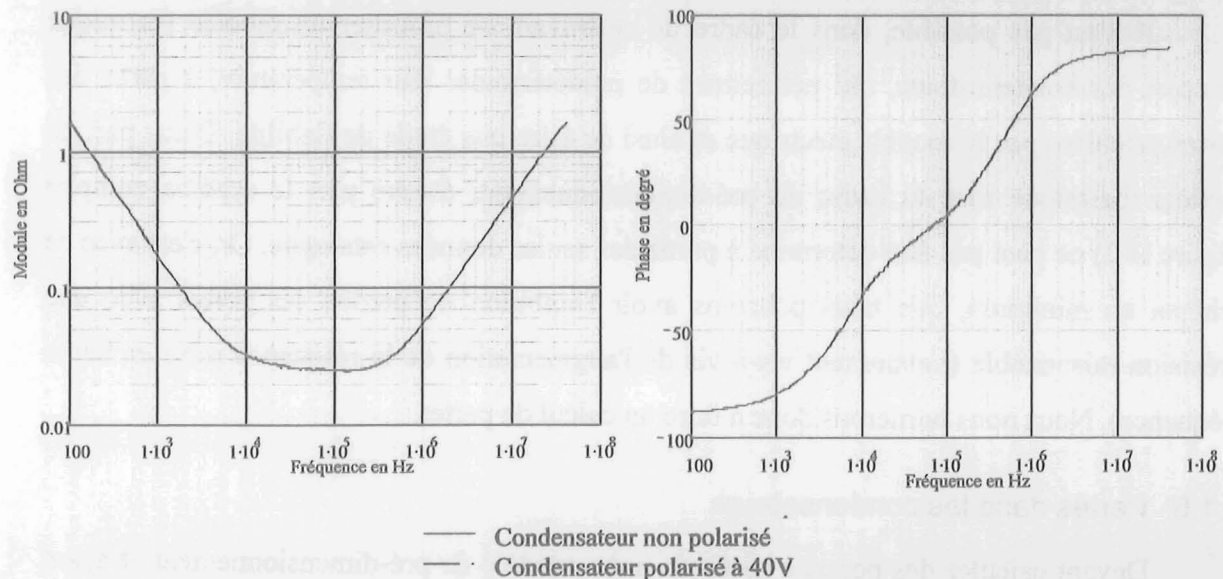


Figure II-13 : Influence de la polarisation sur la mesure de l'impédance et de la phase.

Nous ne constatons aucune différence entre les deux mesures. Nous concluons donc sur le fait que la modélisation mise en place sans polarisation est viable pour des tensions de polarisation inférieures à la tension nominale donnée par les constructeurs.

Autant il est relativement aisé dans la gamme d'application visée, de prévoir le niveau de la tension moyenne à laquelle sera soumis le condensateur, autant la température de fonctionnement est plus délicate à prédéterminer. Les constructeurs fournissent généralement l'évolution des grandeurs du modèle ESR – C en fonction de la température.

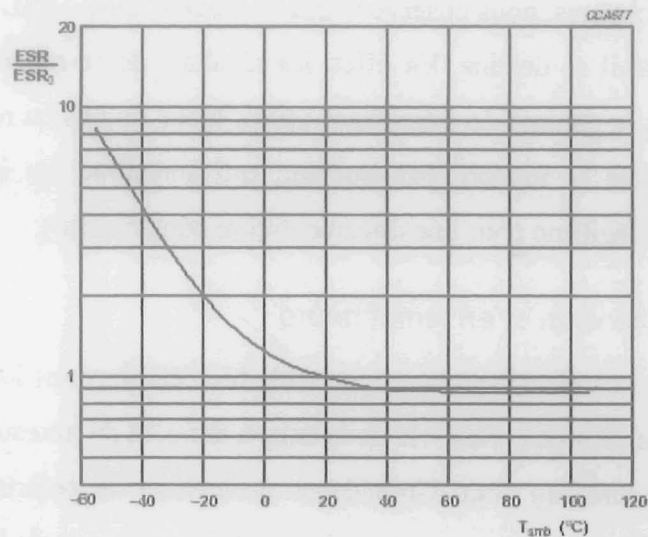


Figure II-14 : Variation de l'ESR en fonction de la température (ESR₀ valeur de l'ESR à 100kHz).

Il n'est pas possible, dans le cadre de ce travail, de proposer un modèle thermique complet des condensateurs, qui permettrait de prédéterminer leur température, à partir des pertes calculées par le modèle électrique et ainsi de faire une étude de fiabilité. D'une part, le modèle thermique sort du cadre du pré-dimensionnement, d'autre part le schéma complet (figure II-2) ne peut pas être déterminé à partir des seules données catalogue. Or, c'est avec ce schéma au minimum, que nous pourrions avoir l'ambition de prédire les pertes avec une précision raisonnable (notamment vis-à-vis de l'augmentation de la résistance série en haute fréquence). Nous nous bornerons donc à faire un calcul de pertes.

II.1.6 Pertes dans les condensateurs

Devant calculer des pertes à partir de notre modèle de pré-dimensionnement et ayant admis une résistance série indépendante de la fréquence nous admettrons que les pertes sont égales à : $P = esr \cdot I_{eff}^2$ avec I_{eff} la valeur efficace du courant traversant le condensateur. Cette valeur efficace pourra être exprimée à partir d'une formule approchée ou de la décomposition en série de Fourier et de l'application de la formule de Parseval sur cette décomposition du courant considéré.

Le courant efficace impose aussi une autre contrainte de dimensionnement, en effet un calibre en courant est donné pour chaque valeur de capacité. Il faut donc que le courant efficace circulant dans le ou les condensateurs soit inférieur au courant supporté par ceux-ci. Cette contrainte traduit en fait la thermique de ce composant.

II.2 Inductances

Comme pour les condensateurs, le but de cette partie est d'établir une démarche de dimensionnement ainsi qu'un schéma électrique équivalent utilisable en pré-conception. En revanche, à la différence des condensateurs, les inductances ne sont pas des produits standards disponible sur catalogue, et il faut les dimensionner pour l'application visée. Pour effectuer ce dimensionnement, plusieurs logiciels existent [Intusoft Magnetics Designer®] et permettent d'aider le concepteur à cette tâche. Cependant comme nous l'avons précisé dans le chapitre précédent, nous ne souhaitons pas réaliser d'appel à un logiciel annexe. Ce choix s'est fait dans un souci de maîtriser nos sources et en raison des difficultés de piloter des logiciels qui ne sont pas dédiés à l'être. A travers ce paragraphe, nous verrons qu'il est difficile d'établir un schéma électrique de précision importante, ce qui limitera notre domaine de validité.

II.2.1 Généralités

Une inductance est généralement constituée d'un circuit magnétique excité par des Ampères-tours créés par un bobinage. Ces deux parties sont indissociables car sans l'une, l'autre ne sert pratiquement à rien surtout pour des fortes valeurs d'inductance. Une inductance est définie par sa valeur (en Henrys), le courant la traversant et l'énergie qu'elle est capable d'emmagasiner. Nous montrerons que l'énergie stockée est directement reliée au volume.

II.2.2 Relation entre les paramètres géométriques et électriques d'une inductance

Le dimensionnement d'une inductance consiste donc à lier des paramètres géométriques aux grandeurs électriques. Pour cela l'hypothèse couramment admise consiste à considérer un comportement linéaire du matériau :

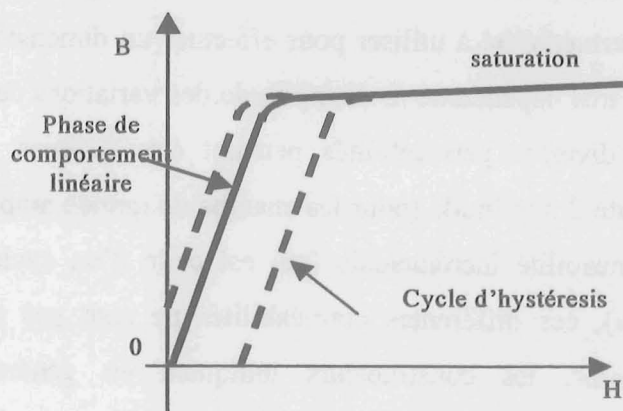


Figure II-15: Courbe de l'induction en fonction du champ magnétique.

Nous exprimons alors l'énergie stockée maximale (W) par une inductance de valeur L et traversée par un courant maximum I_{\max} de la manière suivante:

$$W_{\max} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\max}^2 \quad \text{Eq. II-2}$$

De plus, la valeur de l'inductance peut être exprimée à l'aide de la relation :

$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}} \quad \text{avec } n \text{ le nombre de spires constituant l'inductance et } \mathfrak{R} \text{ la réluctance du}$$

circuit magnétique égale à $\mathfrak{R} = \frac{l_e}{\mu \cdot A_e}$ avec $\mu = \mu_e \cdot \mu_0$ (l_e et A_e respectivement la longueur

effective des lignes de champ et la section du circuit magnétique, μ_e perméabilité effective du matériau magnétique constituant le circuit magnétique et μ_0 celle de l'air). La grandeur μ_e peut être exprimée de manière différente. Ceci est dû à la composition du circuit magnétique. Deux types de circuits sont généralement employés ceux avec entrefer, et ceux sans entrefer ou à entrefer réparti dans le matériau. (La forme du circuit magnétique est ici un tore mais notre raisonnement est appliqué à n'importe quelle forme de circuit).

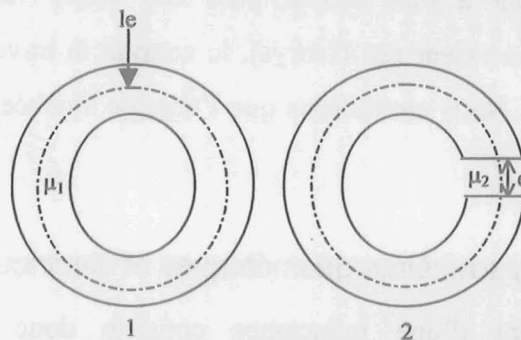


Figure II-16: Différents circuit magnétiques (1) sans entrefer (2) avec entrefer.

Différents travaux [T.I.TRANS] sur les matériaux magnétiques ont démontré que la détermination de la perméabilité à utiliser pour effectuer un dimensionnement est complexe car cette grandeur est très dépendante de l'amplitude des variations de champ ou d'induction appliquée. En effet, diverses perméabilités peuvent être définies, nous citerons comme exemple la perméabilité d'amplitude (pour les champs de grande amplitude sans composante continue), ou la perméabilité incrémentale (qui est celle d'un cycle secondaire lorsqu'un champ continu existe), ces différentes perméabilités ne sont pas toutes fournies par les constructeurs. Néanmoins, les constructeurs indiquent en général la perméabilité μ_i (perméabilité initiale) qui correspond à la variation $B(H)$ de la courbe de première aimantation

pour une faible valeur de champ. Cette grandeur est généralement celle utilisée pour dimensionner une inductance.

Pour les circuits magnétiques qui utilisent des noyaux sans entrefer ou à entrefer réparti, la perméabilité effective (μ_e) est prise égale au μ_i du matériau. En revanche pour des circuits possédant un entrefer localisé, μ_e est pris égale à :

$$\mu_e = l_e \cdot \left(\frac{l_e - e}{\mu_1} + \frac{e}{\mu_2} \right)^{-1} \quad \text{Eq. II-3}$$

$$\text{L'expression de } W \text{ devient donc : } W_{\max} = \frac{1}{2} \cdot n^2 \cdot \frac{\mu \cdot Ae}{le} \cdot I_{\max}^2.$$

En utilisant le théorème d'Ampère : $n \cdot I_{\max} = H_{\max} \cdot le$, $B_{\max} = \mu \cdot H_{\max}$.

L'énergie maximale que peut stocker une inductances est donc :

$$W_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot Ae \cdot H_{\max}^2 \cdot le = \frac{1}{2} \cdot Ae \cdot le \cdot \frac{B_{\max}^2}{\mu} \quad \text{Eq. II-4}$$

L'énergie maximale est donc proportionnelle au volume de matériau ($Ae \cdot le$), au carré de l'induction maximale et inversement proportionnelle à la perméabilité μ .

A ce stade, nous concluons que pour stocker un maximum d'énergie il faut imposer une induction B_{\max} la plus grande possible, travailler avec un noyau de volume le plus grand possible et qui possède le μ le plus faible possible. Le cas idéal est donc de ne pas mettre de matériau magnétique et donc de réaliser une inductance à air. Néanmoins, la présence d'un matériau magnétique permet de canaliser les lignes de champ magnétique (donc de diminuer les fuites). Il est donc conseillé d'utiliser des circuits magnétiques ayant μ_e faible. La solution est d'utiliser des circuits magnétiques à entrefer. Cependant, l'utilisation d'un entrefer localisé est problématique car plus l'entrefer est grand plus les fuites magnétiques qui en résultent sont importantes. Ces fuites sont une cause des perturbations émises par rayonnement et de l'augmentation des pertes dans le cuivre. Afin de réduire ces perturbations, la solution retenue a été de répartir l'entrefer à l'intérieur du matériau magnétique, ce qui a donné naissance aux poudres de fer. Ces matériaux ont une perméabilité effective allant de 10 à 300 environ. En ce qui concerne le choix de l'induction, sa valeur sera limitée par le matériau choisi. Ce matériau possède une valeur d'induction maximale liée à sa saturation que nous ne devons pas dépasser, de plus des études ont montré que les pertes magnétiques sont fonctions du niveau d'induction continue et limiteront donc sa valeur.

II.2.3 Dimensionnement d'une inductance de lissage

Le rôle, rempli par une inductance de lissage, est comme son nom l'indique de lisser le courant la traversant. Ce courant peut généralement se décomposer en un courant continu et un courant alternatif. Cette décomposition permet de considérer deux inductions superposables : une induction continue (B_{dc}) et une induction alternative (B_{ac}). L'induction maximale est donc égale à :

$$B_{\max} = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} \quad \text{Eq. II-5}$$

Dans la littérature [Mc LYMANN] [FERRIEUX-99] [MICRO-01], plusieurs méthodes de dimensionnement existent, nous présenterons les deux plus courantes :

- Méthode dite du produit des aires,
- Méthode de dimensionnement à partir d'abaques

II.2.3.1 Méthode dite du produit des aires

La difficulté de dimensionnement résulte donc du choix du circuit magnétique (permettant de stocker l'énergie nécessaire). Le problème du choix du circuit magnétique se ramène à disposer d'une fenêtre de bobinage assez grande pour y loger les conducteurs.

L'inductance étant définie par sa valeur et le courant maximal la traversant, et en supposant que nous sommes en régime linéaire, il est alors facile de déterminer le flux maximum :

$$\phi_{\max} = L \cdot I_{\max} = n \cdot Ae \cdot B_{\max} \quad \text{Eq. II-6}$$

Il est possible de définir la surface utile d'un conducteur de cuivre à partir de la densité de courant (J) admissible dans ce conducteur et la valeur efficace du courant (I_{efficace})

traversant l'inductance : $S_{\text{cuivre}} = \frac{I_{\text{efficace}}}{J}$. Le bobinage étant constitué de n spires (jointives si toute la fenêtre de bobinage est pleine), il occupe une surface :

$$S_{\text{bobinage}} = n \cdot k_{\text{bobinage}} \cdot \frac{I_{\text{efficace}}}{J} \quad \text{Eq. II-7}$$

le coefficient k_{bobinage} est le coefficient de foisonnement qui tient compte de la place perdue essentiellement à cause du bobinage et de l'isolant. Ceci est illustré par la figure suivante :

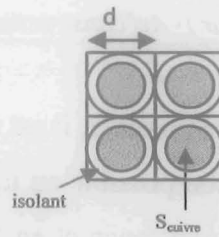


Figure II-17: Surface utile pour des spires jointives

Le problème est donc de choisir un noyau magnétique qui possède une surface de fenêtre supérieure à la surface de bobinage désirée, et qui a une surface de fer effective assez grande pour que la saturation magnétique ne soit pas atteinte. Pour faire ce choix, la méthode du produit des aires [FERRIEUX-99] propose un bon compromis car son expression est la suivante:

$$Ae \cdot S_{\text{bobinage}} = \frac{L \cdot I_{\text{max}} \cdot I_{\text{efficace}} \cdot k_{\text{bobinage}}}{B_{\text{max}} \cdot J} \quad \text{Eq. II-8}$$

L'avantage de ce produit est qu'il est indépendant du nombre de spires, et qu'il dépend de l'induction maximale : ainsi cette valeur est laissée au choix du concepteur. Il suffira alors de choisir un noyau tel que le produit entre sa surface de fenêtre bobinable ($S_{\text{bobinage}}(\text{constructeur})$) et sa surface de fer ($Ae(\text{constructeur})$) soit supérieur au produit calculé précédemment (que nous noterons dans la suite $Ae \cdot S_{\text{bobinage}}(\text{théorique})$). Il faudra

aussi bien vérifier que la surface de la fenêtre bobinable soit plus grande que la surface de bobinage théorique ($S_{\text{bobinage}}(\text{théorique}) = \frac{Ae \cdot S_{\text{bobinage}}(\text{théorique})}{Ae(\text{constructeur})}$) multipliée par un

coefficient k_u (coefficient d'utilisation supérieur à 1), qui représentera les contraintes de fabrication de celle-ci. En effet, un paramètre industriel qui est souvent oublié pour les tores, est la place à prévoir pour que le système de bobinage puisse réaliser ce dernier (navette). La surface à comparer est donnée par l'équation suivante :

$$S_{\text{bobinage}}^*(\text{théorique}) = k_u \cdot S_{\text{bobinage}}(\text{théorique}) \quad \text{Eq. II-9}$$

A ce stade, il nous est possible de choisir le noyau. Néanmoins, nous n'avons aucune indication sur la nature du matériau en ce qui concerne sa perméabilité, sauf la valeur d'induction à laquelle nous travaillons. Pour connaître la valeur de la perméabilité à utiliser, il nous faut réutiliser le théorème d'Ampère précédemment écrit et l'équation du flux maximal pour obtenir :

$$\mu_e = \frac{B_{max}^2 \cdot l_e(\text{constructeur}) \cdot Ae(\text{constructeur})}{\mu_0 \cdot L \cdot I_{max}^2} \quad \text{Eq. II-10}$$

Le choix de la perméabilité est alors possible, il est tel que le μ_e du circuit magnétique à choisir soit supérieure mais la plus proche possible au μ_e qui est donné par le calcul. Pour finir le dimensionnement complet d'une inductance et en faire la réalisation, il ne reste plus qu'à déterminer le nombre de spires qui est donné à l'aide de l'équation du flux maximum :

$$n = \frac{L \cdot I_{max}}{Ae(\text{constructeur}) \cdot B_{max}} \quad \text{Eq. II-11}$$

Nous résumerons le dimensionnement d'une inductance de lissage par l'algorithme suivant :

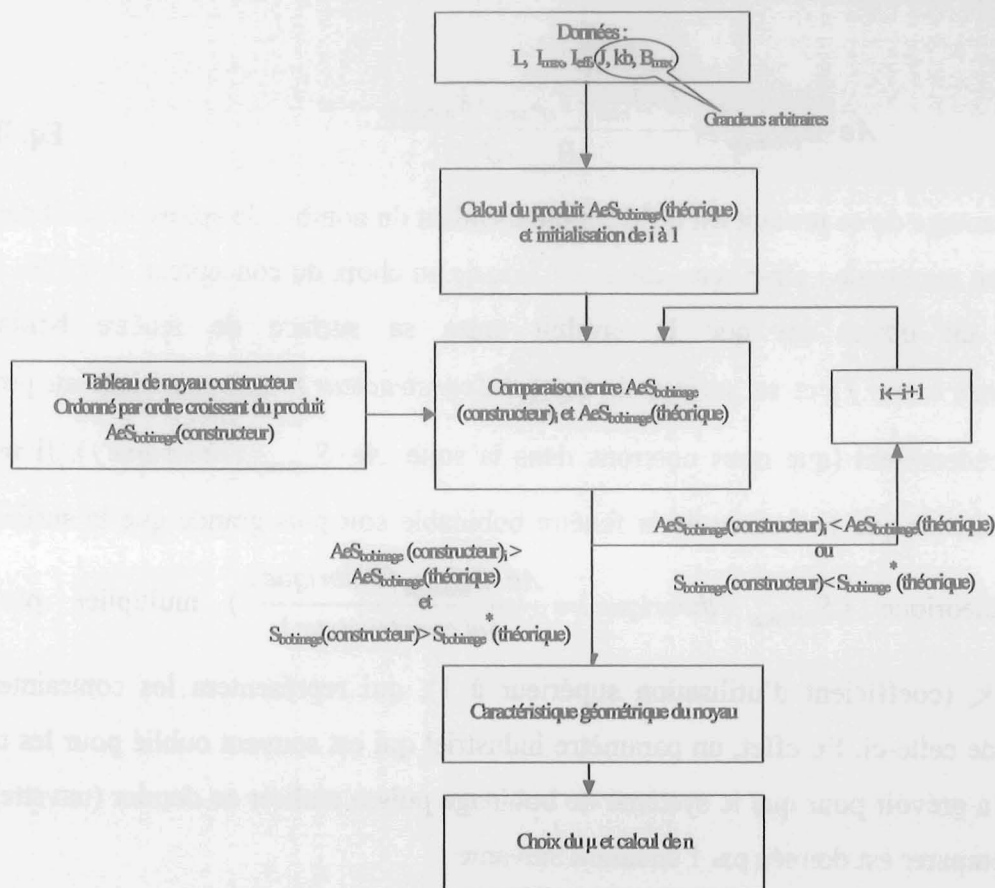


Figure II-18: Algorithme de choix d'inductance par la méthode du produit des aires.

Cet algorithme n'est pas complet, un rebouclage prenant en compte les pertes et donc la thermique est à mettre en place. Ce dernier permettrait de supprimer les choix arbitraires à effectuer avec un tel processus (Bdc, J). Cependant ce rebouclage n'est généralement pas effectué car, comme nous le verrons dans la suite, avoir une bonne estimation des pertes n'est pas évident surtout en pré-dimensionnement avec des formules simplifiées. Quant aux modèles thermiques, ils peuvent être établis pour un noyau et une configuration de bobinage

donnée mais ne sont pas généralisables. N'ayant pas à disposition ces modèles thermiques, nous avons donc supprimé ce rebouclage.

II.2.3.2 Méthode de dimensionnement à partir d'abaques

La démarche précédente n'est pas la seule qui soit utilisée pour le dimensionnement d'une inductance. Nous en citerons une autre couramment utilisée. Comme précédemment, le concepteur connaît le courant maximal traversant l'inductance, ainsi que la valeur de l'inductance à réaliser. Il peut donc déterminer l'énergie maximale à emmagasiner (équation II-2). Nous donnerons ici un exemple pour illustrer cette méthode nous souhaitons concevoir une inductance de $45\mu\text{H}$ traversée par un courant continu de 7.5A , ce qui correspond à une énergie stockée de $1266\mu\text{J}$. A ce stade, il doit se fixer le matériau qu'il souhaite utiliser. Pour cela, il fait son choix sur des critères tels que le poids, les pertes ou le prix. Une fois ce dernier effectué, les constructeurs de noyaux magnétiques fournissent des abaques donnant la référence du type de noyau à choisir en fonction de l'énergie, de l'élévation de température désirée et du taux de remplissage de la fenêtre de bobinage pour un matériau donné.

r = 1% RIPPLE B_{dc} = 10G (1cmD)

ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE

	FULL WINDING			SIMPLE WINDING		
	10°C	25°C	40°C	10°C	25°C	40°C
T25	4.1	10	15	2.1	5.7	9.1
T26	7.2	18	29	3.7	10	16
T30	12	25	37	5.6	14	22
T37	19	44	65	11	26	40
T39	24	59	83	13	33	52
T44	35	81	110	19	46	70
T50	60	130	180	35	75	115
T50B	75	180	270	42	105	155
T60	130	285	430	75	175	255
T65	155	400	475	91	215	300
T66A	210	440	650	120	260	400
T72	200	430	630	105	265	390
T80	330	680	960	190	420	615
T80B	520	1050	1500	290	650	950
T94	610	1230	1730	370	785	1140
T105	1300	2200	3000	630	1400	2000
T106A	780	1550	2200	460	1000	1450
T130	1950	3900	5450	1240	2550	3650
T131	2000	4000	5600	1150	2600	3600
T150	3100	6100	8500	1650	3900	5500
T167	4050	8100	11500	2550	5400	7800
T175	6000	11500	16500	3800	8500	11000
T184	8200	16000	22000	5000	10000	14500
T200B	13300	25000	35000	8250	16000	23100
T250	24000	48000	65000	15000	30000	44000
T300	30000	59000	83000	18100	36000	51000
T300B	40000	77000	108000	26400	51000	71000
T400	58000	110000	146000	35400	69000	101000
T400B	110000	210000	300000	70000	145000	190000

Figure II-19: Choix de la référence du noyau en fonction de l'énergie à stocker en μJ , du taux de remplissage et de l'élévation de température[MICRO-01].

Dans notre exemple, le matériau utilisé sera -26 (matériau peu coûteux) qui a un perméabilité de 75, nous utiliserons la fenêtre de bobinage au maximum et souhaiterons avoir une élévation de température $<25^\circ\text{C}$ nous trouvons le noyau T106B. Le noyau et le matériau étant maintenant fixés, la dernière étape consiste à donner le nombre de spires. Les constructeurs fournissent généralement deux informations qui permettent de calculer ce nombre de spires. En effet, ils fournissent le A_L (inductance spécifique en nH/spires^2) et la

variation de la perméabilité en fonction de l'énergie stockée. A l'aide de ces deux informations le nombre de spires est exprimé par :

$$n = \left(\frac{L(nH)}{A_L(nH / \text{spire}^2) \cdot \% \mu} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Eq. II-12}$$

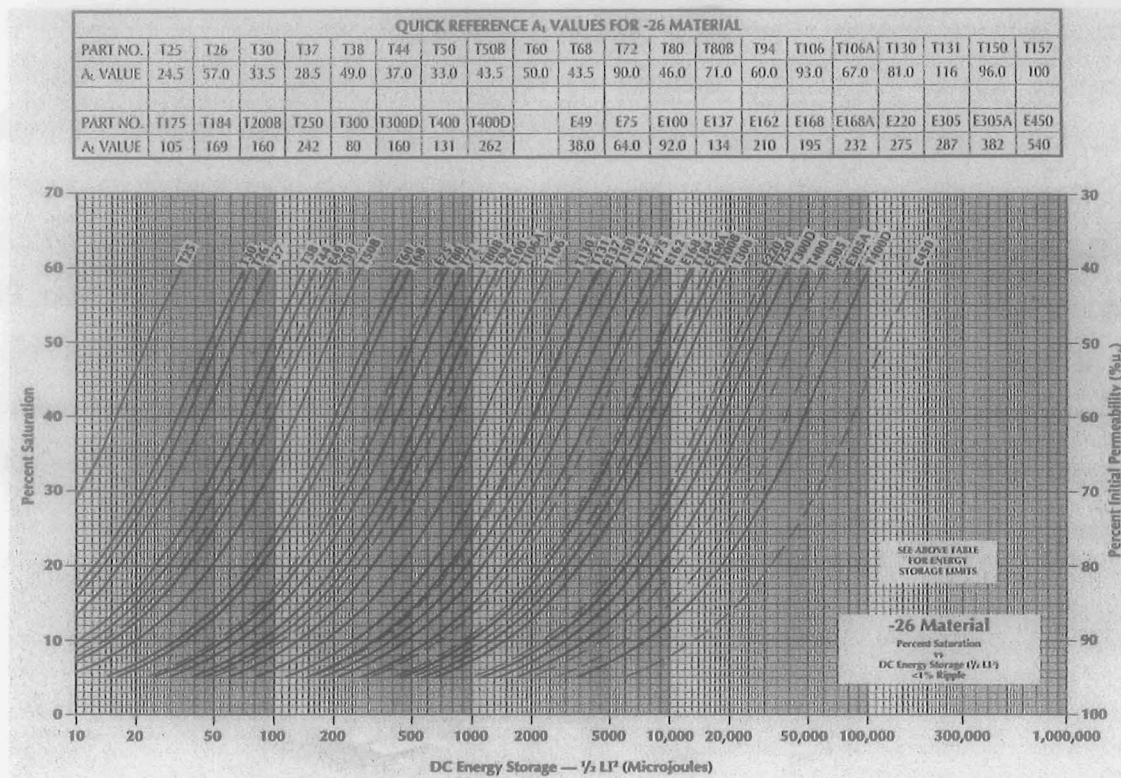


Figure II-20: Détermination du A_L et du pourcentage de perméabilité initiale. [MICRO-01]

Ce qui donne pour l'inductance prise pour exemple un A_L de 93nH/ spires² et un pourcentage de 62% de la saturation initiale, soit 28 spires.

Le cheminement de dimensionnement peut être résumé par le diagramme suivant :

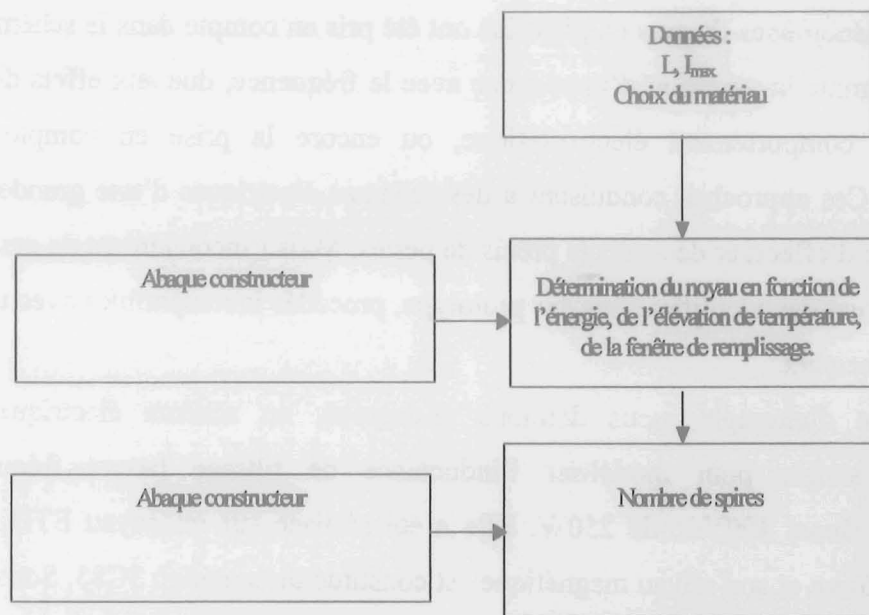


Figure II-21: Algorithme de choix d'inductance par abaques.

II.2.3.3 Discussion sur notre choix

Les démarches énumérées ci-dessus demandent au concepteur de faire des choix qui ont une grande importance. En effet, s'il choisit une induction de travail du matériau magnétique trop faible pour la première démarche, il sur-dimensionnera fortement le circuit magnétique de son inductance. Il devra toutefois faire attention à ne pas dépasser la valeur maximale de l'induction supportée par le matériau qu'il choisira à la fin. La difficulté de la deuxième méthode vient du choix du matériau qui, lui aussi, est délicat à réaliser et peut aussi conduire à des résultats très différents. Nous avons choisi d'utiliser la première démarche car lorsque nous posséderons des modèles thermiques et électriques de qualité, le choix du matériau découlera du dimensionnement. De plus, la première nécessite moins d'interventions humaines (choix sur abaques) que la seconde et est plus facile à coder car elle demande moins de données. Enfin, les choix arbitraires des valeurs maximales de la densité de courant et de l'induction dans le matériau seront eux aussi guidés par la thermique du composant.

II.2.4 Modèle électrique

II.2.4.1 Etat de l'art

De nombreux travaux ont porté sur la modélisation électrique des composants bobinés, au laboratoire notamment [SCHELLMANN-99], [FOUASSIER-98]. Ces approches sont basées sur l'expérimentation sur prototype (mesure d'impédance) ou sur des simulations électromagnétiques fines (éléments finis).

Des phénomènes de plus en plus fins ont été pris en compte dans le schéma électrique équivalent, comme la variation d'impédance avec la fréquence, due aux effets de peau et de proximité, le comportement électrostatique, ou encore la prise en compte des pertes magnétiques. Ces approches conduisent à des schémas électriques d'une grande complexité qui permettent d'effectuer des calculs précis de pertes. Mais l'inconvénient de ces derniers est qu'ils nécessitent des identifications sur prototype, procédés incompatibles avec un processus de dimensionnement.

A titre d'exemple, nous donnons ci-dessous, un schéma électrique équivalent relativement simple pour modéliser l'inductance de filtrage basses fréquences d'un convertisseur Boost 400Vdc de 250W. Elle a été réalisée sur un noyau ETD, possède un entrefer de 0.5mm et son noyau magnétique est constitué du matériau 3C85. Son enroulement est réalisé avec du fil de Litz comprenant 420 brins de 5 μ m de diamètre.

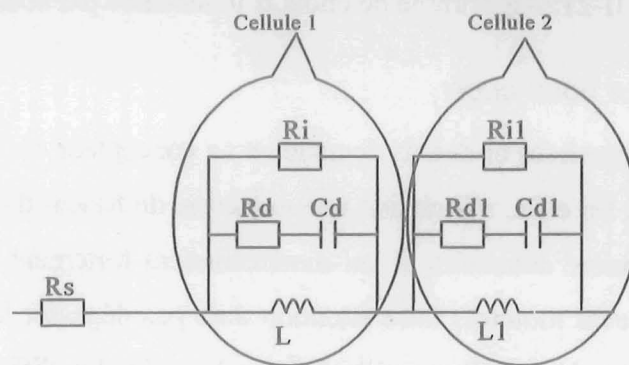


Figure II-22: Modèle équivalent de l'inductance.

Une identification par itérations successives donne les résultats suivants, qui montrent que nous pouvons obtenir une plage de validité fréquentielle relativement étendue. Néanmoins, rappelons que cette approche nécessite de posséder un composant, ce qui n'est pas le cas en pré-conception.

$R_s(\Omega)$	$L(\mu H)$	$R_d(\Omega)$	$C_d(pF)$	$R_i(k\Omega)$	$L_1(\mu H)$	$R_{d1}(\Omega)$	$C_{d1}(pF)$	$R_{i1}(k\Omega)$
0.125	800	25	25	80	9	20	26	3.5

Tableau II-4 : Résultats d'identification de l'inductance

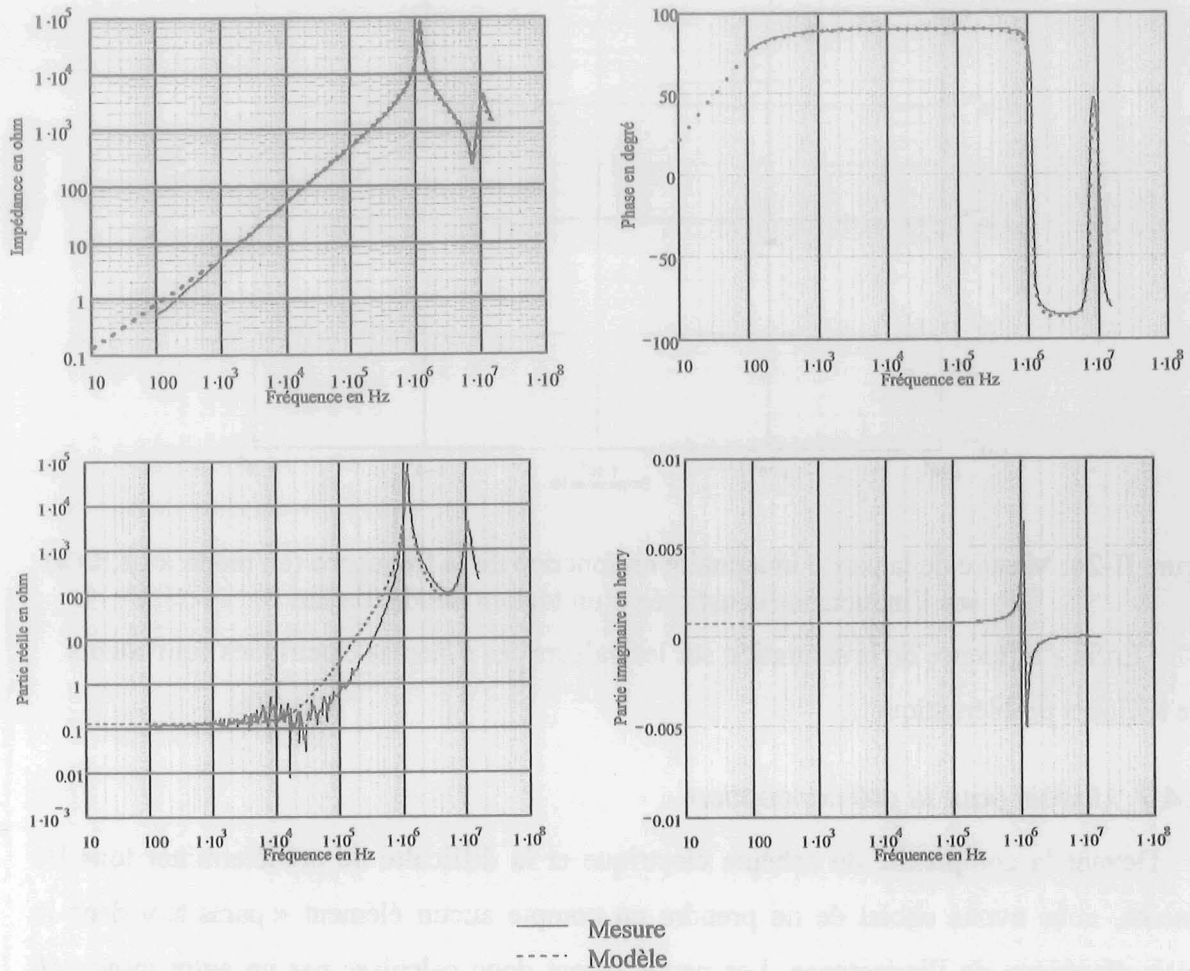


Figure II-23: Comparaison modèle/mesure sur les module, phase, partie réelle et imaginaire en fonction de la fréquence.

De plus, certains phénomènes inhérents au matériau viennent encore compliquer la modélisation. Citons par exemple le comportement fréquentiel des matériaux en poudre de fer, qui viennent fortement modifier l'allure fréquentielle de la partie inductive (partie imaginaire de l'inductance), comme indiqué par la figure suivante.

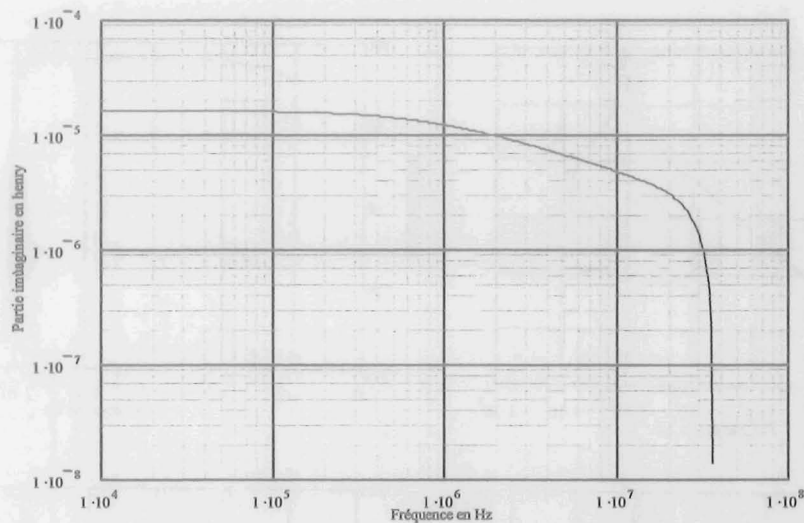


Figure II-24: Mesure de la partie imaginaire en fonction de la fréquence (en mode « Ls,Rs ») sur l'inductance constituée d'un tore en poudre de fer.

Enfin l'influence de la saturation sur les valeurs des schémas électriques équivalents reste toujours problématique...

II.2.4.2 Modèle pour la pré-conception

Devant la complexité du schéma électrique et la difficulté de prédéterminer tous les éléments, nous avons choisi de ne prendre en compte aucun élément « parasite » dans le modèle électrique de l'inductance. Les pertes seront donc calculées par un autre moyen (§ II.2.5).

L'autre domaine où le schéma électrique équivalent joue un rôle prépondérant touche aux problèmes C.E.M. Pour cette analyse, l'élément important est le comportement capacitif parasite. Une solution aurait été de considérer des grandeurs par défaut, c'est-à-dire créer une banque de données conséquente, qui, à noyau et inductance donnés fournisse des grandeurs caractéristiques pour les différents éléments parasites du schéma électrique. Une autre solution aurait été de donner une fréquence de résonance fixe qui permettrait d'obtenir la capacité parasite et ainsi un comportement électrique plus représentatif.

Dans le cadre de ce travail, nous avons préféré nous focaliser sur l'aspect générique de la méthode de conception, et n'avons donc pas consacré plus de temps à cet aspect modélisation des inductances.

II.2.5 Pertes dans les inductances

Ayant simplifié le modèle électrique nous n'avons plus une représentation des pertes dans une inductance. Nous avons donc été obligés de les prédire par un autre moyen de calcul.

Les pertes sont généralement décomposées de la manière suivante :

- les pertes magnétiques dans le noyau
- les pertes cuivre dans les conducteurs

II.2.5.1 Les pertes magnétiques dans le noyau

Les pertes magnétiques sont liées au comportement intrinsèque du matériau (courants de Foucault, hystérésis). Pour les estimer dans le noyau magnétique, il est important de connaître la forme du courant dans l'inductance considérée. De la forme de ce courant nous déduisons la variation de l'induction. Cette dernière crée un cycle d'hystérésis qui génère des pertes. La figure suivante présente un cycle d'hystérésis sans polarisation en trait continu et, en trait pointillé, un cycle d'hystérésis avec polarisation (cas d'une inductance de lissage).

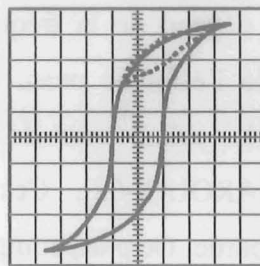


Figure II-25: Cycle d'hystérésis.

Les pertes correspondent à l'aire du cycle en pointillé, le problème consiste donc à évaluer cette aire. Ainsi les formules empiriques constructeurs dites de « Steinmetz » ont été mises en place :

$$P_{\text{magnétique}} = k \cdot f^{\alpha} \cdot \left(\frac{B_{ac}}{2}\right)^{\beta} \cdot \text{Volume}_{\text{magnétique}} \quad \text{Eq. II-13}$$

avec α , β et k fonction de f , du matériau et du noyau.

Cette formule dépend donc de la valeur de l'ondulation de l'induction, de la fréquence et du volume de matériau magnétique. Cependant, plusieurs études ont été menées et ont montré que ces formulations n'étaient pas suffisantes puisque obtenues pour des courants sinusoïdaux, et dans des conditions particulières. Des formules étendues ont donc été proposées [JEILI-01] [LAROUCI-02], celles-ci demandent de réaliser de nombreuses mesures dans le but de créer une nouvelle banque de données. Ces formules font apparaître de nouveaux paramètres tels que :

- la dérivée de variation de cette même induction,
- la polarisation,
- de la température.

Cependant, nous utiliserons les formules « constructeurs » car nous ne disposons pas d'une banque de données suffisante sur différents matériaux pour utiliser ces formules étendues pour les matériaux que nous utiliserons. Ce choix n'est pas très pénalisant, car ces pertes seront négligeables dans notre cas par rapport aux pertes cuivre compte tenu des faibles ondulations de courant. De plus, si la valeur absolue obtenue par les constructeurs est fautive, elle respecte les bons sens de variation, ce qui n'est pas pénalisant dans l'approche suivie.

II.2.5.2 Les pertes cuivre dans les conducteurs

La seconde source de pertes dans une inductance est le bobinage. Comme nous l'avons vu, ce bobinage est généralement constitué de fils de cuivre (ou autre matériau conducteur). Les pertes sont donc essentiellement des pertes Joule dues à la résistance de ces conducteurs. Il est bien connu que cette résistance dépend de la fréquence des courants traversant le conducteur : ce phénomène est celui de l'effet de peau. Un autre phénomène, l'effet de proximité entre aussi en considération. Le calcul exact de ces pertes a été développé dans différentes thèses [COILLOT-99] [LAROUICI-02]. Ces formules sont complexes et demandent une mise en équation assez lourde. De plus, compte tenu du cahier des charges qui nous a été fixé, nous négligerons ces effets de proximité et nous considérerons donc les pertes égales à la formule :

$$P_{r1} = r \cdot I_m^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^{\infty} R_j(f_j) I_j^2 \quad \text{Eq. II-14}$$

Avec :

- r résistance en continu égale à $r = \frac{\rho \cdot l_{moyenne}}{S_{cuivre}} \cdot n$ où ρ résistivité du bobinage, $l_{moyenne}$ la

longueur moyenne d'une spire, S_{cuivre} la surface d'un fil de cuivre et n le nombre de spires.

- I_m le courant moyen,
- I_j amplitude de l'harmonique du courant à la fréquence f_j ,
- R_j la valeur de la résistance à cette fréquence.

Pour évaluer la résistance de notre conducteur aux différentes fréquences, nous utiliserons la formule de Levasseur [FERRIEUX-99] pour des conducteurs cylindriques :

$$\frac{R_j}{r} = 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{S}{pe \delta p_j}\right)^6} \quad \text{Eq. II-15}$$

avec S section du conducteur, pe périmètre du conducteur et

$$\delta p_j = \sqrt{\frac{1}{\sigma \cdot \pi \cdot f_j \cdot \mu}} \quad \text{Eq. II-16}$$

Avec σ conductivité, f_j fréquence de l'harmonique j et μ la perméabilité.

Comme pour les pertes magnétiques les formulations ci-dessous du calcul de pertes cuivre ne sont pas exactes et donneront des résultats erronés. Cependant, nous n'avons pour l'instant que ce moyen pour faire cette estimation simplement en pré-conception. De plus, les formulations suivent les bons sens de variations.

II.3 La cellule de commutation

La structure que nous avons choisie pour le cahier de charge qui nous a été fixé est un hacheur synchrone, pour sa spécificité de pouvoir transférer l'énergie dans les deux sens de conversion. Les interrupteurs qui ont été choisis sont des MOSFETs car ils permettent une bi-directionnalité en courant de par leur diode Body. De plus, s'il est commandé, un MOSFET est bidirectionnel en courant par son propre canal. Pour que ce courant passe dans le MOSFET, il faut que la chute de tension créée par le passage du courant dans le canal (induit par la commande) soit inférieure à la tension de seuil de la diode Body. Ceci aura pour conséquence directe de réduire les pertes par conduction. Ce type de commutation n'est pas très bien connu, cependant trois types de commutation peuvent avoir lieu. Nous en avons fait une approche simplifiée dans les paragraphes suivants.

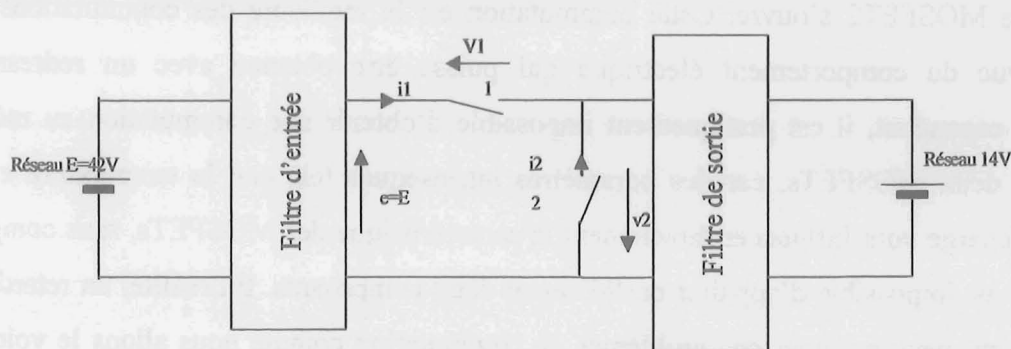


Figure II-26: Hacheur synchrone.

II.3.1 La cellule MOSFET-MOSFET

Le comportement en commutation du MOSFET avec une diode de roue libre dans un hacheur série fait et a fait l'objet de divers travaux [JEANNIN-01] [SCHANEN-00] qui ont

mené à la compréhension des différentes phases de la commutation et à leur modélisation. Cependant, les commutations d'un redresseur synchrone peuvent être très différentes d'une commutation classique. A travers ce paragraphe, nous allons essayer de dresser la liste des diverses commutations possibles sur une des deux occurrences (Amorçage MOSFET1- Blocage MOSFET2) car les réflexions seront identiques sur la seconde (Amorçage MOSFET2- Blocage MOSFET1). Trois cas peuvent être rencontrés avec une cellule MOSFET-MOSFET. Nous ferons l'hypothèse que les deux MOSFETs sont commandés totalement de manière identique, excepté du point de vue temporel et que la commutation d'un MOSFET commence au début du plateau et se termine à la fin.

a) La commutation idéale MOSFET-MOSFET

Dans cette configuration, les deux MOSFETs sont parfaitement complémentaires, ils atteignent V_{gsth} en même temps et ainsi commutent de manière idéale. La figure suivante représente les commandes idéales des deux MOSFETs.

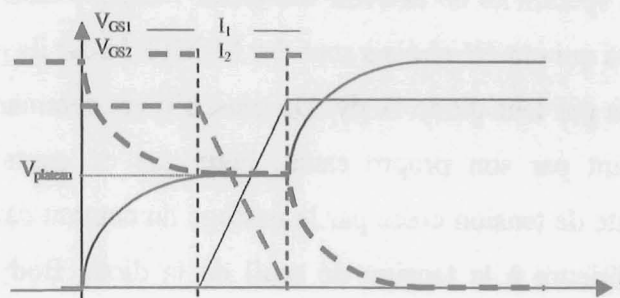


Figure II-27: Commutation idéale.

Il est bien évident qu'il s'agit de commutations idéales, car le MOSFET1 se ferme alors que le MOSFET2 s'ouvre. Cette commutation est la meilleure des commutations du point de vue du comportement électrique qui puisse être obtenue avec un redresseur synchrone; cependant, il est pratiquement impossible d'obtenir une commutation au même instant des deux MOSFETs, car des paramètres intrinsèques tels que la température et le courant de charge vont influencer directement la caractéristique des MOSFETs, sans compter le fait qu'il est impossible d'appairer parfaitement deux composants. En réalité, un retard est présent, ce qui peut entraîner des problèmes de commutation comme nous allons le voir ci-dessous.

b) La commutation MOSFET-MOSFET avec conduction simultanée

Supposons que le Mos2 atteigne son seuil V_{plateau} avant le Mos1 (figure II-28).

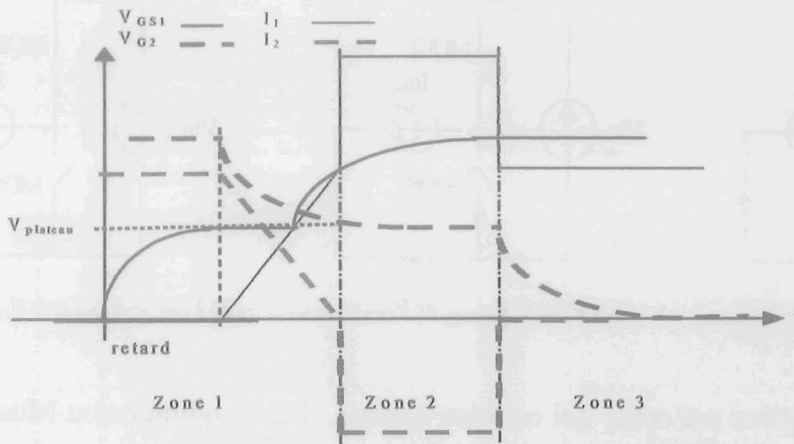
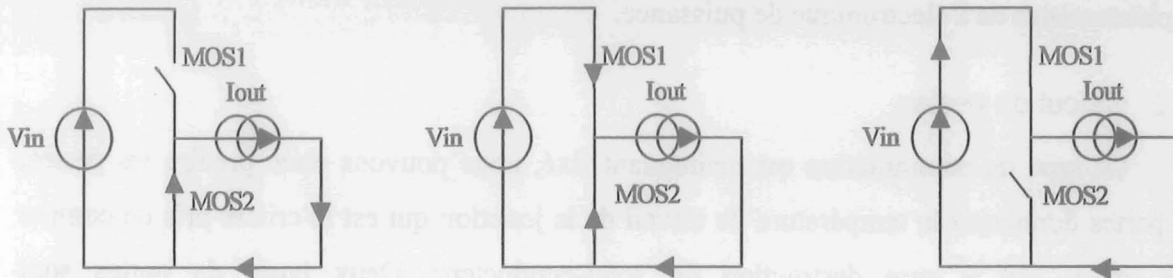


Figure II-28 : Commutation MOSFET-MOSFET.

La commutation se déroule en trois phases décrites ci-dessous :



- (1) $V_{GS1} < V_{\text{plateau}}$ et $V_{GS2} > V_{\text{plateau}}$ (2) $V_{GS1} = V_{\text{plateau}}$ et $V_{GS2} > V_{\text{plateau}}$ (3) $V_{GS1} > V_{\text{plateau}}$ et $V_{GS2} < V_{\text{plateau}}$

Cette commutation est à éviter en électronique de puissance car la source V_{in} se trouve en quasi court-circuit durant la phase 2. Cette phase, durant laquelle les deux MOSFETs fonctionnent en linéaire et limitent le courant de court-circuit, a un impact non négligeable sur les pertes ainsi que les perturbations C.E.M.

c) La commutation MOSFET-Diode

Dans cette configuration, le Mos1 atteint son seuil V_{plateau} avant le Mos2 (figure II-29).

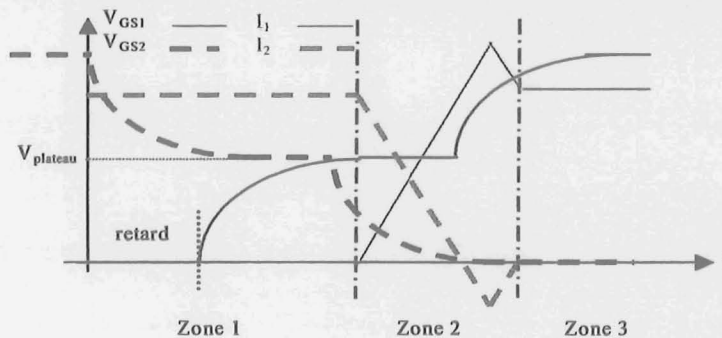
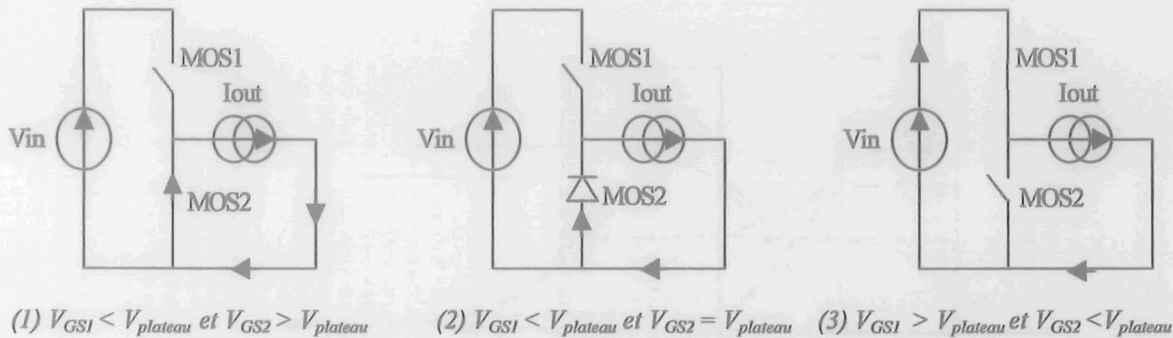


Figure II-29: Commutation MOSFET-Diode.

Cette commutation se déroule aussi en trois phases décrites ci-dessous :



Cette commutation est celle, qui est bien connue, d'une commutation Mos/diode. La diode est la diode Body intrinsèque du Mos2. Nous nous placerons donc dans cette configuration pour notre étude, car cette configuration nous semble être la plus représentative des phénomènes de l'électronique de puissance.

II.3.2 Calcul de pertes

Le type de commutation est maintenant fixé, nous pouvons donc prédire les pertes. Ces pertes donneront la température de travail de la jonction qui est le critère pris en compte pour savoir s'il y aura destruction du semi-conducteur. Deux types de pertes sont habituellement définis :

- les pertes par conduction,
- les pertes par commutation.

La figure suivante définit les différents évolutions électriques des grandeurs qui interviennent dans le calcul des pertes d'une cellule de commutation d'un hacheur série.

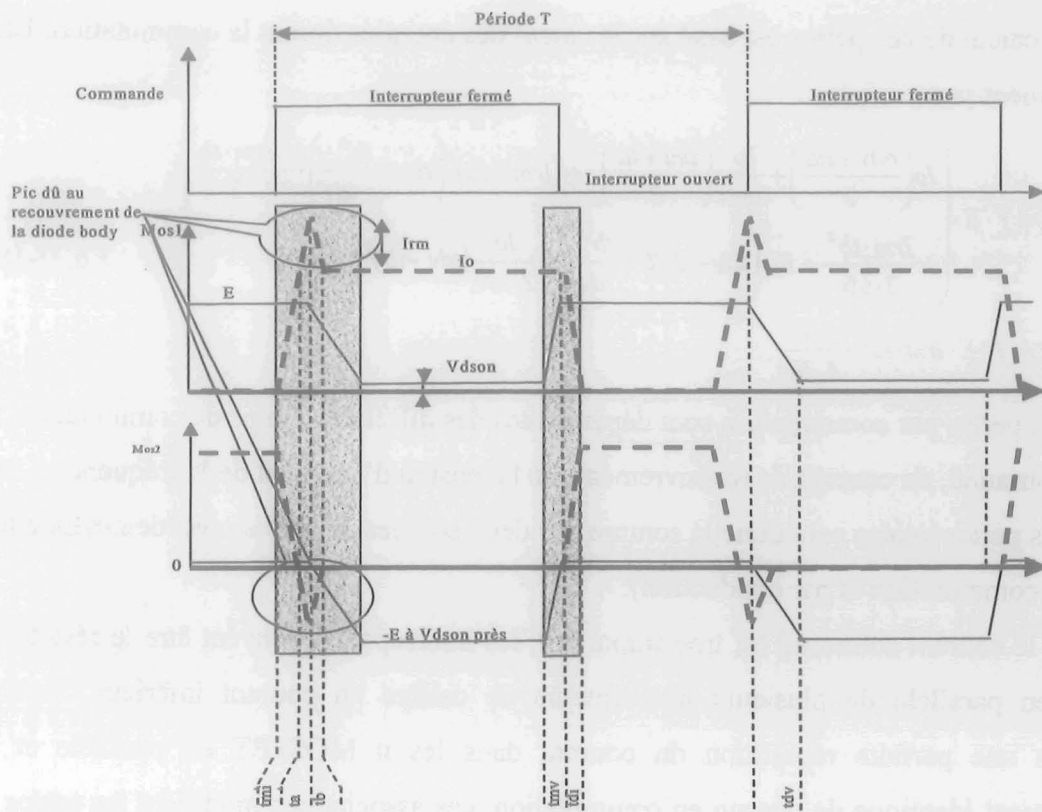


Figure II-30 : Formes des commutations.

Les pertes par conduction sont les pertes qui n'ont pas lieu dans les zones grisées sur le schéma ci-dessus. L'hypothèse de base est de considérer le courant de sortie comme constant et donc de négliger son ondulation.

Pour un hacheur série, les pertes par conduction pour le MOSFET1 (p_{cond1}) et pour le MOSFET2 (p_{cond2}) ont les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} P_{cond1} &= \alpha \cdot R_{dson1} \cdot I_o^2 \\ P_{cond2} &= (1 - \alpha) \cdot R_{dson2} \cdot I_o^2 \end{aligned} \quad \text{Eq. II-17}$$

avec R_{dson} les résistances à l'état passant de chaque MOSFET, α le rapport cyclique et I_o le courant de sortie (ou courant commuté).

En ce qui concerne les pertes par commutation elles sont la conséquence de la phase de transition d'un état passant à un état bloqué. Les différents temps indiqués sur le graphique dépendent de plusieurs paramètres :

- t_{mi} , t_{di} , t_{mv} , t_{dv} sont liés aux caractéristiques du MOSFET (ses capacités) et au circuit de commande (niveau de tension, inductance du driver, résistance de grille)
- t_a , t_b dépendent des caractéristiques de la diode à évacuer ses charges stockées et du courant commuté et de la valeur de la variation du courant di/dt pendant le temps t_{mi} .

Le calcul de ces pertes est basé sur le calcul des énergies durant la commutation. Elles sont exprimées par :

$$P_{com1} = f \cdot E \cdot \left(I_o \left(\frac{tmv + tdi}{2} \right) + \frac{I_o}{tmi} \cdot \left(\frac{tmi + ta}{2} \right)^2 + (I_{rm} + I_o) \cdot \left(tb - \frac{tb^2}{2 \cdot tdv} \right) - \frac{I_{rm} \cdot tb}{2} + \frac{I_{rm} \cdot tb^2}{3 \cdot tdv} + I_o \cdot \left(tdv - 2 \cdot tb + \frac{tb^2}{tdv} \right) - \frac{I_o}{2 \cdot tdv} (tdv - tb)^2 \right) \quad \text{Eq. II-18}$$

$$P_{com2} = f \cdot E \cdot I_{rm} \cdot tb^2 \cdot \frac{1}{6 \cdot tdv}$$

Les pertes par commutation sont dépendantes des différents temps de commutation, du courant commuté, du courant de recouvrement, de la tension d'entrée et de la fréquence.

Les pertes totales sont donc la somme des deux sources de pertes précédemment citées (perte par commutation et par conduction).

Si le courant commuté est trop important, les interrupteurs peuvent être le résultat de la mise en parallèle de plusieurs interrupteurs de calibre en courant inférieur. Si nous supposons une parfaite répartition du courant dans les n MOSFET en parallèle et un comportement identique de chacun en commutation, ces associations modifient les temps de commutation mais ne changent pas les formulations des pertes par commutation. En revanche, les pertes par conduction sont réduites d'un facteur n . Cette approche est assez simpliste, mais elle permettra nous d'avoir une estimation des pertes. Des travaux agissant au niveau du routage ou du semiconducteur [JEANIN-00] peuvent également être utilisés pour analyser la répartition du courant entre les divers semiconducteurs, mais sortent du cadre de cette étude.

II.3.3 Détermination de la température de jonction

Maintenant que les pertes sont déterminées, il est facile de calculer la température de jonction des différents semi-conducteurs. Le transfert de la puissance à travers les différentes résistances thermiques est régi par l'équation suivante qui est appelée la loi d'ohm thermique:

$$\Delta T = \sum R_{th} \cdot \text{Pertes} \quad \text{Eq. II-19}$$

Où :

- ΔT (°C) : Température de la jonction – Température ambiante.
- $\sum R_{th}$ (°C / W) : est la somme des résistances thermiques entre la jonction de silicium et l'espace ambiant.
- Pertes (W) : Ceux sont les pertes dans l'interrupteur de puissance que nous voulons dissiper.

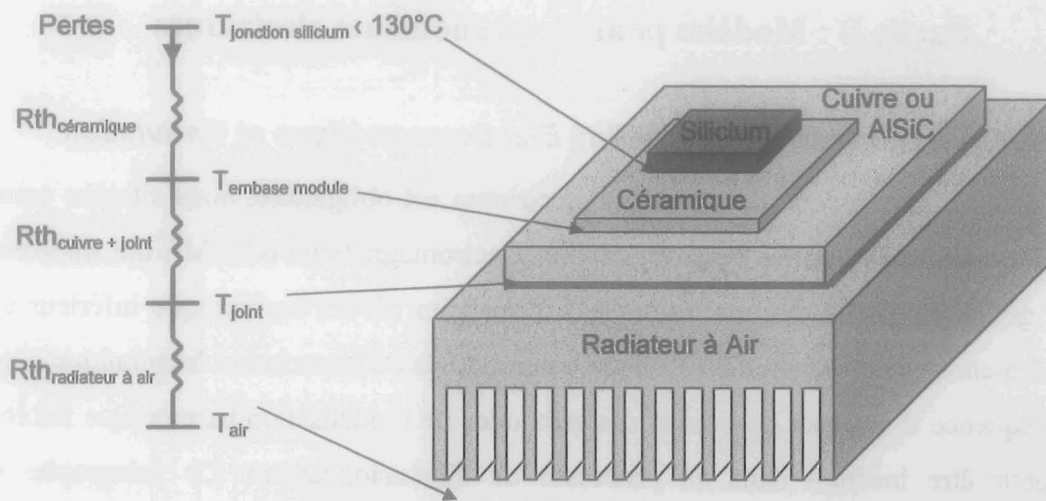


Figure II-31: Refroidissement à air.

L'hypothèse que nous avons choisie nous fait réduire la somme des résistances thermiques au seul terme de l'interrupteur considéré. Néanmoins, comme nous l'avons dit précédemment il peut arriver que plusieurs interrupteurs soient mis en parallèle pour réaliser un macro-interrupteur. Ces associations de n interrupteurs en parallèle permettent non seulement de réduire les pertes mais elles divisent aussi la résistance thermique d'un facteur n . Ces deux phénomènes ont donc pour conséquence de réduire la température de jonction d'un facteur n^2 si nous négligeons les pertes par commutation.

Partie B : Modèles pour les phénomènes électriques

II.4 Qualité de l'énergie : Compatibilité Electromagnétique et Ondulation

L'analyse harmonique de grandeurs électriques est obligatoire, nous citerons comme exemple le respect des normes de compatibilité électromagnétique (C.E.M.) qui imposent à certaines grandeurs (nous verrons lesquelles) d'avoir un niveau harmonique inférieur à un taux, généralement exprimé en dB μ V. Cette contrainte de différenciation harmonique a donc pour conséquence d'imposer de trouver des méthodes de modélisation harmonique fiables et rapides pour être insérées dans un processus de dimensionnement. Ce paragraphe sera découpé en plusieurs parties. La première fera un bref rappel de ce qu'est la C.E.M. ; nous verrons ensuite les approches classiques, puis les améliorations apportées ; et pour finir, nous montrerons que ces études harmoniques peuvent nous permettre d'avoir des connaissances sur les ondulations et valeurs efficaces des courants ou tensions.

II.4.1 Compatibilité électromagnétique

La compatibilité électromagnétique est garante de l'aptitude des appareils ou des systèmes électriques à fonctionner dans leur environnement, de façon satisfaisante, et sans produire des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. Les variations de tension et de courant dans les différents interrupteurs constituant une structure d'électronique de puissance sont les sources de ces perturbations qui se propagent par divers chemins (intentionnels ou non) de ladite structure. Pour connaître l'aptitude de notre structure à remplir la norme, une mesure est effectuée à l'aide d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL). Cet appareil remplit les fonctions suivantes :

- alimentation de l'appareil sous test via le réseau d'alimentation *continu* ou *50 Hz* ou *400 Hz* (avionique), *monophasé* ou *triphase*,
- empêcher les perturbations émanant du réseau de venir entacher d'erreur la mesure de l'appareil sous test,
- rendre les mesures indépendantes du réseau, et en particulier fournir un chemin de retour figé et relativement normalisé au courant de mode commun,
- mesurer les perturbations conduites.

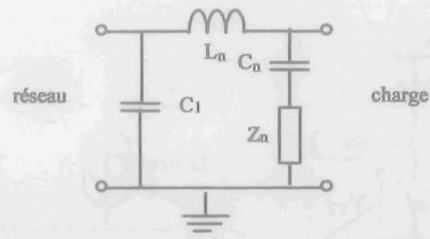


Figure II-32: Une cellule du R.S.I.L.

En automobile, l'impédance notée Z_n est constituée de deux résistances de 50ohm et 1000ohm en parallèle, de plus, la capacité C_1 vaut $1\mu\text{F}$. L_n est prise égale à $5\mu\text{H}$ et C_n à $0.1\mu\text{F}$ [CISPR25]. La mesure se fait sur l'impédance Z_n interne au R.S.I.L., c'est le spectre de la tension aux bornes de cette dernière qui est comparé à la norme (en $\text{dB}\mu\text{V}$).

II.4.1.1 Approche classique

L'approche classique de la C.E.M. en électronique de puissance consiste en la décomposition du problème en une source de perturbations (les commutations), un chemin de propagation, et une victime.

La victime est constituée du filtre spécifique, le R.S.I.L. Les normes ne traitent la plupart du temps que des perturbations réinjectées sur le réseau, mais le R.S.I.L. (ou tout montage équivalent permettant de fixer le trajet du mode commun) peut également être utilisé pour caractériser celles émises vers la charge.

Le chemin de propagation comporte toutes les connexions entre le convertisseur et son réseau d'alimentation et/ou sa charge, les connexions et composants internes au convertisseur, ainsi que les diverses capacités parasites avec la terre (ou toute autre référence de potentiel, comme les châssis, plans de masse...). La partie A de ce chapitre a montré comment modéliser électriquement tous les composants intentionnels d'un convertisseur. En ce qui concerne les diverses capacités parasites avec la terre, différentes équations plus ou moins simples peuvent être appliquées [WALKER]. Cependant, elles demandent de connaître la géométrie de la structure. Des valeurs typiques pourront être utilisées.

Les sources de perturbation se situent au sein des diverses cellules de commutation. Dans une cellule de commutation, nous pouvons définir deux sources de perturbation correspondant aux deux grandeurs électriques découpées (la tension aux bornes de la cellule, et le courant de sortie de la cellule). [SCHEICH-93]

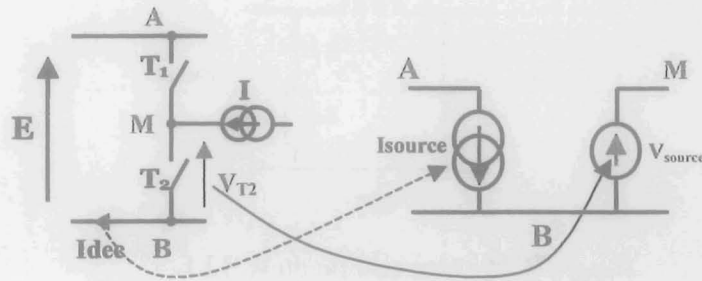


Figure II-33: Cellule de commutation.

Ces sources peuvent être modélisées plus ou moins finement. Une première approche peut être de les remplacer par des trapèzes (figure II-34), en négligeant le courant de recouvrement de la diode. Les fronts peuvent être imposés ou calculés en fonction des paramètres du semiconducteur, du driver et du routage [MERIENNE-96]. Nous verrons au chapitre III §III.3.2 l'importance d'une modélisation un peu plus fine, prenant en compte par exemple la pente du courant dans la phase de conduction.

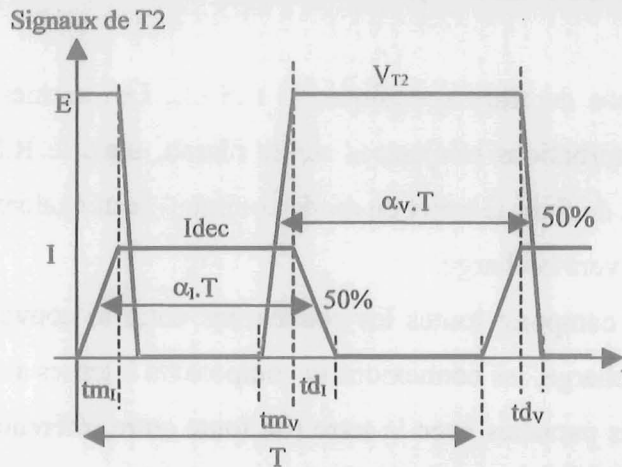


Figure II-34: Représentation temporelle simple des sources.

Cependant, l'analyse C.E.M. est une approche fréquentielle (non seulement parce que les normes sont données dans le domaine fréquentiel, mais parce qu'il est plus facile de calculer des grandeurs fréquentielles que des grandeurs temporelles) et demande donc de traduire ce problème dans le domaine fréquentiel. Pour ce qui est de la victime et des chemins de propagation, cela ne pose pas de problème car ils sont constitués d'éléments passifs qui se traduisent dans le domaine fréquentiel par leur impédance. En ce qui concerne les sources de perturbations il s'agit de transcrire les formes temporelles dans le domaine fréquentiel. La transcription du domaine temporel au domaine fréquentiel est généralement faite par l'utilisation des transformées de Laplace, d'utilisation aisée [CREBIER-99].

L'analyse de la C.E.M. peut être résumée par le schéma suivant :

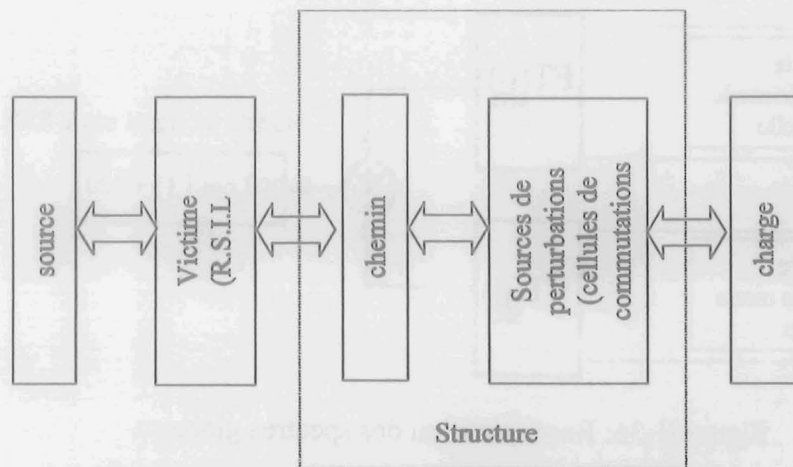


Figure II-35: Synoptique de la modélisation C.E.M

II.4.1.2 Meilleure prise en compte de la C.E.M.

Initialement, l'approche proposée par [SCHEICH-93] ou [T.I.CEM] a consisté à séparer complètement le mode différentiel du mode commun, tant au niveau des sources de perturbation que des chemins de propagation. Ceci a permis une simplification du problème, permettant de le traiter "à la main", à l'aide de fonctions de transfert. De ce fait, cela a autorisé des études de sensibilité sur ces filtres représentant les chemins de propagation, première approche très utile dans une phase de conception.

Par la suite, [TEULINGS-97] puis [POPESCU-99] ont montré l'importance du couplage "mode différentiel - mode commun", notamment sur quelques résonances (surtensions à l'ouverture du MOSFET en particulier). Si l'approche proposée par [POPESCU-99] est de loin la plus rigoureuse, puisqu'elle résout le problème d'une manière globale, au détriment d'une simplification des sources (commutations fortement idéalisées), un moyen terme a été rappelé par [SCHANEN-00]. Il s'agit de maintenir la séparation en mode différentiel et mode commun au niveau des sources de perturbation : une source de courant pour le mode différentiel, une source de tension pour le mode commun. En revanche, la totalité des chemins de propagation est conservée quel que soit le mode d'excitation. Un simple théorème de superposition s'applique ensuite pour obtenir les spectres de tension sur le RSIL.

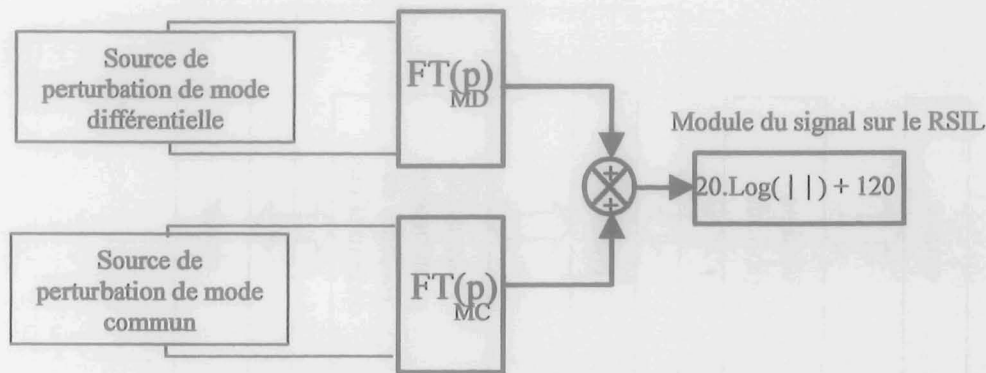


Figure II-36: Reconstitution des spectres globaux.

Souhaitant lever cette dernière hypothèse, nous avons décidé de proposer une nouvelle approche d'estimation des spectres C.E.M. Cette dernière a été élaborée en collaboration avec Bertrand Revol (doctorant au LEG).

II.4.1.3 Notre méthode

Par souci de clarté, nous ne ferons ici qu'un résumé ; le détail de méthodologie sera donné en annexe A. Cette méthode permet d'étudier dans le domaine fréquentiel tout circuit électrique représenté par des réseaux d'impédances dont les valeurs évoluent en fonction de la fréquence. Elle consiste à écrire l'ensemble des grandeurs électriques du système étudié sous la forme d'une matrice symbolique. Les grandeurs désirées définissent le "vecteur résultat V_r ", les sources de tensions ou de courants connues définissent le "vecteur source V_s ". Pour chaque fréquence étudiée, il existe donc une matrice, un vecteur source et un vecteur résultat numériquement associés. La matrice permettant de résoudre le système est de type impédance si les sources connues sont du type tension ; elle devient du type admittance dans le cas où le vecteur source est constitué uniquement de sources de courants. Si les sources connues sont mixtes, la terminologie usuelle définit la matrice comme étant hybride. L'expression du système final à résoudre est : $[H] \cdot V_r + V_s = 0$, où H est une matrice carrée de rang n , V_r et V_s deux vecteurs de dimension n . Cette modélisation permet de supprimer les diverses hypothèses qui devaient être faites auparavant avec les méthodes basées sur la séparation des sources

II.4.2 Ondulation et valeur efficace de grandeur électrique

A l'aide de la modélisation précédemment développée, nous sommes capables de déterminer les spectres des différentes grandeurs (courant et tension) de notre circuit, à condition de construire la matrice représentant le circuit considéré. Les grandeurs données par cette méthode sont des complexes qui possèdent diverses informations intéressantes sur les

grandeurs électriques, notamment leur amplitude par le calcul de la norme du complexe et la phase par celui de l'argument.

II.4.2.1 Reconstitution temporelle

Les différents grandeurs électriques sont généralement, en électronique de puissance, des signaux périodiques (de période T) dans le domaine temporel. Il est donc possible de reconstituer le signal temporel de ce dernier à l'aide de l'équation :

$$g(t) = g_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} g_k \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - \varphi_k) \quad \text{Eq. II-20}$$

avec g_0 valeur moyenne de g , g_k amplitude de l'harmonique de rang k , ω la pulsation et φ_k la phase de g_k

II.4.2.2 Ondulation et valeur efficace d'une grandeur

La connaissance harmonique totale de notre signal permet de calculer sa valeur efficace en utilisant le théorème de Parseval :

$$g_{eff} = \sqrt{g_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{g_k^2}{2}} \quad \text{Eq. II-21}$$

De plus, connaissant le signal temporel, l'ondulation crête à crête peut alors être calculée à l'aide de la relation suivante :

$$\Delta g = \max(g(t)) - \min(g(t)) \quad \forall t \in [0, T] \quad \text{Eq. II-22}$$

Le problème du calcul de l'ondulation est la définition de cette dernière. Certains considèrent que l'ondulation est à prendre au sens du premier harmonique alors que d'autre la considère crête à crête. Dans le premier cas, il n'y a aucun problème de calcul. Dans le second, la difficulté est de se fixer un rang d'arrêt à partir duquel les harmoniques restant n'ont aucune influence. Pour notre étude, nous avons considéré le premier cas.

II.5 Modélisation dynamique

Lors de la mise en place de filtre(s) ou de structure(s) en amont de celle que nous dimensionnons, des phénomènes d'interaction entre la structure et les filtres d'entrée (qui seront généralement des filtres C.E.M.) peuvent avoir lieu. Pour pallier ce problème, le critère suivant a été défini : l'impédance d'entrée du convertisseur doit être inférieure à l'impédance du filtre d'entrée vue par le convertisseur. Il est donc capital de connaître l'impédance d'entrée du convertisseur en basses fréquences puisque, nous le rappelons, ce phénomène est un phénomène B.F. Le problème qui se pose, est qu'en électronique de puissance, les

convertisseurs statiques peuvent être décrits par une succession cyclique d'équations d'état correspondant aux différentes configurations électriques qui s'enchaînent. Pour déterminer l'impédance d'entrée, il est nécessaire de rendre le comportement du convertisseur linéaire vis à vis de toutes ces variations. La référence [KISLOSKI] montre que le comportement dynamique d'une structure peut être écrit sous la forme suivante :

$$I_e^* = Ae(p) \cdot X^* - Be(p) \cdot Vs^* + Ce(p) \cdot E^* \text{ et } Is^* = A(p) \cdot X^* - B(p) \cdot Vs^* + C(p) \cdot E^*$$

avec X variable de commande, V_s tension de sortie, E tension d'entrée, I_e courant d'entrée, I_s courant de sortie, l'exposant $*$ représente la transformée de Laplace d'une petite variation d'une variable considérée et p l'opérateur de Laplace.

Des équations précédentes, le schéma bloc suivant peut être déduit ce qui nous permettra de déduire simplement les fonctions de transfert utiles à la description dynamique du système.

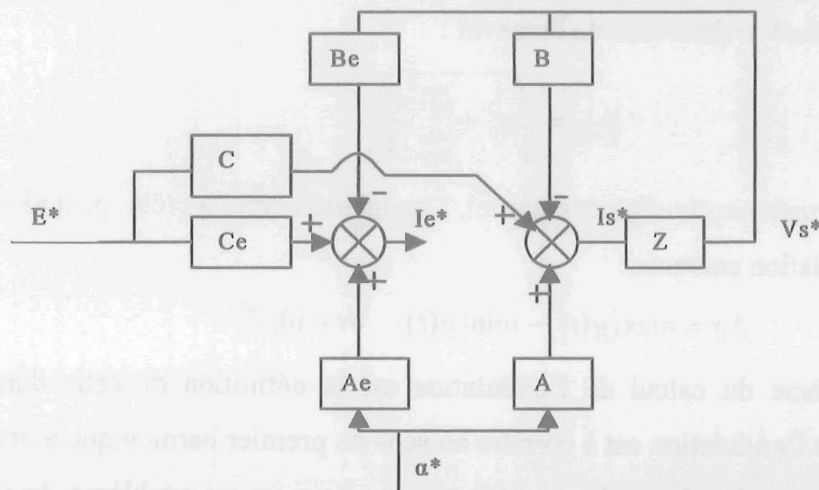


Figure II-37: Schéma bloc de notre convertisseur.

Z représente la fonction de transfert $\frac{Vs^*}{Is^*}$.

Pour calculer les différents coefficients utiles à cette mise en équation, différentes méthodes de modélisation existent, et nous avons choisi de comparer les principales, à savoir :

- Méthode du courant injecté-absorbé,
- Méthode du modèle moyen classique.

Ces méthodes reposent sur le calcul des grandeurs moyennes puis sur une différenciation de ces dernières autour d'un point de repos. Nous comparerons ces deux méthodes de modélisation sur une application hacheur série avec un filtre de sortie classique.

Nous ferons, dans la suite, l'hypothèse que cette structure fonctionne en conduction continue, ce qui simplifiera l'étude. (Cette étude aurait tout de même été possible en conduction discontinue).

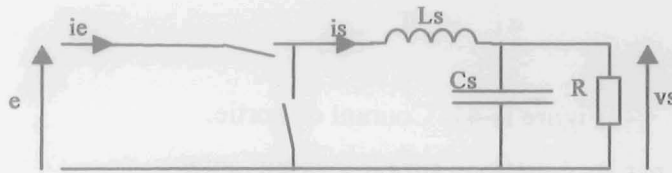


Figure II-38: Hacheur série classique avec $Z = \frac{R}{1 + R \cdot Cs \cdot p}$.

II.5.1 Etablissement du modèle petits signaux à partir du modèle moyen classique

II.5.1.1 Principe

Le modèle moyen classique d'un hacheur série est le suivant :

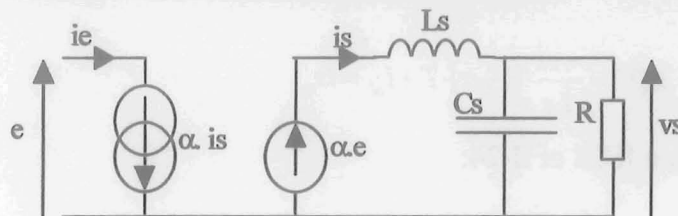


Figure II-39: Modèle moyen.

La principale hypothèse de cette méthode est de considérer l'ondulation du courant de sortie constante quelles que soient les variations. Ceci revient à dire que la valeur moyenne suit les mêmes variations que la valeur minimale (maximale) du courant.



Figure II-40 : Variation de la valeur moyenne identique à la variation du courant minimal.

II.5.1.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$

Nous rappelons sur la figure suivante la forme idéalisée du courant de sortie (sans prise en compte des éléments parasites de différents composants passifs).

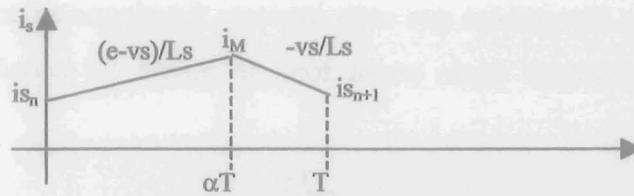


Figure II-41: Courant de sortie.

Ce courant est régi par les équations simplifiées suivantes :

-de 0 à αT $i_s(t) = \frac{e - vs}{Ls} \cdot t + i_{s_n}$ donc

$$i_s(\alpha T) = \frac{e - vs}{Ls} \cdot \alpha \cdot T + i_{s_n} = i_M \quad \text{Eq. II-23}$$

-de αT à T $i_s(t) = \frac{-vs}{Ls} \cdot t + i_M$ (changement d'origine) donc

$$i_s(T) = \frac{-vs}{Ls} \cdot (1 - \alpha) \cdot T + i_M = i_{s_{n+1}} \quad \text{Eq. II-24}$$

Ce qui donne, en combinant II-23 et II-24:

$$i_{s_{n+1}} - i_{s_n} = \frac{\alpha \cdot e - vs}{Ls} \cdot T \quad \text{Eq. II-25}$$

si nous faisons l'approximation que la période T est très petite alors

$$\frac{dis}{dt} \approx \frac{\alpha \cdot e - vs}{Ls} \quad \text{Eq. II-26}$$

Sur cette dernière équation, nous pouvons faire des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Pour cela, il suffit de remplacer i_s par $\tilde{i}_s + i_{s_0}$, α par $\tilde{\alpha} + \alpha_0$ et e par $\tilde{e} + e_0$, avec les grandeurs \sim les petites variations, et les grandeurs indicées 0 le point de repos. De plus, nous négligerons les termes qui sont la multiplication de deux grandeurs \sim qui sont appelés termes du second ordre. Nous arrivons donc à l'équation :

$$\frac{d\tilde{i}_s}{dt} = \frac{\tilde{\alpha} \cdot e_0}{Ls} + \frac{\alpha_0 \cdot \tilde{e}}{Ls} - \frac{\tilde{v}s}{Ls} \quad \text{Eq. II-27}$$

Pour revenir dans le domaine fréquentiel, nous appliquerons une Transformée de Laplace (T.L. symbolisée par $*$) sur les grandeurs de petites variations (p opérateur de Laplace) :

$$Is^* = \frac{\alpha^* \cdot e_0}{Ls \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot E^*}{Ls \cdot p} - \frac{Vs^*}{Ls \cdot p} \quad \text{Eq. II-28}$$

Par identification de cette dernière équation avec

$Is^* = A(p) \cdot X^* - B(p) \cdot Vs^* + C(p) \cdot E^*$ et en se reportant à la figure II- 37, nous poserons:

A(p)	B(p)	C(p)
$\frac{e_0}{Ls \cdot p}$	$\frac{1}{Ls \cdot p}$	$\frac{\alpha_0}{Ls \cdot p}$

Tableau II-5 :Coefficients A(p),B(p),C(p) avec la méthode du modèle moyen classique.

II.5.1.3 Calcul des coefficients Ae(p),Be(p),Ce(p)

Avec cette structure qui fonctionne en conduction continue, la relation suivante sur les valeurs moyennes peut être écrite:

$$ie = \alpha \cdot is \quad \text{Eq. II-29}$$

En effectuant les petites variations et les simplifications d'usage, nous obtenons :

$$\tilde{i}e = \tilde{\alpha} \cdot is_0 + \alpha_0 \cdot \tilde{i}s \Rightarrow (\text{par T.L.}) Ie^* = \alpha^* \cdot is_0 + \alpha_0 \cdot Is^* \quad \text{Eq. II-30}$$

De plus, le courant de repos en sortie peut être exprimé sous la forme $is_0 = \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R}$

$$Ie^* = \alpha^* \cdot \left(\frac{\alpha_0 \cdot e_0}{Ls \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R} \right) + E^* \cdot \left(\frac{\alpha_0^2}{Ls \cdot p} \right) - \frac{\alpha_0 \cdot Vs^*}{Ls \cdot p} \quad \text{Eq. II-31}$$

Par identification de cette dernière équation avec

$Ie^* = Ae(p) \cdot X^* - Be(p) \cdot Vs^* + Ce(p) \cdot E^*$ et en se reportant à la figure II-37, nous poserons:

Ae(p)	Be(p)	Ce(p)
$\frac{\alpha_0 \cdot e_0}{Ls \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R}$	$\frac{\alpha_0}{Ls \cdot p}$	$\frac{\alpha_0^2}{Ls \cdot p}$

Tableau II-6 : Coefficients Ae(p),Be(p),Ce(p) avec la méthode modèle moyen classique.

II.5.2 Etablissement du modèle petits signaux à partir du courant injecté-absorbé

II.5.2.1 Principe

Cette méthode se base sur le fait que l'ondulation du courant ΔI varie quand les grandeurs subissent des variations. De ce fait, le suivi du courant minimal ne suffit pas à obtenir le suivi du courant moyen (hypothèse du modèle moyen classique).

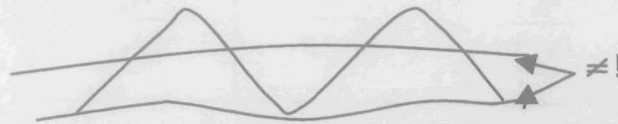


Figure II-42: Variation de la valeur moyenne différente de la variation du courant minimal.

Il faut donc exprimer le courant moyen beaucoup plus précisément en tenant compte des variations des courants maximum et minimum.

La référence [KISLOVSKI-91] se base sur cette solution, nous l'avons donc vérifiée avec une méthode de calcul différente basée sur les petites variations au lieu de différenciations plutôt lourdes à gérer.

II.5.2.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$

II.5.2.2.1 Expression moyenne du courant injecté

Le courant injecté représente en fait le courant qui est injecté dans la charge de notre convertisseur, nous rappelons sur la figure suivante sa forme ainsi que la valeur de ses pentes.

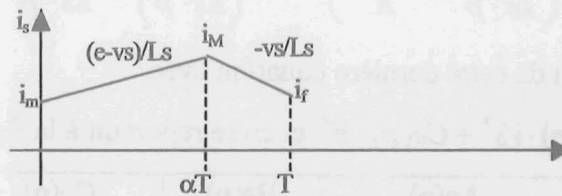


Figure II-43 : Forme du courant injecté.

La méthode du courant absorbé/injecté part de l'expression moyenne du courant précédemment représenté :

$$i_s = \frac{I}{2 \cdot T} \cdot [(i_m + i_M) \cdot \alpha \cdot T + (i_M + i_f) \cdot (1 - \alpha) \cdot T] \quad \text{Eq. II-32}$$

II.5.2.2.2 Calcul des coefficients $A(p), B(p), C(p)$

Nous remarquons dans la relation précédente la présence des termes i_f et i_m termes qui pour l'instant ne nous permettent pas de déterminer la valeur moyenne de i_s . Pour avoir l'expression explicite de ce terme, il suffit d'écrire les équations du courant de sortie:

-de 0 à αT , $i_s(t) = \frac{e - v_s}{L_s} \cdot t + i_m$ donc

$$i_s(\alpha T) = \frac{e - v_s}{L_s} \cdot \alpha \cdot T + i_m = i_M \quad \text{Eq. II-33}$$

-de αT à T , $i_s(t) = \frac{-v_s}{L_s} \cdot t + i_M$ (changement d'origine) donc

$$i_s(T) = \frac{-v_s}{L_s} \cdot (1 - \alpha) \cdot T + i_M = i_f \quad \text{Eq. II-34}$$

En remplaçant, i_f et i_M à l'aide des expressions précédentes et après simplifications le courant de sortie peut s'écrire sous la forme suivante

$$i_s = i_m + \frac{\alpha \cdot e}{L_s} \cdot T - \frac{T}{2} \cdot \frac{\alpha^2 \cdot e + v_s}{L_s} \quad \text{Eq. II-35}$$

Effectuons maintenant des petites variations autour du point de fonctionnement :

$$i_{s0} + \tilde{i}_s = i_{m0} + \tilde{i}_m + \frac{(\alpha_0 + \tilde{\alpha}) \cdot (e_0 + \tilde{e})}{L_s} \cdot T - \frac{T}{2} \cdot \frac{(\alpha_0 + \tilde{\alpha})^2 \cdot (e_0 + \tilde{e}) + v_{s0} + \tilde{v}_s}{L_s} \quad \text{Eq. II-36}$$

Après simplification des termes du second ordre, des termes du point d'équilibre et l'utilisation de l'approximation suivante :

$$T \ll 1 \text{ donne } \frac{di_m}{dt} \approx \frac{\alpha \cdot e - v_s}{L_s} = \frac{i_f - i_m}{T}$$

Nous trouvons que l'expression des petites variations de i_s est égale à :

$$\tilde{i}_s = \int \frac{\alpha_0 \cdot \tilde{e}}{L_s} \cdot dt + \int \frac{\tilde{\alpha} \cdot e_0}{L_s} \cdot dt - \int \frac{\tilde{v}_s}{L_s} \cdot dt + \frac{\tilde{\alpha} \cdot e_0}{L_s} \cdot T + \frac{\alpha_0 \cdot \tilde{e}}{L_s} \cdot T - \frac{\alpha_0^2 \cdot T}{2 \cdot L_s} \cdot \tilde{e} - \frac{\alpha_0 \cdot e_0 \cdot T}{L_s} \cdot \tilde{\alpha} - \frac{\tilde{v}_s \cdot T}{2 \cdot L_s}$$

ce qui donne après transformation de Laplace

$$I_s^* = \alpha^* \cdot \left(\frac{e_0}{L_s \cdot p} + \frac{e_0 \cdot T}{L_s} \cdot (1 - \alpha_0) \right) - V_s^* \cdot \left(\frac{1}{L_s \cdot p} + \frac{T}{2 \cdot L_s} \right) + E^* \cdot \left(\frac{\alpha_0}{L_s \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot T}{L_s} \cdot \left(1 - \frac{\alpha_0}{2} \right) \right) \quad \text{Eq. II-37}$$

Par identification avec $I_s^* = A(p) \cdot X^* - B(p) \cdot V_s^* + C(p) \cdot E^*$ nous poserons :

A(p)	B(p)	C(p)
$\frac{e_0}{Ls \cdot p} + \frac{e_0 \cdot T}{Ls} \cdot (1 - \alpha_0)$	$\frac{1}{Ls \cdot p} + \frac{T}{2 \cdot Ls}$	$\frac{\alpha_0}{Ls \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot T}{Ls} \cdot \left(1 - \frac{\alpha_0}{2}\right)$

Tableau II-7 : Coefficients A(p),B(p),C(p) avec la méthode du courant injecté/absorbé.

Nous remarquons que les termes A, B, C sont identiques à ceux calculés avec la méthode du modèle moyen classique au terme en T près.

II.5.2.3 Calcul des coefficients Ae(p),Be(p),Ce(p)

II.5.2.3.1 Expression moyenne du courant absorbé

Le courant absorbé représente en fait le courant dans l'interrupteur principal de notre convertisseur; nous rappelons sur la figure suivante sa forme ainsi que la valeur de sa pente.

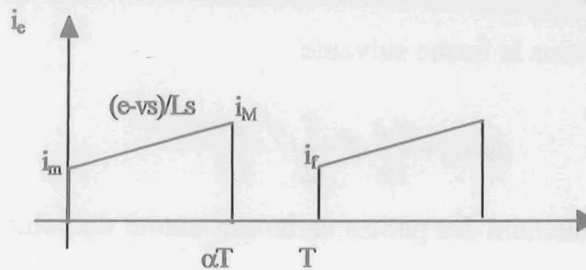


Figure II-44: Forme du courant absorbé.

L'expression moyenne du courant précédemment représenté s'écrit :

$$i_e = i_m \cdot \alpha + \frac{1}{2} \cdot \alpha^2 \cdot \frac{e - v_s}{Ls} \cdot T \tag{Eq. II-38}$$

A l'aide des variations petits signaux de différentes grandeurs constituant l'équation précédente et moyennant des simplifications d'usage(terme du second ordre négligeable et point d'équilibre), les variations du courant d'entrée autour de son point de repos s'écrivent :

$$\tilde{i}_e = \tilde{i}_m \cdot \alpha_0 + i_{m0} \cdot \tilde{\alpha} + \frac{T}{2 \cdot Ls} \cdot \left(2 \cdot \alpha_0 \cdot e_0 \cdot \tilde{\alpha} - 2 \cdot \alpha_0 \cdot v_{s0} \cdot \tilde{\alpha} + \alpha_0^2 \cdot \tilde{e} - \alpha_0^2 \cdot \tilde{v}_s\right) \tag{Eq. II-39}$$

Ici, une nouvelle grandeur que nous n'avons pas encore rencontrée est présente. C'est i_{m0} représente la valeur moyenne de i_m . Comme dans les cas précédents, il nous faut exprimer i_{m0} en fonction des autres grandeurs. Pour cela, nous avons deux équations. La valeur de repos du courant de sortie peut être aussi exprimée par l'équation suivante :

$$i_{s_0} = \frac{i_{m0} + i_{M0}}{2} = \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R} \quad \text{Eq. II-40}$$

De plus, les équations des deux phases de commutation du courant de sortie peuvent être écrites à partir des grandeurs de repos. Nous avons ainsi :

$$i_{s_0}(\alpha_0 T) = \frac{e_0 - v_{s_0}}{L_s} \cdot \alpha_0 \cdot T + i_{m0} = i_{M0} \quad \text{Eq. II-41}$$

En combinant II-40 et II-41, et en utilisant $\frac{di_m}{dt} \approx \frac{\alpha \cdot e - v_s}{L_s} = \frac{i_f - i_m}{T}$, l'équation II-42 peut donc s'écrire :

$$\begin{aligned} \tilde{i}e = \alpha_0 \cdot \left(\int \frac{\alpha_0 \cdot \tilde{e}}{L_s} + \int \frac{\tilde{\alpha} \cdot e_0}{L_s} - \int \frac{\tilde{v}s}{L_s} \right) + \left(\frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R} - \frac{e_0 - v_{s_0}}{2 \cdot L_s} \cdot \alpha_0 \cdot T \right) \cdot \tilde{\alpha} \\ + \frac{T}{2 \cdot L_s} \cdot \left(2 \cdot \alpha_0 \cdot e_0 \cdot \tilde{\alpha} - 2 \cdot \alpha_0 \cdot v_{s_0} \cdot \tilde{\alpha} + \alpha_0^2 \cdot \tilde{e} - \alpha_0^2 \cdot \tilde{v}s \right) \end{aligned} \quad \text{Eq. II-42}$$

et après Transformation de Laplace :

$$\begin{aligned} Ie^* = \alpha^* \cdot \left(\frac{\alpha_0 \cdot e_0}{L_s \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R} - \frac{e_0 - v_{s_0}}{2 \cdot L_s} \cdot \alpha_0 \cdot T + \frac{T \cdot \alpha_0}{L_s} \cdot (e_0 - v_{s_0}) \right) \\ - v_{s_0}^* \cdot \left(\frac{\alpha_0}{L_s \cdot p} + \frac{T}{2 \cdot L_s} \cdot \alpha_0^2 \right) + E^* \cdot \left(\frac{\alpha_0^2}{L_s \cdot p} + \frac{\alpha_0^2 \cdot T}{2 \cdot L_s} \right) \end{aligned} \quad \text{Eq. II-43}$$

Ce qui nous permet de poser, après identification :

Ae(p)	Be(p)	Ce(p)
$\frac{\alpha_0 \cdot e_0}{L_s \cdot p} + \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{R} - \frac{e_0 - v_{s_0}}{2 \cdot L_s} \cdot \alpha_0 \cdot T + \frac{T \cdot \alpha_0}{L_s} \cdot (e_0 - v_{s_0})$	$\frac{\alpha_0}{L_s \cdot p} + \frac{T}{2 \cdot L_s} \cdot \alpha_0^2$	$\frac{\alpha_0^2}{L_s \cdot p} + \frac{\alpha_0^2 \cdot T}{2 \cdot L_s}$

Tableau II-8 : Coefficients Ae(p),Be(p),Ce(p) avec la méthode du courant injecté/absorbé.

Nous remarquons que les termes Ae, Be, Ce sont identiques à ceux calculés avec la méthode du modèle moyen classique au terme en T près.

II.5.3 Discussion

Pour comparer ces deux méthodes de modélisation, nous avons choisi d'examiner la fonction de transfert $\frac{V_{s^*}}{\alpha^*}$ en considérant les variations de E* nulles avec les différentes grandeurs données dans le tableau suivant.

$E_0(V)$	$V_{S0}(V)$	α_0	$L_s(\mu H)$	$C_s(mF)$	$R(\Omega)$
42	14	0.333	20	3.3	0.196

Tableau II-9 : Valeurs des grandeurs de validation.

Cette fonction de transfert s'exprime par $FT(p) = \frac{V_s^*}{\alpha^*} = \frac{Z \cdot A}{1 + B \cdot Z}$.

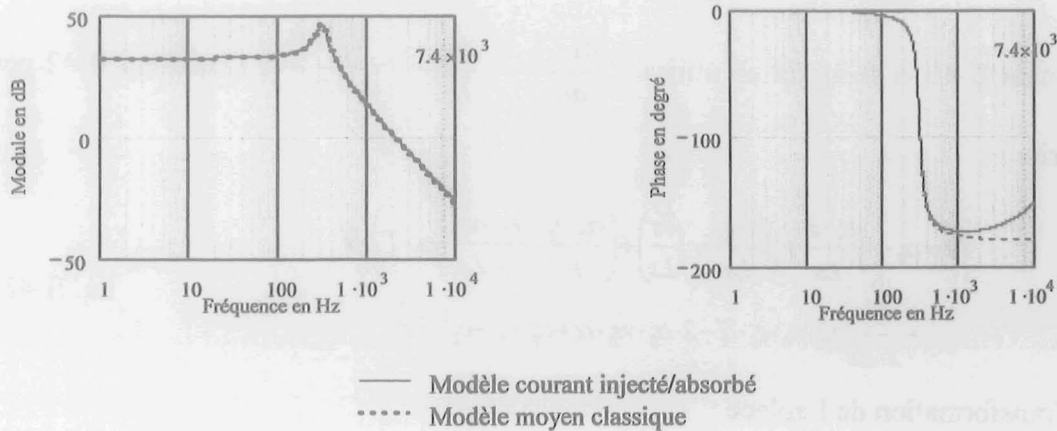


Figure II-45: Module et argument à 74kHz de fréquence de découpage

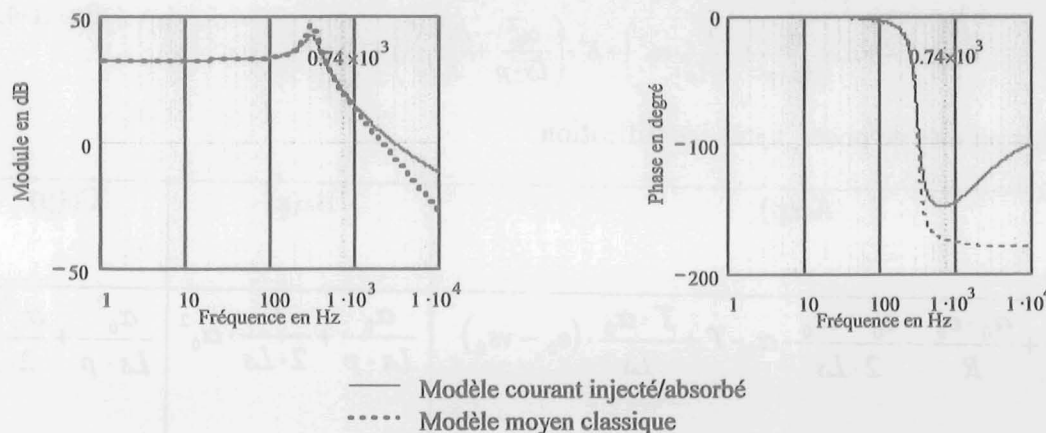


Figure II-46: Module et argument à 7.4kHz de fréquence de découpage

Nous constatons sur les figures ci-dessus que plus la fréquence de découpage est élevée, plus ces modèles sont proches. Ceci s'explique parfaitement car les coefficients calculés avec la méthode du courant injecté/absorbé font apparaître des termes proportionnels à l'inverse de la fréquence donc si T devient très petits ces termes deviennent négligeables et nous retrouvons alors les mêmes coefficients qu'avec la méthode modèle moyen classique. Le domaine de validité de ces modélisations est admis et inférieur au dixième la fréquence de découpage.

Si nous nous plaçons dans le cas où la fréquence de découpage est élevée (ce qui est vrai en électronique de puissance), alors nous trouvons une fonction de transfert du second

ordre qui est : $T(p) = \frac{e_0}{1 + \frac{Ls}{R} \cdot p + Ls \cdot Cs \cdot p^2}$, fonction de transfert classiquement utilisée

pour les calculs de correcteur d'un hacheur série (en mode tension). Chacune de ces méthodes a ses avantages, mais la première est très simple et conduit à des expressions faciles à manipuler, alors que la seconde conduit à des expressions plus complexes mais qui s'avèrent être, d'un point de vue mathématique, plus justes. Nous utiliserons par la suite ces deux types de modélisation, la première pour trouver des réglages de correcteur simple à mettre en œuvre, la deuxième pour calculer l'impédance d'entrée de notre convertisseur en boucle ouverte et ainsi avoir des comportements plus représentatifs.

II.6 Conclusion

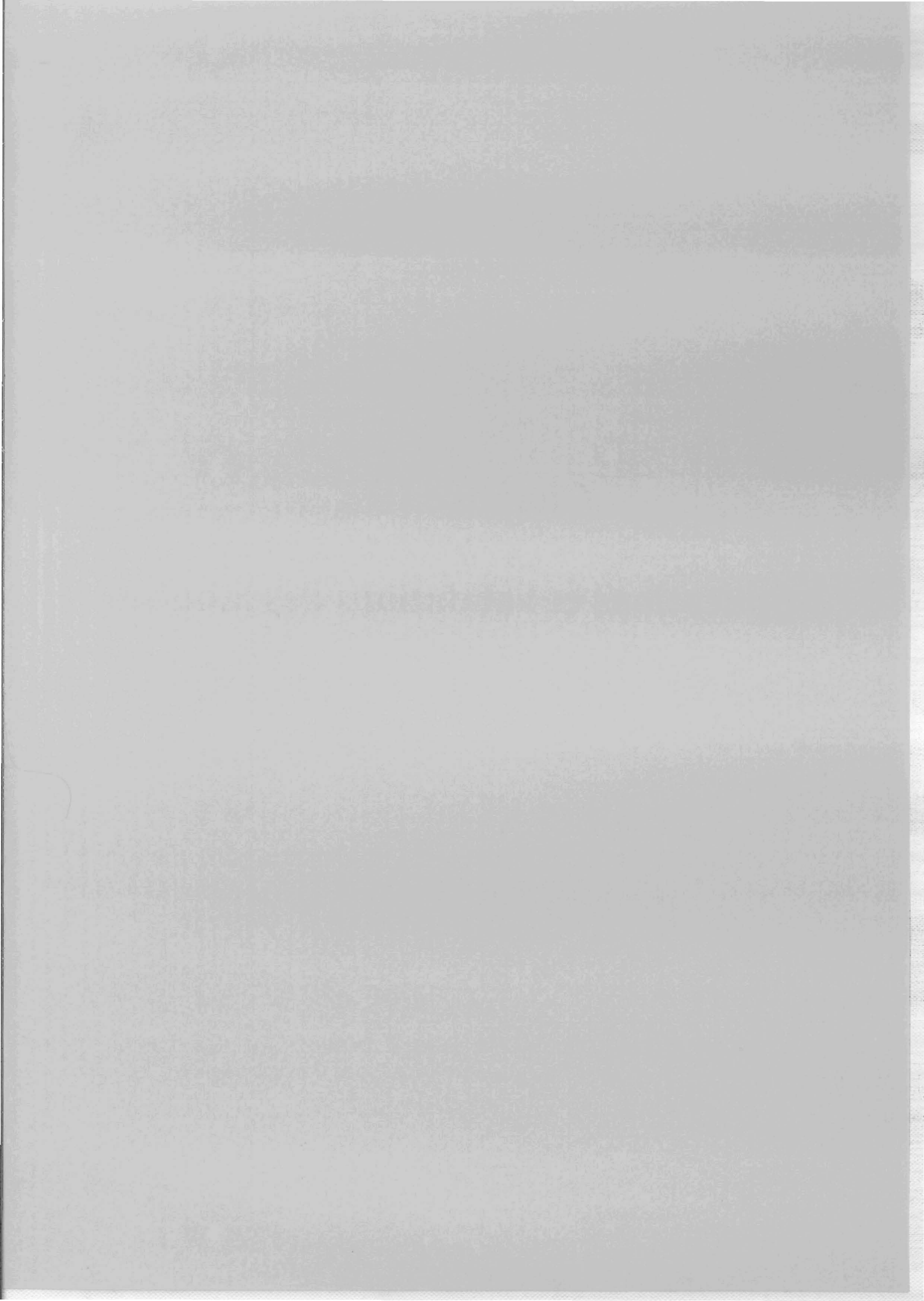
A travers ce chapitre, nous avons établi diverses méthodes de modélisation utiles au pré-dimensionnement en électronique de puissance. Nous avons pu voir que pour les éléments passifs, des simplifications ont dû être faites car il n'est pas possible de prédire tous les éléments parasites d'un composant en phase de pré-conception.

En ce qui concerne la C.E.M., nous avons levé l'hypothèse qui était couramment faite de séparation des sources de perturbation et ainsi nous avons pu traiter le problème sous sa forme globale. De plus, cette méthode permet d'évaluer les ondulations et les grandeurs efficaces des divers courants et tensions au degré de précision près d'arrêt de la somme infini à un rang d'harmonique fini.

Des méthodes de modélisation du comportement dynamique ont été comparées et vérifiées au sein d'un schéma bloc unique. Nous allons, dans le chapitre suivant, utiliser ces méthodes pour prédire les différentes contraintes à remplir à l'aide du cahier des charge donné au chapitre I et les comparer soit à des simulations, soit à une maquette.

Chapitre III :

Applications et validations des modèles



Les diverses méthodes de modélisation étant maintenant choisies et établies, nous les avons appliquées au cas du convertisseur 42V-14V, présenté au chapitre I. Une maquette a été réalisée par un sous traitant (A2E-ENERTRONIC). Celle-ci nous a permis de valider la plupart des modélisations proposées. Certaines validations ont toutefois été effectuées au moyen de simulations, devant la difficulté de mise en œuvre pratique (courants efficaces dans les condensateurs par exemple).

III.1 Convertisseur de validation

III.1.1 Descriptif du convertisseur

Ce convertisseur a été réalisé en cours de thèse. Son dimensionnement a été le fruit d'un grand nombre de simulations au moyen de nos modèles, ainsi que de discussions avec les concepteurs de la société A2E-ENERTRONIC. Sa prétention n'est pas d'être optimal, mais bien de permettre un certain nombre de validations, tout en respectant bien sûr, le cahier des charges présenté au chapitre I.

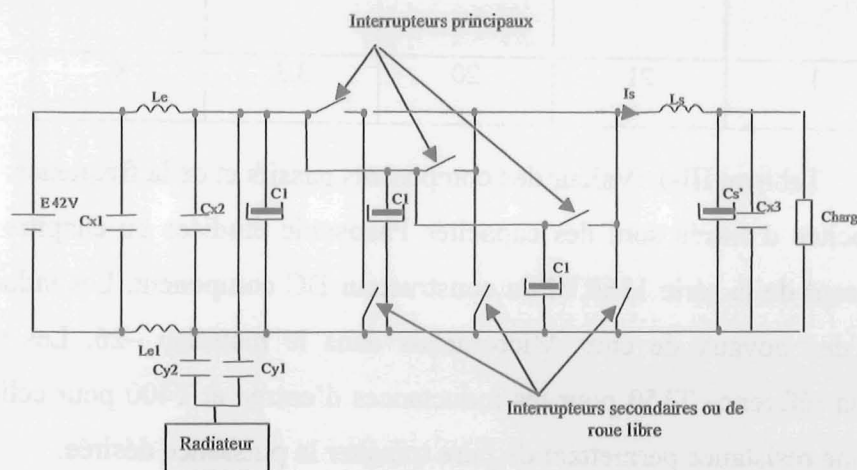


Figure III-1 : Structure de validation

Comme indiqué au chapitre I, cette structure est un hacheur synchrone. Les diverses simulations effectuées ont montré qu'il fallait associer trois MOSFETs en parallèle, pour chaque interrupteur, ainsi que 21 condensateurs chimiques en entrée pour respecter le cahier des charges. ENERTRONIC a proposé d'agencer ces composants en trois cellules de commutation distinctes (7 condensateurs pour un ensemble de deux MOSFETs). Ceci permettra en outre de passer assez aisément à un hacheur entrelacé (où les commandes des interrupteurs en parallèle ne sont plus simultanées).

Un filtre H.F d'entrée (dédié au filtrage C.E.M.) est commun à ces trois cellules de commutation. Sa topologie a été définie par ENERTRONIC. De plus, certaines valeurs d'éléments ont été fixées arbitrairement (condensateurs C_x et C_y de technologie polypropylène et de valeur 100nF).

Enfin, elle est composée d'une inductance de lissage (lissage du courant de sortie), d'un banc de capacités C_s' constitué de quatre capacités chimiques, associées à une capacité polypropylène (de 100nF) assurant le filtrage de la tension de sortie et d'une régulation sur la valeur maximale du courant de sortie (I_s) . Cette dernière a été réalisée à l'aide du circuit d'intégré LT 1339. Ce circuit intégré dédié à la commande en mode courant possède, outre les fonctionnalités classiques de protection, une rampe de compensation interne, dont nous verrons l'intérêt au paragraphe III.2.2.

Le résultat du dimensionnement effectué à l'aide de nombreuses simulations est résumé ci-dessous :

Le et Le1 (μ H)	Cen(mF)	ncen	Ls(μ H)	Cs(mF)	ncs	f(kHz)
10	1	21	20	3.3	4	74

Tableau III-1 :Valeur des composants passifs et de la fréquence.

Les capacités d'entrée sont des capacités Panasonic étudiées au chapitre précédent, celles de sortie sont de la série 136RVI du constructeur BC component. Les inductances ont été faites avec des noyaux de chez Micrometals dans le matériau -26. Les noyaux ont respectivement la référence T150 pour les inductances d'entrée et T400 pour celle de sortie. La charge sera une résistance permettant de faire transiter la puissance désirée.

Les semi-conducteurs utilisés sont des MOSFETs de ST Microélectronics, portant la référence STW60NE10. Leurs principales caractéristiques sont données dans le tableau suivant :

Rdson max à 25°C(Ω)	Rdson max à150°C(Ω)	Rth ($^{\circ}$ C/W)	Vseuil diode (V)
0.022	0.044	0.83	1.5

Tableau III-2: Caractéristiques MOSFET [ST].

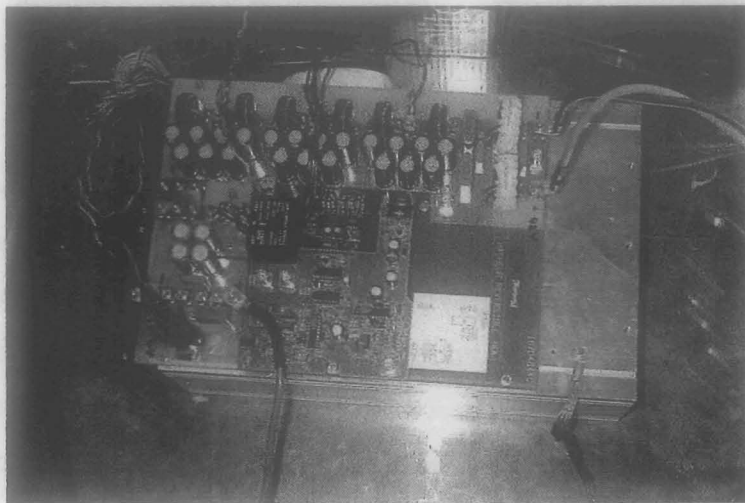


Figure III-2 : Convertisseur de validation.

III.1.2 Conditions de validation

La validation de nos modèles se fera à l'aide de divers outils de simulations ou de la structure de manipulation. La résistance de charge disponible étant de 0.212Ω , les tests ont été réalisés à 925W.

Tension d'entrée	42V
Courant d'entrée	25A
Tension de sortie	14V
Courant de sortie	66A

Tableau III-3 : Grandeurs d'entrée et de sortie

III.2 Asservissement

Le but de la régulation est principalement de permettre de contrôler une valeur précise : tension de sortie constante, tension maximale, courant moyen constant... Elle permet aussi d'agir sur la dynamique de notre convertisseur statique. Tout ceci est réalisé par l'ajout de correcteur. Nous nous sommes attardés sur 2 types de commande généralement utilisés pour garantir une tension de sortie constante dans ce type de structure :

- la régulation directe de la tension de sortie,
- la régulation en mode courant mise en œuvre sur notre maquette

Nous étudierons dans un premier temps chacune d'entre elles, expliciterons les choix effectués sur le réglage des correcteurs et conclurons sur les avantages et les inconvénients respectifs de ces régulations vis-à-vis de l'impédance d'entrée B.F., vis à vis du respect du critère de Middlebrook qui bornera l'impédance d'entrée.

III.2.1 Régulation en tension

III.2.1.1 Présentation

La régulation de tension est basée sur la comparaison de la tension de sortie de notre convertisseur à une valeur de référence. Cette grandeur rentre ensuite dans un correcteur (Cor) qui permet d'ajuster la dynamique de notre système. Pour finir, un étage de mise en forme du signal de commande est nécessaire, il est composé d'un trigger et d'une bascule RS qui est mise à 1 au début de chaque période T. Il est aussi normalement nécessaire de rajouter une boucle qui surveille le courant de sortie de sorte qu'il n'atteigne pas de valeur trop importante. Dans l'étude qui suivra nous ferons l'hypothèse que cette boucle n'a aucune influence (en mode normal de fonctionnement) et nous n'en tiendrons pas compte.

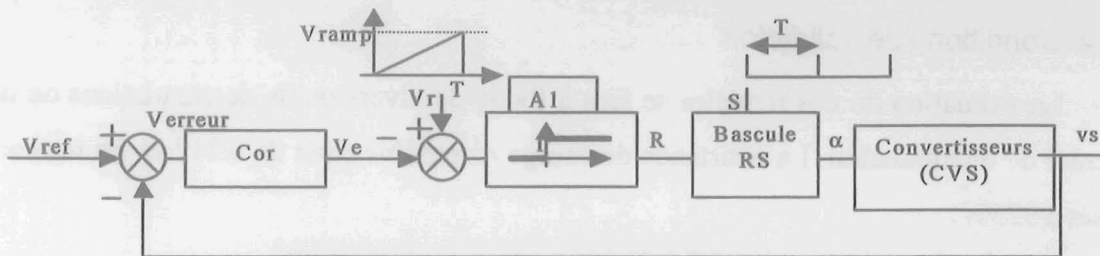


Figure III-3: Commande en tension

Le principe de fonctionnement de cet étage est le suivant. Supposons qu'à $t=0$, nous envoyons une impulsion sur le set de la bascule ce qui commande l'interrupteur et le ferme. Le courant dans l'inductance se met donc à croître, tant que $V_r < V_e$, la sortie de A1 est égale à 0, et l'interrupteur reste fermé. Dès que $V_r > V_e$, la sortie de A1 devient égale à 1 et l'interrupteur s'ouvre.

III.2.1.2 Modélisation dynamique

La modélisation dynamique de l'étage de mise en forme du signal constitué du comparateur, de la rampe (V_r) et de la bascule RS s'écrit:

$$\alpha^* = \frac{V_e^*}{V_{ramp}} \tag{Eq. III-1}$$

Avec V_{ramp} l'amplitude de la rampe de V_r .

L'étage de mise en forme est donc équivalent à un simple gain. Le schéma dynamique équivalent est donc le suivant (pour alléger l'écriture, nous omettrons la variable (p) pour les termes $A(p)$, $B(p)$, $C(p)$, $A_e(p)$, $B_e(p)$, $C_e(p)$, $Z(p)$):

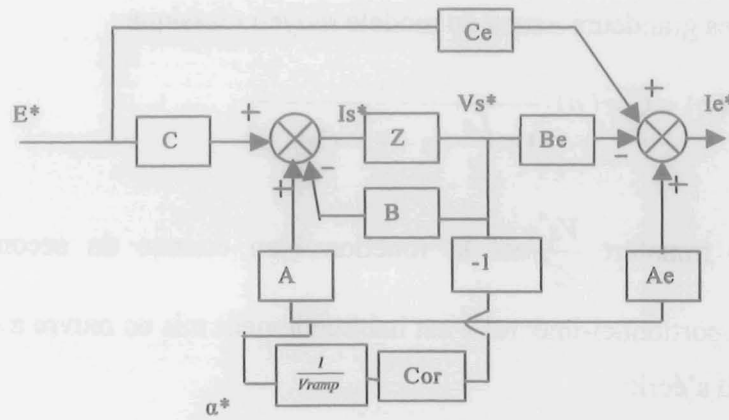


Figure III-4 : Régulation en tension

Les coefficients A, B, C et Ae, Be, Ce peuvent être ceux trouvés à l'aide de la méthode du modèle moyen classique, ou ceux de la méthode du courant injecté/absorbé (cf. Chapitre précédent). Dans le paragraphe suivant, nous utiliserons ceux de la méthode du modèle moyen classique, ce qui nous permettra de trouver des relations analytiques plus simples de réglage de correcteur. L'impédance d'entrée du convertisseur en boucle fermée, utile pour le critère de Middlebrook, sera elle calculée à l'aide de la méthode du courant injecté/absorbé.

III.2.1.3 Réglage du correcteur

Pour déterminer le réglage du correcteur à mettre en place, il faut généralement

analyser la fonction de transfert $\left. \frac{V_s^*}{\text{Verreur}^*} \right|_{E^*=0}$ en boucle ouverte. Nous supposons que le

gain de l'étage de mise en forme est un gain unitaire et que la capacité Cs' de la figure III-1

est constituée de capacités Cs parfaites (soit $Cs' = ncs \cdot Cs$). Le schéma se résume alors à :

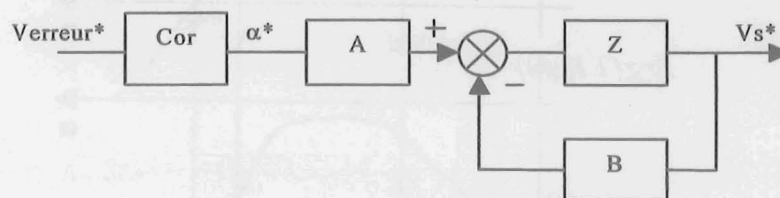


Figure III-5 : Schéma-bloc en boucle ouverte

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit alors :

$$T1(p) = \left. \frac{V_s^*}{\text{Verreur}^*} \right|_{E^*=0} = Cor(p) \cdot T(p) = Cor(p) \cdot \frac{V_s^*}{\alpha^*}(p) = \frac{Cor(p) \cdot Z \cdot A}{1 + B \cdot Z} \quad \text{Eq. III-2}$$

Soit, après calcul avec les grandeurs issues du modèle moyen classique :

$$Tl(p) = Cor(p) \cdot \frac{e_0}{1 + \frac{Ls}{R} \cdot p + Ls \cdot Cs' \cdot p^2} \quad \text{Eq. III-3}$$

La fonction de transfert $\frac{Vs^*}{\alpha^*}$ est la fonction bien connue du second ordre. Un correcteur de type « proportionnel-intégral » est habituellement mis en œuvre avec ce type de fonctions de transfert ; il s'écrit:

$$Cor(p) = K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot p}{\tau_i \cdot p} \quad \text{Eq. III-4}$$

(où K représente le gain proportionnel et τ_i la constante intégrale)

La fonction de transfert en boucle ouverte T1 est donc de la forme :

$$Tl(p) = \frac{K \cdot e_0}{\tau_i \cdot p} \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot p}{\left(1 + \frac{Ls}{R} \cdot p + Ls \cdot Cs' \cdot p^2\right)} \quad \text{Eq. III-5}$$

Pour garantir un comportement stable de notre système, il faut imposer une marge de phase ($\Delta\phi$) supérieure ou égale à 45° (valeur classiquement utilisée en automatique). Pour réaliser cela, il faut calculer les grandeurs du correcteur de telle façon que : $\omega_n > \frac{1}{\tau_i}$ où ω_n est la pulsation propre égale à $\frac{1}{\sqrt{Ls \cdot Cs'}}$.

Nous poserons ω_{c0} la pulsation pour laquelle le module de T1(p) est égal à 1.

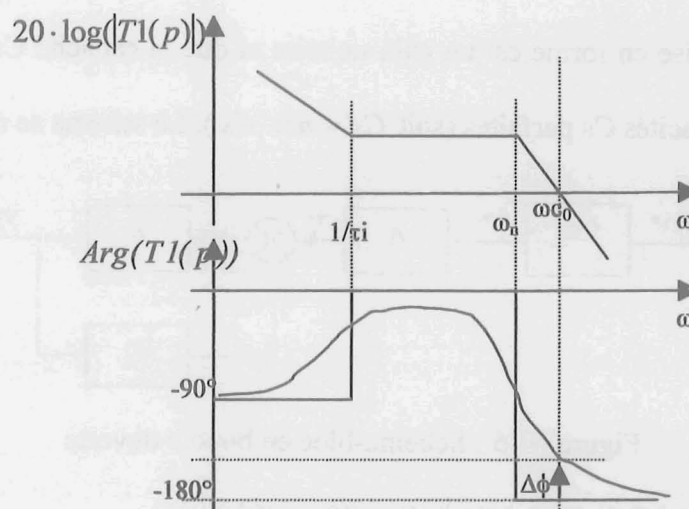


Figure III-6 : Module et phase de T1(p) avec $\omega_n > \frac{1}{\tau_i}$

Nous fixerons de manière arbitraire: $\frac{1}{\tau i} = \frac{\omega c_0}{10}$, la constante intégrale (τi) est ainsi fixée par rapport à ωc_0 . Pour déterminer ωc_0 , nous sommes partis de la relation qui dit que l'argument de notre boucle ouverte doit être égal à $-180 + \Delta\phi$ à la pulsation ωc_0 pour avoir la marge de phase souhaitée :

$$\arg(T(p))\big|_{\omega=\omega c_0} = -180^\circ + \Delta\phi = \arctan(\omega c_0 \cdot \tau i) - 90^\circ - \arctan\left(\frac{\frac{Ls}{R} \cdot \omega c_0}{1 - Ls \cdot Cs' \cdot \omega c_0^2}\right) - 180^\circ \quad \text{Eq. III-6}$$

d'où :

$$5^\circ + \Delta\phi = -\arctan\left(\frac{\frac{Ls}{R} \cdot \omega c_0}{1 - Ls \cdot Cs' \cdot \omega c_0^2}\right) \quad \text{Eq. III-7}$$

Ce qui donne en exprimant la tangente de l'équation précédente :

$$Ls \cdot Cs' \cdot \omega c_0^2 - \frac{Ls}{R \cdot \tan(5^\circ + \Delta\phi)} \cdot \omega c_0 - 1 = 0 \quad \text{Eq. III-8}$$

La résolution de l'équation du second degré précédente déterminera alors le réglage du paramètre « intégral ». Après résolution, une seule solution est physiquement envisageable (car la seconde est strictement négative), et s'écrit :

$$\omega c_0(Ls, Cs', R, \Delta\phi) = \frac{1}{2 \cdot Ls \cdot Cs' \cdot R \cdot \tan(\Delta\phi + 5^\circ)} \cdot \left(Ls + \sqrt{Ls^2 + 4 \cdot Ls \cdot Cs' \cdot R^2 \cdot \tan^2(\Delta\phi + 5^\circ)} \right) \quad \text{Eq. III-9}$$

Nous venons donc de déterminer la constante intégrale, il faut maintenant établir une relation identique pour calculer le gain K. A $\omega = \omega c_0$, nous voulons une marge de phase de $\Delta\phi$, ce qui impose que le module de $T_1(p)$ soit égal à 1 à cette pulsation. Ceci permet d'établir la relation suivante:

$$K(Ls, Cs', R, \Delta\phi) = \frac{1}{\left| \frac{1+10i}{10i} \right| \cdot |T(i \cdot \omega c_0(Ls, Cs', R, \Delta\phi), Ls, Cs', R)|} \quad \text{Eq. III-10}$$

Les divers paramètres du correcteur étant maintenant fixés, il est possible de déterminer l'impédance d'entrée de notre convertisseur.

III.2.1.4 Impédance d'entrée (méthode du courant injecté/absorbé)

Le critère de Middlebrook demande de connaître l'impédance d'entrée de notre convertisseur, de façon à ce que celle-ci soit supérieure à l'impédance de sortie du filtre placé en amont quelque soit la fréquence. L'impédance d'entrée peut être définie par la fonction de transfert $\frac{E^*}{Ie^*}(p)$ qui s'écrit :

$$\frac{E^*}{Ie^*}(p) = \frac{1}{\frac{C \cdot Cor(p) \cdot Z}{1 + Z \cdot B + Z \cdot Cor(p) \cdot A} \cdot \left(Ae + \frac{Be}{Cor(p)} \right) + Ce} (p) \quad \text{Eq. III-11}$$

Pour séparer les différents effets de la structure et de la régulation en elle-même sur l'impédance d'entrée de notre convertisseur, nous avons d'abord considéré une boucle de régulation ouverte tout en négligeant les variations du rapport cyclique (α^*) soit $\alpha^* = 0$. La figure suivante représente cette impédance en fonction de la fréquence avec les grandeurs des éléments de notre maquette:

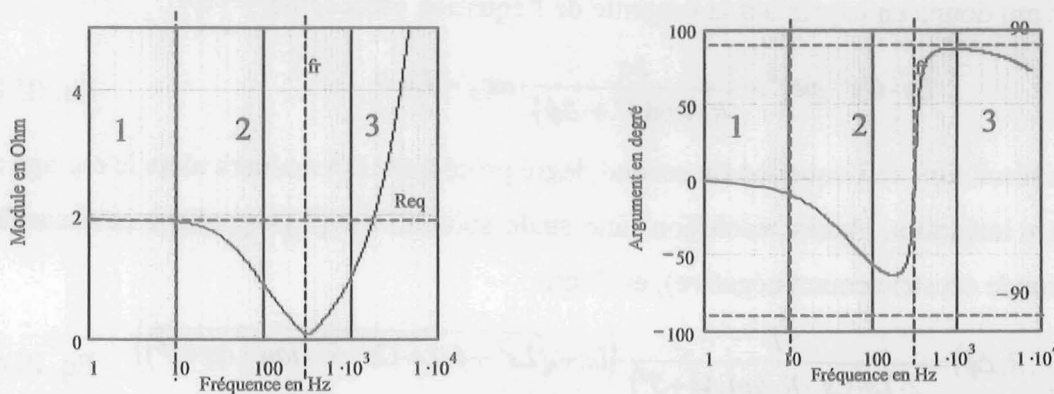


Figure III-7 : Module et Argument de l'impédance d'entrée du convertisseur en boucle ouverte

Nous constatons que l'impédance peut être décomposée en trois zones :

- zone 1 : sur cette zone, le module est pratiquement constant en fonction de la fréquence et vaut la valeur de la résistance de charge divisée par le rapport cyclique au carré

$$(Req = \frac{R}{\alpha^2}).$$

- zone 2 : l'impédance chute en fonction de la fréquence et l'argument tend vers -90° , l'impédance a donc un comportement capacitif équivalent à l'impédance du banc de capacités de sortie divisée par le rapport cyclique au carré. Le passage de la zone 2 à la

zone 3 se fait à la fréquence fr qui vaut $\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Ls \cdot Cs'}}$.

- zone 3 : le convertisseur a sur cette zone un comportement inductif. En effet, l'impédance augmente en fonction de la fréquence et l'argument vaut environ 90°. Tout ceci correspond à l'impédance de l'inductance de sortie, divisée par le carré du rapport cyclique.

Le schéma équivalent de l'impédance d'entrée en boucle ouverte qui en résulte peut être celui d'une association résistance/condensateur en parallèle mis en série avec une inductance (figure III-8).

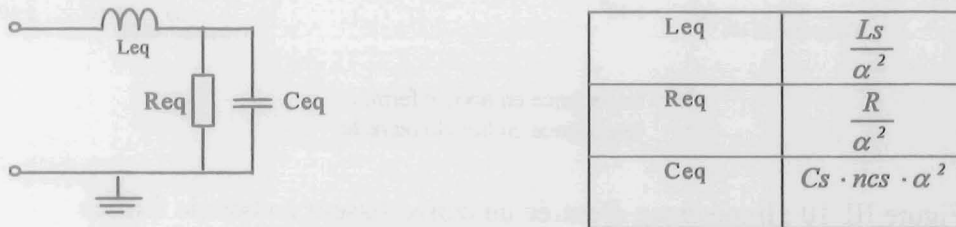


Figure III-8 : Schéma équivalent de l'impédance du convertisseur en boucle ouverte

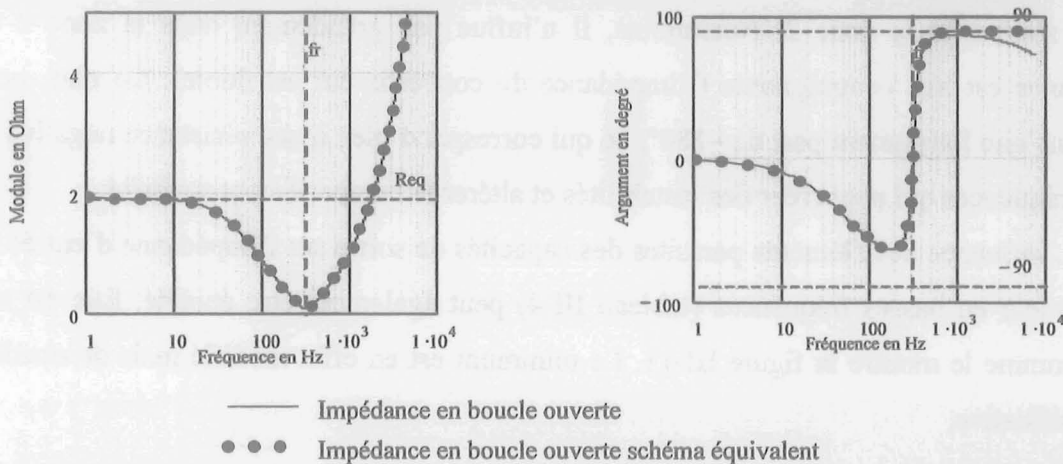


Figure III-9 : Comparaison modèle du courant injecté/absorbé-schéma équivalent

L'impédance du schéma équivalent coïncide parfaitement. Nous remarquons qu'en boucle ouverte notre convertisseur ne se comporte pas comme une résistance négative.

Examinons maintenant en boucle fermée cette impédance avec le correcteur que nous avons étudié précédemment :

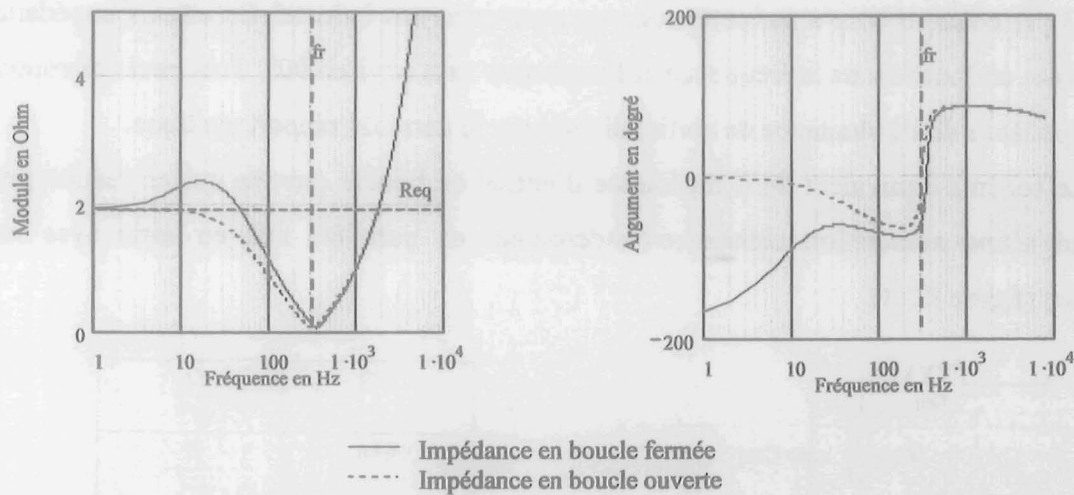


Figure III-10 : Impédance d'entrée du convertisseur en boucle fermée

La mise en place de la régulation influence donc l'impédance de notre convertisseur, comme le montre la figure III-10. Le correcteur que nous avons choisi augmente l'impédance dans la zone 1 et la zone 2. Néanmoins, il n'influe pas grandement dans la zone 2 où l'impédance est très contraignante (l'impédance du convertisseur est faible). De plus, nous constatons que l'argument part de -180° , ce qui correspond bien à une résistance négative en basses fréquences qui peut créer des instabilités et altérer le comportement souhaité.

L'influence des éléments parasites des capacités de sortie sur l'impédance d'entrée du convertisseur en basses fréquences (tableau III-4) peut également être étudiée. Elle est très faible, comme le montre la figure III-11. Le minimum est en effet modifié mais de manière non significative.

Cs	3.3mF
ESR	25mΩ
ESL	20nH

Tableau III-4 : Données constructeurs pour la capacité de sortie

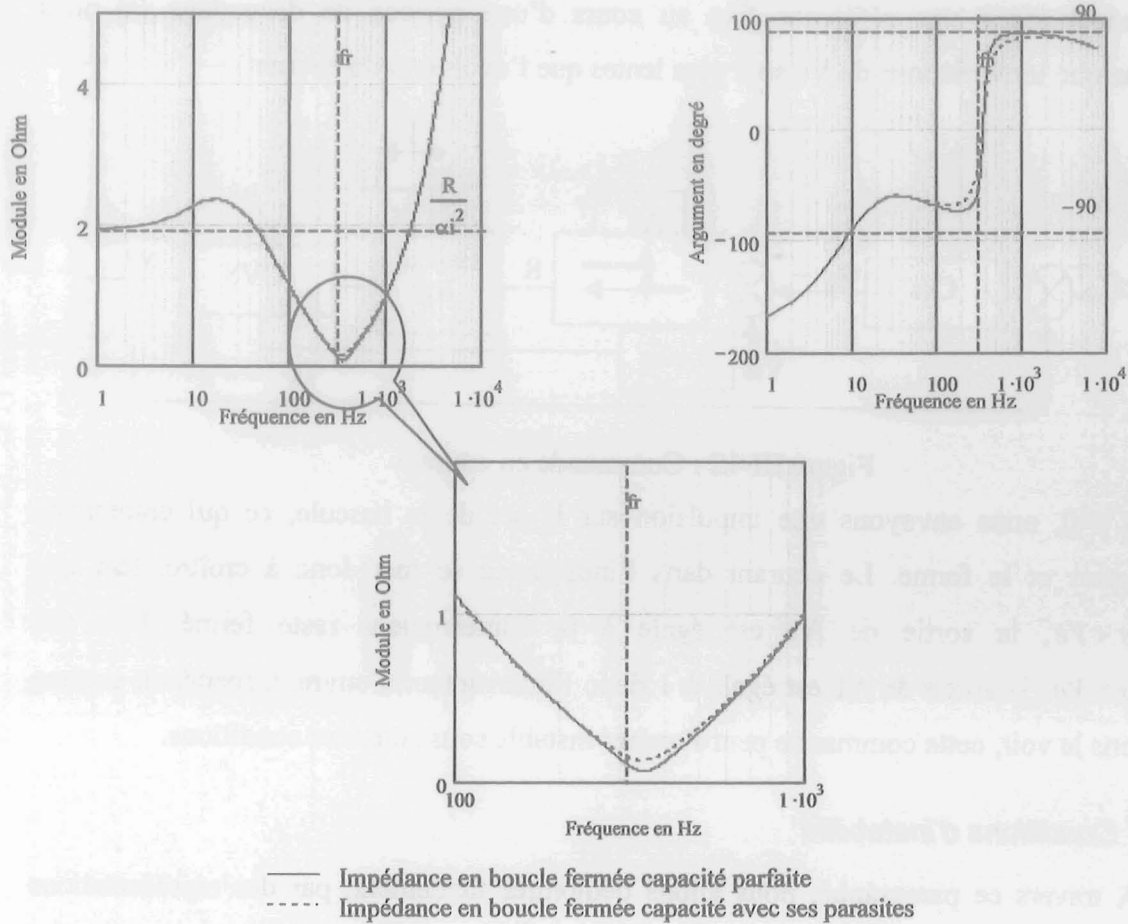


Figure III-11 : Impédance d'entrée du convertisseur en boucle fermée-influence des composants parasites de la capacité de sortie

Nous noterons que l'impédance d'entrée possède un minimum très prononcé sur lequel les composants parasites des capacités de sortie n'ont que très peu d'influence, alors que le correcteur, lui, modifie l'impédance.

III.2.2 Régulation en courant

III.2.2.1 Présentation

La régulation en courant est basée sur la régulation de tension. La différence réside dans le mode de comparaison. En effet, au lieu de comparer la sortie V_e du correcteur à une rampe et de mettre en forme le résultat ; dans le cas de la régulation en courant, V_e est comparé à une mesure du courant de sortie réalisée à l'aide de shunt (R_{mes}) ou autre système convertissant le courant en information de tension. Ce mode de régulation demande donc une surveillance du courant de sortie. Comme nous pouvons le voir sur le schéma-bloc suivant, nous comparons la sortie de Cor à la mesure du courant. Ceci revient à comparer le courant

dans l'inductance à une référence fixe au cours d'une période de découpage (si nous supposons que les variations de V_e sont plus lentes que l'évolution du courant).

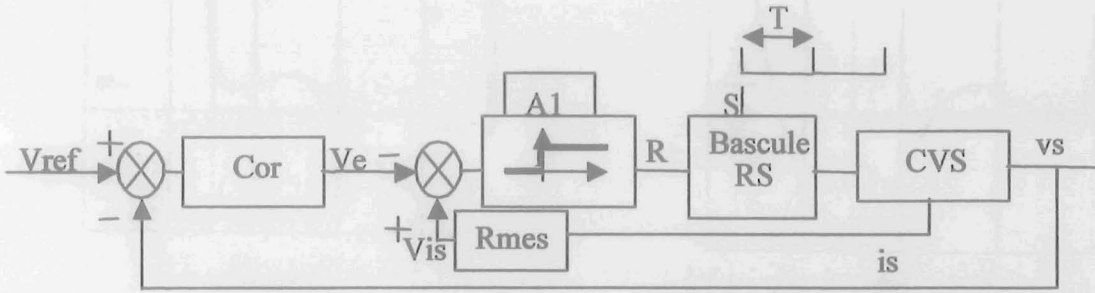


Figure III-12 : Commande en courant

A $t=0$, nous envoyons une impulsion sur le set de la bascule, ce qui commande l'interrupteur et le ferme. Le courant dans l'inductance se met donc à croître, tant que $R_{mes} \cdot I_s < V_e$, la sortie de A1 est égale à 0, l'interrupteur reste fermé. Dès que $R_{mes} \cdot I_s > V_e$, la sortie de A1 est égale à 1 donc l'interrupteur s'ouvre. Cependant, comme nous allons le voir, cette commande peut s'avérer instable sous certaines conditions.

III.2.2.2 Conditions d'instabilité

A travers ce paragraphe, nous allons démontrer facilement, par des représentations graphiques, que des instabilités à la fréquence de découpage apparaissent pour une valeur de rapport cyclique supérieure à 0.5 avec un tel type de commande. Nous ferons l'hypothèse classique qui est $L/R \gg T$. Nous poserons $m1 = \frac{e - v_s}{L}$ et $m2 = \frac{v_s}{L}$ valeur des pentes du courant de sortie en négligeant les éléments parasites de différents composants passifs.

La figure suivante représente le comportement de la boucle de régulation lorsqu'une variation ΔV_{is0} survient sur la mesure du courant de sortie pour un rapport cyclique de faible valeur (<0.5).

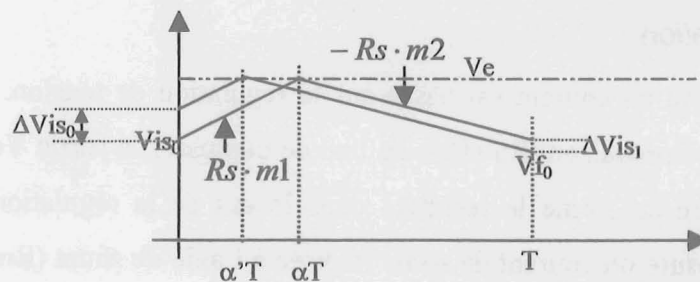


Figure III-13 : Réaction aux variations de la boucle de courant pour des faibles rapports cycliques

Comme le montre la figure précédente, les perturbations sont naturellement atténuées par le système de régulation. ($|\Delta Vis_1| < |\Delta Vis_0|$)

Effectuons la même étude pour des rapports cycliques plus grands (>0.5).

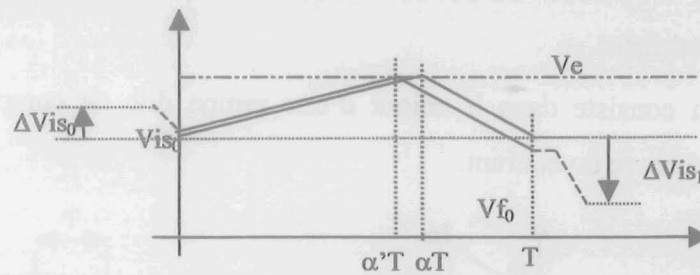


Figure III-14 : Réaction aux variations de la boucle de courant pour des forts rapports cycliques

Nous constatons ici que pour un rapport cyclique assez grand, notre système ne récupère pas son régime normal et l'écart de variations augmente (c'est-à-dire $|\Delta Vis_1| > |\Delta Vis_0|$), ce qui a pour conséquence de rendre notre boucle de courant instable. Il nous faut donc connaître la limite de stabilité avec une régulation de ce type. En écrivant les équations de Vis sur l'intervalle pendant lequel cette dernière augmente, nous pouvons déduire les relations suivantes :

$$\alpha = \frac{Ve - Vis_0}{Rmes \cdot m1 \cdot T} \tag{Eq. III-12}$$

Et :

$$\alpha' = \frac{Ve - Vis_0 - \Delta Vis_0}{Rmes \cdot m1 \cdot T} \tag{Eq. III-13}$$

De même écrivons les équations sur le deuxième intervalle de temps:

$$Ve - Rmes \cdot m2 \cdot (1 - \alpha) \cdot T = Vis_0 \tag{Eq. III-14}$$

$$Ve - Rmes \cdot m2 \cdot (1 - \alpha') \cdot T = Vf_0 \tag{Eq. III-15}$$

En remplaçant α et α' par leur expression dans ces deux dernières équations, et en soustrayant celles-ci, la relation suivante se déduit simplement :

$$\Delta Vis_1 = -\frac{m2}{m1} \cdot \Delta Vis_0 \text{ avec } \Delta Vis_1 = Vf_0 - Vis_0 \tag{Eq. III-16}$$

La boucle de courant est donc stable quand $\left| \frac{\Delta Vis_1}{\Delta Vis_0} \right| < 1$, ce qui correspond à une atténuation de la variation initiale. Après calculs, il apparaît que cette condition correspond à des valeurs de rapport cyclique inférieures à 0.5, ce qui impose d'avoir une tension de sortie

plus faible que la moitié de la tension d'entrée. Pour rendre notre système stable quel que soit le rapport cyclique, la littérature [UNITRODE] [MOHAN] propose une solution classiquement utilisée que nous allons maintenant détailler.

III.2.2.3 Solution classique

Cette solution consiste dans le rajout d'une rampe dite de compensation avant la comparaison avec la mesure du courant.

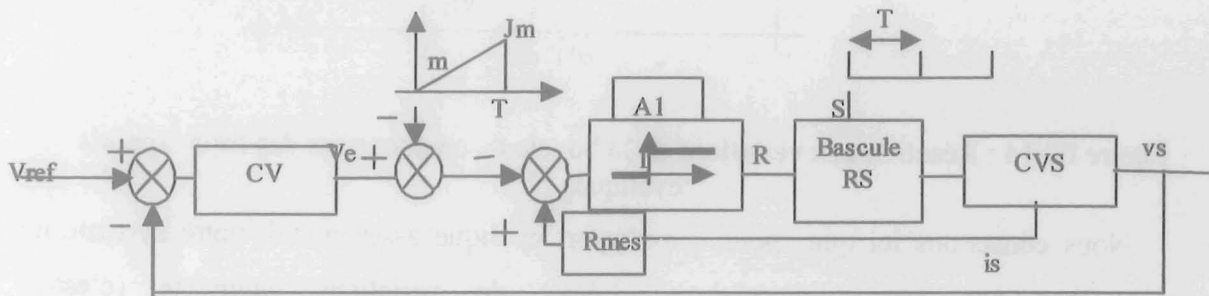


Figure III-15: Commande en courant classique

Dans un premier temps, faisons une approche graphique qui nous permettra de comprendre le fonctionnement d'une telle commande.

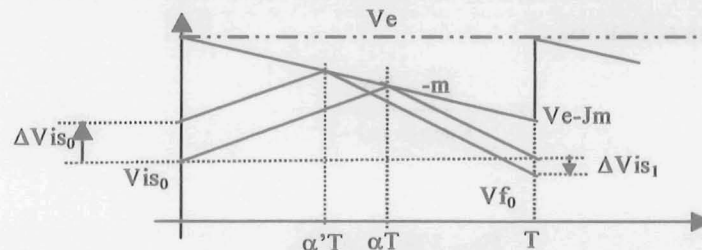


Figure III-16: Aide de la rampe de compensation

Nous voyons que, graphiquement, l'écart de départ est plus grand que l'écart d'arrivée, ce qui représente un système stable.

L'approche mathématique qui va suivre va nous permettre de savoir à quelle valeur la rampe de compensation doit être réglée. En écrivant toujours les mêmes équations, de la tension Vis initiale et Vis avec une variation de départ finale ΔVis_0 , nous obtenons :

$$\Delta Vis_1 = \frac{m - m_2 \cdot R_{mes}}{m + m_1 \cdot R_{mes}} \cdot \Delta Vis_0 \quad \text{Eq. III-17}$$

Pour être stable, il faut donc que $\left| \frac{m - m_2 \cdot R_{mes}}{m + m_1 \cdot R_{mes}} \right| < 1$. Une étude de cette inégalité est donc nécessaire. Nous avons pris m_1, m_2 et m positifs ; par conséquent, le dénominateur précédent est toujours positif.

- ✓ Si $-R_{mes} \cdot m2 + m > 0$ alors nous sommes toujours stables car $-m2 < m1$ est toujours vrai.
- ✓ Si $-R_{mes} \cdot m2 + m < 0$ alors nous aurons convergence si $-m + R_{mes} \cdot m2 < R_{mes} \cdot m1 + m$.

De plus, nous avons la relation suivante $m1 = \frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot m2$; en développant, nous trouvons

le critère de convergence suivant :

$$f(\alpha) = R_{mes} \cdot m2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \alpha - 1}{\alpha} \right) < 2 \cdot m \quad \forall \alpha \quad \text{Eq. III-18}$$

En étudiant la fonction $f(\alpha)$, nous obtenons le critère de convergence suivant :

$$m > \frac{R_{mes} \cdot m2}{2} \quad \text{Eq. III-19}$$

Pour que ce type de régulation soit stable, il suffit donc de rajouter un rampe de compensation de pente m vérifiant la dernière inégalité. Nous réglerons en fait cette pente à $R_s \cdot m2$, ce qui permet de compenser les variations en une seule cycle.

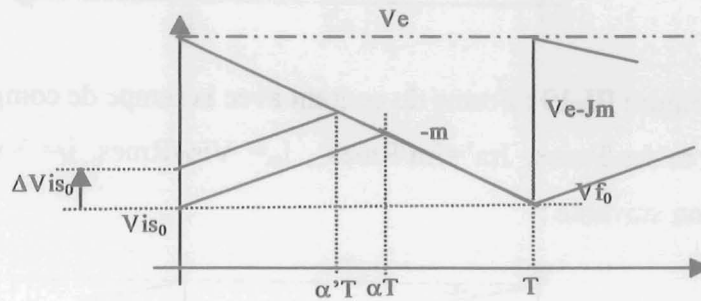


Figure III-17 : Influence d'une rampe de compensation égal à la pente de l'image du courant.

Attention, notre système est stable, mais il ne faut pas enlever le correcteur de tension, car l'erreur statique doit être annulée.

III.2.2.4 Modélisation dynamique (méthode du courant injecté/absorbé)

Nous établirons cette modélisation à l'aide de la méthode du courant injecté/absorbé qui tient compte de toutes les variations. Au vu de la figure III-18, nous devons trouver une relation entre V_s^* , I_s^* , E^* et α^* pour pouvoir réutiliser la modélisation de notre structure sans boucle de régulation.

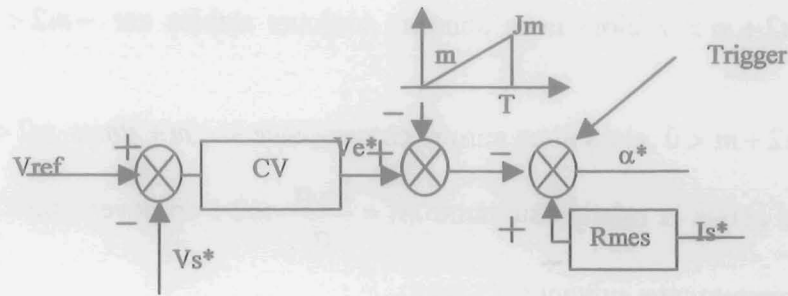


Figure III-18 : Schéma dynamique de la commande en courant avec compensation

Effectuons une étude graphique de la commande en courant. Les formes d'onde sont les suivantes :

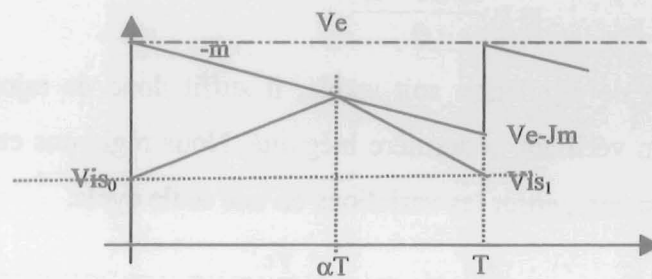


Figure III-19 : Forme du courant avec la rampe de compensation

En posant $m' = m/R_{mes}$, $Jm' = Jm/R_{mes}$, $i_m = Vis_0/R_{mes}$, $i_f = Vis_1/R_{mes}$ nous avons alors la comparaison suivante :

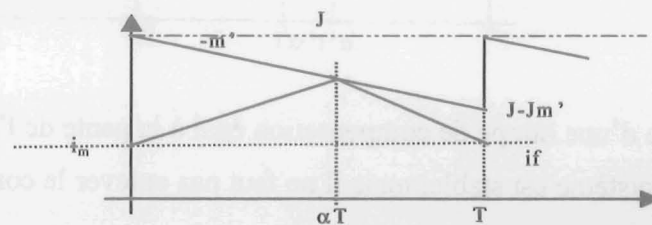


Figure III-20 : Forme du courant avec la rampe de compensation

Les deux figures précédentes montrent que la grandeur α , qui nous intéresse dans cette étude, n'est pas modifiée que ce soit avec les formulations en tension ou celles en courant. Cette commande peut alors être modélisé par le schéma électrique équivalent suivant :

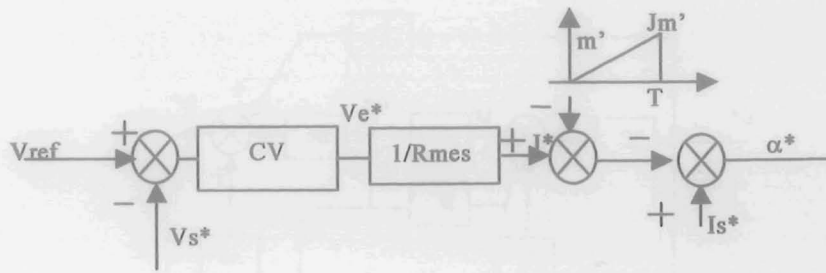


Figure III-21: Schéma équivalent au précédent

Si, comme d'habitude, nous écrivons les équations de base de la figure précédente, nous déduisons la relation suivante :

$$\alpha = \frac{J - i_m}{m' + \frac{e - vs}{Ls}} \cdot \frac{1}{T} \quad \text{Eq. III-20}$$

Après calcul des petites variations autour du point d'équilibre et utilisation de la simplification suivante $\frac{di_m}{dt} \approx \frac{\alpha \cdot e - vs}{Ls} = \frac{i_f - i_m}{T}$ (voir chapitre précédent), nous trouvons

l'équation suivante :

$$\alpha^* = \left(J^* - \frac{\alpha_0 \cdot E^*}{Ls \cdot p} + \frac{Vs^*}{Ls \cdot p} - \frac{\alpha_0 \cdot T \cdot E^*}{Ls} + \frac{\alpha_0 \cdot T \cdot Vs^*}{Ls} \right) \cdot \frac{1}{a \cdot T + \frac{e_0}{Ls \cdot p}} \quad \text{Eq. III-21}$$

avec $a = \frac{e_0}{Ls} - \frac{\alpha_0 \cdot e_0}{Ls} + \frac{J_M'}{T}$.

Nous poserons les paramètres suivants :

$Bl = \frac{1}{Ls} \cdot \left(\frac{1}{p} + \alpha_0 \cdot T \right)$
$Cl = \frac{\alpha_0}{Ls} \cdot \left(\frac{1}{p} + T \right)$
$cons = \frac{1}{a \cdot T + \frac{e_0}{Ls \cdot p}}$

Tableau III-5: Identification des paramètres

Ainsi, le schéma-bloc suivant peut être établi :

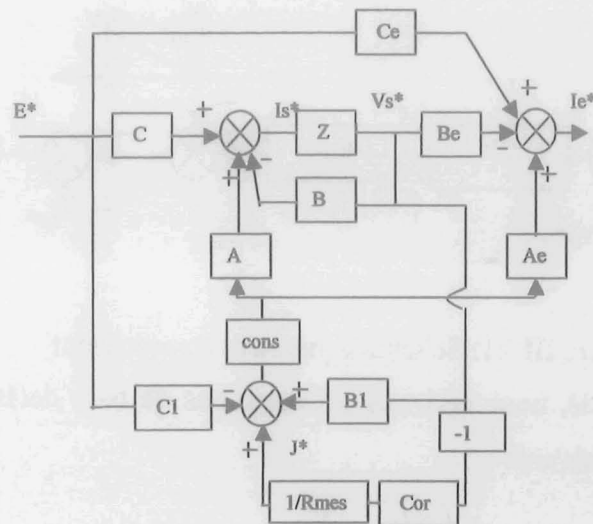


Figure III-22 : Schéma-bloc de la commande en courant

III.2.2.5 Réglage du correcteur

Nous avons calculé l'expression $\left. \frac{V_s^*}{j^*} \right|_{E^*=0}$ (développée en annexe B) en boucle ouverte

à l'aide de la méthode du modèle moyen classique afin d'obtenir des expressions analytiques simples. L'hypothèse de considérer les capacités de sortie parfaites est faite. L'expression de

$\left. \frac{V_s^*}{j^*} \right|_{E^*=0}$ en boucle ouverte est :

$$\frac{V_s^*}{j^*} = \frac{R}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot L_s} \cdot T \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot C_s'}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot L_s} \cdot T \cdot R} \cdot p} \quad \text{Eq. III-22}$$

La fonction de transfert à étudier est alors identique à celle étudiée pour la commande en

tension $\left. \frac{V_s^*}{\text{Verreur}^*} \right|_{E^*=0}$.

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit alors :

$$TI(p) = FTBO = \frac{\text{Cor}(p)}{R_{mes}} \cdot \frac{V_s^*}{j^*} = \frac{\text{Cor}(p)}{R_{mes}} \cdot \frac{R}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot L_s} \cdot T \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot C_s'}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot L_s} \cdot T \cdot R} \cdot p} \quad \text{Eq. III-23}$$

Le correcteur mis en place a la même structure que celui qui a été utilisé dans la commande en tension. Les réglages de ces grandeurs K et τ_i sont cependant différents. Généralement, avec un système du premier ordre, ce type de correcteur est réglé de manière à compenser le pôle du système et à garder une constante de temps du même ordre de grandeur. Nous fixerons donc :

$$\tau_i = \frac{R \cdot Cs'}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot Ls} \cdot T \cdot R} \quad \text{Eq. III-24}$$

La fonction de transfert $T1$ devient donc :

$$T1(p) = \frac{K}{Rmes} \cdot \frac{R}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot Ls} \cdot T \cdot R} \cdot \frac{1}{\tau_i \cdot p} \quad \text{Eq. III-25}$$

Le gain K est alors calculé de manière à ce que la constante de temps de $T1$ soit de l'ordre de grandeur de la constante de temps de notre système de départ. Nous prendrons donc :

$$K = \frac{Rmes}{R} \cdot \frac{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot Ls} \cdot T \cdot R}{\tau_i} \quad \text{Eq. III-26}$$

L'allure idéale de la fonction de transfert est donnée sur la figure suivante.

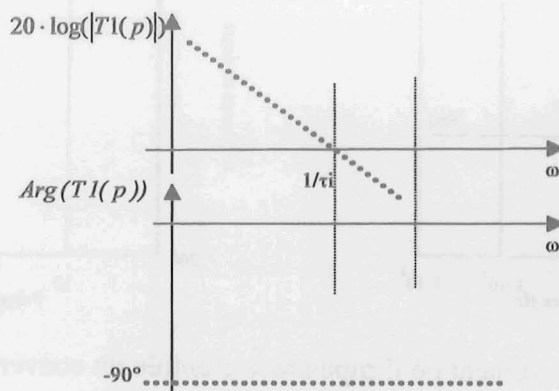


Figure III-23 : Fonction de transfert $T1$

III.2.2.6 Impédance d'entrée (méthode du courant injecté/absorbé)

L'impédance d'entrée peut être définie par la fonction de transfert $\frac{E^*}{Ie^*}$. Pour calculer cette fonction de transfert, nous nous basons sur la figure III-22. L'expression suivante est alors établie :

$$\frac{E^*}{Ie^*} = \frac{1}{(C - A_0') \cdot \frac{B_0}{1 - \frac{B_0 \cdot T_0 \cdot A_0'}{Be}} \cdot \left(\frac{T_0 \cdot A_0}{Be} - 1 \right) + Ce - A_0} \quad \text{Eq. III-27}$$

Avec les grandeurs données du tableau suivant :

$A_0 = Ae \cdot Cl \cdot cons$
$A_0' = A \cdot Cl \cdot cons$
$B_0 = \frac{Z \cdot Be}{1 + Z \cdot B}$
$T_0 = \frac{B1 - \frac{Cor(p)}{Rmes}}{Cl}$

Tableau III-6 : Valeurs de A_0, A_0', B_0, T_0

Pour séparer les différents effets de la structure et de la régulation en elle-même sur l'impédance d'entrée de notre convertisseur, nous avons d'abord considéré une boucle de régulation en tension ouverte tout en négligeant les variations du rapport cyclique (α^*). La figure suivante représente cette impédance en fonction de la fréquence avec les grandeurs des éléments de notre maquette:

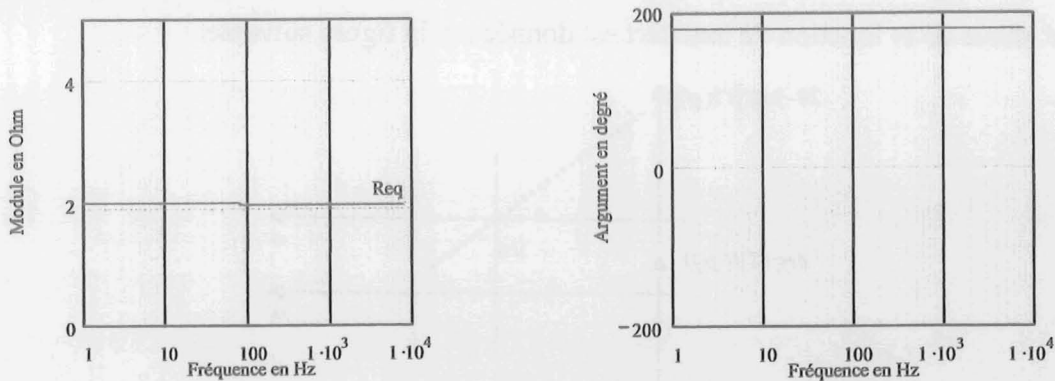


Figure III-24 : Module et Argument de l'impédance d'entrée du convertisseur avec la boucle de tension ouverte

Avec un tel type de commande et sa boucle de tension ouverte, l'impédance du convertisseur est équivalente à une résistance ($\frac{R}{\alpha^2}$) dynamique négative sur toute la gamme de fréquences étudiée.

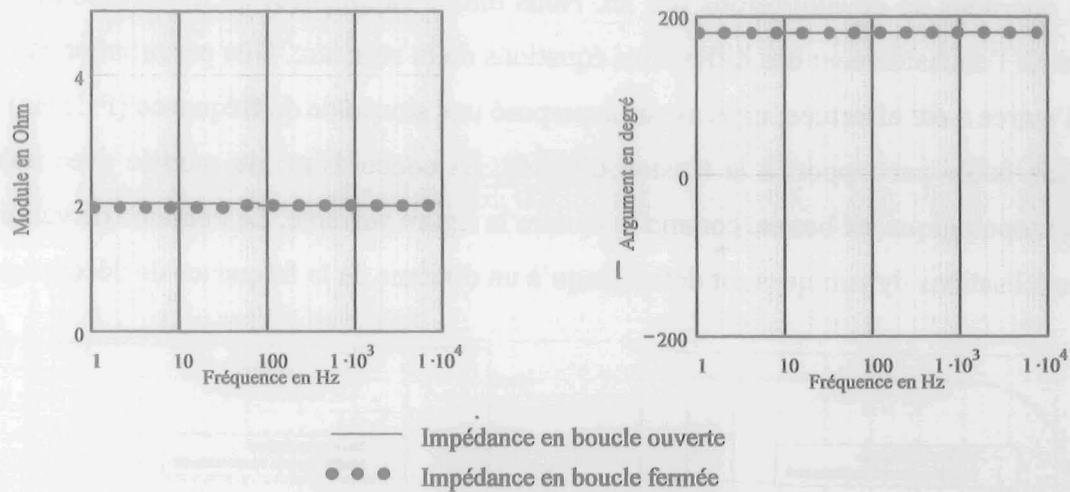


Figure III-25 : Comparaison Module et Argument de l'impédance d'entrée du convertisseur avec la boucle de tension ouverte et fermée

La figure précédente montre que la boucle de tension n'a aucune influence sur l'impédance d'entrée de notre convertisseur.

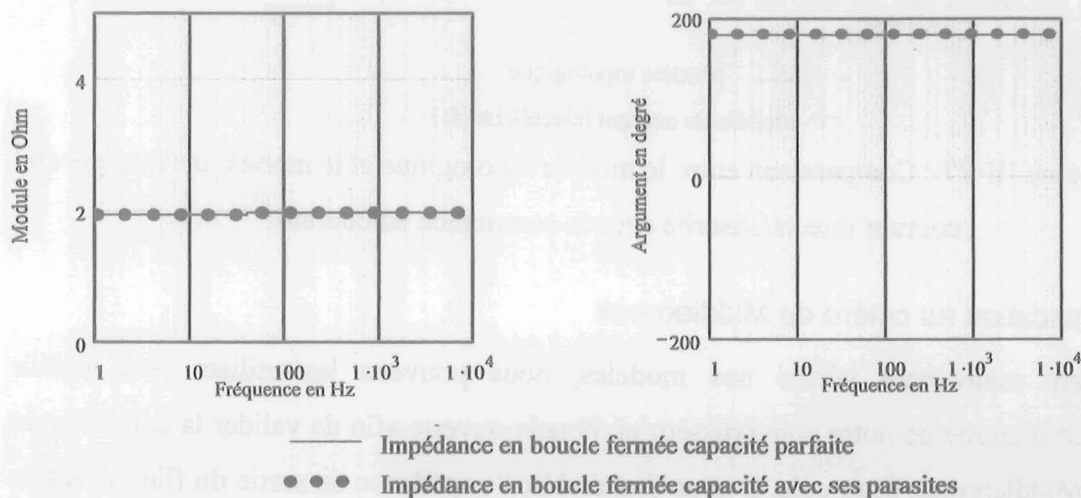


Figure III-26 : Impédance d'entrée du convertisseur en boucle fermée - influence des composants parasites de la capacité de sortie

La figure III-26 montre que les éléments parasites de la capacité de sortie n'ont eux aussi qu'une influence négligeable sur la valeur de l'impédance en boucle fermée. Nous concluons donc que l'impédance avec une régulation sur le courant maximal de sortie permet d'avoir une impédance d'entrée en basses fréquences quasi constante.

III.2.2.7 Validation

Les deux méthodes de modélisations dynamiques que nous avons utilisées sont très connues et ne demandaient donc pas forcément une validation particulière. Néanmoins, nous avons souhaité en faire une. Nous avons donc mis en place un modèle topologique sous

Matlab® que nous ne développerons pas ici. Nous dirons simplement qu'il correspond à la résolution de l'enchaînement des différentes équations de la structure. Une perturbation sur la tension d'entrée a été effectuée, nous avons superposé une sinusoïde de fréquence ($f=15\text{Hz}$) et d'amplitude faible par rapport à la tension d'entrée. La concordance du modèle avec notre simulation topologique est bonne, comme le montre la figure suivante. Le domaine de validité de ces modélisations dynamiques est défini jusqu'à un dixième de la fréquence de découpage.

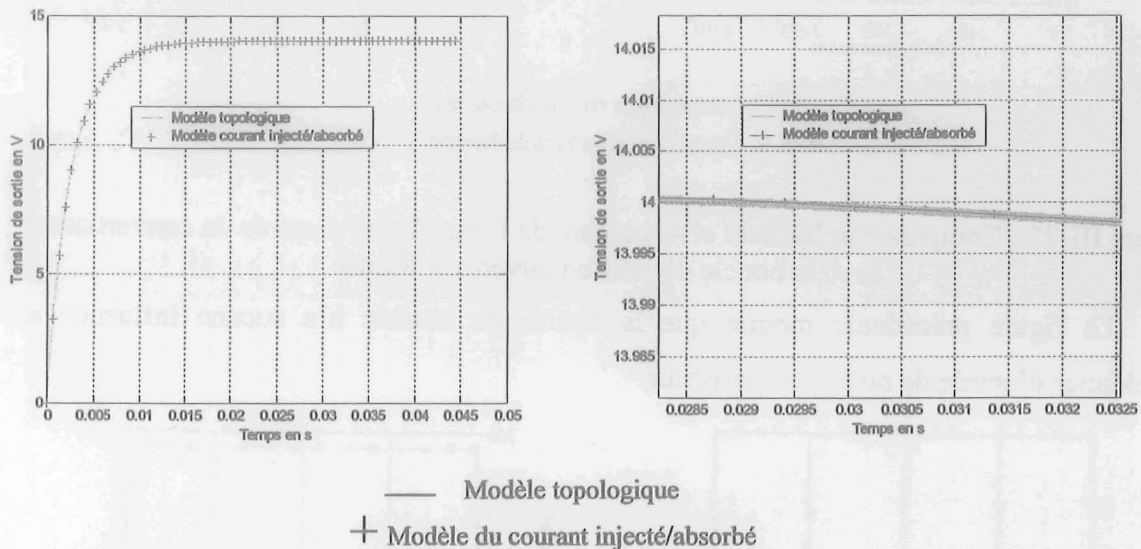


Figure III-27 : Comparaison entre le modèle topologique et le modèle dynamique du courant injecté/absorbé avec la commande en courant.

III.2.3 Application au critère de Middlebrook

Ayant maintenant vérifié nos modèles, nous pouvons les utiliser pour établir l'impédance d'entrée de notre convertisseur en boucle ouverte afin de valider la condition du critère de Middlebrook. Pour cela, il nous faut établir l'impédance de sortie du filtre d'entrée de notre convertisseur. Le schéma fréquentiel équivalent en basses fréquences de celui-ci est donné par la figure suivante.

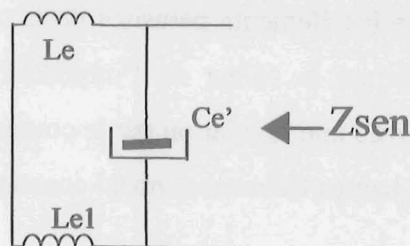


Figure III-28 :Schéma équivalent du filtre d'entrée : la capacité Ce' représente les ncn capacités Cen en parallèle.

Les capacités Cx et Cy n'ont pas été prises en compte car leur influence est négligeable en basses fréquences. L'impédance Zsen est donnée par l'équation III-28 en considérant les éléments parasites des capacités d'entrée:

$$|Z_{sen}(\omega)| = \frac{\left| (Le + Le1) \cdot j \cdot \omega \cdot \left(\frac{1}{Cen' \cdot \omega \cdot j} + rcen' + Lcen' \cdot \omega \cdot j \right) \right|}{\left| (Le + Le1) \cdot \omega \cdot j + \frac{1}{Cen' \cdot \omega \cdot j} + rcen' + Lcen' \cdot \omega \cdot j \right|} \quad \text{Eq. III-28}$$

La grandeur rcen' représente la résistance série équivalente de l'association des ncen capacités Cen en considérant qu'elles sont toutes identiques et Lcen' est l'inductance équivalente de cette même association, donc :

$$Cen' = ncen \cdot Cen$$

$$rcen' = \frac{ESR}{ncen}$$

$$Lcen' = \frac{ESL}{ncen}$$

avec les valeurs d'ESR et d'ESL prises dans le tableau II-3 (valeur des documents constructeur).

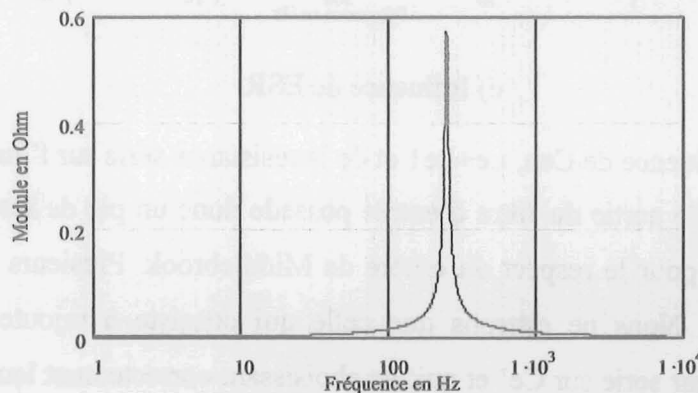


Figure III-29 : Impédance de sortie du filtre d'entrée

Cette impédance possède un maximum qui se trouve à la fréquence de résonance (Fr)

égale à $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(Le + Le1) \cdot Cen'}}$. La valeur de ce maximum est fonction de valeurs Le, Le1 et

Ce et vaut $\sqrt{\frac{Le + Le1}{Cen' \cdot rcen'}} + \frac{Le + Le1}{Cen'}$ qui peut être réduit à $\frac{Le + Le1}{Cen' \cdot rcen'}$ si rcen' est très

inférieur à 1 (ce qui est le cas en général). Si nous diminuons la capacité de ce filtre ou de sa résistance série, la valeur de l'impédance à f=Fr augmente ; tandis que ce maximum diminue si l'inductance diminue (variations opposées). Les graphes suivants illustrent ces variations.

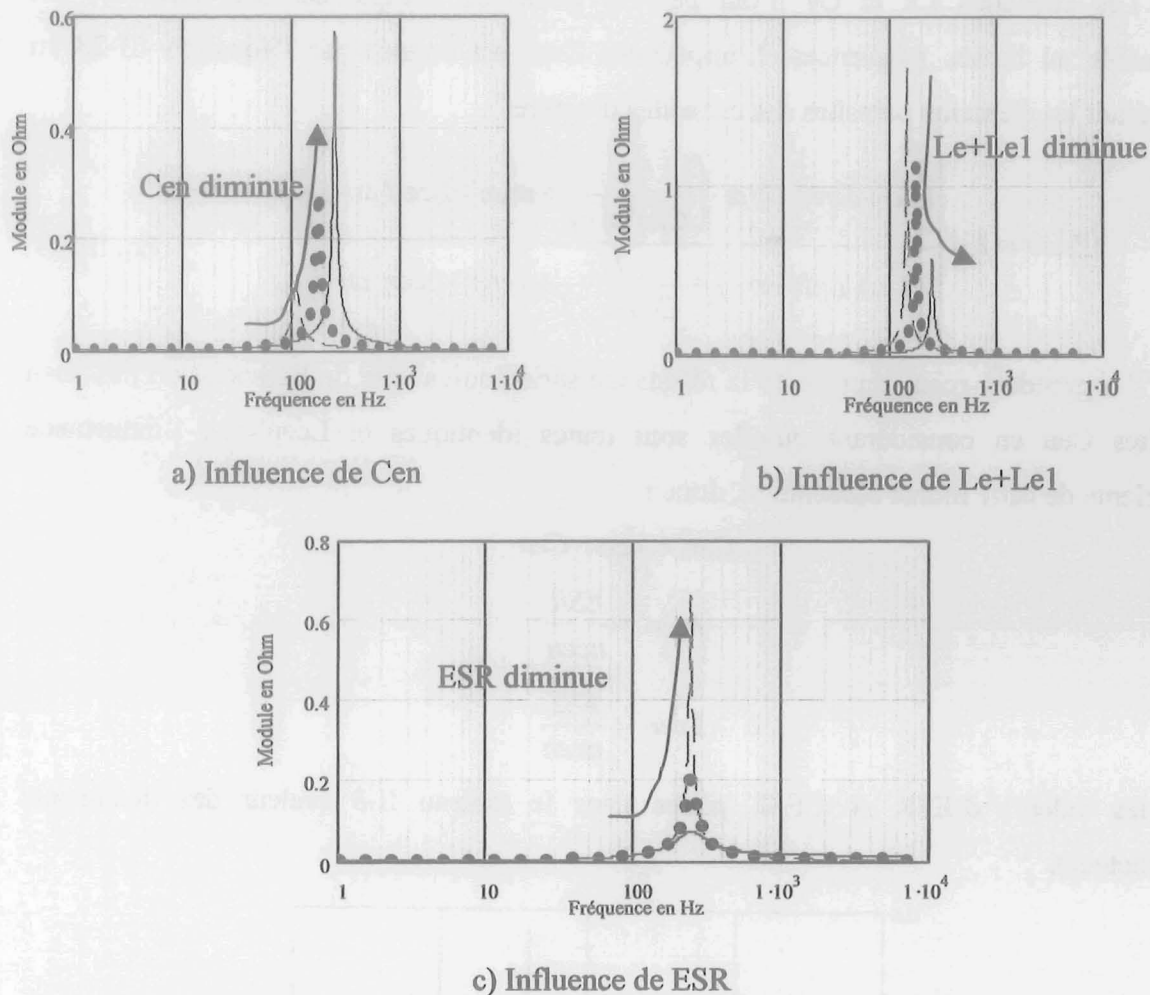


Figure III-30 : Influence de C_{eq} , $L_e + L_{e1}$ et de la résistance série sur l'impédance Z_{sen}

L'impédance de sortie du filtre d'entrée possède donc un pic de résonance qui est un inconvénient majeur pour le respect du critère de Middlebrook. Plusieurs solutions peuvent être mises en place. Nous ne citerons que celle qui consiste à rajouter une association résistance/condensateur série sur $C_{e'}$ et qui, en choisissant correctement leurs valeurs, permet de réduire le pic de résonance sans modifier énormément l'impédance du filtre pour les autres fréquences [SCLOCCHI].

Le choix du type de régulation est aussi important, nous avons vu tout au long des paragraphes précédents que les deux types de régulation étudiés avaient chacun un comportement particulier. L'avantage de la commande en courant est que son impédance est pratiquement constante, alors que la commande en tension possède un minimum assez prononcé, ce qui ne permet pas de remplir dans certaines conditions le critère de Middlebrook comme le montre la figure ci dessous.

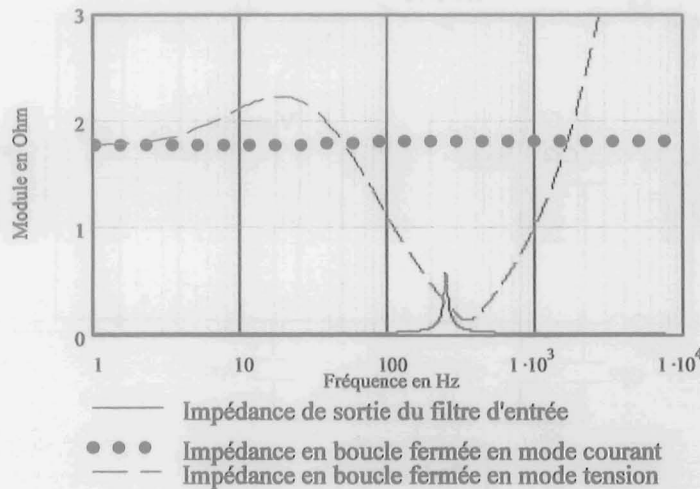


Figure III-31 : Comparaison des différentes impédances dans le cas de notre convertisseur.

Une solution pour remplir le critère de Middlebrook avec une commande en tension est de diminuer la valeur de la capacité d'entrée. Cependant si cette valeur diminue, c'est alors le critère d'ondulation qui peut être violé comme nous le verrons au paragraphe III-5. Une autre solution, connue de la société A2E-ENERTRONIC, est d'augmenter cette valeur, de manière à augmenter la fréquence de résonance et de retrouver le pic dans la partie ascendante de la courbe d'impédance et ainsi de s'arranger de manière à respecter ce critère.

III.3 Compatibilité électromagnétique

III.3.1 Mise en équation

Dans le chapitre II, nous avons mis en place une nouvelle méthode de modélisation des perturbations C.E.M. qui permet de ne plus faire de séparation entre les différents chemins de propagation, mais aussi les diverses sources de perturbation. Cette nouvelle méthode de mise en équation est toujours définie par le principe qui consiste à définir des sources, des chemins et une victime. En ce qui concerne la victime, celle-ci est parfaitement définie puisqu'elle correspond au R.S.I.L. Par contre, en ce qui concerne les sources et les chemins, une identification doit ici être faite. La structure hacheur trois bras en parallèle peut être prise équivalente à un hacheur série un bras à la condition près de considérer les commandes des trois bras parfaitement synchronisées, hypothèse que nous ferons. Une cellule de commutation équivalente peut donc être définie.

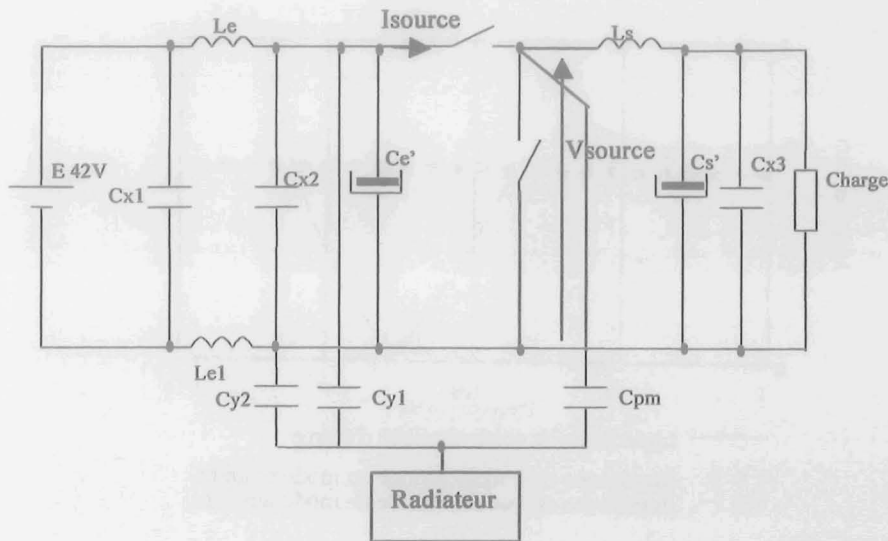


Figure III-32 : Schéma réduit à une seule cellule de commutation

Plusieurs études ont été menées et ont permis de montrer qu'une structure de ce type peut être modélisée par le schéma équivalent de la figure III-33. (Le rajout du trajet de mode commun étant porté sur la figure suivante).

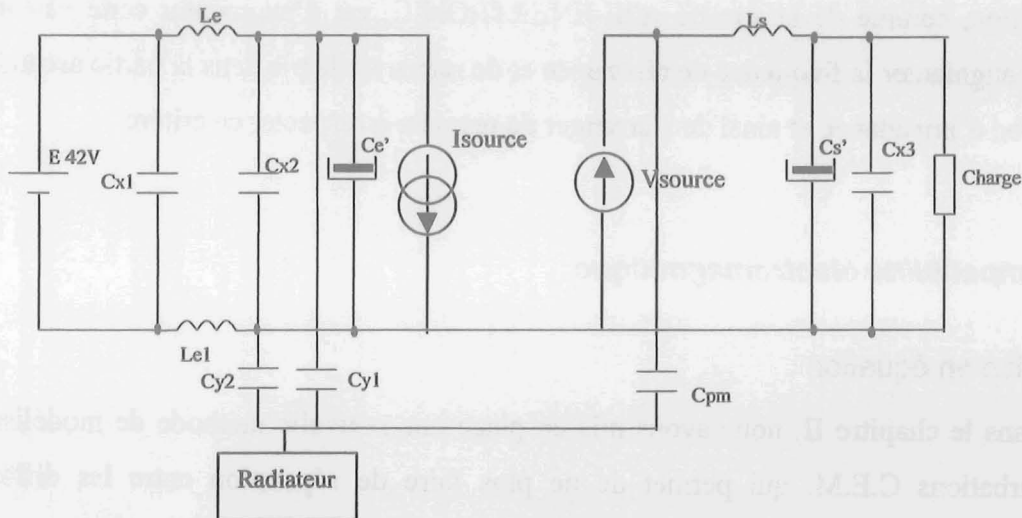


Figure III-33 : Schéma équivalent

La source de courant représente la source de perturbation de mode différentiel, cette source est équivalente à la somme temporelle des courants dans les interrupteurs principaux de chaque interrupteur en parallèle. La source de tension est la source de perturbation de mode commun, elle correspond à la tension aux bornes de l'élément de roue libre constitué.

Le chemin qui n'est pas intentionnel est celui constitué par la capacité de point milieu (Cpm). Cette capacité est celle qui se trouve entre le point flottant en tension de notre cellule et le radiateur constituant notre maquette. Elle donne naissance à un courant appelé courant de mode commun qui circule par le radiateur et généralement la terre.

Ayant établi les différentes sources et chemins de propagation, le schéma électrique hautes fréquences de mesure (c'est-à-dire avec le RSIL et l'inductance de ligne due au câblage de mesure $L_{\text{ligne}}=1\mu\text{H}$) peut alors être déterminé ; soulignons que les capacités polypropylène C_x et C_y seront considérées dans un premier temps parfaites (sans éléments parasites) :

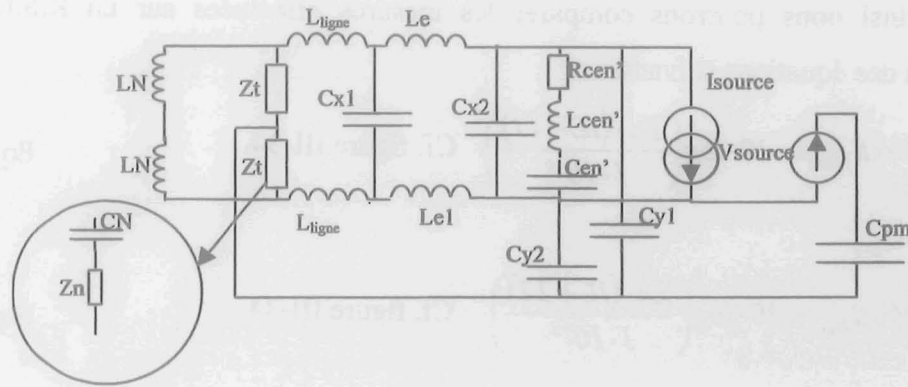


Figure III-34 : Schéma électrique hautes fréquences de mesure.

Un schéma équivalent sous la forme impédance permettant de déterminer les courants principaux et les sens de parcours et ainsi de mettre le problème en équation avec la méthode établie en annexe A.

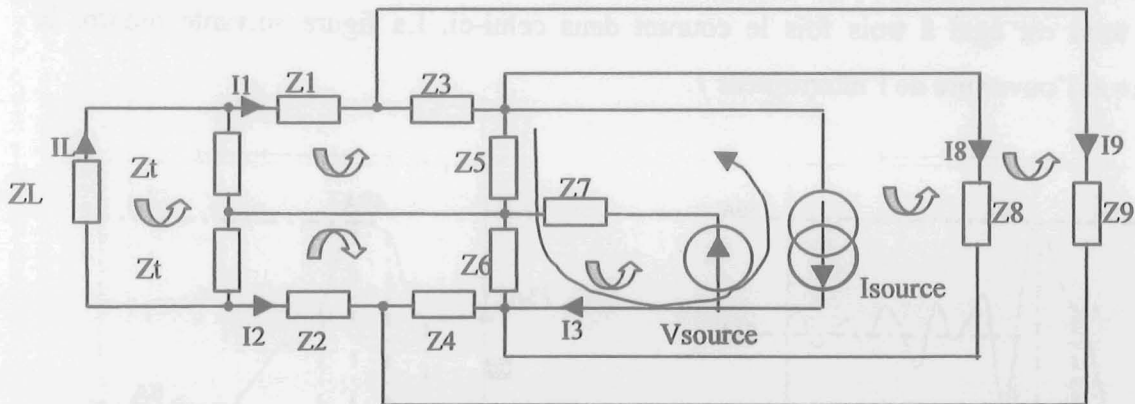


Figure III-35 : Schéma impédance équivalent

La relation matricielle dans le domaine fréquentiel est alors déduite, les grandeurs suivantes sont des complexes mais pour des soucis de clarté, nous avons simplifié l'écriture :

$$\begin{bmatrix} I3 \\ I8 \\ I11 \\ I12 \\ IL \\ I19 \\ V_{\text{source}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Zm3 & Z6 & 0 & Z6 & 0 & Z6 & 0 \\ Z6 & Zm8 & -Z5 & Z6 & 0 & Z6 + Z5 & 0 \\ 0 & -Z5 & Zm1 & 0 & -Zt & -Z5 - Z3 & 0 \\ Z6 & Z6 & 0 & Zm2 & Zt & Z6 + Z4 & 0 \\ 0 & 0 & -Zt & Zt & ZmL & 0 & 0 \\ Z6 & Z6 + Z5 & -Z5 - Z3 & Z6 + Z4 & 0 & Zm9 & 0 \\ Z6 & Z6 + Z5 & -Z5 & Z6 & 0 & Z6 + Z5 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -Z6 \cdot I_{\text{source}} - V_{\text{source}} \\ -(Z6 + Z5) \cdot I_{\text{source}} \\ Z5 \cdot I_{\text{source}} \\ -Z6 \cdot I_{\text{source}} \\ 0 \\ -(Z6 + Z5) \cdot I_{\text{source}} \\ -Zm_{\text{source}} \cdot I_{\text{source}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-29}$$

Avec :

$$Z_{m1} = Z_t + Z_1 + Z_3 + Z_5 \quad Z_{m2} = Z_t + Z_2 + Z_4 + Z_6 \quad Z_{m3} = Z_6 + Z_7$$

$$Z_{mL} = 2 \cdot Z_t + Z_L \quad Z_{m8} = Z_8 + Z_5 + Z_6 \quad Z_{m9} = Z_9 + Z_3 + Z_5 + Z_6 + Z_4$$

Pour effectuer une comparaison entre notre modèle et la maquette il nous faut modéliser cette dernière et donc effectuer une identification des sources et du chemin non intentionnel. Ainsi nous pourrons comparer les mesures effectuées sur un R.S.I.L. aux spectres déduits des équations suivantes :

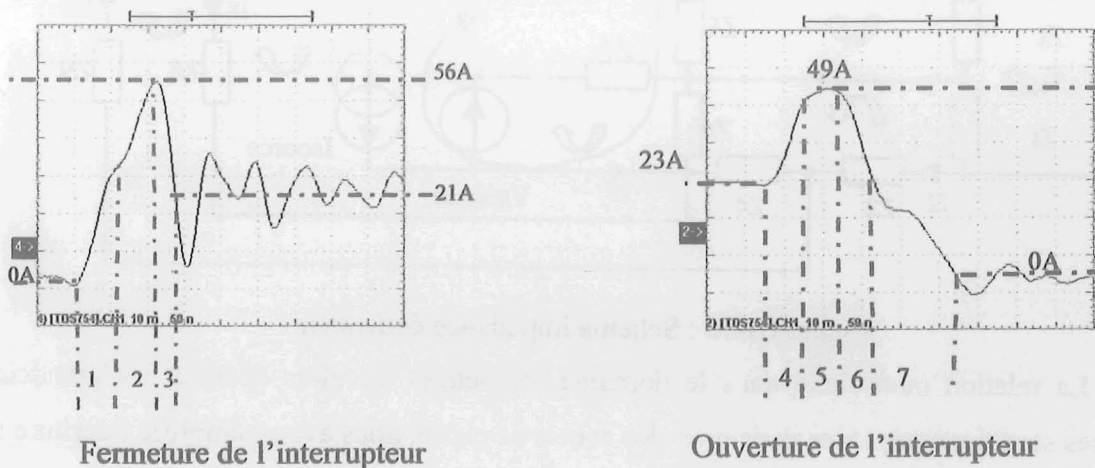
$$V_{rsil_{Haut}} = 20 \cdot \log \left(\frac{Z_n \cdot (I_L - I_1)}{1 \cdot 10^{-6}} \right) \quad \text{Cf. figure III-34} \quad \text{Eq. III-30}$$

Et :

$$V_{rsil_{Bas}} = 20 \cdot \log \left(\frac{Z_n \cdot (I_L + I_2)}{1 \cdot 10^{-6}} \right) \quad \text{Cf. figure III-34} \quad \text{Eq. III-31}$$

III.3.2 Identification de la source de mode différentiel

L'identification de la source de perturbation de mode différentiel a été faite sur la maquette. Ne pouvant avoir une mesure du courant total dans les trois interrupteurs principaux, nous avons mesuré le courant dans un interrupteur et avons supposé que le courant total est égal à trois fois le courant dans celui-ci. La figure suivante montre la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur 1.



Base de temps : 50ns/div
 Mesure : 10mV/div et sonde de 10mA/mV

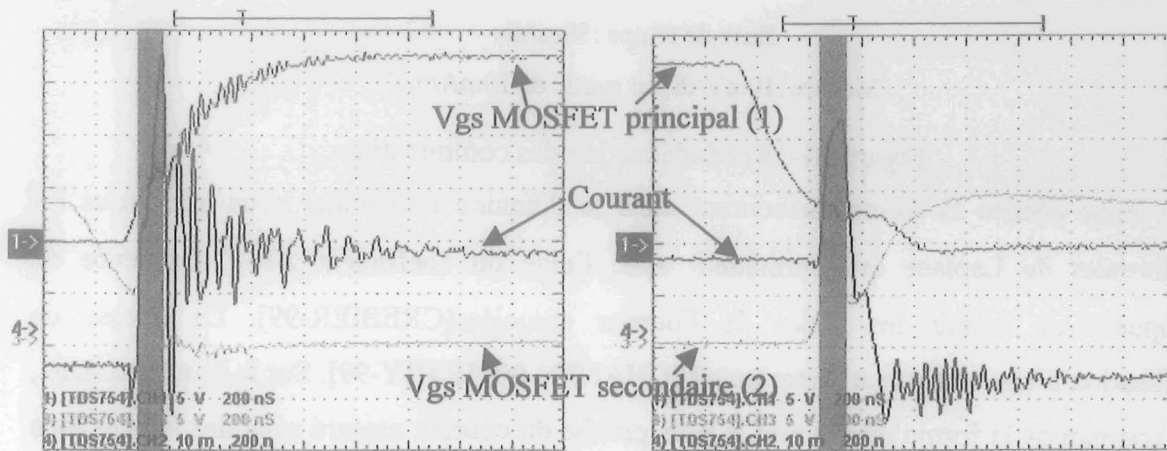
Figure III-36 : Commutations en courant dans un MOSFET principal

Les différents temps sont donnés dans le tableau ci-dessous :

1	2	3	t4	t5	t6	t7
45ns	51ns	30ns	50ns	48ns	40ns	100ns

Tableau III-7 : Différents temps de la commutation

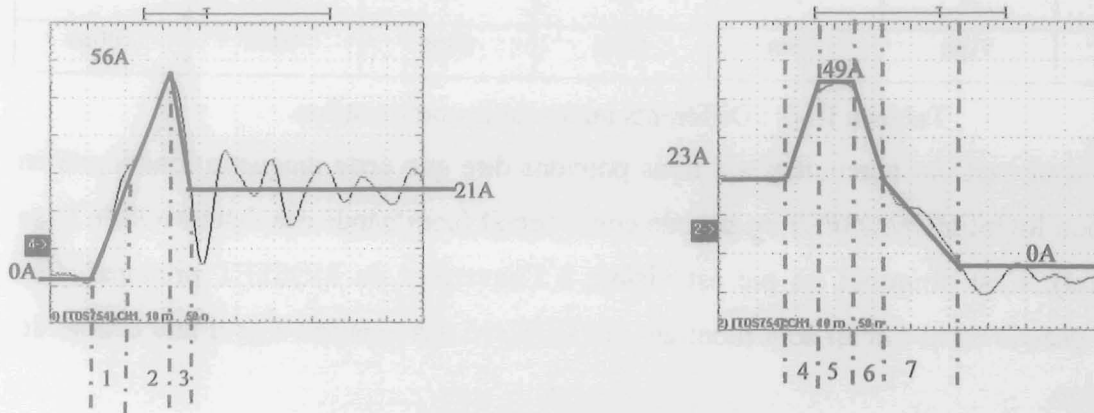
En analysant ces commutations, nous pouvons dire que cette maquette fonctionne en commutation MOSFET/MOSFET en pseudo court-circuit (commande des deux MOSFETs se chevauchant), c'est pourquoi un pic est visible à l'ouverture du MOSFET principal. Ces phases de pseudo court-circuit sont montrées sur le relevé des tensions Vgs d'une cellule de commutation.



Zone de conduction commune aux différents MOSFETs

Figure III-37 : Courant dans un MOSFET principal et commandes du MOSFET principal et secondaire

Notons que ce mode de commutation n'était pas celui prévu dans la modélisation du chapitre II partie A. Pour la Validation C.E.M., nous avons donc recodé les sources, en fonction de cette nouvelle donnée. La modélisation des commutations figure ci-dessous :

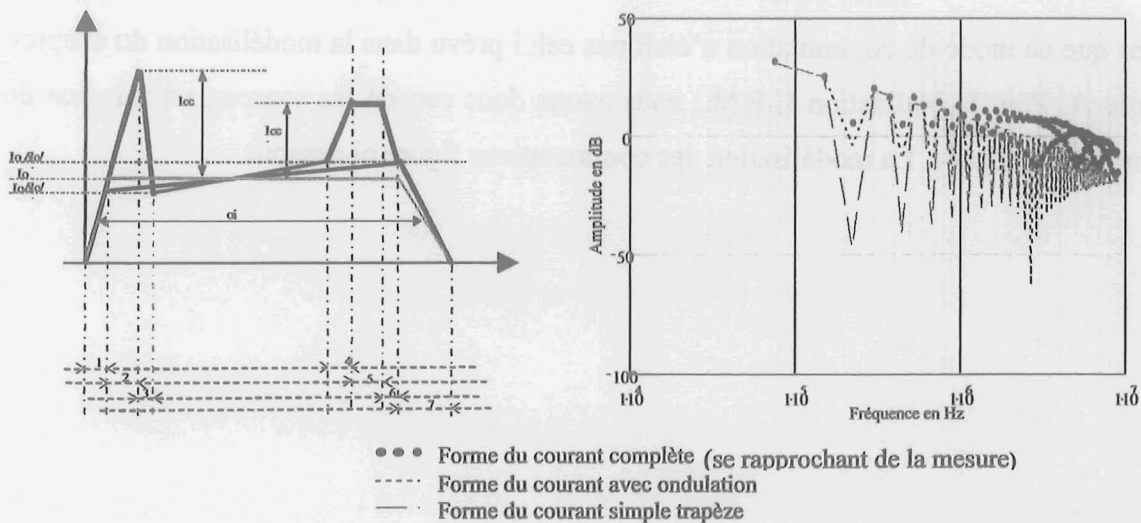


Base de temps : 50ns/div

Mesure : 10mV/div et sonde de 10mA/mV

Figure III-38 : Modélisation des commutation

Pour décrire la forme du courant dans le domaine fréquentiel nous utiliserons les transformées de Laplace qui permettent avec l'aide du coefficient 2-F (2-fréquence de découpage) de définir les séries de Fourier associées[CREBIER-99]. La finesse de modélisation d'une source est importante [SCHANEN-00] [REBY-99]. Sur la figure suivante, nous comparons la forme du courant la plus proche du courant mesuré avec des formes plus simples. Nous constatons l'influence sur le spectre de la prise en compte ou non de l'ondulation sur les raies multiples de trois ($\alpha = \frac{1}{3}$) ainsi que les différences visibles en hautes fréquences dues aux différents pics sur la forme du courant mesuré.



- Forme du courant complète (se rapprochant de la mesure)
- - - Forme du courant avec ondulation
- Forme du courant simple trapèze

Figure III-39 : Importance de la forme de modélisation de la source de mode différentiel à

$$\alpha = \frac{1}{3}$$

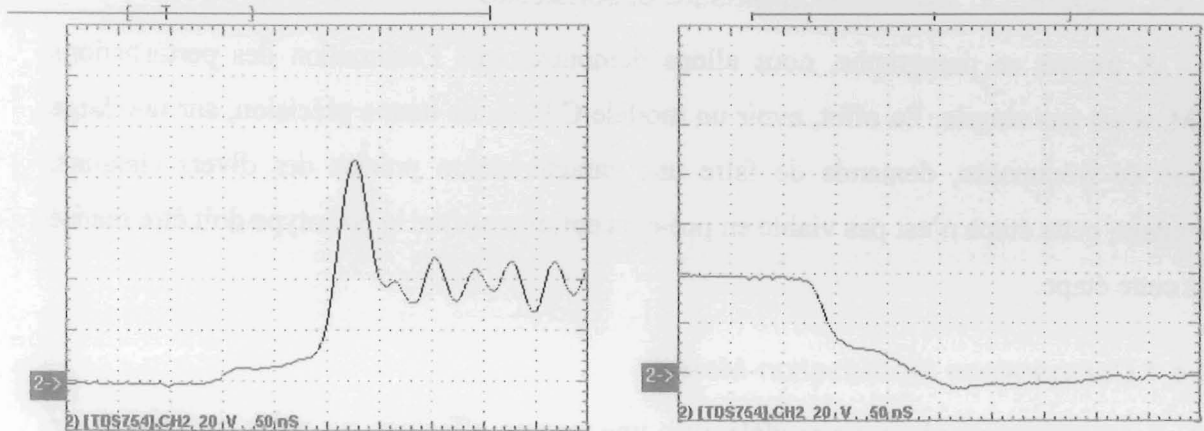
Les temps et les amplitudes de courant ont été fixés aux valeurs du tableau suivant.

1	2	3	4	5	6	7	I_o	ΔI_o	I_{cc1}	I_{cc2}
45 ns	51 ns	30 ns	50 ns	48 ns	40 ns	100 ns	66 A	6 A	105 A	78 A

Tableau III-8 : Paramètres de modélisation

III.3.3 Identification de la source et du chemin de mode commun

La source de mode commun est équivalente à la tension aux bornes d'un interrupteur secondaire, une mesure des commutations sur l'un d'eux a donc été faite.



Ouverture de l'interrupteur

Fermeture de l'interrupteur

Base de temps : 50ns/div

Mesure : 20V/div

Figure III-40 : Mesure de la tension dans un interrupteur.

Cette source de perturbation peut être modélisée par un simple trapèze (en négligeant l'effet des ondulations qui se traduit par un pic aux alentours de 20MHZ, assez haut en fréquence). Elle est décalée dans le temps par rapport à la source de mode différentiel.

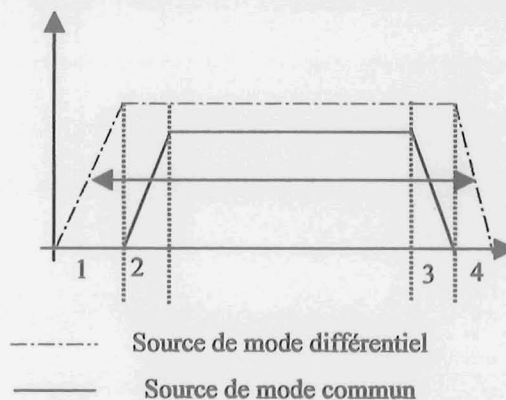


Figure III-41 : Modèle équivalent de la source de mode commun.

Le temps de la zone 2 a été pris égal à 50ns et le temps de la zone 3 à 150ns, l'amplitude du trapèze est égale à la tension d'entrée (42V). Cette modélisation est grossière mais n'aura pas un impact déterminant pour cette application. En effet, la mesure du chemin

de propagation non intentionnel donc de la capacité parasite a révélé que cette dernière était très faible ($<10\text{pF}$) et que par conséquent le mode commun généré par la source au travers de cette capacité n'apparaîtra sur les spectres qu'en très hautes fréquences ($>10\text{MHz}$). Or nous verrons dans le paragraphe suivant que les spectres de perturbation C.E.M. ne peuvent être déterminés avec une grande précision avec des modèles de pré-conception par rapport à une mesure.

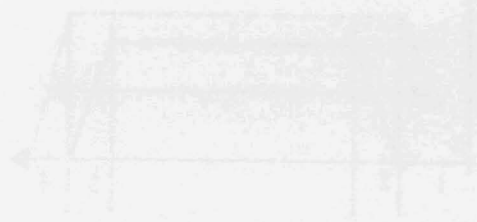
III.3.4 Comparaison Modélisation-Mesure et sensibilité

A travers ce paragraphe, nous allons démontrer que l'estimation des perturbations C.E.M. n'est pas simple. En effet, avoir un modèle C.E.M. de bonne précision, sur une large gamme de fréquences, demande de faire une caractérisation précise des divers chemins. Cependant, cette étape n'est pas viable en pré-conception puisque le prototype doit être réalisé après cette étape.

III.3.4.1 Comparaison Modélisation-Mesure

La comparaison de notre modèle avec une mesure effectuée sur notre maquette a été faite. Ne disposant pas d'un R.S.I.L. automobile de ce calibre en courant (une trentaine d'Ampères), nous avons utilisé un R.S.I.L. industriel que nous avons à notre disposition. Ses caractéristiques sont une capacité C_n de 470nF , une impédance Z_n constituée d'une résistance de 50ohm et une inductance L_n de $50\mu\text{H}$.

Les valeurs des éléments parasites des capacités d'entrée ont été prises égales à celle fournies par les documents constructeurs (tableau II-3).



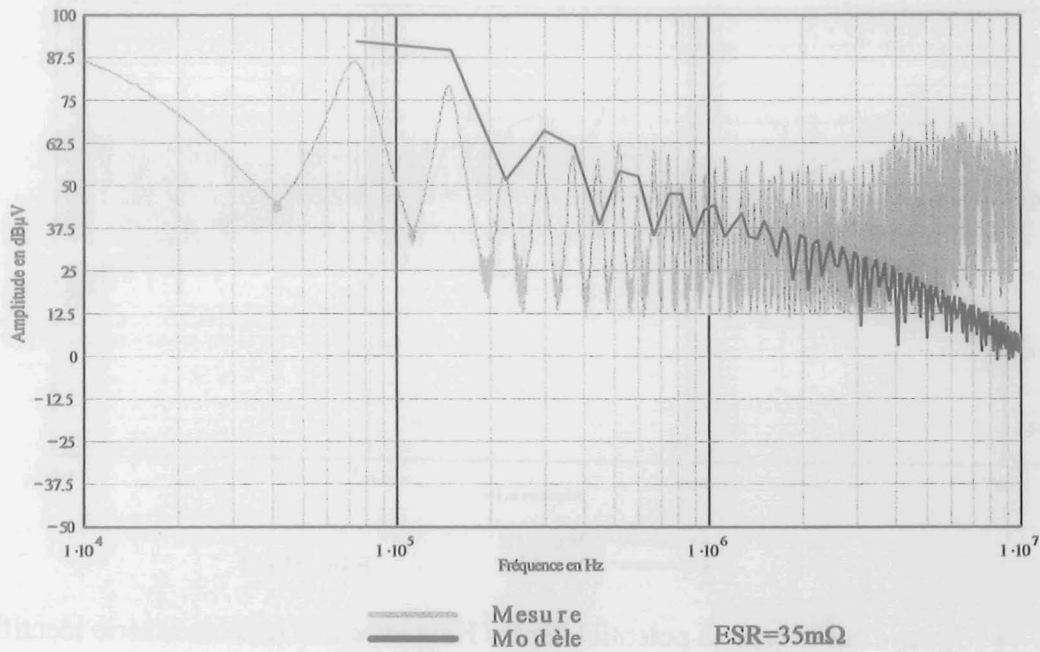


Figure III-42 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Haut.

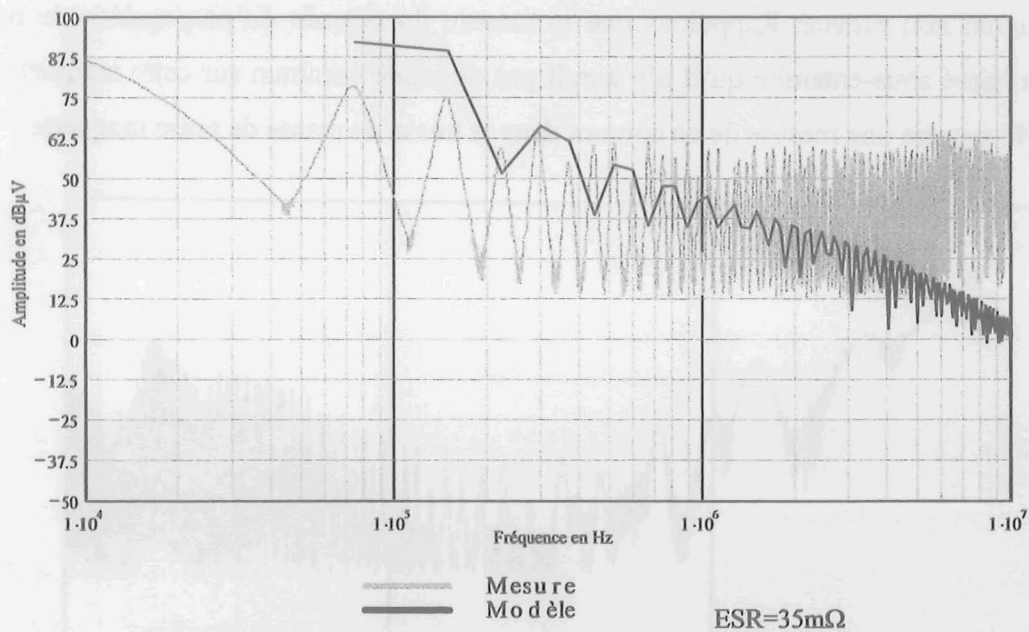


Figure III-43 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Bas.

Nous remarquons que sur les premières raies nous avons tendance à surestimer les amplitudes, ce phénomène est explicable par le fait que nous avons utilisé des valeurs de résistance série pour les capacités C_{en} issues des documents constructeurs qui sont elles aussi surévaluées ($ESR=35m\Omega$). De ce fait, l'impédance de ce chemin de propagation est augmentée, notamment en basses fréquences. Nous corrigeons ces valeurs d'esr ($21m\Omega$), la partie des basses fréquences s'améliore.

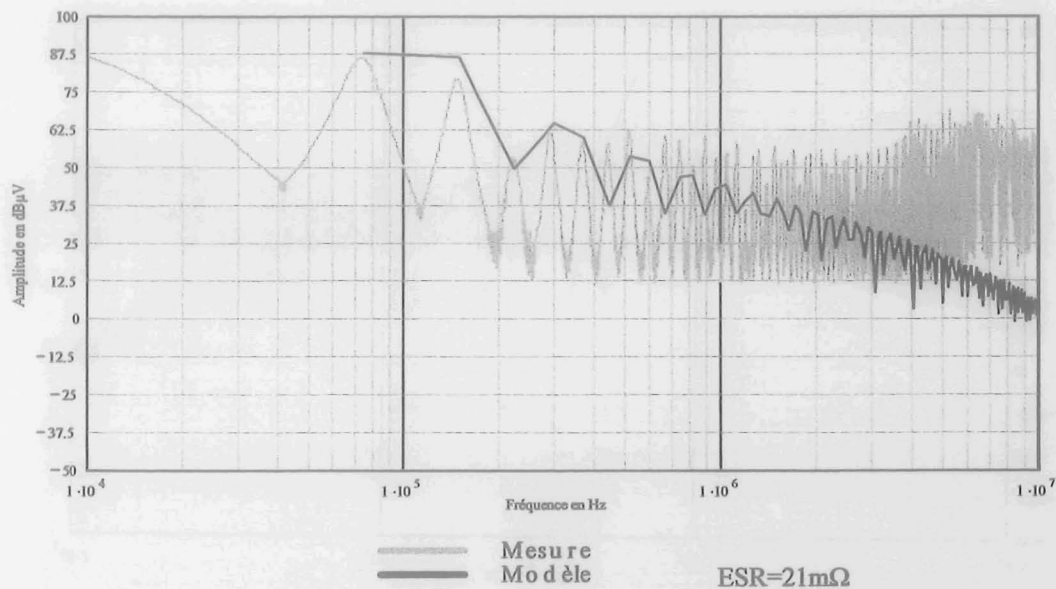


Figure III-44 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Haut avec une résistance série identifiée après une mesure au pont HP 4194A.

Les différences qui subsistent en hautes fréquences sont dues à une génération de mode commun non prévue. Rappelons que la mesure du chemin du propagation de mode commun a laissé sous-entendre qu'il n'y aurait pas de mode commun sur cette maquette. La figure III-45 montre une mesure de ce courant dans la tresse de masse de notre maquette.

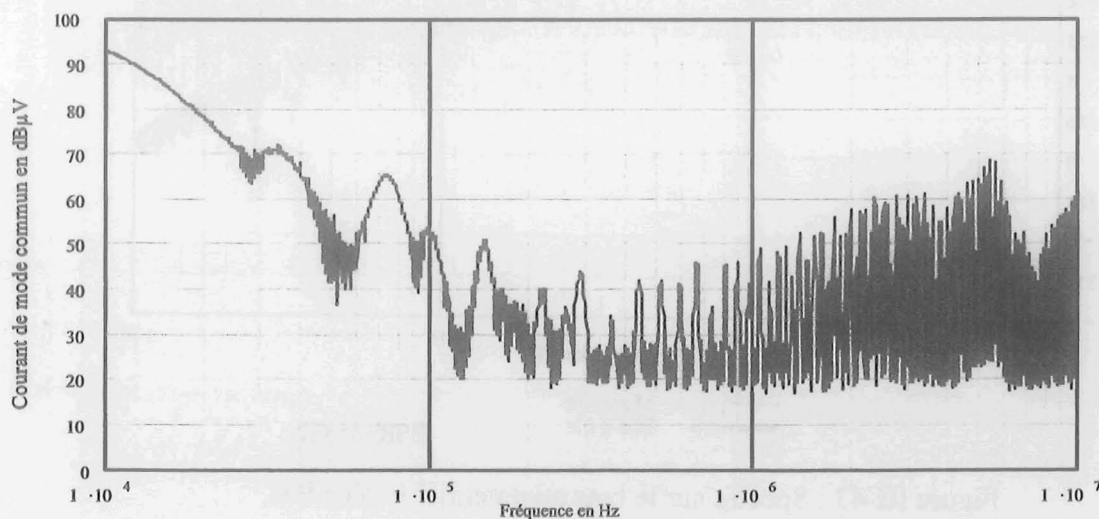


Figure III-45 : Spectre du courant de mode commun en $\text{dB}\mu\text{V}$ ($20 \cdot \log\left(\frac{Z_n \cdot I_c}{1 \cdot 10^{-6}}\right)$).

Ce courant de mode commun est lié principalement aux disparités des valeurs des composants et aussi au routage de la carte de puissance.

Une des sources de ce mode commun est l'association suivante :

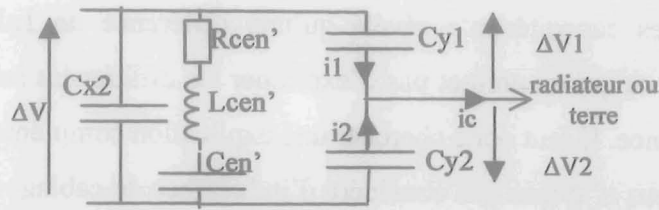


Figure III-46 : Source de mode commun incriminée.

Supposons les capacités $Cy1$ et $Cy2$ de valeur égale, alors $\Delta V1 = -\Delta V2$; par conséquent la somme des courants qui en résulte est nulle ($ic=0$). Si ces deux capacités ne sont pas identiques ($\Rightarrow \Delta V1 \neq -\Delta V2$), un courant $ic \neq 0$ est alors généré, et ce dernier est d'autant plus grand que la différence entre les valeurs des capacités est importante. C'est pourquoi nous concluons qu'il est préférable de choisir des capacités Cy de valeur relativement faible afin que le courant généré par la différence soit d'amplitude faible. Ceci est en contradiction avec un réflexe courant en C.E.M., qui consiste à grossir ces capacités quand le niveau est trop important : le résultat peut être inverse de celui attendu.

Nous avons calculé les spectres avec les valeurs différentes sur ces capacités (figure III-47) et nous constatons qu'une disparité de 10% fait remonter le spectre.

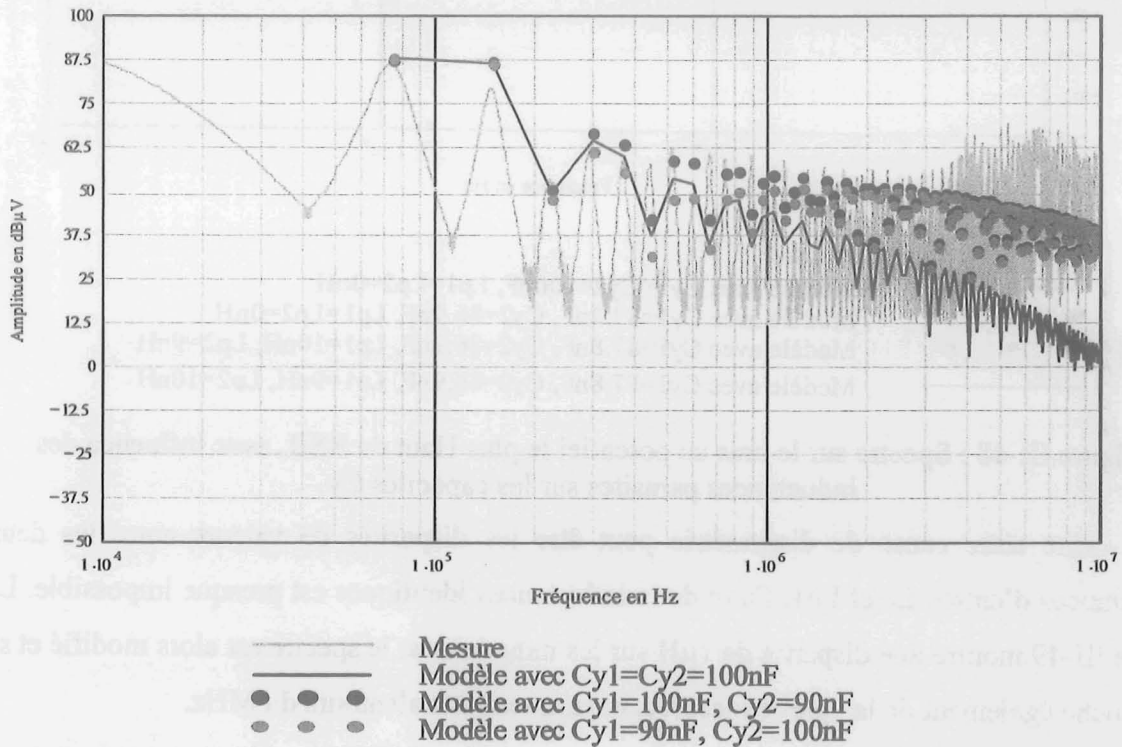


Figure III-47 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Haut du RSIL avec dissymétrie sur les capacités Cy .

Une mesure de ces capacités n'a révélé qu'une différence de 1nF ($Cy1=87.8nF$, $Cy2=86.88nF$) soit de 1% ce qui ne permet pas d'expliquer les différences sur les spectres en particulier en haute fréquence. Il faut donc chercher une explication complémentaire.

Jusqu'à présent, nous n'avons pas considéré d'inductance de câblage ou parasite pour ces capacités. Si maintenant, nous les prenons en considération (figure III-48 $Lp1$ l'inductance parasite de $Cy1$, et $Lp2$ celle de $Cy2$), le spectre estimé peut alors être amélioré par rapport au spectre mesuré. L'explication du mode commun au delà de 4 MHz semble être trouvée. En revanche, une différence demeure aux alentours de 1MHz

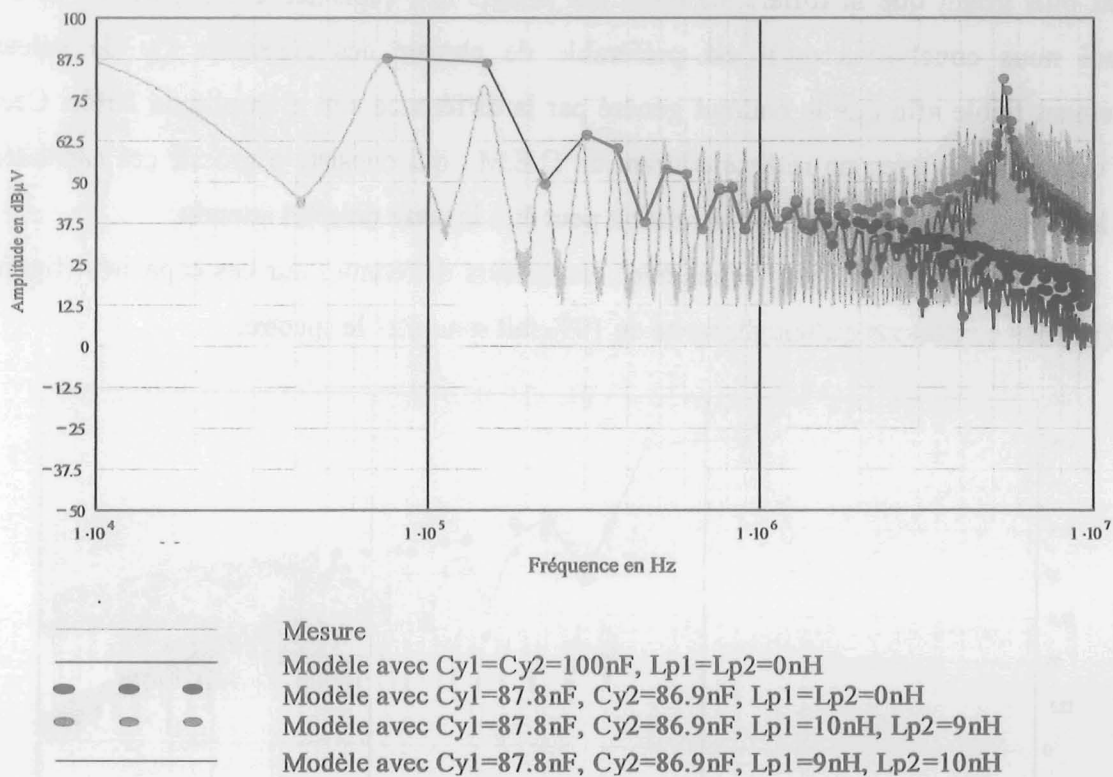


Figure III-48 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Haut du RSIL avec influence des inductances parasites sur les capacités Cy .

Une autre cause de dissymétrie peut être les disparités de valeurs entre les deux inductances d'entrée Le et $Le1$. Faire deux inductances identiques est presque impossible. La figure III-49 montre une disparité de $1\mu H$ sur les inductances, le spectre est alors modifié et se rapproche également de la courbe mesurée, notamment aux alentours du MHz.

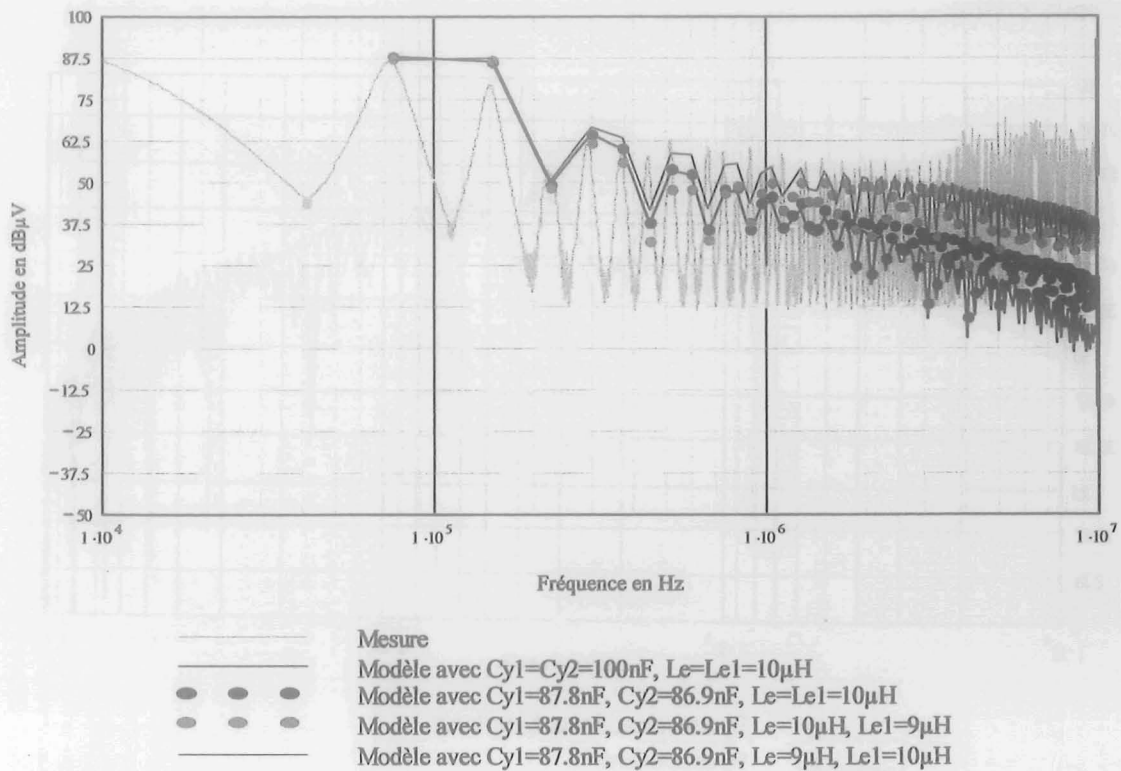


Figure III-49 : Spectre sur le bras au potentiel le plus Haut du RSIL avec influence de dissymétrie sur les inductances d'entrée L_e et L_{e1} .

III.3.4.2 Conclusion

Nous concluons donc sur la difficulté de faire coïncider sur une large gamme de fréquences un modèle dédié au pré-dimensionnement et une maquette de réalisation. L'importance des dissymétries entre composants a été montrée et il est capital de savoir gérer ces imprécisions dans le cadre de la pré-conception, si nous voulons pouvoir prédire la C.E.M. jusqu'en haute fréquence. Ceci n'est pas simple, car il faut alors prendre en compte les tolérances dans les algorithmes utilisés. Nous pouvons penser à une variation aléatoire, ou à l'utilisation de nombre flou... Mais ceci augmentera la complexité mathématique, qui, nous le verrons, est déjà relativement élevée.

Par ailleurs, la prise en compte des capacités parasites des éléments inductifs pourra également s'avérer nécessaire dans le futur.

Cependant, pour achever la validation de la méthode de calcul C.E.M. utilisée, nous avons réalisé une simulation temporelle avec le même schéma équivalent. Les résultats de la figure III-50 montrent bien la validité du calcul proposé. L'avantage de cette méthode de calcul est qu'elle permet d'avoir un résultat presque immédiat, alors qu'avec un simulateur classique les temps de simulation sont importants sans garantie de surcroît d'obtention du

régime stationnaire.

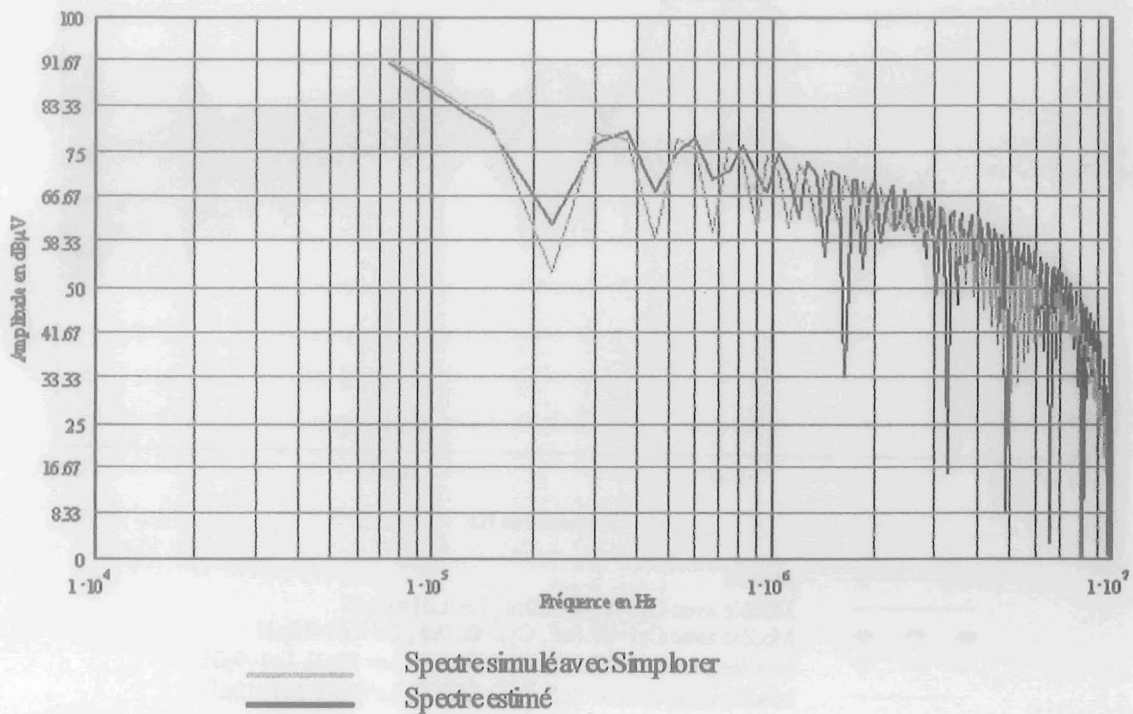


Figure III-50 : Comparaison entre un spectre simulé avec le logiciel Simplorer® et un spectre estimé avec la méthodologie mise en place.

III.4 Filtre de sortie

Deux types de contraintes doivent être respectées pour le filtre de sortie. La première est imposée par le cahier des charges, c'est l'ondulation de tension de sortie. La seconde est le courant efficace traversant les capacités car, nous le rappelons ici, les constructeurs donnent l'information du courant efficace maximal que supportent les capacités.

III.4.1 Ondulation de tension

Nous avons choisi de considérer l'ondulation au sens du premier harmonique. Cette hypothèse, nous permet de simplifier le schéma électrique à prendre en considération pour déterminer cette ondulation. Le schéma est alors constitué d'une source de tension, identique à celle modélisée en C.E.M., et des chemins de propagations basses fréquences. Une formule simple, en utilisant les expressions fréquentielles des diverses grandeurs à la fréquence de découpage, peut alors être établie :

$$\Delta V_s = \left| \frac{Z_a}{Z_s} \cdot V_{source} \right| \cdot 2 \quad \text{Eq. III-32}$$

avec $Z_1 = C_s' // charge // C_x$, et $Z_s = L_s + Z_a$.

La capacité C_s est une association de 4 capacités chimiques en parallèle. La capacité C_{X3} est une capacité polypropylène de 100nF. Les grandeurs C_{ss}' , L_{cs}' , et R_{cs}' représentent, comme pour les capacités d'entrée, le modèle équivalent des 4 capacités en les supposant identiques.

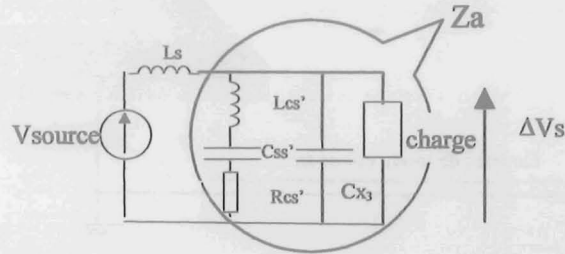
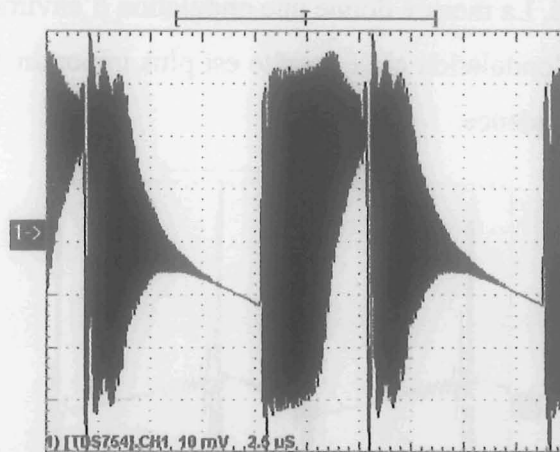


Figure III-51 : Schéma électrique équivalent d'estimation de l'ondulation de sortie.

III.4.1.1 Comparaison Mesure/ Modèle

La mesure de l'ondulation de la tension de sortie doit être faite avec certaines précautions sur la maquette. Des bornes ont été mises en place afin de faciliter les mesures en les effectuant par câble BNC. Cependant, comme nous le montre la figure III-52, cette mesure est très perturbée.



Base de temps : 2.5µs/div

Mesure : 10mV/div

Figure III-52 : Mesure de l'ondulation de tension de sortie mesurée à l'aide

d'un câble BNC et d'un moyennage.

La source de ces perturbations est, comme pour la C.E.M., le courant de mode commun. Comme le montre la figure ci-dessous, ce courant se reboucle par le câble de mesure

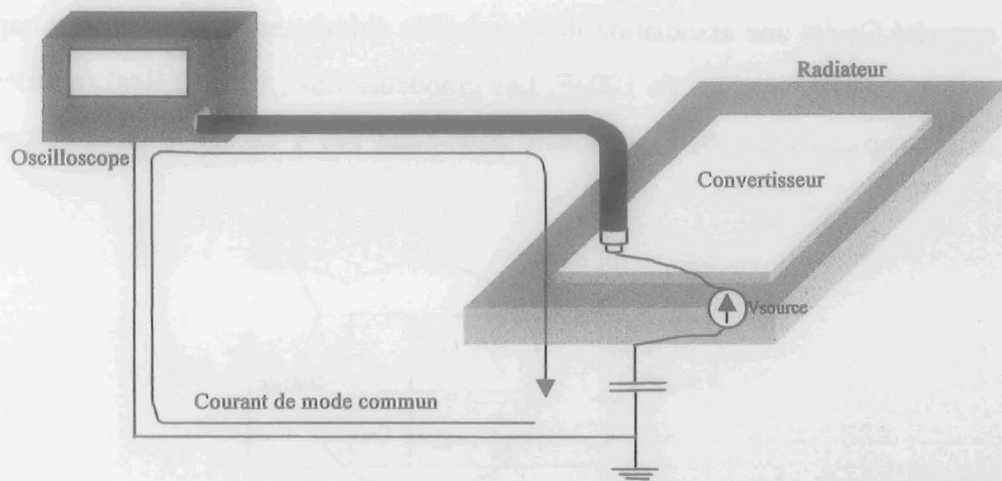
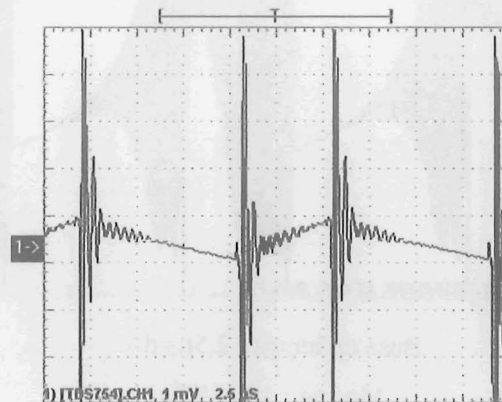


Figure III-53 : Parcours de mode commun.

Ce courant passe dans la tresse du câble coaxial de mesure qui par couplage se retrouve sur l'âme et modifie la mesure effectuée sur l'oscilloscope. Pour résoudre ce problème, il suffit d'isoler la terre de l'oscilloscope par rapport à celle de la maquette. Nous pouvons réaliser cela à l'aide d'une sonde de tension différentielle. La sonde (Tie-Pie engineering Differential Probe SI 9000) utilisée possède une atténuation de rapport 20 (ayant une bande passante de 25 MHz). De plus, un moyennage de la mesure à l'aide de l'oscilloscope a été effectué. La mesure donne une ondulation d'environ 20mV pour ce qui est du premier harmonique. L'ondulation crête à crête est plus importante mais les pics présents sont situés plus hauts en fréquence.

Base de temps : 2.5 μ s/div

Mesure : 1mV/div

Sonde /20

Figure III-54 : Mesure de l'ondulation de tension de sortie avec une sonde différentielle.

L'estimation par l'équation III-32 de l'ondulation de la tension de sortie, avec les caractéristiques constructeurs du tableau III-4, est de 31mV. Le résultat obtenu précédemment montre que nous surestimons cette ondulation. Ceci est simplement dû au fait que les

constructeurs surévaluent la résistance série des capacités ce que nous montrerons dans le paragraphe suivant.

III.4.1.2 Sensibilité des paramètres

La figure suivante présente une étude de sensibilité sur l'ondulation de la tension de sortie (si aucune spécification n'est faite les paramètres sont égaux aux valeurs données dans les paragraphes précédents). Les constatations que nous ferons sont celles qui étaient déjà connues :

- l'augmentation de la valeur de la capacité de sortie diminue l'ondulation jusqu'au moment où la résistance série devient prédominante,
- l'ondulation de tension est directement lié à l'ondulation de courant. L'augmentation de l'inductance de sortie conduit à une diminution de l'ondulation de courant mais aussi à une diminution de l'ondulation de tension de sortie,
- les éléments parasites des capacités chimiques ont des influences très différentes. L'inductance série a un rôle négligeable pour une fréquence de découpage basse, alors que la résistance série, elle, a une grande influence,
- enfin une variation de charge (purement résistive) n'a que très peu d'influence. Ce qui permet de conclure que quelque soit la charge l'ondulation de tension de sortie sera toujours la même.

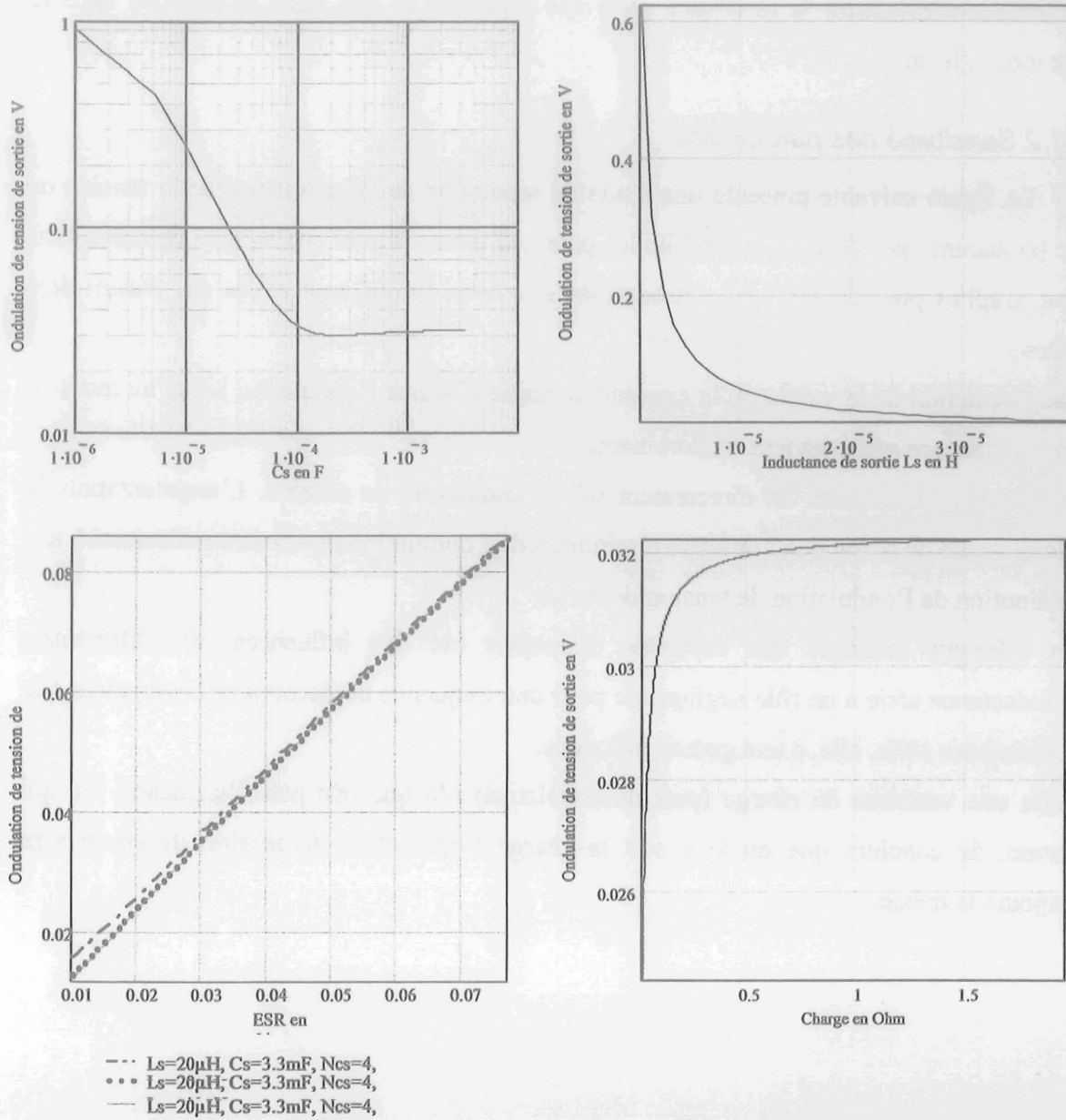


Figure III-55 : Sensibilité de l'ondulation de tension de sortie à différents paramètres

III.4.2 Courant efficace dans les capacités de sortie

Le courant efficace peut être calculé à partir de l'équation II-21 rappelée ci-dessous :

$$g_{eff} = \sqrt{g_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{g_k^2}{2}}$$

L'inconvénient de cette formule est que pour avoir une précision acceptable il faut établir le rang d'arrêt de la somme (car la somme ne peut être calculée jusqu'à l'infini). Pour évaluer le courant efficace dans ces capacités il est apparu qu'une assez bonne précision était atteinte en nous arrêtant au premier harmonique car la forme d'onde est une dent de scie. Pour calculer cet harmonique, nous utilisons l'ondulation de tension divisée par l'impédance de

l'association des 4 capacités en parallèle à la fréquence de découpage. La mesure du courant dans cette association n'est pas triviale. Aussi, nous avons validé ce modèle à l'aide d'une simulation effectuée sous Simplorer® qui fournit la valeur efficace vraie. Cette simulation indique que la valeur efficace vraie de ce courant est de 1.77A. L'estimation au premier harmonique donne un courant efficace de 1.69A soit une erreur relative de 5.4% erreur largement tolérable.

III.5 Filtre d'entrée

Comme pour le filtre de sortie, deux types de contraintes doivent être respectés pour le filtre de sortie. La première est imposée par le cahier des charges, c'est l'ondulation de tension de sortie. La seconde est le courant efficace traversant les capacités car, nous le rappelons ici, les constructeurs donnent l'information du courant efficace maximale que supportent les capacités.

III.5.1 Ondulation de tension d'entrée

L'hypothèse du calcul de l'ondulation au sens du premier harmonique a aussi été adoptée. Le schéma électrique équivalent est donc :

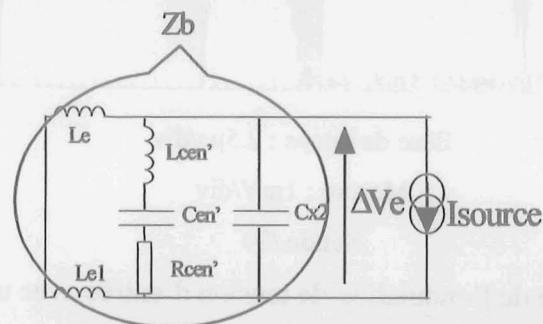


Figure III-56 : Schéma électrique équivalent d'estimation de l'ondulation de tension d'entrée.

Une formule simple, en utilisant les expressions fréquentielles des diverses grandeurs à la fréquence de découpage, peut alors être établie :

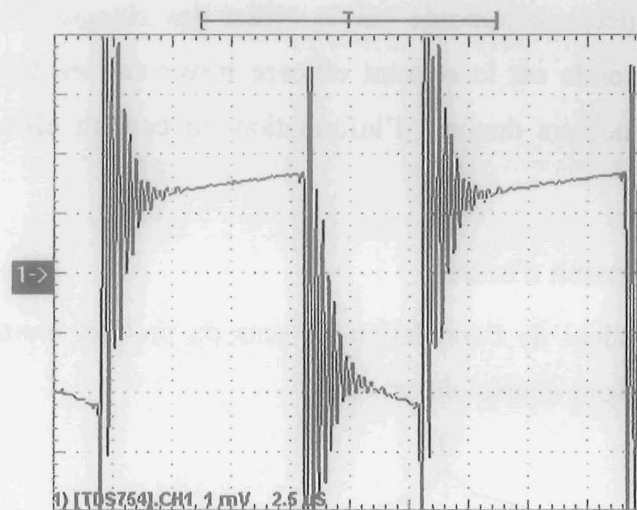
$$\Delta V_e = |Z_b \cdot I_{source}| \cdot 2 \quad \text{Eq. III-33}$$

avec $Z_b = C_e' // L_e + L_{e1} // C_{x2}$.

La capacité C_e représente l'association des 21 capacités chimiques en parallèle, la capacité C_{x2} est une capacité polypropylène de 100nF. Les grandeurs $C_{en'}$, $L_{cen'}$ et $R_{cen'}$ représentent comme pour les capacités d'entrée le modèle équivalent des 21 capacités en les supposant identiques.

III.5.1.1 Mesure

La mesure de l'ondulation de tension d'entrée sur le banc de capacités chimiques a été faite avec la même précaution que celle de la tension de sortie c'est à dire en utilisant une sonde différentielle (/20) et d'un moyennage interne de l'oscilloscope. La valeur de l'ondulation est alors d'environ 76mV. L'estimation par l'équation III-33 et les éléments parasites constructeurs donne une ondulation de 127mV. Le résultat obtenu précédemment montre que nous surestimons cette ondulation. Ceci est dû au fait que les constructeurs surévaluent la résistance série des capacités.



Base de temps : 2.5 μ s/div

Mesure : 1mV/div

Sonde /20

Figure III-57 : Mesure de l'ondulation de tension d'entrée avec une sonde différentielle.

Une estimation de cette ondulation avec une identification à partir d'une mesure effectuée sur le pont d'impédance donne une ondulation de 89mV. La différence entre la valeur mesurée et la valeur estimée est due au fait que toutes les capacités ne sont pas identiques mais nous nous satisferons de ces écarts.

III.5.1.2 Sensibilités des paramètres

L'étude de sensibilité faite sur la figure suivante montre que l'ondulation de tension d'entrée dépend principalement de la valeur du condensateur, de la résistance série et du niveau de courant de charge, donc de la charge puisque nous souhaitons avoir un courant constant.

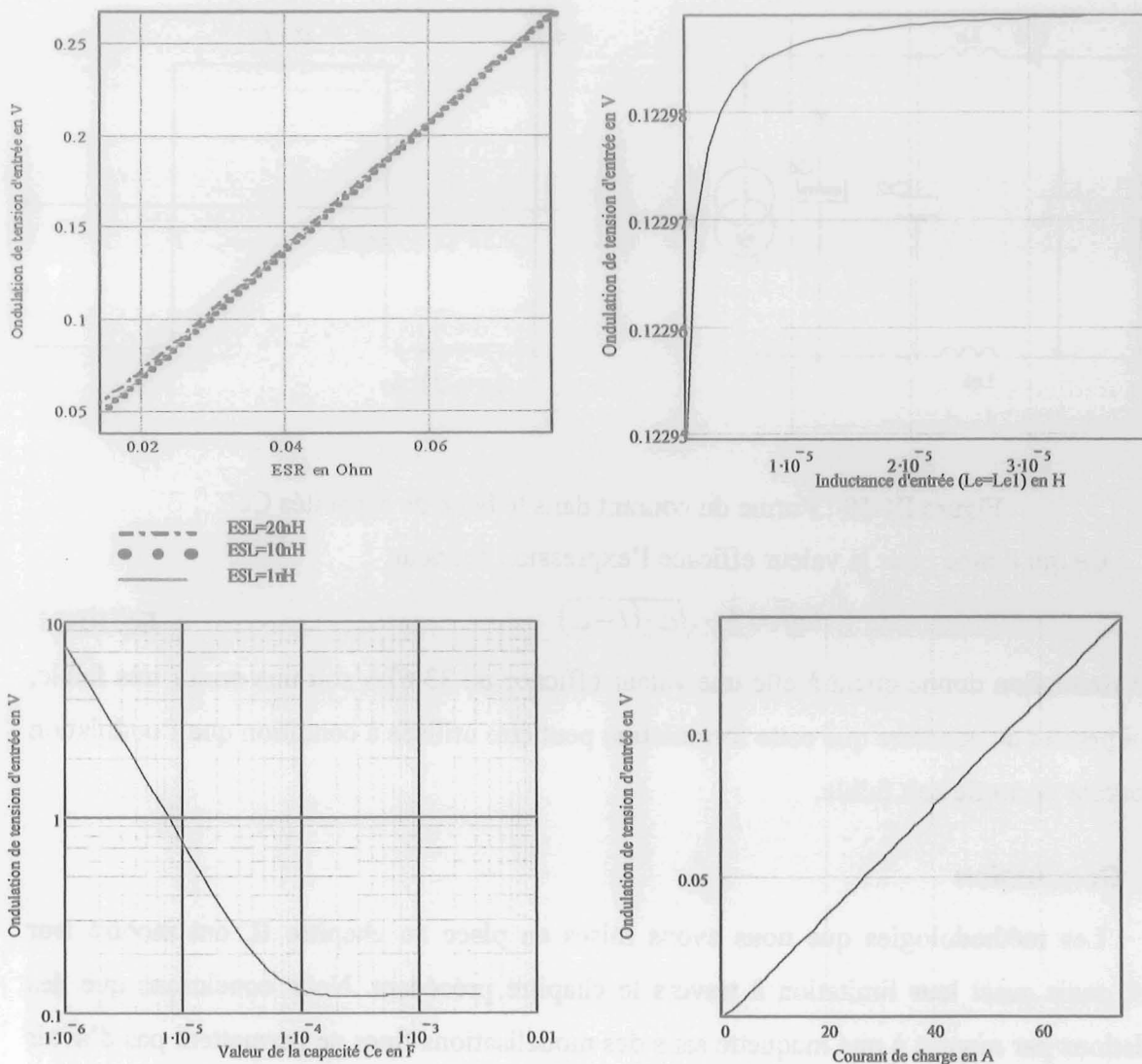


Figure III-58 :Sensibilité de l'ondulation de tension d'entrée à différents paramètres

III.5.2 Courant efficace dans les capacités d'entrée

Le courant efficace peut être calculé comme pour le filtre de sortie à partir du premier harmonique. Cependant, en comparant le résultat (27.8A) obtenu avec cette équation et une simulation Simplorer® (33.69A) l'erreur est importante car nous sommes en présence d'un créneau cette fois-ci. La solution serait d'augmenter le rang des harmoniques à sommer. Néanmoins, connaissant les formes d'onde nous avons préféré calculer cette valeur efficace à partir des formes d'onde idéales ainsi nous n'aurons pas besoin de faire une sommation qui peut ralentir le calcul et pénaliser l'optimisation. La forme du courant est représentée sur la figure suivante, ainsi que celle du courant idéalisée pour le calcul de la valeur efficace :

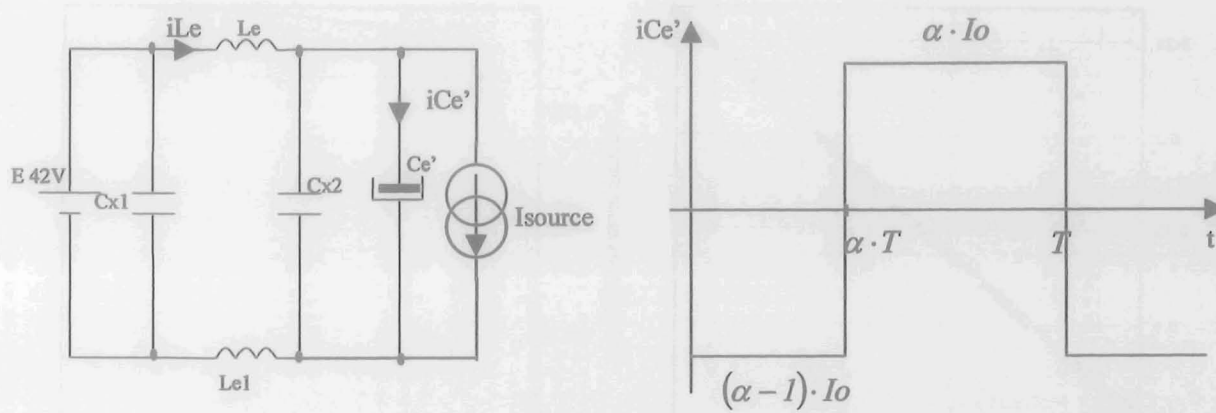


Figure III-59 : Forme du courant dans le banc de capacités C_e'

Ce qui donne pour la valeur efficace l'expression suivante

$$I_{eff} = I_o \cdot \sqrt{\alpha \cdot (1 - \alpha)} \quad \text{Eq. III-34}$$

Cette simulation donne quant à elle une valeur efficace de 33.67A soit une erreur très faible, ce qui permet de conclure que cette formulation peut être utilisée à condition que l'ondulation du courant de sortie soit faible.

III.6 Conclusion

Les méthodologies que nous avons mises en place au chapitre II, ont montré leur intérêt mais aussi leur limitation à travers le chapitre précédent. Nous concluons que des validations par rapport à une maquette sans des modélisations fines ne permettent pas d'avoir forcément une bonne précision d'estimation comme le prouve la comparaison entre un modèle C.E.M. simple (sans prise en compte du routage) et la réalité. De plus, il sera essentiel de prendre en considération les disparités qui peuvent apparaître sur les différents composants.

Les pertes n'ont pas été validées car les mesures de celles-ci sont difficiles à mettre en œuvre sur une maquette industrielle. De nombreuses études ont montré, que malgré des modèles très élaborés pour les pertes dans les semiconducteurs, il était difficile de les obtenir avec une bonne précision. Une solution alternative consisterait à créer une banque de données sur les pertes en commutation, alimentée à l'aide de simulations fines (Pacte® [ALLARD-01], [AKHBARI-00]), en fonction des divers paramètres V (tension commutée), I (courant commuté), R_g (résistance de grille), T (température). De plus les commutations (MOSFET-MOSFET) présentes sur notre maquette ont été moins étudiées que les commutations MOSFET-diode.

De même les pertes dans les inductances font l'objet de nombreuses études [LAROUCI-02], [JEILI-01] qui montrent la difficulté d'obtenir des formules génériques en fonction de la forme du courant traversant l'inductance, du matériau magnétique et de bien d'autres paramètres.

Cependant, ces modèles permettent d'avoir un pré-dimensionnement judicieux. Ils permettent de réduire les temps de calcul (notamment pour la C.E.M) et d'avoir une vision d'ensemble des différentes contraintes. Ces modèles auront l'avantage de pouvoir être intégrés dans un processus d'optimisation à condition de respecter certaines conditions qui demanderont des modifications simples que nous verrons dans le chapitre suivant.

Chapitre IV :
Vers l'optimisation

IV.1 Lampe

IV.1.1 Présentation

Une fois nos modélisations terminées et validées, il était intéressant de les implanter dans un environnement de calcul afin de permettre à un utilisateur de dimensionner une structure de type « hacheur synchrone » avec un mode de commutation MOSFET-Diode tout en prenant en compte toutes les contraintes imposées par le secteur automobile. Suite à de nombreux développements sous Mathcad®, l'environnement finalement retenu est Matlab®, seul logiciel agréé par P.S.A. Il a permis le développement d'une interface et l'utilisation de fonctions déjà intégrées à cet outil. Toutes ces démarches ont été informatisées et ont donné naissance à un outil d'aide à la conception portant le nom de Logiciel d'Aide Méthodologique au Pré-dimensionnement en Electronique de puissance (L.A.M.P.E.). Ce logiciel se décompose en trois entités distinctes :

- une Interface Homme Machine pour donner les caractéristiques de l'alimentation à simuler,
- un noyau de catalogue constructeur et de calcul des caractéristiques à vérifier,
- une Interface Homme Machine d'exploitation de résultat

IV.1.2 Interface Homme Machine d'entrée

La mise en place d'une Interface Homme Machine destinée à l'entrée des caractéristiques de l'alimentation à simuler a été faite. Elle se décompose en deux fenêtres successives principales. La première consiste dans le choix de la structure, ce choix s'effectue à l'aide de boutons. Nous soulignerons le fait que nous avons développé un environnement modulaire de manière à ce que plusieurs structures soient, dans un futur plus ou moins proche, mises en place.

La seconde est la fenêtre d'acquisition des différentes caractéristiques de notre structure, les principaux paramètres à définir sont :

- les caractéristiques électriques de notre structure (tension d'entrée, de sortie, puissance),
- les caractéristiques que notre alimentation doit remplir : ondulation de tension, de courant, de perte (contraintes imposées....) ;
- les caractéristiques des différents éléments passifs : valeurs des inductances, valeurs des capacités, leur nombres, capacités H.F.....,

- et enfin toutes les grandeurs que nous dirons « annexes » : paramètres du RSIL, temps de commutation, paramètres de choix d'inductance (densité de courant, valeur d'induction).

Tous ces grandeurs sont à rentrer par l'utilisateur. Ce dernier n'a la possibilité de rentrer les valeurs de capacité qui lui sont fournies (déjà implantées). S'il tape une valeur hors du catalogue, un message d'erreur apparaît et lui demande de faire son choix parmi les valeurs du catalogue. Les catalogues sont choisis en fonction des niveaux de tension auxquels sont soumis les capacités. Un lien entre la partie IHM d'entrée et le noyau de calcul est ici fait.

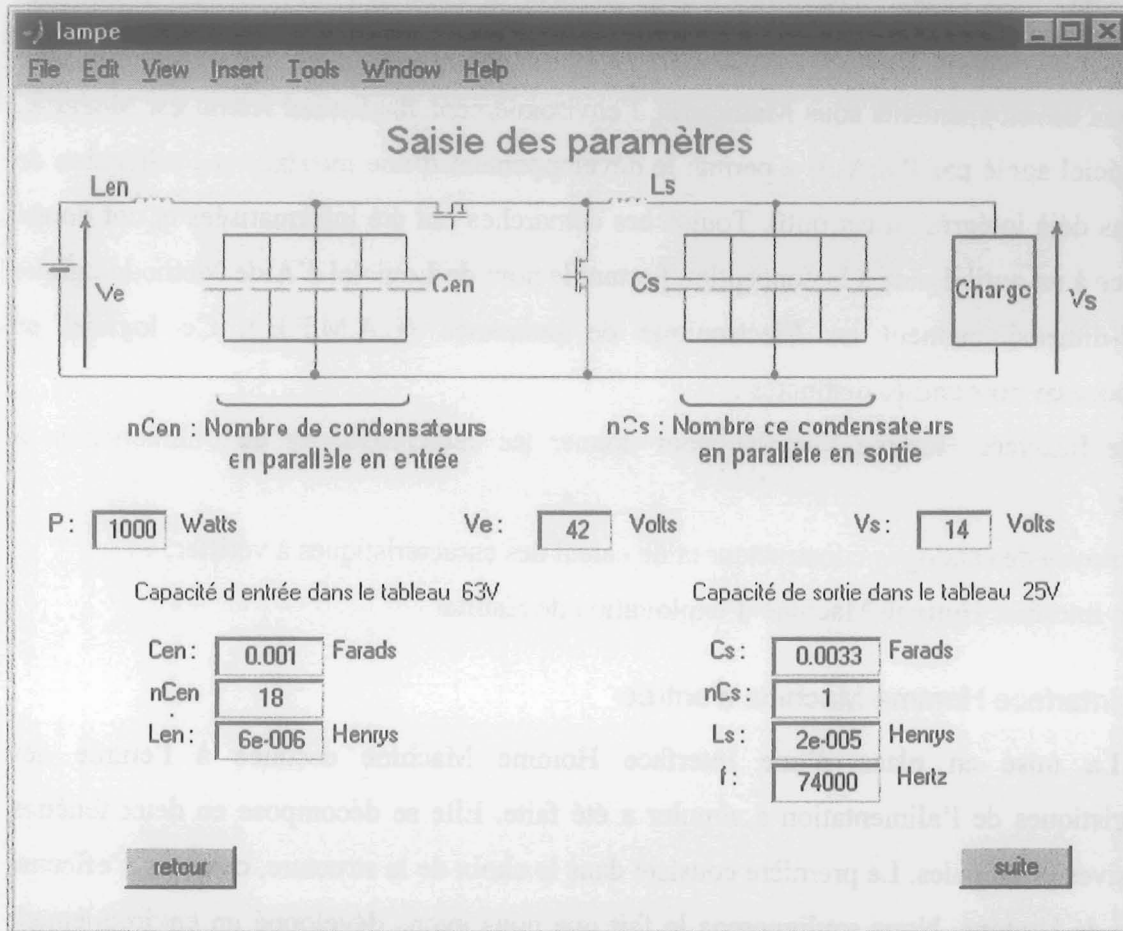


Figure IV-1 : Exemple d'interface permettant de définir certaines grandeurs.

IV.1.3 Noyau de calcul et catalogue constructeur

Différentes fonctions représentant les diverses contraintes à respecter (ondulations, CEM...) ont été programmées ainsi que des feuilles de choix des divers composants passifs. Ces dernières sont couplées à des fichiers Excel, dans lesquels se trouvent les informations nécessaires aux différents calculs. Ainsi pour les condensateurs de filtrage, les fichiers contiennent les informations suivantes : la valeur de capacité, le courant admissible, l'impédance à 100 kHz, l'inductance parasite, ainsi que le volume. Cette dernière information est importante dans le milieu automobile, car un problème de place se pose. Pour les

inductances les informations sont géométriques, les noyaux qui ont été programmés sont des tores de Micrometals [MICRO-01], le volume est calculé à partir de ces grandeurs géométriques et de la surface de cuivre utile.

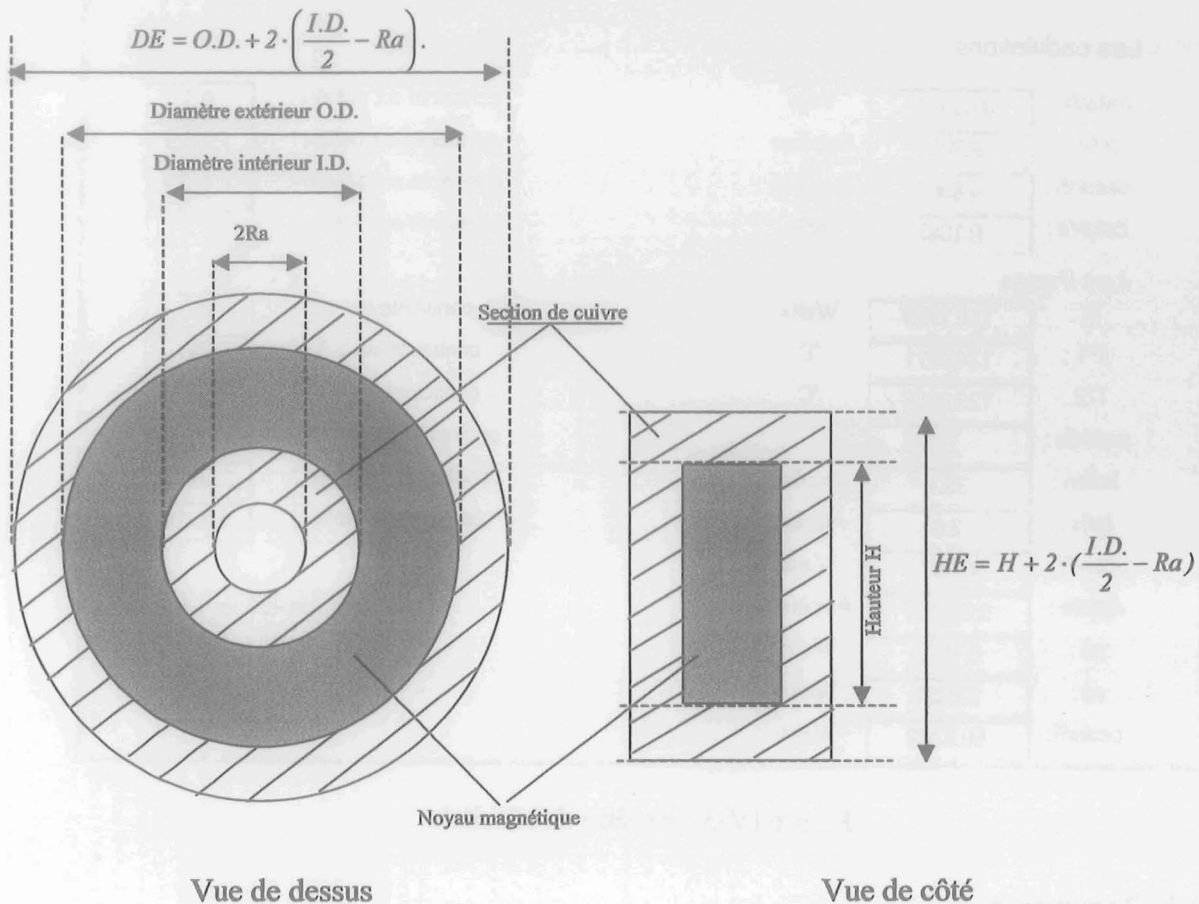


Figure IV-2 : Cotation d'une inductance torique

Le dimensionnement d'une inductance nous donne l'information de la section de cuivre utile. Une fois, le noyau choisi et disposant de cette information, nous déterminons la grandeur Ra , qui nous permet ensuite de calculer le volume $\left(HE \cdot \frac{\pi \cdot DE^2}{4} \right)$. Cette couche de calcul n'est pas vue par un utilisateur de LAMPE.

IV.1.4 Interface Homme Machine de sortie

L'interface de sortie permet à l'utilisateur de savoir si les contraintes que son alimentation doit remplir sont satisfaites. La fenêtre est décomposée en deux parties : une partie où les contraintes imposées sont rappelées, et l'autre qui correspond au résultat de calcul de ces contraintes. Si une contrainte est violée, la case correspondante apparaît en rouge. En ce qui concerne la C.E.M, les spectres sont affichés en comparaison avec les gabarits de la norme. Enfin une répartition des volumes est également donnée.

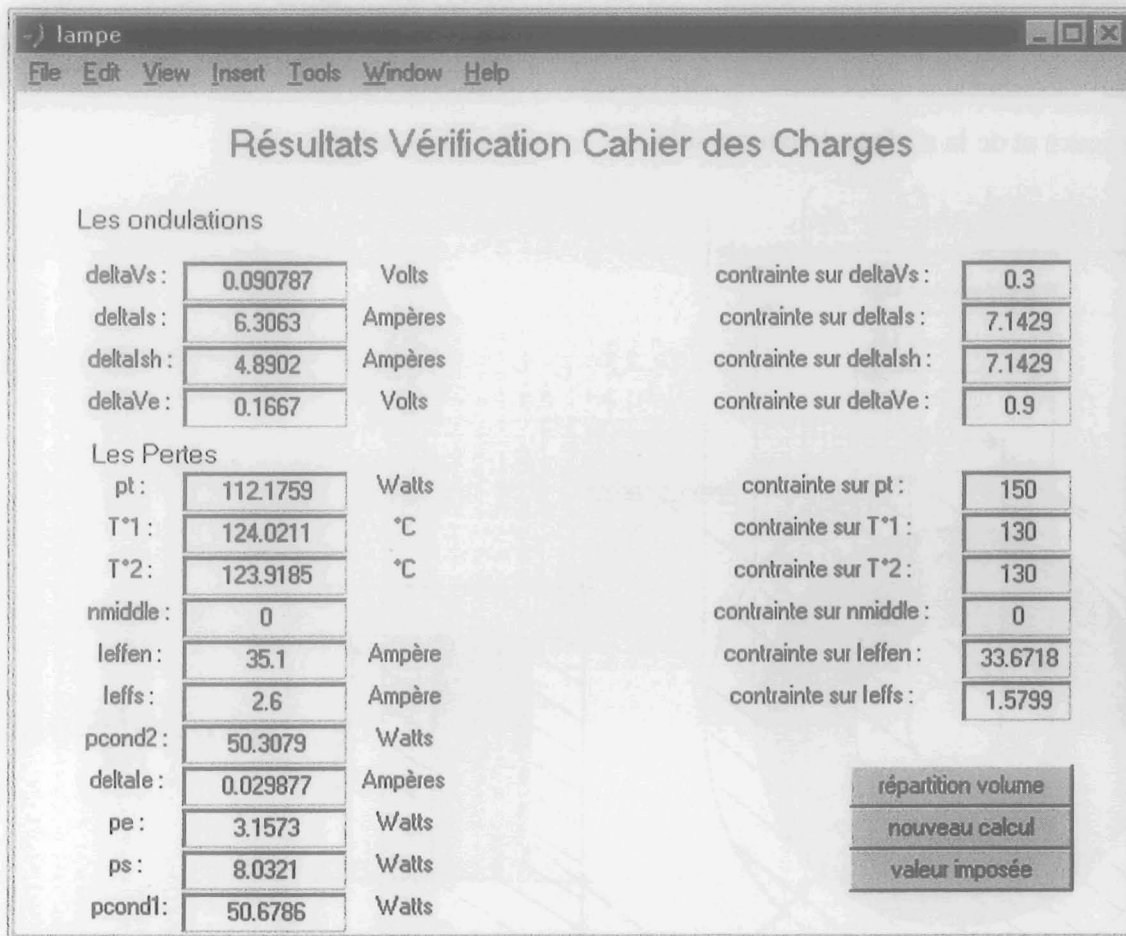


Figure IV-3 : Fenêtre de résultats

IV.1.5 Conclusion

L'utilisation de cet outil permet donc à un utilisateur de prédire les caractéristiques principales d'une application type hacheur série. A l'aide de ce dernier, l'utilisateur peut aussi faire un retour sur son cahier des charges et ainsi fournir un cahier des charges qu'il saura réalisable. Les résultats de calcul étant instantanés, l'utilisateur a la possibilité de faire une recherche d'optimum à la main sur le volume. Cependant, cette recherche est longue et hasardeuse. C'est pourquoi une optimisation a été mise en place. Une étude des différentes méthodes a tout d'abord été effectuée. Plusieurs types de méthodes pouvaient être envisagés. Soit l'utilisation des méthodes discrètes qui permettent de gérer tout type d'équations, soient des méthodes continues qui sont performantes avec des équations continues dérivables. Nous verrons que notre choix s'est porté sur ce type d'algorithme. L'inconvénient de ce dernier est que la mise en équation conduit à un résultat qui n'est pas forcément exploitable directement, et nous proposerons une solution permettant d'obtenir des grandeurs disponibles dans les catalogues constructeurs.

IV.2 Vers l'optimisation

Dans le chapitre I, nous avons énuméré les différentes méthodologies de dimensionnement qui pouvaient être utilisées :

- méthodes essais/erreurs
- la résolution du problème inverse

Les méthodes essais/erreurs ont montré qu'elles étaient assez coûteuses en temps et en argent. C'est pourquoi, il valait mieux essayer de résoudre le problème inverse. Différents travaux [BERGEON-98], [NEUGEBAUER-00], [BOUSQUETS-01], énumérés dans le chapitre précédemment cité, ont montré la possibilité de traduire un problème de conception en électronique de puissance en un problème inverse. Nous ne traiterons ici que les problèmes d'optimisation multidimensionnels. Les méthodes de résolution du problème inverse sont multiples et nous ne ferons qu'un inventaire des méthodes sans les détailler.

IV.2.1 Définitions

IV.2.1.1 Formulation Mathématique d'un Problème d'Optimisation

Un problème d'optimisation de dimension n s'écrit de manière générale sous la forme :

$$(P) \begin{cases} \text{Minimiser} & F(x) \in \mathfrak{R}^n \\ & g_i(x) = 0 \quad i = 1, \dots, p \\ & h_j(x) \leq 0 \quad j = 1, \dots, q \\ & x_{k \min} \leq x_k \leq x_{k \max} \quad k = 1, \dots, n \end{cases} \quad \text{Eq. IV-1}$$

où :

- $F(x)$ est la fonction à minimiser, elle est appelée fonction objectif,
- x est un vecteur à n variables x_k , il représente les paramètres du problème à optimiser,
- $g_i(x)$ et $h_j(x)$ représentent respectivement les contraintes d'égalité et d'inégalité,
- $x_{k \min}$ et $x_{k \max}$ désignent les contraintes de domaine,
- \mathfrak{R}^n est l'espace de recherche borné par les contraintes de domaine.

Résoudre un problème d'optimisation revient donc à explorer l'espace de recherche pour déterminer le point (x^*) de cet espace qui minimise la valeur de la fonction objectif tout, en respectant les contraintes d'égalité et d'inégalité.

IV.2.1.2 Minimum Local et Minimum Global

Le point x^* représente un minimum local ou un optimum local s'il existe un voisinage de x^* noté $V(x^*)$, tel que :

$$\forall x \in V(x^*) \quad F(x) \geq F(x^*) \quad \text{Eq. IV-2}$$

Si $V(x^*)$ peut être étendu à \mathcal{R}^n alors x^* est un minimum global ou un optimum global.

IV.2.2 Problème non contraint

Un problème est dit non contraint s'il s'écrit sous la forme :

$$(P) \begin{cases} \text{Minimiser} & F(x) \in \mathcal{R}^n \\ & x_{k \min} \leq x_k \leq x_{k \max} \quad k = 1, \dots, n \end{cases} \quad \text{Eq. IV-3}$$

C'est-à-dire que les fonctions $g(x)$ et $h(x)$ ne sont pas définies.

Une condition nécessaire pour que x^* soit un minimum local du problème précédent est donnée par :

$$\begin{cases} \nabla F(x^*) = 0 \\ H(x^*) \text{ non négatif} \end{cases} \quad \text{Eq. IV-4}$$

Avec ∇F est le gradient de la fonction objectif et H la matrice des dérivées secondes partielles de F , nommée matrice *Hessien*.

Une condition suffisante pour que x^* soit minimum local d'un problème non contraint est donnée par :

$$\begin{cases} \nabla F(x^*) = 0 \\ H(x^*) \text{ positif} \end{cases} \quad \text{Eq. IV-5}$$

IV.2.2.1 Méthodes d'optimisation stochastiques

Les méthodes stochastiques s'appuient sur les théories de calcul de probabilité. Il est donc facile de comprendre que les exécutions successives de ces méthodes conduisent à des résultats différents pour une même configuration de problème d'optimisation.

Les avantages de ces méthodes sont :

- la non nécessité de fournir un point de départ,
- le fait de ne pas être arrêté sur des minimas locaux.

Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations avant d'arriver à la solution du problème.

Les méthodes les plus employées sont :

- la méthode de Monte Carlo,
- le recuit simulé [CALDORA COSTA-01],
- la recherche Tabu [CALDORA COSTA-01],
- les méthodes évolutionnistes [SALUDJIAN-97].

Cette dernière famille regroupe les algorithmes génétiques, les stratégies d'évolution, la programmation évolutionniste et la programmation génétique.

IV.2.2.2 Méthodes d'optimisation déterministes

Ces méthodes sont dites déterministes car lors d'exécutions successives, elles conduisent à un résultat identique pour une même configuration de problème d'optimisation, ne laissant plus la place au hasard. Deux catégories peuvent être répertoriées :

- celles d'ordre zéro (ou dites directes) qui n'utilisent que l'évaluation de la fonction objectif,
- ou celles d'ordre 1 qui nécessitent le calcul du gradient de la fonction.

Les méthodes d'ordre zéro sont peu précises et convergent lentement. L'avantage est qu'elles ne demandent pas le calcul de gradient. Les méthodes [CALDORA COSTA-01] le plus généralement utilisées sont :

- la méthode de simplex
- la méthode de Rosenbrock
- la méthode de variations locales de Hooke et Jeeves.

Les méthodes d'ordre 1 utilisent le calcul de gradient de façon à déterminer une direction de recherche et à accélérer le processus de recherche de l'optimum. Leur inconvénient est qu'elles ne sont applicables qu'à une fonction continûment dérivable. Les méthodes les plus significatives sont :

- Méthode de la plus grande pente [CALDORA COSTA-01],
- Méthode du gradient conjugué [CULIOLI-94],
- Méthode Newton [HERSKOVITS],
- Méthode de Quasi-Newton [HERSKOVITS] [CULIOLI-94].

IV.2.3 Problème contraint

Un problème est dit contraint s'il contient au moins une équation $g(x)$ ou $h(x)$ dans sa description:

$$(P) \left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } F(x) \in \mathcal{R}^n \\ g_i(x) = 0 \quad i = 1, \dots, p \\ h_j(x) \leq 0 \quad j = 1, \dots, q \\ x_{k_{min}} \leq x_k \leq x_{k_{max}} \quad k = 1, \dots, n \end{array} \right. \quad \text{Eq. IV-6}$$

Pour simplifier le problème, les contraintes d'égalité $g_i(x)=0$ sont équivalentes à $g_i(x) \leq 0$ et $-g_i(x) \leq 0$. Nous ne résoudrons donc que des problèmes avec contraintes d'inégalité :

$$(P1) \begin{cases} \text{Minimiser } F(x) \in \mathfrak{R}^n \\ h_j(x) \leq 0 \quad j = 1, \dots, q + 2 \cdot p \\ x_{k \min} \leq x_k \leq x_{k \max} \quad k = 1, \dots, n \end{cases} \quad \text{Eq. IV-7}$$

La *Fonction de Lagrange* associée au problème P1 est la fonction :

$$L(x, \lambda) = F(x) + \sum_{j=1}^{q+2 \cdot p} \lambda_j \cdot h_j(x) \quad \text{Eq. IV-8}$$

avec λ_j *Multiplicateur de Lagrange* défini positif ou nul.

Une condition nécessaire pour que x^* soit un minimum local du problème précédent est donnée par les équations de Kuhn-Tucker :

$$\begin{cases} \nabla F(x^*) + \sum_{j=1}^{q+2 \cdot p} \lambda_j^* \cdot \nabla h_j(x^*) = 0 \\ \lambda_j^* \cdot h_j(x^*) = 0 \quad \forall j = 1, \dots, q + 2 \cdot p \end{cases} \quad \text{Eq. IV-9}$$

Cette condition s'écrit à l'aide de l'équation IV-8 :

$$\begin{cases} \nabla_x L(x^*, \lambda^*) = 0 \\ \lambda_j^* \cdot h_j(x^*) = 0 \quad \forall j = 1, \dots, q + 2 \cdot p \end{cases} \quad \text{Eq. IV-10}$$

Une solution qui minimise la fonction objectif ne sera valable que si elle vérifie les contraintes existantes. Ainsi x^* est un optimum local de (P) si et seulement si :

- les fonctions F et h sont convexes au voisinage de x^* ,
- les conditions de Kuhn-Tucker sont vérifiées en x^* .

Deux types de problèmes contraints peuvent être rencontrés ; ceux dont les contraintes peuvent s'écrire sous la forme d'un système linéaire ($Ax \leq b$) et ceux dont les contraintes ne peuvent être traduites comme précédemment. Nous ne nous intéresserons qu'au second type de résolution de problème, car c'est celui qui est le plus fréquent en électronique de puissance.

Trois familles de méthodes de résolution pour ce type de problème peuvent être utilisées :

- les méthodes de transformation,
- les méthodes primales,
- les méthodes stochastiques.

IV.2.3.1 Les méthodes de transformation

Les méthodes de transformation transforment le problème original contraint en un sous problème équivalent sans contrainte, en introduisant les contraintes de conception dans une nouvelle fonction objectif sous forme de fonction de pénalité. Le sous problème sera alors résolu par les méthodes classiques de résolution de problème non contraint. Parmi les fonctions de transformation les plus utilisées, nous trouvons :

- les méthodes de pénalités intérieures ou extérieures [SALUDJIAN-97],
- la méthode du Lagrangien augmenté [CALDORA COSTA-01].

Les méthodes de pénalités sont souvent utilisées dans l'optimisation de problèmes contraints, car elles sont assez simples d'un point de vue théorique et d'une grande efficacité d'un point de vue pratique.

IV.2.3.2 Les méthodes primales

Les méthodes primales sont des méthodes qui travaillent directement sur le problème contraint original. Généralement, elles remplacent le problème original par une suite de sous problèmes approchés. Les méthodes significatives des méthodes primales sont :

- la méthode séquentielle de programmation quadratique [HERSKOVITS] [BRANCH],
- la méthode des directions admissibles [CULIOLI-94],
- la méthode du gradient réduit [CULIOLI-94],
- la méthode du gradient projeté [CULIOLI-94].

Les avantages de ces méthodes sont qu'à chaque étape de l'algorithme, l'approximation de la solution trouvée remplit les contraintes (solution admissible) et que ces méthodes ne reposent sur aucune forme spéciale (convexité) du problème. L'inconvénient associé à ce type de méthode est qu'il n'est pas toujours facile d'obtenir des points admissibles ni même de rester admissible d'une itération à la suivante.

IV.2.3.3 Les méthodes stochastiques

Les méthodes stochastiques de type Monte Carlo sont directement utilisables avec un problème contraint. Les autres méthodes stochastiques demandent une transformation du problème [CALDORA COSTA-01]. Classiquement, elles utilisent les mêmes transformations que les méthodes de pénalité qui transforment le problème contraint en un problème non contraint sur lequel les méthodes classiques sont appliquées.

IV.2.4 Méthode choisie

Nous avons choisi de résoudre le problème du dimensionnement d'une structure en essayant d'avoir le plus petit volume possible. Avec les méthodes de calcul choisies pour le dimensionnement, l'utilisation de méthode de type Monte Carlo était normal car nos modèles ne sont tous dérivables ou continus. Néanmoins, l'utilisation de ce type de méthode demande de parcourir tout l'espace de solutions pour avoir un minimum intéressant. Seulement, plus le nombre de paramètres à optimiser est grand, plus le nombre de combinaisons possible est grand, ce qui augmente le temps de convergence. Des méthodes aléatoires peuvent alors être mises en place mais elles ont l'inconvénient d'être liées au hasard. Nous avons donc choisi de porter notre choix sur l'utilisation de méthodes déterministes. Ceci nous a demandé de reformuler une partie de notre problème. La méthode choisie est une méthode séquentielle de programmation quadratique (SQP Sequential Quadratic Programming) méthode bien adaptée au problème d'optimisation sous contraintes non linéaires, problèmes rencontrés en électronique de puissance.

IV.2.4.1 Présentation de la fonction d'optimisation utilisée

La fonction que nous avons utilisée est la fonction « fmincon » de Matlab®. Elle utilise une méthode séquentielle de programmation quadratique (SQP). La méthode SQP représente l'état de l'art des méthodes de programmation non linéaires. Basée sur le travail de Biggs [BIGGS], Han [HAN], et Powell [POWELL], cette méthode imite étroitement la méthode de Newton pour l'optimisation contrainte qui est utilisée pour des problèmes non contraints. L'idée principale est la reformulation du problème contraint en un sous-problème de type programmation quadratique, qui est écrit en se basant sur une approximation quadratique de la fonction Lagrangienne du problème initial.

IV.2.4.2 Précautions et reformulation

L'utilisation de cette méthode demande de prendre des précautions sur les différentes fonctions définies, mais aussi sur la formulation du problème d'optimisation. Les fonctions doivent être continues et dérivables au moins deux fois sur l'espace de recherche. De plus, pour améliorer la convergence vers un optimum, il est conseillé de tout ramener à l'unité qu'il s'agisse des paramètres à optimiser ou des contraintes.

Tous les modèles que nous avons utilisés ne remplissent pas les conditions de continuité et de dérivabilité précédentes, nous les avons donc modifiés afin de remplir ces conditions.

IV.2.4.2.1 Choix d'inductance

Dans notre étude précédente, le choix d'inductance n'est pas une fonction continue sur l'ensemble du domaine de recherche.

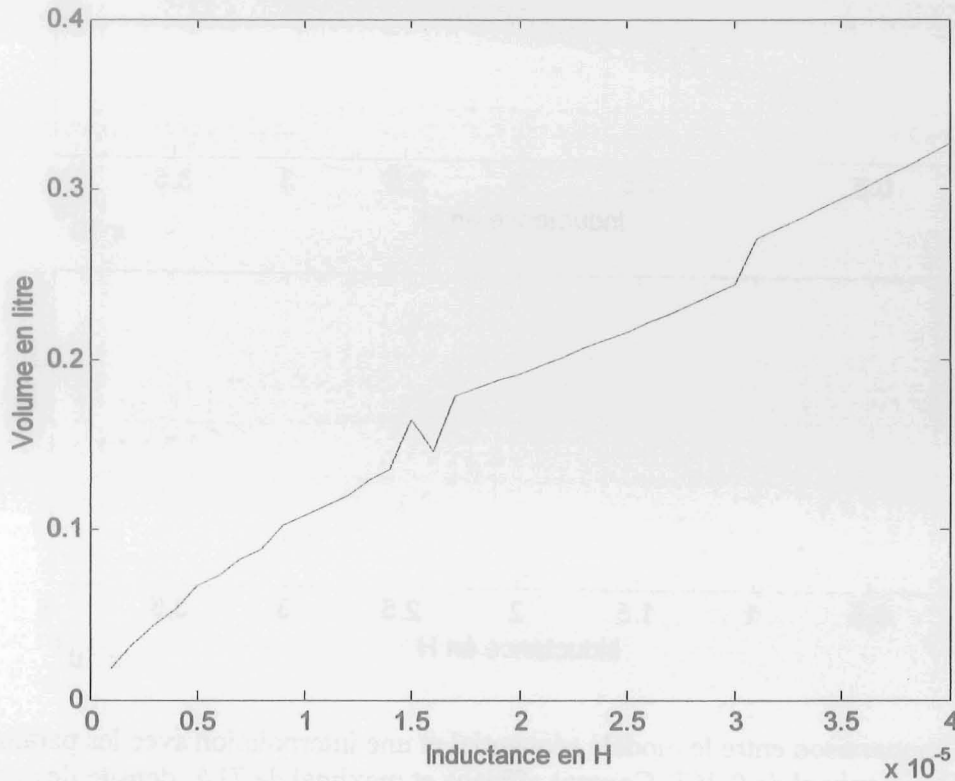


Figure IV-4 : Tracé du volume de l'inductance de sortie en fonction de sa valeur.

Les sauts visibles sur la figure précédente sont dus au changement de noyau, lors du choix de celui-ci pour le dimensionnement de l'inductance. Pour pallier ce problème, nous avons changé le processus de dimensionnement des inductances et nous avons donc choisi d'interpoler de manière polynomiale les cotes d'un noyau magnétique par rapport à son double produit des aires. Par souci de clarté, les formules d'interpolation seront données en annexe C.

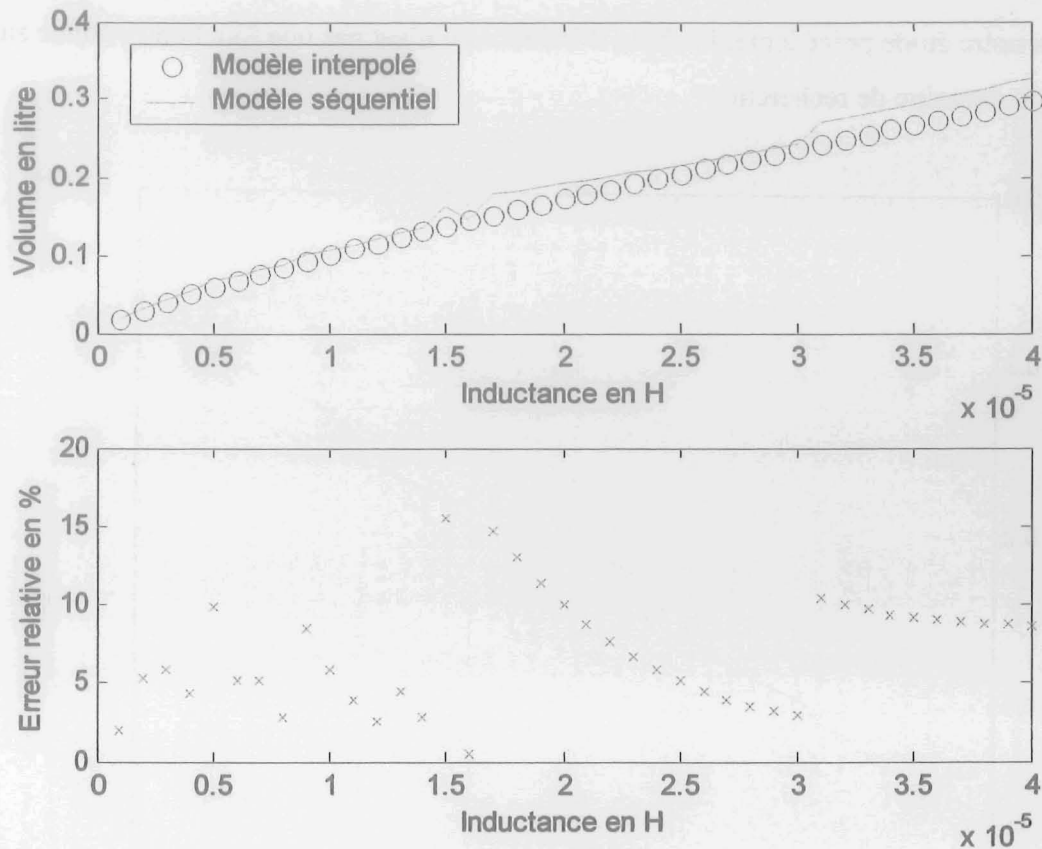


Figure IV-5 : Comparaison entre le modèle séquentiel et une interpolation avec les paramètres suivant induction maximal de 0.26T, Courant efficace et maximal de 71A, densité de courant 5A et le coefficient de foisonnement 2.5.

La figure IV-5 montre que ces interpolations des diamètres intérieurs et extérieurs, et de la hauteur en fonction du double produit des aires permettent d'avoir une estimation du volume avec une précision tout à fait correcte (<15% d'erreur relative).

IV.2.4.2.2 Choix de condensateur

Le choix d'un condensateur est aussi un problème, car la détermination des grandeurs telles que le courant efficace, la résistance série ou une valeur de condensateur se fait à l'aide d'un tableau, ce qui n'est pas compatible avec ce type d'optimisation. La solution est identique à celle d'une inductance, nous avons interpolé les grandeurs de volume, de courant efficace et de résistance série en fonction de la valeur de capacité. Nous présentons sur la figure suivante l'exemple d'interpolation sur des capacités de la série 136RVI de 25V. Par souci de clarté, les formules d'interpolation seront données en annexe C.

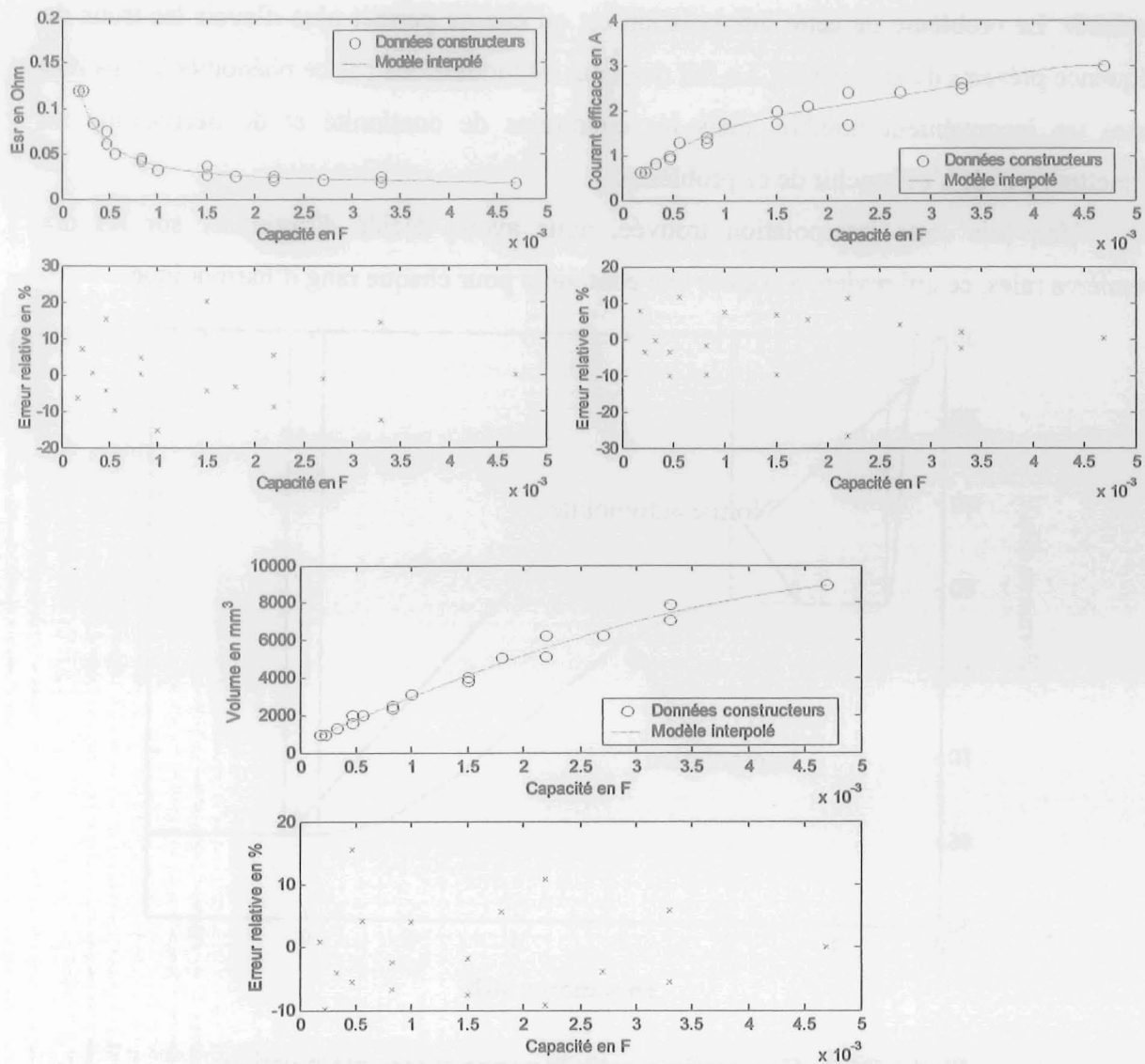


Figure IV-6 : Comparaison entre les données constructeurs et les modèles interpolés.

IV.2.4.2.3 La C.E.M

La compatibilité électromagnétique est une contrainte de notre problème, l'inconvénient est qu'elle demande un balayage fréquentiel sur un large domaine de fréquences. La première solution est de créer un indicateur de dépassement de la norme, cet indicateur prend la valeur 1 si des raies dépassent la norme et 0 sinon. Le problème de cet indicateur est qu'il est binaire et donc non dérivable. De plus, la norme est une fonction continue par morceaux, mais non continue sur l'ensemble de l'espace de recherche (figure IV-7). Nous avons cependant fait un essai avec cet indicateur dans un processus d'optimisation. Dans certains cas, l'algorithme converge mais pas dans d'autres du fait de la non dérivabilité. Pour pallier ce problème, une interpolation de la norme a été réalisée de manière à avoir un problème continu, dérivable. Cette interpolation est faite par la fonction « pchip » de

Matlab®. Le problème de cette interpolation est qu'elle ne permet plus d'avoir les trous de fréquence présents dans la norme. Le fait que nous ne modélisons pas ce phénomène constitue certes un inconvénient notable, mais les conditions de continuité et de dérivabilité ne permettent pas de s'affranchir de ce problème.

Une fois cette interpolation trouvée, nous avons décidé d'optimiser sur les dix premières raies, ce qui revient à donner une contrainte pour chaque rang d'harmonique.

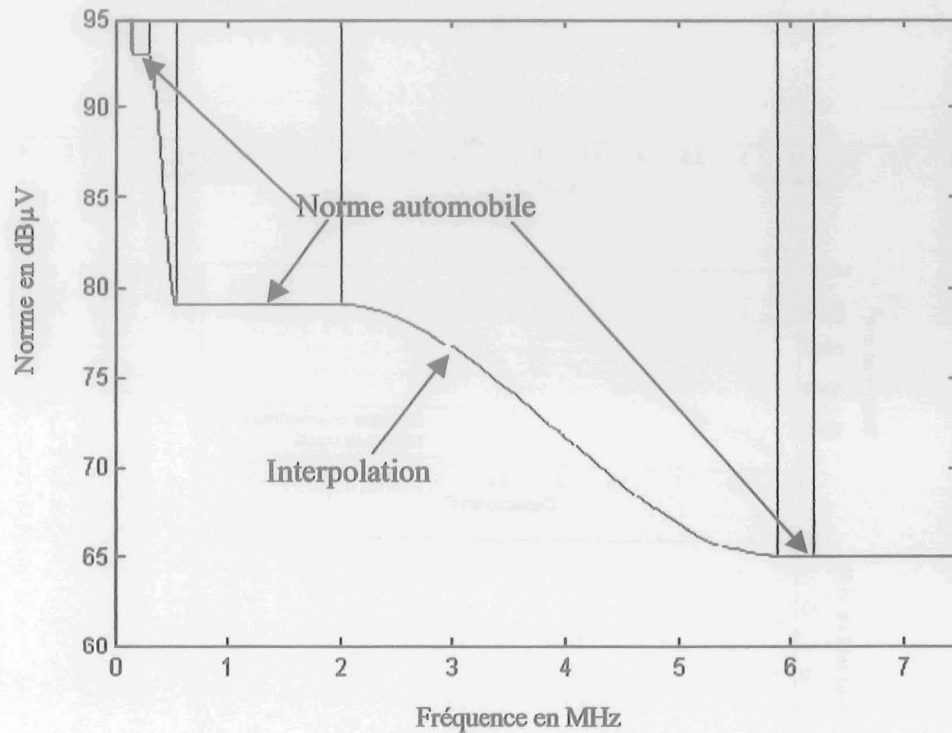


Figure IV-7 : Comparaison entre la norme et son interpolation

IV.2.4.2.4 La stabilité

Le critère de stabilité peut lui aussi paraître non adapté à la formulation d'un problème d'optimisation. Ce critère dit que l'impédance d'entrée du convertisseur asservi doit être supérieure à l'impédance de sortie du filtre d'entrée. L'inconvénient est donc comme la C.E.M. le balayage en fréquence des impédances. Cependant, dans notre cas, un moyen simple peut être mis en place : connaissant la fréquence à laquelle l'impédance de sortie du filtre d'entrée est maximale, il nous suffit donc de comparer la valeur de cette dernière à celle de l'impédance d'entrée de notre convertisseur à cette fréquence.

IV.2.4.3 Choix des variables d'optimisation

Nous avons choisi d'optimiser les variables suivantes (décrites sur la figure III-1) :

- les inductances L_e et L_{e1} que nous avons considérées égales (et qui seront notés pour la suite L_e),
- l'inductance de sortie L_s ,
- les capacités de filtrage C_{en} et C_s de sortie ainsi que leur nombre respectif noté n_{en} et n_{cs} ,
- la fréquence de découpage.

Soit un total de 7 variables d'optimisation. D'autres variables auraient pu être choisies telle que les valeurs des capacités C_x ou C_y , l'induction maximale, la densité de courant, le nombre de semiconducteur en parallèle, les temps de commutations... Cependant cela n'aurait fait que compliquer le problème et n'aurait pas fait progresser la méthodologie à mettre en place. De plus, augmenter le nombre de variable nécessite de trouver les équation correspondant par exemple l'induction maximale et la densité de courant sont conditionnées par la thermique des inductances.

IV.2.4.4 Les contraintes

Les contraintes qui sont imposées sont, dans un premier temps, celles imposées par le cahier des charges :

- ondulation de tension d'entrée ($<900\text{mV}$),
- ondulation de tension de sortie ($<300\text{mV}$),
- stabilité (critère de Middlebrook),
- pertes totales inférieures à 150W ,
- 20 contraintes sur les raies C.E.M. (10 pour chaque bras de R.S.I.L.),

Cependant des contraintes dues aux modélisations choisies doivent être imposées, ainsi :

- la température des composants actifs inférieure à 130°C ;
- le courant efficace dans les capacités ;
- les cotes minimale et maximale des géométries des noyaux choisies ;
- une ondulation de courant dans l'inductance de sortie inférieure à 10% (cette contrainte n'a pas lieu d'être pour les inductances d'entrée, car l'ondulation de tension contraint intrinsèquement l'ondulation de courant dans les inductances). Cette contrainte permet de limiter les erreurs que nous commettons sur les pertes dans les inductances et de garantir une conduction discontinue dans notre cas ;

- l'encadrement des grandeurs à optimiser par les valeurs maximales et minimales des tableaux constructeur pour les capacités. Dans un premier temps, le nombre minimum de capacités en parallèle a été imposé à 1 et le maximum à 50, les inductances sont elles comprises entre $1\mu\text{H}$ et $100\mu\text{H}$. Ces choix sont arbitraires et nous verrons qu'ils conditionnent le résultat de l'optimisation tout comme le point de départ.

IV.2.4.5 Les paramètres imposés

Nous avons fait le choix de ne pas optimiser certains paramètres. Les résultats seront ceux obtenus avec les valeurs suivantes imposées :

- les temps de commutations (de la figure II-30) ont été fixés aux valeurs arbitraires indiquées dans le tableau IV-1, la commutation est une commutation MOSFET-Diode avec un courant de recouvrement égale à 0.6 fois le courant commuté, avec un paramètre de softness de 1.1 (rapport entre les pentes de recouvrement de la diode);

tmi (ns)	tdi (ns)	tmv (ns)	tdv (ns)
66	45	40	100

Tableau IV-1 :Réglage des temps de commutation

- le matériau est le -26 de chez Micrometals, l'induction magnétique est prise égale à 0.26T, la densité de courant de 5 A/mm^2 un coefficient de bobinage de 2.5 et un coefficient d'utilisation de 0.45 ;

- les paramètres du RSIL sont ceux préconisés par la norme ;

- les capacités C_x et C_y ont toutes été fixées à 100nF.

- la capacité parasite de point milieu C_{pm} a été fixée à 250pF.

Ces choix sont des choix arbitraires mais ils vont nous permettre de valider notre méthodologie de dimensionnement et ils ne restreignent en rien la généralité du problème.

IV.2.5 Résultats

Une optimisation pour une puissance de transition de 1kW avec les différents paramètres, contraintes et variables a donc été effectuée. Nous avons, dans un premier temps, utilisé les modèles de base que nous avons choisis, sauf pour les capacités pour lesquelles il n'y a pas d'autres choix que les modèles interpolés. Comme le montre le tableau suivant, il est apparu qu'avec ce type de modèle l'algorithme n'arrive pas à converger dans tous les cas.

	Le [μ H]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μ H]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [L]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	110	0.4	
Résultat modèles de départ	NON CONVERGENCE								
Résultat modèles interpolés	1.61	0.185	50	11.6	2.05	1	112.963	0.245	41.1

Tableau IV-2 : Non convergence selon le point de départ.

Lorsqu'il y parvient, il est très lent par rapport à une optimisation réalisée avec des modèles entièrement interpolés comme le montrent les résultats du tableau suivant.

	Le [μ H]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μ H]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [L]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat modèles de départ	1	0.999	17.14	12.32	2.83	1	105.999	0.27	102
Résultat modèles interpolés	2.22	0.123	50	14.67	0.18	5.49	89.048	0.2388	52.2

Tableau IV-3 : Résultat d'optimisation

L'inconvénient de ces modèles interpolés est qu'ils ne convergent pas forcément vers des solutions directement réalisables technologiquement. Ainsi, le nombre de capacité n'est pas toujours un nombre entier, tout comme les valeurs des capacités qui ne se trouvent pas dans les catalogues constructeurs.

IV.3 La méthodologie

Nous avons donc choisi de mettre en place une méthodologie mixant tous les types de modèles. Cette méthode se passe en deux étapes :

1^{ère} étape :

Nous proposons dans un premier temps d'utiliser l'optimisation avec tous les modèles interpolés. Nous obtenons alors un jeu de paramètres correspondant à un optimum (pas nécessairement global). Malheureusement ces solutions ne correspondent pas nécessairement à des valeurs technologiques existantes.

2^{ème} étape :

Nous recherchons, dans les catalogues « constructeurs », les deux capacités existantes encadrant celle trouvée par l'optimisation à l'étape 1. Par ailleurs le nombre de condensateurs doit être un entier : les valeurs entières encadrant le nombre trouvé par l'optimisation sont également retenues. Ce qui donne $2^4 (=16)$ combinaisons. Nous relançons alors ces seize optimisations en fixant maintenant les valeurs et le nombre des capacités. Nous n'optimisons plus que trois paramètres qui sont la valeur de l'inductance d'entrée, celle de sortie et la fréquence de découpage. De ces seize optimisations, nous ne retenons ensuite que le jeu de paramètres qui minimise le volume global.

Ce processus est représenté par le diagramme suivant :

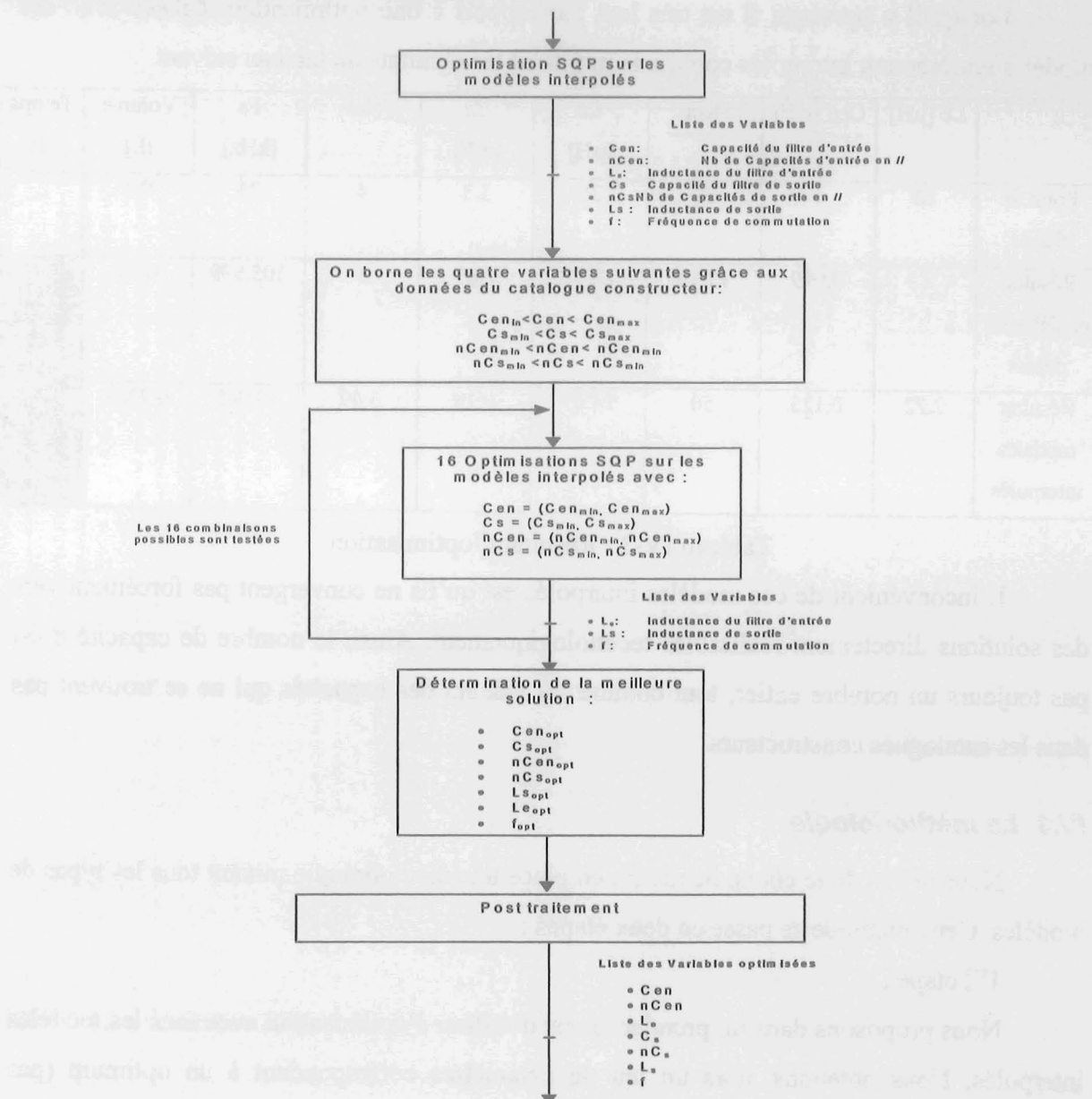


Figure IV-8 : Méthodologie complète d'optimisation

Le tableau suivant présente le résultat d'un tel processus avec le résultat intermédiaire :

	Le [μ H]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μ H]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [Litre]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat intermédiaire	2.22	0.123	50	14.67	0.179	5.49	89.048	0.2388	52.2
Valeurs testées		0.120 et 0.15	50		0.15 et 0.18	5 et 6			
Résultat final	1.95	0.15	50	13.14	0.18	5	99.642	0.23	61.2

Tableau IV-4 : Comparaison des résultats d'optimisation : résultat brut-résultat après les 16 optimisations.

Ces résultats sont directement réalisables technologiquement, cependant quelques difficultés peuvent apparaître. En effet, les modèles interpolés sont des approximations des modèles trouvés à partir des documents constructeurs. Ces approximations peuvent permettre à une contrainte d'être respectée alors qu'avec la solution intermédiaire trouvée, combinée aux modèles initiaux, la contrainte n'est plus respectée. Les points de départ de la seconde phase peuvent donc violer les contraintes, ce qui peut provoquer des problèmes de convergence.

IV.4 Etudes de sensibilité

Le paragraphe qui va suivre aura pour but de faire une analyse des résultats à partir desquels certaines règles seront données. Le tableau suivant reprend les résultats du tableau précédent. Ces résultats montrent que le nombre de capacité d'entrées est en butée (50), ce nombre important de capacités est relié directement au courant maximal à respecter, comme le montre le tableau ci dessous où la dernière ligne correspond au résultat sans la contrainte sur le courant efficace dans les capacités d'entrée.

	Le [μ H]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μ H]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [Litre]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat avec toutes les contraintes	1.95	0.15	50	13.14	0.18	5	99.642	0.23	61.2
Résultat sans la contrainte en courant efficace des capacité d'entrée	4.59	0.82	4	17.71.	2.7	1	73.79	0.215	53.2

Tableau IV-5 : Comparaison entre une optimisation avec toutes les contraintes et une optimisation où la contrainte de courant efficace sur les capacités d'entrée a été supprimée.

Ce résultat montre que le nombre de capacité en parallèle est donc une contrainte très forte sur le dimensionnement.

Le critère de Middlebrook lui n'influence pas l'optimisation dans notre cas comme le montre le tableau ci-dessous :

	Le [μ H]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μ H]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [Litre]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat avec toutes les contraintes	1.95	0.15	50	13.14	0.18	5	99.642	0.23	61.2
Résultat sans la contrainte sur Middlebrook	1.95	0.15	50	13.14.	0.18	5	99.642	0.23	61.2

Tableau IV-6 : Comparaison entre une optimisation avec toutes les contraintes et une optimisation où la contrainte de stabilité de Middlebrook

Ce critère, de même que le choix du type de régulation, n'est pas déterminant dans notre cas.

De même, les ondulations de tension n'ont aucune influence sur l'optimisation et le fait de les supprimer conduit au même résultat d'optimum.

L'ondulation du courant de sortie est quant à elle importante. En effet, si nous supprimons cette contrainte, l'inductance de sortie chute ce qui modifie fortement le volume final. Nous noterons que les différents modèles mis en œuvre ne sont peut être plus très fiables. Si l'inductance de sortie diminue, l'ondulation du courant augmente ce qui augmente l'incertitude sur les pertes dans les inductances.

	Le [μH]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μH]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [Litre]	Temps [s]
Point de départ	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat avec toutes les contraintes	1.95	0.15	50	13.14	0.18	5	99.642	0.23	61.2
Résultat sans la contrainte sur l'ondulation du courant de sortie	1.95	0.15	50	3.9	2.7	3	99.642	0.18	63.7

Tableau IV-7 : Optimisation sans contrainte sur l'ondulation de courant

Pour finir, nous concluons sur le fait que plusieurs minimums sont trouvés en fonction du point de départ donné.

	Le [μH]	Cen [mF]	Ncen	Ls [μH]	Cs [mF]	Ncs	Fs [kHz]	Volume [Litre]	Temps [s]
Point de départ 1	10	1	21	20	3.3	4	74	0.4	
Résultat 1	1.95	0.15	50	13.14	0.18	5	99.642	0.23	61.2
Point de départ 2	10	1	21	20	3.3	4	120	0.4	
Résultat 2	4.03	1	17	9.598	2.7	1	136.139	0.26	43.1

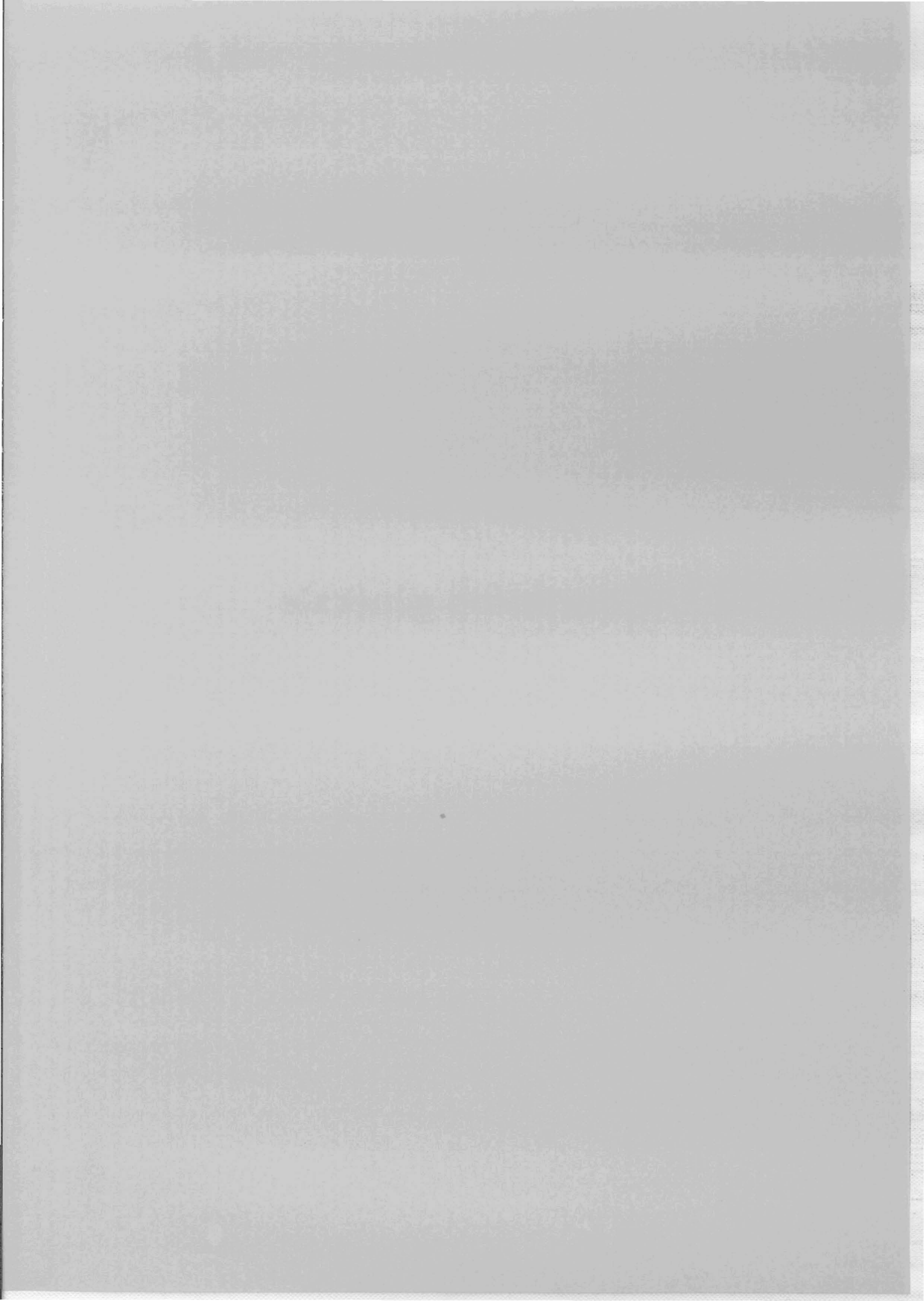
Tableau IV-8 : Modification du point de départ

L'algorithme que nous avons utilisé ne garantit en aucun cas un minimum global. Ceci n'est pas un inconvénient car il est possible de changer l'algorithme.

IV.5 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons réalisé l'implantation informatique des modèles séquentiels initiaux. L'utilisation de ces derniers permet de faire un pré-dimensionnement d'une structure de type hacheur. Lampe permet donc de savoir si le cahier des charges qui est imposé est viable et de déterminer les « points durs » du dimensionnement (les contraintes fortes). Le problème qui a été rencontré est que l'utilisateur peut faire une recherche d'optimum à la main mais cette dernière peut être « lourde ». Aussi, une étude des différentes méthodes d'optimisation a été effectuée. Cette étude nous a conduit à utiliser des méthodes déterministes basées sur le calcul des gradients. Cependant, les modèles initiaux n'étaient pas directement utilisables (non continus et non dérivables) pour une optimisation correcte au niveau convergence et rapidité, nous les avons donc modifiés et implantés. La méthodologie que nous avons mis en place est une méthodologie novatrice qui fait un mixage entre des modèles interpolés et des valeurs tabulées constructeurs, elle est critiquable mais permet de trouver une solution viable technologiquement.

Conclusion générale



L'objectif de cette thèse était de développer une méthodologie ainsi qu'un outil de pré-dimensionnement en électronique de puissance afin d'aider un concepteur à faire ses choix. Le but d'un tel outil est de fournir, à partir d'un cahier des charges un maximum d'informations sur les éléments constitutifs du convertisseur et des divers choix à effectuer tel que la fréquence de découpage. La pertinence du cahier des charges peut aussi être vérifiée et des modifications sont susceptibles d'être effectuées dans ce dernier.

La conception de convertisseur est un domaine vaste et nous n'avons pu résoudre tout les problèmes à la fois. Le postulat de base que nous avons admis est que le concepteur maîtrise les technologies et est capable d'effectuer des choix tel que la technologie du condensateur ou d'un fabricant de noyau magnétique. De ce fait, les formulations analytiques qui ont pu être développées sont plus précises mais parfois demandent une mise en œuvre informatique plus difficile. Une confrontation de certains de nos modèles à des mesures sur une maquette nous a permis de connaître les limites de nos modèles pris au sens du pré-dimensionnement. Il est alors apparu qu'avec ce type de modèles, l'estimation des différents phénomènes physiques était intéressante au niveau des sens de variation mais dont la précision peut être insuffisante dans certains domaines. Cependant, il paraît à ce jour impossible de faire beaucoup mieux.

Le problème de l'optimisation a aussi été abordé, nous avons mis en évidence les difficultés de traduire un problème d'électronique de puissance en un problème d'optimisation. L'utilisation d'algorithmes basés sur le calcul des gradients a nécessité une remise en équation du problème initial. Cependant, ce type de reformulation ne permettait pas de toujours trouver une solution technologiquement viable. Une méthodologie a alors été développée de manière à obtenir des grandeurs réalisables (nombre de capacités en parallèle entier et valeur de capacité dans un tableau constructeur). Cette dernière mixe tout type de modèles.

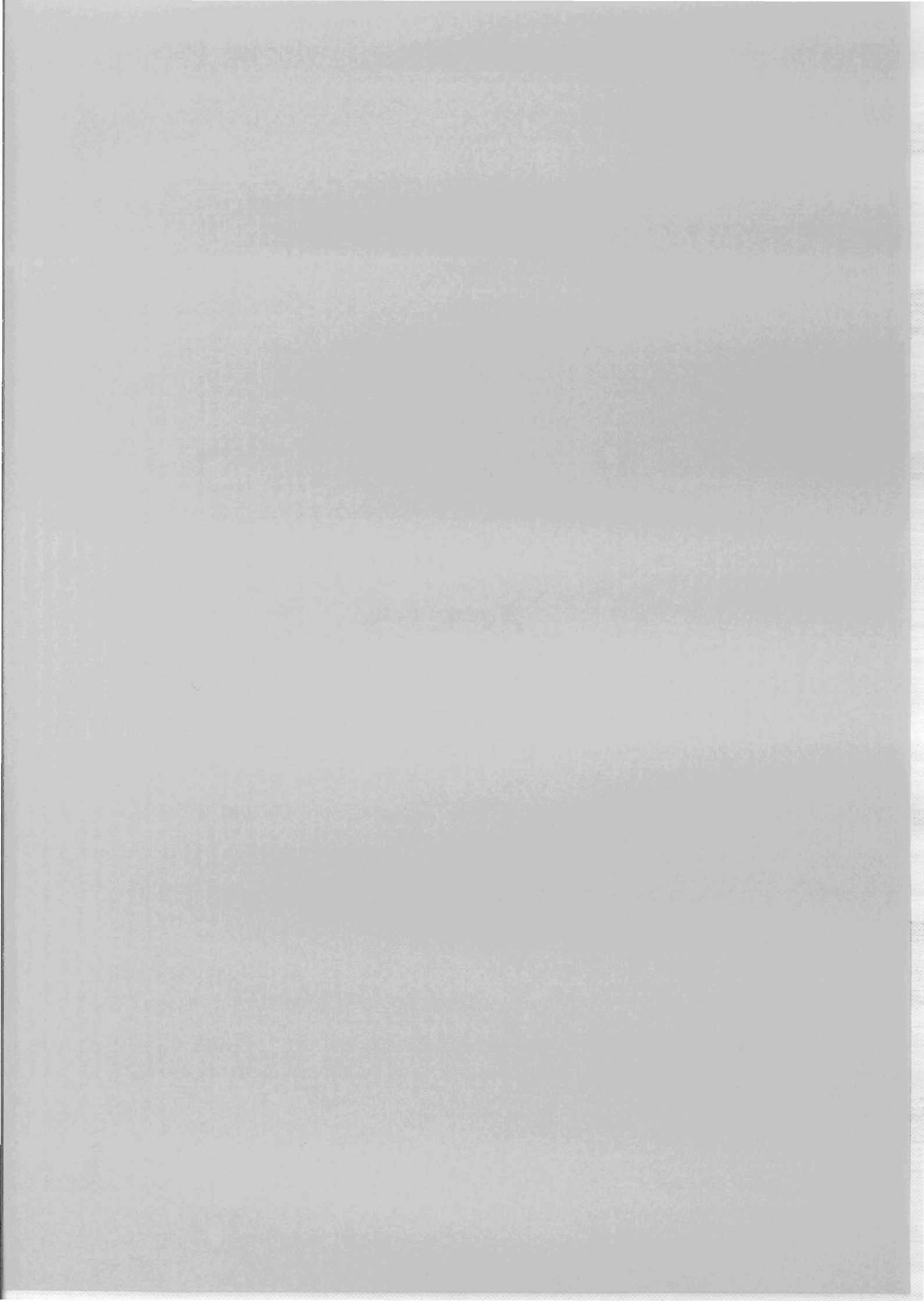
Les perspectives d'un tel travail sont multiples :

- l'extension à de nouvelles structures est possible car les différentes méthodes de modélisations sont réutilisables. D'ailleurs, J.M.Guichon a contribué, durant son post doctorat, à cette extension avec le pré-dimensionnement d'une structure isolée.
- le problème des dissymétries des composants a été montré mais n'a pas été résolu. Il faudra donc dans un futur proche prendre en compte ce paramètre. Des techniques basées

sur la logique floue ou aléatoire peuvent être mise en place.

Enfin d'un point de vue plus prospectif, cette méthodologie a donné entière satisfaction bien que de nombreux modèles nécessitent d'être améliorés voire développés. Cependant nous pensons qu'à travers ce type de méthode de pré-dimensionnement également utilisée pour la conception des actionneurs nous pouvons être capables d'aborder aussi le pré-dimensionnement de réseaux de bord automobiles. Explorer ou tester des solutions concurrentes devient relativement rapide et fiable. Il est vrai qu'aujourd'hui la phase la plus longue consiste à se procurer des modèles avec le compromis rapidité, précision. Mais avec le temps et le procédé de capitalisation inhérent à la méthodologie nous disposerons petit à petit de véritables bibliothèques de modèles interchangeables. Cette bibliothèque pourrait devenir enrichissable par l'ensemble de la communauté.

Annexes



Annexe A

A-1 Mise en équation

La méthode détaillée dans les paragraphes qui vont suivre permet d'étudier dans le domaine fréquentiel tout circuit électrique représenté par des réseaux d'impédances dont les valeurs évoluent en fonction de la fréquence. Si aucune précision n'est faite, les grandeurs seront des complexes. Par souci de simplification, l'indice de rang de l'harmonique auquel est fait le calcul a été supprimé ; cette matrice devra donc être recalculée aux différentes fréquences désirées. Elle consiste à écrire l'ensemble des grandeurs électriques du système étudié sous la forme d'une matrice. Les grandeurs désirées définissent le "*vecteur résultat Vr*", les sources de tensions ou de courants connus définissent le "*vecteur source Vs*". Pour chaque fréquence étudiée, il existe donc une matrice associée, un vecteur source et un vecteur résultat. La matrice permettant de résoudre le système est de type impédance si les sources connues sont du type tension ; elle devient du type admittance dans le cas où le vecteur source est constitué uniquement de sources de courants. Si les sources connues sont mixtes, la terminologie usuelle définit la matrice comme étant hybride.

Pour comprendre la méthode et apprécier sa simplicité, nous allons dans un premier temps rappeler quelques généralités sur les circuits électriques.

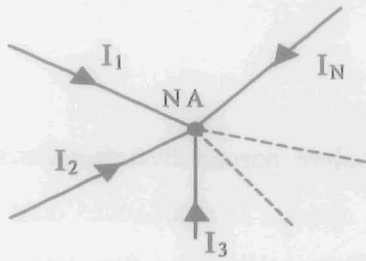
A-2 Lois de base

La mise en équation des chemins de propagation est avant tout basée sur l'écriture des équations régies par les deux lois de Kirchoff. Ces lois permettent de définir l'ensemble des grandeurs électriques d'un circuit par des applications linéaires reliant entre eux les différents vecteurs courants et tensions.

- **Première loi de Kirchoff**

Le nœud NA représenté sur la figure 1 de circuit électrique constitue le potentiel commun de N conducteurs parcourus respectivement par un courant I_n . En ce nœud, la conservation du nombre de charges dans l'ensemble des conducteurs entraîne que la somme des courants entrants est égale à la somme des courants sortants, suivant la convention choisie.

La relation de Kirchoff s'exprime par la relation suivante :



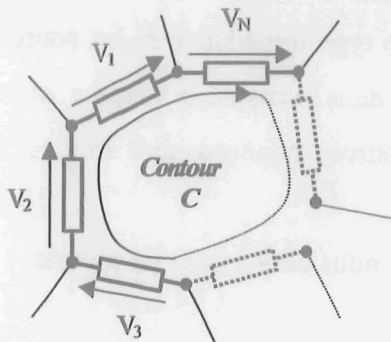
$$\sum_{n=1}^N \vec{I}_n = \vec{0} \quad \text{Eq.1}$$

Cette somme est vectorielle, chaque courant possède un module et une phase, ce qui se traduit dans les équations par une écriture complexe des grandeurs.

Figure 1 : Nœud NA à N conducteurs

- **Deuxième loi de Kirchoff**

La deuxième loi de Kirchoff établit que la somme vectorielle des tensions d'une maille de circuit, constituée schématiquement d'un polygone d'impédances et de sources (figure 2), est nulle.



$$\sum_{n=1}^N \vec{V}_n = \vec{0} \quad \text{Eq.2}$$

Cette relation traduit le fait que la circulation du champ électrique le long d'un contour fermé est nulle.

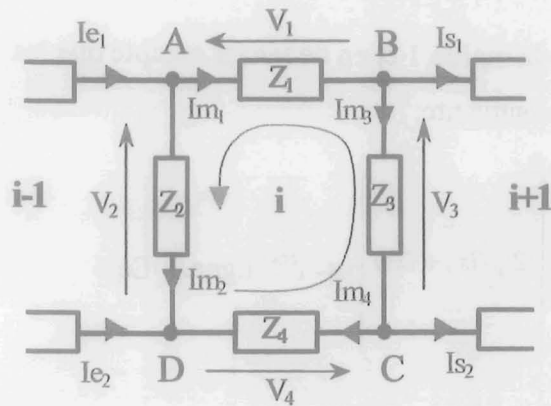
$$\oint_C \vec{E} \, dl = 0 \quad \text{Eq.3}$$

Figure 2 : Représentation d'une Maille

Classiquement, la détermination des grandeurs électriques consiste à écrire les lois des nœuds et des mailles du circuit considéré et résoudre le système ainsi constitué.

A-3 Application à une maille élémentaire

Dans notre cas, il faut définir une maille simple constituée de quatre impédances comme le montre la figure suivante. Cette maille sera définie pour la suite comme la "*maille élémentaire*". La relation que nous allons utiliser par la suite est donc une restriction à quatre composantes de la loi précédemment énoncée.



Nous avons:

$$I_{e1} = I_{m1} + I_{m2} \quad \text{Nœud A}$$

$$I_{s1} = I_{m1} - I_{m3} \quad \text{Nœud B}$$

$$I_{s2} = I_{m3} - I_{m4} \quad \text{Nœud C}$$

$$I_{e2} = -I_{m2} - I_{m4} \quad \text{Nœud D}$$

Et

$$V_1 - V_2 + V_3 + V_4 = 0$$

Figure 3 : Maille élémentaire

Nous pouvons également écrire :

$$I_{m2} = I_{e1} - I_{m1}$$

$$I_{m3} = -I_{s1} + I_{m1}$$

$$I_{m4} = -I_{s2} + I_{m3} = -I_{s2} - I_{s1} + I_{m1}$$

Ainsi il est possible d'écrire chacun des courants en fonction d'un courant de maille.

En combinant les deux lois:

$$Z_1 \cdot I_{m1} - Z_2 \cdot I_{m2} + Z_3 \cdot I_{m3} + Z_4 \cdot I_{m4} = 0$$

$$Z_1 \cdot I_{m1} - Z_2 \cdot (I_{e1} - I_{m1}) + Z_3 \cdot (-I_{s1} + I_{m1}) + Z_4 \cdot (-I_{s2} - I_{s1} + I_{m1}) = 0$$

Soit

$$(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) I_{m1} - Z_2 \cdot I_{e1} - Z_3 \cdot I_{s1} - Z_4 \cdot (I_{s2} + I_{s1}) = 0 \quad \text{Eq.4}$$

Le courant I_{m1} a été choisi pour définir les autres courants de la maille. Pour la suite de l'étude, ce courant sera appelé "courant principal de maille". L'équation 4 permet de constater que le courant principal est le facteur commun de l'ensemble des impédances de la maille ce qui peut être traduit par l'expression 5.

$$\left(\sum_{k=1}^4 Z_k \right) \cdot I_{m1} \quad \text{Eq.5}$$

Grâce à la convention récepteur définissant que le sens de parcours des courants s'oppose à celui des tensions, le signe + se retrouve devant le premier terme de l'équation 5. L'impédance Z_2 commune aux mailles (i-1) et i, est également présente dans l'équation par le terme $-Z_2 \cdot I_{e1}$ de même pour l'impédance Z_3 qui est commune aux mailles i et (i+1). Les deux termes d'impédances communes sont affectés d'un signe moins. Le terme $(I_{s2} + I_{s1})$ représente l'effet de l'ensemble des mailles qui suivent. Nous pouvons également remarquer que I_{e1} et I_{s1} sont respectivement les courants principaux des mailles 0 et 2. Ainsi, en représentant sous une

forme matricielle la portion de circuit constituée par la maille 1 et en ne tenant compte que les courant principaux de maille, nous obtenons la forme suivante:

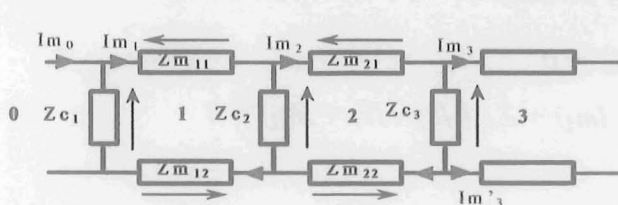
$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & -Z_2 & \sum_{k=1}^4 Z_k & -Z_3 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ I_{e_1} \\ I_{m_1} \\ I_{s_1} \\ \dots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ Z_4 (I_{s_1} + I_{s_2}) \\ \dots \\ \dots \end{pmatrix} \leftarrow i^{\text{ème}} \text{ ligne} \quad \text{Eq.6}$$

↑
i^{ème} colonne

Cet exemple permet de montrer le placement dans la matrice des éléments appartenant à la maille ou communs avec la maille qui précède et celle qui succède. Qu'en est-il alors des éléments qui apparaissent dans le vecteur second membre? Pour répondre à cette question, prenons l'exemple de plusieurs mailles élémentaires.

A-4 Application à deux mailles élémentaires

L'étude pour deux mailles est strictement identique à la précédente. Les équations associées aux mailles étudiées peuvent se déduire de l'expression de l'équation 6.



Les courants circulant dans les impédances Z_{m22} et Z_{m12} sont respectivement $I_{m2} - (I_{m3} + I_{m'3})$ et $I_{m1} - (I_{m3} + I_{m'3})$

Figure 4 : Représentation de deux mailles

Les équations relatives à ces deux mailles sont les suivantes:

- Maille 1:

$$-Z_{c1}.I_{m0} + (Z_{c1} + Z_{m11} + Z_{m12} + Z_{c2}).I_{m1} - Z_{c2}.I_{m2} - Z_{m12}.(I_{m3} + I_{m'3}) = 0 \quad \text{Eq.7}$$

- Maille 2:

$$-Z_{c2}.I_{m1} + (Z_{c2} + Z_{m21} + Z_{m22} + Z_{c3}).I_{m2} - Z_{c3}.I_{m3} - Z_{m22}.(I_{m3} + I_{m'3}) = 0 \quad \text{Eq.8}$$

En posant $I_s = I_{m3} + I_{m'3}$, les équations 7 et 8 deviennent:

- Maille 1:

$$-Z_{c1}.I_{m0} + (Z_{c1} + Z_{m11} + Z_{m12} + Z_{c2}).I_{m1} - Z_{c2}.I_{m2} - Z_{m12}.I_s = 0 \quad \text{Eq.9}$$

- Maille 2:

$$-Z_{c2}.I_{m1} + (Z_{c2} + Z_{m21} + Z_{m22} + Z_{c3}).I_{m2} - Z_{c3}.I_{m3} - Z_{m22}.I_s = 0 \quad \text{Eq.10}$$

I_s correspond au courant sortant de la maille 3. Le courant principal de la maille 3 n'apparaît donc plus dans l'expression 9 relative à la maille 1. Ainsi en associant en cascade

N cellules (mailles élémentaires), il ne faut retenir que les courant principaux des mailles $i-1$ et $i+1$ si l'on considère la maille i .

A-5 Généralisation pour des mailles élémentaires en cascade

En distinguant les impédances propres à la maille et les impédances communes entre deux mailles comme le montre la figure 5 il est possible de généraliser la représentation matricielle 6.

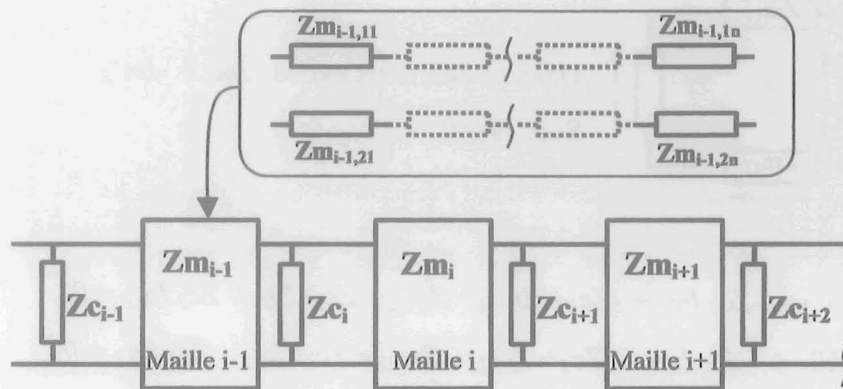


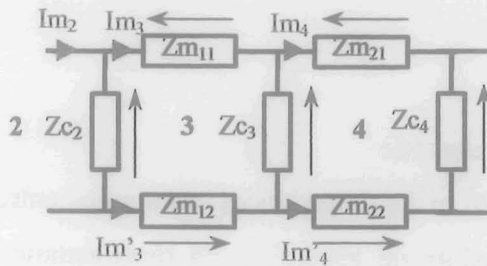
Figure 5 : Association de mailles élémentaires

$$\begin{pmatrix}
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & -Z_{c_{i-1}} & Z_{c_{i-1}} + (\sum Z_{m_{i-1}}) + Z_{c_i} & -Z_{c_i} & 0 & 0 & 0 & I_{i-2} \\
 0 & 0 & -Z_{c_i} & Z_{c_i} + (\sum Z_{m_i}) + Z_{c_{i+1}} & -Z_{c_{i+1}} & 0 & 0 & I_{i-1} \\
 0 & 0 & 0 & -Z_{c_{i+1}} & Z_{c_{i+1}} + (\sum Z_{m_{i+1}}) + Z_{c_{i+2}} & -Z_{c_{i+2}} & 0 & I_i \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & I_{i+1} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & I_{i+2} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots
 \end{pmatrix} = \dots$$

Ainsi la représentation matricielle donnée ci-dessus permet de constater que chaque élément de la diagonale est constitué de la somme des impédances de la maille. Les éléments de la sous-diagonale correspondent aux impédances communes en amont de la maille, et les éléments de la sur-diagonale représentent les impédances communes situées en aval de la maille. De ce fait, les éléments sous-diagonaux sont égaux aux éléments sur-diagonaux ce qui a pour conséquence de rendre la matrice symétrique. De plus, il faut maintenant étudier les différentes possibilités de courant de sortie.

A-6 Etude des terminaisons

- On ajoute une maille élémentaire supplémentaire :

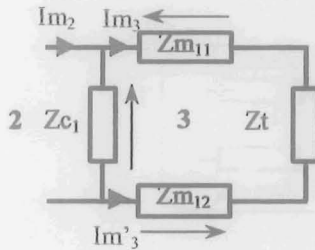


Nous avons $Im_3 + Im'_3 = Im_4 + Im'_4$

Soit $Is = Im_4 + Im'_4$

Les résultats sont donc strictement identiques, les équations 9 et 10 restent inchangées.

- Le circuit est fermé par une impédance Z_t :



Dans ce cas, nous avons $Im_3 = -Im'_3$

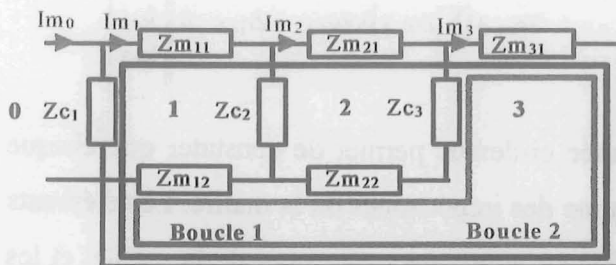
Soit $Is = 0$

$$\text{Eq.9} \rightarrow -Z_{c1}.Im_0 + (Z_{c1} + Z_{m11} + Z_{m12} + Z_{c2}).Im_1 - Z_{c2}.Im_2 = 0$$

$$\text{Eq.10} \rightarrow -Z_{c2}.Im_1 + (Z_{c2} + Z_{m21} + Z_{m22} + Z_{c3}).Im_2 - Z_{c3}.Im_3 = 0$$

- Le circuit est bouclé par une maille "complexe"

Jusqu'à présent les mailles étudiées étaient élémentaires et placées en cascade. D'autres mailles peuvent sembler plus complexes en se rebouclant sur d'autres mailles plus éloignées. Cependant la démarche reste la même.



Im_3 étant également un courant principal, il faut veiller à choisir judicieusement les éléments de cette maille afin que la forme des équations des mailles soit identique à celle des équations précédentes.

En choisissant la boucle 1 pour définir la maille 3, l'équation devient:

$$-Z_{c1}.Im_0 + (Z_{c1} + Z_{m11}).Im_1 + Z_{m21}.Im_2 + Z_{m31}.Im_3 = 0 \quad \text{Eq.11}$$

En choisissant la boucle 2 pour définir la maille 3, l'équation devient:

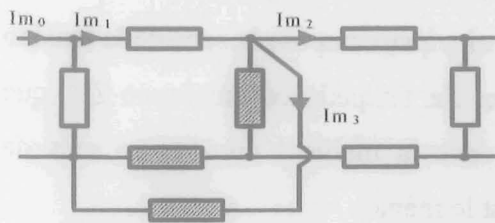
$$-Z_{m12}.Im_1 - (Z_{c3} + Z_{m22}).Im_2 + (Z_{m31} + Z_{c3} + Z_{m22} + Z_{m12}).Im_3 = 0 \quad \text{Eq.12}$$

L'équation relative à la boucle 1 montre que le choix des éléments n'est pas adéquat puisque la forme de cette équation ne correspond pas à celle que nous recherchons.

En choisissant la boucle 2, la forme de l'équation associée à cette maille est cohérente avec l'étude menée dans les paragraphes précédents. En effet, nous remarquons que la somme

des impédances de la maille est facteur du courant principal et que les autres termes correspondent aux éléments communs avec les mailles qui précèdent.

Il ne faut ainsi définir qu'un seul courant principal par maille comme le montre l'exemple donné sur la figure 6.



Les impédances hachurées représentent les éléments de la maille pour laquelle le courant principal est I_{m3} .

Figure 6 : Exemple de mailles imbriquées

De façon générale, si le courant I_s sortant d'une maille élémentaire se reboucle dans le circuit, il définit à son tour un courant principal et de ce fait une maille.

A-7 Conventions

Il faut maintenant établir une convention sur le sens des courants principaux et des tensions aux bornes des impédances des mailles. Cette convention doit permettre de retrouver les équations établies précédemment. En choisissant une convention récepteur pour toutes les impédances, et en conservant l'orientation de la tension de l'impédance principale pour toutes les impédances secondaires (figure 7), les conditions sont respectées pour obtenir les équations souhaitées.

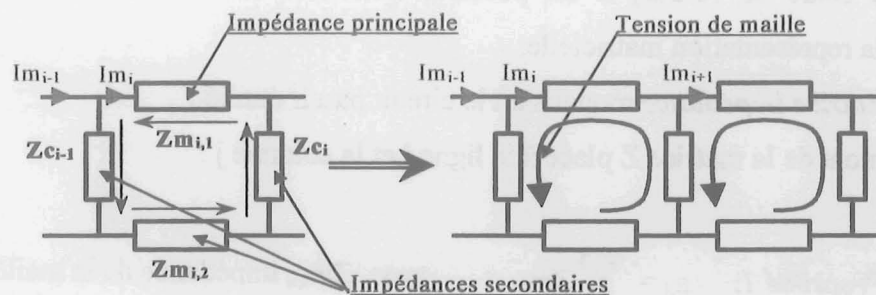
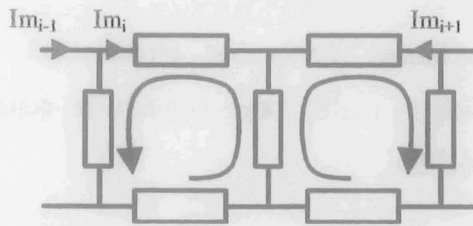


Figure 7 : Convention Courant / Tension

En gardant toujours la même orientation pour les courants principaux d'une maille à l'autre, nous constatons que les sens des tensions aux bornes des impédances communes s'opposent suivant que l'on se place dans la maille i ou la maille $i+1$. Cette opposition de sens se traduit par un signe "moins" devant les termes représentant les éléments communs aux mailles.

$$\dots -Z_{c_{i-1}}.Im_{i-1} + (Z_{c_{i-1}} + \sum_k Z_{m_{i,k}} + Z_{c_i}).Im_i - Z_{c_i}.Im_{i+1} + \dots = 0$$

$$\dots -Z_{c_i}.Im_i + (Z_{c_i} + \sum_k Z_{m_{i+1,k}} + Z_{c_{i+1}}).Im_{i+1} + \dots = 0$$



Dans le cas contraire (figure 8), le sens des courants principaux impose le sens de la tension aux bornes de l'impédance commune Z_{c_i} que l'on soit dans la maille i ou $i+1$, ce sens de tension est le même.

Figure 8 : Courant et tension de maille

Les équations ci-dessus deviennent:

$$\dots -Z_{c_{i-1}}.Im_{i-1} + (Z_{c_{i-1}} + \sum_k Z_{m_{i,k}} + Z_{c_i}).Im_i + Z_{c_i}.Im_{i+1} + \dots = 0$$

$$\dots + Z_{c_i}.Im_i + (Z_{c_i} + \sum_k Z_{m_{i+1,k}} + Z_{c_{i+1}}).Im_{i+1} + \dots = 0$$

Ainsi, il est possible de déduire graphiquement le signe des termes des équations de mailles en comparant le sens de flèche représentant les tensions aux bornes des impédances communes.

A-8 Propriétés

A ce stade de l'étude, il est possible d'énoncer un certain nombre de propriétés concernant la représentation matricielle.

Soit $[Z]$ la *matrice impédance* modélisant le circuit passif étudié :

Soit a_{ij} l'élément de la matrice Z placé à la ligne i et la colonne j :

On a:

- **Propriété 1:** $a_{ii} = \sum_k Z_{m_{i,k}}$ avec $Z_{m_{i,k}}$ impédance de la maille i
Et $\{Z_{c_i}, Z_{c_{i+1}}\} \subset \{Z_{m_{i,k}}\}$

- **Propriété 2:** $a_{i,i-1} = - \sum_k Z_{c_{i-1,k}}$, avec $Z_{c_{i-1}}$ impédance commune entre les mailles $i-1$ et i . Le signe "-" indique que la tension à ses bornes change de sens suivant

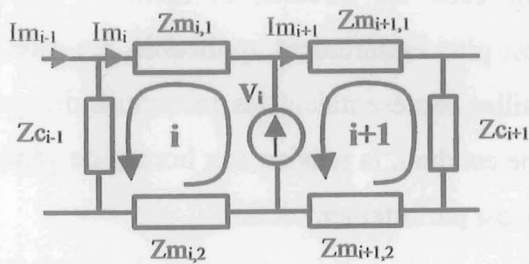
$$a_{i,i-1} = + \sum_k Z_{c_{i-1,k}}, \text{ si la tension à ses bornes ne change pas de sens suivant la maille étudiée.}$$

$$a_{i,i+1} = \pm \sum_k Z_{c_{i,k}}, \quad \text{suivant le sens des tensions et avec } Z_{c_i} : \text{ impédance commune entre les mailles } i \text{ et } i+1.$$

- **Propriété 3:** $a_{ij} = a_{ji}$, La matrice est symétrique.

A-9 Prise en compte de sources de tension

Chaque source de tension appartient nécessairement à une maille. De plus, la convention générateur impose que l'orientation du courant soit dans le même sens que l'orientation de la tension. Cette condition ne remet toutefois pas en cause les propriétés énoncées dans le paragraphe précédent. La tension aux bornes de ces générateurs est parfaitement connue; elle apparaîtra dans le "vecteur source" représentant le vecteur second membre de la représentation matricielle.



De la même façon, la source de tension est commune aux mailles i et $i+1$. Dans cet exemple, la tension de maille de la maille i est orientée dans le même sens que celle aux bornes du générateur. Pour la maille $i+1$, la tension de maille s'oppose à celle du générateur.

Les deux cas se traduisent par les équations suivantes :

- Pour la maille i :

$$-Z_{c_{i-1}}.I_{m_{i-1}} + (Z_{c_{i-1}} + \sum_k Z_{m_{i,k}}).I_{m_i} + \dots + V_i = 0$$

- Pour la maille $i+1$:

$$\dots + (Z_{c_{i-1}} + \sum_k Z_{m_{i+1,k}}).I_{m_{i+1}} - Z_{c_{i+1}}.I_{m_{i+2}} \dots - V_i = 0$$

La représentation matricielle associée à ce système possède la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & -Z_{c_{i-1}} & Z_{c_{i-1}} + (\sum Z_{m_i}) & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & (\sum Z_{m_{i+1}}) + Z_{c_{i-1}} & -Z_{c_{i+1}} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ I_{i-1} \\ I_i \\ I_{i+1} \\ \dots \\ \dots \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ V_i \\ -V_i \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{pmatrix} = 0$$

Ainsi il est possible de déterminer graphiquement le signe affecté à la source de tension grâce au sens de la tension de maille.

La représentation matricielle est du type : $[A].\vec{X} + \vec{B} = 0$

Avec $[A] = N \times N$ matrice carrée impédance

$\vec{X} = N \times 1$ vecteur courant (correspond également au vecteur recherché)

$\vec{B} = N \times 1$ vecteur source (vecteur second membre entièrement connu)

Ceci entraîne la propriété suivante :

- **Propriété 4** : Soit V_i la source commune aux mailles i et $i+1$, $[Z]$ la matrice Impédance et \vec{B} du système $[A].\vec{X} + \vec{B} = 0$:

$b_i = V_i$, si la tension de maille est dans le même sens que la tension V_i

$b_i = -V_i$, si la tension de maille s'oppose à la tension V_i

A-10 Prise en compte de sources de courant

En introduisant des sources de courant dans les circuits, la méthode matricielle présentée dans les paragraphes précédents n'est plus entièrement applicable. En effet, dans l'étude menée, les courants principaux des mailles représentaient les inconnues du système. Dans le cas d'une source de courant le problème est dual, la tension aux bornes du générateur de courant est inconnue ; le courant, quant à lui, est parfaitement défini.

Pour pallier à ce problème, une manipulation de la matrice s'impose. Le générateur de courant sera traité dans un premier temps comme une source de tension suivant une convention récepteur. Le courant sera pris comme étant le courant principal de la maille dans laquelle se trouve cette source. Il faut donc veiller de nouveau à choisir convenablement la maille associée à ce courant.

Une représentation en perspective peut faciliter la compréhension du système et permet surtout de définir correctement les mailles.

Le courant de la source est défini comme un courant principal ($I_{m_i} = I_{source}$); la tension à ses bornes est dans le même sens que la tension de maille ce qui implique que le terme V_{source} sera affecté d'un signe "plus".

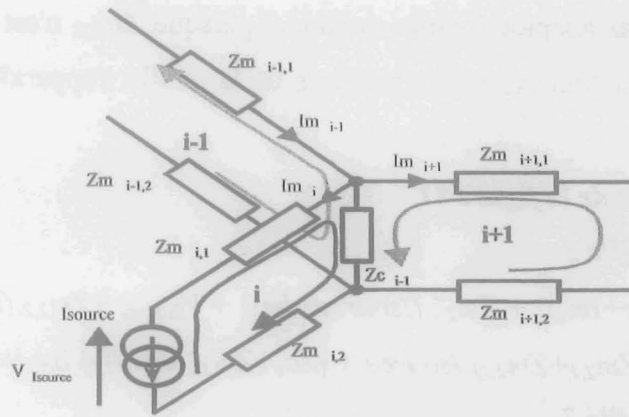


Figure 9 : Source de courant dans une maille

Ainsi l'équation relative à la maille i dans laquelle apparaît la source de courant est la suivante:

$$-Z_{c_{i-1}} \cdot I_{m_{i-1}} + (Z_{c_{i-1}} + \sum_k Z_{m_{i,k}}) \cdot I_{source} - Z_{c_{i-1}} \cdot I_{m_{i+1}} + \dots + V_{source} = 0$$

la formulation de cette équation est identique à celle attendue. L'exemple de la figure 10, présente une mauvaise définition des mailles. En effet, les mailles 2 et 3 possèdent deux courants principaux.

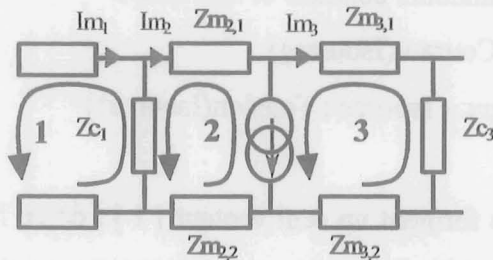


Figure 10 : Mauvaise représentation

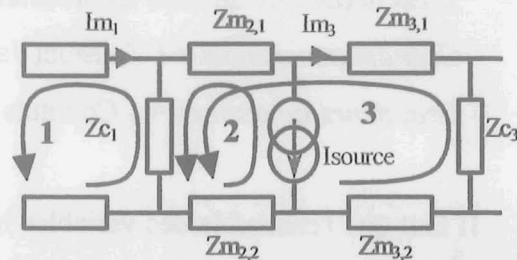


Figure 11 : Représentation correcte

La figure 11 représente la solution correcte pour le choix des mailles. Les impédances $Z_{m_{2,1}}$, $Z_{m_{2,2}}$, Z_{c_1} sont communes aux mailles 2 et 3, l'impédance Z_{c_1} est commune aux mailles 1, 2 et 3.

- Pour l'exemple de la figure 10

Equation de la maille 2:

$$-Z_{c_1} \cdot (I_{m_1} - I_{m_2}) + Z_{m_{2,1}} \cdot I_{m_2} + V_{source} + Z_{m_{2,2}} \cdot (I_{source} + I_{m_3}) = 0$$

$$-Z_{c_1} \cdot I_{m_1} + (Z_{c_1} + Z_{m_{2,1}}) \cdot I_{m_2} + Z_{m_{2,2}} \cdot I_{source} + Z_{m_{2,2}} \cdot I_{m_3} + V_{source} = 0$$

Equation de la maille 3:

$$(Z_{c_3} + Z_{m_{3,1}} + Z_{m_{3,2}}) \cdot I_{m_3} - V_{source} = 0$$

Cette formulation n'est pas adaptée à notre méthode, puisque $Z_{m_{2,2}}$ n'est pas commune aux mailles 2 et 3. De plus, la somme des impédances de la maille n'apparaît pas en facteur du courant principal.

- *Pour l'exemple de la figure 11*

Equation de la maille 2:

$$-Z_{c_1} \cdot (I_{m_1} - (I_{source} + I_{m_3})) + Z_{m_{2,1}} \cdot (I_{source} + I_{m_3}) + V_{source} + Z_{m_{2,2}} \cdot (I_{source} + I_{m_3}) = 0$$

$$-Z_{c_1} \cdot I_{m_1} + (Z_{c_1} + Z_{m_{2,1}} + Z_{m_{2,2}}) \cdot I_{source} + (Z_{c_1} + Z_{m_{2,1}} + Z_{m_{2,2}}) \cdot I_{m_3} + V_{source} = 0$$

Equation de la maille 3:

$$-Z_{c_1} \cdot I_{m_1} + (Z_{c_1} + Z_{m_{2,1}} + Z_{m_{2,2}}) \cdot I_{source} + (Z_{c_1} + Z_{m_{2,1}} + Z_{m_{2,2}} + Z_{m_{3,1}} + Z_{m_{3,2}} + Z_{c_1}) \cdot I_{m_3} = 0$$

Pour ces deux équations toutes les *propriétés sont respectées*.

Remarque: *Contrairement à une source de tension, la source de courant ne peut pas être commune à plusieurs mailles. De ce fait, la tension aux bornes de cette source n'apparaîtra que dans l'équation de la maille en question.*

Il est nécessaire de faire un inventaire des grandeurs connues et inconnues.

Grandeurs connues = { Tension(V_{source}) ; Courant(I_{source}) }

Grandeurs inconnues = { Courants principaux $\neq I_{source}$; Tension(I_{source}) }

Il faut que l'ensemble des variables inconnues forment un seul vecteur $[I]$; de ce fait, toutes les sources connues doivent également faire partie d'un seul vecteur $[S]$. Le système matriciel prend la forme suivante : $[H] \cdot I + S = 0$ dans lequel $[H]$ correspond à une matrice hybride. Une transformation de la matrice $[Z]$ s'impose inévitablement.

En partant de la représentation matricielle 6 dans laquelle apparaît à la $i^{\text{ème}}$ ligne la source de courant et faisant sortir le terme I_{source} du "*vecteur courant*" pour l'intégrer au vecteur second membre, nous obtenons la représentation (13).

$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \pm \sum Z_{c_i} & \dots & \dots \\ \dots & \pm \sum Z_{c_i} & \sum Z_{m_i} & \pm \sum Z_{c_{i+1}} & \dots \\ \dots & \dots & \pm \sum Z_{c_{i+1}} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dots \\ I_{m_{i-1}} \\ I_{source} \\ I_{m_{i+1}} \\ \dots \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ V_{source} \\ \dots \\ \dots \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq.13}$$

$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \pm \sum Z_{C_i} & 0 & \pm \sum Z_{C_{i+1}} & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ \text{Im}_{i-1} \\ 0 \\ \text{Im}_{i+1} \\ \dots \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \pm \left(\sum Z_{C_i} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \text{V}_{\text{source}} + \left(\sum Z_{M_i} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \pm \left(\sum Z_{C_{i+1}} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \dots \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq.14}$$

Par cette transformation, nous remarquons que les termes de la matrice Z facteur de I_{source} se retrouvent dans le vecteur second membre. La i^{ème} colonne de la matrice ne possède plus que des éléments nuls. La tension V_{I_{source}} aux bornes de la source de courant étant une inconnue du système, il faut la faire apparaître dans le vecteur [I], nous obtenons alors la matrice suivante.

$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \pm \sum Z_{C_i} & 1 & \pm \sum Z_{C_{i+1}} & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dots \\ \dots \\ \text{Im}_{i-1} \\ \text{V}_{\text{source}} \\ \text{Im}_{i+1} \\ \dots \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \pm \left(\sum Z_{C_i} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \left(\sum Z_{M_i} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \pm \left(\sum Z_{C_{i+1}} \right) \text{I}_{\text{source}} \\ \dots \end{pmatrix} = 0$$

Ainsi, la i^{ème} colonne et la i^{ème} ligne mises à part le reste de la matrice est inchangé.

En effet, sachant qu'une source de courant fait apparaître une maille de plus, donc une ligne et une colonne de plus dans la matrice, le reste de la matrice correspond à la matrice [Z] obtenue sans considérer les sources de courant. Ceci permet de mettre en évidence une solution très rapide pour construire la matrice finale.

A-11 Méthode finale

La méthode la plus simple pour concevoir la matrice finale consiste à définir, dans un premier temps, la matrice [Z] sans tenir compte des sources de courant.

Une fois la matrice [Z] réalisée, il faut ajouter autant de colonnes et de lignes que de sources de courant. Les blocs vides ainsi créés sont remplis comme le montre la figure 12.

$$\begin{pmatrix} Z \\ \pm[\Sigma Z_c] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I \\ V_{Is} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \pm V_s \\ \pm[\Sigma Z_c] \cdot I_s \\ [\Sigma Z_m] \cdot I_s \end{pmatrix} = 0$$

Matrice impédance définie sans les sources de courant
 Sous matrice rectangulaire nulle
 Somme des Impédances communes entre la maille de la source de courant et la maille voisine
 Sous matrice carrée identité
 Tension aux bornes des sources de courant
 Somme des Impédances de la maille définie par la source de courant.

Figure 12 : Définition des blocs de matrice finale

Dans cette représentation, I correspond aux courants principaux de maille, I_s aux sources de courant et V_s aux sources de tension. Si N est le nombre de mailles en ne comptant pas les mailles définies par les sources de courant et si M correspond au nombre de sources de courant, les dimensions du système et des sous matrices sont les suivantes :

$[Z] = (N-M) \times (N-M)$, matrice Impédance définie sans les sources I_s

$[\pm(\Sigma Z_c)] = M \times (N-M)$, sous matrice des impédances communes avec les sources I_s

$[Id] = M \times M$, sous matrice carrée identité

$[I] = (N-M) \times 1$, Vecteur des courants principaux de mailles

$[V_{Is}] = M \times 1$, Vecteur des tensions aux bornes des sources de courant

$[V_s] = (N-M) \times 1$, Vecteur des sources de tension V_s

A-12 Conditions de résolution

- Axiome

Si les mailles sont correctement définies, les courants principaux sont tous indépendants. Leur nombre correspond alors au nombre minimum de variables nécessaires pour résoudre le système. De ce fait, la matrice finale $[H]$ est inversible si la matrice $[Z]$ est non nulle.

- Corollaire

Si la matrice $[Z]$ est non nulle et que $[H]$ n'est pas inversible, le système est donc dégénéré. Autrement dit, il existe une combinaison linéaire C telle que $C(I_m, V_{Is}) = 0$. Ces conditions impliquent que le nombre d'inconnues est supérieur au nombre de variables nécessaires.

Certains courants sont donc linéairement dépendants ce qui implique que le choix des courants principaux est incorrect et donc que la dimension de la matrice [Z] peut et doit être diminuée.



Annexe B

Commande en courant avec la rampe de compensation

Cette annexe a pour but de démontrer l'expression trouvée avec un modèle moyen classique. Les formes des principaux signaux courant et commande sont rappelées sur la figure suivante :

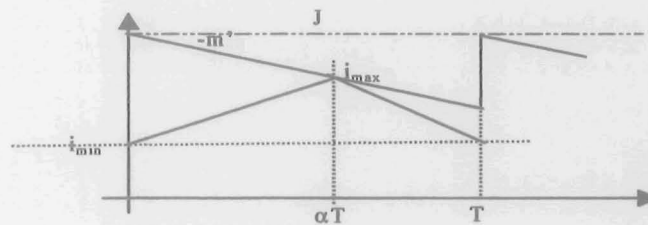


Figure 1 : Forme du courant avec la rampe de compensation

Les relations suivantes peuvent être déduites de la figure précédente :

$$i_{max} = J - m' \cdot \alpha \cdot T \quad \text{Eq.1}$$

$$i_{max} = i_{min} + \frac{e - v_s}{L_s} \cdot \alpha \cdot T \quad \text{Eq.2}$$

Soit le courant moyen :

$$i_{s \text{ moyen}} = \frac{i_{min} + i_{max}}{2} \quad \text{Eq.3}$$

$$i_{s \text{ moyen}} = \frac{i_{max} - \frac{e - v_s}{L_s} \cdot \alpha \cdot T + i_{max}}{2} \quad \text{Eq.4}$$

$$i_{s \text{ moyen}} = i_{max} - \frac{e - v_s}{L_s} \cdot \alpha \cdot T \quad \text{Eq.5}$$

En utilisant l'équation 1 dans l'expression précédente, en supposant une tension d'entrée constante et en faisant les petites variations :

$$\tilde{i}_{s \text{ moyen}} = \tilde{j} - m' \cdot T \cdot \tilde{\alpha} - \frac{e_0 - v_{s0}}{2 \cdot L_s} \cdot \tilde{\alpha} \cdot T + \frac{\alpha_0 \cdot T}{2 \cdot L_s} \cdot \tilde{v}_s \quad \text{Eq.6}$$

Soit en utilisant la transformée de Laplace et l'équation suivante, nous obtenons l'expression 8 :

$$V_s^* = \frac{R}{1 + R \cdot Cs' \cdot p} \cdot Is^* \quad \text{Eq.7}$$

$$\frac{1 + R \cdot Cs' \cdot p}{R} \cdot V_s^* = J^* - m' \cdot T \cdot \alpha^* - \frac{e_0 - vs_0}{2 \cdot Ls} \cdot \alpha^* \cdot T + \frac{\alpha_0 \cdot T}{2 \cdot Ls} \cdot V_s^* \quad \text{Eq.8}$$

Nous remplaçons α^* par $\frac{V_s^*}{e_0}$. Ce qui permet d'écrire après simplification :

$$J^* = \frac{V_s^*}{R} \cdot \left(1 + R \cdot Cs' \cdot p + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - \alpha_0 \cdot R}{2 \cdot L} \cdot T - \frac{\alpha_0 \cdot R \cdot T}{2 \cdot L} \right) \quad \text{Eq.9}$$

La relation finale est alors obtenue :

$$\frac{V_s^*}{J^*} = \frac{R}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot Ls} \cdot T \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot Cs'}{1 + \frac{m' \cdot R \cdot T}{e_0} + \frac{1 - 2 \cdot \alpha_0}{2 \cdot Ls} \cdot T \cdot R} \cdot p} \quad \text{Eq.10}$$

Annexe C

Formule d'interpolation pour les condensateurs de niveau de tension 25,35 et 65V

Les formules d'interpolation sont de la forme suivante :

Pour la résistance série à 100kHz :

$$esrc = 1 / (esrc_a * C^4 + esrc_b * C^3 + esrc_c * C^2 + esrc_d * C + esrc_e)$$

pour le courant efficace admissible

$$I_{effc} = I_{effc_a} * C^4 + I_{effc_b} * C^3 + I_{effc_c} * C^2 + I_{effc_d} * C + I_{effc_e}$$

Pour le volume en mm³

$$V_c = V_{c_a} * C^4 + V_{c_b} * C^3 + V_{c_c} * C^2 + V_{c_d} * C + V_{c_e}$$

Les coefficients pour les capacités 25V sont :

Pour la résistance série

$$esrc_a = 1.015e+010, esrc_b = 7.816633589997354e+008, esrc_c = -8.15e+006, esrc_d = 3.19e+004, esrc_e = 2.35$$

Pour le courant efficace

$$I_{effc_a} = -2.39e+010, I_{effc_b} = 2.69e+008, I_{effc_c} = -1.07e+006, I_{effc_d} = 2.18e+003, I_{effc_e} = 2.22e-001$$

Pour le volume

$$V_{c_a} = 2.98e+012 ; V_{c_b} = -4.49e+010 ; V_{c_c} = -7.28e+006 ; V_{c_d} = 2.51e+006 ; V_{c_e} = 4.84e+002$$

Les coefficients pour les capacités 35V sont :

Pour la résistance série

$$esrc_a = -7.90e+011 ; esrc_b = 7.59e+009, esrc_c = -2.71e+007, esrc_d = 5.23e+004, esrc_e = 1.51$$

Pour le courant efficace

$$I_{effc_a} = -4.64e+010, I_{effc_b} = 4.42e+008, I_{effc_c} = -1.55e+006, I_{effc_d} = 2.76e+003, I_{effc_e} = 2.82e-001$$

Pour le volume

$$V_{c_a} = -1.91e+014, V_{c_b} = 1.15e+012, V_{c_c} = -2.51e+009 ; V_{c_d} = 5.25e+006, V_{c_e} = 2.55e+002$$

Les coefficients pour les capacités 63V sont :

Pour la résistance série

$$esrc_a = -1.16e+013, esrc_b = 3.84e+010, esrc_c = -5.15e+007, esrc_d = 5.09e+004, esrc_e = 1.12$$

Pour le courant efficace

Ieffc_a=-2.30e+010, Ieffc_b=3.27e+008, Ieffc_c=-1.49e+006, Ieffcen_d=2.87e+003, Ieffcen_e=3.43e-001

Pour le volume

Vc_a=2.72e+014, Vcen_b=-7.63e+011, Vc_c=-3.05e+009, Vc_d=1.11e+007, Vc_e=3.62e+002

Formule d'interpolation pour les dimensions de noyaux pour les tores micrometals en mm

Afl est le double produit des aires

Diamètre extérieur des tores en mm :

$$OD = 1.03e-002 * \log_{10}(Afl)^{10} - 3.84e-001 * \log_{10}(Afl)^9 + 6.17 * \log_{10}(Afl)^8 - 5.62e+001 * \log_{10}(Afl)^7 + 3.2e+002 * \log_{10}(Afl)^6 - 1.18e+003 * \log_{10}(Afl)^5 + 2.85e+003 * \log_{10}(Afl)^4 - 4.39e+003 * \log_{10}(Afl)^3 + 4.10e+003 * \log_{10}(Afl)^2 - .09e+003 * \log_{10}(Afl) + 4.39e+002;$$

Diamètre extérieur en mm :

$$ID = 5.19e-003 * \log_{10}(Afl)^{10} - 1.94e-001 * \log_{10}(Afl)^9 + 3.15e+000 * \log_{10}(Afl)^8 - 2.88e+001 * \log_{10}(Afl)^7 + 1.65e+002 * \log_{10}(Afl)^6 - 6.12e+002 * \log_{10}(Afl)^5 + 1.48e+003 * \log_{10}(Afl)^4 - 2.3e+003 * \log_{10}(Afl)^3 + 2.17e+003 * \log_{10}(Afl)^2 - 1.11e+003 * \log_{10}(Afl) + 2.35e+002;$$

Hauteur en mm:

$$H = 9.11e-003 * \log_{10}(Afl)^{10} + 3.37e-001 * \log_{10}(Afl)^9 - 5.38 * \log_{10}(Afl)^8 + 4.87e+001 * \log_{10}(Afl)^7 - 2.74e+002 * \log_{10}(Afl)^6 + 1e+003 * \log_{10}(Afl)^5 - 2.39e+003 * \log_{10}(Afl)^4 + 3.64e+003 * \log_{10}(Afl)^3 - 3.37e+003 * \log_{10}(Afl)^2 + 1.7e+003 * \log_{10}(Afl) - 3.51e+002;$$

Longueur moyenne des lignes de champs en mm :

$$Le = 7.50e-1 * \log_{10}(Afl)^2 + 6.68 * \log_{10}(Afl) + 15.33$$

The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes the need for transparency and accountability in financial reporting.

Furthermore, it highlights the role of internal controls in preventing fraud and ensuring the integrity of the financial statements. The document also touches upon the importance of regular audits and reviews.

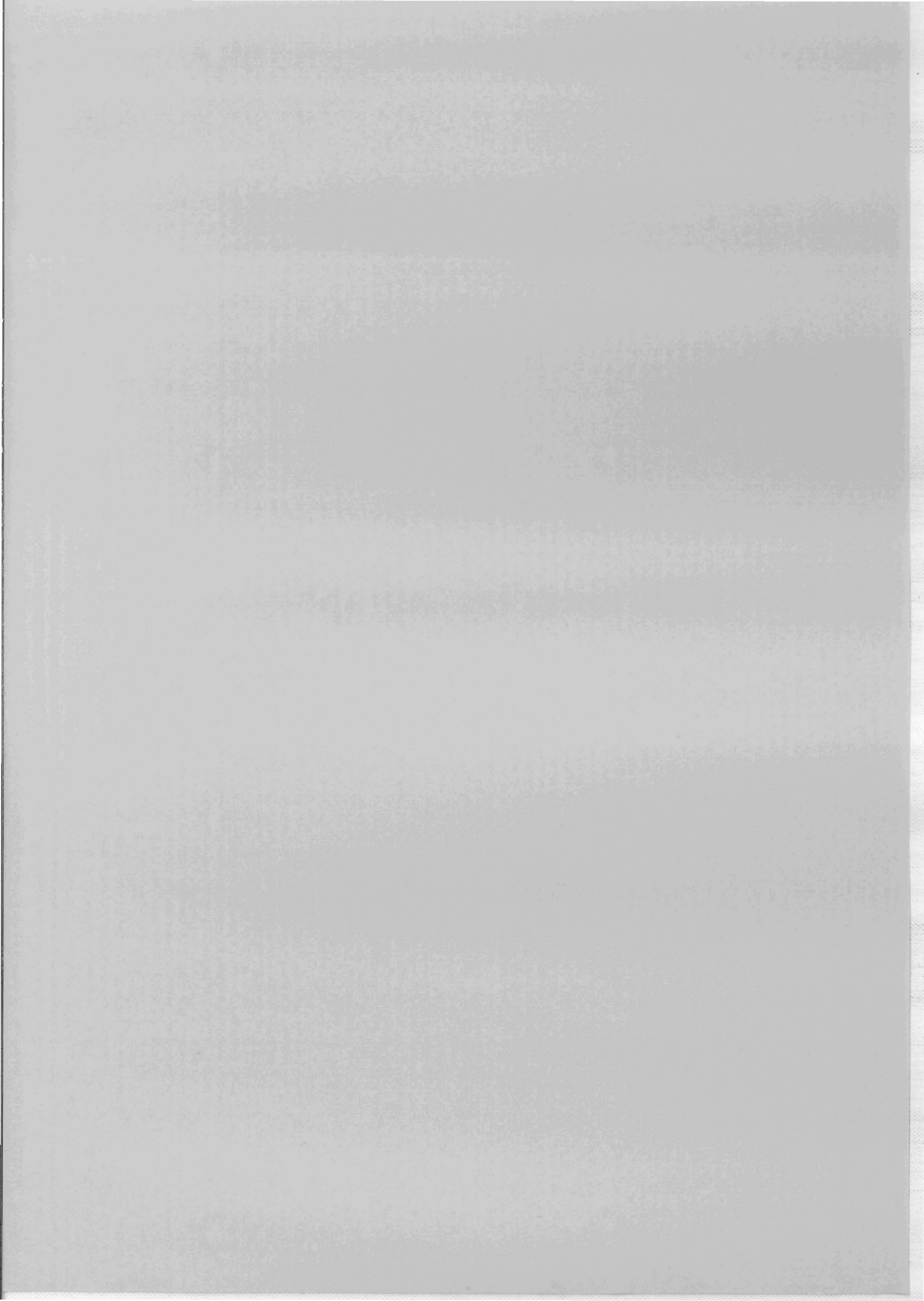
In addition, the text addresses the challenges faced by organizations in managing their financial resources effectively. It suggests various strategies to optimize cash flow and reduce operational costs.

The document also discusses the impact of external factors, such as market fluctuations and regulatory changes, on an organization's financial performance. It provides insights into how to navigate these uncertainties.

Overall, the document serves as a comprehensive guide for financial management, offering practical advice and best practices for organizations of various sizes and industries.

It is hoped that this document will provide valuable insights and guidance to all those involved in financial decision-making and reporting.

Références bibliographiques



[ALLARD-01] : B.Allard, "Contribution à la conception des Systèmes Intégrés de Puissance", Habilitation à Diriger des Recherches, INSA de Lyon, 2001.

[AKHBARI-00] : M. Akhbari, "Modèle de Cellule de Commutation pour les Etudes de Pertes et de Performances CEM", Thèse de doctorat de l'INPG, janvier 2000.

[ATIENZA-99] : E.AtiENZA, J.Bigeon, F.Wurtz, B.Belhabib "Steps to an Electrical Design Environment", IEEE-IECON, December 1999, pp.815-820.

[BERGEON98] : S.Bergeon "Contribution à une méthodologie de dimensionnement des convertisseurs statiques", Thèse de doctorat de l' INPG, 1998.

[BCC] : BCcomponents "136 RVI, Aluminium electrolytic capacitors Radial, Very low Impedance", Data sheet BC component.

[BIGGS] : M.C.Biggs, "Constrained Minimization Using Recursive Quadratic Programming", Towards Global Optimization (L.C.W.Dixon and G.P.Szergo, eds.), North-Holland, pp.341-349, 1975.

[BONNANS] : J.F.Bonnans, J.C.Gilbert, C.Lémarchal, C. Sagastizabal, "Optimisation Numérique, Aspect théorique et pratiques", Mathématique & Applications 27.

[BUSQUETS-01] : S.Busquets-Monge, "Application of Optimization Techniques to the Design of a Boost Power Factor Correction Converter", Master of science in electrical engineering, VPEC, July 2001.

[BRANCH] : M.A.Branch, A.Grace, "Optimization toolbox. For use with Matlab", The Math Works.

[B25 5125] : "Alternateurs triphasés à ventilation interne et externe", Normes véhicules PSA Peugeot-Citroën B25 5125.

[B21 7090] : "Spécifications techniques générales d'environnement des équipements électriques et électroniques", Normes véhicules PSA Peugeot-Citroën B21 7090.

[CALDORA COSTA-01]: M. Caldora Costa, "Optimisation de Dispositifs Electromagnétiques dans un Contexte d'Analyse par la Méthode des Eléments Finis", Thèse de doctorat de l'INPG, JUIN 2001.

[CISPR25]: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, "Limites et méthodes de mesure des caractérisations des perturbations radioélectriques pour la protection des récepteurs utilisés à bord des véhicules", 1995.

[CLAVEL-96]: E. Clavel, "Vers un Outil de conception de câblage: Le Logiciel InCa", Thèse de doctorat de l'INPG, Novembre 1996.

[COILLOT-99]: C. Coillot, "Méthode de conception de composants magnétiques à noyaux pour l'électronique de puissance", Thèse de doctorat de l'Université Montpellier II, Décembre 1999.

[CRÉBIER-99]: J.C.Crébier "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés", thèse de doctorat de l'INPG, Mai 1999.

[CULIOLI-94]: J.C.Culioli, "Introduction à l'optimisation", Ellipse, 1994.

[EUROFARAD]: Catalogue Eurofarad, "Condensateur à usage professionnel", p.7.

[FERRIEUX-99]: J.P.Ferrieux, F.Forest, "Alimentation à découpage, Convertisseurs à résonances", Dunod, 3^{ième} édition, 1999.

[FOUASSIER-98]: P. Fouassier, "Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence : Prise en compte de la température et caractérisation des ferrites", Thèse de doctorat de l'INPG, octobre 1998.

[GERBAUD-01]: L.Gerbaud, M.Barkatou, G.Villard, A.Bolopion, "Résolution symbolique d'équations différentielles ordinaires en vue de l'étude de circuits d'électronique de puissance", Revue International de Génie Electrique, avril 2001, pp.104-120.

[GUITTON-99]: F.Guitton, "Etude des formes d'ondes CEM permettant d'éliminer le filtre secteur d'un convertisseur commutant des charges résistives directement sur le réseau basse tension. Application aux circuits intégrés de puissance ASDTM", Thèse de doctorat de l'université de Tours, Octobre 99.

[HAN-77] : S.P.Han, "A Globally Convergent Method for Nonlinear Programming", Journal of Optimization Theory and Applications, Vol. 22, p. 297, 1977.

[HERSKOVITS] : J.Herskovits, "A View on Nonlinear Optimization", <http://baillp.free.fr/Data/optimisation.pdf>.

[HOER-65] : C. Hoer, C. Love, "Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors With Applications to More Complicated Geometries", Journal of Research of the national Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation, Vol. 69C, No 2, April-June 1965, pp. 127 – 137.

[Intusoft Magnetics Designer®] : User manual, "Magnetics Designer", 1999

[Industries et Techniques] : Industries et Techniques, "L'auto revisitée par le 42 volts ", numéro 810, Décembre 1999.

[JEANNIN-01] : P.-O. JEANNIN, "Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée", Thèse de doctorat de l'INPG, mai 2001.

[JEILI-01] : Li.Jeili, T.Abdallah, C.R.Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms", IEEE IAS'01, 2001, USA, CDRom.

[KASSAKIAN-00] : Kassakian J.G., "Automotive Electrical System-The power Electronics Market of The Future", Apec, Février 2000.

[Http://www.infineon.com/cgi/ecrm.dll/ecrm/scripts/sol_cat.jsp?oid=-8259](http://www.infineon.com/cgi/ecrm.dll/ecrm/scripts/sol_cat.jsp?oid=-8259)

[KISLOVSKI-91] : Kislovski, Redl, Sokal, "Dynamic Analysis of Stwicking-Mode DC/DC Converter" , Van Nostrand Reinhold, 1991.

[KRAGH-98] : H.Kragh, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, "An advanced tool for optimised design of power electronic circuits", IEEE IAS, October 98, pp.991-998.

[LAROUCI-02] : Larouci Chérif, "Conception et optimisation de convertisseur pour l'électronique de puissance. Application aux structures à absorption sinusoïdale", Thèse de doctorat de l'INPG, Mai 2001.