



HAL
open science

CONTRIBUTION A L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE

Khaled Laouamri

► **To cite this version:**

Khaled Laouamri. CONTRIBUTION A L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2001. Français. NNT: . tel-00599169

HAL Id: tel-00599169

<https://theses.hal.science/tel-00599169>

Submitted on 8 Jun 2011

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.

A mes parents

A mes frères et sœurs

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

Touts d'abord, je tiens à remercier la nouvelle et l'ancienne direction du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G) pour m'avoir accueilli et pour m'avoir permis de préparer cette thèse de Doctorat, Messieurs Jean-Claude SABONNADIÈRE, Robert PERRET, Jean-Pierre ROGNON et Gérard MEUNIER.

Je remercie très vivement Monsieur Jean-Paul FERRIEUX, professeur à l'université Joseph Fourier, qui m'a encadré et qui, malgré son emploi du temps très chargé, m'a consacré le temps qu'il fallait.

Je remercie également Monsieur Robert PERRET, responsable de l'équipe électronique de puissance pour m'avoir accueilli au sein de son équipe.

Je tiens à remercier tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail :

Messieurs François COSTA, maître de conférences HDR à l'ENS de Cachan, et Alain BERTHON, professeur à l'université de FRANCHE-COMTE, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail.

Monsieur Jean-Pierre KERADEC, professeur à l'université Joseph Fourier - IUT1 de Grenoble, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury.

Monsieur Gérard MEUNIER, Directeur de Recherche LEG, qui a accepté d'être membre de ce jury et a mis à ma disposition l'outil développé par son équipe pour mener à bien une partie de ce travail.

Mes remerciements vont également aux personnes qui ont pris une part quelconque à la réalisation de cette modeste entreprise :

Laurent GERBAUD, Hassan BENQASSMI, Stéphane CATELLANI, Jean BARBAROUX, Vincent LECONTE, Jean-Christophe CREBIER, Thierry CHEVALIER, Jean-Pierre KERADEC Alita DEWI, Abbas KETABI et Denis CANDUSSO.

Je tiens à remercier chaleureusement tous les enseignants et professeurs de l'université Abbas FERHAT de Setif - ALGERIE.

Je veux également remercier :

Toute l'équipe Electronique de puissance, et en particulier, Pierre-Olivier JEANNIN, Maxime BESACIER, Jean-Michel GUICHON, Alexandre DARTIGUES, Cécile HAMON, Jimmy Lorange, Cherif LAROUCI, Khoumissa BERROUCHE, Jean-Marc BOGGETTO, Yvan

AVENAS, Martin COYAUD, Ouattara KARIM, Philip GOUBIER, Jourdan LUDOVIC, Bertrand REVOL, faycal ALKAYAL, Hervé CHAZAL, Guillaume VERNEAU, Akhbari MAHDI, Charlotte GILLOT, Corinne PERRET, Radu POPESCU, Ambroise SCHELLMANN, Rachid LAOUAMER...

Mes collègues depuis le DEA : Ali ABAKAR, Denis CANDUSSO, Damien DE BENETTIS, Alita DEWI, Fabien FAURE, Frédéric LEPOITEVIN, Amir NOURDINE.

Les "acteurs" de la plate forme matériaux, de la salle HP, de la salle prodige (ex-Guépard) et de la plate forme informatique : Aktham ASFOUR, Christophe CARTIER MILLION, Pierre-Alain GILLES, Nikola JERANCE, Chulasa PRAING, Delphine RIU, Jean-Daniel ARNOULD, Gérald CLAEYS, Olivier DEFOUR, Singva MA, Michael JOAN, Fleur JANET, Bertrand RAISON, Enaut MUJIKI OLASAGASTI, Eric ATIENZA, Benoît FROIDUROT, Raphael CAIRE.

L'ensemble des permanents de l'équipe électronique de puissance : James ROUDET, Marc BRUNELLO, Jean-Pierre KERADEC, Christian SCHAEFFER, Christian MASSELOT, Yve LEMBEYE, Jean-Luc SCHANEN, Edith CLAVEL, Jean-Christophe CREBIER.

Je remercie l'ensemble des ingénieurs et techniciens du laboratoire pour leur aide, notamment Stéphane CATELLANI, Jean BARBAROUX, Daniel TOMASIK, Jacques DAVOINE, Eric GENTIL, Marie-thérèse LOUBINOUX, Florence FRANCOIS, Patrick EUSTACHE, Etienne CALLEGHER, Bruno FERRARI, Claude BRUN, Bruno MALLET.

Je remercie tout particulièrement Seddik BACHA pour son aide précieuse. Je suis lui très reconnaissant pour les services qu'il m'a rendus.

Merci aussi à toute l'équipe du secrétariat pour son aide au quotidien et la bonne humeur qui règne : Danielle COLLIN, Jacqueline DELAYE, Monique BOIZARD, Elise RIADO.

Je pense également à : Dounya GHARZOULI, Houari BEHAR REHALA, Aicha BOUSSOUALIM, Nassima DEBAB, Soraya KERMOUNE.

A tous mes collègues "sétifiens": Abdelhafid ZAABOUB, Kamel HEMSAS, Zoubir OUCISSA, Nadjib ABDELOUNIS, Ali CHAKER, Djamil BLILITA, Nadir KETFI, Nadir BENCHETTA.

Une pensée particulière à mon entourage proche et amis : Sami AMMARI, Mohamed Moez YEDDES, Imed MOUSSA, Slim HARBI, Mehdi SNENE, Mehdi MOALLA, Ramzi TEMANI.

Enfin et surtout, un grand merci à mes parents, mes oncles (Rachid, Boualem et Lyamine), mes frères (Mohamed et Riad) et mes sœurs (Ouadia et Ibtissem), pour leurs encouragements, leur confiance et tout ce que je leur dois pour être au niveau où je suis aujourd'hui. Je leur dédie ce mémoire.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
PHENOMÈNE DE RÉSONANCE DANS LES STRUCTURES DE LIGNES DE TRANSMISSION EN PLAQUES PARALLÈLES	5
1 INTRODUCTION.....	5
2 PRINCIPE DES LIGNES DE TRANSMISSION	6
3 CONSTANTES PRIMAIRES DES LIGNES DE TRANSMISSION	6
4 CARACTÉRISTIQUES LOCALISÉE OU RÉPARTIE	7
5 MISE EN ÉQUATION DE LA PROPAGATION	8
6 ETUDE DES LIGNES SANS PERTES	9
7 IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE.....	10
8 CONSTANTE SECONDAIRE DES LIGNES DE TRANSMISSION	10
9 IMPÉDANCE RÉDUITE EN UN POINT	11
10 IMPÉDANCE D'ENTRÉE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION.....	12
10.1 LIGNE DE TRANSMISSION COURT-CIRCUITÉE	12
10.2 LIGNE DE TRANSMISSION EN CIRCUIT OUVERT	14
11 IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE EN FONCTION DE Z_{INCC} ET Z_{INCO}	15
12 LIGNES QUART D'ONDE.....	15
13 LES PRINCIPALES DISCONTINUITÉS DES LIGNES DE TRANSMISSION.....	15
13.1 CELLULE À RÉSONANCE PARALLÈLE	17
13.1.1 Résonance parallèle	19
13.1.2 Résonance série	19
13.2 CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE	20
13.3 CELLULES NON FONCTIONNELLES	21
13.3.1 Résonance série	22
13.3.2 Résonance parallèle	22
14 ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES CELLULES RÉSONANTES.....	24
14.1 LIGNE DE TRANSMISSION CAPACITIVE	24
14.2 LIGNE DE TRANSMISSION INDUCTIVE.....	28
14.3 LIGNE DE TRANSMISSION À RÉSONANCE SÉRIE	30

15	CONCLUSION.....	32
<u>EVOLUTION DES COMPOSANTS PLANARS VERS LES STRUCTURES INTÉGRÉES EN MULTI-SPIRES ET MULTICOUCHES.....</u>		
33		
1	INTRODUCTION.....	33
2	RÉDUCTION DE LA LONGUEUR DES CELLULES RÉSONANTES	34
3	NOUVEAUX COMPOSANTS PLANARS INTÉGRÉS EN MULTI-SPIRES ET MULTICOUCHES.....	37
4	CARACTÉRISTIQUES ET AVANTAGES DES COMPOSANTS PLANARS INTÉGRÉS EN MULTISPIRES ET MULTICOUCHES.....	39
4.1	CONFIGURATION PARALLÈLE OU SÉRIE.....	39
4.2	RÉDUCTION DES PERTES PAR CONDUCTION	40
4.2.1	Exemple de calcul.....	42
4.3	CONSIDÉRATIONS THERMIQUES	42
5	TECHNOLOGIE DES DIÉLECTRIQUES POUR LES COMPOSANTS LC PLANARS.....	42
6	EVALUATION DE LA TECHNOLOGIE DES CAPACITÉS COMMERCIALES.....	43
7	BARYUM TITANATE FERROÉLECTRIQUE.....	44
7.1	PROCESSUS DE FABRICATION	45
7.2	PROPRIÉTÉS	45
8	TECHNOLOGIE DES CONDUCTEURS PLANARS	47
8.1	PÂTE CONDUCTRICE, ÉVAPORATION ET MÉTALLISATION D'ALUMINIUM.....	47
8.2	PULVÉRISATION DU PLASMA EN MÉTAL.....	47
9	MATÉRIAUX ISOLANTS.....	48
10	TECHNOLOGIE DES FERRITES.....	49
11	CRITÈRES DE CHOIX D'UNE STRUCTURE EN VUE D'UNE INTÉGRATION PLANAR	49
11.1	NOMBRE DE NŒUDS	49
11.2	NOMBRE DE POINTS D'INTERSECTION	50
11.3	NOMBRE DE COMPOSANTS INDÉPENDANTS.....	51
11.4	NOMBRE DE COUCHES NÉCESSAIRES.....	51
11.5	CONTRAINTES DE FRÉQUENCE.....	51
12	EVALUATION DE L'APTITUDE DE CONVERTISSEURS MONO-ÉTAGE À ABSORPTION SINUSOÏDALE À L'INTÉGRATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	52
12.1	CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE EN PONT COMPLET.....	52
12.2	CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE EN DEMI-PONT	54
12.2.1	Configuration 1	54
12.2.2	Configuration 2.....	56

12.3	CONVERTISSEUR À RÉSONANCE MIXTE.....	58
12.4	CONVERTISSEUR ZVSRC-IF	60
13	CONCLUSION.....	61

ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE SÉRIE 63

1	INTRODUCTION.....	63
2	CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE	64
2.1	FONCTIONNEMENT STATIQUE EN CONDUCTION CONTINUE.....	65
2.2	FONCTIONNEMENT EN STATIQUE EN CONDUCTION DISCONTINUE	66
2.2.1	Principe de fonctionnement.....	67
2.2.2	Diagramme de phase.....	69
2.2.3	Grandeurs basse fréquence et contraintes	70
2.3	FONCTIONNEMENT EN ABSORPTION SINUSOÏDALE	71
2.3.1	Dimensionnement.....	71
2.3.2	Application numérique	75
3	RÉSULTATS DE SIMULATION.....	77
3.1	SIMULATION DE LA VARIANTE EN PONT COMPLET DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE ...	77
3.2	SIMULATION DE LA VARIANTE EN DEMI-PONT DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE.....	79
3.3	CONCLUSION	80
4	EXPÉRIMENTATION.....	81
4.1	VARIANTE EN PONT COMPLET	81
4.2	VARIANTE EN DEMI-PONT	84
5	CONCLUSION	86

CONCEPTION D'UN PROTOTYPE LCT BOBINÉ 87

1	INTRODUCTION.....	87
2	CONCEPTION ET MÉTHODOLOGIE DE CONSTRUCTION.....	88
2.1	ENERGIE DE FUITE DANS UN CIRCUIT MAGNÉTIQUE.....	88
2.2	CALCUL DE L'INDUCTANCE DE FUITE.....	89
2.3	CALCUL DE LA CAPACITÉ D'UN CONDENSATEUR BOBINÉ	90
3	MESURES EXPÉRIMENTALES	91
4	MODÉLISATION ÉLÉMENTS FINIS TRIDIMENSIONNELLE.....	93
5	MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE LA STRUCTURE LCT BOBINÉE.....	94
6	ORGANIGRAMME DE LA GÉNÉRATION DU MODÈLE.....	95

6.1	CONSTANTE DE NORMALISATION	96
6.2	COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DE SIMULATION SUR FLUX3D ET CEUX DES CARACTÉRISATIONS	97
6.2.1	Essai en court-circuit	97
6.2.2	Essai à vide	98
7	COMPARAISON ENTRE LES VALEURS OBTENUES PAR LE DIMENSIONNEMENT, LA MODÉLISATION ET LA CARACTÉRISATION	99
8	IMPLANTATION DE LA STRUCTURE LCT ET MESURE EXPÉRIMENTALE SUR LE CONVERTISSEUR 99	
9	CONCLUSION	104
<u>CARACTÉRISATION DE LA STRUCTURE LCT</u>		106
1	INTRODUCTION.....	106
2	IDENTIFICATION PROGRESSIVE.....	106
2.1	MODÈLE À “TROIS CAPACITÉS”	107
2.1.1	Paramètres magnétiques	107
2.1.2	Pertes	110
2.1.3	Paramètres électrostatiques	111
2.1.4	Comparaison mesure-modèle “trois capacités”	115
2.1.5	Introduction des pertes diélectriques	117
2.1.6	Comparaison mesure-modèle “trois capacités” prenant en compte les pertes dues au diélectrique	119
2.1.7	Bilan de la méthode	120
2.2	MODÈLE À “SIX CAPACITÉS”	120
2.2.1	Comparaison mesure-modèle à six capacités	124
2.2.2	Amélioration de la représentation des pertes dues aux courants induits	127
2.2.3	Amélioration de la représentation des pertes fer	132
2.2.4	Déduction des paramètres.....	132
2.2.5	Comparaison mesure-modèle complet.....	132
2.2.6	Bilan de la méthode	134
2.3	COMPARAISON ENTRE MODÈLE COMPLET ET MODÈLE SIMPLIFIÉ	136
3	CONCLUSION	136
<u>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</u>		137

ANNEXE 140

BIBLIOGRAPHIE 143

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1.1 : DIMENSIONS D'UN PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION [SMI-94E]	13
TABLEAU 1.2 : LES QUATRE CONFIGURATIONS POSSIBLES OBTENUES PAR LA MISE EN CASCADE DE DEUX LIGNES	17
TABLEAU 1.3 : LES PRINCIPALES CELLULES ET LEURS APPLICATIONS EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	23
TABLEAU 2.1 : PERTES PAR CONDUCTION ET FRÉQUENCE DE RÉSONANCE D'UN COMPOSANT LC INTÉGRÉ EN TROIS CONFIGURATIONS	41
TABLEAU 2.2 : RÉCAPITULATIF DES DIFFÉRENTS CONDENSATEURS ET LEURS RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	44
TABLEAU 2.3 : RÉCAPITULATIF DE QUELQUES CARACTÉRISTIQUES DES DIÉLECTRIQUES EN CÉRAMIQUE.....	46
TABLEAU 2.4 : PROPRIÉTÉS DE QUELQUES MÉTAUX UTILISÉS EN PULVÉRISATION [WEA-88].....	48
TABLEAU 2.5 : REPRÉSENTATION SCHÉMATIQUE DES MATÉRIAUX	53
TABLEAU 4.1 : VALEURS DES ÉLÉMENTS DU CIRCUIT RÉSONANT, OBTENUES PAR DIMENSIONNEMENT, MODÉLISATION ET CARACTÉRISATION DE LA STRUCTURE LCT BOBINÉE	99
TABLEAU 4.2 : PARAMÈTRES ET CARACTÉRISTIQUES DES PROTOTYPES LCT INTÉGRÉE ET DISCRET	100
TABLEAU 4.3 : DIFFÉRENTES GRANDEURS MESURÉES AU POINT DE FONCTIONNEMENT NOMINAL	102
TABLEAU 5.1 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DES CELLULES $Rs-Cs$	119
TABLEAU 5.2 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DES SIX CAPACITÉS.....	124
TABLEAU 5.3 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DES ÉLÉMENTS DU CIRCUIT DE LA FIG. 5.42	128
TABLEAU 5.4 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DES ÉLÉMENTS DE LA FIG. 5.55	132
TABLEAU 5.5 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS D'INDUCTANCES DU SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA FIG. 5.66	135
TABLEAU 5.6 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DE CAPACITÉS DU SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA FIG. 5.66	135
TABLEAU 5.7 : RÉCAPITULATIF DES VALEURS DE RÉSISTANCES DU SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA FIG. 5.66	135

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

FIG. 1.1: (A) REPRÉSENTATION SCHEMATIQUE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION UNIFORME. (B) CARACTÉRISTIQUES LOCALISÉES DE LA LIGNE.....	7
FIG. 1.2: EXEMPLE D'UNE LIGNE EN RUBAN.....	11
FIG. 1.3 : LIGNE DE TRANSMISSION AVEC UNE CHARGE	12
FIG. 1.4 : (A) LIGNE DE TRANSMISSION TERMINÉE PAR UN COURT-CIRCUIT. (B) LIGNE DE TRANSMISSION TERMINÉE PAR UN CIRCUIT OUVERT	12
FIG. 1.5 : COMPARAISON ENTRE LES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION INDUCTIVE	13
FIG. 1.6 : RAPPORT DES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION INDUCTIVE.....	13
FIG. 1.7 : COMPARAISON ENTRE LES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION CAPACITIVE.....	14
FIG. 1.8 : RAPPORT DES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION CAPACITIVE	14
FIG. 1.9 : RÉSONATEUR QUART D'ONDE	15
FIG. 1.10 : VUE TRIDIMENSIONNELLE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE PARALLÈLE	17
FIG. 1.11 : COMPARAISON ENTRE LES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE PARALLÈLE	19
FIG. 1.12 : VUE TRIDIMENSIONNELLE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE	20
FIG. 1.13 : COMPARAISON ENTRE LES IMPÉDANCES D'ENTRÉE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE	21
FIG. 1.14 : VUE TRIDIMENSIONNELLE D'UNE CELLULE NON FONCTIONNELLE À BASE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE PARALLÈLE.....	22
FIG. 1.15 : VUE TRIDIMENSIONNELLE D'UNE CELLULE NON FONCTIONNELLE À BASE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE.....	23
FIG. 1.16 : CHARGEMENT D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION EN CIRCUIT OUVERT $L \ll \lambda$	25
FIG. 1.17 : CHAMPS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE D'UNE LIGNE, CHARGÉE, EN CIRCUIT OUVERT	26
FIG. 1.18 : DÉCHARGE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION CAPACITIVE À TRAVERS UNE CHARGE	27
FIG. 1.19 : CHARGEMENT D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION EN COURT CIRCUIT $L \ll \lambda$	28
FIG. 1.20 : CHAMP ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION COURT-CIRCUITÉE ET CHARGÉE	29
FIG. 1.21 : DÉCHARGE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION INDUCTIVE À TRAVERS UNE CHARGE	30
FIG. 1.22 : COMBINAISON DE LIGNES CAPACITIVE ET INDUCTIVE POUR FORMER UNE LIGNE À RÉSONANCE SÉRIE	30
FIG. 1.23 : RÉPARTITION UNIDIMENSIONNELLE DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION À RÉSONANCE SÉRIE.....	31
FIG. 1.24 : TRANSFERT D'ÉNERGIE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION À RÉSONANCE SÉRIE.....	31
FIG. 2.1 : UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE PARTIELLEMENT PLIÉE AVEC UNE ZONE LIBRE DU CHAMP	35
FIG. 2.2: DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNÉTIQUE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE PARTIELLEMENT PLIÉE	35
FIG. 2.3 : COMBINAISON DES CONDUCTEURS C_1 ET C_2 POUR PASSER À UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE COMPLÈTEMENT PLIÉE.....	35
FIG. 2.4 : DISTRIBUTION DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE PLIÉE	36

FIG. 2.5 : TRANSFERT D'ÉNERGIE DANS UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE PLIÉE	36
FIG. 2.6 : VUE TRIDIMENSIONNELLE D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE PARTIELLEMENT/COMPLÈTEMENT PLIÉES ..	37
FIG. 2.7 : EVOLUTION DE LA CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE AU NOUVEAU COMPOSANT PLANAR INTÉGRÉ	37
FIG. 2.8 : EXTENSION D'UNE STRUCTURE PLANAR INTÉGRÉE LC EN UN COMPOSANT EN MULTISPIRES ET MULTICOUCHES	38
FIG. 2.9 : PRINCIPE D'INTERCONNEXION DES COUCHES SUCCESSIVES D'UN COMPOSANT PLANAR	39
FIG. 2.10 : PASSAGE D'UN COMPOSANT À RÉSONANCE SÉRIE À UN COMPOSANT À RÉSONANCE PARALLÈLE	39
FIG. 2.11 : LA DISTRIBUTION DU COURANT DANS LES CONDUCTEURS D'UNE CELLULE À RÉSONANCE SÉRIE EN TROIS CONFIGURATIONS	41
FIG. 2.12 : LA GAMME FRÉQUENTIELLE DE FONCTIONNEMENT DE QUELQUES DIÉLECTRIQUES	44
FIG. 2.13 : DÉTERMINATION DES NŒUDS DE CONSTRUCTION D'UNE STRUCTURE	50
FIG. 2.14 : CAPACITÉ PARASITE EN UN POINT D'INTERCONNEXION	51
FIG. 2.15 : RECONFIGURATION DE LA DISPOSITION DES DIODES DU PONT	51
FIG. 2.16 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE DANS SA VARIANTE EN PONT COMPLET	53
FIG. 2.17 : LA PARTIE DU CONVERTISSEUR À INTÉGRER	53
FIG. 2.18 : LA STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE ÉQUIVALENTE	53
FIG. 2.19 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE AVEC LA STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EN PLACE	54
FIG. 2.20 : CONFIGURATION 1 DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE DANS SA VARIANTE EN DEMI-PONT	54
FIG. 2.21 : LES DEUX PARTIES DU CONVERTISSEUR À INTÉGRER	55
FIG. 2.22 : LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ÉQUIVALENTES	55
FIG. 2.23 : LE CONVERTISSEUR AVEC LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES EN PLACE	56
FIG. 2.24 : CONFIGURATION MONO-STRUCTURE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE EN DEMI-PONT	56
FIG. 2.25 : CONFIGURATION 2 DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE EN DEMI-PONT	57
FIG. 2.26 : LES DEUX PARTIES DU CONVERTISSEUR À INTÉGRER	57
FIG. 2.27 : LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ÉQUIVALENTES	57
FIG. 2.28 : LE CONVERTISSEUR AVEC LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES EN PLACE	58
FIG. 2.29 : LE CONVERTISSEUR AVEC LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES EN PLACE	58
FIG. 2.30 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE MIXTE DANS SA VARIANTE EN PONT COMPLET	59
FIG. 2.31 : LES DEUX PARTIES, DU CONVERTISSEUR, À INTÉGRER	59
FIG. 2.32 : LES DEUX STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ÉQUIVALENTES	59
FIG. 2.33 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE MIXTE AVEC LES STRUCTURES ÉLECTROMAGNÉTIQUES EN PLACE	59
FIG. 2.34 : CONFIGURATION MONO-STRUCTURE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE MIXTE	60
FIG. 2.35 : CONVERTISSEUR ZVSRC-IF	60
FIG. 2.36 : LA PARTIE, DU CONVERTISSEUR, À INTÉGRER	61
FIG. 2.37 : LA CONNEXION DONNANT LE CIRCUIT RÉSONANT DE LA FIG. 2.36	61
FIG. 2.38 : CONVERTISSEUR ZVSRC-IF AVEC LA STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EN PLACE	61
FIG. 3.1 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE DANS SA VARIANTE EN DEMI-PONT	64
FIG. 3.2 : CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE DANS SA VARIANTE EN PONT COMPLET	64

FIG. 3.3 : CIRCUIT ÉQUIVALENT DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE EN CONDUCTION CONTINUE.....	65
FIG. 3.4 : CARACTÉRISTIQUE DE SORTIE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE FONCTIONNANT À DES FRÉQUENCES SUPÉRIEURES À LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE.	66
FIG. 3.5 : CARACTÉRISTIQUE DE SORTIE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE FONCTIONNANT À DES FRÉQUENCES INFÉRIEURES À LA MOITIÉ DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE.	67
FIG. 3.6.A : CIRCUIT ÉQUIVALENT DU CONVERTISSEUR PENDANT LA SÉQUENCE 1	67
FIG. 3.6.B : CIRCUIT ÉQUIVALENT DU CONVERTISSEUR PENDANT LA SÉQUENCE 2.....	678
FIG. 3.6.C : CIRCUIT ÉQUIVALENT DU CONVERTISSEUR PENDANT LA SÉQUENCE 3.....	678
FIG. 3.7 : ALLURE DU COURANT DANS LE CIRCUIT RÉSONANT	69
FIG. 3.8 : ALLURE DE LA TENSION AUX BORNES DE LA CAPACITÉ RÉSONANTE.....	69
FIG. 3.9 : DIAGRAMME DE PHASE DU CONVERTISSEUR À RÉSONANCE SÉRIE	70
FIG. 3.10 : ENVELOPPE LIMITANT LA FORME D'ONDE DE LA CLASSE D	72
FIG. 3.11 : DÉTERMINATION DE LA VALEUR MINIMALE QUI ASSURE LE RESPECT DE LA NORME	74
FIG. 3.12 : ALLURE "IDÉALISÉE" DU COURANT D'ENTRÉE	75
FIG. 3.13 : SPECTRE DU COURANT MOYEN D'ENTRÉE APPROCHÉ.....	75
FIG. 3.14 : CONTRAINTES MAXIMALES EN COURANT SUR LES INTERRUPTEURS.....	76
FIG. 3.15 : CONTRAINTES MAXIMALES EN COURANT SUR LES DIODES EN ANTIPARALLÈLE DES INTERRUPTEURS	76
FIG. 3.16 : EVOLUTION DE LA FRÉQUENCE RÉDUITE MINIMALE DE COMMANDE EN FONCTION DU RAPPORT DE TRANSFORMATION.....	76
FIG. 3.17 : COURANTS MOYENS DANS LES INTERRUPTEURS ET LEURS DIODES EN ANTIPARALLÈLE.....	76
FIG. 3.18 : LE CONDENSATEUR DU CIRCUIT RÉSONANT POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE	77
FIG. 3.19 : L'INDUCTANCE DU CIRCUIT RÉSONANT POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE ..	77
FIG. 3.20 : ÉVOLUTION DU COURANT D'ENTRÉE SUR UNE PÉRIODE RÉSEAU	78
FIG. 3.21 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE.....	78
FIG. 3.22 : ÉVOLUTION DE LA FRÉQUENCE RÉDUITE DE COMMANDE SUR UNE PÉRIODE RÉSEAU	78
FIG. 3.23 : ÉVOLUTION DE LA TENSION DE SORTIE SUR UNE PÉRIODE RÉSEAU	78
FIG. 3.24 : ÉVOLUTION DU COURANT D'ENTRÉE SUR UNE PÉRIODE RÉSEAU	80
FIG. 3.25 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE.....	80
FIG. 3.26 : SCHÉMA SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE.....	82
FIG. 3.27 : FORMES D'ONDES DU COURANT DANS L'INDUCTANCE ET LA TENSION AUX BORNES DU CONDENSATEUR DU CIRCUIT RÉSONANT.	83
FIG. 3.28 : DIAGRAMME DE PHASE MESURÉ.....	83
FIG. 3.29 : COURANT MESURÉ À L'ENTRÉE DU CONVERTISSEUR.....	83
FIG. 3.30 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE ET LES VALEURS MAXIMALES D'HARMONIQUES ADMISSIBLES PAR LA NORME EN 61000-3-2.	83
FIG. 3.31 : TENSION MESURÉE EN SORTIE DU CONVERTISSEUR	84
FIG. 3.32 : FORMES D'ONDES DU COURANT DANS L'INDUCTANCE ET LA TENSION AUX BORNES DU CONDENSATEUR DU CIRCUIT RÉSONANT.	85
FIG. 3.33 : COURANT MESURÉ À L'ENTRÉE DU CONVERTISSEUR.....	85

FIG. 3.34 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE ET LES VALEURS MAXIMALES D'HARMONIQUES ADMISSIBLES PAR LA NORME EN 61000-3-2.	85
FIG. 4.1 : COUPE D'UN COMPOSANT MAGNÉTIQUE TOROÏDAL EN VUE DU CALCUL DE L'INDUCTANCE DE FUITE.....	89
FIG. 4.2 : PROGRESSION DES AMPÈRES-TOURS ET DE $H(R)$ DANS LA FENÊTRE	90
FIG. 4.3 : VUE SUPÉRIEURE DE L'ENROULEMENT PRIMAIRE BIFILAIRE (EXEMPLE DE TROIS SPIRES)	91
FIG. 4.4 : GÉOMÉTRIE, DIMENSIONS ET ACCESSOIRE DU NOYAU P42/29	92
FIG. 4.5 : MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE AVEC SECONDAIRE EN COURT-CIRCUIT DU PROTOTYPE LCT RÉALISÉ	93
FIG. 4. 6.A : COUPE DE LA STRUCTURE LCT RÉALISÉE	94
FIG. 4. 6.B : VUE DE DESSUS DES ENROULEMENTS DE LA STRUCTURE LCT	94
FIG. 4.7 : (A) CONFIGURATION SÉRIE DU LCT. (B) CONFIGURATION PARALLÈLE DU LCT	95
FIG. 4. 8 : PROCÉDURE DE LA MODÉLISATION.....	95
FIG. 4.9 : PHOTOGRAPHIE DE LA STRUCTURE LCT BOBINÉE.....	97
FIG. 4.10 : COMPARAISON ENTRE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE OBTENUE PAR SIMULATION ET CELLE RELEVÉE EXPÉRIMENTALEMENT POUR L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT	98
FIG. 4.11 : COMPARAISON ENTRE L'ARGUMENT OBTENU PAR SIMULATION ET CELUI RELEVÉ EXPÉRIMENTALEMENT POUR L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT	98
FIG. 4.12 : COMPARAISON ENTRE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE OBTENUE PAR SIMULATION ET CELLE RELEVÉE EXPÉRIMENTALEMENT POUR L'ESSAI EN CIRCUIT-OUVERT	98
FIG. 4.13 : COMPARAISON ENTRE L'ARGUMENT OBTENU PAR SIMULATION ET CELUI RELEVÉ EXPÉRIMENTALEMENT POUR L'ESSAI EN CIRCUIT-OUVERT	98
FIG. 4.14 : PHOTOGRAPHIE DE LA STRUCTURE LCT BOBINÉE.....	100
FIG. 4.15 : FORMES D'ONDE DU COURANT RÉSONANT ET DE LA TENSION AUX BORNES DE LA CAPACITÉ DE RÉSONANCE À LA FRÉQUENCE DE DÉCOUPAGE MAXIMALE POUR UNE STRUCTURE LCT INTÉGRÉE	101
FIG. 4.16 : FORMES D'ONDE DU COURANT RÉSONANT ET DE LA TENSION AUX BORNES DE LA CAPACITÉ DE RÉSONANCE À LA FRÉQUENCE DE DÉCOUPAGE MAXIMALE POUR UNE STRUCTURE LCT DISCRÈTE.....	101
FIG. 4.17 : COURANT ET TENSION MESURÉS À L'ENTRÉE DU CONVERTISSEUR POUR UNE STRUCTURE LCT INTÉGRÉE	101
FIG. 4.18 : COURANT ET TENSION MESURÉS À L'ENTRÉE DU CONVERTISSEUR POUR UNE STRUCTURE LCT DISCRÈTE	101
FIG. 4.19 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE ET LES VALEURS MAXIMALES D'HARMONIQUES ADMISSIBLES PAR LA NORME EN 61000-3-2 POUR UNE STRUCTURE LCT INTÉGRÉE.....	102
FIG. 4.20 : SPECTRE DU COURANT D'ENTRÉE ET LES VALEURS MAXIMALES D'HARMONIQUES ADMISSIBLES PAR LA NORME EN 61000-3-2 POUR UNE STRUCTURE LCT DISCRÈTE.....	102
FIG. 4.21 : RENDEMENT DES DEUX CONVERTISSEURS EN FONCTION DE LA PUISSANCE EN SORTIE	103
FIG. 4.22 : COMPARAISON ENTRE LES HARMONIQUES DU COURANT ABSORBÉ POUR LES DEUX STRUCTURES LCT	103
FIG. 5.1 : ASSOCIATION EN PARALLÈLE DE SYSTÈMES MAGNÉTIQUE ET ÉLECTROSTATIQUE.....	107
FIG. 5.2 : SCHÉMA DE DÉPART DE LA STRUCTURE LCT	107
FIG. 5.3 : COUPLAGE MAGNÉTIQUE COMPLET D'UN TRANSFORMATEUR À DEUX ENROULEMENTS	108

FIG. 5.4.A :SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	108
FIG. 5.4.B :SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ESSAI 1.....	108
FIG. 5.4.C :MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 1	1089
FIG. 5.5.A : SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	109
FIG. 5.5.B : SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ESSAI 2.....	109
FIG. 5.5.C : MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 2	10910
FIG. 5.6 : SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	110
FIG. 5.7 : SCHÉMA ÉQUIVALENT, À TROIS "CAPACITÉS", DE LA STRUCTURE LCT.....	111
FIG. 5.8.A : SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	112
FIG. 5.8.B : SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ESSAI 3.....	112
FIG. 5.8.C : MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 3	112
FIG. 5.9.A : SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	113
FIG. 5.9.B : SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ESSAI 4.....	113
FIG. 5.9.C : MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 4	113
FIG. 5.10.A : SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	114
FIG. 5.10.B : SCHÉMA ÉQUIVALENT EN ESSAI 5.....	114
FIG. 5.10.C : MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 5	114
FIG. 5.11 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION POUR L'ESSAI À VIDE (ESSAI 1).....	115
FIG. 5.12 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION POUR L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT (ESSAI 2).....	115
FIG. 5.13 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION POUR L'ESSAI 3.....	115
FIG. 5.14 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION POUR L'ESSAI 4.....	115
FIG. 5.15 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION POUR L'ESSAI 5.....	116
FIG. 5.16 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION DE LA RÉSISTANCE SÉRIE OBTENUE AVEC L'ESSAI EN COURT-CIRCUIT	116
FIG. 5.17 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION DE LA RÉSISTANCE PARALLÈLE OBTENUE AVEC L'ESSAI À VIDE	116
FIG. 5.18 : MODÈLE REPRÉSENTANT LES PERTES DU DIÉLECTRIQUE D'UN CONDENSATEUR	117
FIG. 5.19 : MODÈLE REPRÉSENTANT LES PERTES DU DIÉLECTRIQUE PAR DES CELLULES R_s - C_s	118
FIG. 5.20 :COMPARAISON ENTRE MODULES DES FONCTIONS ESSAI ET FONCTION CIBLE DANS LA GAMME DE FRÉQUENCES SPÉCIFIÉE	118
FIG. 5.21 :MODULE DU QUOTIENT FONCTION ESSAI SUR FONCTION CIBLE. RÉSULTAT OBTENU À L'AIDE DE 3 CELLULES R_s - C_s	118
FIG. 5.22 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION AVEC UNE RÉSISTANCE SÉRIE DES PERTES)	119
FIG. 5.23 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION AVEC UNE RÉSISTANCE PARALLÈLE DES PERTES).....	119
FIG. 5.24 : SCHÉMA ÉQUIVALENT, À "TROIS CAPACITÉS", MODÉLISANT LES PERTES DUES AU DIÉLECTRIQUE DE LA STRUCTURE LCT	120
FIG. 5.25 : SCHÉMA ÉQUIVALENT COMPLET DE LA STRUCTURE LCT SANS PERTES	121
FIG. 5.26 : SCHÉMA ÉQUIVALENT LORSQUE LE SECONDAIRE EST COURT-CIRCUITÉ.....	121

FIG. 5.27.A :SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	121
FIG. 5.27.B :SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MESURE	121
FIG. 5.27.C :MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 6.....	1212
FIG. 5.28.A :SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	122
FIG. 5.28.B :SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MESURE	122
FIG. 5.28.C :MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 7.....	122
FIG. 5.29.A :SCHÉMA DE L'ESSAI EFFECTUÉ.....	123
FIG. 5.29.B :SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MESURE	123
FIG. 5.29.C :MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE CORRESPONDANT À L'ESSAI 8.....	123
FIG. 5.30 : SCHÉMA ÉQUIVALENT, À "SIX CAPACITÉS", MODÉLISANT LES PERTES DUES AU DIÉLECTRIQUE DE LA STRUCTURE <i>LCT</i>	124
FIG. 5.31 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 1)	125
FIG. 5.32 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 2)	125
FIG. 5.33 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 3)	125
FIG. 5.34 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 4)	125
FIG. 5.35 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN SÉRIE DES PERTES).....	125
FIG. 5.36 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN PARALLÈLE DES PERTES)	125
FIG. 5.37 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 5)	126
FIG. 5.38 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 6)	126
FIG. 5.39 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 7)	126
FIG. 5.40 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 8)	126
FIG. 5.41 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION (REPRÉSENTATION DES PERTES EN PARALLÈLE AVEC SECONDAIRE EN COURT-CIRCUIT).....	127
FIG. 5.42 : REPRÉSENTATION DES PERTES PAR COURANTS INDUITS PAR UNE CELLULE L_F-R_p	127
FIG. 5.43 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 1)	129
FIG. 5.44 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 2)	129
FIG. 5.45 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 3)	129
FIG. 5.46 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 4)	129
FIG. 5.47 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN SÉRIE DES PERTES).....	129
FIG. 5.48 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN PARALLÈLE DES PERTES)	129
FIG. 5.49 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 5)	130
FIG. 5.50 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 6)	130
FIG. 5.51 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 7)	130
FIG. 5.52 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 8)	130
FIG. 5.53 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÉLISATION (REPRÉSENTATION DES PERTES EN PARALLÈLE AVEC SECONDAIRE EN COURT-CIRCUIT).....	131
FIG. 5.54 :SCHÉMA ÉQUIVALENT, À "SIX CAPACITÉS", MODÉLISANT LES PERTES DUES AU DIÉLECTRIQUE ET PAR COURANTS INDUITS DE LA STRUCTURE <i>LCT</i>	131
FIG. 5.55 : REPRÉSENTATION DES PERTES PAR COURANTS INDUITS PAR UNE CELLULE $R_{FE}-C_F$	132
FIG. 5.56 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 1)	133

FIG. 5.57 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 2)	133
FIG. 5.58 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 3)	133
FIG. 5.59 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 4)	133
FIG. 5.60 : COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN SÉRIE DES PERTES).....	133
FIG. 5.61 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (REPRÉSENTATION EN PARALLÈLE DES PERTES)	133
FIG. 5.62 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 5)	134
FIG. 5.63 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 6)	134
FIG. 5.64 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 7)	134
FIG. 5.65 :COMPARAISON ENTRE MESURE ET MODÈLE (ESSAI 8)	134
FIG. 5.66 : SCHÉMA ÉQUIVALENT COMPLET DE LA STRUCTURE <i>LCT</i>	135
FIG. A.1 : CONNEXION ENTRE LE CIRCUIT ÉLECTRIQUE ET LA REPRÉSENTATION 2D.....	141

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux réalisés au cours de cette thèse et présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans une thématique nouvelle pour l'équipe Electronique de Puissance du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble : "l'Intégration hybride des composants passifs". Ils portent sur la conception de composants passifs et s'attardent sur leur modélisation, leur réalisation et leur caractérisation. Ces composants seront employés au sein d'un convertisseur AC-DC à prélèvement sinusoïdal qui servira de support à notre étude.

Le 12 septembre 1958, l'Américain Jack St Clair Kilby, jeune ingénieur de l'université de l'Illinois, embauché par Texas Instruments, montre les résultats de son travail à ses collègues. Il a rassemblé quelques transistors et capacités sur un seul substrat, construisant ainsi le premier circuit intégré. Cette découverte a révolutionné le monde de la microélectronique.

Malheureusement, la même révolution est beaucoup plus lente dans l'industrie de l'électronique de puissance. Ceci est dû, principalement, à l'absence de technologie appropriée pour les composants passifs dans des modules intégrés où l'on doit stocker et gérer de l'énergie plutôt que de traiter un signal électrique.

On pense aujourd'hui que l'électronique de puissance pourrait, elle aussi, tirer avantage d'un processus d'intégration. La mise en œuvre d'une telle démarche pourrait entraîner les conséquences suivantes :

- Réduction du volume et de la masse des convertisseurs de puissance ;
- Amélioration du rendement, de la robustesse et de la fiabilité ;
- Amélioration de la fabrication en série des composants passifs ;
- Entretien et disponibilité des convertisseurs ;
- Conception modulaire.

Une partie de ces objectifs sont déjà atteints à des degrés divers. L'intégration monolithique de la logique de commande et des composants associés a en été le précurseur et de nombreuses solutions ont été proposées comme, par exemple, la conception de topologies à commutation douce et l'augmentation des fréquences de travail. Ces techniques ont permis des réductions de volume et de taille ainsi qu'une amélioration de la fiabilité des convertisseurs. Cependant, la même démarche n'a pas encore été appliquée aux autres composants des convertisseurs d'électronique de puissance. Les principaux éléments passifs, tels que les inductances, les

capacités et les transformateurs sont toujours conçus et connectés en tant que composants discrets. C'est pourquoi, l'objectif de cette thèse est de concevoir un convertisseur AC-DC dont les performances électriques et la compacité sont les spécifications essentielles en s'appuyant sur l'intégration des composants passifs.

Ce manuscrit est structuré en cinq chapitres, menant, à travers des analyses théoriques mises en évidence pour les structures de lignes de transmission (chapitre 1), à l'évolution de ces lignes vers des composants planars intégrés en multi-spaires et multicouches dans le chapitre 2 passant ensuite au choix de la structure d'électronique de puissance (chapitre 3). Cette structure constituera le support des études menées au cours des deux derniers chapitres (chapitres 4 et 5).

Des rappels succincts de la théorie des lignes de transmission en mode *TEM* constituent le sujet du chapitre 1. Certains auteurs s'appuyant sur cette théorie pour justifier leurs réalisations de composants passifs intégrés, nous comparerons ses précision à celles d'une étude par constantes localisées. Bien que ces structures aient une configuration géométrique très simple, les champs électromagnétiques en jeu sont très complexes. Un modèle électromagnétique unidimensionnel, basé sur un petit nombre d'hypothèses, sera présenté dans la partie traitant de l'analyse électromagnétique. Au cours de ce chapitre, on abordera donc les points suivants :

- Théorie succincte des lignes de transmission ;
- Constantes primaires et secondaires d'une ligne de transmission ;
- Impédance d'entrée d'une ligne en court-circuit et en circuit ouvert ;
- Lignes quart d'onde ;
- Discontinuités des lignes de transmission ;
- Analyse électromagnétique des cellules résonantes.

Dans les paragraphes 2, 3 et 4 du chapitre suivant, nous exposerons l'évolution des lignes de transmission vers des composants planars réalisés en technologie multispaires et multicouches. Ces nouvelles configurations sont très largement utilisées et présentent moins de pertes par conduction que la configuration initiale (Cf. paragraphes 13.1 et 13.2 du chapitre 1). On s'intéressera ensuite aux technologies des matériaux diélectriques et des conducteurs planars. Le procédé de fabrication du Baryum titanate $BaTiO_3$ (diélectrique de forte permittivité relative dédié à la conception des capacités planars) sera très grossièrement décrit.

Ce chapitre se terminera par l'évaluation de l'aptitude de convertisseurs, mono-étage à absorption sinusoïdale, à l'intégration électromagnétique. Cette aptitude sera évaluée selon les nombres de composants passifs discrets et des nœuds d'interconnexions. Nous avons limité notre étude aux convertisseurs à résonance.

Comme cela aura été justifié dans le chapitre 2, parmi les structures examinées, le convertisseur à résonance série, dans sa variante en pont complet, est la structure choisie pour l'étude menée dans le chapitre 3. L'objectif de ce chapitre est d'étudier la possibilité, pour le convertisseur à résonance série en composants passifs discrets, d'effectuer le prélèvement d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension d'entrée. Les mesures effectuées sur deux prototypes (réalisés en composants L , C et T discrets), le premier pour la variante en pont complet et le deuxième pour la variante en demi-pont, viennent valider les résultats de simulation.

Les points suivants sont abordés dans le quatrième chapitre axé sur la conception d'une structure LCT bobinée :

- Conception et méthodologie de construction ;
- Modélisation éléments finis tridimensionnelle ;
- Comparaison entre les valeurs obtenues par le dimensionnement, la modélisation et la caractérisation ;
- Implantation de la structure LCT et mesures expérimentales sur le convertisseur.

On étudiera en détail les méthodes et formules analytiques utilisées pour évaluer la capacité et l'inductance d'un composant LCT bobiné. Dans le deuxième paragraphe, nous présentons la mise en œuvre d'une nouvelle formulation récemment développée par l'équipe modélisation de notre laboratoire. La spécificité de cette formulation vient du fait qu'elle résout les équations de Maxwell tout en assurant un couplage des phénomènes capacitif et inductif. A ce stade, une comparaison entre les valeurs des composants (L et C) déduites : du calcul analytique, de la modélisation éléments finis et de la caractérisation expérimentale sera faite. Suite à l'implantation de deux structures LCT (celle en composants intégrés et celle en composants discrets) sur le convertisseur à résonance série, nous consacrons la dernière partie de ce chapitre aux mesures relatives à la correction du facteur de puissance.

Les études menées au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble ont permis d'aboutir à une bonne compréhension du comportement haute fréquence des inductances et des transformateurs à deux enroulements. Les circuits à constantes localisées développés au cours de ces travaux permettent d'obtenir des simulations électriques fiables et ce, grâce à une méthode de caractérisation expérimentale élaborée indépendamment de toute hypothèse technologique.

Au cours du chapitre 5, orienté vers l'établissement d'un schéma équivalent pour la structure LCT intégrée, nous aborderons en détail les fondements théoriques et expérimentaux utilisés pour évaluer les capacités, les inductances et les résistances du composant magnétique concerné.

Cette étude débutera par la recherche d'un modèle simple donnant des résultats en relative

bonne concordance avec ceux de la caractérisation. Néanmoins, ce modèle s'avèrera insuffisant pour représenter correctement et complètement le comportement basses fréquences observé sur les relevés expérimentaux. Pour remédier à ce défaut, nous présenterons, au paragraphe suivant, une méthode originale de représentation des pertes dues au diélectrique. L'idée directrice de cette démarche sera présentée.

Si la prise en compte des pertes diélectriques améliore la précision du modèle en basse fréquence, cette précision demeure insuffisante pour évaluer les pertes au-delà de 1MHz. Dans cette zone de fréquence la précision sera améliorée par une prise en compte plus fine des couplages électrostatiques, des pertes par courants induits dans les conducteurs et des pertes du circuit magnétique.

Nous terminerons chaque étape d'identification en comparant les courbes relevées à l'aide de l'analyseur d'impédance (HP4194A) à leurs homologues déduites du circuit testé.

Enfin et pour conclure, nous ferons le point sur les principaux sujets abordés au cours de ce travail et nous évoquerons les travaux qui pourraient être entrepris.

CHAPITRE 1

PHENOMENE DE RESONANCE DANS LES STRUCTURES DE LIGNES DE TRANSMISSION EN PLAQUES PARALLELES

1 INTRODUCTION

L'intégration est un moyen pour augmenter la compacité des convertisseurs de l'électronique de puissance. L'intégration des composants actifs, monolithique ou hybride, a engendré de réels progrès mais les composants passifs, qui se prêtent moins facilement à ces techniques, freinent la miniaturisation. Dans une certaine mesure, les composants planars semblent compatibles avec la réalisation de circuits hybrides de faible épaisseur. Bien qu'à l'heure actuelle la recherche dans ce domaine soit encore d'actualité, il est désormais certain que l'intégration des composants passifs sera de plus en plus souvent recherchée.

Cette partie vise à analyser une nouvelle méthodologie de conception des composants planars intégrés proposée récemment par [Smi-92b]. Cette méthode est basée sur un concept qui n'est pas nouveau [Cro-92a], [Cro-92b], [Smi-90], [Smi-92b], [Mur-93] puisqu'il s'agit de la théorie des lignes de transmission. Nous verrons qu'il existe une ressemblance entre le travail présenté dans ce chapitre et les méthodes analytiques utilisées pour l'étude du comportement haute fréquence des capacités [Mur-93], [Cod-76].

Nous présenterons de façon assez générale la théorie des lignes de transmission puis nous examinerons brièvement quelques structures particulières qui présentent des propriétés remarquables. Au cours de ce chapitre, nous aborderons les sujets suivants :

- Théorie succincte des lignes de transmission ;
- Constantes primaires et secondaires d'une ligne de transmission ;
- Impédance d'entrée d'une ligne en court-circuit et en circuit ouvert ;
- Lignes quart d'onde ;
- Discontinuités des lignes de transmission ;
- Analyse électromagnétique des cellules résonantes.

2 PRINCIPE DES LIGNES DE TRANSMISSION

Pour commencer, Il est indispensable de rappeler la théorie des lignes de transmission en mode *TEM*. Ce mode se caractérise par une absence de composante des champs dans la direction de propagation. Aux fréquences modérées, ce mode de propagation est le plus commun et, par exemple, beaucoup de calculs servant à la conception de microbande s'appuient sur des résultats qui découlent de la théorie des lignes de transmission fonctionnant en mode *TEM*.

Lorsque les dimensions transversales des lignes de transmission sont nettement plus petites que les longueurs d'onde, leurs propriétés peuvent être analysées de façon satisfaisante en considérant que la tension et le courant dans les conducteurs ne varient que longitudinalement. Lorsque la longueur d'onde diminue et atteint l'ordre de grandeur des dimensions transversales de la ligne, il devient nécessaire de considérer la solution complète des équations électromagnétiques pour analyser le comportement électrique.

Dans ce chapitre, les dimensions transversales de la ligne sont supposées être beaucoup plus petites que la longueur d'onde et, en conséquence, les résultats pourront être obtenus à partir des tensions et des courants. La théorie présentée est appelée "théorie des circuits à constantes réparties". Quelques exemples de lignes fonctionnant en mode *TEM* sont décrits et analysés.

3 CONSTANTES PRIMAIRES DES LIGNES DE TRANSMISSION

Dans cette partie, seules sont abordées les lignes de transmission uniformes. On considère le cas d'une ligne, parcouru par un courant haute fréquence, dont la longueur d'onde n'est pas infiniment grande par rapport aux dimensions du circuit. Dans ces conditions, le courant I est une fonction de l'abscisse x du point considéré sur le fil et du temps t . On définira de même la tension $e(x,t)$ comme la différence de potentiel aux bornes de la ligne.

Indépendamment des considérations de structure, de telles lignes (Fig. 1.1.a) se caractérisent, par quatre constantes dites primaires. Ces constantes, définies pour une unité de longueur, sont répertoriées ci-dessous. On peut les disposer suivant le circuit de la Fig. 1.1.b.

- Résistance série : $R (\Omega/m)$
- Inductance série : $L (H/m)$
- Conductance shunt : $G (mho/m)$
- Capacité shunt : $C (F/m)$

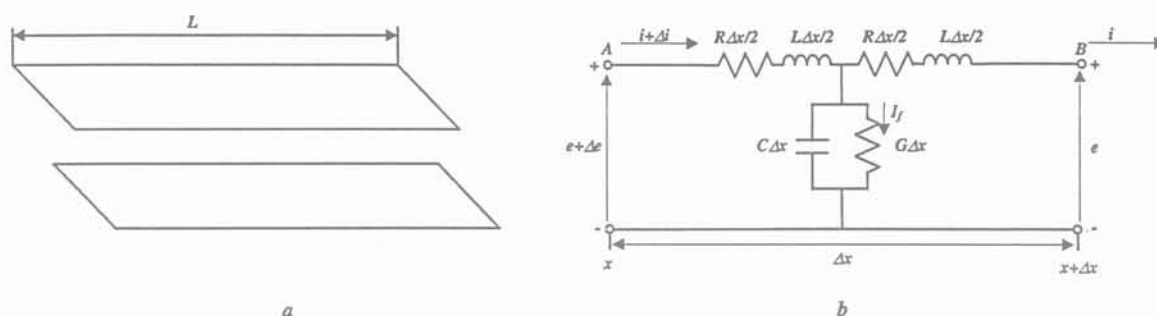


Fig. 1.1: (a) Représentation schématique d'une ligne de transmission uniforme. (b) Caractéristiques localisées de la ligne

Le coefficient L caractérise l'énergie stockée autour du fil sous forme magnétique, grâce au champ créé par le courant.

La conductance est l'inverse de la résistance de fuite à travers l'isolant. Cette perte se faisant en parallèle, il est plus commode de considérer une conductance qu'une résistance. Si I_f est le courant de fuite de l'unité de longueur de fil, on a :

$$I_f = G \cdot e \quad (1.1)$$

Il convient de remarquer que les rôles physiques des quatre propriétés décrites par ce jeu de coefficient sont très différents.

Les deux termes L et C sont associés au stockage d'énergie électromagnétique au point considéré. Cette énergie se transmet de proche en proche, en oscillant sans cesse entre la forme électrostatique et la forme magnétostatique, et c'est ce phénomène qui constitue la propagation.

Les deux termes R et G correspondent, au contraire, à une dissipation d'énergie électrique sous forme de chaleur. Leur rôle sera donc d'affaiblir l'onde dont l'amplitude devra ainsi décroître. Dans la plupart des applications, on évitera autant que possible ce phénomène en choisissant un fil bon conducteur (cuivre) et en utilisant un bon isolant. Dans ce cas R et G seront petits devant L et C . Lors du calcul de l'impédance série par unité de longueur, on doit tenir compte des deux conducteurs et déterminer celle-ci sur la base d'un aller et retour. Par exemple, pour avoir la valeur totale de R par unité de longueur pour une ligne coaxiale, on doit additionner la résistance linéique du conducteur interne à celle du conducteur externe.

4 CARACTERISTIQUES LOCALISEE OU REPARTIE

Dans l'étude des circuits électriques en basse fréquence, il est habituel de considérer des éléments physiques distincts jouant le rôle soit d'une self, soit d'un condensateur. Cela est possible parce que dans un circuit sans dérivation le courant électrique est partout le même et a la même phase en chaque point : c'est le régime quasi-stationnaire. On peut ainsi "localiser" les

éléments de circuit à la suite les uns des autres sans que leur position géométrique modifie le problème.

Lorsque la longueur d'onde devient petite par rapport aux dimensions des selfs, capacités, résistances et connexions, ces éléments deviennent le siège de déphasages dus à la propagation et le courant varie d'un point à un autre du circuit. C'est ainsi qu'un brin de fil constitue à la fois une résistance, une self et une armature de condensateur dont les propriétés doivent être prises en chaque point. Les caractéristiques sont alors "réparties" tout le long du circuit.

C'est ainsi que la Fig. 1.1.b montre l'équivalent basse fréquence d'une ligne de transmission que nous étudions, sous forme d'une suite infinie de cellules localisées.

5 MISE EN EQUATION DE LA PROPAGATION

Considérons une section d'une ligne de transmission d'abscisse comprise entre x et $x+dx$ (Fig. 1.1.b). La loi d'Ohm s'écrit :

$$V_A - V_B = e_x - e_{x+dx} = R \cdot dx \cdot I + L \cdot dx \cdot \frac{\partial I}{\partial t}$$

Ou, en remarquant que l'accroissement de tension de est pris entre deux points à un instant donné :

$$-\frac{\partial e}{\partial x} = R \cdot I + L \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \quad (1.2)$$

La loi des condensateurs $q = C \cdot e$ s'écrit, pour une variation en temps dt :

$$\frac{\partial q}{\partial t} \cdot dt = C \cdot dx \cdot \frac{\partial e}{\partial t} \cdot dt$$

On écrira que la variation de charge est due au courant qui rentre en x , diminué du courant qui sort en $x+dx$ et du courant de fuite :

$$I_x - I_{x+dx} - I_f \cdot dx = C \cdot dx \cdot \frac{\partial e}{\partial t}$$
$$-\frac{\partial I}{\partial x} = G \cdot e + C \cdot \frac{\partial e}{\partial t} \quad (1.3)$$

Le système des deux équations (1.2) et (1.3) se résout à la manière habituelle, c'est à dire que si l'on veut éliminer e , on différencie (1.2) par rapport à t et (1.3) par rapport à x . on obtient :

$$-\frac{\partial^2 e}{\partial x \partial t} = R \cdot \frac{\partial I}{\partial t} + L \cdot \frac{\partial^2 I}{\partial t^2}$$

$$-\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = G \cdot \frac{\partial e}{\partial x} + C \cdot \frac{\partial^2 e}{\partial x \partial t}$$

Et en remarquant que $\partial e / \partial x$ peut se tirer de (1.2) :

$$L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + (R \cdot C + G \cdot L) \cdot \frac{\partial I}{\partial t} + R \cdot G \cdot I = \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} \quad (1.4)$$

Cette relation est appelée “équations des télégraphistes”.

Pour la plupart des lignes de transmission, aux fréquences élevées, les impédances observables dépendent essentiellement de L et C car les pertes de puissance par unité de longueur sont faibles. Ainsi, l’approximation “des lignes sans pertes” s’avère suffisante pour prévoir l’essentiel du comportement hormis les pertes. Nous étudierons la résolution de l’équation (1.4) dans le cas de ligne sans pertes.

6 ETUDE DES LIGNES SANS PERTES

Si on pose :

$$R = G = 0$$

L’équation des télégraphistes s’écrit :

$$L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} \quad (1.5)$$

C’est une équation de type classique dont la solution s’écrit :

$$I = f(t - x/v) + \varphi(t + x/v) \quad (1.6)$$

Où la constante v , appelée vitesse de l’onde, se définit par :

$$v^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad (1.7)$$

Pour trouver e , nous remonterons à l’équation (1.3), où l’on fait $G=0$ et l’on a, en notant suivant la manière habituelle $f'(\cdot)$ et $\varphi'(\cdot)$ les dérivées des fonctions f et φ par rapport au binôme en x et t :

$$C \cdot \frac{\partial e}{\partial t} = \frac{1}{v} \cdot \left[f'(\cdot) \left(t - \frac{x}{v} \right) - \varphi'(\cdot) \left(t + \frac{x}{v} \right) \right] \quad (1.8)$$

L’intégration par rapport au temps est la même que par rapport à la parenthèse et conduit, à une tension constante près, à l’expression :

$$e = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left[f \left(t - \frac{x}{v} \right) - \varphi \left(t + \frac{x}{v} \right) \right] \quad (1.9)$$

7 IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

Si l'onde de retour φ est nulle, le rapport :

$$Z_0 = \frac{e}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.10)$$

est constant et constitue l'impédance itérative. Par la suite les impédances notées avec prime, seront des impédances réduites, c'est à dire mesurées en prenant Z_0 comme unité.

L'impédance itérative est parfois mise sous la forme suivante [Sou-70] :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (1.11)$$

Cette expression tient en compte les pertes. Puisque aux fréquences élevées et pour des lignes à faibles pertes ($R \cong G \cong 0$), on retrouve l'expression (1.10).

La modification de Z_0 implique soit des modifications des dimensions de la ligne soit un changement d'isolant. Des changements de dimensions étant faciles à réaliser pour les lignes à bande, de telles structures peuvent être fabriquées pour un grand choix d'impédances caractéristiques.

Connaissant Z_0 et v (calculés à partir des équations (1.10) et (1.7)), l'inductance et la capacité réparties par unité de longueur d'une ligne de transmission peuvent être exprimées par [Edw- 81] :

$$L = \frac{Z_0}{v} \quad (1.12)$$

Et

$$C = \frac{1}{Z_0 \cdot v} \quad (1.13)$$

Les équations (1.12) et (1.13) sont particulièrement intéressantes pour définir les paramètres fondamentaux des microbandes.

Le lecteur voudra bien se reporter au livre de M. Soutif [Sou-70] pour plus de détails sur la théorie des lignes de transmission.

8 CONSTANTE SECONDAIRE DES LIGNES DE TRANSMISSION

D'après les définitions présentées ci-dessus, nous remarquons que le comportement de la ligne est entièrement fixé par son impédance caractéristique Z_0 et la vitesse de propagation v (ou par L et C).

En partant des équations de Maxwell, la propagation en mode *TEM*, dans la direction *ox*, se traduit par l'équation :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = +\varepsilon \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \quad (1.14)$$

On constate que cette équation est du type (1.5). Sa solution fait intervenir une vitesse égale à :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1.15)$$

H et *I* étant certainement liés, cette vitesse peut être identifiée à la précédente. Ainsi :

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \quad (1.16)$$

Nous illustrons notre remarque par l'exemple d'une ligne (Fig. 1.2) en ruban mince et rectiligne (*n*=1). Les expressions de l'inductance et de la capacité de cette ligne sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \varepsilon \cdot \frac{d}{e} \quad (\text{en } F/m) \\ C = \mu \cdot \frac{e}{d} \quad (\text{en } H/m) \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} = v \\ \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{e}{d} = \underbrace{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}_{\substack{\text{impédance caractéristique du vide} \\ = 377 \Omega}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \cdot \frac{e}{d} = Z_0 \end{array} \right\} \quad (1.17)$$

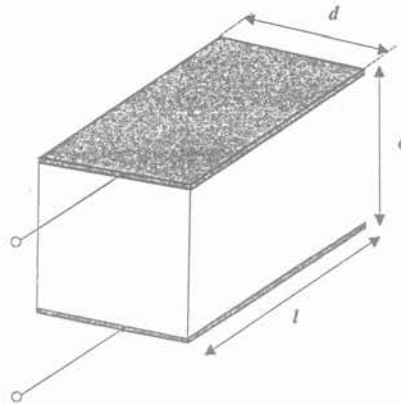


Fig. 1.2: Exemple d'une ligne en ruban

9 IMPEDANCE REDUITE EN UN POINT

L'impédance réduite en un point *x* d'une ligne de transmission de longueur *l* chargée par une impédance *Z_L* quelconque vaut ; en régime sinusoïdal :

$$Z'(x) = \frac{Z_L + i \cdot \text{tg} \left(\frac{\omega}{v} \cdot (l-x) \right)}{1 + i \cdot Z_L \cdot \text{tg} \left(\frac{\omega}{v} \cdot (l-x) \right)} \quad (1.18)$$

10 IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION

L'impédance d'entrée réduite d'une ligne de transmission de longueur l (Fig. 1.3), chargée par une impédance Z_L , s'obtient à partir de (1.18) pour $x=0$:

$$Z'(x) = \frac{Z_1' + i \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\omega}{v} \cdot l\right)}{1 + i \cdot Z_1' \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\omega}{v} \cdot l\right)} \quad (1.19)$$

Soit :

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan \beta l}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan \beta l} \quad \text{où on a posé } \beta = \frac{\omega}{v} \quad (1.20)$$

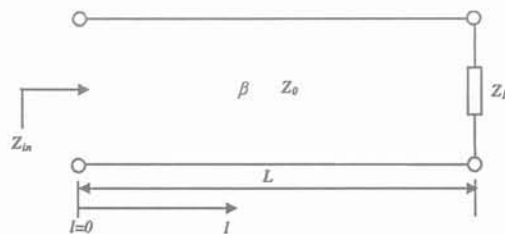


Fig. 1.3 : Ligne de transmission avec une charge

Nous étudions ci-dessous la variation fréquentielle de l'impédance d'entrée lorsque $Z_L = 0$ ou ∞ . Les impédances d'entrées de lignes terminées par un court-circuit ou un circuit ouvert (voir Fig. 1.4) se déduisent de l'équation (1.20).

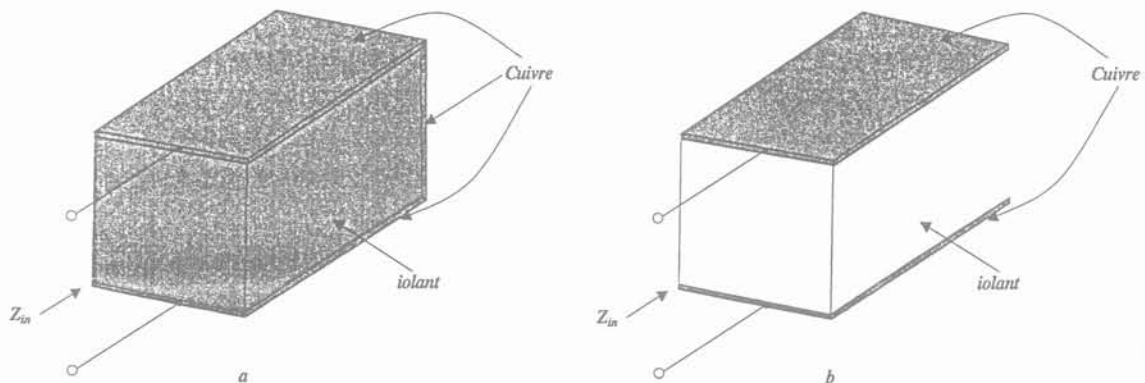


Fig. 1.4 : (a) Ligne de transmission terminée par un court-circuit. (b) Ligne de transmission terminée par un circuit ouvert

10.1 Ligne de transmission court-circuitée

Pour le court-circuit $Z_L = 0$. On obtient pour ce premier cas :

$$Z_{inCC} = j \cdot Z_0 \cdot \tan \beta l \quad (1.21)$$

Pour les fréquences basses, on peut développer (1.21) en série de Mac-Laurin et conserver le premier terme :

$$Z_{inCCBF} = jZ_0 \cdot \beta \cdot l \quad (1.22)$$

Sachant que $\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$ et en remplaçant Z_0 par (1.10), nous obtenons l'expression de l'impédance d'entrée basse fréquence :

$$Z_{inCCBF} = jl \cdot L \cdot \omega \quad (1.23)$$

On reconnaît l'impédance de l'inductance associée à une longueur l de ligne. Les Fig. 1.5 et Fig. 1.6 montrent les variations fréquentielles des modules de cette impédance et de sa valeur approchée et de leur rapport ($|Z_{inCC}|/|Z_{inCCBF}|$). Les constantes physiques choisies pour ce tracé se rapportent à une céramique diélectrique ; elles sont récapitulées dans le tableau 1.1 (Section 1). On constate que l'approximation basse fréquence est bonne jusqu'à 8,3MHz soit, tant que $l > \lambda/20$ (erreur sur le module < 3.4%). Sa précision se dégrade ensuite très vite puisque, si on double la fréquence ($l > \lambda/10$), l'erreur sur le module atteint 15.6%.

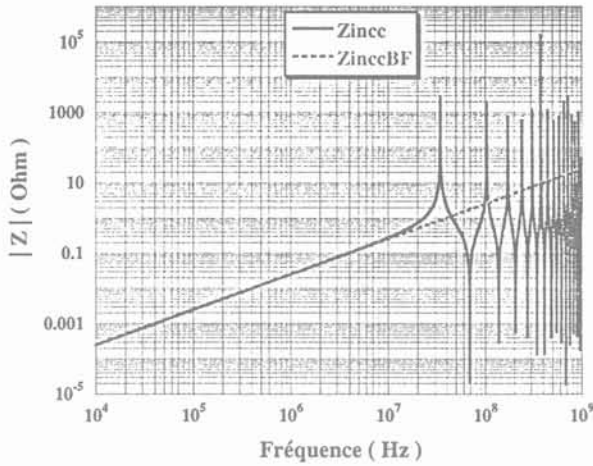


Fig. 1.5 : Comparaison entre les impédances d'entrée d'une ligne de transmission inductive

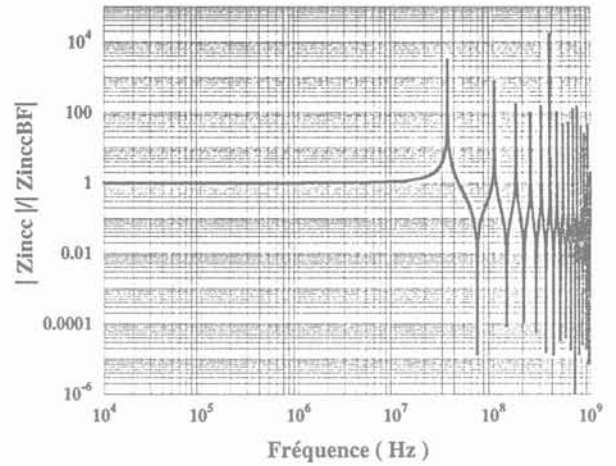


Fig. 1.6 : Rapport des impédances d'entrée d'une ligne de transmission inductive

	Section 1	Section 2
Paramètre	Valeur	
W (la largeur en mm)	23	23
h (la hauteur en mm)	0.75	0.75
l (la longueur en mm)	105	105
ϵ_r (la permittivité relative)	430	1
μ_r (la perméabilité relative)	1	1800

Tableau 1.1 : Dimensions d'un prototype expérimental d'une ligne de transmission [Smi-94e]

Notons qu'ayant négligé les pertes, les maximums devraient être infinis et les minimums nuls. Les hauteurs aléatoires observées ici sont dues au pas de calcul fréquentiel nécessairement fini.

10.2 Ligne de transmission en circuit ouvert

Pour le circuit ouvert $Z_L \rightarrow \infty$ et on obtient dans ce cas :

$$Z_{inCO} = -j \cdot Z_0 \cdot \frac{1}{\tan \beta l} \tag{1.24}$$

Pour les fréquences basses, en développant le dénominateur de (1.24) en série de Mac-Laurin, on obtient :

$$Z_{inCOBF} = -j \frac{Z_0}{\beta \cdot l} \tag{1.25}$$

Nous aboutissons à la formule suivante après substitution des expressions de Z_0 et β :

$$Z_{inCOBF} = -j \frac{1}{\omega \cdot C \cdot l} \tag{1.26}$$

Ceci est l'impédance de la capacité d'une longueur l de ligne.

Pour une ligne de transmission, identique à la précédente (tableau 1.1), les deux impédances d'entrée et leur rapport ($|Z_{inCC}|/|Z_{inCCBF}|$) en fonction de la fréquence sont présentées par la Fig. 1.7 et Fig. 1.8.

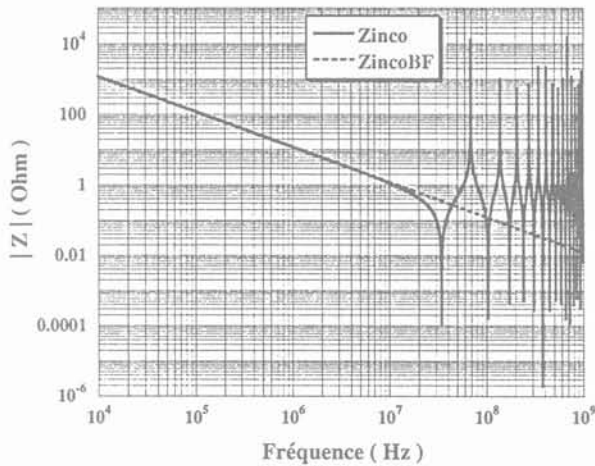


Fig. 1.7 : Comparaison entre les impédances d'entrée d'une ligne de transmission capacitive

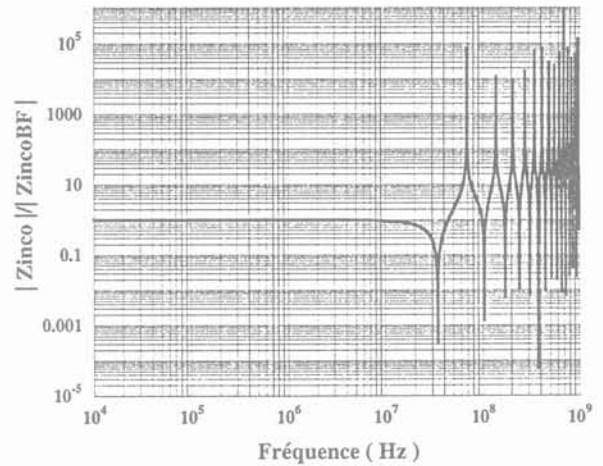


Fig. 1.8 : Rapport des impédances d'entrée d'une ligne de transmission capacitive

Dans ce cas là aussi, l'approximation basse fréquence est bonne (à 5% près) jusqu'à 8,36MHz. On retiendra de ces deux calculs que les calculs statiques donnent des résultats corrects tant que la longueur de ligne est inférieure à $\lambda/20$.

11 IMPEDANCE CARACTERISTIQUE EN FONCTION DE Z_{INCC} ET Z_{INCO}

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission peut, comme celle d'un quadripôle symétrique, s'exprimer en fonction des impédances en court-circuit et à vide (1.21) et (1.25) :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{inCC} \cdot Z_{inCO}} \quad (1.27)$$

12 LIGNES QUART D'ONDE

Les lignes de transmission dont la longueur est égale au quart de la longueur d'onde présentent des propriétés très particulières. Puisqu'un aller retour amène un déphasage de π , l'onde retour réduit ou renforce l'onde incidente si bien qu'en court-circuit ou en circuit ouvert l'impédance d'entrée montre des résonances très marquées. On dit qu'elles forment des résonateurs quart d'onde [Kra-72], [Akh-75], [Edw-81]. A titre d'exemple, lorsqu'une ligne "quart d'onde" est terminée par un court-circuit, on obtient les formes d'ondes exposées dans la Fig. 1.9. A l'abscisse L , l'onde de tension est nulle (court-circuit) et celle de courant est maximum. A l'entrée ceci est inversé, ce qui correspond à un circuit ouvert. Un raisonnement similaire peut être mené pour étudier les lignes "quart d'onde" terminées par un circuit ouvert.

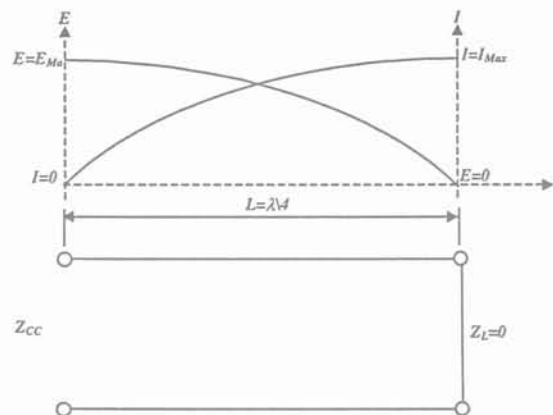


Fig. 1.9 : Résonateur quart d'onde

Certains résonateurs céramiques utilisés à quelques centaines de MHz exploitent ce principe [Murata].

13 LES PRINCIPALES DISCONTINUITES DES LIGNES DE TRANSMISSION

Les lignes étudiées précédemment sont continues de la source à la charge. Ni leur section, ni

leur composition chimique ne varie lorsqu'on les observe à différentes abscisses dans la direction de propagation.

On porte ici une attention particulière aux comportements engendrés par la mise en cascade de deux lignes différentes. En fait, seule joue la variation de l'impédance caractéristique. Deux lignes de même impédances caractéristiques connectées en cascade se comportent comme une seule ligne de nombre d'onde β tel que : $\beta \cdot (l_1 + l_2) = \beta_1 \cdot l_1 + \beta_2 \cdot l_2$. Ceci s'établit facilement à l'aide de la relation (1.20). Supposons que la ligne 1 soit chargée par la ligne 2 d'impédance caractéristique identique et posons $\tan \beta_1 \cdot l_1 = A_1$ et $\tan \beta_2 \cdot l_2 = A_2$.

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot A_2}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot A_2} + j \cdot Z_0 \cdot A_1}{Z_0 + j \cdot Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot A_2}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot A_2} \cdot A_1} \quad (1.28)$$

$$Z_{in} = \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \frac{A_1 + A_2}{1 - A_1 \cdot A_2}}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \frac{A_1 + A_2}{1 - A_1 \cdot A_2}} \quad \text{avec} \quad \frac{A_1 + A_2}{1 - A_1 \cdot A_2} = \tan(\beta_1 \cdot l_1 + \beta_2 \cdot l) \quad (1.29)$$

Ce qui établit l'affirmation du paragraphe précédent.

En revanche, lorsque les impédances caractéristiques des deux tronçons sont très différentes, le même calcul s'appuyant sur l'expression (1.20) montre un comportement très différent. Avant d'étudier ceci rappelons que l'impédance caractéristique dépend du milieu dans lequel l'onde se propage (par l'intermédiaire de ϵ_r et μ_r) et des dimensions transversales de la ligne ((1.17)). En toute rigueur, notre calcul ne s'applique pas lorsque les conducteurs sont perpendiculaires à la direction de propagation ou qu'ils changent de largeurs. Pour étudier les effets de la désadaptation d'impédance, nous pouvons cependant imaginer une discontinuité du matériau. En effet, pour des dimensions transversales fixées, un matériau diélectrique se caractérise, en général, par une impédance caractéristique plus petite qu'un matériau magnétique.

Nous analyserons dans les paragraphes suivants les différentes configurations (tableau 1.2), de ligne de transmission, engendrées par la mise en cascade de deux lignes de sections différentes et de longueurs, d'impédances caractéristiques et de déphasages linéiques : (l_1, l_2) , (Z_{01}, Z_{02}) et (β_1, β_2) respectivement.

Configuration	Rapport des impédances caractéristiques	Bornes		Bornes d'entrée (Z_{in})
		Section 1	Section 2	
1	$Z_{01}/Z_{02} \gg 1$	Court circuit	Circuit ouvert	Section 2
2		Circuit ouvert	Circuit ouvert	Section 1
3		Circuit ouvert	Court circuit	Section 1
4		Circuit ouvert	Circuit ouvert	Section 2

Tableau 1.2 : Les quatre configurations possibles obtenues par la mise en cascade de deux lignes

13.1 Cellule à résonance parallèle

Elle s'obtient par la configuration 1 du tableau 1.2. Son schéma est aussi illustré par la Fig. 1.10.

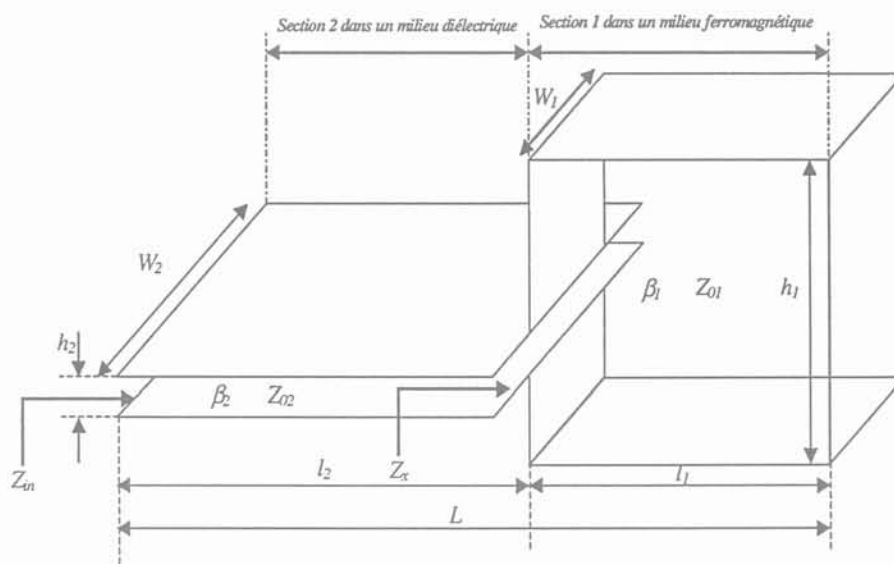


Fig. 1.10 : Vue tridimensionnelle d'une cellule à résonance parallèle

La section 1 est composée de deux plaques parallèles d'une ligne de transmission court-circuitée. Ces dimensions sont relativement plus grandes que celles de la section. Comme cela est montré par la Fig. 1.10, la section 1 se situe dans un milieu ferromagnétique où $\mu_r \gg 1$ et où on suppose que $\epsilon_r \approx 1$ (induisant une forte impédance caractéristique) tandis que la section 2 se trouve dans un milieu diélectrique où $\mu_r \approx 1$ et $\epsilon_r \gg 1$ (induisant une faible impédance caractéristique). Ceci implique que $Z_{01} \gg Z_{02}$.

L'impédance d'entrée de la section 1 est donnée par :

$$Z_x = j \cdot Z_{01} \cdot \tan \beta_1 l_1 \quad (1.30)$$

Alors que l'impédance d'entrée de la totalité de la ligne de transmission est donnée par :

$$Z_{in} = Z_{02} \cdot \frac{Z_x + j \cdot Z_{02} \cdot \tan \beta_2 l_2}{Z_{02} + j \cdot Z_x \cdot \tan \beta_2 l_2} \quad (1.31)$$

En remplaçant Z_x par son expression dans (1.31) ; Z_{in} s'exprime par :

$$Z_{in} = j \cdot Z_{02} \cdot \frac{Z_{01} \cdot \tan \beta_1 l_1 + Z_{02} \cdot \tan \beta_2 l_2}{Z_{02} - Z_{01} \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2} \quad (1.32)$$

Définissant le paramètre ξ comme le rapport des impédances caractéristiques, on obtient donc :

$$\xi \equiv \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \quad (\xi \gg 1) \quad (1.33)$$

En introduisant l'équation (1.33) dans (1.32) ; Z_{in} se réduit en :

$$Z_{in} = j \cdot Z_{02} \cdot \frac{\xi \cdot \tan \beta_1 l_1 + \tan \beta_2 l_2}{1 - \xi \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2} \quad (1.34)$$

Pour les fréquences basses, la formule (1.34) devient :

$$Z_{inBF} = j \cdot Z_{02} \cdot \frac{\xi \cdot \beta_1 \cdot l_1 + \beta_2 \cdot l_2}{1 - \xi \cdot \beta_1 \cdot l_1 \cdot \beta_2 \cdot l_2} \quad (1.35)$$

La Fig. 1.11 illustre la variation des impédances d'entrée (1.34) et (1.35) en fonction de la fréquence (les dimensions et les propriétés des sections 1 et 2 sont récapitulées dans le tableau 1.1). Les points essentiels à retenir de cette courbe sont :

- La première résonance est déduite de l'approximation BF de chacune des sections.
- Les résonances suivantes se produisent à des fréquences de l'ordre de celles qui provoquent la résonance de l'une ou de l'autre des sections. Ces fréquences sont supérieures (ou en tout cas de l'ordre de) celles associées aux résonances $\lambda/4$ de chaque section. Même avec des matériaux qui ralentissent les ondes comme ceux choisis ici, si les dimensions sont centimétriques, ces résonances se produisent à des fréquences très élevées (sur la courbe, 2 décades au-dessus de la première soit 34MHz).

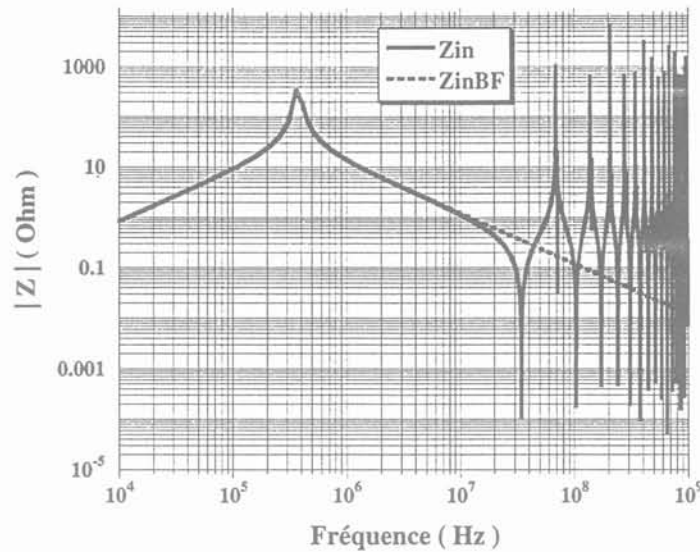


Fig. 1.11 : Comparaison entre les impédances d'entrée d'une cellule à résonance parallèle

Nous essayerons, dans ce qui suit, de déterminer les conditions de résonance parallèle et série.

13.1.1 Résonance parallèle

La résonance parallèle se produit à une fréquence f_0 quand $Z_{in} \rightarrow \infty$. Ce qui se traduit, d'après (1.34), par la condition suivante :

$$1 - \xi \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2 = 0 \quad (1.36)$$

Réécrivons (1.36) sous la forme suivante :

$$\xi \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2 = 1 \quad (1.37)$$

Par définition $\xi > 1$ et $\beta_{1,2} \ll 1$, donc la résonance parallèle n'est possible que pour des longueurs de lignes courtes devant la longueur d'onde.

13.1.2 Résonance série

La résonance série se produit à une fréquence f_0 quand $Z_{in} = 0$ et comme $Z_{02} \neq 0$; elle n'est possible que si la condition suivante est satisfaite :

$$\xi \cdot \tan \beta_1 l_1 + \tan \beta_2 l_2 = 0 \quad (1.38)$$

Réécrite sous la forme suivante :

$$\xi \cdot \frac{\tan \beta_1 l_1}{\tan \beta_2 l_2} = -1 \quad (1.39)$$

L'égalité de l'équation (1.39) n'est satisfaite que dans le cas où $\tan \beta_1 l_1 < 0$ ou bien $\tan \beta_2 l_2 < 0$ puisque par définition ξ n'est pas négatif. Sachant que $\beta_{1,2}$ et $l_{1,2}$ sont des grandeurs positives,

l'équation (1.39) ne peut être vérifiée que si une des 2 grandeurs $\beta_1 l_1$ ou $\beta_2 l_2$ est supérieure à $\pi/2$. Ceci se produit à des fréquences extrêmement élevées (pour que $\beta \cdot l$ est supérieur à $\pi/2$) telle que la longueur d'onde est inférieure à 4 fois la longueur de la ligne. Donc, pour une cellule à résonance parallèle, l'exploitation de la résonance série pour des fréquences acceptables (du point de vue électronique de puissance) n'est pas possible.

13.2 Cellule à résonance série

L'analyse d'une cellule à résonance série (cas 2 du tableau 1.2), montrée par la Fig. 1.12, se fait de la même manière que celle développée pour une cellule à résonance parallèle.

L'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{in} = j \cdot Z_{01} \cdot \frac{\xi \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2 - 1}{\tan \beta_1 l_1 + \xi \cdot \tan \beta_2 l_2} \quad (1.40)$$

Pour les fréquences basses, on peut développer les tangentes de (1.40) en série de Mac-Laurin et conserver le premier terme :

$$Z_{inBF} = j \cdot Z_{01} \cdot \frac{\xi \cdot \beta_1 \cdot l_1 \cdot \beta_2 \cdot l_2 - 1}{\beta_1 \cdot l_1 + \xi \cdot \beta_2 \cdot l_2} \quad (1.41)$$

La Fig. 1.13 illustre la variation des impédances d'entrée (1.40) et (1.41) en fonction de la fréquence (les dimensions et les propriétés des sections 1 et 2 sont récapitulées dans le tableau 1.1).

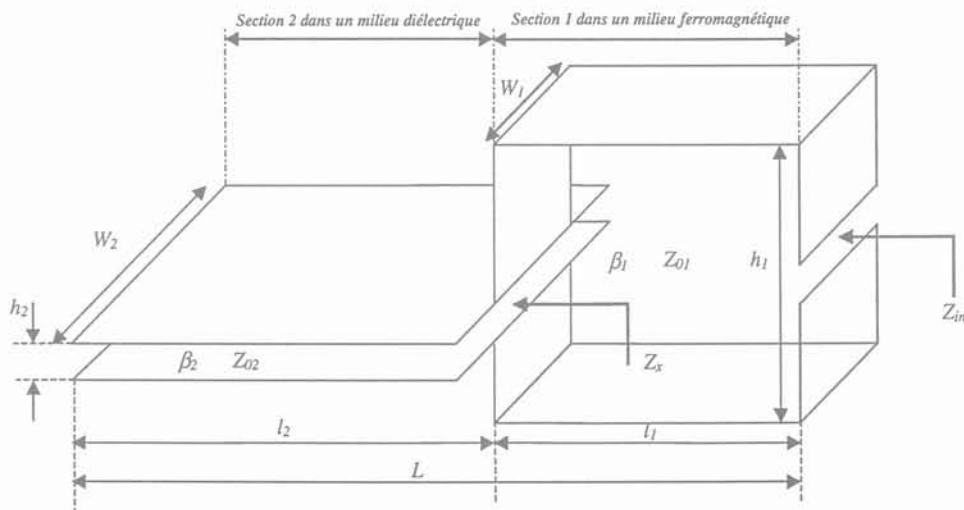


Fig. 1.12 : Vue tridimensionnelle d'une cellule à résonance série

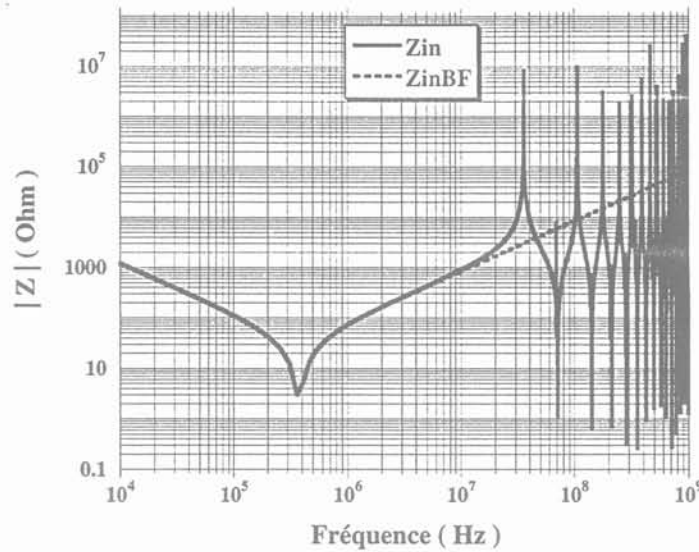


Fig. 1.13 : Comparaison entre les impédances d'entrée d'une cellule à résonance série

En suivant le raisonnement exposé précédemment, on peut démontrer que l'équation régissant la condition de résonance série d'une cellule à résonance série est la même que celle qui régit la condition de résonance parallèle d'une cellule à résonance parallèle, prouvant ainsi le principe de dualité entre ces deux types de cellules. La résonance parallèle d'une cellule à résonance série est régie par la même équation que la résonance série d'une cellule à résonance parallèle. On a donc :

$$\xi \cdot \frac{\tan \beta_1 l_1}{\tan \beta_2 l_2} = -1 \quad (1.42)$$

Des arguments, similaires à ceux déjà évoqués, peuvent être utilisés pour démontrer que l'exploitation de la résonance parallèle d'une cellule à résonance série, à des fréquences et pour des dimensions acceptables, n'est pas possible (d'un point de vue électronique de puissance).

13.3 Cellules non fonctionnelles

La Fig. 1.14 présente une structure similaire à celle à résonance parallèle, à l'exception de la section 1 dont la sortie est en un circuit ouvert (le troisième cas du tableau 1.2). Dans ce cas, l'impédance d'entrée est exprimée par la formule suivante :

$$Z_{in} = j \cdot Z_{02} \cdot \frac{\tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2 - \xi}{\tan \beta_1 l_1 + \xi \cdot \tan \beta_2 l_2} \quad (1.43)$$

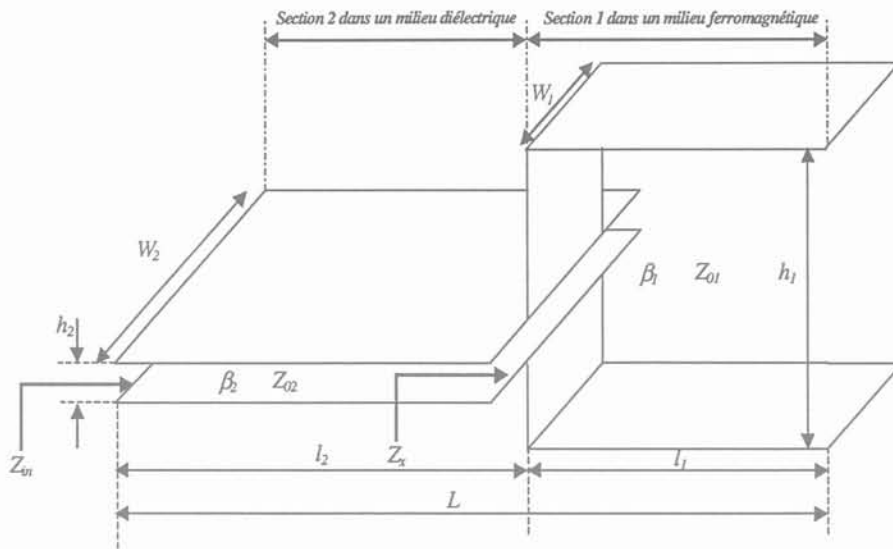


Fig. 1.14 : Vue tridimensionnelle d'une cellule non fonctionnelle à base d'une cellule à résonance parallèle

13.3.1 Résonance série

L'équation régissant la condition de résonance série est donnée par :

$$\frac{1}{\xi} \cdot \tan \beta_1 l_1 \cdot \tan \beta_2 l_2 = 1 \quad (1.44)$$

L'équation (1.44) a la même forme que l'équation (1.37) avec un facteur ξ qui se trouve cette fois-ci au dénominateur. Rappelons que $\xi > 1$ et $\beta_{1,2} \ll 1$, donc la résonance série n'est possible que pour des longueurs de ligne trop importantes devant la longueur d'onde.

13.3.2 Résonance parallèle

D'après (1.43), elle se traduit par la condition suivante :

$$\xi \cdot \frac{\tan \beta_2 l_2}{\tan \beta_1 l_1} = -1 \quad (1.45)$$

L'équation ci-dessus a la même forme que les équations (1.39) et (1.42), cette structure est, par conséquent, inutilisable en électronique de puissance.

La quatrième cellule, présentée par la Fig. 1.15, est obtenue à la base d'une cellule à résonance série avec la section 2 présentant un court-circuit (cas 4 du tableau 1.2). Une analyse similaire à celle de la cellule précédente montre que cette configuration n'a pas d'application en électronique de puissance.

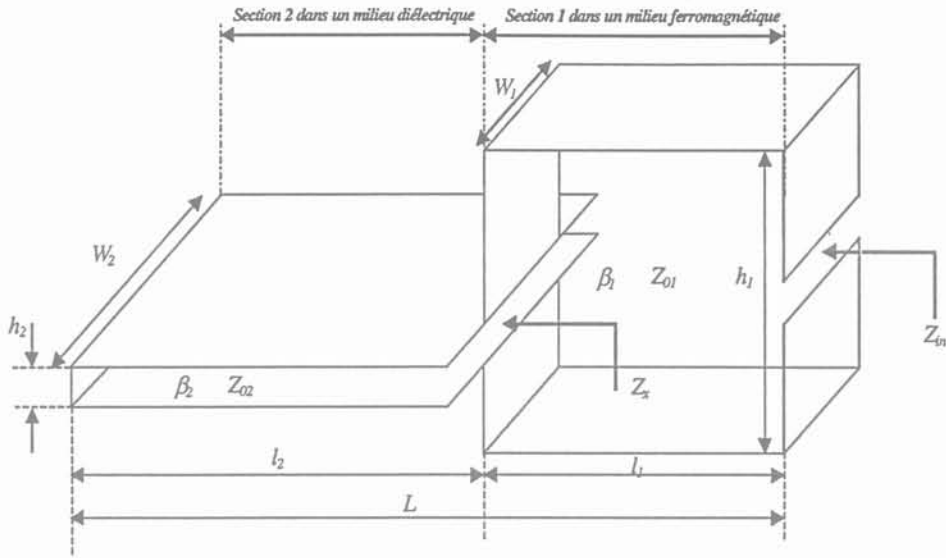


Fig. 1.15 : Vue tridimensionnelle d'une cellule non fonctionnelle à base d'une cellule à résonance série

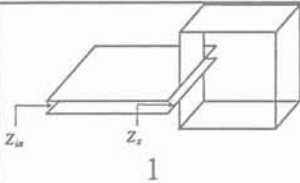
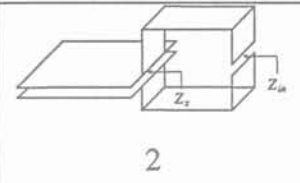
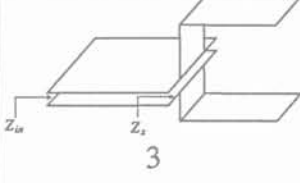
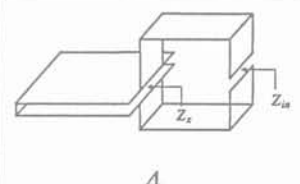
Configuration	Résonance parallèle	Résonance série	Application en électronique de puissance
 1	Possible avec une diminution de la fréquence de résonance en fonction de ξ	Impossible à des fréquences et des dimensions de lignes acceptables	Structure réalisable en électronique de puissance
 2	Impossible à des fréquences et des dimensions de lignes acceptables	Possible avec une diminution de la fréquence de résonance en fonction de ξ	Structure réalisable en électronique de puissance
 3	Possible pour des fréquences et des longueurs de lignes extrêmement élevées	Possible avec une augmentation de la fréquence de résonance en fonction de ξ	Structure irréalisable en électronique de puissance
 4	Possible avec une augmentation de la fréquence de résonance en fonction de ξ	Possible pour des fréquences et des longueurs de lignes extrêmement élevées	Structure irréalisable en électronique de puissance

Tableau 1.3 : Les principales cellules et leurs applications en électronique de puissance

Le tableau, ci-dessus, fournit un résumé des principales cellules présentées dans ce chapitre. Bien que les résonances série et parallèle sont possibles, les dimensions et les fréquences de fonctionnement de ces cellules restent toutefois les critères déterminant leur possible réalisation en électronique de puissance.

14 ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DES CELLULES RESONANTES

En vue d'avoir une idée plus physique, après l'analyse théorique présentée précédemment, nous consacrons cette partie à l'analyse électromagnétique du comportement des cellules résonantes. La structure à résonance série a été retenue pour l'élaboration d'un modèle électromagnétique unidimensionnel. Elle est, en effet, très importante pour introduire de nouvelles techniques de constructions d'autres structures. Du fait de la similitude entre l'analyse de la structure proposée et la structure à résonance parallèle, cette dernière ne sera donc pas traitée. Les conditions initiales et les hypothèses de travail sont :

□ Les faibles dimensions de la ligne, par rapport à la longueur d'onde, nous permettent de faire l'approximation suivante : les ondes tension et courant, qui varient sinusoïdalement le long de la ligne, admettent une approximation linéaire. On suppose aussi que $\xi \gg \beta_1 \cdot \beta_2$ et $\xi \gg 20$;

□ Vu la configuration planar de la structure étudiée, on considère que sa géométrie est infinie selon le plan (y z). Donc, les rapports entre la hauteur (h) et la longueur (l), la largeur (w) sont très petits :

$$\frac{h}{l} < \frac{h}{w} \ll 1$$

□ Tous les effets de bord sont négligés ;

□ Les pertes dans le milieu de transmission et les conducteurs sont négligées, donc le vecteur champ électrique est perpendiculaire aux conducteurs (pas de composante tangentielle) ;

□ Les connexions externes entre la ligne de transmission et l'impédance de charge Z_L sont idéales (pas de propriétés résistive, inductive ou capacitive) ;

□ Des flèches unidimensionnelles sont utilisées pour indiquer les tensions, les courants et les champs (ainsi l'amplitude de chaque grandeur sera représentée par la longueur relative du vecteur associé).

14.1 Ligne de transmission capacitive

Considérons une ligne de transmission, répondant aux hypothèses précédentes, et chargé par un circuit ouvert ; on pourra la considérer comme une capacité répartie. Initialement, on applique entre ces bornes une source de tension constante permettant de charger cette structure. Selon la loi de Laplace, le champ électrique statique dans l'espace entre les conducteurs est donné par :

$$\vec{E} = -\frac{V}{h} \vec{X} \quad (1.46)$$

Le champ \vec{E} est perpendiculaire aux plaques puisque toutes les pertes sont négligées. Donc, il n'a qu'une seule composante (\vec{E}_x). La répartition des lignes de champ électrique est illustrée par la Fig. 1.16 où z est la direction de propagation (dans le paragraphe 1.5 ; x est la direction de propagation). Notons que si un courant de conduction circule dans l'espace séparant les deux plaques, caractérisé par des pertes, un champ magnétique statique apparaîtra selon les équations de Maxwell.

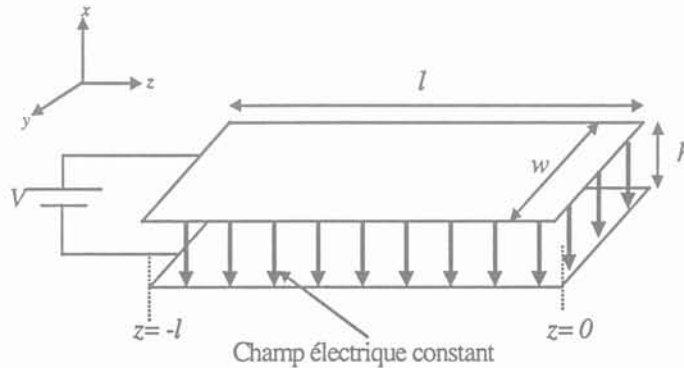


Fig. 1.16 : Chargement d'une ligne de transmission en circuit ouvert $l \ll \lambda$

L'énergie stockée dans le champ électrique entre les conducteurs parallèles est donnée par :

$$W_E = \frac{1}{2} \cdot \iiint_V \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E^2 \cdot dv \quad (1.47)$$

Où : v est le volume total délimité par les deux conducteurs.

Pour illustrer le comportement électromagnétique de la structure (voir Fig. 1.17), on remplace la source de tension par une charge Z_L , ce qui implique une interruption des charges sur les plaques. Etant donné que la capacité des deux plaques ne change pas de valeur, la tension varie, donc, en fonction du temps et par conséquent le champ varie aussi d'après la formule :

$$\vec{E}(t) = \frac{V(t)}{h} \cdot \vec{X} \quad (1.48)$$

La dépendance en temps du champ électrique donnera lieu à un champ magnétique :

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.49)$$

Le développement de l'équation (1.49) montre que le champ magnétique a une seule composante puisque le champ électrique n'a qu'une seule composante \vec{E}_x :

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{h} \cdot \frac{dV(t)}{dt} \quad (1.50)$$

Avec les conditions aux limites sur le champ ($H_y|_{z=0} = 0$) et la densité du courant surfacique à

$z=0$ (pas de courant circulant en circuit ouvert), l'équation (1.50) devient :

$$H_y = -\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot z}{h} \cdot \frac{dV(t)}{dt} \quad (1.51)$$

Donc le champ magnétique, entre deux plaques chargées et séparées par un diélectrique, est une fonction linéaire de la distance (z) :

$$H_y \propto z \quad (1.52)$$

Où z est négatif.

En se servant de la loi d'Ampère, le courant par unité de longueur (à la surface des plaques) peut être défini par :

$$I \propto z \quad (1.53)$$

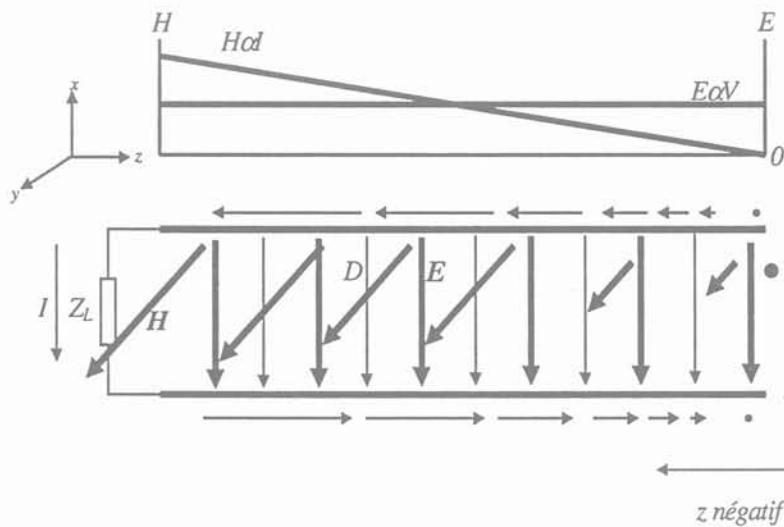


Fig. 1.17 : Champs électrique et magnétique d'une ligne, chargée, en circuit ouvert

L'énergie stockée, initialement, dans le volume entre les deux conducteurs est transférée à la charge. L'intensité et la direction de transfert de cette énergie sont données par le vecteur Poynting :

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.54)$$

D'après (1.46) et (1.54), il en résulte que :

$$\vec{P} \propto z \cdot \vec{z} \quad (1.55)$$

Puisque \vec{H} varie en fonction de la distance (par contre \vec{E} est constant), l'intensité de l'énergie augmente de zéro à $z=0$ jusqu'à sa valeur maximale vers la charge (voir Fig. 1.18).

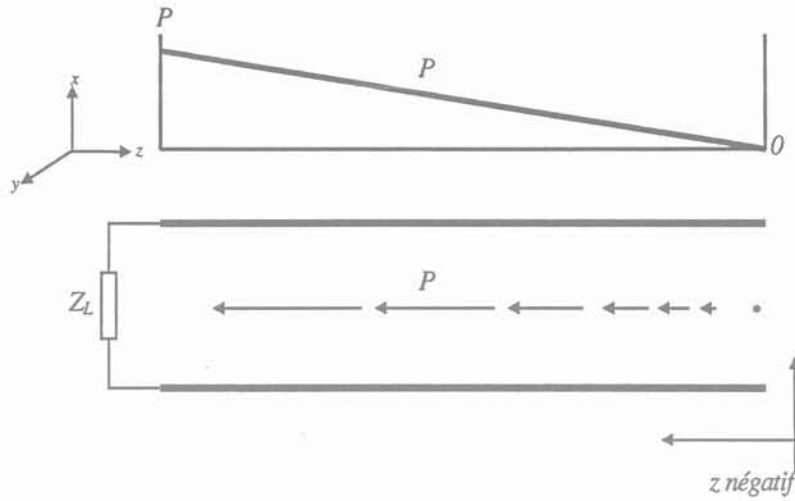


Fig. 1.18 : Décharge d'une ligne de transmission capacitive à travers une charge

Ce transfert continuera jusqu'à ce que la totalité de l'énergie stockée, initialement, soit complètement dissipée à travers la charge.

Nous donnons, en fin de cette analyse, la formule théorique de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission capacitive [Fus-87], [Ger-00] :

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{\mu_{eff}}{\epsilon_{eff}}}}{\left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{w}{h} + 1.4444 \right) \right]} \quad (1.56)$$

Où : w = Largeur du conducteur de cuivre ;

h = Epaisseur du diélectrique ;

ϵ_{eff} = Permittivité effective donnée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (1.57)$$

La permittivité effective (ϵ_{eff}) tient compte de l'effet de bord du champ électrique.

La perméabilité effective (μ_{eff}) diffère de sa valeur relative dans le cas où le circuit magnétique comporte un entrefer et est donné par la formule suivante [Sne-69] :

$$\mu_{eff} = \frac{l_e}{l_g + \frac{l_e - l_g}{\mu_r}} \quad (1.58)$$

Où : l_e = Longueur effective du circuit magnétique ;

l_g = Longueur de l'entrefer dans le circuit magnétique.

14.2 Ligne de transmission inductive

La Fig. 1.19 présente deux plaques parallèles se terminant par un court-circuit et alimentées par une source de courant constant I . Ce dispositif peut être considéré comme une inductance répartie. Nous suivrons le même raisonnement développé pour l'analyse d'une ligne de transmission capacitive.

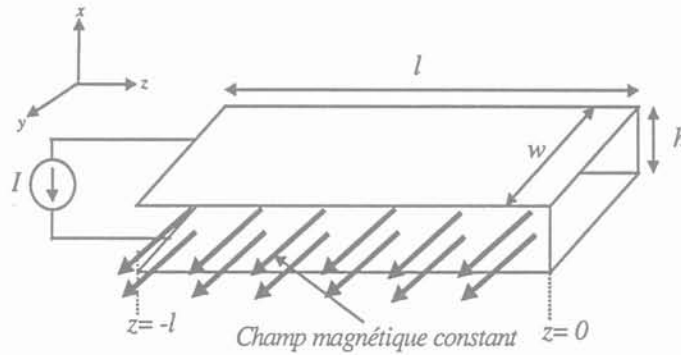


Fig. 1.19 : Chargement d'une ligne de transmission en court circuit $l \ll \lambda$

L'analyse du champ magnétique statique de la structure montre que ce dernier n'a qu'une seule composante H_y et est donné par l'équation (1.59) :

$$\vec{H} = \frac{I}{w} \cdot \vec{y} \tag{1.59}$$

La densité du flux magnétique est donnée par :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{I}{w} \cdot \vec{y} \tag{1.60}$$

L'énergie stockée, initialement, dans le champ magnétique (en l'absence d'un champ électrique statique) est donnée par :

$$W_H = \frac{1}{2} \cdot \iiint_v \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H^2 \cdot dv \tag{1.61}$$

Afin de pouvoir analyser le comportement électromagnétique de cette ligne, nous remplaçons la source du courant par une charge Z_L , ce qui entraîne une chute de tension $Z_L \cdot I$ ainsi qu'un courant surfacique et variable avec le temps (circulant dans les conducteurs):

$$\vec{H}(t) = -\frac{\vec{I}(t)}{w} \cdot \vec{y} \tag{1.62}$$

D'après les équations de Maxwell, un champ électrique se produit selon :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \tag{1.63}$$

Comme le champ électrique doit être toujours perpendiculaire aux plaques (qu'une seule

composante \vec{E}_x existe) sans aucune composante tangentielle en fin de la ligne $E_x|_{z=0} = 0$ (pas de chute de tension aux bornes d'un court-circuit idéal), la formule (1.63) se simplifie en :

$$E_x = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot z}{w} \cdot \frac{dI(t)}{dt} \quad (1.64)$$

Donc dans une ligne de transmission court-circuitée (Fig. 1.19), le champ électrique est une fonction linéaire de la distance entre le début et la fin de la ligne :

$$E_x \propto z \quad (1.65)$$

Où z est négatif. Par conséquent, la tension induite suite à la variation du champ est proportionnelle à z , puisqu'elle est d'abord proportionnelle à E_x :

$$V \propto z \quad (1.66)$$

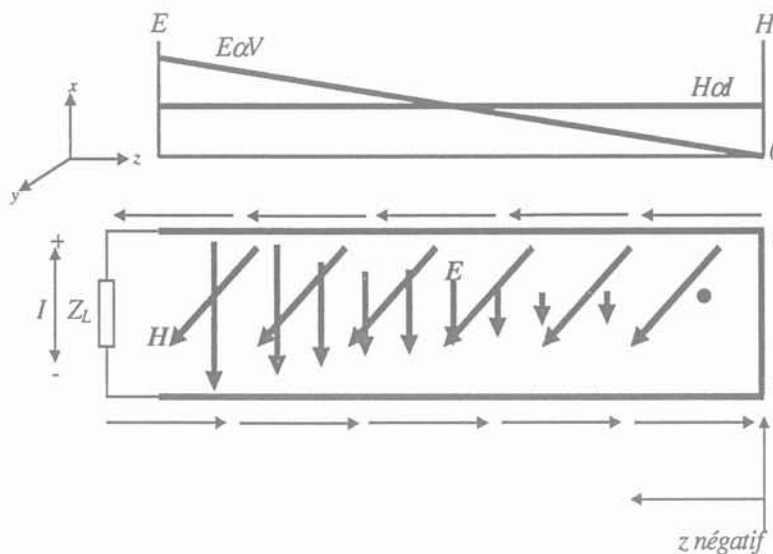


Fig. 1.20 : Champ électrique et magnétique d'une ligne de transmission court-circuitée et chargée

L'évaluation du vecteur de Poynting (donné par (1.54)) montre que l'intensité et la direction de transfert de l'énergie, illustrées par la Fig. 1.21, sont les mêmes que celles d'une ligne de transmission en circuit ouvert.

Notons que dans ce cas, le transfert *unidirectionnel* de l'énergie se poursuit jusqu'à ce que celle-ci se dissipe complètement à travers la charge.

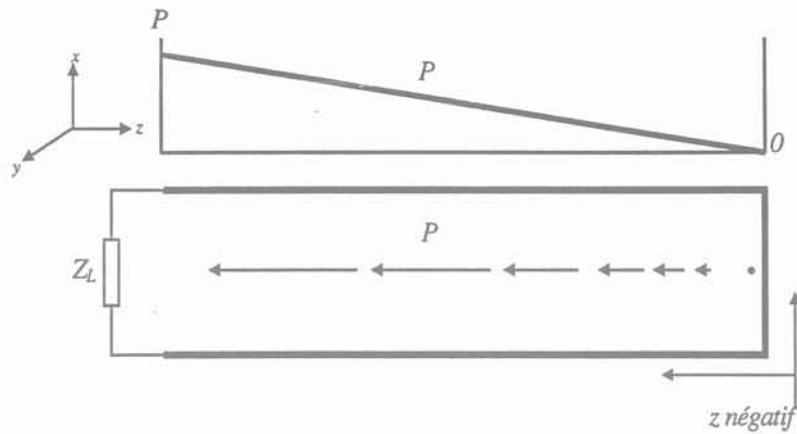


Fig. 1.21 : Décharge d'une ligne de transmission inductive à travers une charge

Nous terminons cette partie par la formule théorique permettant de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission inductive [Ger-00] :

$$Z_0 = 376.8 \cdot N_t \cdot \left[\frac{\mu_r}{l_g \cdot [\mu_r - 1] + l_e} \cdot \frac{A_e \cdot h}{A_D} \right]^{1/2} \quad (1.67)$$

Où : N_t = Nombre de spires de l'inductance ;

l_g = Longueur de l'entrefer dans le circuit magnétique ;

l_e = Longueur effective du circuit magnétique ;

A_e = Section effective du circuit magnétique ;

h = Epaisseur du diélectrique ;

A_D = Section du diélectrique.

14.3 Ligne de transmission à résonance série

La mise en cascade des deux lignes décrites plus haut compose une ligne de transmission à résonance série. En fait, comme la ligne de transmission inductive présente une forte impédance caractéristique et que la ligne de transmission capacitive se termine par un circuit ouvert, on peut donc se servir de la première ligne comme charge de la deuxième (Fig. 1.22).

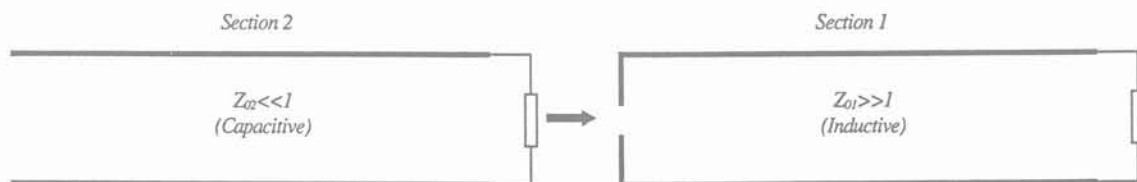


Fig. 1.22 : Combinaison de lignes capacitive et inductive pour former une ligne à résonance série

En vue d'élaborer un modèle unidimensionnel pour cette structure, nous chargeons d'abord séparément les lignes inductive et capacitive (comme le montrent les Fig. 1.16 et Fig. 1.19) puis nous les connectons en série pour former une ligne de transmission à résonance série. L'analyse

électromagnétique se fait de la même manière que précédemment et par conséquent elle ne sera pas développée encore une fois ici. La Fig. 1.23 présente l'allure de la tension, du courant, du champ électromagnétique associé à cette ligne.

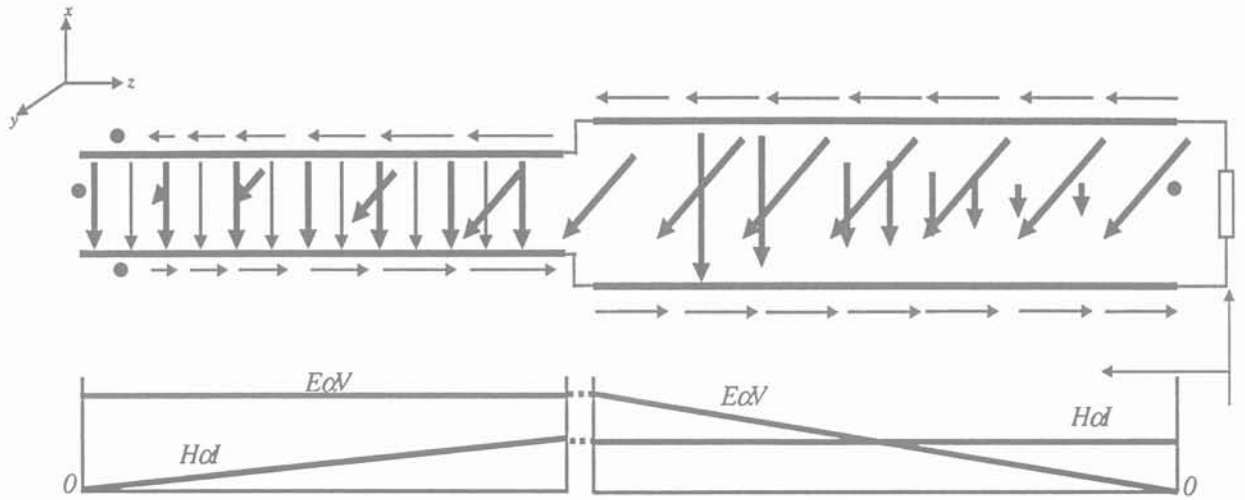


Fig. 1.23 : Répartition unidimensionnelle du champ électromagnétique d'une ligne de transmission à résonance série

Nous représentons par le vecteur Poynting dans la Fig. 1.24 le transfert d'énergie dans le volume délimité par les deux structures. Le phénomène de résonance, entre les deux sections formant la ligne de transmission, entraîne un échange mutuel de l'énergie entre la section capacitive et la section inductive. En d'autres termes, l'énergie stockée dans le champ électrique (W_E) de la section capacitive est convertie en une énergie (W_H) stockée dans le champ magnétique de la section inductive. A l'instant où ce transfert est terminé, le phénomène recommence dans le sens inverse ; c'est à dire que le transfert se fera sous forme d'énergie stockée dans le champ magnétique de la section inductive vers la section capacitive où elle sera stockée dans le champ électrique. Dans le cas d'une ligne de transmission sans pertes, cet échange dure indéfiniment.

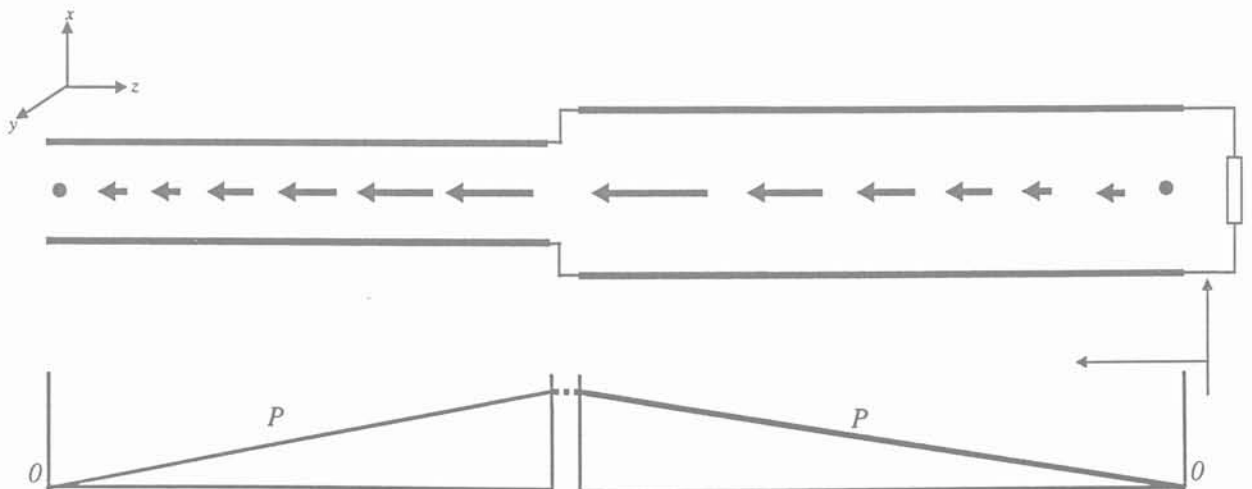


Fig. 1.24 : Transfert d'énergie d'une ligne de transmission à résonance série

15 CONCLUSION

De récents travaux de conception de composants passifs intégrés ayant été étayés par la théorie des lignes, nous avons voulu savoir si le recours à cette théorie était justifié. Nous avons donc repris la théorie élémentaire des lignes de propagation fonctionnant en mode *TEM* et comparé ses prévisions à celles d'une théorie plus simple basée sur les circuits à constantes localisées.

Il ressort de cette comparaison que, pour toutes les applications pratiques envisagées ici, les circuits à constantes localisées apportent une précision suffisante.

Par ailleurs, les travaux réalisés au laboratoire autour de la modélisation des composants magnétiques et notamment sur la caractérisation des ferrites ont montré que ces matériaux ont une permittivité relative qui peut atteindre la valeur de 10^5 . Dans les travaux évoqués plus haut ϵ_r a été pris comme étant égal à 1. Nous nous interrogeons sur la validité des résultats présentés.

Un nombre important de documentations traitent en détail les sujets abordés brièvement dans ce chapitre de façon générale. Une courte liste des références utiles est donnée.

CHAPITRE 2

EVOLUTION DES COMPOSANTS PLANARS VERS LES STRUCTURES INTEGREES EN MULTI-SPIRES ET MULTICOUCHES

1 INTRODUCTION

Le concept de cellules à résonances série et parallèle a été introduit dans la partie “*phénomène de résonance dans les structures de lignes de transmission en plaques parallèles*”. Bien qu’il a été démontré que ces cellules sont classées comme structures électromagnétiques intégrées planar, il y a quelques imperfections à prendre en considération lorsqu’on s’intéresse à cette technologie dans le domaine de l’électronique de puissance. La difficulté majeure, en électronique de puissance, est liée en partie aux pertes dans le circuit magnétique.

Les matériaux ferromagnétiques conventionnels commencent à se saturer approximativement pour un champ égal à 50 A/m [Phi-91], ce qui peut entraîner des pertes excessives dans le circuit magnétique. On peut agir de deux façons contre cet effet. Premièrement, on peut augmenter la longueur effective du circuit. Dans le cas des cellules résonantes, cela est réalisé par l’augmentation de la largeur et/ou de la hauteur ou bien de l’épaisseur de la section ferromagnétique. Toutefois cela ne constitue pas toujours une solution acceptable : d’une part il existe des limites au volume du circuit magnétique et, d’autre part, le coût de la ferrite dans un convertisseur est un facteur très significatif. La deuxième méthode consiste à introduire un entrefer distribué ou bien discret dans le matériau ferromagnétique pour éviter la saturation. Bien que cela permet de fonctionner à fort courant, la perméabilité effective (donc l’inductance) diminue et par conséquent la fréquence de résonance de la cellule augmente. La diminution de la valeur de l’inductance peut être compensée par l’augmentation du nombre de spires des enroulements.

La seconde difficulté se pose au niveau du choix de la géométrie adéquate des cellules résonantes, pour les raisons suivantes :

□ On peut remarquer que les cellules, à résonance série et parallèle, décrites dans le premier chapitre, sont encombrantes et fragiles. D’une part parce qu’elles résultent de l’association de deux cellules et d’autre part parce que les deux sections composantes de la cellule finale sont

sans support de protection. Cependant, l'encapsulation du composant dans une époxy de résine ou autre matériau peut, au détriment de la compacité, résoudre le problème de robustesse ;

□ Nous savons que les propriétés physiques des matériaux utilisés pour la construction des cellules sont données. Ce qui veut dire que la fréquence de résonance du composant est directement liée aux longueurs physiques de la cellule. Ceci réduit considérablement les degrés de liberté de la conception et de l'intégration des composants *LC* ou *LCT* ;

□ Difficultés d'intégrer un transformateur, ayant un rapport de transformation différent de l'unité, dans une cellule résonante [Smi-94] ;

□ Difficultés de fabrication des cellules résonantes bien qu'elles aient une configuration spatiale planar.

L'objectif de cette partie est de décrire, dans un premier lieu, l'évolution des cellules résonantes vers de nouveaux composants planars intégrés en multi-spires et multicouches puis de présenter, dans un deuxième temps, une étude sur les différents matériaux et technologies de fabrication de ces nouveaux composants. Comme la réalisation de capacité de forte valeur est une tâche assez cruciale, nous consacrerons la deuxième partie essentiellement à l'examen des capacités et à la technologie des diélectriques et des conducteurs planars. D'autres matériaux feront l'objet d'une discussion succincte, en outre les ferrites et les matériaux des isolants appropriés. Dans l'objectif de retenir une structure se prêtant bien à l'intégration hybride, une analyse évaluative de quelques convertisseurs à absorption sinusoïdale est menée tout au long de la dernière partie.

2 REDUCTION DE LA LONGUEUR DES CELLULES RESONANTES

La première étape vers de nouveaux composants planars intégrés en multi-spires et multicouches consiste à réduire la longueur physique des cellules résonantes déjà vues. Pour conserver les analyses électromagnétiques unidimensionnelles présentées, il est important que les nouvelles structures aient une distribution du champ électromagnétique similaire à celle des cellules originales.

Nous appliquons les mêmes conditions et hypothèses du paragraphe 14 du chapitre 1 pour l'analyse électromagnétique présentée dans cette partie. Seule la structure à résonance série sera étudiée puisque l'analyse d'une cellule à résonance parallèle se déduit de la même manière.

Nous avons vu, dans la partie 14.3 du premier chapitre, que le champ électrique associé à une cellule résonante se situe dans l'espace situé entre les conducteurs parallèles des sections 1 et 2. Si l'on plie la section 2 au-dessus de la section 1, comme le montre la Fig. 2.1, la distribution du

champ électrique ne change pas et l'espace entre conducteurs C_1 et C_2 est libre du champ magnétique (voir Fig. 2.2).

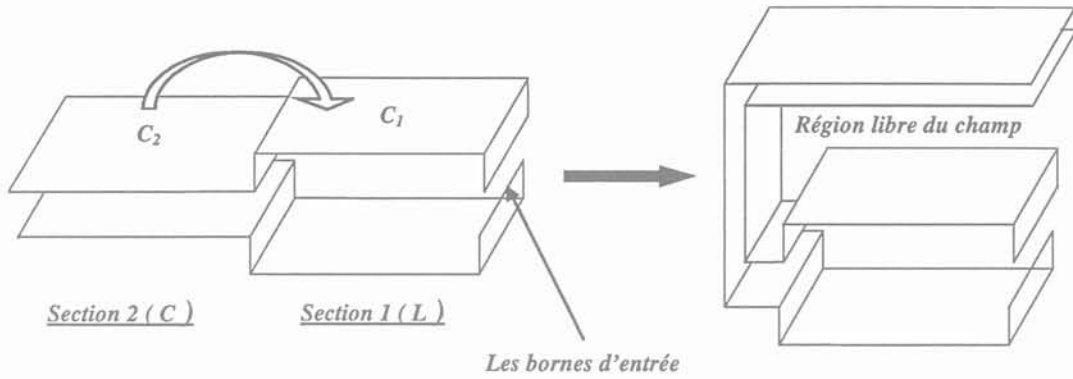


Fig. 2.1 : Une cellule à résonance série partiellement pliée avec une zone libre du champ

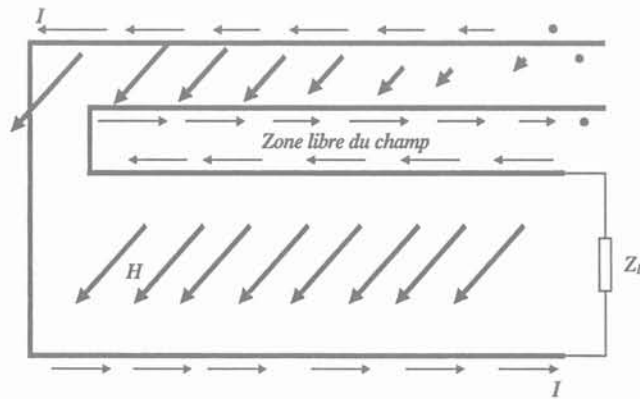


Fig. 2.2: Distribution du champ magnétique d'une cellule à résonance série partiellement pliée

Nous remplaçons les conducteurs C_1 et C_2 par un seul conducteur C (voir Fig. 2.3).

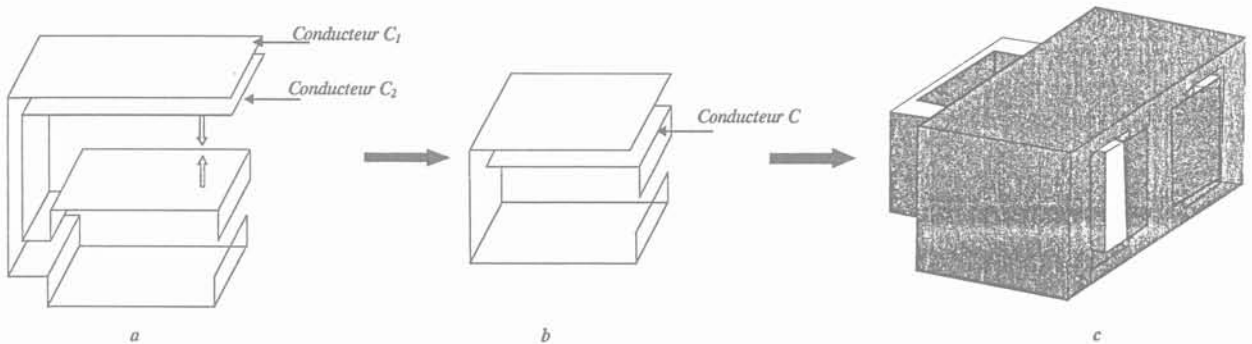


Fig. 2.3 : Combinaison des conducteurs C_1 et C_2 pour passer à une cellule à résonance série complètement pliée

Le courant dans C est la somme vectorielle des courants individuels dans C_1 et C_2 et il n'y a pas de changement disruptif de la distribution de l'intensité du champ magnétique de la cellule résultante (ou bien complètement pliée). Par la Fig. 2.4, nous présentons la distribution du champ électromagnétique. Tandis que la Fig. 2.5 montre le transfert de l'énergie, ou bien le vecteur Poynting, qui ne diffère pas de celui de la cellule originale (non pliée).

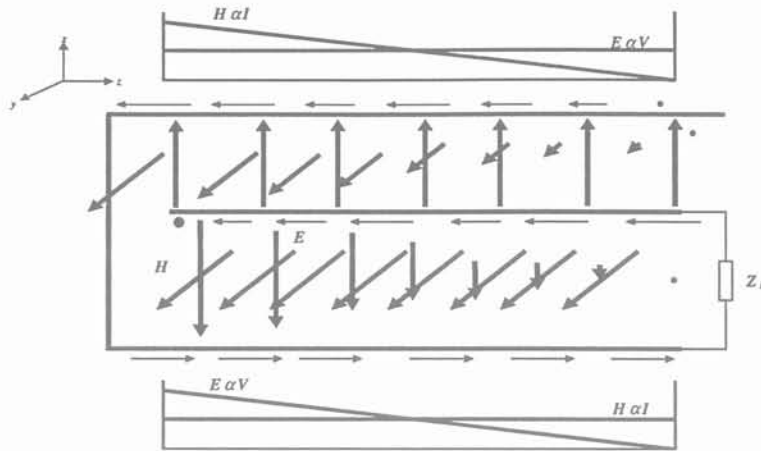


Fig. 2.4 : Distribution du champ électromagnétique d'une cellule à résonance série pliée

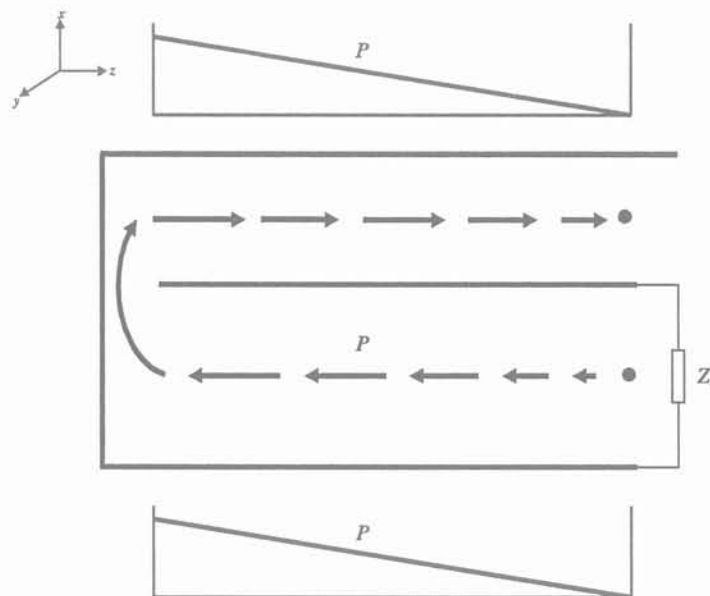


Fig. 2.5 : Transfert d'énergie dans une cellule à résonance série pliée

Deux cellules à résonance série et parallèle, dans leurs configurations originales Fig. 1.10 et Fig. 1.12, ont été construites et caractérisées par M. M.Smit de façon à mesurer leurs impédances d'entrée en fonction de la fréquence. Les mêmes cellules ont été modifiées en configurations partiellement/complètement pliées (voir Fig. 2.6) puis caractérisées. La comparaison entre les mesures des différentes configurations (originale et partiellement/complètement pliées) montre une très bonne concordance [Smi-94], [Smi-92], [Smi-93], [Van-97a], d'où la validité de l'analyse théorique présentée dans le chapitre 1.

La construction d'un composant planar comme le montre la Fig. 2.3.b le rend beaucoup plus compact (avec une longueur quasiment diminuée de moitié par rapport à celle d'une configuration originale), plus robuste et plus facile à réaliser. Un autre avantage que l'on peut citer est celui des pertes par conduction qui sont réduites par rapport aux pertes d'une structure originale. Ce point sera étudié en détail dans le paragraphe 4.2.

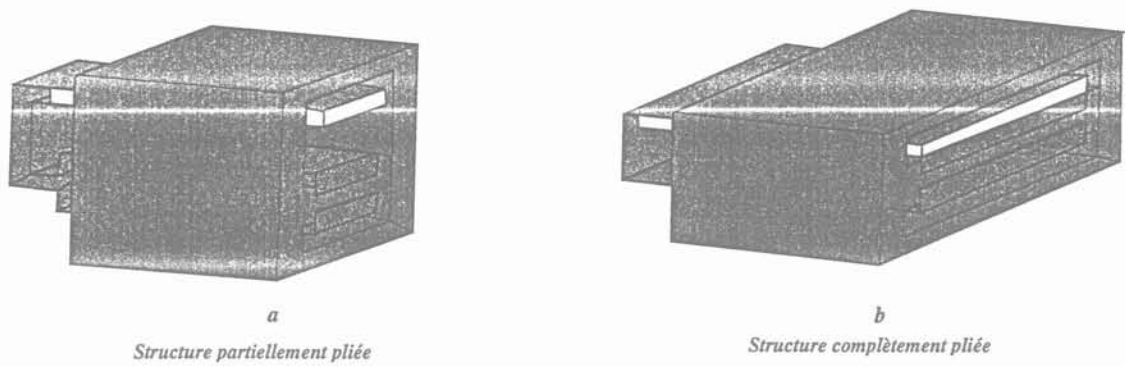


Fig. 2.6 : Vue tridimensionnelle d'une cellule à résonance série partiellement/complètement pliées

3 NOUVEAUX COMPOSANTS PLANARS INTEGRES EN MULTI-SPIRES ET MULTICOUCHES

L'objectif est à présent de passer aux composants multispaires et multicouches.

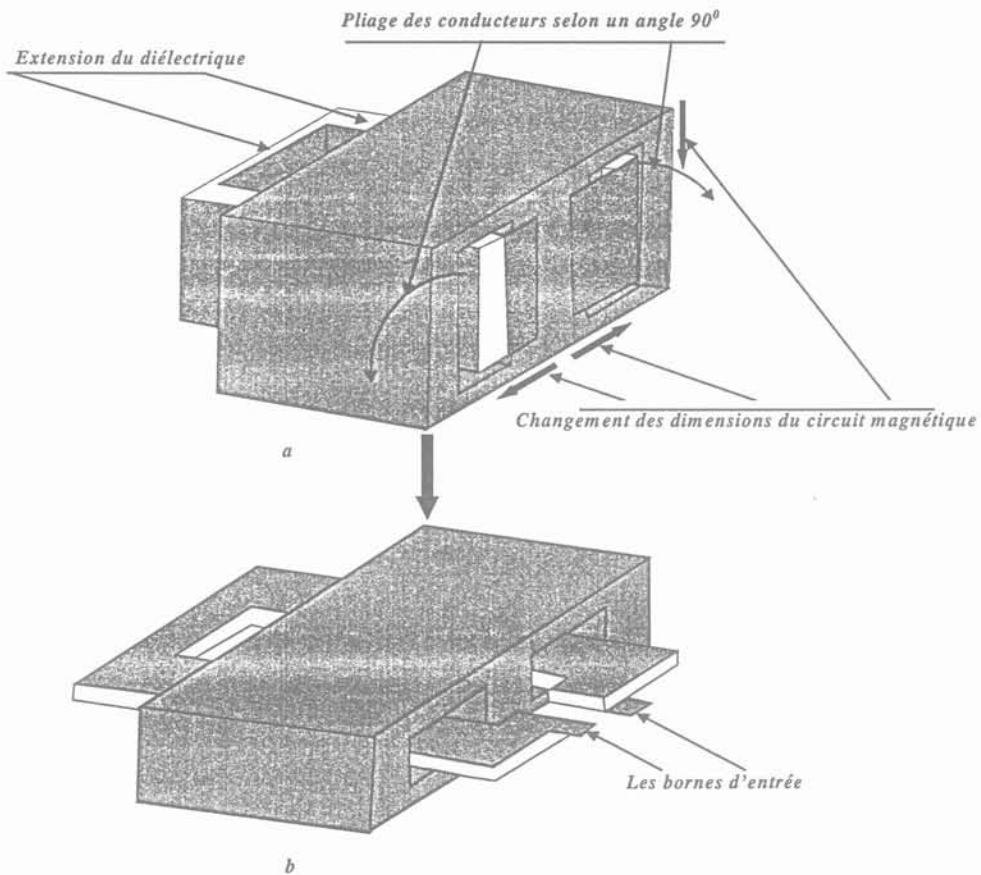


Fig. 2.7 : Evolution de la cellule à résonance série au nouveau composant planar intégré

En se référant à la Fig. 2.7, la nouvelle structure s'obtient en suivant les étapes suivantes :

□ Extension du diélectrique de la section 2 à la section 1. Ceci n'affecte pas la distribution du champ magnétique de la section 1 et la structure se comporte comme dans sa configuration originale. Par conséquent les expressions et la théorie développée dans le chapitre 1 restent

valables et applicables pour ce cas de figure ;

□ Passage des conducteurs, montrés dans la Fig. 2.3.b, d'une position horizontale à une position verticale et ce par une simple rotation dans l'espace (Fig. 2.7.a) ;

□ Agrandissement de la largeur de la fenêtre ;

□ Orientation horizontale des conducteurs par un pliage selon un angle de 90^0 (Fig. 2.7.b) ;

□ Finalement, réduire la hauteur de la fenêtre. Il en résulte un nouveau composant planar intégré. Les étapes décrites ci-dessus sont illustrées par la Fig. 2.7.

Il est maintenant facile d'étendre le composant planar *LC* dans sa nouvelle configuration (Fig. 2.7) en un composant en multispires et multicouches comme le montre la Fig. 2.8.

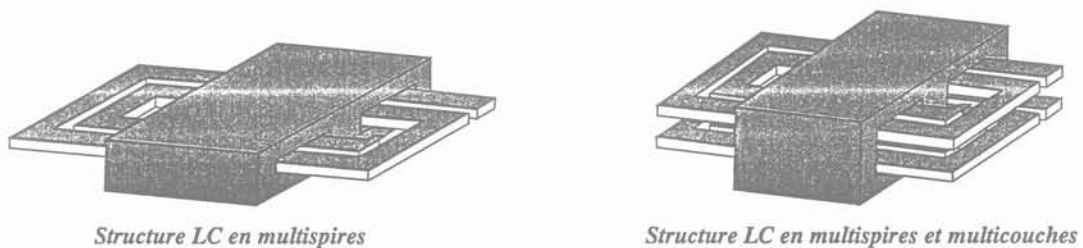


Fig. 2.8 : Extension d'une structure planar intégrée *LC* en un composant en multispires et multicouches

Il serait commode que le nouveau composant intégré ait une distribution du champ électromagnétique similaire à celle de la configuration initiale afin d'assurer la validité de la théorie et des expressions développées dans le premier chapitre. L'analyse bibliographique montre que la distribution unidimensionnelle du champ électrique du nouveau composant (Fig. 2.8) est identique à celle du composant de la Fig. 2.7.a et par conséquent semblable à celle de la cellule originale. On rencontre la même similitude en ce qui concerne la distribution du champ magnétique à l'exception des parties des enroulements qui se situent à l'extérieur du circuit magnétique. Dans ces régions, le champ magnétique n'est pas entièrement parallèle aux conducteurs. Cependant, l'hypothèse d'un champ magnétique parallèle aux conducteurs n'est pas fautive vu la configuration planar de l'ensemble conducteurs et diélectrique (un rapport élevé entre la largeur des conducteurs et l'épaisseur du diélectrique). Un prototype planar d'un composant *LC* intégré en multispires et multicouches a été analysé, par M. M.Smit, en se servant de la théorie des lignes de transmission puis validée par des mesures expérimentales [Smi-94].

L'interconnexion des différentes couches d'un composant planar est bien illustrée par la Fig. 2.9.

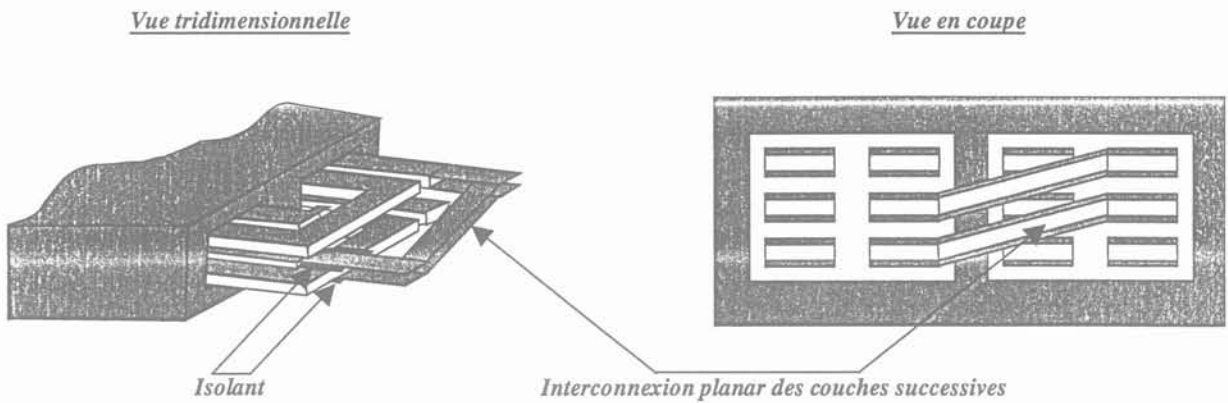


Fig. 2.9 : Principe d'interconnexion des couches successives d'un composant planar

4 CARACTERISTIQUES ET AVANTAGES DES COMPOSANTS PLANARS INTEGRES EN MULTISPIRES ET MULTICOUCHES

4.1 Configuration parallèle ou série

Comme cela a été mentionné précédemment, l'évolution d'une cellule à résonance parallèle en un composant planar intégré en multicouches et multispikes se passe de la même manière que celle d'une cellule à résonance série. La seule différence se situe au niveau des conducteurs supérieur et inférieur du composant résonant qui sont connectés pour former une spire continue. Le principe de connexion d'une structure "mono-spire et mono-couche" est illustré par la Fig. 2.10, ce dernier est aussi bien valable pour le cas de la Fig. 2.10 ainsi que pour une structure multispikes et multicouches.

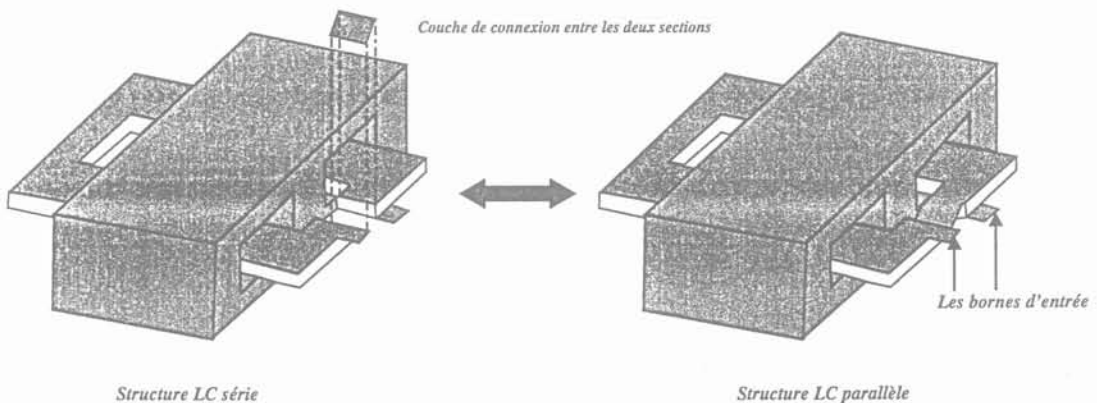


Fig. 2.10 : Passage d'un composant à résonance série à un composant à résonance parallèle

L'avantage apporté par cette géométrie réside dans la double possibilité de reconfigurer le composant en une structure à résonance parallèle ou bien à résonance série ainsi qu'un passage facile, par rapport au cas d'une structure dans sa configuration originale, d'une topologie à une autre. Donc, cette dualité (déjà rencontrée dans la partie 13.2 du premier chapitre) permet de

fabriquer un seul type de composant, ce qui constitue un impact positif sur le coût des composants intégrés.

4.2 Réduction des pertes par conduction

L'une des préoccupations principales en termes de performances électriques des convertisseurs d'électronique de puissance est les pertes dans les composants passifs puisque celle dues aux commutations peuvent être réduites par l'utilisation des circuits d'aide à la commutation ou bien en adoptant des modes de commutations douces. L'introduction des composants intégrés *LC* et *LCT* permettra donc de réduire les pertes par conduction associées aux interconnexions des composants discrets.

Ces pertes peuvent être calculées par la formule suivante :

$$P_R = \int_0^L \mathfrak{R} i^2(x) \cdot dx \quad (W) \quad (2.1)$$

Où : \mathfrak{R} = résistance du conducteur par unité de longueur ($\Omega \text{ m}^{-1}$) ;

L = Longueur totale du conducteur (m) ;

$i(x)$ = Répartition, en fonction de la distance x , du courant dans le conducteur (A).

La Fig. 2.11 présente la distribution du courant dans les conducteurs d'une cellule à résonance série en plusieurs configurations : partiellement pliée (Fig. 2.6.a), complètement pliée (Fig. 2.6.b) ainsi que la configuration "en multispikes et multicouches" configuration en planar (Fig. 2.7.b). Dans tous les cas, la cellule alimente une charge Z_L parcourue par un courant I .

Les pertes par conduction calculées pour chaque configuration montrent que la nouvelle configuration "en multispikes et multicouches" a 50 % de pertes en moins par rapport aux pertes d'une structure partiellement pliée. Cependant, les pertes d'une structure à résonance parallèle sont $2 \cdot \mathfrak{R} \cdot I^2$ pour les trois configurations possibles vue la répartition uniforme du courant [Smi-94]. Donc, une structure à résonance série a 33% moins de pertes qu'une structure à résonance parallèle. Un récapitulatif des pertes des trois configurations d'un composant *LC* série sont présentés dans le tableau 2.1.

Nous précisons que les pertes des trois structures sont normalisées par rapport aux pertes d'une structure partiellement pliée.

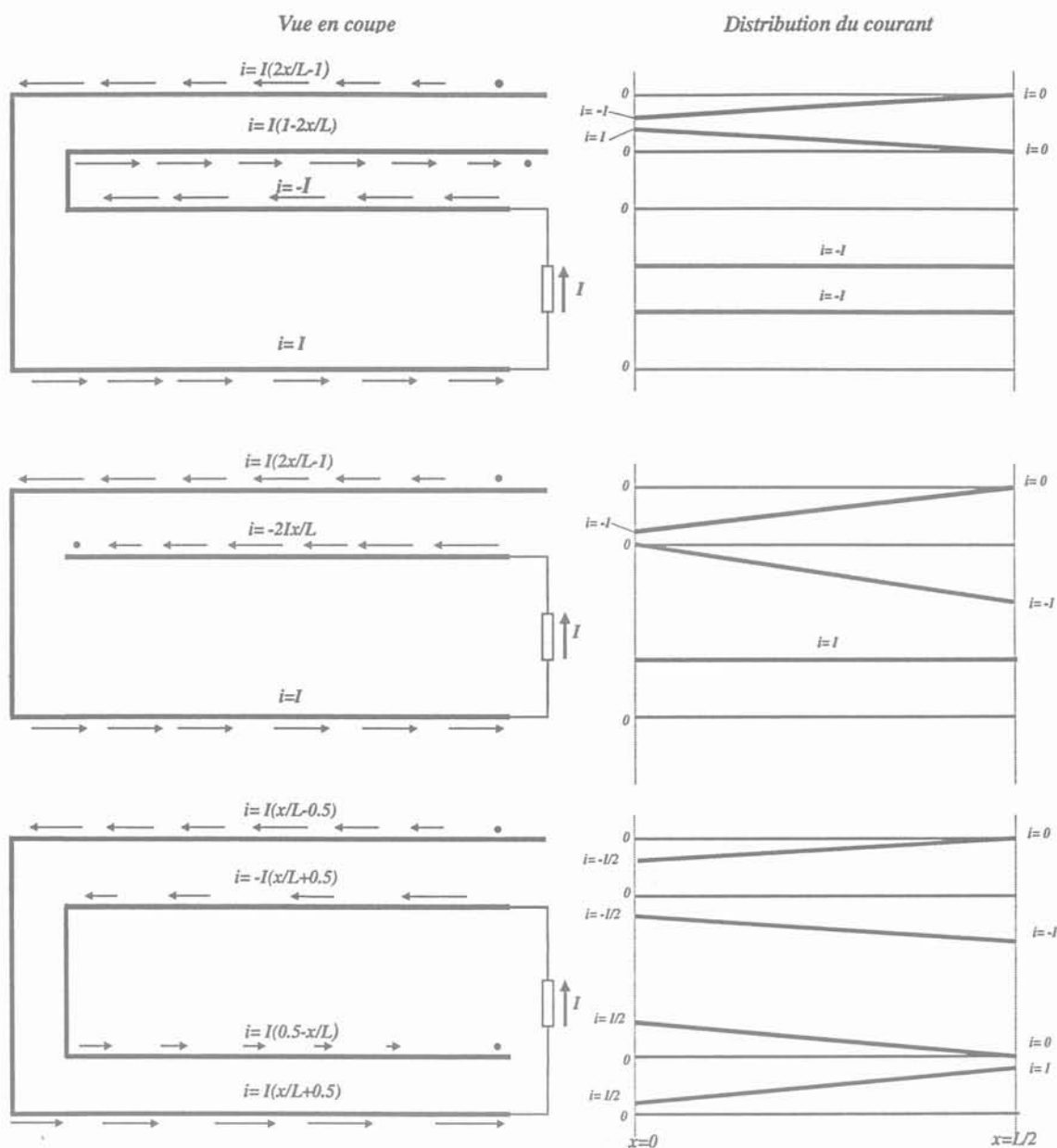


Fig. 2.11 : La distribution du courant dans les conducteurs d'une cellule à résonance série en trois configurations

Géométrie	Pertes par conduction		
	$P_R (W)$	Normalisée	Réduction (%)
Partiellement pliée	$\frac{4}{3} \cdot \mathcal{R} \cdot I^2 \cdot L$	1.0	-
Complètement pliée	$\frac{2.5}{3} \cdot \mathcal{R} \cdot I^2 \cdot L$	0.625	37.5 %
En Multispires	$\frac{2}{3} \cdot \mathcal{R} \cdot I^2 \cdot L$	0.5	50 %

Tableau 2.1 : Pertes par conduction et fréquence de résonance d'un composant LC intégré en trois configurations

4.2.1 Exemple de calcul

Nous allons étudier le cas d'une cellule à résonance série dans sa configuration en multispire et multicouches (Fig. 2.11). Les pertes se calculent sur chaque partie de la ligne en utilisant l'expression du courant qui correspond à chacune d'elle :

$$P_R = \int_0^L \Re i^2(x) \cdot dx = \begin{cases} \Re \cdot I^2 \cdot \int_0^{L/2} \left[\left(\frac{x}{L} - 0.5 \right)^2 + \left(\frac{x}{L} + 0.5 \right)^2 + \left(0.5 - \frac{x}{L} \right)^2 + \left(0.5 + \frac{x}{L} \right)^2 \right] \cdot dx \\ 2 \cdot \Re \cdot I^2 \cdot \int_0^{L/2} \left[\left(\frac{x}{L} - 0.5 \right)^2 + \left(\frac{x}{L} + 0.5 \right)^2 \right] \\ \frac{2 \cdot \Re \cdot I^2 \cdot L}{3} \end{cases}$$

4.3 Considérations thermiques

Les composants planar intégrés *LC* ou *LCT* se prêtent bien à l'évacuation de la chaleur pour les deux raisons suivantes :

- De part leur configuration planar (rapport élevé entre la largeur et la hauteur), ces composants ont une importante surface d'échange thermique ;
- Une bonne conductivité thermique de la céramique en Baryum Titanate utilisée comme diélectrique de la partie capacitive [Cam-98], [Van-97b].

Par ailleurs, le montage de la structure sur un radiateur pourra améliorer son refroidissement.

5 TECHNOLOGIE DES DIELECTRIQUES POUR LES COMPOSANTS LC PLANARS

Etant donné que les matériaux employés pour la fabrication des diélectriques affectent à la fois les caractéristiques physiques, chimiques et électriques du produit final ainsi que le processus de fabrication, il est donc nécessaire de prendre en considération la nature de ces matériaux dédiés aux diélectriques ainsi que le processus de fabrication d'une façon plus détaillée [Smi-94].

Les principaux critères qu'un matériau diélectrique doit satisfaire vis à vis d'une utilisation pour la production d'un composant planar sont :

- Surface uniformément lisse. Les propriétés surfaciques d'un matériau diélectrique sont d'une importance primordiale, du fait qu'une surface rugueuse mène à une faible reproductibilité de l'épaisseur du diélectrique et, par conséquent, à une grande variation des paramètres du circuit résultant ;

- Réalisation avec une grande tolérance de l'ensemble des dimensions ;
- Haute conductivité thermique et une robustesse mécanique élevée ;
- Faible facteur de pertes du diélectrique ($\tan(\delta)$) dans la zone de fonctionnement ;
- Bonne tenue à la température maximale de fonctionnement produite dans les convertisseurs d'électronique de puissance (habituellement au-dessous de 150 °C) ;
- Rigidité diélectrique élevée ;
- Compatibilité thermique et physique avec d'autres matériaux, en particulier avec les conducteurs ;
- Faible coût et une compatibilité avec les technologies de fabrication des convertisseurs.

En plus de ce qui a été cité ci-dessus, la valeur de la constante du diélectrique (la permittivité du diélectrique) est sans doute une propriété très importante puisqu'elle indique la capacité relative atteinte selon la formule suivante :

$$C = \frac{\epsilon_o \cdot \epsilon_r \cdot S}{h_D} \quad (F) \quad (2.2)$$

Où : ϵ_o = la permittivité du vide (8.85pF m⁻¹) ;

ϵ_r = la permittivité relative ou bien la constante du diélectrique ;

S = la surface du diélectrique (m²) ;

h_D = l'épaisseur du diélectrique (m) ;

Afin d'obtenir une capacité de forte valeur, nous ne sommes pas obligés de nous imposer l'utilisation d'un diélectrique de forte permittivité (ϵ_r) puisqu'il est tout à fait possible de prévoir une couche très mince d'un diélectrique de faible permittivité. Ce qui revient à dire que le facteur le plus important à contrôler est bien le rapport ϵ_r/h_D à surface donnée. C'est pour cette raison que l'optimisation du rapport ϵ_r/h_D s'avère être le moyen le plus efficace pour le contrôle de la valeur de la capacité.

6 EVALUATION DE LA TECHNOLOGIE DES CAPACITES COMMERCIALES

On distingue deux groupes de matériaux diélectriques dédiés à la fabrication des capacités commerciales [Mou-90] : les matériaux céramiques et les matériaux non céramiques. Parmi les diélectriques non céramiques, on cite les feuilles de polymère, le mica et l'alumine tandis que les matériaux en céramique couvrent une large plage de matériaux allant du verre jusqu'aux

compositions ferroélectriques complexes. Par la Fig. 2.12, une gamme fréquentielle de fonctionnement de quelques diélectriques est présentée.

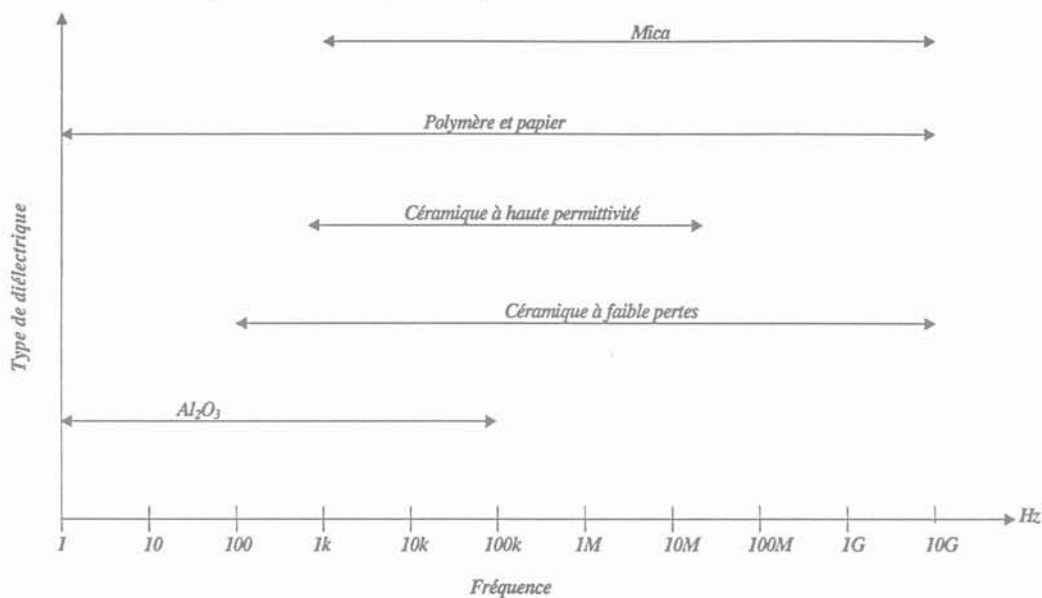


Fig. 2.12 : La gamme fréquentielle de fonctionnement de quelques diélectriques

Nous proposons dans le tableau ci dessous quelques condensateurs ainsi que les références bibliographiques correspondant à chaque type, et dans lesquelles le lecteur pourra trouver tous les détails techniques, le domaine d'utilisation, les avantages, les inconvénients et un nombre important de données caractéristiques :

Type de condensateur	Références bibliographiques
Condensateur en film de polymère	[Lon-84], [Lov-88], [Mou-90], [Sco-74], [Sti-89], [Tab-93], [Wea-88]
Condensateur d'aluminium électrolytique Condensateur de Tantalum électrolytique	[Mou-90], [Ros-89]
Condensateur en mica	[Fai-76], [Lon-84], [Mou-90], [Ros-89], [Sne-69], [Sco-74], [Wea-88]
Technologie des capacités en céramique	[Bor-91], [Buc-86], [Cam-90], [Cam-93], [Cod-76], [Fai-76], [Hya-86], [Mou-90], [Pri-93], [Sco-74], [Sub-81], [Van-82], [Van-90], [Wea-88]

Tableau 2.2 : Récapitulatif des différents condensateurs et leurs références bibliographiques

7 BARYUM TITANATE FERROELECTRIQUE

La découverte du Baryum Titanate ferroélectrique, pendant la deuxième guerre mondiale, a

ouvert l'ère actuelle des diélectriques en céramique. Le marché des condensateurs est, actuellement, dominé par ce diélectrique et ses compositions [Sub-81], [Buc-86]. La popularité de ce matériau, due à ses excellentes propriétés ferroélectriques, et à sa grande disponibilité a mené au développement de la technologie de fabrication des capacités haute tension et non linéaire, en Baryum Titanate, pour les circuits snubber [Van-90]. D'autres évolutions et adaptations de cette technologie ont eu comme conséquence l'apparition de la technologie des diélectriques planars de permittivité relative supérieure à 1000 [Cro-92c]. Le processus de fabrication sera décrit ultérieurement.

7.1 Processus de fabrication

Une description rapide du processus de fabrication du Baryum Titanate est présentée dans ce paragraphe. Des informations détaillées et complémentaires sur la fabrication et la caractérisation des capacités en Baryum Titanate peuvent être trouvées dans les références suivantes : [Van-90], [Cam-90], [Cam-93], [Pri-93], [Cro-92c].

Les tuiles de capacités en céramique BaTiO_3 sont fabriquées à base d'une poudre, en grains de taille approximative de $1\mu\text{m}$, de BaTiO_3 non dopée (préparée par un processus d'oxalate humide à 900°C). La poudre est pressée à froid, à une force égale à 50kN , par une mécanique de pression Instron 1195. Les tuiles sont alors placées sur une surface d'aluminium, arrosées avec de la poudre afin d'éviter le collage des tuiles sur l'aluminium après le frittage. Ce dernier s'effectue, à l'air, pendant 20 heures à une température de 1100°C avec un taux d'élévation de la température surfacique de $200^\circ\text{C}/\text{heure}$. Suite au frittage, les tuiles sont naturellement refroidies pendant un jour. Le processus décrit précédemment produit des tuiles en céramique fragiles et poreuses et d'une permittivité relative variant entre 500 et 1200. Cependant, ces deux problèmes ne se poseront plus, après la métallisation, au cours d'une étape d'expérimentation. Un autre remède, envisageable, consiste à ajouter du verre fritté mais ceci à comme conséquence la diminution de la constante du diélectrique [Cro-92c]. De part leur fragilité, les dimensions désirées sont obtenues par découpage exact des tuiles métallisées ; tandis que l'épaisseur est ajustée par un ponçage avec du papier verre très fin.

7.2 Propriétés

Les caractéristiques et les propriétés des diélectriques dépendent considérablement des méthodes de préparation de la poudre brute et des conditions de frittage (durée du frittage, température, composition de l'atmosphère ...). Ceci justifie d'une part la légère différence entre les propriétés des différentes tuiles en céramique et met en évidence, d'autre part, la nécessité de la caractérisation. A titre indicatif, nous présentons de suite les résultats de mesures effectuées

sur les tuiles d'un lot de céramiques destinées à la fabrication des composants planars [Smi-94]. Comme nous l'avons déjà mentionné, le rapport ϵ_r/h_D représente un facteur très important à connaître. Pour la céramique en question, la permittivité avait une valeur de 710 tandis que l'épaisseur après frittage était de 1.2mm ; ce qui donne un rapport ϵ_r/h_D égal à 590 mm^{-1} . La mesure du facteur de pertes en dc donne une valeur de 0.78% et pour une gamme de fréquence entre 90 et 150kHz, elle donne 1.25%.

La conductivité thermique d'une tuile en céramique est de $0.87 \text{ W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, alors qu'avec une couche de $50\mu\text{m}$ d'épaisseur de zinc elle est de $1.03 \text{ W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$; donc, avec le zinc, on obtient une meilleure conductivité thermique.

Van Wyk a rapporté [Van-90] que la rigidité diélectrique du Baryum Titanate est au moins de 2kV mm^{-1} , ce qui convient à la plupart des convertisseurs d'électronique de puissance. Pour le BaTiO_3 commercialisé, une valeur de 9.5kV mm^{-1} est citée [Lon-84]. La température maximale des tuiles fabriquées est de $128 \text{ }^\circ\text{C}$ [Cam-90]. La dernière propriété également importante est le coefficient de dilatation : une valeur de $\alpha \approx 6 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ apparaît dans la littérature [Hel-81]. Le tableau ci-dessous résume quelques caractéristiques des diélectriques en céramique [Wea-88], [Sco-74], [Mou-90], [Buc-86] :

Matériau	ϵ_r (à 1MHz)	$\tan(\delta)$ (%)	λ ($\text{W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$)
Alumine (85%)	8.2 - 10.2	0.03 - 0.2	25 - 29
Porcelaine	8 - 10.5	0.8 - 2	2.5
Dioxyde Titanium	20 - 110	0.02 - 0.5	40
Titanate (Ba, Sr, Ca, Mg et Pb)	15 - 12000	0.02 - 2	0.3 - 90

Tableau 2.3 : Récapitulatif de quelques caractéristiques des diélectriques en céramique

Les avantages suivants, partagés à la fois par le Baryum Titanate et les diélectriques en céramique ferroélectrique, font que ce type de diélectrique est le plus adapté aux applications en technologie planar des composants intégrés :

- Possibilité d'obtenir un rapport ϵ_r/h_D très élevé avec les diélectriques en céramique ferroélectrique ;
- Contrôle total du rapport ϵ_r/h_D pour les deux raisons suivantes : premièrement, différents additifs à la composition de base en ferroélectrique permettent de contrôler la permittivité relative [Sub-81], [Buc-86], [Bor-91]. Deuxièmement, l'épaisseur du diélectrique est facilement contrôlable pendant la phase expérimentale [Hya-86] (voir processus de fabrication) ;
- Faible pertes (également contrôlables avec les additifs appropriés) ;

- Possibilité de fonctionnement à fortes valeurs de fréquence comme le montre la Fig. 2.12 ;
- Coût technologique réduit dans le cas d'une production en série ;
- Conductivité thermique très élevée [Buc-86] ;
- Possibilité de travailler dans une température ambiante de 55 à 125 °C [Fai-76] ;
- Rigidité diélectrique de 5kV/mm ;
- Possibilité de fabrication sous forme de tuiles de dimensions : 150mm × 150mm [Hya-86].

8 TECHNOLOGIE DES CONDUCTEURS PLANARS

Il est important de réaliser un contact approprié entre une couche de Baryum Titanate et le métal puisque l'air emprisonné entre les deux diminuera la permittivité effective du BaTiO₃. Ceci nous permettra d'éviter l'ajout d'une couche adhésive puisqu'elle a une permittivité comparable à celle de l'air. Il est possible, selon plusieurs méthodes, de créer directement sur le diélectrique des couches conductrices d'épaisseurs adéquates.

8.1 Pâte conductrice, évaporation et métallisation d'aluminium

La première méthode testée consiste à peindre directement avec une pâte conductrice et argentée des tuiles de Baryum Titanate puis à les faire sécher dans un four à une température de 80°C. En raison de la forte valeur de la résistivité électrique du composant obtenu, la densité du courant maximal est limitée 1 Amm⁻² [Smi-94]. Cette contrainte ne permet pas des applications pour des convertisseurs d'électronique de puissance.

Une méthode alternative est basée sur le dépôt par évaporation d'une couche d'aluminium sur les tuiles de diélectrique. C'est parce que l'épaisseur de la couche est très faible qu'on ne peut pas l'utiliser directement comme conducteur ; il est donc nécessaire de créer une deuxième couche de cuivre plus épaisse par métallisation électrolytique. Ce processus a échoué parce que la couche d'aluminium était trop mince et incapable de transiter des densités de courant élevées. Cependant, une durée plus longue du processus de métallisation peut avoir comme conséquence un changement permanent des propriétés électrique du composant suite à l'absorption de la solution aqueuse par les tuiles.

8.2 Pulvérisation du plasma en métal

La meilleure méthode pour placer une couche conductrice sur un diélectrique est celle de la pulvérisation de métal sous forme de plasma. Un système d'entraînement alimente un canon de pulvérisation par un fil fondu dans une flamme due à la combustion d'un gaz dans l'oxygène. L'air comprimé pulvérise le métal fondu et le projette sur une surface préparée. Avec cette technique, le recouvrement en métal avec un faible coût et une grande variété des matériaux est

tout à fait envisageable.

Puisqu'il y a plusieurs métaux qui peuvent être pulvérisés sur les tuiles du Baryum Titanate, une évaluation de leurs différentes propriétés selon quatre critères a été faite : le premier critère est celui du prix. Le métal doit être peu coûteux ce qui éliminera des métaux comme l'or et le platine. Le deuxième et le troisième critère concernent la conductivité thermique et électrique. Quant au dernier critère, il s'agit du coefficient de dilatation qui doit être linéaire et compatible avec celui du Baryum Titanate (afin que le métal n'endommage le diélectrique aux températures élevées).

Métal	$\rho \times 10^{-8} (\Omega \text{ m})$	$\alpha \times 10^{-6} (^{\circ}\text{C}^{-1})$	$\lambda (\text{W m}^{-1} ^{\circ}\text{C}^{-1})$
Aluminium	2.655	25.2	220
Chrome	13	5.94	87
Cuivre	1.673	16.56	385
Plomb	20.6	28.8	33
Argent	1.59	19.8	417
Etain	11	19.8	62
Zinc	5.92	34.2	111

Tableau 2.4 : Propriétés de quelques métaux utilisés en pulvérisation [Wea-88]

A partir du tableau 2.4, on constate que le chrome a le même coefficient de dilatation que celui du BaTiO_3 , tandis que le zinc est éliminé à cause de sa forte résistivité électrique, sa faible conductivité thermique et son fort coefficient de dilatation thermique linéaire par rapport au Baryum Titanate (6 fois celui du Baryum Titanate). L'inconvénient du chrome est qu'il a une résistivité électrique égale à $13 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$, à comparer à celle du cuivre valant $1.67 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$. Bien que la résistivité électrique et la conductivité thermique de l'argent aient de valeurs plus élevées que celles du cuivre, l'argent ne convient pas à ce genre d'application à cause de son coefficient de dilatation thermique linéaire ($19 \cdot 10^{-6} ^{\circ}\text{C}^{-1}$). Le choix se porte donc sur le cuivre comme métal de plasma pulvérisé sur les tuiles de Baryum Titanate.

9 MATERIAUX ISOLANTS

Les principaux critères des matériaux isolants appropriés pour les composants planars sont essentiellement identiques à ceux des matériaux diélectriques évoqués dans le paragraphe 5. La seule différence est qu'ils ne doivent pas avoir un rapport ϵ_r/h_D élevé. Assurant, ainsi, une faible capacité intercouches ou parasite. Le matériau idéal pour cette application est le béryllium ayant

une constante diélectrique de 7.5 et une conductivité thermique de $250 \text{ W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$. Cependant, il coûte très cher et est toxique. D'où la nécessité d'utiliser l'alumine qui a une conductivité thermique beaucoup plus faible que celle du BeO ($25\text{-}29 \text{ W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$) et une permittivité relative de 6.5. Par rapport aux deux matériaux décrits précédemment, un matériau intermédiaire d'un point de vue prix et conductivité thermique est le nitrure d'aluminium [Bel-91], [Goo-91]. Son prix est de 2 à 5 fois le prix de l'alumine mais sa conductivité thermique est comprise entre 160 et $220 \text{ W m}^{-1} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ tandis que sa permittivité relative vaut approximativement 8.8.

10 TECHNOLOGIE DES FERRITES

Des tentatives ont été faites pour adapter la technologie du Baryum Titanate aux fabrications des matériaux ferrites puisque ces derniers sont essentiellement de types céramiques. Celles-ci ont échoué principalement à cause du frittage de la ferrite qui nécessite une atmosphère contrôlée [Cam-93], [Men-90]. A cet effet, les ferrites commerciales sont choisies pour la fabrication des composants planars intégrés. Les noyaux I sont les plus adaptés à cette technologie puisqu'ils sont facilement coupés aux dimensions désirées et peuvent être empilés afin de former le noyau de ferrite du composant. On peut avoir recours à l'utilisation d'un entrefer distribué dans le circuit magnétique pour ajuster la valeur de l'inductance magnétisante ou de fuite.

11 CRITERES DE CHOIX D'UNE STRUCTURE EN VUE D'UNE INTEGRATION PLANAR

Dans tous les cas, le nombre de composants discrets, que la structure comporte, devrait être réduit au minimum. L'impact de ceci n'intervient pas seulement sur la taille des composants mais aussi sur la topologie choisie puisqu'elle détermine la complexité des interconnexions ainsi que le nombre de fonctions électromagnétiques à intégrer (c'est à dire les inductances, les capacités, les interrupteurs...). Il serait aussi intéressant que plusieurs fonctions soient accomplies par une seule combinaison de matériaux.

Ceci mène à un ensemble de critères qui peuvent être appliqués à une topologie afin de déterminer son aptitude à l'intégration.

11.1 Nombre de nœuds

Le nombre de nœuds exigés, au cours de la construction d'une structure, n'est pas nécessairement identique à celui des points nodaux dans le diagramme de la topologie. Considérons le schéma d'un boost illustré par la Fig. 2.13.a : tous les points nodaux sont

numérotés de 1 à 4.

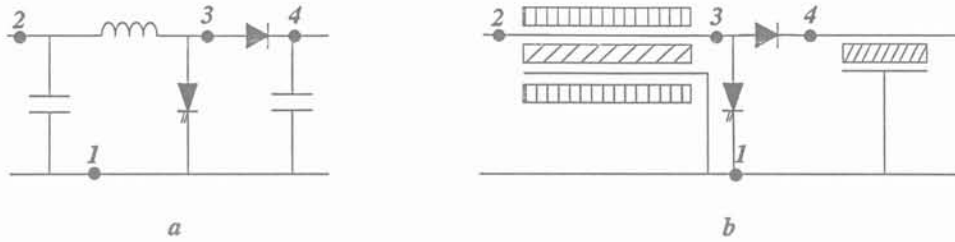


Fig. 2.13 : Détermination des nœuds de construction d'une structure

Supposons que l'inductance et la capacité d'entrée peuvent être intégrées dans une seule structure (Fig. 2.13.b) avec la numérotation des nœuds comme dans la Fig. 2.13.a. On peut constater que le nombre de nœuds de circuit est égal à quatre tandis que les nœuds 2 et 3, dans le schéma planar, sont reliés par une seule couche conductrice. Du point de vue de fabrication, ces deux nœuds peuvent être considérés comme un seul nœud puisqu'ils sont formés par le même matériau. Le nombre de nœuds de construction est par conséquent égal à 3.

Chaque topologie devrait être analysée d'un point de vue de fabrication planar et aussi en fonction de la possibilité de réduire au minimum le nombre de points nodaux de construction.

11.2 Nombre de points d'intersection

Un point d'intersection est défini comme l'endroit où deux conducteurs se croisent, d'où la nécessité d'une isolation sans la création d'une capacité entre ces deux points. Ceci mène à la condition d'une permittivité relative unitaire ainsi qu'à une grande épaisseur du diélectrique afin que la capacité produite entre les deux conducteurs planars soit négligeable. Généralement, dans un schéma de circuit, les lignes d'intersections peuvent être clairement repérées et retracées en plaçant les points d'intersections dans différents emplacements sans que la structure change de topologie. Considérons le pont de diodes montré par la Fig. 2.14.a. Ce pont alimente, via une inductance, une capacité en sortie (ces deux composants ne sont pas intégrables) en cas de fortes valeurs. IL est clair que la construction du pont selon la Fig. 2.14.b donnera lieu à une capacité indésirable entre les nœuds 4 et 5.

De tels points devraient être, autant que possible, éliminés dans un convertisseur intégré. Cependant il serait plutôt possible d'éliminer la capacité indésirable par un changement de la disposition des éléments du convertisseur que par un changement de la topologie du convertisseur. Considérons ce même pont de diodes (schéma de la Fig. 2.15.a) où la capacité due aux points d'intersection est cette fois en parallèle avec la capacité de sortie ; dans ce cas-ci elle peut contribuer à la capacité totale désirée. Malheureusement, toutes les structures ne sont pas aisément modifiables.

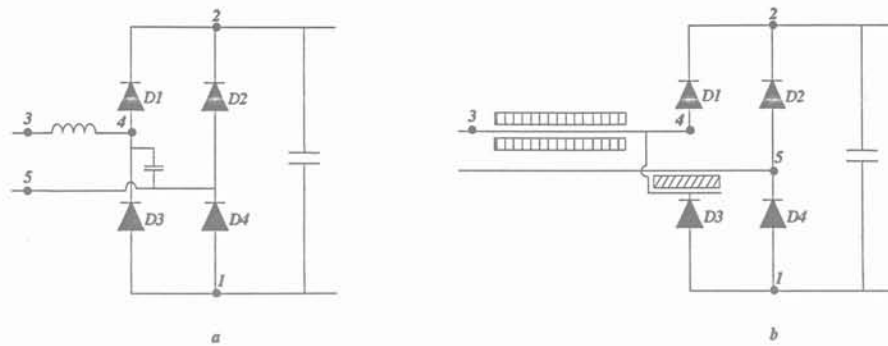


Fig. 2.14 : Capacité parasite en un point d'interconnexion

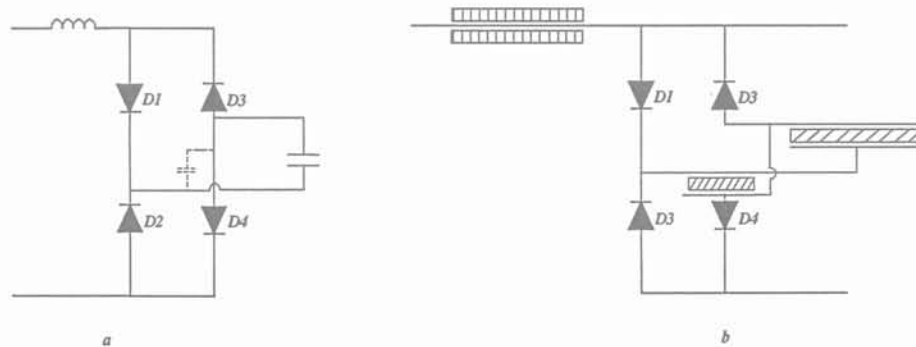


Fig. 2.15 : Reconfiguration de la disposition des diodes du pont

11.3 Nombre de composants indépendants

Le nombre de composants non intégrables dans une topologie doit être le plus faible possible. Ceci est particulièrement important pour les composants à stockage d'énergie et un peu moins important pour les semi-conducteurs. Dans la limite du possible, tous les composants passifs devraient être, au moins, intégrables.

11.4 Nombre de couches nécessaires

Le nombre de couches nécessaires pour la réalisation d'une capacité ou d'une inductance ainsi que la taille du composant final augmenteront proportionnellement au nombre de composants passifs à intégrer. Ceci peut mener soit à des structures capacitives à nombre élevé de couches soit à des structures inductives à plusieurs enroulements. Les fortes valeurs des composants réactifs sont généralement évitées par l'augmentation de la fréquence de fonctionnement. Dans le cas d'une utilisation inévitable des composants réactifs de valeurs importantes, la structure est partiellement réalisée en technologie planar puis complétée par l'ajout de composants discrets.

11.5 Contraintes de fréquence

Comme dans le cas de convertisseurs réalisés en composants discrets, il faut prendre en compte les effets parasites ; entre autres, les capacités parasites des interrupteurs à semi-conducteurs et l'inductance de fuite des transformateurs. Les effets de ces phénomènes parasites deviennent plus importants avec les fréquences de fonctionnement élevées. Dans le cas des

convertisseurs réalisés en composants conventionnels, ceci mène à l'utilisation de topologies de convertisseurs employant ces effets au cours de leur fonctionnement, comme dans les convertisseurs quasi-résonants et résonants à commutation douce [Sab-88].

Par ces techniques, la fréquence de fonctionnement pourrait être considérablement augmentée et par conséquent un minimum de composants serait alors utilisé avec le maximum d'énergie réactive dans le convertisseur. S'ajoutent à cela les faibles pertes par commutations aux fréquences élevées suite à l'utilisation de la technique des commutations douces.

Pour une construction en technologie planar, le critère du choix du convertisseur vis à vis de la fréquence de fonctionnement est le même que pour une construction conventionnelle, c'est à dire que la structure devrait fonctionner aux fréquences les plus élevées possible dans la limite des pertes possibles.

12 EVALUATION DE L'APTITUDE DE CONVERTISSEURS MONO-ETAGE A ABSORPTION SINUSOÏDALE A L'INTEGRATION ELECTROMAGNETIQUE

Dans cette partie, nous allons analyser l'aptitude de quelques convertisseurs, à absorption sinusoïdale, à l'intégration électromagnétique. Nous nous limiterons aux convertisseurs à résonance qui présentent l'intérêt d'améliorer le fonctionnement en commutation des convertisseurs et pour lesquels l'intégration se prête bien à l'amélioration de la compacité. Nous nous focalisons essentiellement sur la possibilité de réduire à la fois le nombre de composants et de nœuds d'interconnexion. Ces nœuds seront schématisés par le symbole “•”. Nous essayerons de démontrer que l'on peut réduire le nombre de nœuds et de composants grâce à l'intégration électromagnétique.

12.1 Convertisseur à résonance série en pont complet

Pour un fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance, cette structure offre l'avantage de faibles valeurs de composants passifs puisque la fréquence de commande serait inférieure à la moitié de la fréquence de résonance que l'on peut fixer à une valeur élevée. Une étude exhaustive sur cette structure fera l'objet du chapitre suivant où des résultats de simulation et d'expérimentation seront exposés. La Fig. 2.16 présente la topologie du convertisseur.

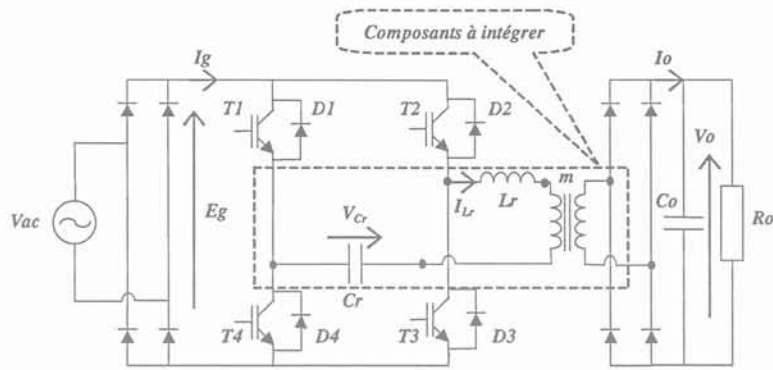


Fig. 2.16 : Convertisseur à résonance série dans sa variante en pont complet

Nous utiliserons les fonctionnalités électromagnétiques résumées dans le tableau 2.5 au cours de l'analyse des convertisseurs.

Du point de vue intégration, la structure *LCT* peut être intégrée en une seule structure. Les composants à intégrer sont indiqués par la Fig. 2.17 tandis la Fig. 2.18 illustre leur principe d'intégration.

Matériau	Représentation
Matériau magnétique	
Matériau diélectrique	
Matériau isolant	
Conducteur	

Tableau 2.5 : Représentation schématique des matériaux

La Fig. 2.18 montre le transformateur avec l'inductance et la capacité de résonance en série qui sont localisées entre "A" et "B" tandis que le secondaire est représenté par le conducteur "CD".

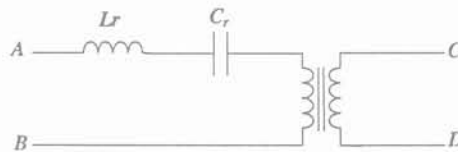


Fig. 2.17 : La partie du convertisseur à intégrer

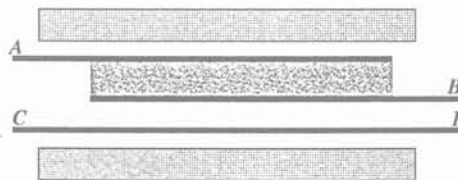


Fig. 2.18 : La structure électromagnétique équivalente

Le montage de cette structure dans le schéma de la Fig. 2.16 est illustré par la Fig. 2.19.

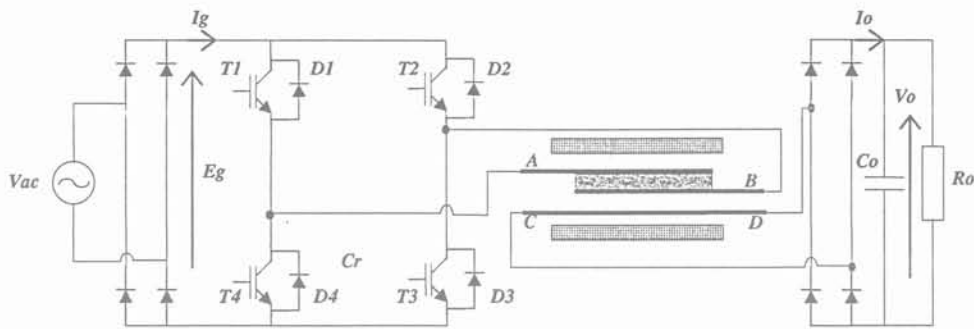


Fig. 2.19 : Convertisseur à résonance série avec la structure électromagnétique en place

Avec la structure électromagnétique en place, le nombre total de nœuds a baissé de 6 à 4 tandis que le nombre de composants passifs a chuté de 3 à 1. Donc l'introduction de l'intégration électromagnétique a réduit à la fois le nombre de nœuds et de composants.

12.2 Convertisseur à résonance série en demi-pont

Ce convertisseur peut exister en deux configurations possibles :

12.2.1 Configuration 1

La variante en demi-pont, illustrée par la Fig. 2.20, a le même principe de fonctionnement que celui de la variante en pont complet. Par conséquent, seuls les résultats des simulations et de l'expérimentation seront présentés dans le prochain chapitre. On note que c'est une version modifiée de la variante en pont complet et qu'elle comporte uniquement deux transistors et deux capacités C_1 , C_2 .

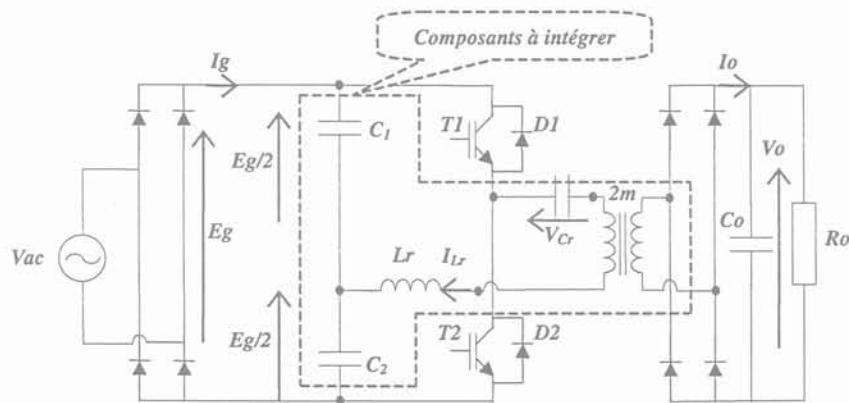


Fig. 2.20 : Configuration 1 du convertisseur à résonance série dans sa variante en demi-pont

Le nombre total de nœuds et de composants passifs est 8 et 5 respectivement. En raison de leurs importantes valeurs, les capacités C_1 , C_2 seront probablement difficiles à intégrer vu le nombre relativement élevé de couches (de conducteurs et de diélectriques) nécessaires pour la réalisation de tels condensateurs avec les matériaux actuellement disponibles. Pour se faire une idée sur le nombre de couches nécessaires, considérons les valeurs des capacités d'un convertisseur d'une puissance de 324W dont les résultats de simulations et d'expérimentations

seront présentés dans le prochain chapitre. Ci-dessous quelques données physiques et techniques utilisées dans la réalisation des composants planars [Ger-99]. Elles seront employées dans notre cas pour un prédimensionnement des capacités C_1/C_2 :

□ Le matériau diélectrique est le Baryum Titanate d'une permittivité relative de 1000 et d'une épaisseur de 0.5mm ;

□ Un circuit magnétique de longueur égale à 100mm et de largeur de 50mm ;

□ Les valeurs de capacités sont 910nF ;

En utilisant la formule de dimensionnement d'une capacité (2.2), le nombre de couches (de diélectrique avec des conducteurs de chaque côté) calculé est égal à 10 [Ger-99]. Un tel ordre de grandeur permet d'envisager la réalisation des deux capacités.

La structure *LCTCC* peut être intégrée en deux structures. La Fig. 2.21 montre les deux parties à intégrer, extraites de la Fig. 2.20. Par la Fig. 2.22, nous illustrons le principe d'intégration.

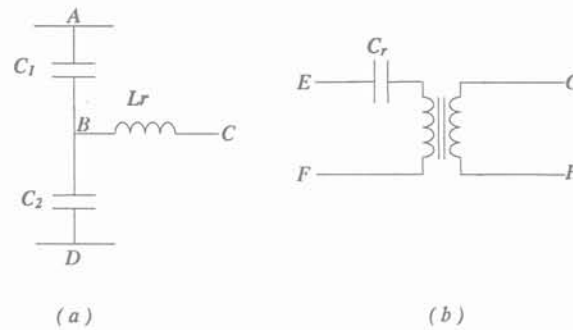


Fig. 2.21 : Les deux parties du convertisseur à intégrer

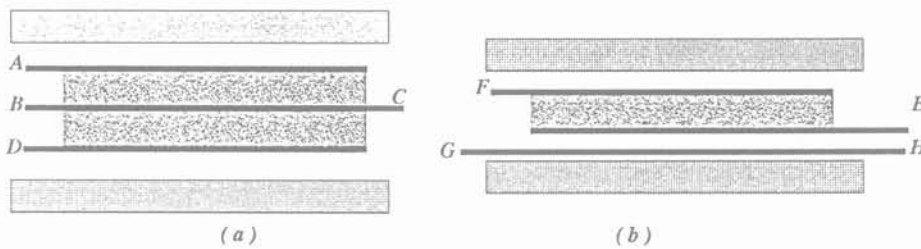


Fig. 2.22 : Les deux structures électromagnétiques équivalentes

La Fig. 2.22.a consiste en une inductance et deux capacités. L'inductance, L_r , se situe entre "B" et "C". Les capacités C_1 et C_2 se trouvent entre les bornes "A"- "B" et "B"- "D" respectivement. La Fig. 2.22.b présente le transformateur avec la capacité de résonance qui se situe entre "E" et "F". Le conducteur "GH" représente le secondaire tandis que "EF" représente le primaire. L'implantation des deux nouvelles structures est montrée par la Fig. 2.23.

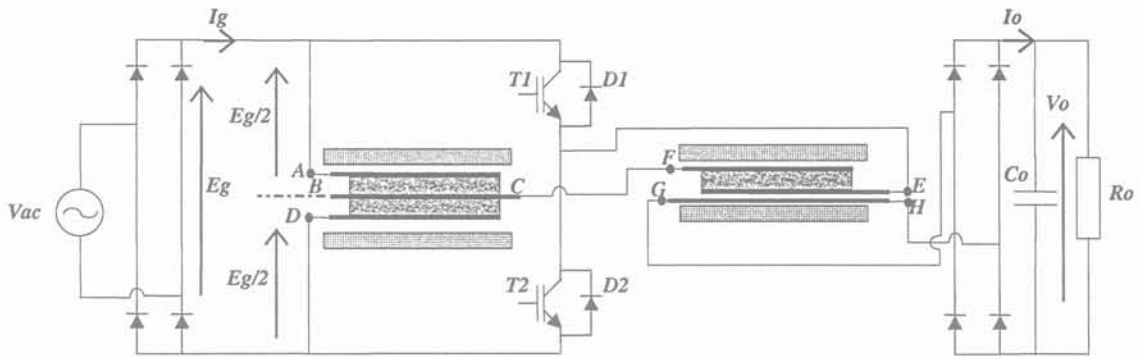


Fig. 2.23 : Le convertisseur avec les deux structures électromagnétiques en place

D'après la figure précédente, le nombre total de nœuds est de 6, par contre celui des composants passifs a baissé de 5 à 2. On remarque que "le transformateur + la capacité de résonance" et la structure *LCC* sont directement reliés via "C" à "F". Il serait alors possible de les intégrer ensemble pour former une seule structure. Ceci est obtenu en plaçant le transformateur au-dessous de la structure *LCC* ; ce qui permet de remplacer les deux parties magnétiques par une seule partie comme le montre la figure suivante :

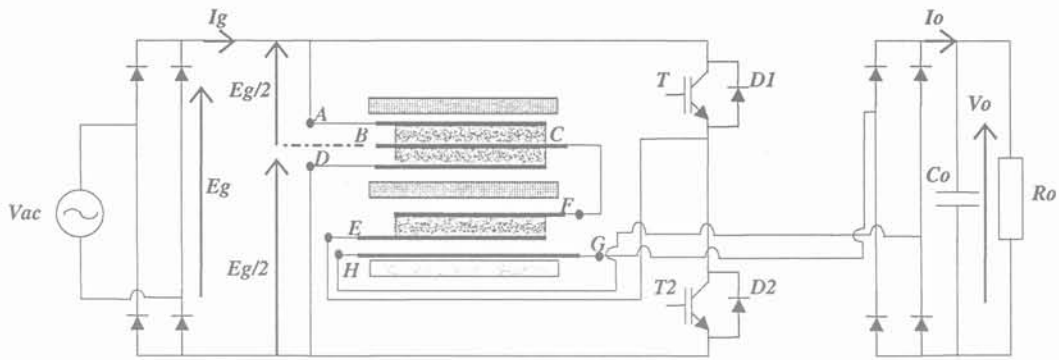


Fig. 2.24 : Configuration mono-structure du convertisseur à résonance série en demi-pont

Le nombre de nœuds de la configuration mono-structure est toujours égal à 6. En revanche, le nombre de composants passe de 2 à 1.

12.2.2 Configuration 2

La deuxième configuration que l'on peut trouver dans la littérature est donnée par la Fig. 2.25 où les condensateurs du demi-pont ne sont pas destinés au filtrage HF à l'entrée mais à jouer le rôle du condensateur de résonance.

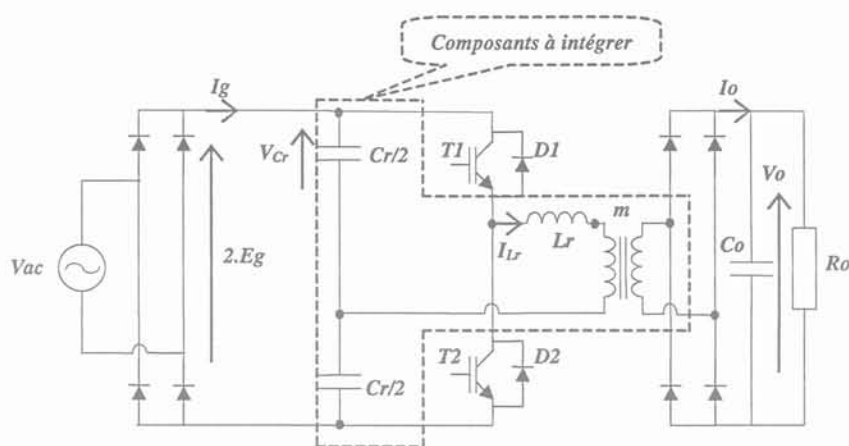


Fig. 2.25 : Configuration 2 du convertisseur à résonance série en demi-pont

Le nombre total de nœuds et de composants passifs est 7 et 4 respectivement. Contrairement aux capacités de la configuration précédente, les capacités du demi-pont, dans ce cas, sont intégrables puisque d'une part elles assurent la résonance et d'autre part elles sont divisées par 2. Donc, a priori, cet ordre de grandeur nous permet d'envisager une réalisation en multicouches. La structure LCCT peut être intégrée en deux structures. La Fig. 2.26 montre les deux parties concernées. Le principe d'intégration est illustré par la Fig. 2.27.

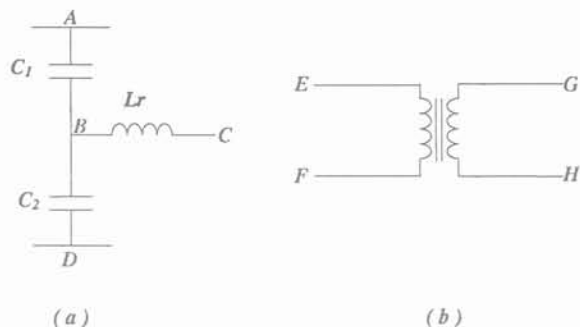


Fig. 2.26 : Les deux parties du convertisseur à intégrer

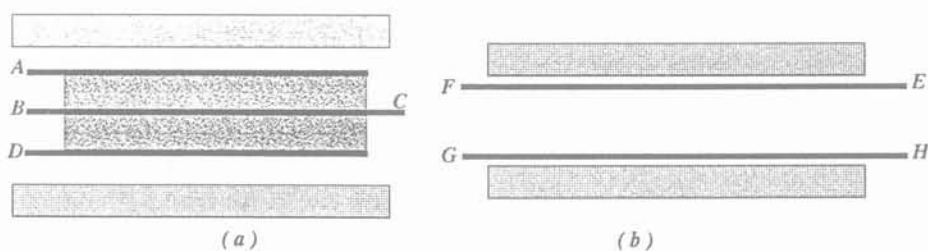


Fig. 2.27 : Les deux structures électromagnétiques équivalentes

La Fig. 2.27.a consiste en une inductance et deux capacités. L'inductance, L_r , se situe entre "B" et "C". Les capacités $C_r/2$ se trouvent entre les bornes "A"- "B" et "B"- "D" respectivement. La Fig. 2.27.b présente le transformateur où le conducteur "GH" représente le secondaire tandis que "EF" représente le primaire. L'implantation des deux nouvelles structures est montrée par la Fig. 2.28.

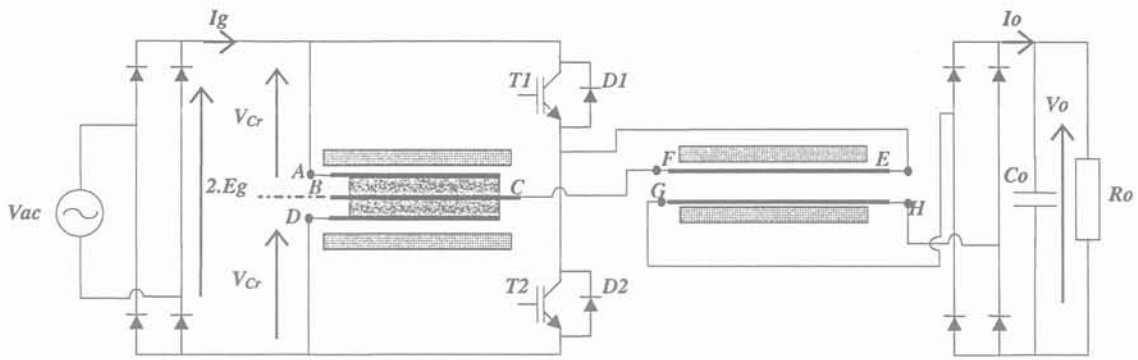


Fig. 2.28 : Le convertisseur avec les deux structures électromagnétiques en place

D'après la figure ci-dessus, le nombre total de nœuds est 6, par contre, celui des composants passifs a baissé de 4 à 2. Comme pour la configuration précédente, le transformateur et la structure LCC sont directement reliés via "C" à "F", d'où la possibilité de passer à une configuration mono-structure où le primaire du transformateur sera représenté par le conducteur "BC", comme le montre la figure suivante :

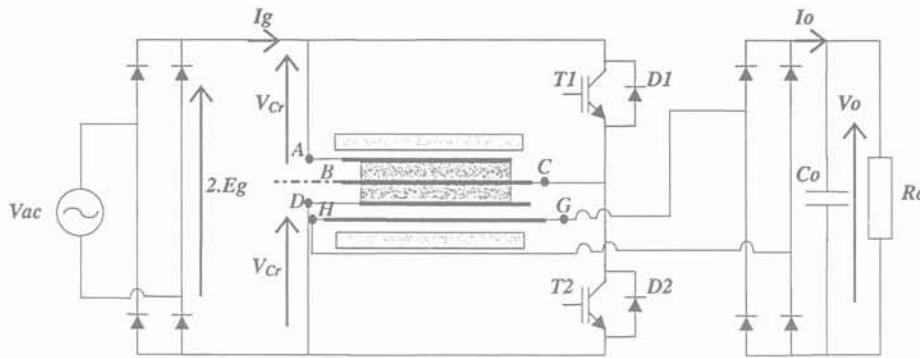


Fig. 2.29 : Le convertisseur avec les deux structures électromagnétiques en place

Par rapport à la configuration précédente, on passe de deux composants à un seul composant passif. Le nombre de nœuds quant à lui passe de 6 à 5.

Nous nous contenterons pour les deux dernières structures de donner le schéma précisant les composants susceptibles d'être intégrés ainsi qu'un schéma illustratif des fonctions électromagnétiques en place.

12.3 Convertisseur à résonance mixte

La Fig. 2.30 présente la structure à résonance mixte dans sa variante en pont complet. Le comportement statique, ainsi que le fonctionnement en absorption sinusoïdale ont été développés dans les travaux de thèse de [Ben-98].

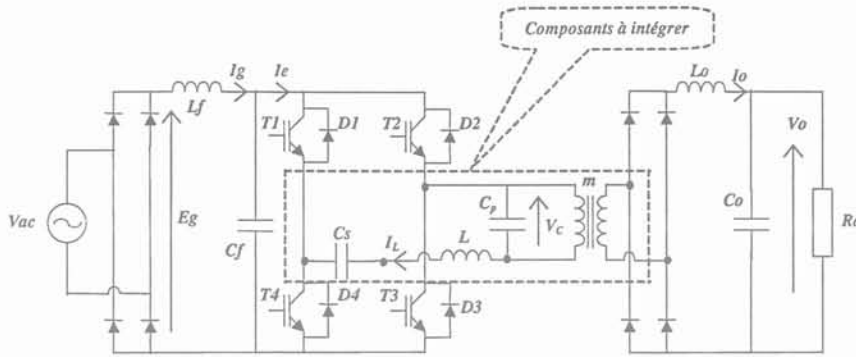


Fig. 2.30 : Convertisseur à résonance mixte dans sa variante en pont complet

Les parties à intégrer sont présentées ci-dessous :

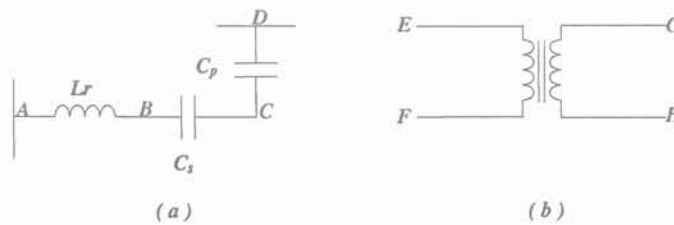


Fig. 2.31 : Les deux parties, du convertisseur, à intégrer

Par la Fig. 2.32, nous représentons les structures électromagnétiques correspondant à celles de la Fig. 2.31.

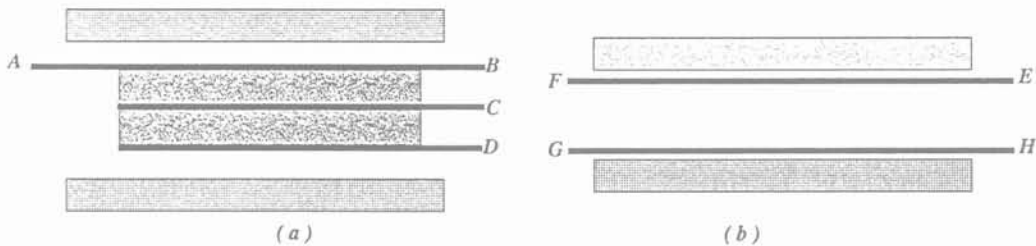


Fig. 2.32 : Les deux structures électromagnétiques équivalentes

L'implantation des deux structures dans le circuit diagramme de la Fig. 2.30 donne la figure suivante :

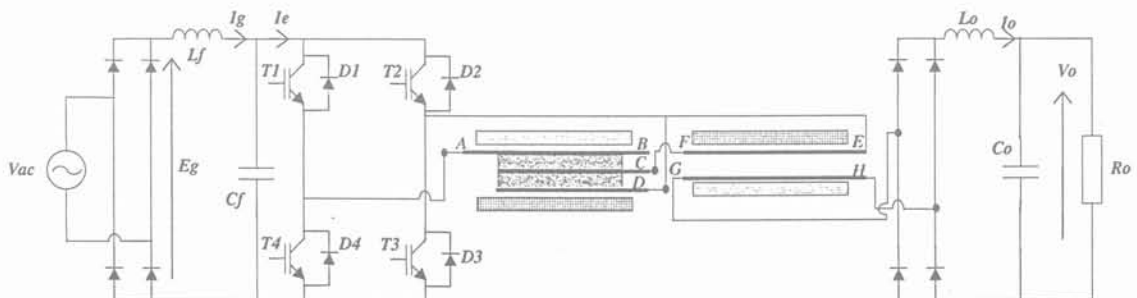


Fig. 2.33 : Convertisseur à résonance mixte avec les structures électromagnétiques en place

Dans ce cas le regroupement des deux structures électromagnétiques en une seule structure est

aussi possible, comme le montre la figure suivante :

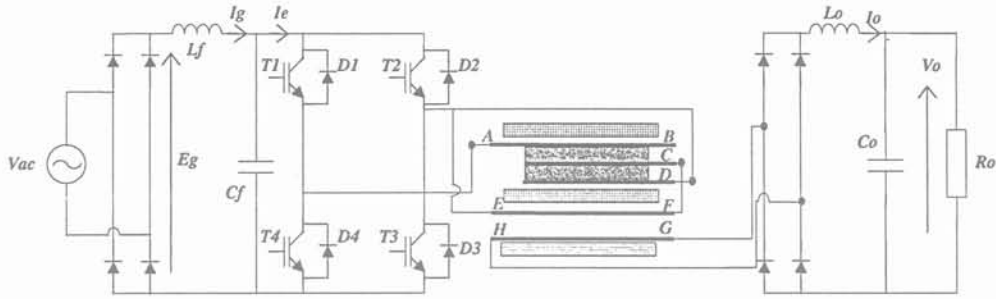


Fig. 2.34 : Configuration mono-structure du convertisseur à résonance mixte

Le nombre de nœuds a baissé de 6 à 5 tandis que celui des composants a baissé de 4 à 1.

Considérons encore un convertisseur de 3kW dont les capacités C_p , C_s , ont les valeurs suivantes : $0.32\mu\text{F}$ et $0.56\mu\text{F}$ respectivement [Ben-98]. En utilisant les paramètres (du diélectrique et du circuit magnétique) donnés pour la configuration 1 du convertisseur à résonance série en demi-pont et par la formule (2.2), le nombre de couches pour réaliser chaque capacité peut se calculer :

- Pour la capacité C_p il faudrait 4 couches ;
- Pour la capacité C_s il faudrait 6 couches.

Donc, nous pouvons dire qu'avec cet ordre de grandeur, la réalisation des capacités est tout à fait possible.

12.4 Convertisseur ZVSRC-IF

Le convertisseur ZVSRC-IF (Zero Voltage Switching Resonant Converter with Inductive Filter) présenté par la Fig. 2.35, est une structure à résonance utilisant un commutateur de courant. Par son appellation, il fonctionne en commutation commandée de blocage associée à la commutation spontanée d'amorçage. Le principe de fonctionnement en statique et en absorption sinusoïdale, en plus des résultats de simulation, est amplement détaillé dans la thèse de Benqassmi [Ben-98].

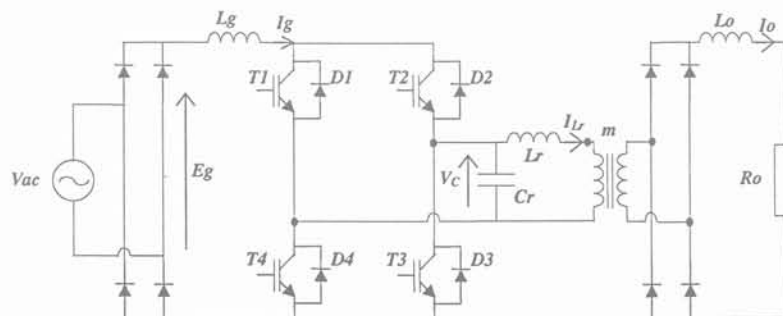


Fig. 2.35 : Convertisseur ZVSRC-IF

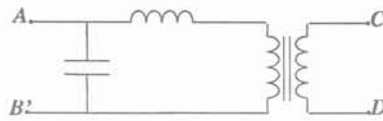


Fig. 2.36 : La partie, du convertisseur, à intégrer

Il est possible d'obtenir le circuit résonant de la Fig. 2.36 par la connexion montrée en pointillé dans la Fig. 2.37.

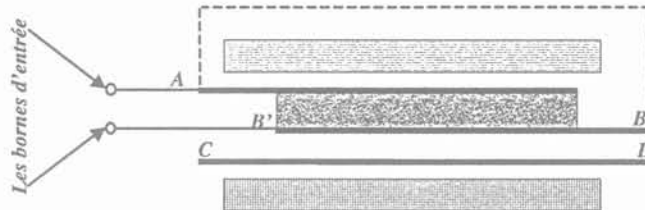


Fig. 2.37 : La connexion donnant le circuit résonant de la Fig. 2.36

Donc, nous nous intéresserons à l'analyse de cette structure par l'intégration de l'ensemble du circuit résonant de la Fig. 2.36 comme le montre la figure ci-dessous :

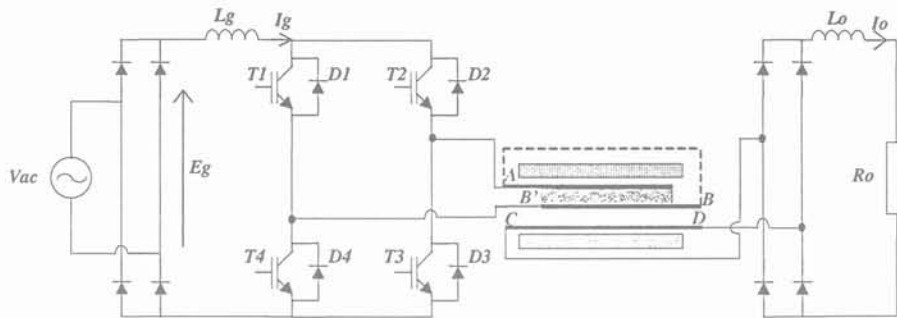


Fig. 2.38 : Convertisseur ZVSRC-IF avec la structure électromagnétique en place

D'après la Fig. 2.38, le nombre de nœuds a passé de 5 à 4 ; par contre celui des composants passifs est passé de 3 à un seul composant.

13 CONCLUSION

Le contenu de ce chapitre peut être subdivisé en trois parties principales :

La première partie a été consacrée à l'exposé de l'évolution des cellules résonantes, introduites dans le premier chapitre, vers les composants planars intégrés en multispikes et multicouches. Une analyse électromagnétique, validée par des résultats expérimentaux, a été présentée et utilisée pour mieux expliquer l'évolution de ces composants. Le processus de fabrication bénéficie de cette nouvelle configuration.

Une recherche sur la technologie existante des condensateurs a été conduite dans la seconde partie. Différentes technologies ont été évaluées en vue d'une application aux composants

planars intégrés. Cela a été suivi par une présentation des avantages et des inconvénients de chaque technologie. Les céramiques en ferroélectriques sont les mieux adaptées à ce type d'application. Nous avons aussi exposé la technologie de fabrication des tuiles en Baryum Titanate ainsi que leur métallisation par un processus de pulvérisation de plasma en métal. Les matériaux isolants en céramique et les matériaux ferrite ont fait l'objet des deux derniers paragraphes.

Au cours de la troisième et dernière partie, cinq topologies de convertisseurs à absorption sinusoïdale ont été évaluées dans le but d'estimer leur aptitude à l'intégration électromagnétique. La réduction du nombre de nœuds de connexions et du nombre de composants passifs a été utilisée comme critère de cette évaluation. Il a été démontré que toutes les structures se prêtent bien à l'intégration. Toutefois, la difficulté majeure se résume en l'impossibilité de réaliser des capacités de valeurs élevées puisqu'elles nécessitent un nombre trop élevé de couches de diélectrique/conducteurs (une idée sur l'ordre de grandeur de couches a été donnée pour deux convertisseurs). L'actuelle limitation est d'ordre technologique du fait que l'on ne peut pas atteindre des valeurs plus élevées que 1000 pour la permittivité relative et une épaisseur plus petite que 0.5mm pour un diélectrique en Baryum Titanate. Afin de contourner ces difficultés, une famille de convertisseur pose relativement moins de difficultés pour l'intégration de ses éléments passifs pour les raisons déjà évoquées.

Notre choix a, donc, été fait sur le convertisseur à résonance série dans sa variante en pont complet pour étudier, dans le cadre du prochain chapitre, sa faisabilité d'absorption sinusoïdale puis pour intégrer dans une prochaine étape les éléments du circuit résonant au sein du transformateur.

CHAPITRE 3

ABSORPTION SINUSOÏDALE DANS LES CONVERTISSEURS A RESONANCE SERIE

1 INTRODUCTION

Après avoir présenté et analysé différentes structures dans le chapitre 2, ce chapitre est à présent consacré à l'examen de la faisabilité d'absorption sinusoïdale sur une structure utilisant un onduleur de tension chargé par un circuit résonant.

L'objectif poursuivi ici est la conception d'un convertisseur assurant d'une part le prélèvement d'un courant sinusoïdal et se prêtant d'autre part au mieux à l'intégration de ces éléments passifs. Ce convertisseur sera tout d'abord réalisé en composants discrets avant d'être intégré. Dans cette problématique, nous nous sommes focalisés sur le convertisseur à résonance série après avoir étudié et simulé le Sepic et le Flyback (Nous rappelons que ces deux structures sont à stockage intermédiaire non résonant ce qui se traduit par des valeurs importantes de leurs composants passifs ; elles présentent par conséquent, par rapport aux structures à résonance, moins de facilités quant à l'intégration de leurs éléments).

L'intérêt de ce convertisseur réside dans le fait que le courant et la tension sont quasi sinusoïdaux, que les pertes par commutation dans les interrupteurs sont faibles. Le transfert de puissance dans ce convertisseur consiste en un fonctionnement à fréquence variable avec un rapport constant égal à 0.5. Le comportement statique ainsi que l'étude dynamique de ce convertisseur ont été développés [Kin-83], [Lee-86], [Bru-89], [Fer-94], [Moh-95], [Ben-98]. Après avoir passé en revue le comportement statique, nous étudierons la possibilité d'effectuer le prélèvement d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension d'entrée.

Par ailleurs, résumons ci-dessous les données du cahier des charges par les points suivants :

- Tension d'entrée : 185 V – 265 V à 50 Hz ;
- Facteur de puissance supérieur à 0.95 ;
- Tension de sortie nominale 54 V \pm 0.5 V ;
- Courant de sortie 6 A ;
- Ondulation résiduelle 100 Hz à 1 V (crête à crête) ;
- Respect de la norme EN 61000-3-2 ;
- Isolation galvanique.

2 CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE

Le convertisseur à résonance série dans sa variante en demi-pont est présenté sur la Fig. 3.1. Le filtre d'entrée n'est pas présenté pour ne pas encombrer le schéma. Les condensateurs du demi-pont sont de valeurs suffisantes pour jouer le rôle d'un point milieu capacitif.

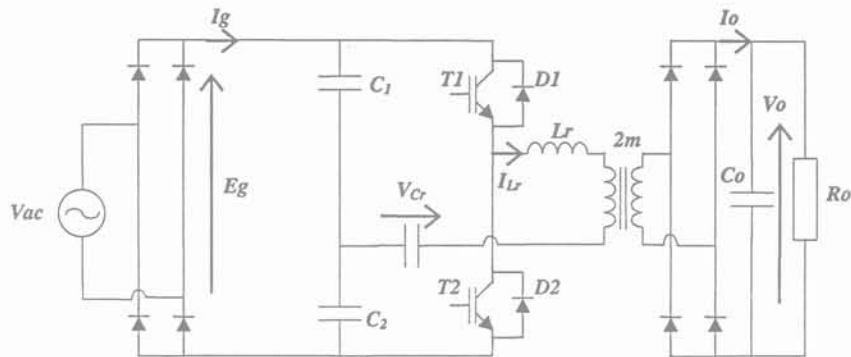


Fig. 3.1 : Convertisseur à résonance série dans sa variante en demi-pont

La commande du convertisseur à des fréquences inférieures à la moitié de la fréquence de résonance conduit à un fonctionnement de la structure en conduction discontinue. Dans ce régime de fonctionnement, l'amorçage et le blocage des interrupteurs se feront à zéro de courant. En conséquence, et en adoptant ce mode de fonctionnement, les pertes par commutation seront quasiment nulles. De plus, la fréquence de résonance pourra être choisie suffisamment élevée pour réduire la taille des composants passifs ((L) Inductance, (C) Capacité et (T) Transformateur), ce qui représente un avantage important pour cette structure en terme de facilité et d'aptitude à l'intégration des trois éléments cités ci-dessus.

Pour l'étude en statique, considérons la structure équivalente en pont complet et notons C_r le condensateur série. Le schéma de la structure est donné sur la Fig. 3.2.

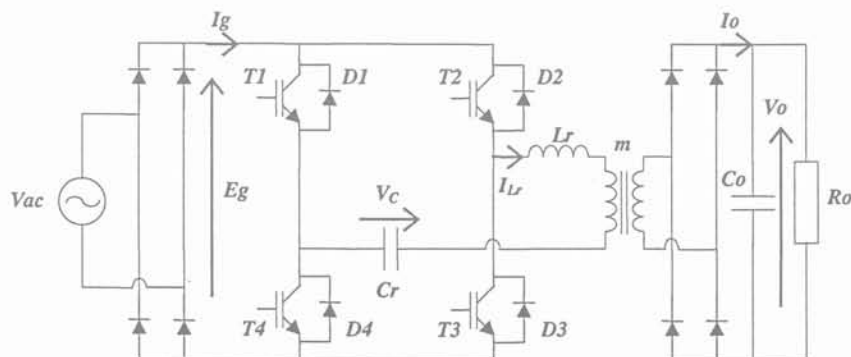


Fig. 3.2 : Convertisseur à résonance série dans sa variante en pont complet

2.1 Fonctionnement statique en conduction continue

Le schéma équivalent de la structure, en conduction continue, est illustré sur la Fig. 3.3. Le transformateur chargé par le redresseur plus le filtre et la charge peut être représenté par une source liée de tension dont la polarité dépend du signe du courant dans le circuit résonant. La sortie de l'onduleur peut être schématisée aussi par une source liée de tension dont la polarité dépend de la commande.

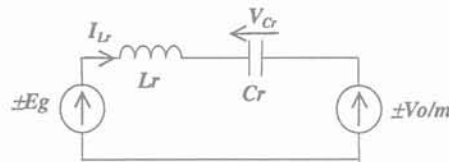


Fig. 3.3 : Circuit équivalent du convertisseur à résonance série en conduction continue.

L'étude analytique est largement développée dans [Lee-86], [Fer-94], [Moh-95]. La caractéristique de sortie du convertisseur prédéfini (Evolution de V_o en fonction de I_o pour différentes fréquences) peut être faite à partir de l'approche du premier harmonique. Cette approximation est d'autant plus proche de la réalité que la fréquence de commande est voisine de la fréquence de résonance. Le transformateur, le redresseur de sortie ainsi que le filtre de sortie et la charge peuvent être remplacés, au premier harmonique, par une simple résistance équivalente

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2 \cdot m^2} \cdot R_o .$$

La tension de sortie en fonction du courant de sortie est donnée par :

$$V_o = \sqrt{(m \cdot E_g)^2 - \left(\frac{(F_s/F_r)^2 - 1}{F_s/F_r} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{m^2 \cdot \pi^2}{8} \cdot I_o \right)^2} \quad (3.1)$$

En effet, en utilisant les grandeurs de base ci-dessous, nous pouvons exprimer la formule (3.1) sous une forme réduite.

	Grandeurs de base
Tension	$m \cdot E_g$
Courant	$E_g / (m \cdot Z_r)$
Fréquence	F_r

En désignant par V_{no} , I_{no} et F_{ns} respectivement la tension, le courant réduits à la sortie du convertisseur et la fréquence de commande, l'équation (3.1) donnant la caractéristique de sortie devient :

$$V_{no} = \sqrt{1 - \left(\frac{\pi^2}{8} \cdot I_{no} \cdot \left(F_{ns} - \frac{1}{F_{ns}} \right) \right)^2} \quad (3.2)$$

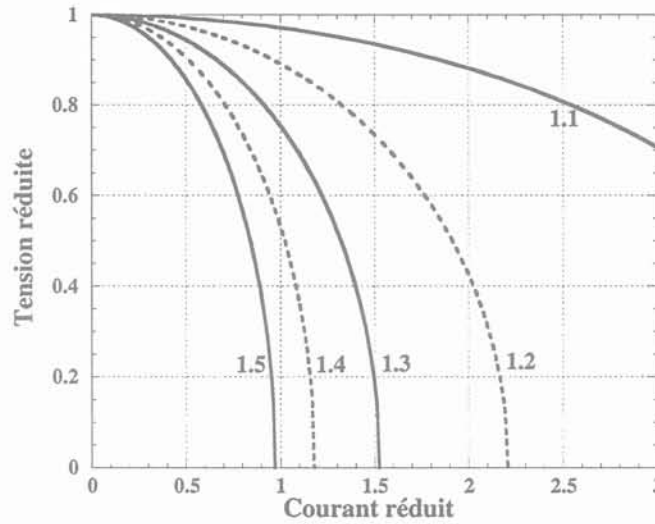


Fig. 3.4 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance série fonctionnant à des fréquences supérieures à la fréquence de résonance.

Nous pouvons déduire de cette caractéristique que le convertisseur fonctionne en abaisseur. En conséquence, le prélèvement de courant à l'entrée ne peut être assuré que sur la partie de la période réseau pendant laquelle la tension d'entrée E_g est supérieure à V_o/m . Par ailleurs, le rapport de transformation peut être choisi pour réduire la durée de l'intervalle où le prélèvement ne peut être effectué.

Cherchons à déterminer, pour une puissance de 324 W (pour répondre au cahier des charges spécifié dans l'introduction), les éléments du convertisseur afin de pouvoir respecter la norme. Pour cela examinons le fonctionnement en conduction discontinue qui permet d'avoir des pertes par commutation moins élevées.

2.2 Fonctionnement en statique en conduction discontinue

Ce mode de fonctionnement est obtenu pour les fréquences de commandes inférieures à la moitié de la fréquence de résonance. L'étude analytique est également développée dans [Fer-94] et montre que le courant moyen de sortie est indépendant de la tension de sortie. Son expression est donnée par la formule suivante :

$$I_o = \frac{4}{m \cdot \pi} \cdot \frac{E_g}{Z_r} \cdot \frac{F_s}{F_r} \quad (3.3)$$

Donc, le convertisseur se comporte comme un générateur de courant de valeur proportionnelle au rapport F_s/F_r . En utilisant les grandeurs de base énoncées précédemment, nous pouvons

aboutir à l'expression, en grandeurs réduites, de la caractéristique de sortie du convertisseur dans cette gamme de fréquence.

$$I_{no} = \frac{4}{\pi} \cdot Fns \tag{3.4}$$

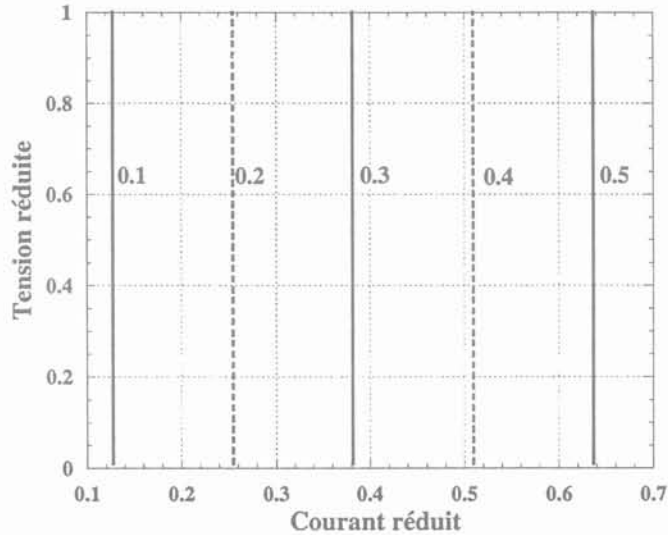


Fig. 3.5 : Caractéristique de sortie du convertisseur à résonance série fonctionnant à des fréquences inférieures à la moitié de la fréquence de résonance.

2.2.1 Principe de fonctionnement

Nous supposons que le condensateur de sortie est de forte valeur de telle manière que la tension de sortie peut être considérée constante sur une période réseau. En fonction du signe du courant dans le circuit résonant, la tension de sortie ramenée au primaire est $+Vo/m$ ou $-Vo/m$.

Séquence 1

Initialement, le courant dans le circuit résonant est nul. Suite à l'amorçage de l'interrupteur T_1 , la tension de sortie vue du primaire est $+Vo/m$. Le circuit équivalent à cette séquence est présenté sur la Fig. 3.6.a.

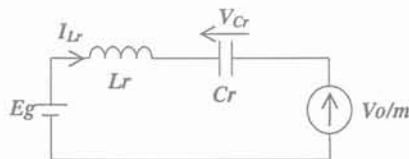


Fig. 3.6.a : Circuit équivalent du convertisseur pendant la séquence 1

Le courant et la tension dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = \frac{1}{Z_r} \cdot \left(E_g + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (3.5)$$

$$V_{Cr}(t) = - \left(E_g + \frac{V_o}{m} \right) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + E_g - \frac{V_o}{m} \quad (3.6)$$

Où $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$ et désignent respectivement l'impédance caractéristique et la pulsation du circuit résonant. C_r représente le condensateur du circuit résonant.

Cette phase s'achève à l'instant $t_1 = \frac{\pi}{\omega_r}$ quand le courant dans l'interrupteur T_1 s'annule.

Séquence 2

Quand le courant I_{Lr} s'annule l'interrupteur T_1 se bloque et provoque l'amorçage spontané de la diode en antiparallèle D_1 . Le circuit équivalent associé à cette phase est présenté sur la Fig. 3.6.b.

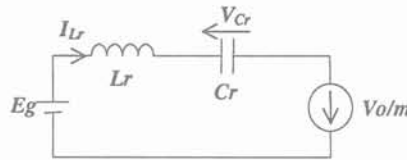


Fig. 3.6.b : Circuit équivalent du convertisseur pendant la séquence 2

Le courant et la tension dans le circuit résonant sont donnés par les expressions suivantes :

$$I_{Lr}(t) = \frac{1}{Z_r} \cdot \left(\frac{V_o}{m} - E_g \right) \cdot \sin(\omega_r \cdot (t - t_1)) \quad (3.7)$$

$$V_{Cr}(t) = \left(E_g - \frac{V_o}{m} \right) \cdot \cos(\omega_r \cdot (t - t_1)) + E_g + \frac{V_o}{m} \quad (3.8)$$

Cette séquence prend fin à l'instant $t_2 = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_r}$ quand le courant dans la diode D_1 s'annule.

Séquence 3

L'annulation du courant dans la diode D_1 provoque l'arrêt du convertisseur et le circuit équivalent pendant cette phase est donné par la Fig. 3.6.c.

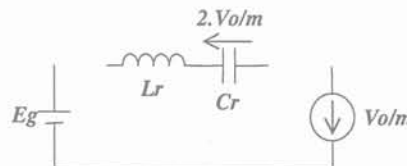


Fig. 3.6.c : Circuit équivalent du convertisseur pendant la séquence 3

Le courant et la tension dans le circuit résonant sont donnés par :

$$I_{Lr}(t) = 0 \quad (3.9)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{2 \cdot V_o}{m} \quad (3.10)$$

Cette phase s'achève quand l'interrupteur $T2$ est amorcé à l'instant $t_3 = \frac{Tc}{2}$ où Tc est la période de découpage.

Les formes du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant, obtenues par simulation en régime transitoire, sont présentées sur les Fig. 3.7 et Fig. 3.8.

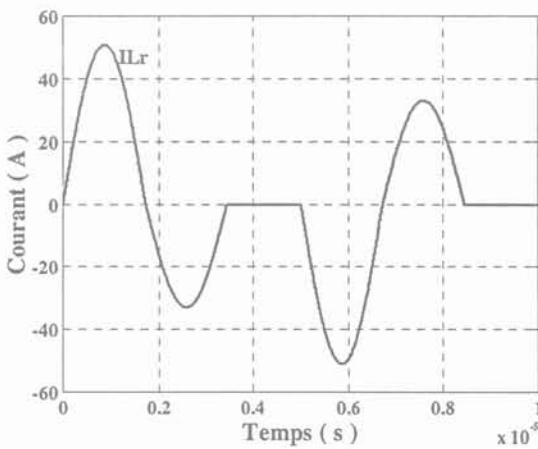


Fig. 3.7 : Allure du courant dans le circuit résonant

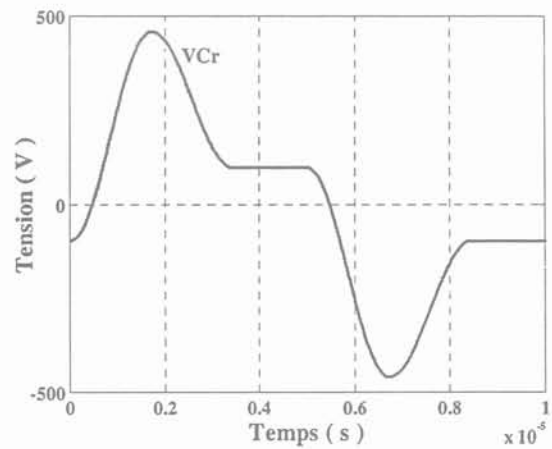


Fig. 3.8 : Allure de la tension aux bornes de la capacité résonante

2.2.2 Diagramme de phase

Le diagramme de phase peut être obtenu en traçant sur un même graphe la tension aux bornes du condensateur Cr et le courant dans l'inductance du circuit résonant. Le diagramme de phase est représenté sur la Fig. 3.9. Sa trajectoire est composée de quatre demi-cercles, de centre $\left(1 - \frac{Vno}{m}, 0\right)$, $\left(1 + \frac{Vno}{m}, 0\right)$ et de rayons $1 + \frac{Vno}{m}$, $1 - \frac{Vno}{m}$ respectivement, et de point mort d'ordonnée 0 et d'abscisse $\pm 2 \cdot \frac{Vno}{m}$. Vno étant la tension réduite de sortie. Afin de procéder à

une normalisation des résultats, les grandeurs réduites seront utilisées. Les tensions seront réduites par rapport à la tension d'entrée Eg et les courants seront réduits par rapport à la grandeur de base Eg/Zr . Toutes ces grandeurs réduites seront suivies d'un indice "n".

A partir des explications données précédemment nous présentons, ci-dessous, les équations correspondant aux séquences 1, 2 et 3 respectivement :

$$[I_{nLr}]^2 + \left[V_{nCr} - \left(1 - \frac{V_{no}}{m} \right) \right]^2 = \left(1 + \frac{V_{no}}{m} \right)^2 \quad (3.11)$$

$$[I_{nLr}]^2 + \left[V_{nCr} - \left(1 + \frac{V_{no}}{m} \right) \right]^2 = \left(1 - \frac{V_{no}}{m} \right)^2 \quad (3.12)$$

$$I_{nLr} = 0 \quad \text{et} \quad V_{nCr} = \pm 2 \cdot \frac{V_{no}}{m} \quad (3.13)$$

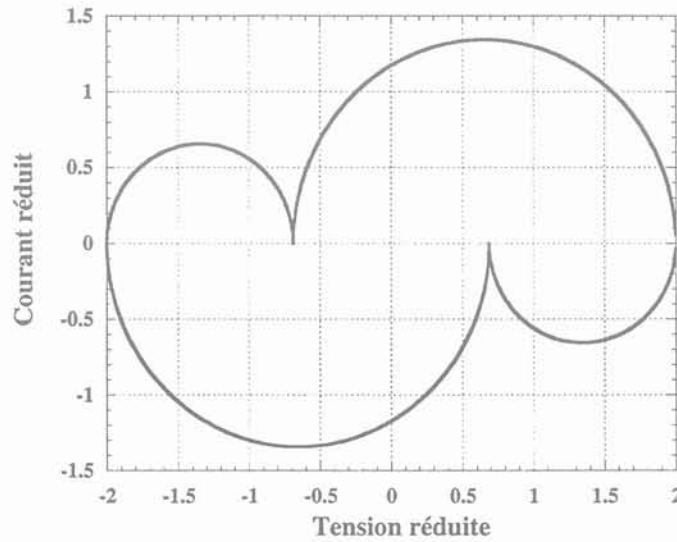


Fig. 3.9 : Diagramme de phase du convertisseur à résonance série

2.2.3 Grandeurs basse fréquence et contraintes

A partir des équations établies précédemment, nous pouvons déduire les différentes grandeurs basse fréquence. Ainsi les composantes basse fréquence des courants de sortie, d'entrée et dans les interrupteurs, les diodes primaires et secondaires, sont données respectivement par les équations ci-dessous :

$$(I_o)_{BF} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Eg}{m \cdot Zr} \cdot Fns \quad (3.14)$$

Où $Fns = \frac{Fs}{Fr}$ désigne la fréquence réduite de commande.

$$I_g = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Vo}{m \cdot Zr} \cdot Fns \quad (3.15)$$

$$I_{Tmoy} = \frac{Fns}{\pi \cdot Zr} \cdot \left(Eg + \frac{Vo}{m} \right) \quad (3.16)$$

$$I_{Dmoy} = \frac{Fns}{\pi \cdot Zr} \cdot \left(Eg - \frac{Vo}{m} \right) \quad (3.17)$$

$$(I_{Do})_{moy} = \frac{2 \cdot Fns}{\pi} \cdot \frac{Eg}{m \cdot Zr} \quad (3.18)$$

Les contraintes maximales en courant et en tension sur les interrupteurs et les diodes sont données par les expressions suivantes :

$$I_{Tmax} = \frac{1}{Zr} \cdot \left(Eg + \frac{Vo}{m} \right) \quad (3.19)$$

$$I_{Dmax} = \frac{1}{Zr} \cdot \left(Eg - \frac{Vo}{m} \right) \quad (3.20)$$

$$V_{Tmax} = Eg \quad (3.21)$$

$$V_{Dmax} = Eg \quad (3.22)$$

$$(V_{Do})_{max} = Vo \quad (3.23)$$

2.3 Fonctionnement en absorption sinusoïdale

D'après l'expression donnant le courant d'entrée, on déduit que le prélèvement sinusoïdal peut être effectué à fréquence variable lorsque la tension d'entrée est supérieure à $\frac{Vo}{m}$. La fréquence de commande étant donnée par :

$$Fs(t) = Fr \cdot \frac{m \cdot \pi \cdot Zr \cdot Im}{4 \cdot Vo} \cdot \sin(\omega_L \cdot t) \quad \text{avec } t \geq t_0 = \frac{1}{\omega_L} \cdot \text{asin}\left(\frac{Vo}{m \cdot Em}\right) \quad (3.24)$$

Où Em , ω_L et Im désignent respectivement la tension crête, la pulsation de la tension d'entrée et la valeur crête du courant prélevé.

Pour assurer le fonctionnement en conduction discontinue sur toute la période réseau, cette fréquence de commande doit rester inférieure à 0.5. En conséquence, la condition suivante doit être satisfaite :

$$Zr < \frac{2 \cdot Vo}{m \cdot \pi \cdot Im} \quad (3.25)$$

2.3.1 Dimensionnement

2.3.1.1 REGLEMENTATION :NORME EUROPEENNE EN 61000-3-2

Depuis le 5 août 1995, La norme européenne EN 61000-3-2, qui traite de la limitation des courants harmoniques injectés dans le secteur par les appareils électriques, est entrée en vigueur. Elle définit les limites des harmoniques du courant d'entrée qui peuvent être produits par ces appareils. Cette limitation a introduit une classification des appareils de la manière suivante :

□ Classe A : Appareil triphasé équilibré et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes ;

- Classe B : Outils portatifs (outils électriques tenus à la main pendant leur fonctionnement normal et utilisés pendant une courte période uniquement) ;
- Classe C : Appareil d'éclairage y compris dispositifs variateurs de lumière ;
- Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à "forme d'onde spéciale" défini par une enveloppe telle que celle qui est présentée sur la Fig. 3.10 ci-dessous et dont la puissance active d'entrée, est $P \leq 600W$.

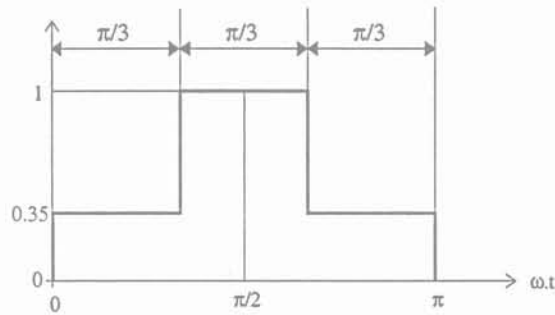


Fig. 3. 10 : Enveloppe limitant la forme d'onde de la classe D

Un appareil fera partie de la classe D si la forme du courant d'entrée, de chaque demi-période, normalisée par sa valeur crête est comprise dans cette enveloppe pendant au moins 95% de la durée de chaque demi-période. La ligne médiane qui passe par $\pi/2$ doit coïncider avec la valeur crête du courant d'entrée.

Nous récapitulons les valeurs limites pour les appareils de la classe A dans le tableau suivant :

Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé A (eff)
Harmoniques impairs	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 * 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 * 8/n$

2.3.1.2 Etude analytique

Comme on cherche à avoir un courant sinusoïdal sur la plus grande partie d'une période réseau, on passe de la classe D à la classe A lors de la vérification du respect de la norme bien

que la puissance du convertisseur soit inférieure à 600W. Cela est justifié par le fait qu'une alternance de courant se situe, pendant plus de 5% de la durée d'une demi-période réseau, à l'extérieur du gabarit.

Initialement, on se place à la limite du gabarit (ce qui correspond à un rapport de transformation m équivalent à 0.24 pour $E_m = 185 \cdot \sqrt{2} V$) ensuite on incrémente la valeur de m ce qui se traduira par un courant de forme beaucoup plus sinusoïdale par rapport à celui correspondant aux valeurs initiales de m , jusqu'à ce que l'une ou bien l'ensemble des deux conditions ne soit pas satisfaite. On prendra donc la dernière valeur de m sauvegardée.

En effet, cette valeur assurera, en plus du respect des critères imposés, un courant le plus sinusoïdal possible. Le principe de détermination de cette valeur est illustré par l'organigramme de la Fig. 3.11. Les expressions des différentes grandeurs évaluées sont :

Instant de début d'absorption sinusoïdale

$$T_o = \frac{1}{\omega_L} \cdot a \sin\left(\frac{V_o}{m \cdot E_m}\right) \quad (3.26)$$

Courant efficace absorbé

$$I_{eff} = 2 \cdot I_m \cdot \sqrt{F_L \cdot \left(\frac{\sin(2 \cdot \omega_L \cdot T_o)}{8 \cdot \pi \cdot F_L} - \frac{T_o}{2} + \frac{1}{8 \cdot F_L}\right)} \quad (3.27)$$

Courant crête absorbé

$$I_m = \frac{P_{moy}}{E_m \cdot \left(\frac{\sin(2 \cdot \omega_L \cdot T_o)}{2 \cdot \pi} + \frac{1 - \frac{2 \cdot \omega_L \cdot T_o}{\pi}}{2}\right)} \quad (3.28)$$

Puissance apparente

$$S = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \cdot I_{eff} \quad (3.29)$$

Facteur de puissance FP

$$FP = \frac{P = P_{moy}}{S} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{\sin(2 \cdot \omega_L \cdot T_o) + (1 - 4 \cdot F_L \cdot T_o) \cdot \pi} \quad (3.30)$$

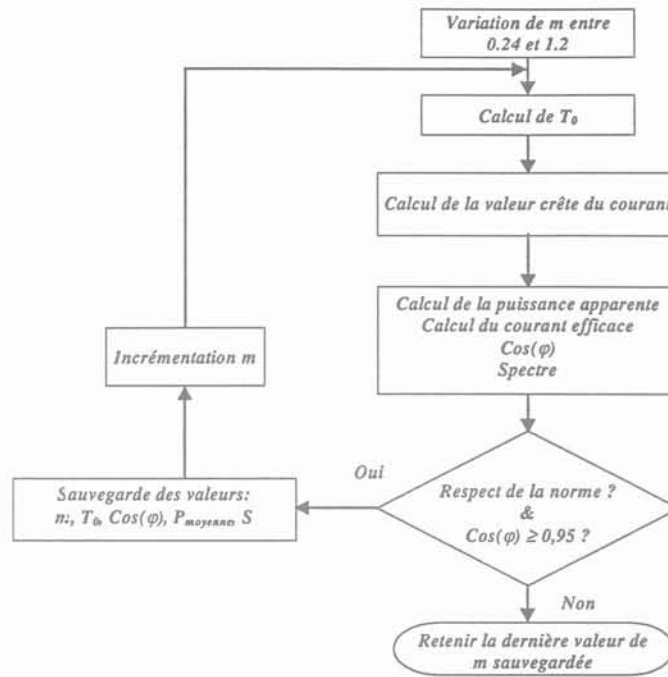


Fig. 3.11 : Détermination de la valeur minimale qui assure le respect de la norme

En se plaçant dans le cas le plus défavorable, pour une tension d'alimentation de 185V efficace et une tension de sortie de 54V sous 6A, la valeur du rapport de transformation ainsi que les différentes grandeurs satisfaisant les conditions exposées antérieurement sont :

- Rapport de transformation : $m=0.351$;
- Valeur crête du courant absorbé : $I_m=2.74 A$;
- Valeur efficace du courant absorbé : $I_{eff}=1.84 A$;
- Puissance apparente : $S=341VA$;
- Facteur de puissance : $FP=0.95$.

Ainsi, sur une demi-période réseau, le convertisseur sera à l'arrêt pour les temps compris entre 0 et 2ms et 8 et 10ms. Le choix de m permet de fixer la valeur de l'impédance caractéristique du circuit résonant à partir de l'équation (3.25), en imposant au convertisseur de fonctionner à la limite de la conduction discontinue au sommet de la sinusoïde. Enfin, le choix de la fréquence de résonance permettrait de déduire les éléments du circuit résonant. Nous présentons en fin de ce paragraphe les résultats de l'étude analytique élaborée.

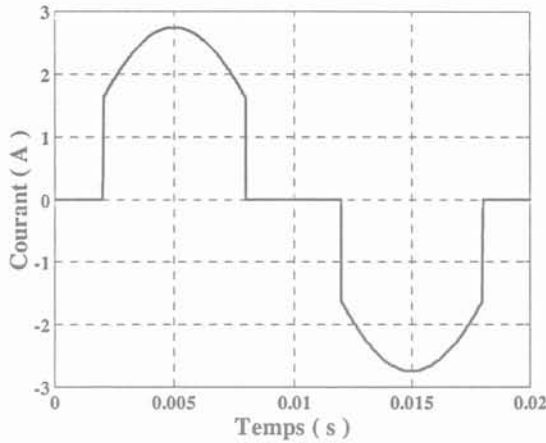


Fig. 3.12 : Allure "idéalisée" du courant d'entrée

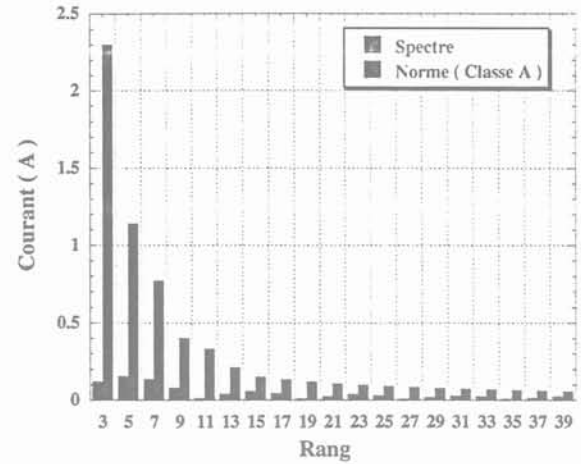


Fig. 3.13 : Spectre du courant moyen d'entrée approché

2.3.2 Application numérique

L'évolution des contraintes maximales en courant sur les interrupteurs et leurs diodes en anti-parallèle, en fonction du rapport de transformation, est présentée sur la Fig. 3.14 et Fig. 3.15. Ces contraintes maximales sont indépendantes de la fréquence de résonance (expressions (3.19) et (3.20)). En conséquence, le choix de la fréquence de résonance sera déterminé par la technologie des semi-conducteurs et de la taille admissible du circuit magnétique. Durant l'intervalle de temps où s'effectue le prélèvement de courant, la fréquence réduite de commande, illustrée par la Fig. 3.22, varie entre un maximum de 0.5, obtenue au sommet de la sinusoïde, et un minimum de 0.3 correspondant au faible niveau de la tension d'alimentation. L'évolution de cette fréquence minimale en fonction du rapport de transformation est présentée sur la Fig. 3.16. Elle est plus importante pour les faibles valeurs du rapport de transformation, elle sera donc choisie dans cette zone pour réduire la taille du circuit magnétique.

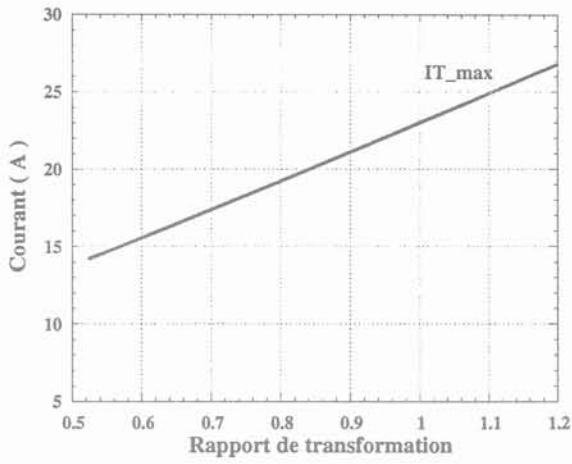


Fig. 3.14 : Contraintes maximales en courant sur les interrupteurs

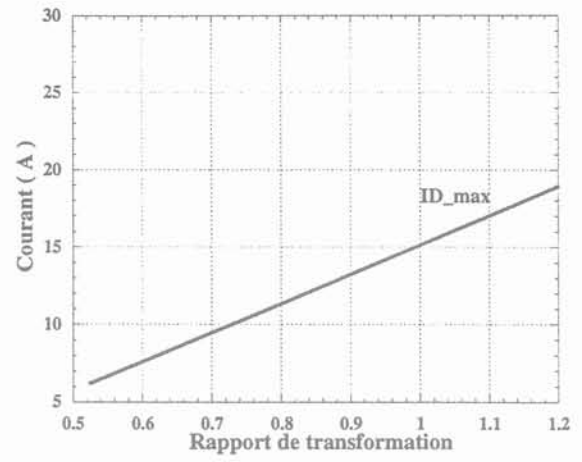


Fig. 3.15 : Contraintes maximales en courant sur les diodes en antiparallèle des interrupteurs

Les évolutions en fonction du rapport de transformation des courants moyens dans les interrupteurs et leurs diodes en anti-parallèle sont présentées sur la Fig. 3.17.

Enfin, les valeurs du condensateur et de l'inductance sont données sur les Fig. 3.18 et Fig. 3.19.

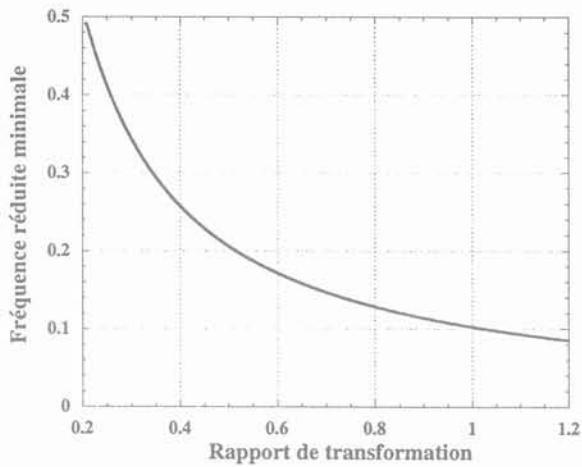


Fig. 3.16 : Evolution de la fréquence réduite minimale de commande en fonction du rapport de transformation

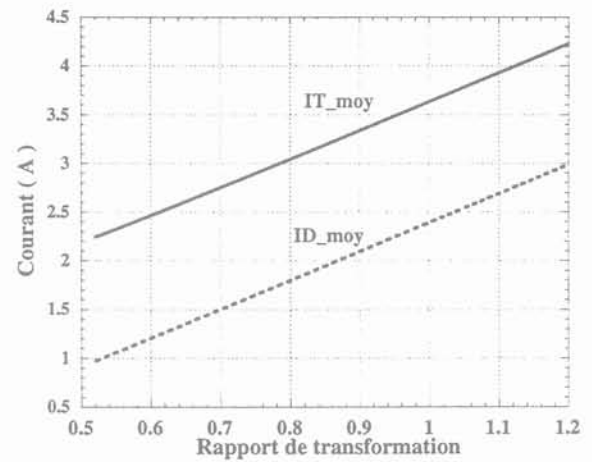


Fig. 3.17 : Courants moyens dans les interrupteurs et leurs diodes en antiparallèle

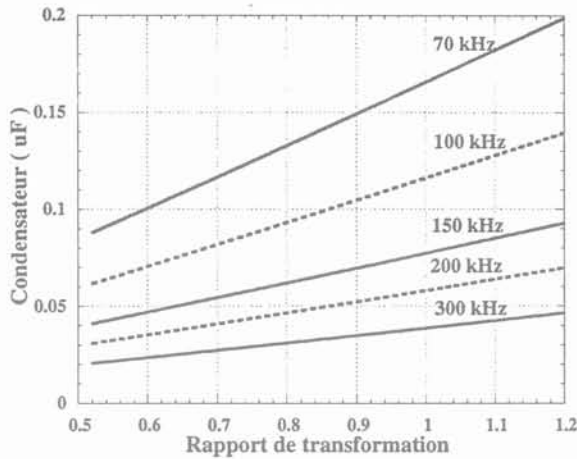


Fig. 3.18 : Le condensateur du circuit résonant pour différentes valeurs de la fréquence de résonance

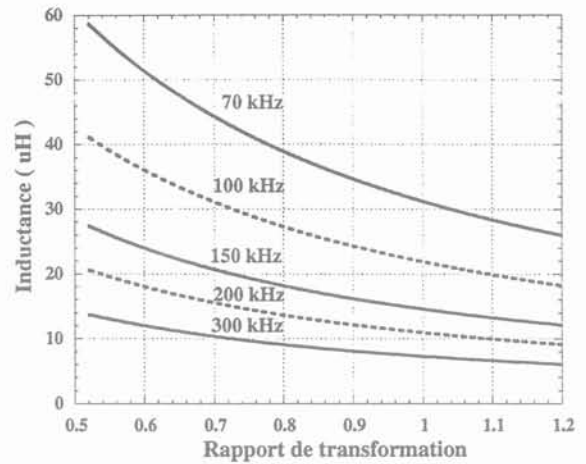


Fig. 3.19 : L'inductance du circuit résonant pour différentes valeurs de la fréquence de résonance

3 RESULTATS DE SIMULATION

3.1 Simulation de la variante en pont complet du convertisseur à résonance série

La méthode de dimensionnement décrite précédemment nous a permis d'aboutir aux paramètres correspondants à une puissance moyenne transitée d'environ 320 W. Les valeurs suivantes ont été retenues :

- Rapport de transformation : $m=0.35$;
- Impédance caractéristique : $Z_r=35$;
- Valeur maximale de la tension d'entrée : $E_{max}=185 \cdot \sqrt{2} V$.

La fréquence de résonance étant fixée à 300kHz environ, les valeurs des composants du circuit résonant sont les suivantes :

- Condensateur de résonance : $C_r=15.2 nF$;
- Inductance de résonance : $L_r=18.6 \mu H$.
- Condensateur du filtre : $C_f=1 \mu F$;
- Inductance du filtre : $L_f=100 \mu H$;
- Condensateur de sortie : $C_o=30 mF$.

Le courant obtenu à l'entrée, par simulation avec Gentiane [Ger-92], [Ger-96] et [Ger-97], est constitué d'une partie de sinusoïde avec une certaine ondulation HF et un palier nul sur le reste de la période réseau pendant lequel le convertisseur est arrêté. L'évolution de ce courant est illustrée sur la Fig. 3.20. Les composantes harmoniques, d'ordre 3 à 39 (seuls les harmoniques impairs sont présentés, les harmoniques d'ordre pair sont négligeables), présentes dans le courant d'entrée sont tracées sur la Fig. 3.21. Ces courants harmoniques sont inférieurs aux valeurs limites fixées

par la norme EN 61000-3-2.

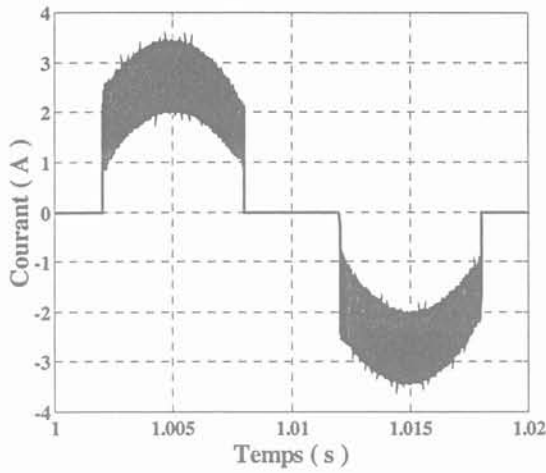


Fig. 3.20 : Évolution du courant d'entrée sur une période réseau

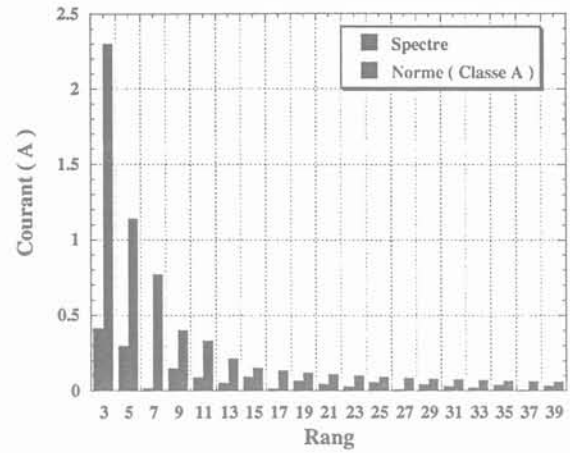


Fig. 3.21 : Spectre du courant d'entrée

L'évolution de la fréquence réduite de commande sur une période réseau est donnée sur la Fig. 3.22. Cette fréquence est tracée uniquement pour la partie de la période réseau où le convertisseur est commandé. L'ondulation résiduelle, de la tension de sortie présentée sur la Fig. 3.23, est de 0.8V. Le facteur de puissance obtenu est de 0.95.

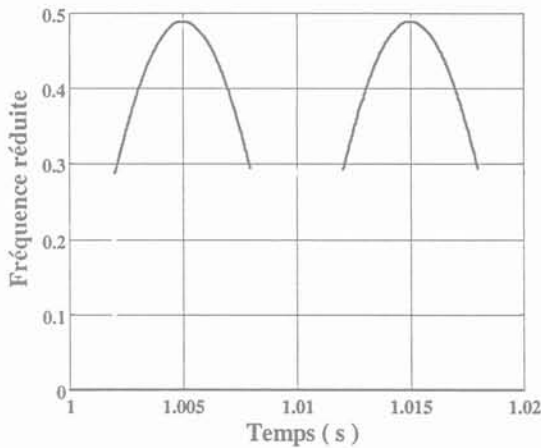


Fig. 3.22 : Évolution de la fréquence réduite de commande sur une période réseau

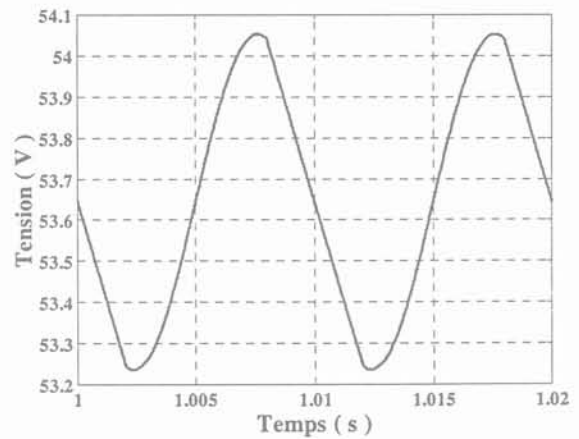


Fig. 3.23 : Évolution de la tension de sortie sur une période réseau

Les différentes grandeurs maximales, moyennes et efficaces sont récapitulées dans le tableau suivant :

Grandeur	Valeur maximale	Valeur efficace	Valeur moyenne
Courant dans l'interrupteur (A)	11.8	2.9	0.9
Tension aux bornes de l'interrupteur (V)	272.4		
Courant dans la diode antiparallèle (A)	3.3	0.6	0.18
Courant dans la diode de sortie (A)	33.7	8	3
Tension de la diode de sortie (V)	54		
Courant dans C_r (A)	12	4.1	
Tension aux bornes de C_r (V)	532.4	257.5	
Courant dans L_r (A)	12	4.1	0.05
Courant dans C_o (A)	27.8	9.6	
Tension aux bornes de C_o (V)	54		
Courant dans L_f (A)	3.5	1.9	
Tension aux bornes de L_f (V)	11.3		
Courant dans C_f (A)	6.5	3.6	
Tension aux bornes de C_f (V)	272.4	206.6	

3.2 Simulation de la variante en demi-pont du convertisseur à résonance série

Pour cette variante, on retrouve les mêmes avantages que ceux déjà rencontrés avec la variante en pont complet procurés par : les faibles pertes par commutation dans les interrupteurs, la possibilité de réduire la taille des composants passifs en fixant la fréquence de résonance très haut (vue que la fréquence de commande serait inférieure à la moitié de la fréquence de résonance) et les commutations à l'amorçage et au blocage qui se font à zéro de courant. Un avantage de plus est le nombre des interrupteurs, réduit d'un facteur 2 par rapport à une variante en pont complet.

Les paramètres de simulation, correspondant à une puissance moyenne d'environ 300.3W, sont :

- Rapport de transformation : $m=0.702$;
- Impédance caractéristique : $Z_r=8$;
- Valeur maximale de la tension d'entrée : $E_{max}=185 \cdot \sqrt{2} V$.

La fréquence de résonance étant fixée à 300kHz environ, ce qui permet de déduire les

composants du circuit résonant :

- Condensateur de résonance : $C_r=66.3 \text{ nF}$;
- Inductance de résonance : $L_r=4.2 \text{ } \mu\text{H}$;
- Condensateur du filtre : $C_f=1 \text{ } \mu\text{F}$;
- Inductance du filtre : $L_f=100 \text{ } \mu\text{H}$;
- Condensateur du demi-pont capacitif : $C1=C2=1 \text{ } \mu\text{F}$;
- Condensateur de sortie : $C_o=30 \text{ mF}$.

A partir des éléments calculés précédemment, une simulation en absorption sinusoïdale est effectuée. Le courant obtenu à l'entrée est de même constitution que celui la Fig. 3.20. L'évolution de ce courant est présentée sur la Fig. 3.24. Le spectre du courant d'entrée est présenté sur la Fig. 3.25. Les harmoniques d'ordre pair sont négligeables.

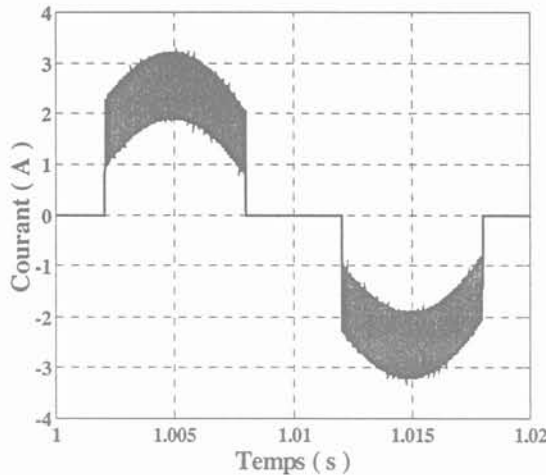


Fig. 3.24 : Évolution du courant d'entrée sur une période réseau

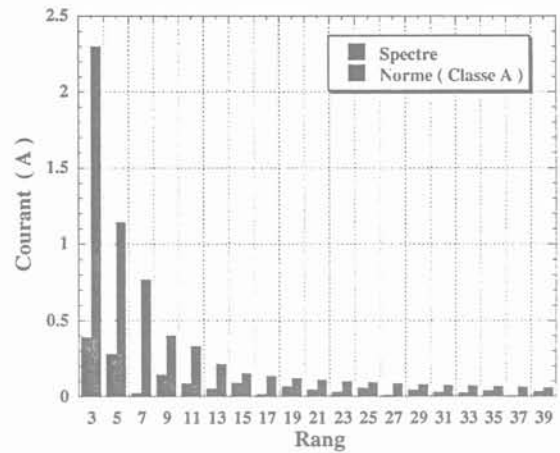


Fig. 3.25 : Spectre du courant d'entrée

3.3 Conclusion

Le convertisseur à résonance série présente certains avantages que nous pouvons résumer :

- Commutation des diodes du redresseur de sortie à faible di/dt ;
- Commutation des interrupteurs à zéro de courant aussi bien à l'amorçage qu'au blocage;
- Un bon facteur de puissance;
- La puissance de 300W peut être transitée par le convertisseur fonctionnant en absorption sinusoïdale avec des contraintes raisonnables ;
- Utilisation optimale du transformateur puisque l'inductance de fuite constituera l'inductance de résonance ou une partie de celle-ci ;
- Le transformateur sera employé de façon symétrique ;

Possibilité de passer d'une variante en pont complet à une variante en demi-pont réduisant ainsi le nombre de composants.

En revanche, nous pouvons noter comme inconvénients de cette structure :

Le prélèvement sinusoïdal ne peut être assuré pendant toute la période réseau ;

Des contraintes importantes en courant pour une variante en demi-pont par rapport à celles du pont complet.

4 EXPERIMENTATION

Il se dégage de ce qui précède que les deux variantes du convertisseur à résonance série assurent le prélèvement de courant sinusoïdal sur une partie de la période réseau. Toutefois, la variante en demi-pont présente des contraintes importantes en courant.

Nous nous sommes proposés de valider les résultats de la simulation d'abord avec la variante en pont complet [Lao-01] puis la variante en demi-pont.

4.1 Variante en pont complet

A partir des contraintes, déduites par simulation, supportées par les éléments de la structure ; un prototype du convertisseur d'une puissance 324W sous une tension réseau 187 V_{eff} – 264 V_{eff} 50Hz a été réalisé avec les paramètres suivants :

Rapport de transformation : $m=7/20$;

Inductance de résonance : $L_r=18.9\mu H$;

Condensateur de résonance : $C_r\cong 15.5nF$;

Inductance du filtre : $L_f=110\mu H$;

Condensateur du filtre : $C_f=1\mu F$;

Condensateur de sortie : $C_o=47000\mu F$;

Transistors T1-T4 : *IRFP350LC*;

Diodes du redresseur de sortie : *BYW77PI100* ;

Pont de diode d'entrée : *KBL405*.

La fréquence de résonance et l'impédance caractéristique du circuit résonant sont respectivement $F_r=294$ kHz et $Z_r=34.92\Omega$.

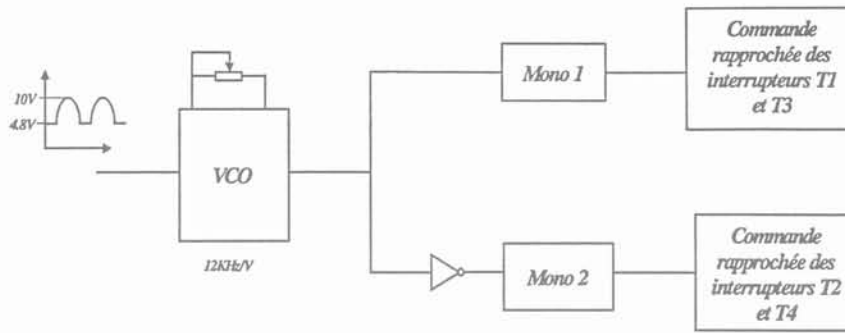


Fig. 3.26 : Schéma synoptique de la commande

Le principe de commande est illustré sur la Fig. 3.26. A partir d'une sinusoïde de référence calée sur le secteur et dont l'amplitude est fixée entre 0-10V (représentant la tension secteur entre 0 et 230V), on obtient une fréquence variable entre une valeur minimale et une valeur maximale. Ceci est assuré par le VCO qui se charge de la transformation de la sinusoïde redressée en une fréquence de pilotage des interrupteurs. Cette dernière est à sa valeur maximale au sommet de la sinusoïde (c-a-d 10V) et elle est à sa valeur minimale (fréquence de démarrage) durant la partie plate de la sinusoïde de référence (pour notre cas 4.8V correspond approximativement à 50kHz et 10V correspond à 110kHz).

Les monostables "Mono 1" et "Mono 2" ont pour fonction le réglage de la largeur d'impulsions, des paires d'interrupteurs $T1/T3$ et $T2/T4$, au trois quart de la période de résonance (ce qui assure ainsi la conduction des interrupteurs pendant la première demi-période de résonance de chaque demi-période de découpage).

Le courant dans l'inductance de résonance et la tension aux bornes du condensateur de résonance sont présentés sur la Fig. 3.27. Le diagramme de phase correspondant est présenté sur la Fig. 3.28. Notons la correspondance des formes d'ondes expérimentales avec celles de l'étude théorique.

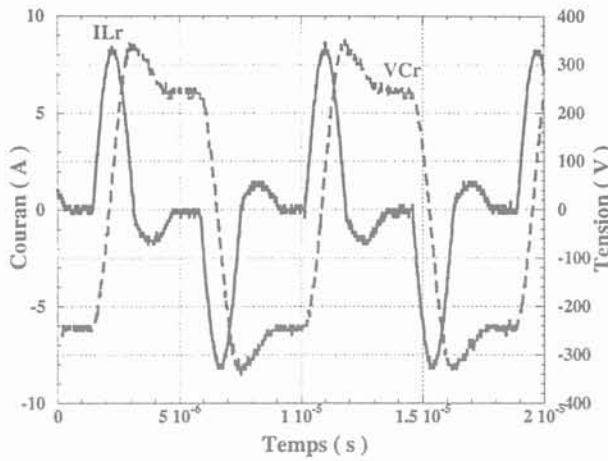


Fig. 3.27 : Formes d'ondes du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant.

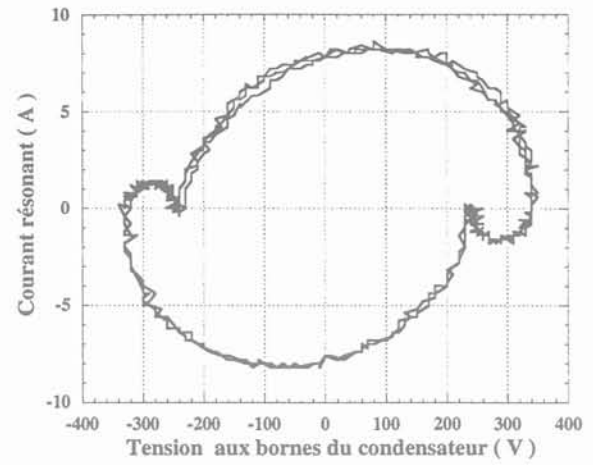


Fig. 3.28 : Diagramme de phase mesuré.

Les mesures ont été effectuées pour une puissance de 330W. Le courant obtenu est présenté sur la Fig. 3.29. Il est composé d'une partie sinusoïdale et d'un palier nul sur la période réseau. Le spectre du courant d'entrée est donné sur la Fig. 3.30. Comme nous pouvons le constater, les harmoniques présents dans le courant d'entrée sont inférieurs aux valeurs maximales admissibles fixées par la norme EN 61000-3-2 et qui sont spécifiques à la classe A. Les harmoniques de rang pair sont négligeables.

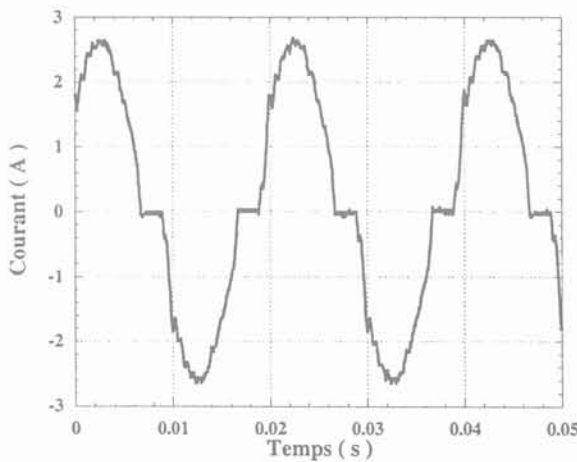


Fig. 3.29 : Courant mesuré à l'entrée du convertisseur

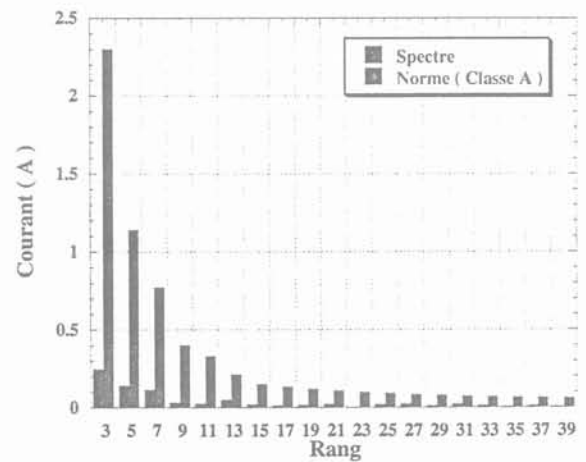


Fig. 3.30 : Spectre du courant d'entrée et les valeurs maximales d'harmoniques admissibles par la norme EN 61000-3-2.

La tension de sortie mesurée autour de la valeur 55.9V est présentée sur la Fig. 3.31.

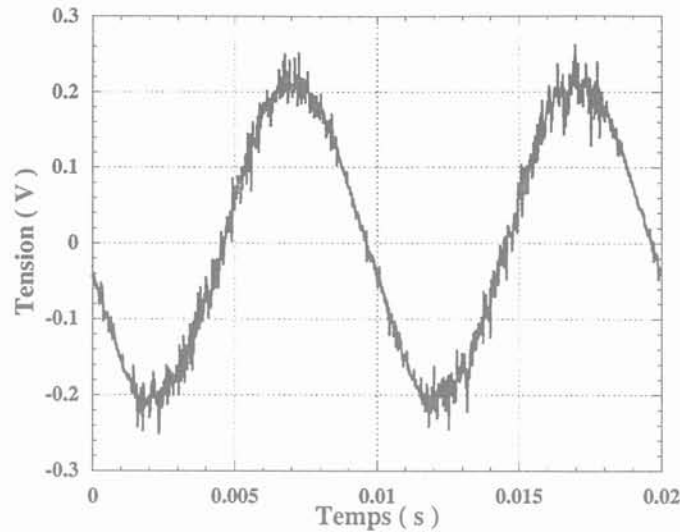


Fig. 3.31 : Tension mesurée en sortie du convertisseur

4.2 Variante en demi-pont

A partir des contraintes, déduites par simulation, supportées par les éléments de la structure ; un prototype du convertisseur d'une puissance 324W sous une tension réseau 187 Veff – 264 Veff 50Hz a été réalisé avec les paramètres suivants :

- Rapport de transformation : $m=11/16$;
- Inductance de résonance : $L_r=3.9\mu H$;
- Condensateur de résonance : $C_r\cong 66nF$;
- Inductance du filtre : $L_f=110\mu H$;
- Condensateur du filtre : $C_f=1\mu F$;
- Condensateur de sortie : $C_o=47000\mu F$;
- Condensateur du demi-pont capacitif : $C1=C2=910nF$;
- Transistors T1-T2 : *IRFP350LC*;
- Diodes du redresseur de sortie : *BYW77PI100* ;
- Pont de diode d'entrée : *KBLA05*.

La fréquence de résonance et l'impédance caractéristique du circuit résonant sont respectivement $F_r=299$ kHz et $Z_r=7.7\Omega$.

Le courant dans l'inductance de résonance et la tension aux bornes du condensateur de résonance sont présentés sur la Fig. 3.32. Notons la correspondance des formes d'ondes expérimentales avec celles de l'étude théorique.

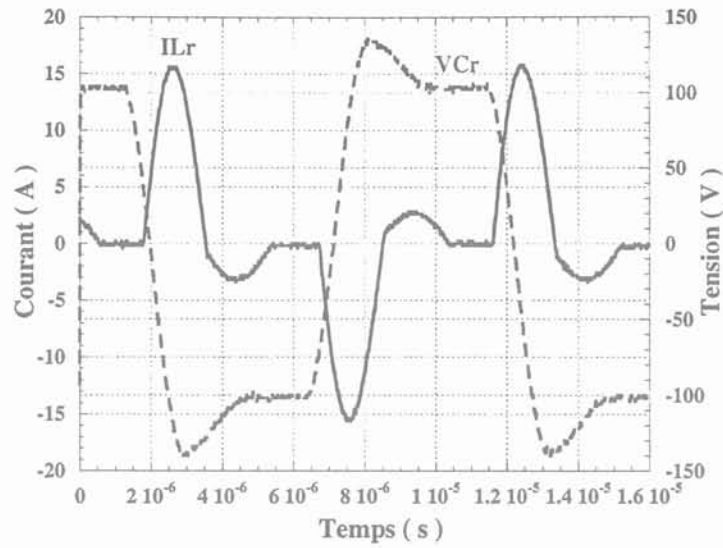


Fig. 3.32 : Formes d'ondes du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur du circuit résonant.

Les mesures ont été effectuées pour une puissance de 311W. Le courant obtenu est présenté sur la Fig. 3.33. Il est composé d'une partie de sinusoïde et d'un palier nul sur la période réseau. Le spectre du courant d'entrée est donné sur la Fig. 3.34. Comme nous pouvons le constater les harmoniques présents dans le courant d'entrée sont inférieurs aux valeurs maximales admissibles fixées par la norme EN 61000-3-2 et qui sont spécifiques à la classe A. Les harmoniques de rang pair sont négligeables.

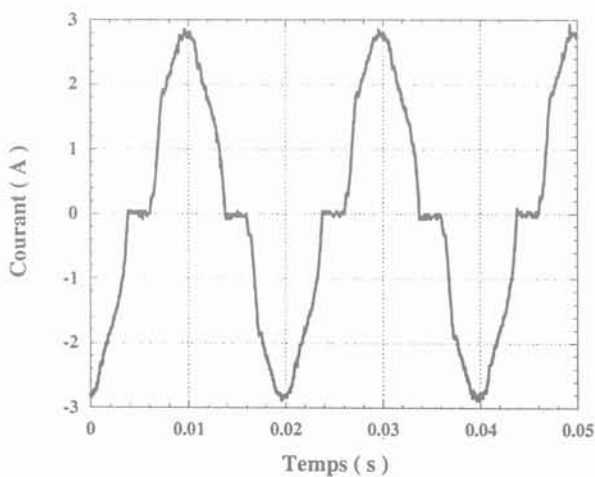


Fig. 3.33 : Courant mesuré à l'entrée du convertisseur

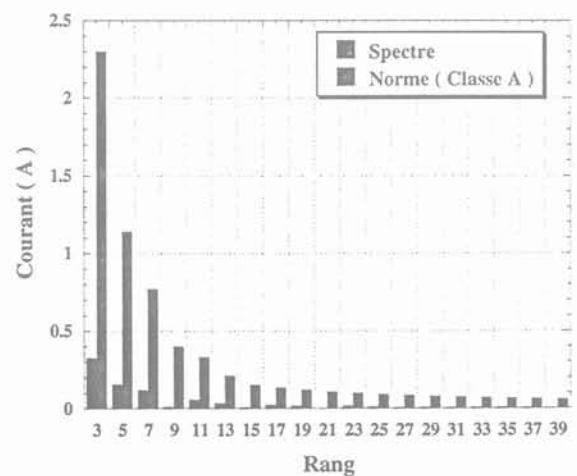


Fig. 3.34 : Spectre du courant d'entrée et les valeurs maximales d'harmoniques admissibles par la norme EN 61000-3-2.

5 CONCLUSION

Au cours de cette partie le dimensionnement d'un convertisseur à résonance série en absorption sinusoïdale a été exposé. Cette structure a été choisie d'une part par son nombre de composants et d'autre part par la réduction de la taille des composants passifs qu'elle offre, en fixant une fréquence de résonance à une valeur élevée puisque la fréquence de commande serait inférieure à la moitié de la première. Pour ce mode de fonctionnement, les commutations à l'amorçage et au blocage se feront à zéro de courant à la fois pour les diodes et pour les interrupteurs, minimisant ainsi les pertes par commutations. De plus, l'inductance de fuite du transformateur servira d'inductance de résonance et il sera employé de façon symétrique. L'inconvénient que présente cette structure se résume dans l'impossibilité d'absorber un courant sinusoïdal pendant tout l'intervalle où la tension d'alimentation E_m est inférieure à V_s/m , tension vue par le primaire du transformateur. Les résultats de simulation, à savoir l'absorption sinusoïdale et le respect de la norme des harmoniques du courant absorbé ont été validés par l'expérimentation de deux variantes (en pont complet et en demi-pont).

Pour tous les avantages cités et ceux déjà énumérés au cours de l'analyse électromagnétique élaborée dans le chapitre précédent, nous avons retenu le convertisseur à résonance série en pont complet comme support de l'étude qui sera menée dans le prochain chapitre.

A ce stade, nous avons choisi d'aborder l'intégration des trois fonctions L , C et T en un seul composant par la réalisation d'une structure LCT bobinée. Ce thème fera l'objet du quatrième chapitre.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN PROTOTYPE LCT BOBINE

1 INTRODUCTION

A l'heure actuelle, l'une des priorités pour la maîtrise de la technologie des composants magnétiques intégrés est la compréhension de leur comportement magnéto-électrique, surtout en hautes fréquences.

Traditionnellement, les problèmes électrostatiques et magnétiques sont étudiés séparément. Un modèle électrostatique est simple à employer mais exclut toute interaction magnéto-électrique qui devient non négligeable en haute fréquence. Une étude complète nécessite alors une résolution couplée des équations des champs magnétique et électrique.

L'objectif visé ici est l'étude des phénomènes d'interaction électrique magnétique dans le cadre d'une formulation éléments finis. Les travaux autour de ce sujet ont commencé dans le cadre de la thèse de Garcia [Gar-99], [Gar-00] ensuite complétés par Chevalier [Che-00a] [Che-00b] au sein de l'équipe modélisation de notre laboratoire.

Cette formulation nous permettra de prédire les valeurs recherchées des éléments, à savoir, dans notre cas, les valeurs de la capacité série au primaire et de l'inductance de fuite qui seront utilisées comme éléments résonants dans le convertisseur à résonance série étudié dans le chapitre 3.

Avant d'introduire la modélisation et l'implantation expérimentale de la structure LCT bobinée, nous allons tout d'abord passer en revue les principales formules analytiques utilisées pour le dimensionnement du composant magnétique LCT.

La valeur de l'inductance de fuite est évaluée en fonction des dimensions physiques correspondant à la structure magnétique étudiée. Le développement de cette formule est basé sur la prévision approximative de l'énergie de fuite du composant.

Les formules analytiques proposées seront par la suite utilisées pour le dimensionnement d'une structure LCT. Une étude comparative entre les résultats issus du calcul analytique pour le dimensionnement du LCT, du calcul par éléments finis des impédances d'entrées et des caractérisations expérimentales, est finalement présentée.

Enfin la structure LCT réalisée sera implantée dans la maquette d'un convertisseur à résonance série à absorption sinusoïdale. Les mesures expérimentales relatives à la correction du

facteur de puissance seront relevées et comparées à celles d'un convertisseur résonant réalisé en composants discrets.

2 CONCEPTION ET METHODOLOGIE DE CONSTRUCTION

L'intégration des composants L , C et T [L (Inductance), C (Capacité), T (Transformateur)] est accomplie en respectant l'interconnexion adéquate permettant d'obtenir les fonctions recherchées. La capacité est réalisée par deux enroulements séparés par une couche mince de diélectrique. En outre, l'inductance est obtenue en bobinant l'enroulement bifilaire autour d'un circuit magnétique. Ainsi, un composant LC intégré est obtenu par ces deux enroulements servant à la fois d'inductance et de condensateur.

Un bobinage secondaire est obtenu en ajoutant un troisième enroulement à la structure bifilaire précédente. L'ensemble constituera ce que l'on appellera dorénavant un composant LCT intégré. Nous rapporterons les variables physiques du dispositif LCT intégré aux formules des éléments du modèle que l'on veut établir (nous nous intéresserons essentiellement aux valeurs de l'inductance de fuite et de la capacité). Nous présenterons par la suite une méthode de calcul de cette inductance [Fer-99]. Le calcul de la capacité suit la méthode conventionnelle appliquée au capacité bobinée.

2.1 Energie de fuite dans un circuit magnétique

L'énergie magnétique dans un matériau de volume V où l'intensité de champ magnétique est H peut être exprimée par :

$$W_{EM} = \iiint \frac{\mu_0 \cdot H^2}{2} \cdot dV \quad (4.1)$$

Si le volume V correspond à la fenêtre des enroulements parcourus par un courant I , l'énergie magnétique de l'équation (4.1) peut être, également, exprimée comme suit :

$$W_{EM} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot I^2 \quad (4.2)$$

Où l : L'inductance de fuite des enroulements.

L'égalité des équations (4.1) et (4.2) nous permet de déduire l'expression de l'inductance de fuite :

$$l = \frac{\mu_0}{I^2} \cdot \iiint_V H^2 \cdot dV \quad (4.3)$$

L'intégrale dans (4.3) est évaluée dans tout le volume de la fenêtre des enroulements.

Par l'équation (4.3), l'inductance de fuite de n'importe quelle structure magnétique, dont

l'intensité du champ H a été auparavant déterminée, peut être calculée. Ceci sera illustré dans la partie suivante.

2.2 Calcul de l'inductance de fuite

Afin d'illustrer l'utilisation de l'équation (4.3), considérons un circuit magnétique de forme toroïdale (Fig. 4.1) comportant un enroulement primaire et un enroulement secondaire de nombre de spires N_1, N_2 respectivement.

Il est nécessaire de faire les approximations suivantes au cours du calcul développé prochainement :

- L'effet de peau n'est pas pris en compte ;
- Le module H de l'excitation magnétique est nul dans le noyau ;
- Les lignes de champ dans la fenêtre sont parfaitement rectilignes ;
- L'isolation entre les conducteurs n'est pas prise en compte.

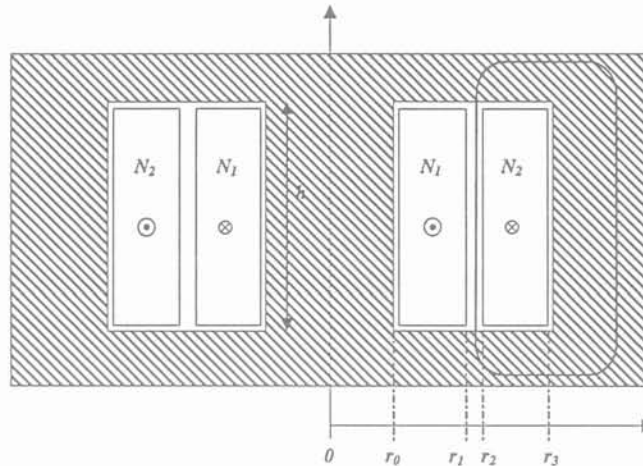


Fig. 4.1 : Coupe d'un composant magnétique toroïdal en vue du calcul de l'inductance de fuite

L'intensité du champ H à l'intérieur de la fenêtre des enroulements dépend uniquement de r et peut être obtenue en utilisant la loi d'Ampère dans sa forme générale :

$$\oint_c H \cdot dl = N \cdot I \quad (4.4)$$

Ce qui donne :

$$H(r) = \frac{N \cdot I(r)}{h} \quad (4.5)$$

L'intensité approximative du champ à l'intérieur de la fenêtre est donnée par l'équation (4.5). Il est supposé que les enroulements sont réalisés par des fils minces et par conséquent peuvent être considérés comme des couches uniformes et épaisses autour du circuit magnétique. La progression de $N \cdot I$ et de H en fonction de r est représentée par la Fig. 4.2. Les conducteurs sont cylindriques de hauteur h et de rayon intérieur r_0 .

Dans l'exemple de la Fig. 4.2, les expressions de H sur chaque intervalle de la fenêtre peuvent être obtenues en utilisant la loi d'Ampère :

$$\begin{cases} H = [N_1 \cdot I_1 \cdot (r - r_0)] / [h \cdot (r_1 - r_0)] = [N_2 \cdot I_2 \cdot (r - r_0)] / [h \cdot (r_1 - r_0)] & \text{Pour } r_0 \leq r \leq r_1 \\ H = [N_1 \cdot I_1] / h = [N_2 \cdot I_2] / h & \text{Pour } r_1 \leq r \leq r_2 \\ H = [N_1 \cdot I_1 \cdot (r_3 - r)] / [h \cdot (r_3 - r_2)] = [N_2 \cdot I_2 \cdot (r_3 - r)] / [h \cdot (r_3 - r_2)] & \text{Pour } r_2 \leq r \leq r_3 \end{cases} \quad (4.6)$$

Maintenant, l'équation (4.1) peut être exprimée comme suit :

$$W_{EM} = \int_{r_0}^{r_3} \frac{\mu_0 \cdot H^2(r)}{2} \cdot h \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr \quad (4.7)$$

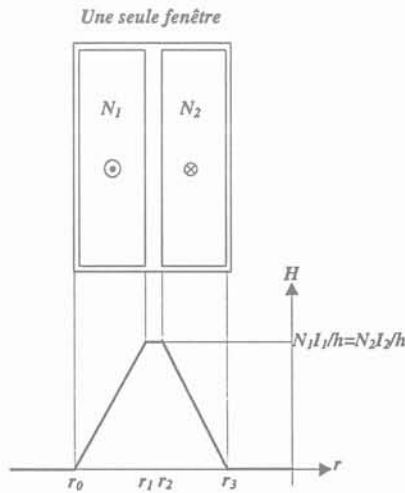


Fig. 4.2 : Progression des Ampères-tours et de $H(r)$ dans la fenêtre

A partir des équations (4.6) et (4.7), nous pouvons calculer l'énergie de fuite.

Par égalité des formules (4.7) et (4.2), on aboutira alors, après l'évaluation de l'intégrale, à l'expression de l'inductance de fuite en fonction des autres grandeurs :

$$l = \mu_0 \cdot \pi \cdot N_1^2 \cdot \frac{r_3^2 + 2 \cdot r_2^2 - 2 \cdot r_1^2 - r_0^2}{3 \cdot h} \quad (4.8)$$

2.3 Calcul de la capacité d'un condensateur bobiné

La capacité d'un condensateur bobiné est obtenue grâce au bobinage primaire bifilaire séparé par une couche de diélectrique (*Kapton* pour notre cas). La figure ci-dessous montre une vue du haut de ce bobinage.

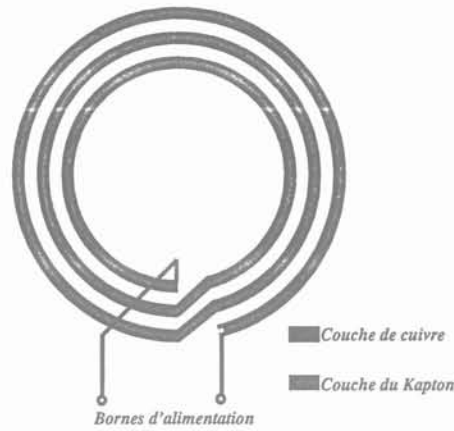


Fig. 4.3 : Vue supérieure de l'enroulement primaire bifilaire (exemple de trois spires)

La capacité d'un condensateur parallèle plat est donnée par :

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} \quad (4.9)$$

- Où: ϵ_0 : permittivité de l'air;
 ϵ_r : permittivité relative du diélectrique;
 d : épaisseur du diélectrique;
 S : surface en regard des deux couches de cuivre.

Quand le condensateur plat est bobiné, la surface en regard est augmentée en fonction du nombre de spires réalisées (dans notre cas il s'agit du nombre de spires primaires). Hormis pour les première et dernière spires, chaque armature en cuivre a, en regard :

- L'armature correspondante de la même spire ;
- L'armature de la spire suivante (ou précédente).

La capacité C peut être exprimée comme suit [Ehs-96], [Ehs-92], [Hof-93] et [Sti-90] :

$$C = (2 \cdot N_1 - 1) \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \pi \cdot D \cdot h}{d} \quad (4.10)$$

A la condition que l'épaisseur d'isolant entre couches conductrices soit la même que celle entre spires.

- Où: N_1 : nombre de spires primaires;
 D : diamètre moyen d'une spire;
 h : hauteur du bobinage primaire.

3 MESURES EXPERIMENTALES

Une structure LCT intégrée en multispire a été dimensionnée et construite à partir de l'évaluation présentée ci-dessus. Le circuit magnétique utilisé est constitué par un noyau ferrite

P42/29 en 3C85 de chez Philips Components [Philips00] dont les dimensions physiques sont présentées par la Fig. 4.4.

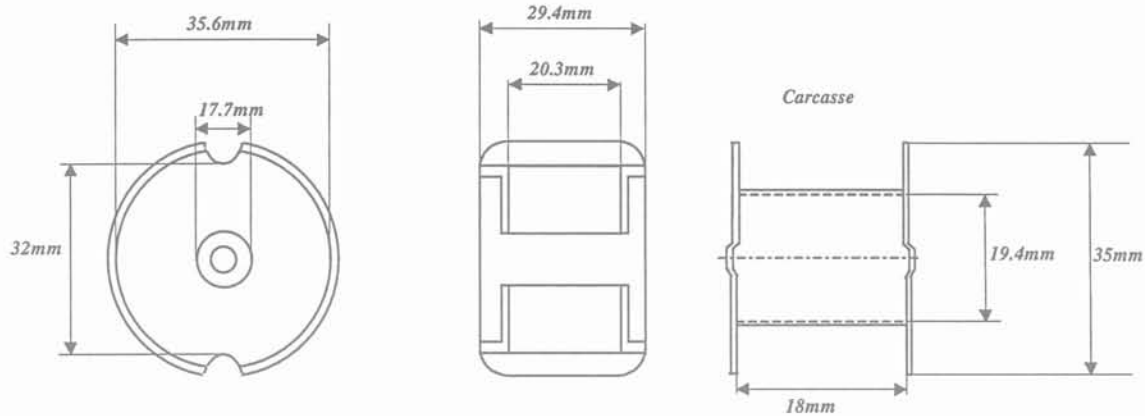


Fig. 4.4 : Géométrie, dimensions et accessoire du noyau P42/29

Le bobinage primaire est réalisé par un feuilard (du *Kapton* cuivré) de dimensions : $50\mu\text{m} \times 15\text{mm}$. Le diélectrique utilisé pour isoler les deux couches primaires est donc le *Kapton* d'une permittivité relative $\epsilon_r = 3.3$ et de dimensions $50\mu\text{m} \times 15\text{mm}$. Le nombre de spires primaires est 12. Cependant, du fil de Litz de 2.15mm de diamètre nominal a été utilisé pour réaliser le secondaire. Les dimensions des deux enroulements sont récapitulées ci-dessous :

- $N_1=12, N_2=4$;
- r_0 = diamètre extérieur de la carcasse = 9.8mm;
- (r_1-r_0) = épaisseur du bobinage primaire = 2.95mm;
- (r_3-r_2) = épaisseur du bobinage secondaire = 2.15mm;
- (r_2-r_1) = épaisseur de la couche isolante entre primaire et secondaire = 2.05mm;
- h = hauteur du bobinage primaire = 18mm.

L'inductance et la capacité obtenues par substitution des données ci-dessus dans les équations (4.8) et (4.10) :

$$l = \mu_0 \cdot \pi \cdot N_1^2 \cdot \frac{r_3^2 + 2 \cdot r_2^2 - 2 \cdot r_1^2 - r_0^2}{3 \cdot h} = 3.8\mu\text{H}$$

$$C = (2 \cdot N_1 - 1) \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \pi \cdot D \cdot h}{d} = 13.9\text{nF}$$

Il est très important de souligner que le calcul de l'inductance de fuite a été fait avec l'hypothèse de hauteurs égales des enroulements primaire et secondaire, alors que dans notre cas le secondaire avait une hauteur de 8.6mm.

Nous essaierons maintenant de vérifier les valeurs de la capacité et de l'inductance de fuite du prototype réalisé par mesure de l'impédance d'entrée avec secondaire en court-circuit (Fig. 4.5).

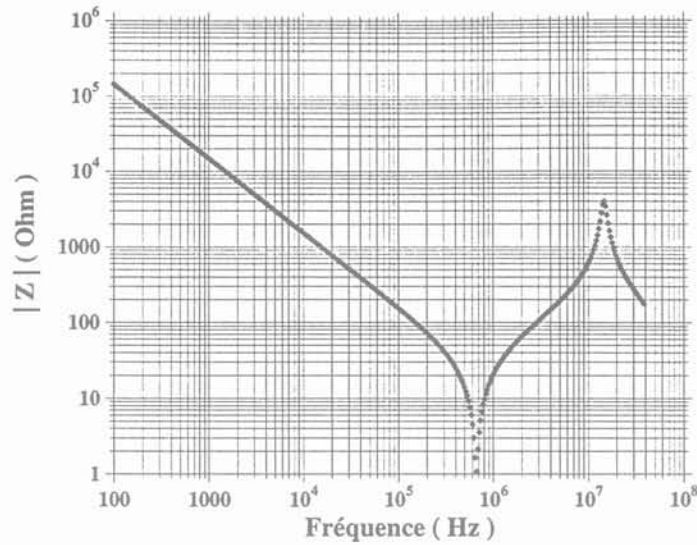


Fig. 4.5 : Mesure de l'impédance d'entrée avec secondaire en court-circuit du prototype LCT réalisé

En basses fréquences et pour $f_{BF}=1020\text{Hz}$, la capacité de résonance est déduite à partir de la formule suivante :

$$C_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{BF}) \cdot |Z_{in}(f_{BF})|} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1020) \cdot 14753} = 10.6\text{nF} \quad (4.11)$$

En se servant de la valeur de la capacité calculée et de la fréquence de résonance série ($f_{\text{Résonance-Série}}=666\text{kHz}$), on peut facilement déduire la valeur de l'inductance de fuite représentant l'inductance de résonance dans notre cas :

$$f_{\text{Résonance-Série}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_r}} \quad \text{donc} \quad L_f = L_r = 5.4\mu\text{H} \quad (4.12)$$

4 MODELISATION ELEMENTS FINIS TRIDIMENSIONNELLE

Pour la modélisation à des fréquences élevées, l'influence du champ magnétique sur le fonctionnement du composant n'est plus négligeable. Un modèle complet, prenant en compte le couplage entre les effets inductifs et capacitifs, devient nécessaire. L'étude menée dans le cadre de cette thèse a montré que la modélisation avec la méthode des éléments finis est bien adaptée pour la caractérisation des composants passifs.

Dans [Gar-99], une formulation magnéto-dynamique axisymétrique haute fréquence incluant le courant de déplacement a été présentée. Elle permet d'étudier les interactions magnétique et électrique dans les composants bobinés et établit un couplage entre les résolutions des équations de Maxwell et les équations de circuit. Le lecteur voudra bien se reporter à l'annexe pour la

consultation des principes employés lors de la modélisation éléments finis.

5 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DE LA STRUCTURE LCT BOBINEE

La formulation décrite précédemment a été testée sur un composant LCT bobiné par l'extraction des valeurs de son inductance de fuite et de sa capacité [Laou-01]. Une vue en coupe de la structure LCT est présentée par la Fig. 4.6.a. Elle consiste en un enroulement primaire bifilaire séparé par une couche de *Kapton* LF9210 [Dupont] et un enroulement secondaire en fil de Litz. Les deux bobinages ont été réalisés autour d'un circuit magnétique en Pot (P42/29) [Philips00]. La capacité de résonance est donc obtenue grâce à la capacité inter-enroulements primaires tandis que l'inductance de résonance est assurée par l'inductance de fuite de la structure. La Fig. 4.6.b présente une vue de dessus des enroulements de la structure LCT (nous n'avons dessiné que trois spires pour le primaire). Notant qu'il y a deux bornes secondaires classiques et quatre bornes primaires.

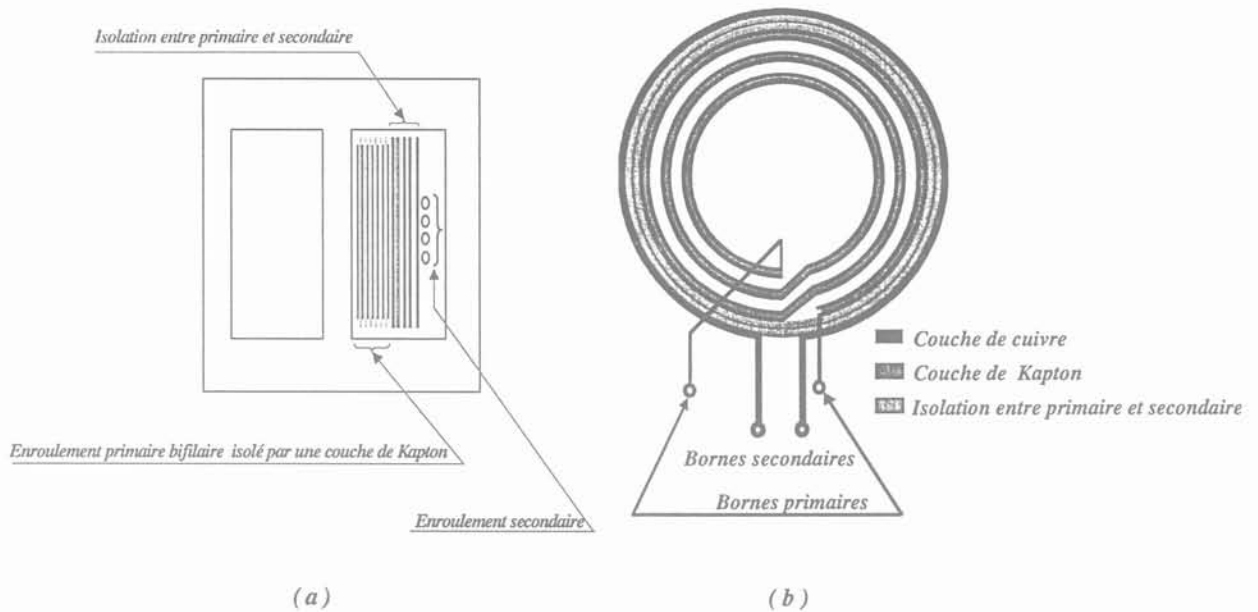


Fig. 4. 6.a : Coupe de la structure LCT réalisée

Fig. 4.6.b : Vue de dessus des enroulements de la structure LCT

Il est possible d'obtenir un circuit LC série si les bornes 1-4 ou 2-3 sont choisies (Fig. 4.7.a). La même structure peut être utilisée comme un circuit LC parallèle si les bornes 1-3 (avec une liaison entre 1et 4) sont choisies (Fig. 4.7.b).

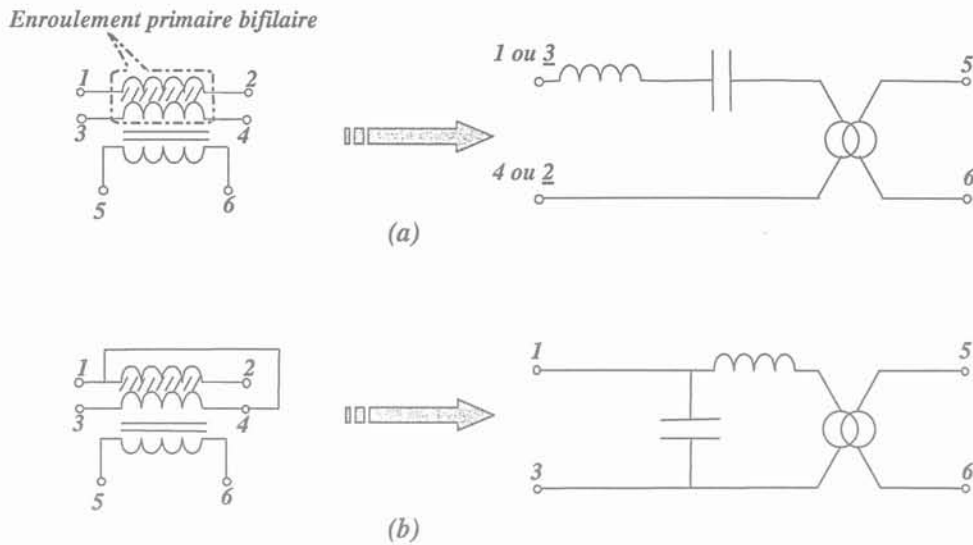


Fig. 4.7 : (a) Configuration série du LCT. (b) Configuration parallèle du LCT

6 ORGANIGRAMME DE LA GENERATION DU MODELE

Nous précisons tout d'abord que nous nous sommes intéressés à établir un modèle de la structure magnétique intégrée, et ce par l'extraction des valeurs de la capacité et de l'inductance de fuite. L'organigramme de la Fig. 4.8 illustre les étapes suivies lors de la modélisation.

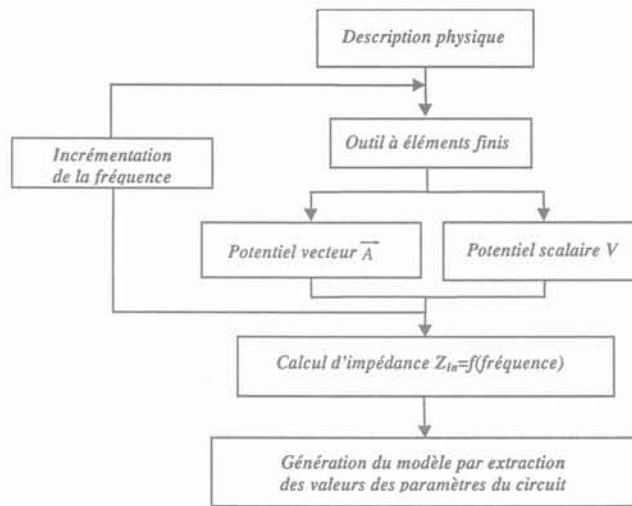


Fig. 4.8 : Procédure de la modélisation

La première étape consiste en la description physique du composant magnétique à savoir le nombre de couches, les interconnexions entre les couches, type de conducteur, nombre de spires, etc....

Au cours de la deuxième étape une analyse avec l'outil à éléments finis est faite suivant les deux essais classiques (essai à vide et essai en court-circuit). L'enroulement primaire est alimenté par une source de tension sinusoïdale tandis que l'enroulement secondaire est chargé par une

résistance de faible valeur (0.1Ω) dans le cas de l'essai en court-circuit et une résistance de forte valeur dans le cas de l'essai à vide ($40M\Omega$). Les champs électrique et magnétique sont calculés simultanément pour une valeur donnée de fréquence ce qui permet d'obtenir le comportement fréquentiel du composant. Etant donné que la formulation est en cours de développement nous n'avons pas pu étudier l'effet de la fréquence sur les pertes par courants de Foucault, les pertes dans le circuit magnétique et l'effet de peau. Ces sujets feront l'objet des futurs travaux dans notre laboratoire.

Le calcul de l'impédance d'entrée pour chaque valeur de fréquence se fera dans la troisième partie après avoir déduit la tension appliquée au primaire et le courant primaire :

$$|V_{primaire}| = \sqrt{(\Re(V_2(PT1) - V_2(PT2)))^2 + (\Im(V_2(PT1) - V_2(PT2)))^2} \quad (4.13)$$

Où : $V_2(PT1) - V_2(PT2)$: la différence de potentiel appliquée entre les deux bornes 1 et 2 "adéquante" de l'enroulement primaire bifilaire ;

$\Re(V_2(PT1) - V_2(PT2))$: la partie réelle de la différence de potentiel entre les points 1 et 2 ;

$\Im(V_2(PT1) - V_2(PT2))$: la partie imaginaire de la différence de potentiel entre les points 1 et 2.

Le courant primaire est obtenu par le biais d'une résistance R_2 connectée en série entre l'une des deux bornes primaires et la masse (nous précisons que la valeur de cette résistance ne modifie pas le comportement du composant étudié).

Le module et l'argument de la structure LCT sont calculés par les formules suivantes :

$$|Z_{In}| = \frac{|V_{Primaire_Complexe}|}{|I_{R2_Complexe}|} \quad (4.14)$$

$$Argument_{Z_{In}} = \arctan\left(\frac{\Im(V_{Primaire_Complexe} / I_{R2_Complexe})}{\Re(V_{Primaire_Complexe} / I_{R2_Complexe})}\right) \quad (4.15)$$

6.1 Constante de normalisation

Elle permet de changer les constantes de normalisation des variables circuits par rapport aux variables magnétiques. Cette normalisation permet d'avoir un système matriciel mieux conditionné. Cependant, il est difficile de prédire la valeur de ce coefficient.

6.2 Comparaison entre les résultats de simulation sur Flux3D et ceux des caractérisations

Nous présentons une photographie du prototype LCT réalisé dans notre laboratoire.

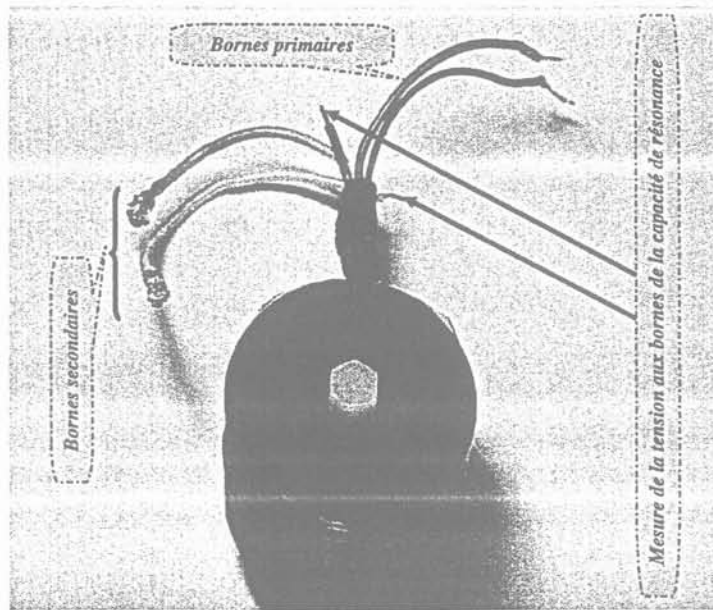


Fig. 4.9 : Photographie de la structure LCT bobinée

Nous nous sommes appuyés, pour la caractérisation de la structure LCT pour les deux essais classiques, sur des mesures d'impédances et d'arguments réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédances [HP4194A]. D'autre part, au moyen de l'outil éléments finis et de la formulation développée pour notre application, les modèles pour la même structure ont été établis.

6.2.1 Essai en court-circuit

Les Fig. 4.10 et Fig. 4.11 présentent la comparaison entre les résultats de mesure et de simulation (en points) et ce, pour l'essai en court-circuit.

Ces courbes montrent une bonne concordance, en général, hormis au voisinage de la résonance où le comportement paraît plus amorti. Nous pensons que ce phénomène est lié aux pertes dans le secondaire qui a été représenté par un conducteur massif de section rectangulaire et qui doit être le siège de pertes supplémentaires (courants induits et effet de peau).

Déduction des valeurs de l'inductance de fuite et de la capacité série (C_r)

Dans la gamme des faibles fréquences et pour $f_{BF} = 10063$ Hz, la capacité se calcule par :

$$C_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{BF}) \cdot |Z_{in}(f_{BF})|} = \frac{1}{((2 \cdot \pi \cdot 10063) \cdot 1151)} = 13.7 \text{ nF} \quad (4.16)$$

Avec la valeur de C_r et de la fréquence de résonance série ($f_{Résonance-Série} = 666 \text{ kHz}$), on peut déduire la valeur de l'inductance de fuite (qui correspond à l'inductance de résonance L_r dans notre cas) :

$$f_{\text{Résonance-Série}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_r}} \text{ donc } L_f = L_r = 4.2 \mu\text{H} \quad (4.17)$$

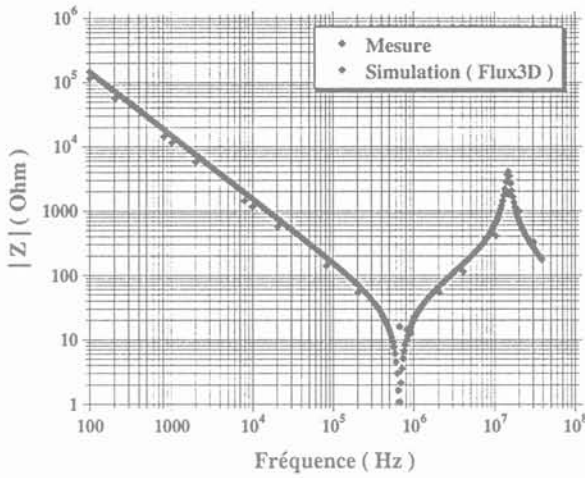


Fig. 4.10 : Comparaison entre l'impédance d'entrée obtenue par simulation et celle relevée expérimentalement pour l'essai en court-circuit

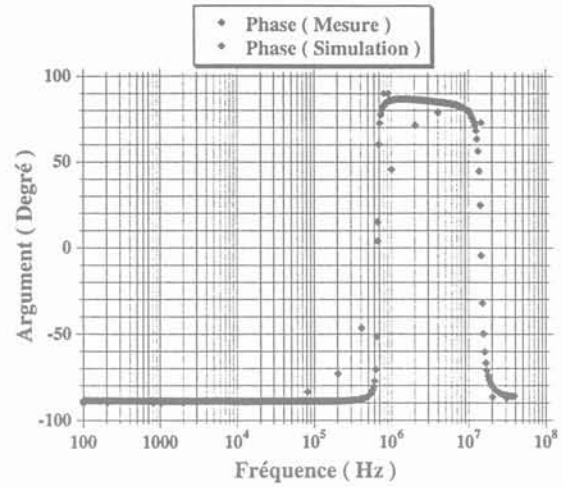


Fig. 4.11 : Comparaison entre l'argument obtenu par simulation et celui relevé expérimentalement pour l'essai en court-circuit

6.2.2 Essai à vide

L'impédance de la même structure, en circuit ouvert, a été également obtenue au moyen de l'analyseur d'impédance et de l'outil de simulation. Les Fig. 4.12 et Fig. 4.13 présentent la comparaison entre les deux résultats (pour le module et l'argument).

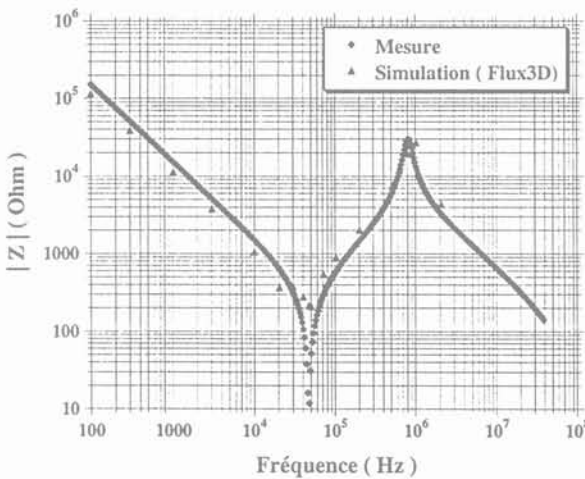


Fig. 4.12 : Comparaison entre l'impédance d'entrée obtenue par simulation et celle relevée expérimentalement pour l'essai en circuit-ouvert

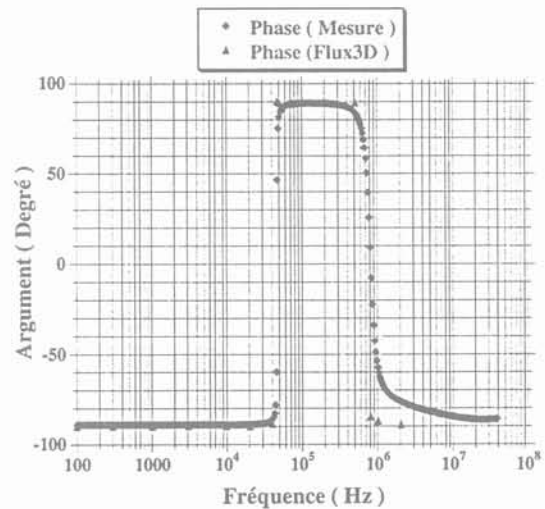


Fig. 4.13 : Comparaison entre l'argument obtenu par simulation et celui relevé expérimentalement pour l'essai en circuit-ouvert

Comme précédemment, la même remarque peut se faire pour le module de l'impédance à la fréquence de résonance série. En général, les résultats de simulation sont comparables à ceux de la caractérisation.

Déduction de la valeur de l'inductance magnétisante

En se servant de la valeur de C_r et de la fréquence de résonance série à vide ($f_{\text{Résonance Série}}=47.3\text{kHz}$), l'inductance magnétisante est donnée par :

$$f_{\text{Résonance-Série}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_r}} \text{ donc } L_m = 0.8 \text{ mH} \quad (4.18)$$

7 COMPARAISON ENTRE LES VALEURS OBTENUES PAR LE DIMENSIONNEMENT, LA MODELISATION ET LA CARACTERISATION

Nous récapitulons les valeurs de l'inductance et de la capacité obtenues par les différentes méthodes dans le tableau 4.1. Nous pouvons constater que la valeur de la capacité issue de la modélisation est presque la même que celle obtenue par le calcul analytique. La différence entre ces deux valeurs et celle relevée expérimentalement peut être expliquée par l'imperfection de la réalisation de l'enroulement primaire bifilaire. C'est à dire l'existence d'une couche d'air entre les deux feuillards du cuivre, ce qui modifie la nature de l'isolation et plus précisément la valeur de la permittivité diélectrique équivalente. Quant à la valeur de l'inductance de fuite les différences existantes sont simplement expliquées par les hypothèses prises lors du développement de l'expression analytique de l'inductance de fuite (4.8) et aussi par la différence des hauteurs des bobinages primaire et secondaire (formule analytique (4.8) avec l'hypothèse de hauteurs des bobinages égales).

Composant	Calcul analytique	Modélisation	Caractérisation
Inductance L_r (μH)	3.8	4.2	5.4
Capacité C_r (nF)	13.9	13.7	10.6

Tableau 4.1 : Valeurs des éléments du circuit résonant, obtenues par dimensionnement, modélisation et caractérisation de la structure LCT bobinée

8 IMPLANTATION DE LA STRUCTURE LCT ET MESURE EXPERIMENTALE SUR LE CONVERTISSEUR

A partir des valeurs des éléments du circuit résonant déduites de la caractérisation du prototype LCT bobiné nous avons procédé à la réalisation d'un autre prototype, ayant les mêmes caractéristiques que le premier, en composants discrets (Fig. 4.14). Les deux structures ont été implantées dans la maquette dont les valeurs des différents composants ont été déjà présentées

dans le paragraphe 4.1 du chapitre 3.

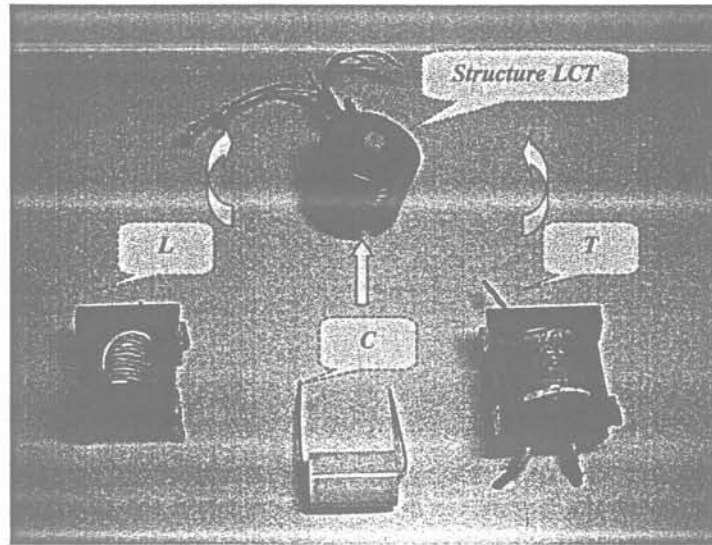


Fig. 4.14 : Photographie de la structure LCT bobinée

Nous précisons que cette structure a été implantée de façon à ce que la configuration *LCT* série (Fig. 4.7.a) soit assurée ; des bornes supplémentaires ont été prévues pour la mesure de la tension aux bornes de la capacité de résonance (Fig. 4.9). La puissance du convertisseur pour les deux structures *LCT* est 324W sous une tension réseau 187 Veff – 264 Veff 50Hz. La fréquence de découpage varie entre une fréquence minimale de 81.5kHz et une fréquence maximale, inférieure à la moitié de la fréquence de résonance, 163kHz. Un récapitulatif des valeurs des éléments de chaque structure est présenté dans le tableau 4.2.

Valeur	Structure LCT intégrée	Structure LCT discrète
Rapport de transformation m	4/12	7/20
Inductance de résonance L_r	5.4 μH	4.8 μH
Capacité de résonance C_r	10.6 nF	11 nF
Fréquence de résonance F_r	666 kHz	543 kHz
Impédance caractéristique Z_r	22.6 Ω	20.9 Ω

Tableau 4.2 : Paramètres et caractéristiques des prototypes LCT intégrée et discret

Le courant résonant et la tension aux bornes de la capacité de résonance pour les deux structures sont présentés sur les Fig. 4.15 et Fig. 4.16. Notons la correspondance des formes d'ondes expérimentales entre elles par rapport celles de l'étude théorique (chapitre 3).

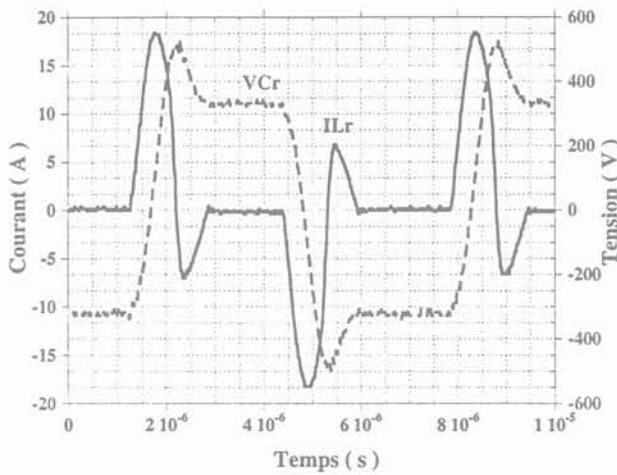


Fig. 4.15 : Formes d'onde du courant résonant et de la tension aux bornes de la capacité de résonance à la fréquence de découpage maximale pour une structure LCT intégrée

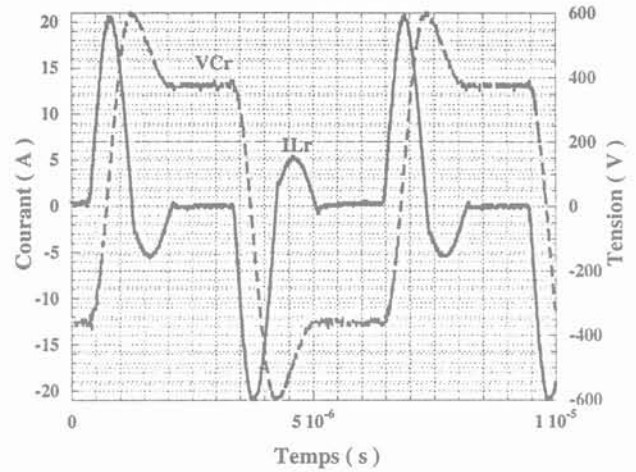


Fig. 4.16 : Formes d'onde du courant résonant et de la tension aux bornes de la capacité de résonance à la fréquence de découpage maximale pour une structure LCT discrète

Les Fig. 4.17 et Fig. 4.18 présentent le courant absorbé par les deux structures, superposé à la tension d'entrée. Ces mesures ont été effectuées pour une puissance de 310W. Comme nous pouvons le constater, les formes d'ondes du courant absorbé et de la tension se ressemblent fortement. Nous résumons dans le tableau 4.3 quelques mesures au point de fonctionnement nominal.

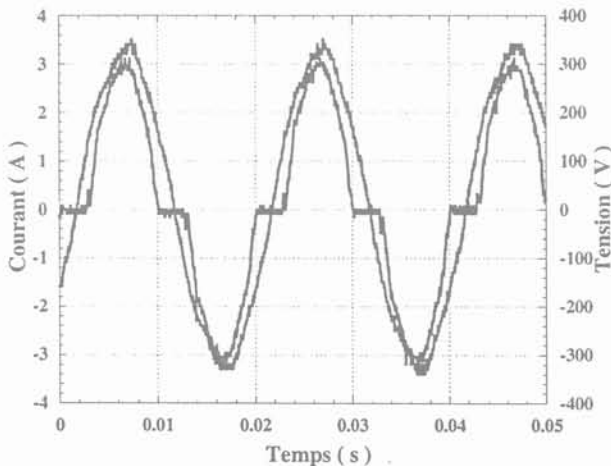


Fig. 4.17 : Courant et tension mesurés à l'entrée du convertisseur pour une structure LCT intégrée

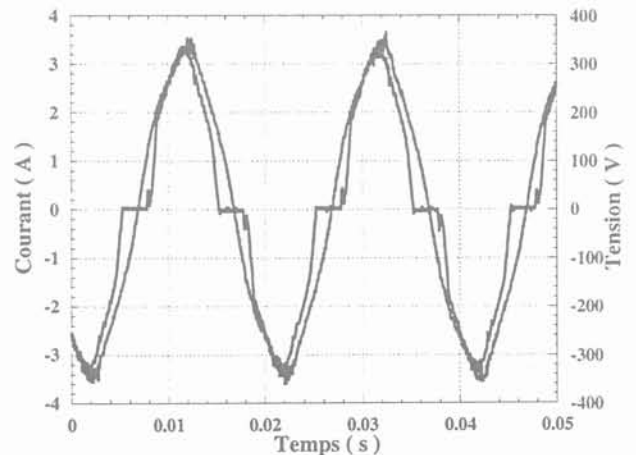


Fig. 4.18 : Courant et tension mesurés à l'entrée du convertisseur pour une structure LCT discrète

Grandeur	Structure LCT intégrée	Structure LCT discrète
Tension d'entrée	231V	232V
Tension de sortie	50.8V	53.32V
Puissance en sortie	312W	304W
Facteur de puissance	0.99	0.98
Rendement	74.36%	66.84%

Tableau 4.3 : Différentes grandeurs mesurées au point de fonctionnement nominal

Le spectre du courant d'entrée pour les deux structures est donné par les Fig. 4.19 et Fig. 4.20. Comme nous pouvons le constater, les harmoniques des deux structures présents dans le courant d'entrée sont inférieurs aux valeurs maximales fixées par la norme EN 61000-3-2 et qui sont spécifiques à la classe A.

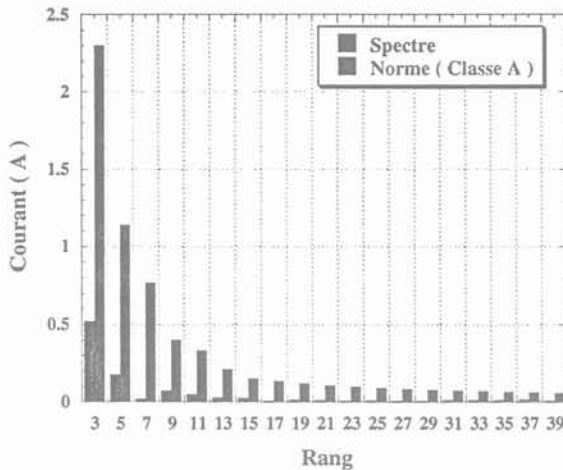


Fig. 4.19 : Spectre du courant d'entrée et les valeurs maximales d'harmoniques admissibles par la norme EN 61000-3-2 pour une structure LCT intégrée

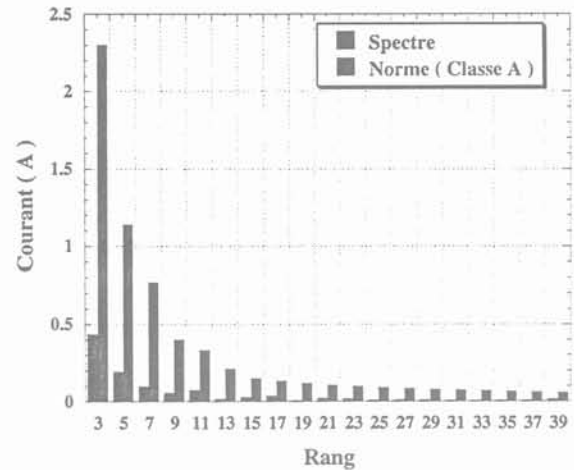


Fig. 4.20 : Spectre du courant d'entrée et les valeurs maximales d'harmoniques admissibles par la norme EN 61000-3-2 pour une structure LCT discrète

Les deux convertisseurs ont été comparés du point de vue du rendement en fonction de la puissance en sortie. Tous les points mesurés ont été relevés avec une tension d'entrée constante et égale à 230V tandis que la puissance en sortie variait. La courbe du rendement est illustrée par la Fig. 4.21.

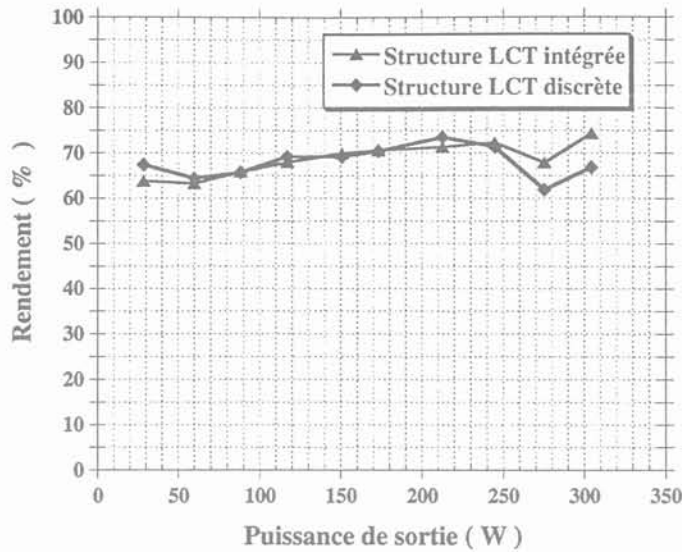


Fig. 4.21 : Rendement des deux convertisseurs en fonction de la puissance en sortie

La première remarque que l'on peut faire sur cette courbe est que le rendement n'est pas aussi élevé que celui auquel on pouvait s'attendre. Les convertisseurs pour les deux structures LCT, en général, ont les mêmes valeurs de rendement sauf au point de fonctionnement nominal où le convertisseur de structure LCT intégrée présente un rendement légèrement meilleur par rapport à celui du même convertisseur en structure LCT discrète. Les mesures relatives à la courbe de la Fig. 4.21 ont été effectuées deux fois ; la baisse du rendement observable sur les deux courbes à $P_{Sortie}=275W$ n'a pas encore été interprétée.

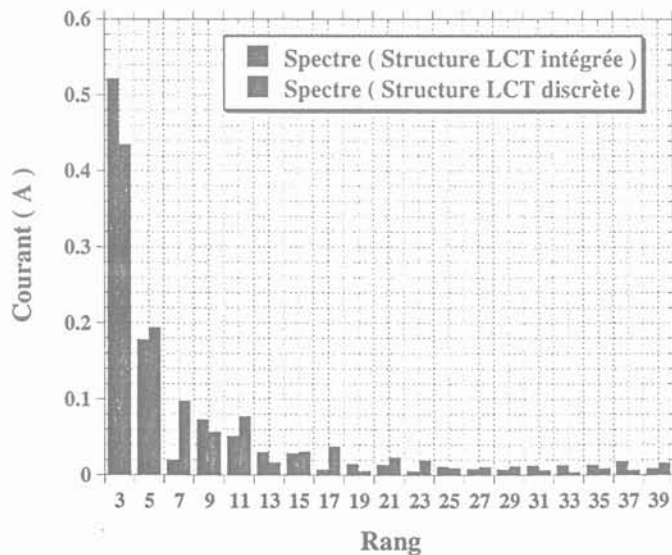


Fig. 4.22 : Comparaison entre les harmoniques du courant absorbé pour les deux structures LCT

La Fig. 4.22 présente une comparaison entre les harmoniques du courant absorbé pour les deux structures LCT. L'histogramme montre que les résultats sont comparables.

9 CONCLUSION

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à un composant magnétique, appelé structure *LCT*, comportant un noyau magnétique en pot (P42/29). A ce noyau sont associés un bobinage primaire bifilaire séparé par un diélectrique (*Kapton*) et un bobinage secondaire. Le dimensionnement d'un composant magnétique de cette nature consiste à prédéterminer, à partir du cahier de charges, les caractéristiques respectives de l'ensemble de la structure (valeurs d'inductance de fuite et de la capacité série). Une approche analytique simplifiée développée pour des structures concentriques à enroulements primaires simples a été présentée et appliquée pour la structure *LCT*. La méthode proposée nous a permis de prédéterminer la valeur de l'inductance de fuite (élément exploité dans un mécanisme de résonance). Quant à la capacité, elle a été dimensionnée en se servant aussi d'une formule analytique donnant des résultats de précision acceptable. La différence notée sur les valeurs de l'inductance de fuite et de la capacité série est justifiée par les hypothèses simplificatrices prises pour le développement de l'expression de L_f et aussi par les imperfections de la réalisation des bobinages notamment l'enroulement primaire (ce qui affecte de façon directe la valeur de la capacité).

L'utilisation de la méthode des éléments finis, pour une analyse plus complète, a fait l'objet de la deuxième partie. Ce travail a été réalisé grâce à une nouvelle formulation développée par l'équipe modélisation de notre laboratoire. L'originalité de cette formulation réside dans la prise en compte simultanée des effets capacitif et inductif au cours de la résolution numérique, tout en assurant un couplage entre les équations circuit et la résolution éléments finis déjà évoquée. Une comparaison entre l'application de cet outil, les calculs analytiques et les caractérisations du prototype *LCT* a montré une bonne concordance des résultats. La formulation actuelle nécessite encore un travail complémentaire au niveau de l'exploitation des résultats de simulation pour l'extraction des pertes par effet de peau, des pertes dans le circuit magnétique et l'effet de proximité ; points qui n'ont pas été traités dans le cadre de cette thèse.

Au terme de ce chapitre, nous avons présenté les résultats des mesures expérimentales après implantation de la structure *LCT* bobinée et une deuxième structure en composants L , C et T discrets de caractéristiques identiques à la première. Il a été montré qu'avec les trois composants L , C et T intégrés, le convertisseur à résonance série garde le même fonctionnement électromagnétique que celui avec une structure en composants discrets.

En conclusion, les mesures ont montré que le convertisseur, avec les deux structures *LCT*, a des performances électriques comparables. Une étude plus précise du rendement s'avère

indispensable pour la comparaison des performances électriques des deux structures. Une autre comparaison du point de vue de la compacité et des perturbations CEM reste à faire.

CHAPITRE 5

CARACTERISATION DE LA STRUCTURE LCT

1 INTRODUCTION

Avec la montée en fréquence du convertisseur, la prédiction précise des pertes des composants magnétiques devient de plus en plus délicate car elle doit prendre en compte des phénomènes de plus en plus nombreux. Au cours de ce chapitre, nous allons essayer d'exploiter les avancées de l'équipe électronique de puissance de notre laboratoire, notamment au niveau des circuits équivalents pour les composants magnétiques.

Notre objectif est de proposer pour la structure *LCT*, décrite dans la partie "mesures expérimentale" du chapitre 4, un circuit équivalent modélisant le plus finement possible son comportement et permettant la prévision de tout ce qui est mesurable. Comme il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser un modèle dans son intégralité, nous procéderons à une identification progressive en identifiant d'abord un modèle simple puis en compliquant progressivement ce modèle jusqu'à ce que le but recherché soit atteint. Nous expliquerons comment évaluer tous les éléments de ces circuits puis nous comparerons les courbes issues des modèles aux relevés expérimentaux. Cette analyse mettra en évidence les progrès réalisés grâce à la caractérisation progressive.

2 IDENTIFICATION PROGRESSIVE

La modélisation d'un transformateur doit rendre compte de ses effets inductifs et des couplages magnétiques qu'il introduit. Toutefois, compléter le circuit équivalent par des capacités dites "parasites" s'avère nécessaire pour tenir compte des effets capacitifs. Une hypothèse largement justifiée par l'expérience consiste à supposer que le couplage électrostatique agit en parallèle sur le couplage magnétique (Fig. 5.1).

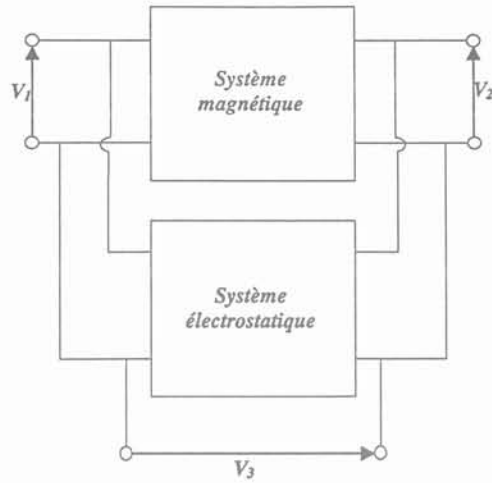


Fig. 5.1 : Association en parallèle de systèmes magnétique et électrostatique

La représentation traditionnelle de ces effets “magnétostatique et électrostatique” fait appel à un “transformateur parfait” associé à un ensemble d’inductances et de capacités. L’expérience montre qu’il s’avère plus commode de commencer la modélisation par un modèle à trois capacités (dans notre cas, c’est un modèle à quatre capacités puisque l’on tient compte de la capacité série au primaire de la structure) avant de l’étendre, si nécessaire à un modèle à six capacités pour prendre en compte l’ensemble des phénomènes électrostatiques.

2.1 Modèle à “trois capacités”

Nous procéderons à une identification progressive du modèle présenté par la Fig. 5.2 [Cog-94a] et [Cog-94b].

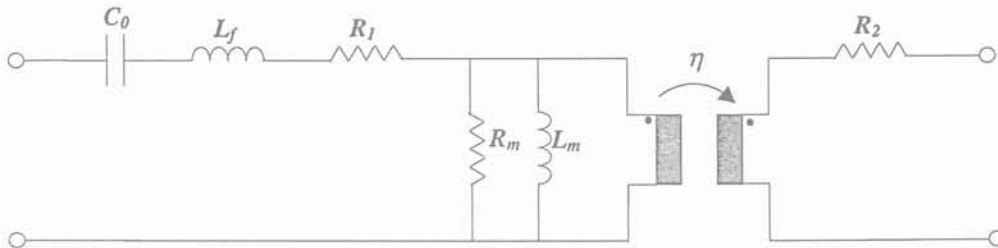


Fig. 5.2 : Schéma de départ de la structure LCT

2.1.1 Paramètres magnétiques

En première approximation, un transformateur à deux enroulements peut être représenté par un coupleur parfait, une inductance magnétisante L_m et une inductance de fuite L_f (Fig. 5.3). Ici cependant, il ne serait pas réaliste d’oublier la capacité du primaire qui est nécessairement en série avec l’enroulement vu qu’il est constitué de deux feuillets séparés par un diélectrique.

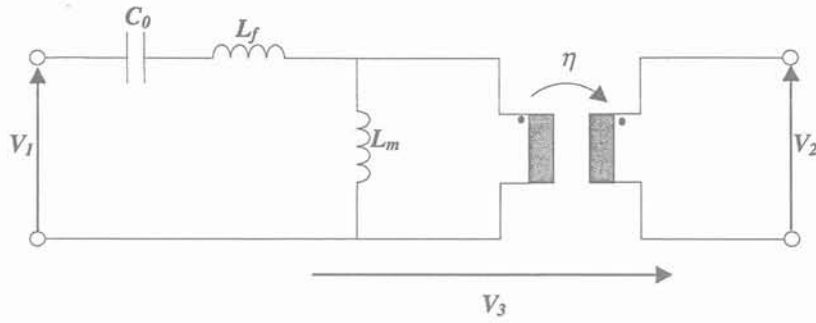


Fig. 5.3 : Couplage magnétique complet d'un transformateur à deux enroulements

Ce schéma se caractérise par trois paramètres magnétiques qui se déduisent des trois éléments indépendants de la matrice inductance associée. Les grandeurs caractéristiques de ce circuit se déduisent également de trois mesures. Si L_{01} est l'impédance vue du primaire, le secondaire étant à vide et L_{CC1} l'impédance vue du primaire lorsque le secondaire est en court-circuit, $L_f = L_{CC1}$ et $L_m = L_{01} - L_{CC1}$.

2.1.1.1 Essai 1

Nous avons mesuré, à l'aide d'un analyseur d'impédance [HP4194A], l'impédance de la structure LCT. L'essai effectué est illustré par la Fig. 5.4.a, entre 100Hz et 10^4 Hz l'impédance mesurée présente un comportement capacitif tandis qu'en haute fréquence (entre 10^5 Hz et $4 \cdot 10^5$ Hz), son comportement est inductif (Fig. 5.4.c).

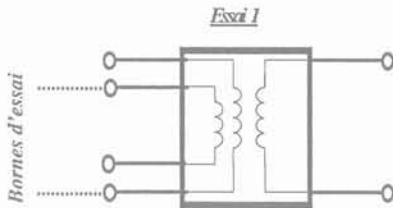


Fig. 5.4.a : Schéma de l'essai effectué

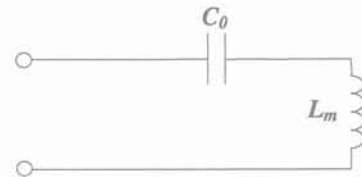


Fig. 5.4.b : Schéma équivalent en essai 1

La capacité en série dans le schéma de la Fig. 5.3.b est déduite de l'impédance à vide (essai 1) en basse fréquence :

$$C_0 = \frac{1}{|Z_{BF}| \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{BF})} = \frac{1}{1510 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 10000)} = 10.5nF \quad (5.1)$$

Les valeurs de C_0 et de la fréquence de résonance série du même essai nous permettent de déduire la valeur de l'inductance magnétisante :

$$L_m + L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rs-C0})^2 \cdot C_0} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^3)^2 \cdot 10.5 \cdot 10^{-9}} = 1.08mH \quad (5.2)$$

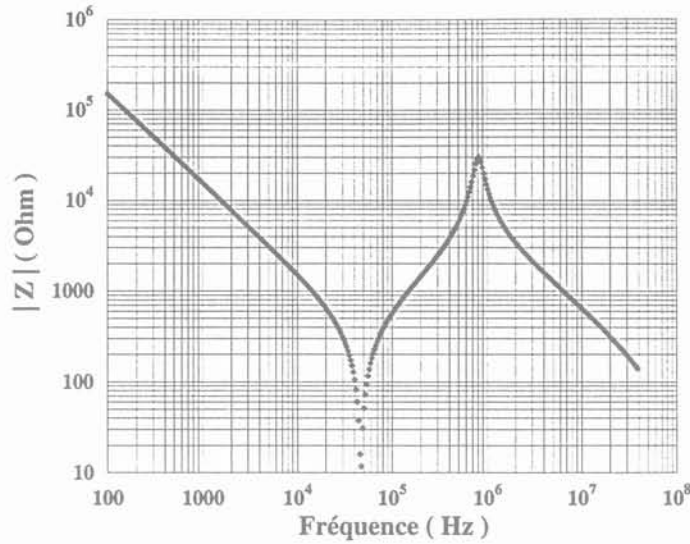


Fig. 5.4.c: Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 1

2.1.1.2 Essai 2

Cet essai consiste à relever l'impédance d'entrée avec le secondaire en court-circuit (Fig. 5.5.b et Fig. 5.5.c). Il nous permet, à partir de la valeur de la fréquence de résonance série, de déterminer la valeur de l'inductance de fuite L_f .

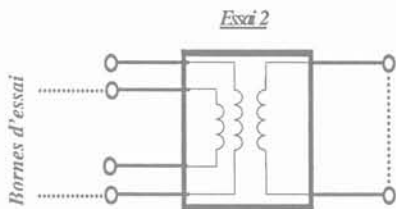


Fig. 5.5.a : Schéma de l'essai effectué

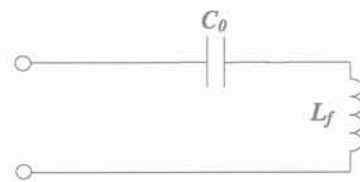


Fig. 5.5.b : Schéma équivalent en essai 2

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rs-CC})^2 \cdot C_0} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 666 \cdot 10^3)^2 \cdot 10.48 \cdot 10^{-9}} = 5.45 \mu H \quad (5.3)$$

On peut maintenant déduire L_m : $L_m = 1.08 - 0.054 = 1.075 mH$

Le rapprochement de L_m et de L_f permet de s'assurer que le couplage magnétique est fort en calculant le coefficient de couplage :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_f}{L_m}} = 0.9975 \quad (5.4)$$

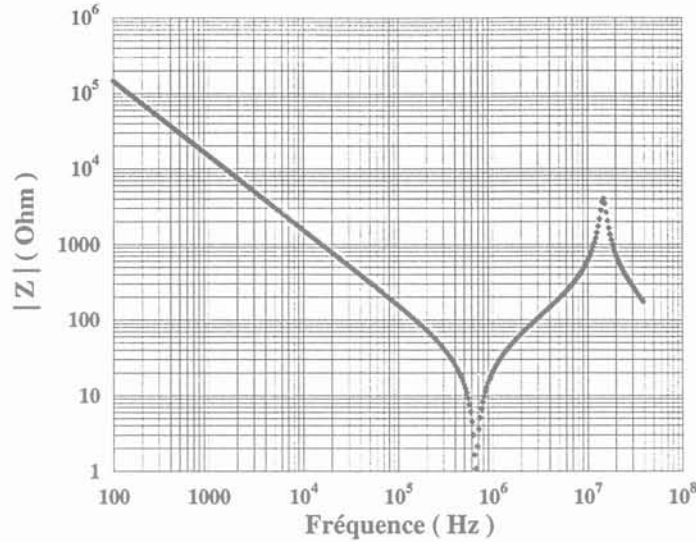


Fig. 5.5.c: Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 2

2.1.1.3 Essai 9

Partant de l'impédance vue du secondaire, primaire à vide (Z_{02}) (Fig. 5.6), on déduit l'inductance à vide du secondaire (L_{02}). En rapprochant cette valeur de L_m (5.2), on obtient le coefficient de transformation.

On peut maintenant calculer le rapport de transformation η :

$$\eta = \sqrt{\frac{L_{02}}{L_m}} = \sqrt{\frac{1.098 \cdot 10^{-4}}{1.08 \cdot 10^{-3}}} = 0.31 \quad (5.5)$$

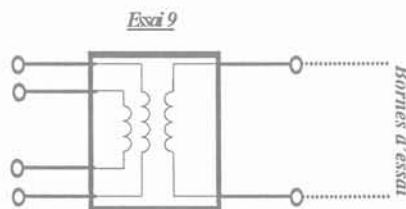


Fig. 5.6 : Schéma de l'essai effectué

Il est important de noter que η ne coïncide pas rigoureusement avec le rapport du nombre de spires (4/12).

2.1.2 Pertes

En général, les résistances des enroulements sont mesurées à l'aide de l'analyseur HP4194A en utilisant soit la représentation module-phase soit, de préférence, la représentation L_s - R_s . Cependant, lorsqu'une meilleure précision est requise, nous effectuons ces mesures à l'aide d'un micro-ohmmètre AOIP. Ceci était le cas pour la résistance du bobinage secondaire. La résistance

des pertes parallèles est en revanche toujours mesurée à l'aide du HP4194A. Elle est repérée sur la courbe de l'impédance à vide de l'enroulement concerné, en représentation L_p - R_p , à la première fréquence de résonance parallèle.

2.1.2.1 Résistance de l'enroulement secondaire R_2

Le micro-ohmmètre indique une valeur de $R_2=7.02\text{m}\Omega$.

2.1.2.2 Résistance des bobinages vu du primaire

Cette résistance est déduite de l'impédance en court circuit à la fréquence de résonance série et de la résistance de l'enroulement secondaire donnée ci-dessus. A la fréquence de résonance série ($f_{rs-CC}=666\text{kHz}$), l'impédance d'entrée relevée est de $848\text{m}\Omega$. La résistance R_1 des bobinages primaires se déduit de cette valeur en soustrayant la résistance secondaire ramenée au primaire :

$$R_1 = |Z|_{f_{n-cc}} - \frac{R_2}{\eta^2} = 848 \cdot 10^{-3} - \frac{7.02 \cdot 10^{-3}}{0.31^2} = 775\text{m}\Omega \quad (5.6)$$

2.1.2.3 Résistance de pertes fer

Elle correspond à la valeur prise par l'impédance à vide à la fréquence de résonance parallèle : A $f=f_{rp-CO}=808\text{kHz}$, l'impédance $|Z_{0I}|$ vaut $30.2\text{k}\Omega$. Donc $R_m=30.2\text{k}\Omega$.

2.1.3 Paramètres électrostatiques

Nous avons choisi, tout au début de cette partie, de commencer la modélisation de la structure LCT par un modèle à 3 capacités parasites [Sch-98a] (Fig. 5.7). En exploitant trois configurations de mesures, on obtient un nombre suffisant d'équations indépendantes pour déduire les trois capacités.

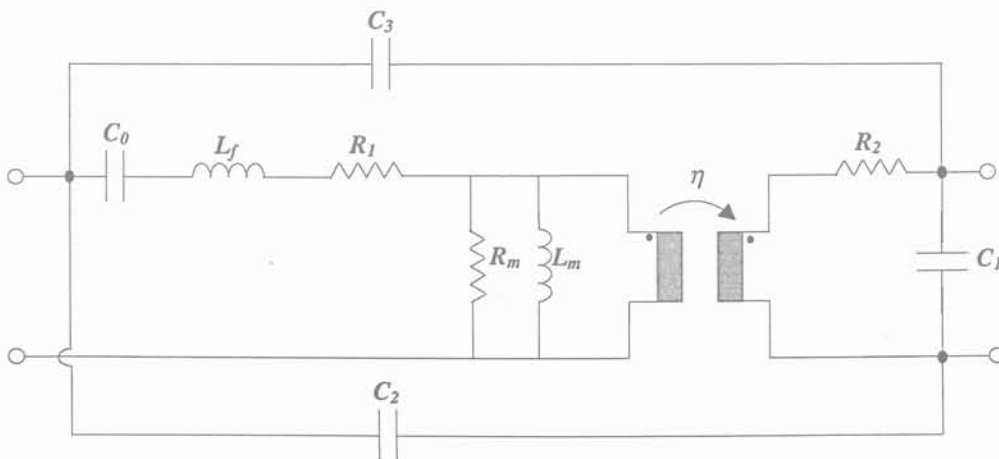


Fig. 5.7 : Schéma équivalent, à trois "capacités", de la structure LCT

2.1.3.1 Essai 3

Il permet de déterminer la capacité (C_2+C_3) et est schématisé par la figure suivante :

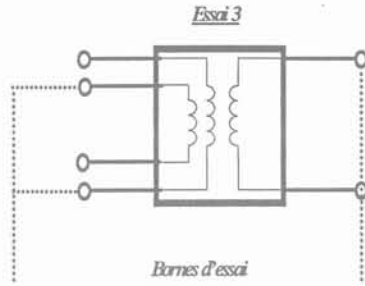


Fig. 5.8.a : Schéma de l'essai effectué

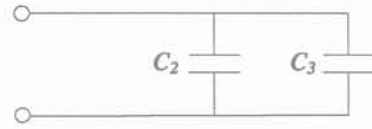


Fig. 5.8.b : Schéma équivalent en essai 3

Pour une fréquence $f=1020\text{Hz}$, l'impédance mesurée est de $7.7 \cdot 10^6 \Omega$ (Fig. 5.8.c) et par conséquent :

$$C_2 + C_3 = \frac{1}{|Z| \cdot \omega} = \frac{1}{7.7 \cdot 10^6 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 1020)} = 20.3 \text{ pF} \quad (5.7)$$

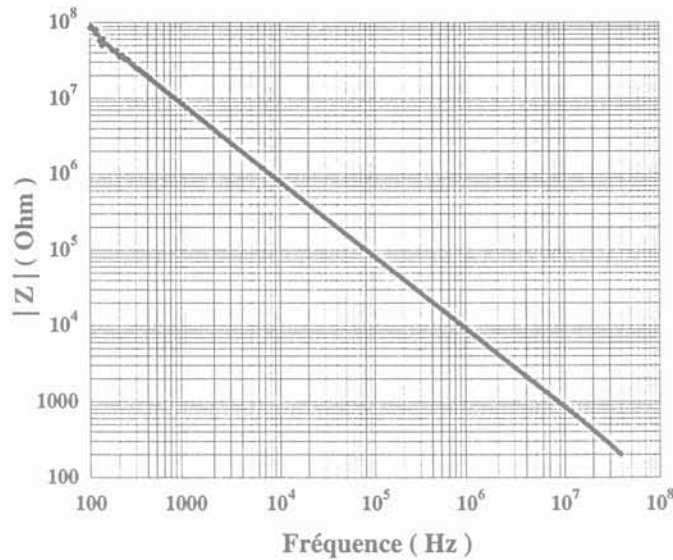


Fig. 5.8.c: Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 3

2.1.3.2 Essai 4

Cet essai est réalisé suivant le schéma de la Fig. 5.9.a et il permet d'obtenir la capacité (C_1+C_3) :

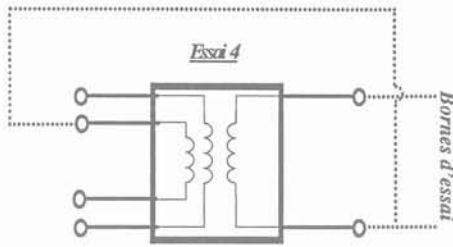


Fig. 5.9.a : Schéma de l'essai effectué

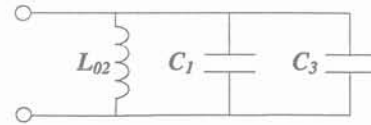


Fig. 5.9.b : Schéma équivalent en essai 4

La caractéristique relevée par cet essai est celle d'un circuit à résonance parallèle (Fig. 5.8.b). La détermination de la capacité équivalente nécessite le calcul de l'inductance magnétisante ramenée au secondaire L_{02} .

Pour une faible valeur de la fréquence, l'inductance L_{02} est :

$$L_{02} = \frac{|Z_{BF}|}{\omega} = \frac{0.704}{(2 \cdot \pi \cdot 1020)} = 110 \mu H \quad (5.8)$$

Avec la valeur de la fréquence de résonance parallèle, la capacité $(C_1 + C_3)$ est :

$$C_1 + C_3 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rp})^2 \cdot L_{02}} = \left\{ \begin{array}{l} 1 \\ (2 \cdot \pi \cdot 782 \cdot 10^3)^2 \cdot 110 \cdot 10^{-6} \\ 377 \text{ pF} \end{array} \right. \quad (5.9)$$

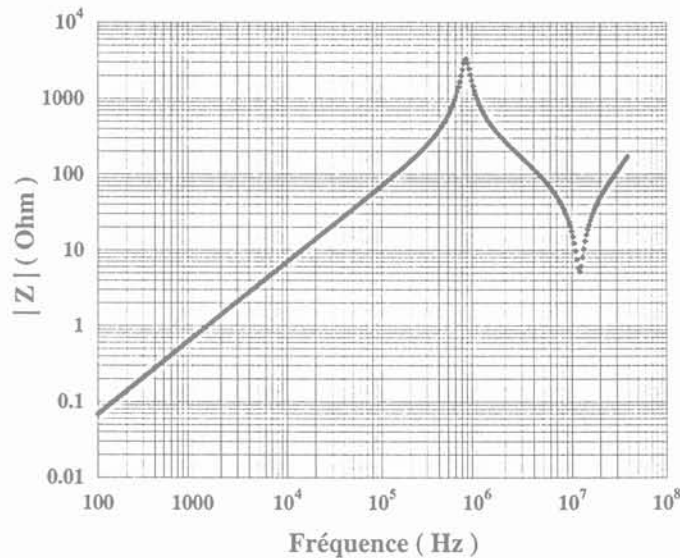


Fig. 5.9.c : Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 4

2.1.3.3 Essai 5

La capacité équivalente à $(C_1 + C_2)$ est obtenue par la réalisation de l'essai de la Fig. 5.10.a :

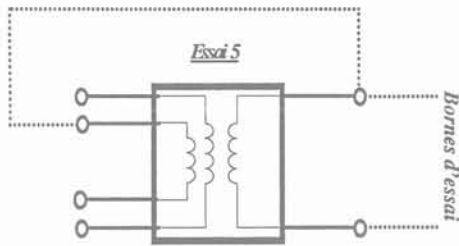


Fig. 5.10.a : Schéma de l'essai effectué

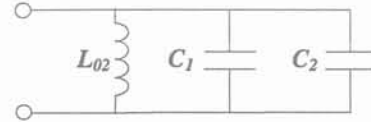


Fig. 5.10.b : Schéma équivalent en essai 5

De la même façon que pour la capacité (C_1+C_3) , la capacité (C_1+C_2) est obtenue à partir de la valeur de l'inductance L_{02} et de la valeur de la fréquence de résonance parallèle :

$$C_1 + C_2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rp})^2 \cdot L_{02}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 688 \cdot 10^3)^2 \cdot 110 \cdot 10^{-6}} = 488 \text{ pF} \quad (5.10)$$

La courbe expérimentale relevée par cet essai est :

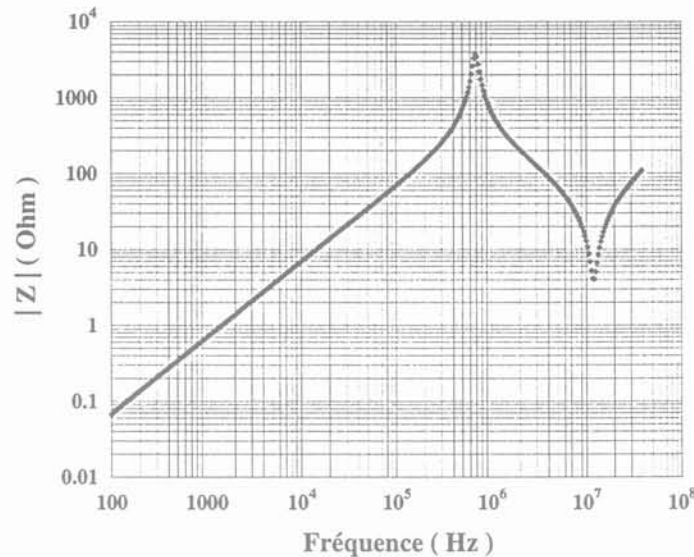


Fig. 5.10.c: Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 5

Nous aboutissons à un système de trois équations à trois inconnues :

$$\begin{cases} C_2 + C_3 = 20.3 \cdot 10^{-12} \\ C_1 + C_3 = 377 \cdot 10^{-12} \\ C_1 + C_2 = 488 \cdot 10^{-12} \end{cases} \quad (5.11)$$

La résolution du système ci-dessus donne les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} C_1 = 422 \text{ pF} \\ C_2 = 65.6 \text{ pF} \\ C_3 = -45.3 \text{ pF} \end{cases} \quad (5.12)$$

La capacité négative se justifie par l'existence du couplage électrostatique mais il est facile de vérifier, à l'aide du circuit équivalent, qu'aucune des capacités mesurables n'est négative.

2.1.4 Comparaison mesure-modèle "trois capacités"

Comparons maintenant les mesures exploitées pour l'identification à l'image qu'en donne le modèle. Les résultats présentés de la Fig. 5.11 à la Fig. 5.15 montrent une concordance correcte des modules des différentes impédances du continu jusqu'à environ 4MHz, c'est à dire environs une décade et demi au-delà de la fréquence maximum de travail du transformateur (160kHz).

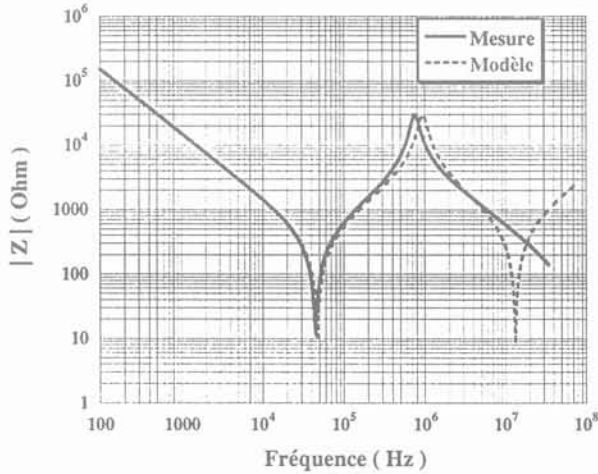


Fig. 5.11 : Comparaison entre mesure et modélisation pour l'essai à vide (Essai 1)

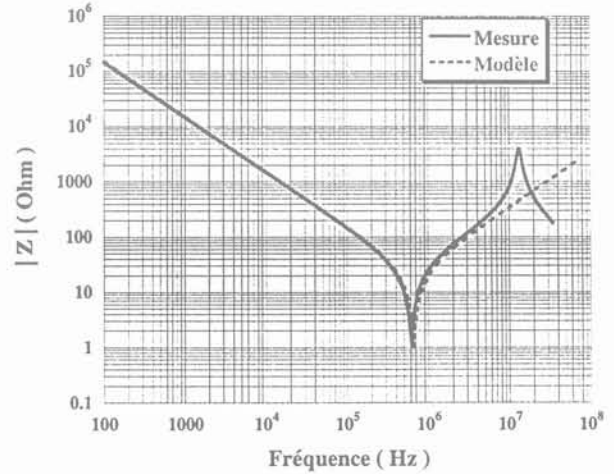


Fig. 5.12 : Comparaison entre mesure et modélisation pour l'essai en court-circuit (Essai 2)

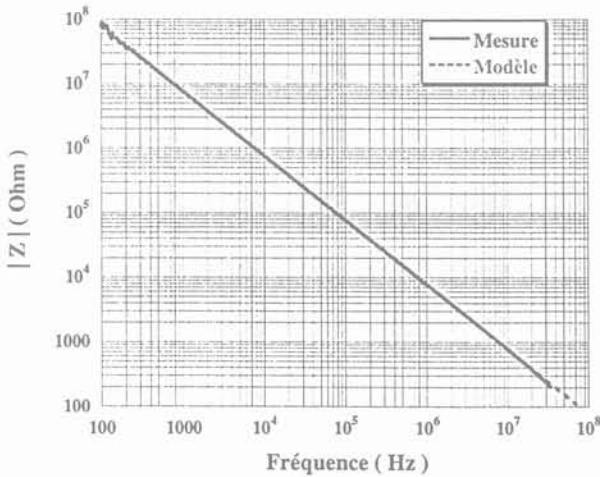


Fig. 5.13 : Comparaison entre mesure et modélisation pour l'essai 3

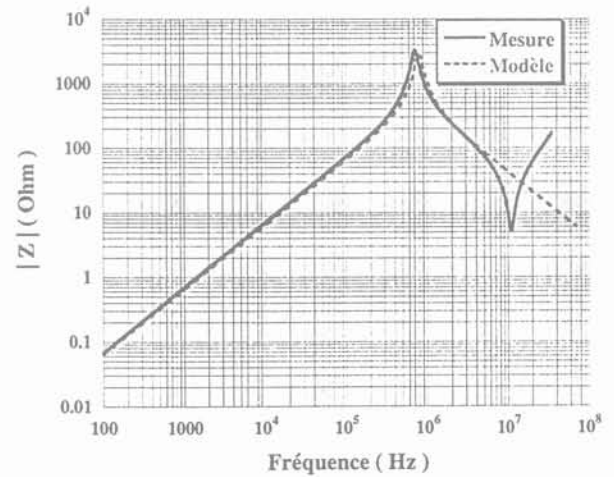


Fig. 5.14 : Comparaison entre mesure et modélisation pour l'essai 4

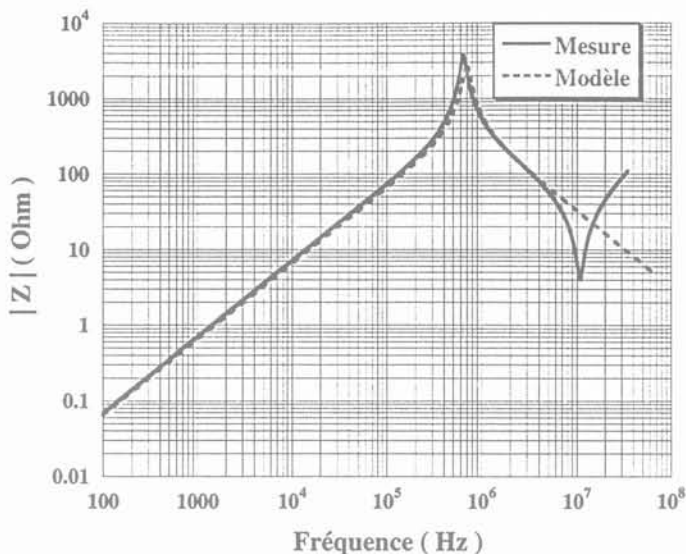


Fig. 5.15 : Comparaison entre mesure et modélisation pour l'essai 5

A première vue l'accord semble correct. Cependant, pour un composant à faibles pertes les modules des impédances montrent essentiellement les comportements inductifs et capacitifs. Si on veut s'assurer de la validité de la représentation des pertes, il faut recourir à une autre présentation. Nous avons choisi la représentation série (L_s-R_s) pour l'impédance en court-circuit (Fig. 5.16) et la représentation parallèle (L_p-R_p) pour l'impédance à vide (Fig. 5.17). On constate alors (Fig. 5.16 et Fig. 5.17) que l'accord n'est pas aussi parfait qu'il semblait initialement. Bien évidemment, un modèle qui ne tiendrait pas compte des pertes serait d'un intérêt limité ; d'où la nécessité d'améliorer la représentation des pertes.

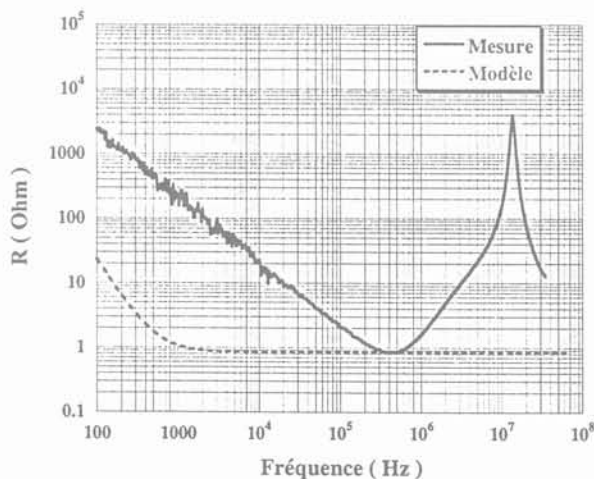


Fig. 5.16 : Comparaison entre mesure et modélisation de la résistance série obtenue avec l'essai en court-circuit

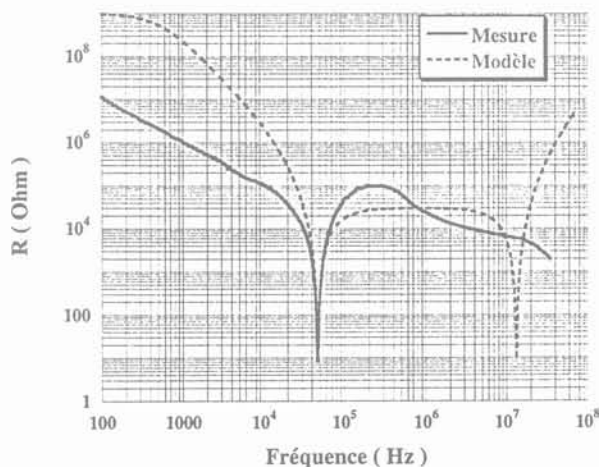


Fig. 5.17 : Comparaison entre mesure et modélisation de la résistance parallèle obtenue avec l'essai à vide

2.1.4.1 Explication du phénomène basses fréquences

D'après la courbe de la Fig. 5.12, l'impédance visible en basse fréquence est purement capacitive. C'est essentiellement celle de la capacité en série (capacité de résonance). La loi de variation de la résistance série en $1/\omega$, bien visible sur la Fig. 5.16, nous permet de dire que ce phénomène est dû aux pertes diélectriques de cette capacité. Un facteur de dissipation $\tan(\delta)$ indépendant de la fréquence, comme celui du Kapton utilisé pour la réalisation de la capacité, donne en effet une résistance série proportionnelle à $1/f$ comparable à celui de la Fig. 5.16.



Fig. 5. 18 : Modèle représentant les pertes du diélectrique d'un condensateur

$$\tan(\delta) = \frac{r}{\frac{1}{C\omega}} = r \cdot C \cdot \omega \quad \Rightarrow \quad r = \frac{\tan(\delta)}{C \cdot \omega}$$

Si $\tan(\delta)$ est indépendante de ω , r est proportionnel à $\frac{1}{\omega}$.

2.1.4.2 Calcul du facteur de dissipation

Pour une fréquence $f=10kHz$, nous avons relevé les valeurs de la résistance R_s et C_s correspondant à l'essai à vide :

$$R_s=20 \Omega ; C_s=1.03 \cdot 10^{-8} F$$

La formule utilisée pour le calcul du $\tan(\delta)$ est :

$$\tan(\delta) = r_s \cdot C_s \cdot \omega = 1.29 \cdot 10^{-2} \tag{5.13}$$

La valeur de $2 \cdot 10^{-2}$ du facteur de dissipation à 1MHz est donnée par la documentation du diélectrique (Kapton) utilisée pour la capacité [Dupont]. Cet accord d'ordre de grandeur rend plausible notre explication du comportement de la résistance R_s en basses fréquences (Fig. 5.16).

2.1.5 Introduction des pertes diélectriques

Nous cherchons maintenant à représenter précisément, par un circuit à constante localisée, les pertes dues au diélectrique. Nous allons chercher un circuit composé de composants passifs standards qui présente une impédance basse fréquence identique à celle dont nous avons présenté l'allure par la Fig. 5.16 au moins entre 1kHz et 1MHz. Nous avons été amenés à introduire une résistance et trois cellules R_s-C_s en parallèle avec la capacité de résonance, dont une partie de la valeur est assurée par les valeurs des capacités des cellules R_s-C_s (Fig. 5.18). L'idée directrice de

ce choix est que, pour des fréquences de coupures successives réparties régulièrement sur une échelle logarithmique, le diagramme asymptotique associé au module de l'impédance présente, dans un domaine de fréquence de largeur arbitraire (dans notre cas entre 1kHz et 1MHz), une pente égale à $1/\omega$.

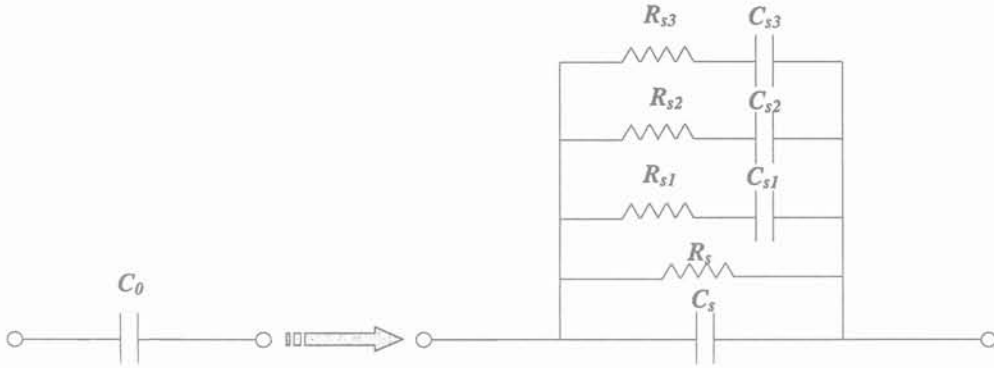


Fig. 5.19 : Modèle représentant les pertes du diélectrique par des cellules R_s - C_s

2.1.5.1 Ecart maximum fixé

Nous avons décidé de tolérer, dès le départ, un certain écart relatif sur le module et de fixer la gamme de fréquences dans laquelle cette précision serait respectée. Pour illustrer cet objectif, la Fig. 5.21 présente la variation, en fonction de la fréquence, du rapport des modules, fonction d'essai / fonction cible. Nous vérifions que, dans la gamme de fréquence fixée, la représentation choisie ne s'écarte pas plus de 5% de la variation en $1/f$ visée (Fig. 5.20 et Fig. 5.21).

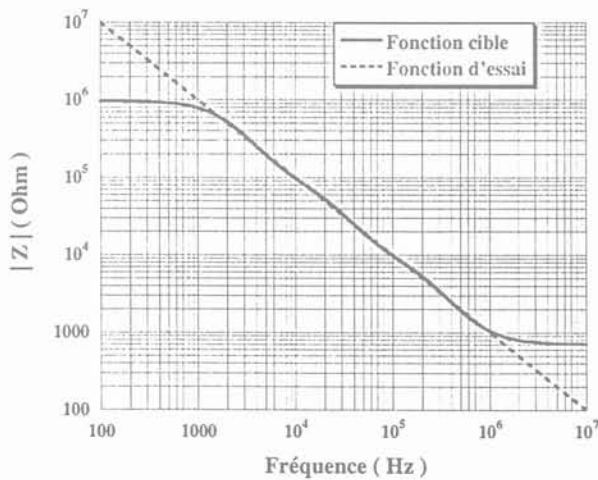


Fig. 5.20 : Comparaison entre modules des fonctions essai et fonction cible dans la gamme de fréquences spécifiée

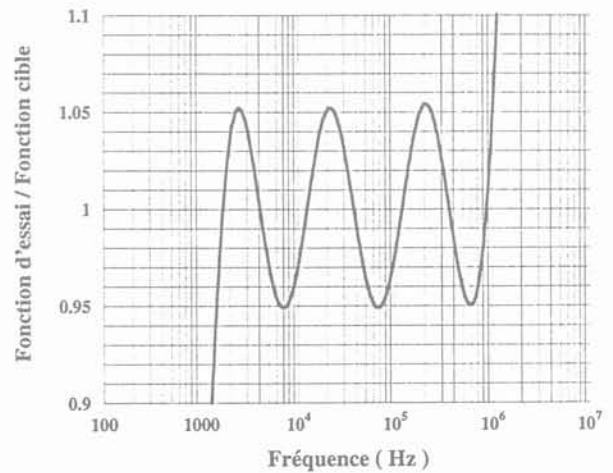


Fig. 5.21 : Module du quotient fonction essai sur fonction cible. Résultat obtenu à l'aide de 3 cellules R_s - C_s

2.1.6 Comparaison mesure-modèle “trois capacités” prenant en compte les pertes dues au diélectrique

Les valeurs des composants permettant de respecter l'écart fixé sont les suivantes. Nous les avons trouvées, par essais successifs, à l'aide du logiciel Mathcad [Mathcad-2000].

Composant	Valeurs			
Capacité (nF)	$C_s=9.787$	$C_{s1}=0.2173$	$C_{s2}=0.2136$	$C_{s3}=0.2617$
Résistance (MΩ)	$R_{s0}=1.033$	$R_{s1}=0.106$	$R_{s2}=0.01103$	$R_{s3}=0.832601$

Tableau 5.1 : Récapitulatif des valeurs des cellules Rs-Cs

Remarque

Il faut noter ici que la valeur de la résistance série R_1 du primaire a été corrigée : elle était de 775mΩ et on lui a attribué la valeur de 525mΩ. La variation de r_s en $1/f$ montre, qu'à la fréquence de résonance, la capacité apporte une résistance série égale à 250 mΩ. Il faut donc ramener R_1 à $R_1' = 775 - 250 = 525m\Omega$

Une vérification de tous les essais qui nous ont servis précédemment à la détermination des éléments du modèle a été faite. Nous avons vérifié que le modèle donne des réponses fréquentielles quasiment inchangées par rapport à celles présentées dans les Fig. 5.11 à la Fig. 5.15. Nous nous contentons ici de présenter les courbes des résistances (Fig. 5.22 et Fig. 5.23) pour lesquelles notre modèle a été modifié.

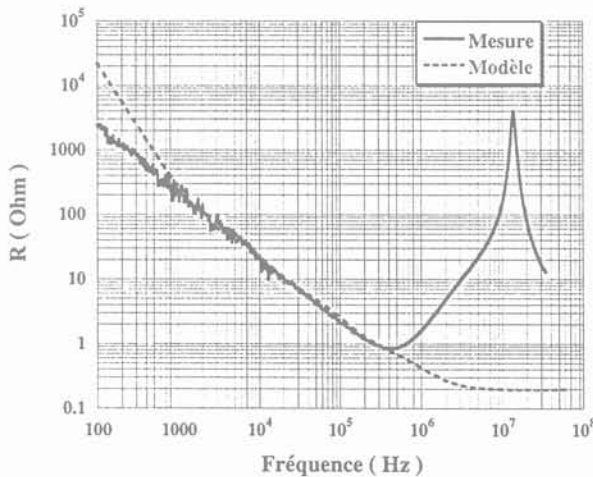


Fig. 5.22 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation avec une résistance série des pertes)

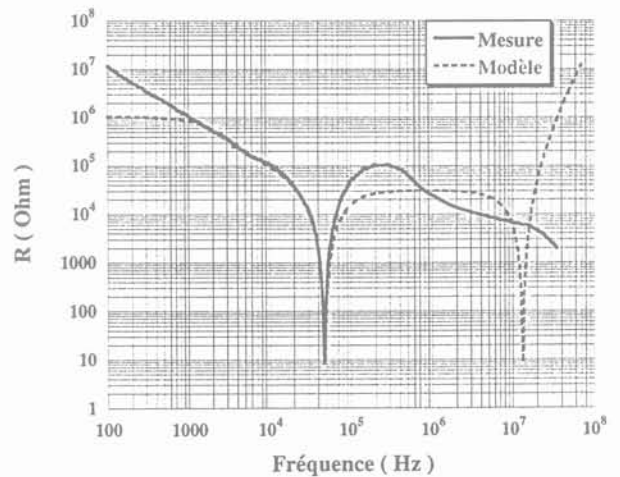


Fig. 5.23 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation avec une résistance parallèle des pertes)

2.1.7 Bilan de la méthode

L'objectif fixé au début de ce paragraphe est atteint : la représentation des pertes dues au diélectrique (Fig. 5.22) est nettement meilleure dans toute la gamme des fréquences de fonctionnement du convertisseur (entre 80kHz et 160kHz), voire même au une décade au-delà. L'imperfection de ce modèle entre 0.1kHz et 1kHz n'affecte pas l'évaluation des pertes puisque le fondamental du signal se situe à une fréquence plus élevée. Toutefois, nous constatons sur la Fig. 5.22 qu'au-dessus de 1MHz, les pertes présentent un pic probablement dû à une résonance parallèle.

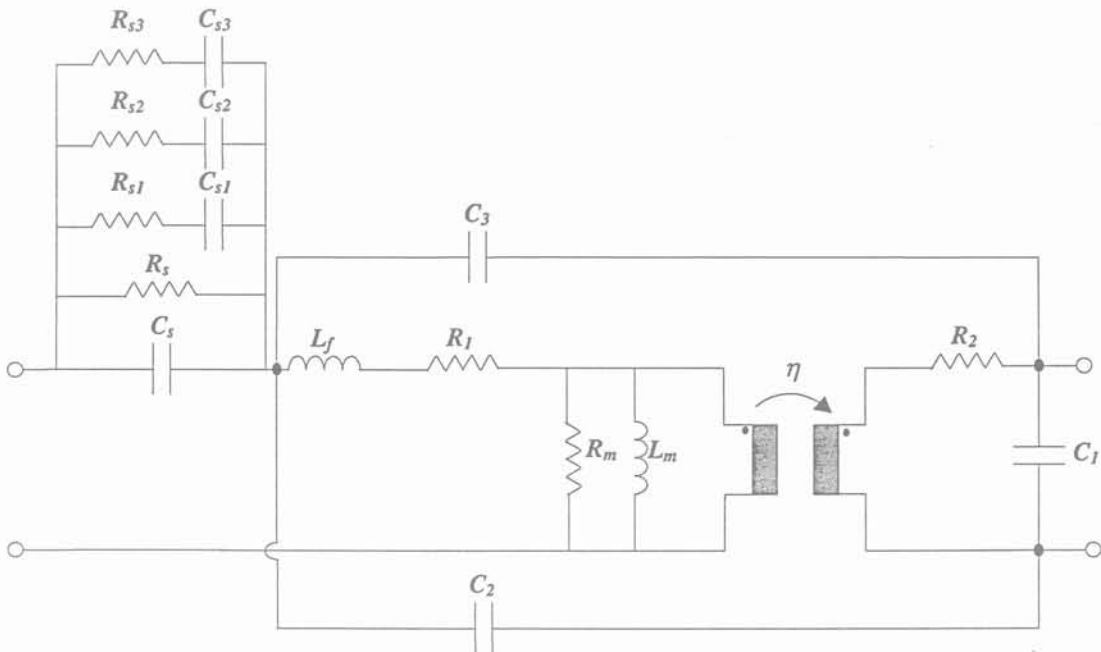


Fig. 5.24 : Schéma équivalent, à "trois capacités", modélisant les pertes dues au diélectrique de la structure LCT

La représentation des capacités parasites (modèle à trois capacités Fig. 5.24) ne permet pas de faire apparaître ce pic car elle ne rend pas compte des résonances liées à l'inductance de fuite. D'où la nécessité d'affiner cette représentation en passant au modèle à six capacités.

2.2 Modèle à "six capacités"

Le modèle que nous allons développer au cours de cette partie permettra d'obtenir des résultats plus précis aux fréquences plus élevées où les capacités parasites résonnent avec l'inductance de fuite. L'implantation choisie pour les capacités est présentée par la Fig. 5.25 [Sch-98a].

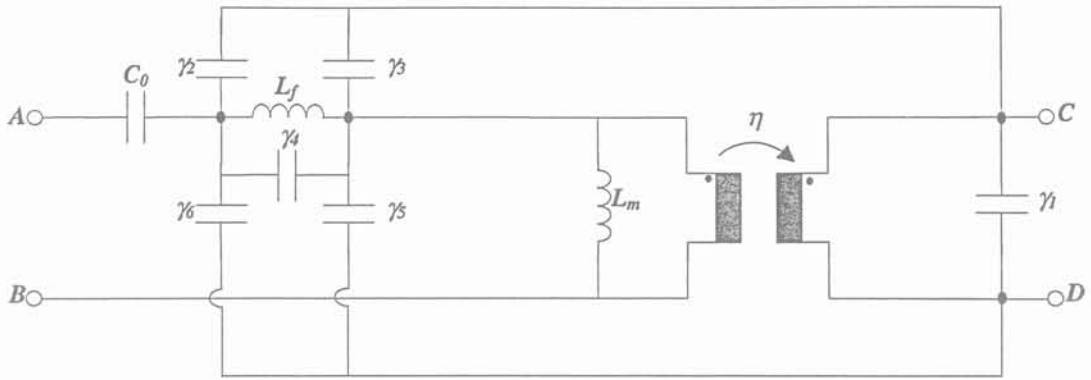


Fig. 5.25 : Schéma équivalent complet de la structure LCT sans pertes

Les capacités supplémentaires n'interviennent que si l'impédance de l'inductance de fuite n'est pas négligeable, ce qui est le cas des impédances relevées en court-circuitant le secondaire (Fig. 5.25). En basse fréquence, lorsque l'impédance de l'inductance de fuite est faible, les capacités γ_5 et γ_6 apparaissent en parallèle, de même que γ_2 et γ_3 . Ainsi, cette topologie permet de réutiliser les valeurs trouvées lors de la caractérisation simplifiée au moyen des relations (5.14).

$$\gamma_1 = C_1, \quad \gamma_5 + \gamma_6 = C_2, \quad \gamma_2 + \gamma_3 = C_3 \quad (5.14)$$

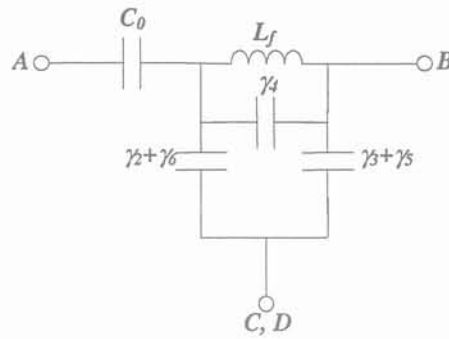


Fig. 5.26 : Schéma équivalent lorsque le secondaire est court-circuité

Pour la détermination des capacités γ_2 , γ_3 , γ_4 , γ_5 et γ_6 , il faut trois nouvelles mesures impliquant l'inductance de fuite et l'inductance magnétisante. Afin d'obtenir des équations simples nous avons choisi les trois mesures suivantes :

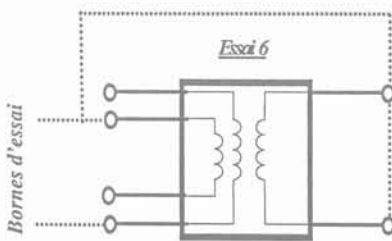


Fig. 5.27.a : Schéma de l'essai effectué

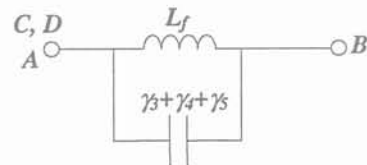


Fig. 5.27.b : Schéma équivalent de la mesure

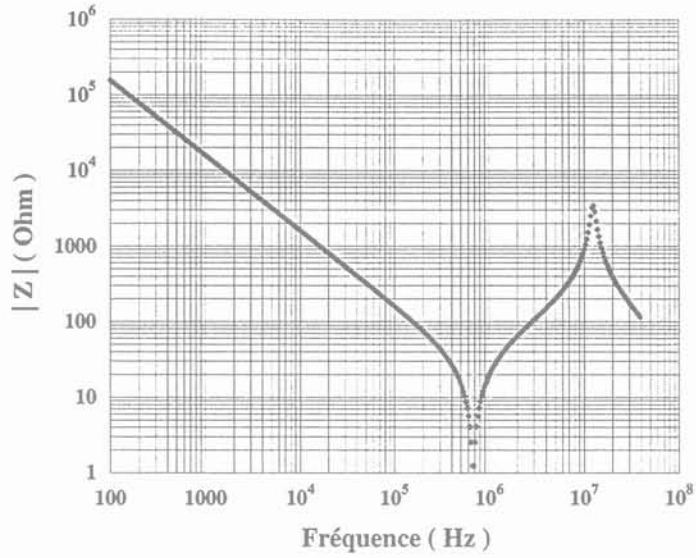


Fig. 5.27.c : Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 6

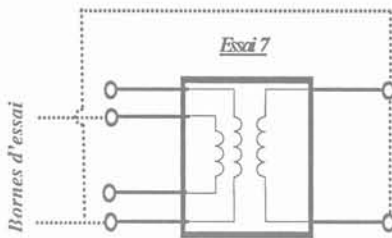


Fig. 5.28.a : Schéma de l'essai effectué

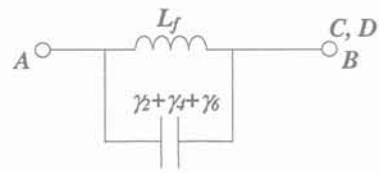


Fig. 5.28.b : Schéma équivalent de la mesure

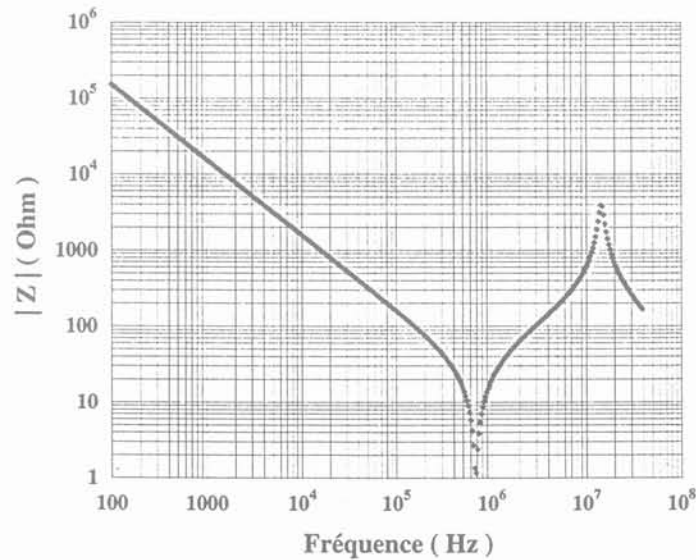


Fig. 5.28.c : Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 7

Notons que la capacité de résonance C_0 ne figure pas sur les schémas des Fig. 5.27.b et

Fig. 5.28.b puisque aux fréquences où les capacités parasites γ_i interviennent, la capacité C_0 est considérée comme un court-circuit. Les mesures associées (Fig. 5.27.c et Fig. 5.28.c) illustrent clairement que C_0 se manifeste jusqu'à une fréquence $f=200\text{kHz}$; aux fréquences auxquelles nous nous intéressons (notamment à la deuxième fréquence de résonance dans notre cas), cette capacité a une impédance 3 décades plus petite que l'impédance d'entrée et, ceci pour les deux essais.

Le dernier essai avec le schéma équivalent correspondant sont les suivants :

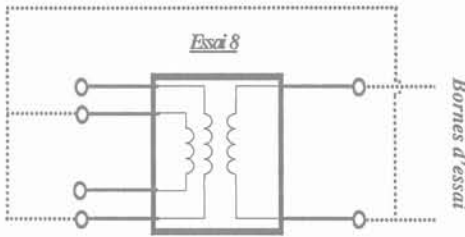


Fig. 5.29.a : Schéma de l'essai effectué

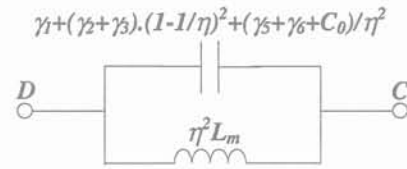


Fig. 5.29.b : Schéma équivalent à la mesure

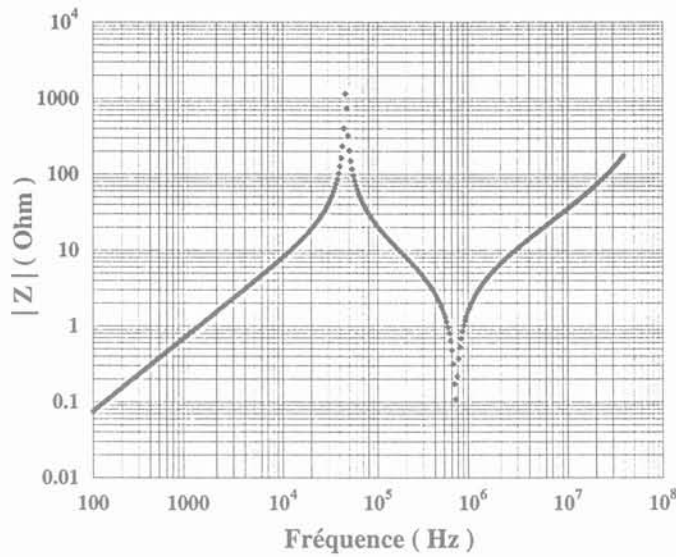


Fig. 5.29.c : Mesure de l'impédance d'entrée correspondant à l'essai 8

Le système d'équations obtenu est résumé ci-dessous :

$$\begin{cases}
 \gamma_1 = C_1 \\
 \gamma_5 + \gamma_6 = C_2 \\
 \gamma_2 + \gamma_3 = C_3 \\
 \gamma_3 + \gamma_4 + \gamma_5 = C_{eq6} \\
 \gamma_2 + \gamma_4 + \gamma_6 = C_{eq7} \\
 \gamma_1 + (\gamma_2 + \gamma_3) \cdot \left(1 - \frac{1}{\eta}\right)^2 + \frac{(\gamma_5 + \gamma_6 + C_0)}{\eta^2} = C_{eq8}
 \end{cases} \quad (5.15)$$

Il est donc important de déterminer les capacités C_{eq6} , C_{eq7} et C_{eq8} avant de résoudre le système ci-dessus :

$$\begin{cases} C_{eq6} = \frac{1}{L_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rp-6})^2} = 29.6 pF \\ C_{eq7} = \frac{1}{L_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rp-7})^2} = 21.5 pF \\ C_{eq8} = \frac{1}{(\eta^2 \cdot L_m) \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rp-8})^2} = 116.3 nF \end{cases} \quad (5.16)$$

Ci-dessous le récapitulatif des valeurs des capacités :

Capacité	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6
Valeur (pF)	422	-150	105	15	-91	156

Tableau 5.2 : Récapitulatif des valeurs des six capacités

2.2.1 Comparaison mesure-modèle à six capacités

Nous comparons ici les résultats obtenus par mesures et ceux résultant du modèle à six capacités. Nous remarquons que le passage à six capacités (Fig. 5.30) a amélioré la précision de la deuxième fréquence de résonance et, surtout, la Fig. 5.35 montre que cette nouvelle disposition des capacités permet de rendre compte des pertes provoquées par la résonance située vers 15MHz, ce qui conforte notre idée initiale.

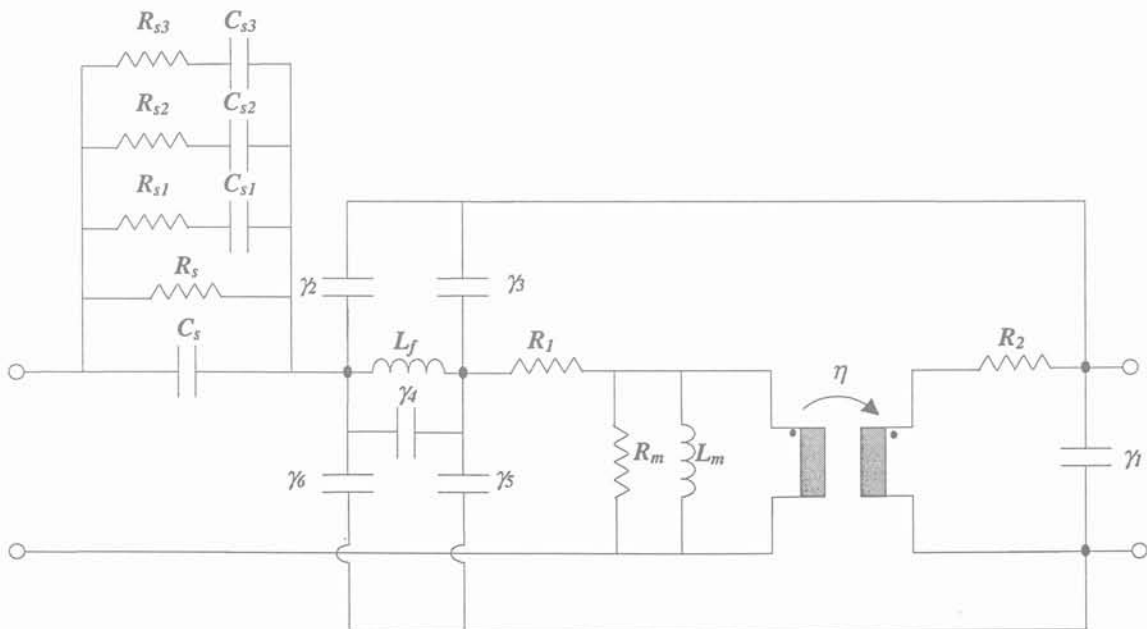


Fig. 5.30 : Schéma équivalent, à "six capacités", modélisant les pertes dues au diélectrique de la structure LCT

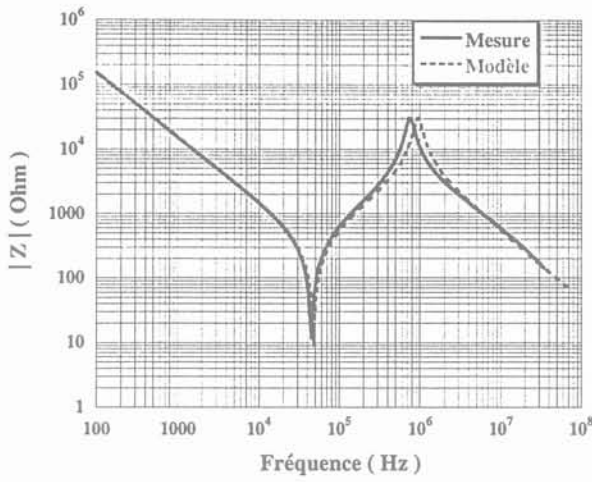


Fig. 5.31 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 1)

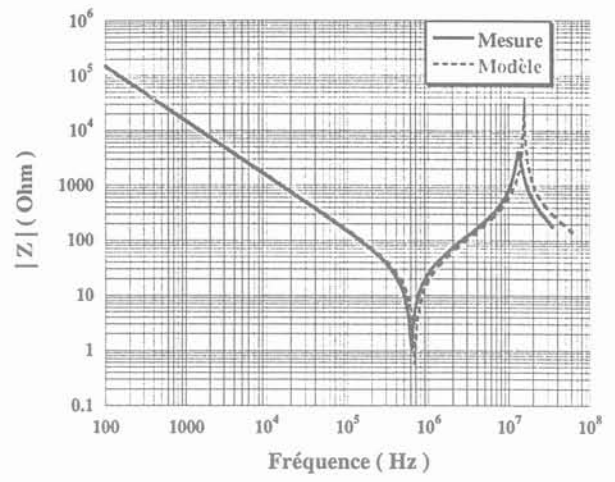


Fig. 5.32 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 2)

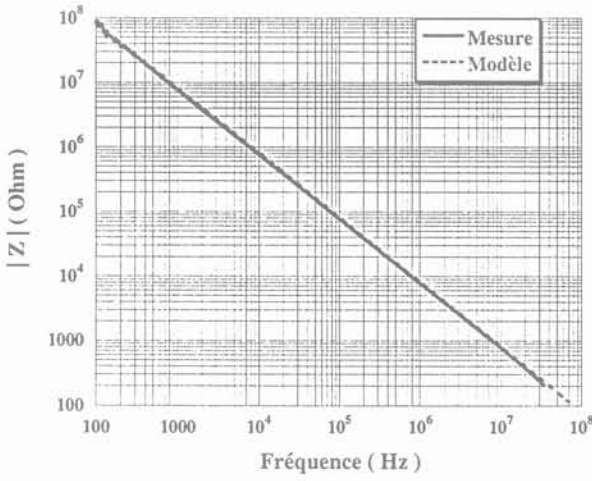


Fig. 5.33 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 3)

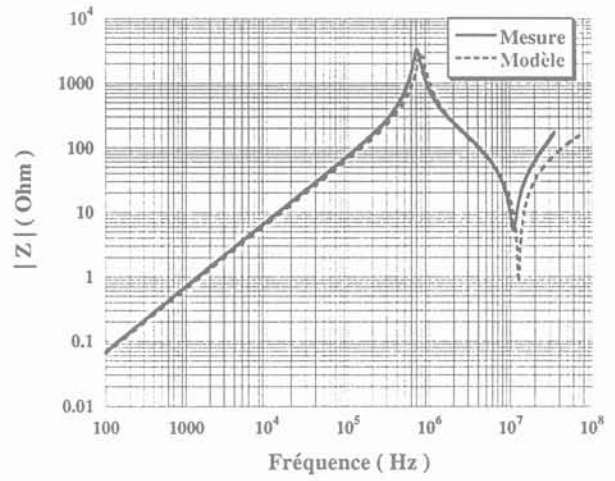


Fig. 5.34 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 4)

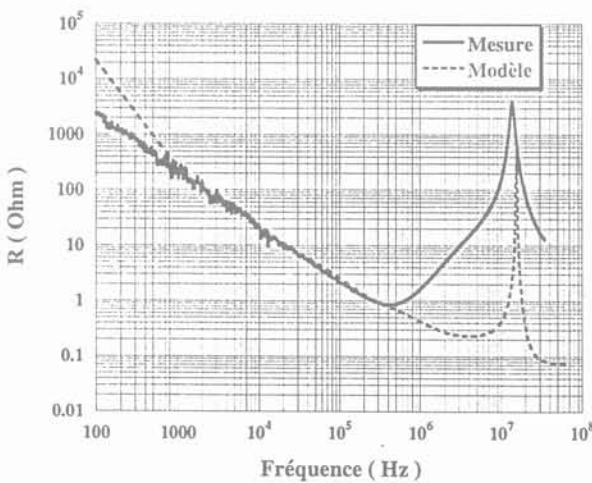


Fig. 5.35 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en série des pertes)

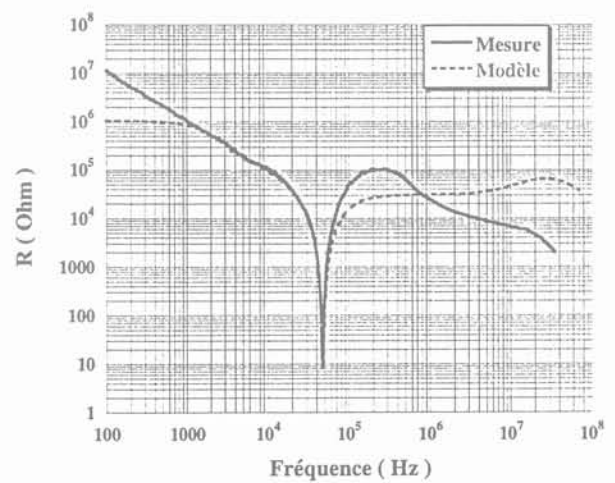


Fig. 5.36 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en parallèle des pertes)

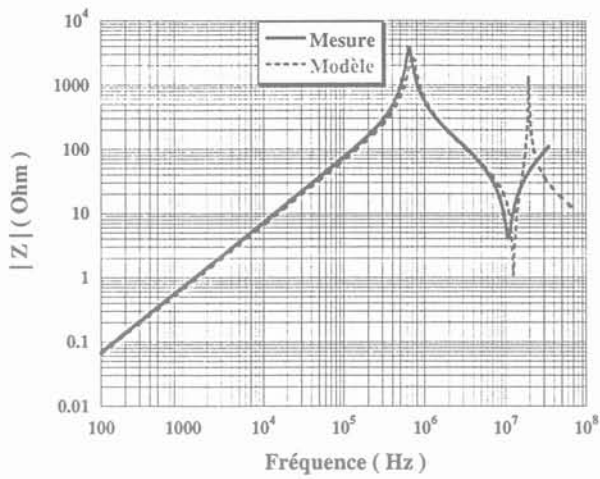


Fig. 5.37 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 5)

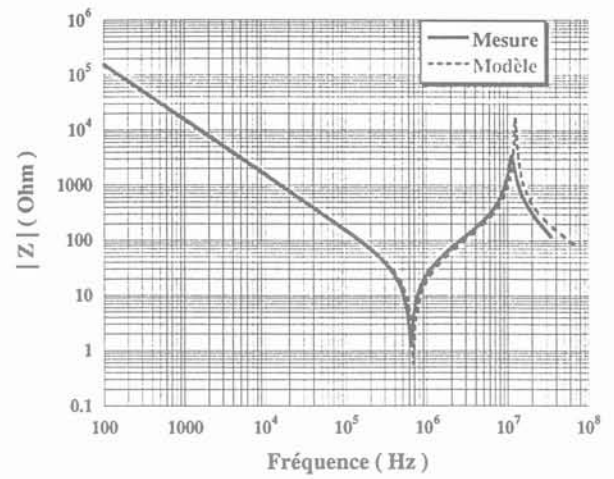


Fig. 5.38 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 6)

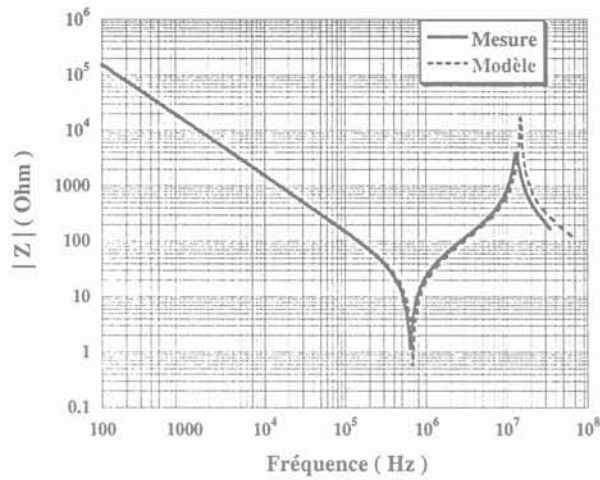


Fig. 5.39 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 7)

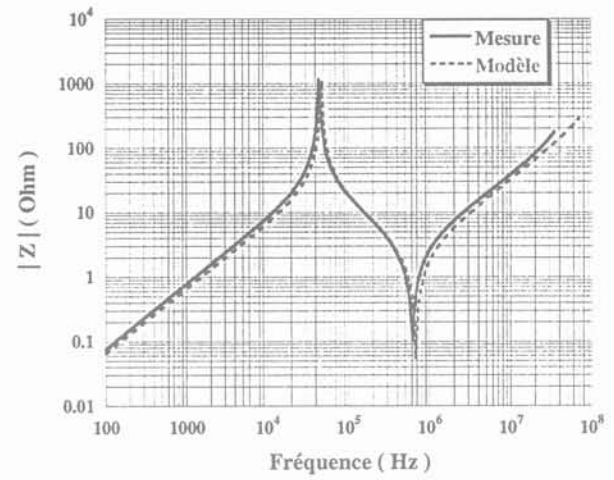


Fig. 5.40 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 8)

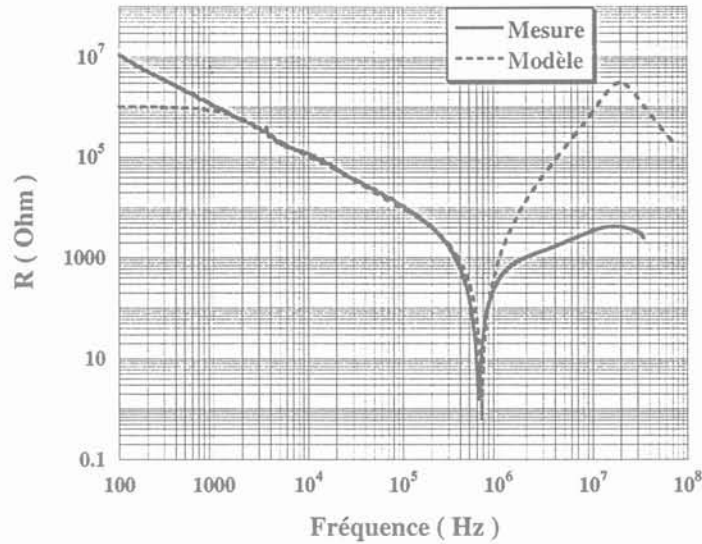


Fig. 5.41 : Comparaison entre mesure et modélisation
(Représentation des pertes en parallèle avec secondaire en court-circuit)

2.2.2 Amélioration de la représentation des pertes dues aux courants induits

En dépit de l'amélioration apportée par le passage de trois à six capacités il apparaît une zone (Fig. 5.35 et Fig. 5.41) située entre 800kHz et 10MHz où des pertes, probablement dues à des courants induits dans les conducteurs doivent être prises en compte. Nous supposons qu'il s'agit de courant induits dans les conducteurs car, dans cette zone de fréquence, la résistance série croît comme ω^2 (2 décades de résistance pour 1 décade de fréquence). Nous allons maintenant chercher un circuit composé de composants passifs standards, qui présente une impédance haute fréquence identique à celle de la Fig. 5.35. Il y a plusieurs années que notre équipe a proposé de rendre compte grossièrement de cette variation en fractionnant l'inductance de fuite et en shuntant une partie par une résistance (Fig. 5.42) [Lav-91b].

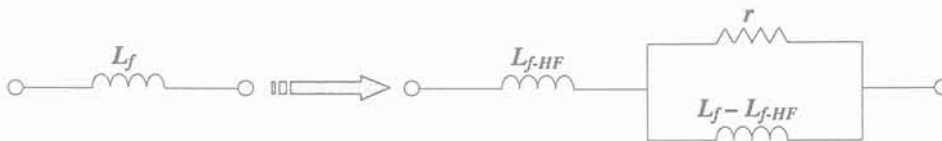


Fig. 5.42 : Représentation des pertes par courants induits par une cellule L_p-R_p

Dans notre cas, nous avons été amenés à introduire une cellule $L-R$ pour rendre compte de l'observation expérimentale.

2.2.2.1 Dédution des paramètres

Un ajustage rapide de L_{f-HF} et de r a été réalisé, sur PSpice [Pspice-98] en observant la courbe de la Fig. 5.47. Les valeurs retenues figurent dans le tableau 5.3.

Composants	L_{f-HF}	r	$L_f - L_{f-HF}$
Valeur	$4.25\mu F$	60Ω	$1.2\mu F$

Tableau 5.3 : Récapitulatif des valeurs des éléments du circuit de la Fig. 5.42

2.2.2.2 Comparaison mesure-modèle à six capacités prenant en compte les pertes par courants induits

Pour les valeurs des éléments du circuit de la Fig. 5.42, nous avons refait des simulations afin de comparer les essais qui nous ont servi pour le calcul des éléments en général et également pour voir l'apport de la cellule L_p-R_p au niveau des pertes par courants induits :

La fréquence de coupure du circuit [$r ; L_f-L_{f-HF}$] est aux alentours de 8MHz, ce qui permet une augmentation des pertes en f^2 dans la zone qui précède. Puisque le circuit équivalent retenu change de comportement à 8MHz, nous pouvons dire que l'épaisseur de peau dans le cuivre à cette fréquence (20 μ m) est de l'ordre de grandeurs des dimensions transversales des conducteurs concernés.

En toute rigueur, puisque L_f est modifiée en HF, il faut retoucher les valeurs des capacités pour que les résonances soit bien placées. Nous avons refait ce travail pour les courbes qui suivent.

Les pertes supplémentaires prises en compte ici ont une incidence non nulle à la fréquence de résonance série où nous avons évalué R_1 à $f=666$ kHz. Puisque la variation est en ω^2 et qu'elle est de 10 Ω à 3MHz, la contribution de ces pertes est d'environ 0.5 Ω à 666kHz. R_1 doit donc être réduite d'autant :

$$R_1^* = R_1 - 0.493 = 0.525 - 0.490 = 0.035\Omega$$

Finalement, sur les 775m Ω attribués initialement à la résistance du primaire, environ 250 m Ω sont dus à la capacité et 490m Ω aux pertes par courants induits dans les conducteurs. Il ne reste plus que 35m Ω à conserver pour la résistance en continu du primaire (R_1).

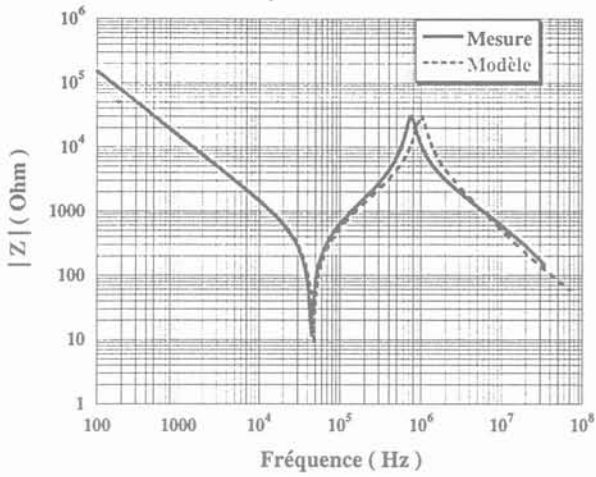


Fig. 5.43 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 1)

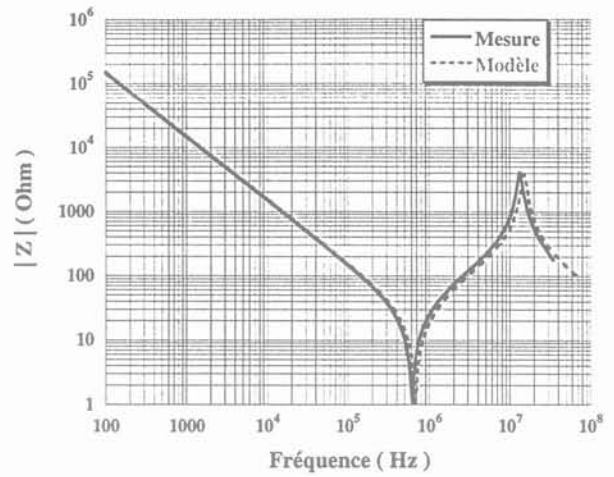


Fig. 5.44 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 2)

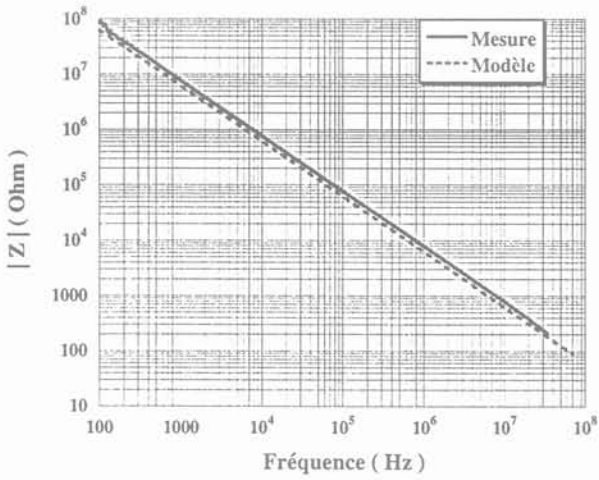


Fig. 5.45 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 3)

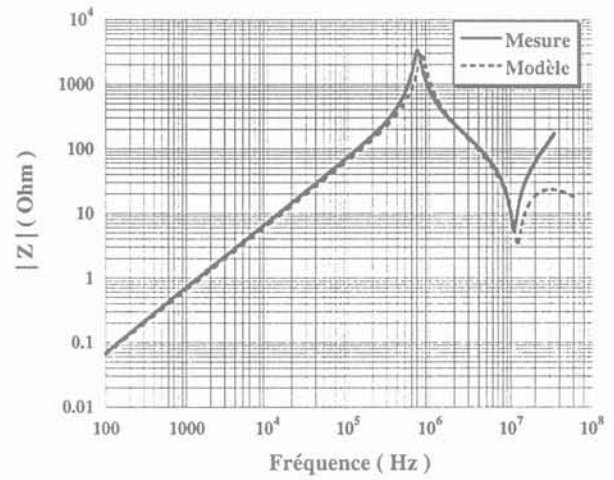


Fig. 5.46 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 4)

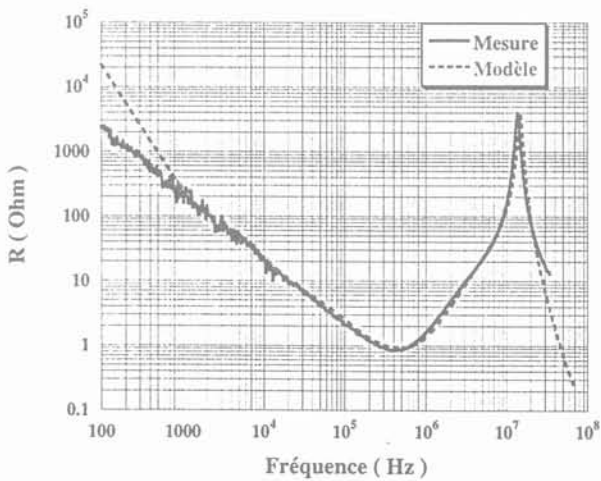


Fig. 5.47 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en série des pertes)

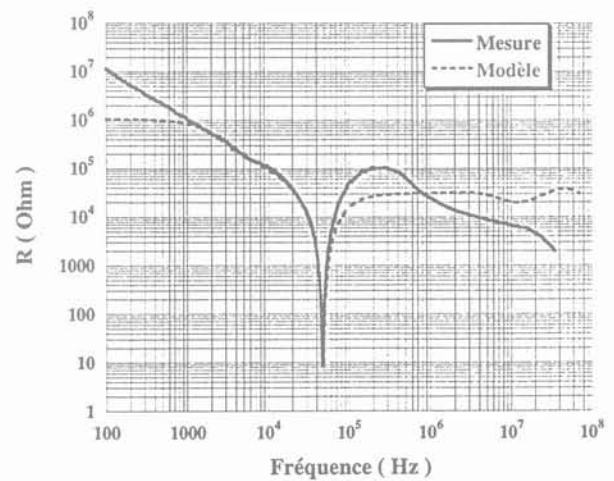


Fig. 5.48 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en parallèle des pertes)

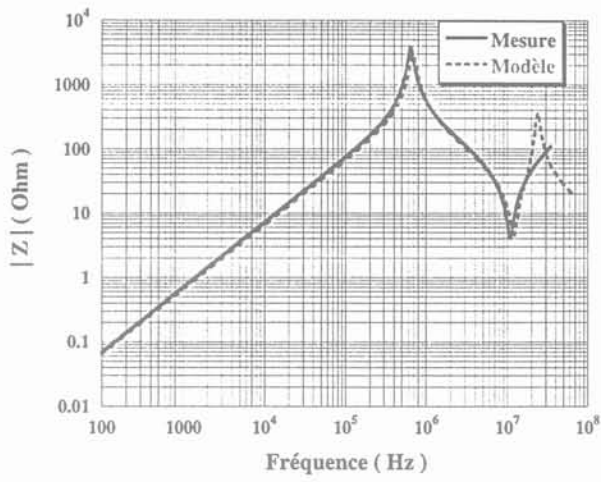


Fig. 5.49 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 5)

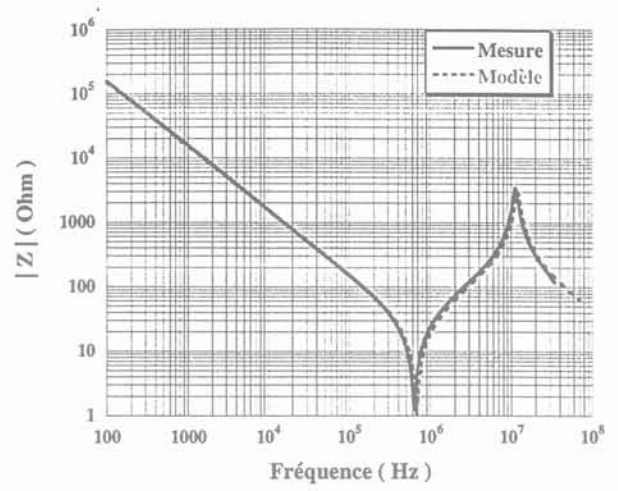


Fig. 5.50 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 6)

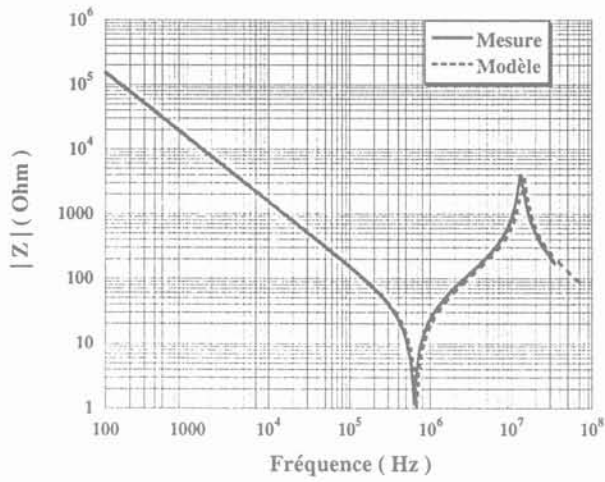


Fig. 5.51 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 7)

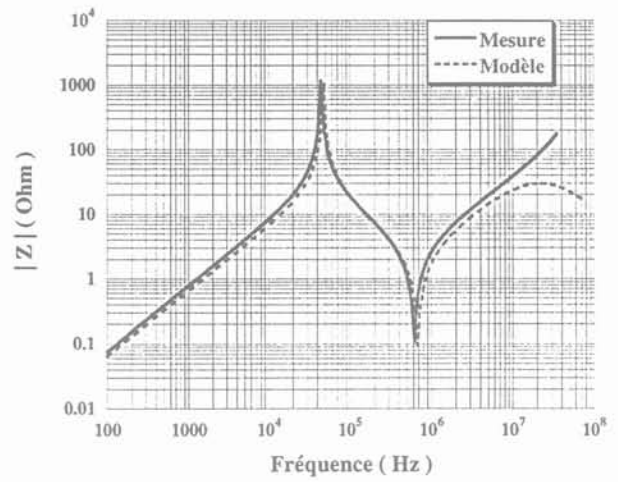


Fig. 5.52 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 8)

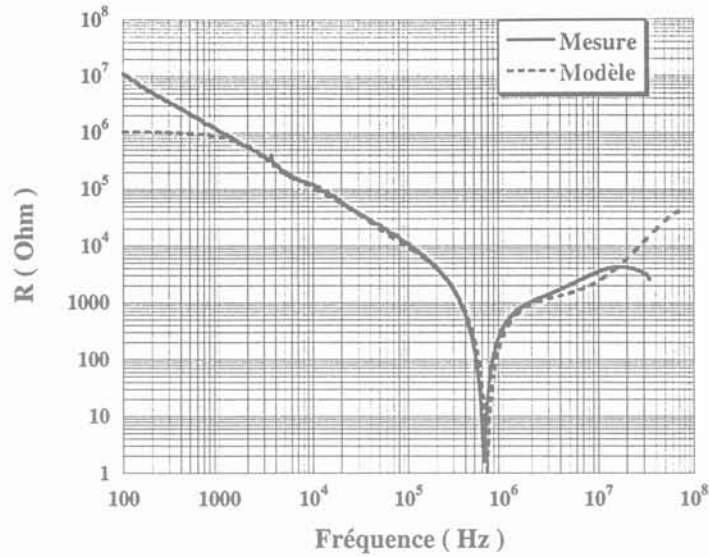


Fig. 5.53 : Comparaison entre mesure et modélisation
(Représentation des pertes en parallèle avec secondaire en court-circuit)

Comme espéré, ce modèle permet de mieux représenter les pertes par courants induits (Fig. 5.47 et Fig. 5.53) et il réajuste les amplitudes de quelques impédances à la deuxième fréquence de résonance (Fig. 5.44, Fig. 5.46 et de Fig. 5.49 à Fig. 5.52). La figure suivante présente le schéma actuel de la structure LCT :

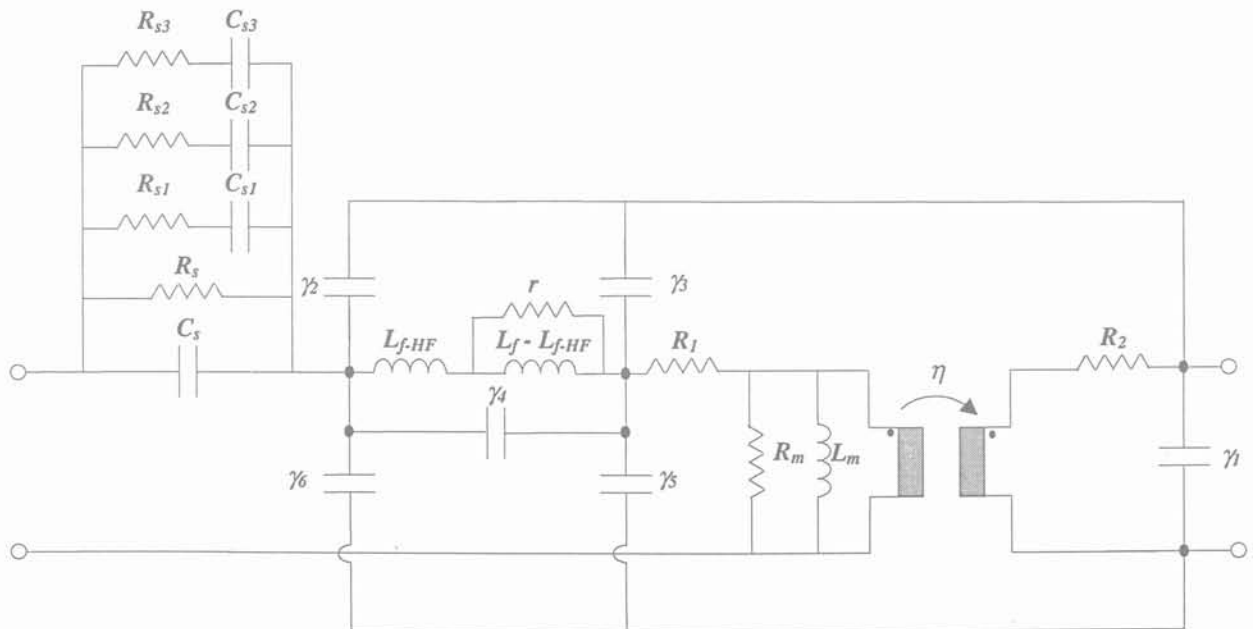


Fig. 5.54 : Schéma équivalent, à "six capacités", modélisant les pertes dues au diélectrique et par courants induits de la structure LCT

2.2.3 Amélioration de la représentation des pertes fer

Fréquemment, les pertes fer sont représentées par une résistance constante placée en parallèle sur l'inductance magnétisante. Cette représentation usuelle consiste à supposer que, pour une tension d'alimentation donnée, les pertes fer demeurent indépendantes de la fréquence. Cependant, la mesure de la résistance parallèle à vide montre que cette grandeur varie, au-delà de 300kHz comme $\omega^{1/2}$ (Fig. 5.48). Ces pertes sont dues à la constante diélectrique du ferrite [Sch-00] que l'on peut prendre en compte par une représentation R_{fe} - C_f en parallèle avec la résistance des pertes fer.

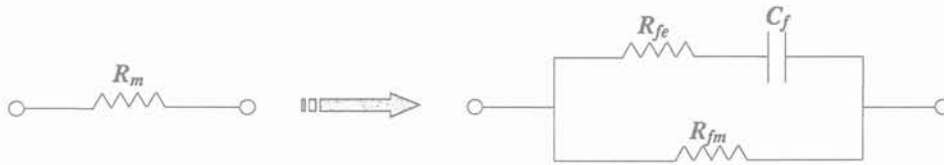


Fig. 5.55 : Représentation des pertes par courants induits par une cellule R_{fe} - C_f

2.2.4 Dédution des paramètres

L'inductance L_m été calculée précédemment. Les valeurs des paramètres R_{fe} , R_{fm} et C_f ont été estimées en se basant sur la courbe expérimentale. Nous identifions la valeur de C_f à partir de la fréquence de résonance. Ensuite, nous réajustons les valeurs de R_{fe} , R_{fm} de façon à ce que le modèle soit proche de la courbe mesurée.

2.2.5 Comparaison mesure-modèle complet

Le tableau ci-dessous résume les valeurs de la cellule modélisant la variation des pertes fer avec la fréquence.

Composant	R_{fm}	R_{fe}	C_f
Valeur	100 $k\Omega$	10 $k\Omega$	10 pF

Tableau 5.4 : Récapitulatif des valeurs des éléments de la Fig. 5.55

Pour conclure, nous comparons une dernière fois toutes les courbes issues des mesures et de la modélisation. Ce modèle affine l'évaluation des pertes dans la ferrite grâce à la cellule R_{fe} - C_f qui intervient vers 100kHz. La limite de validité du modèle passe ainsi de 60kHz à 3MHz (Fig. 5.48 et Fig. 5.61).

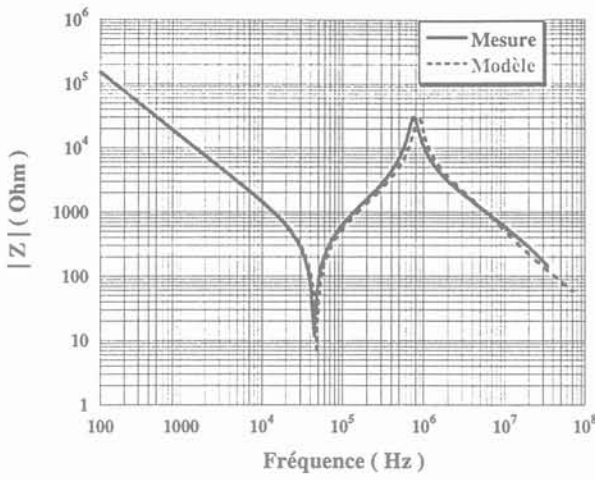


Fig. 5.56 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 1)

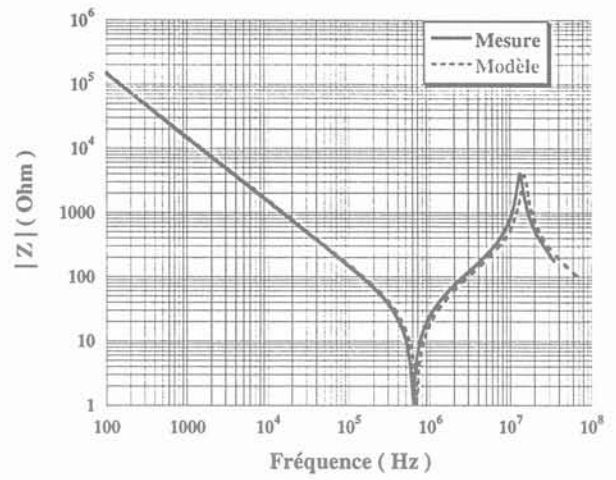


Fig. 5.57 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 2)

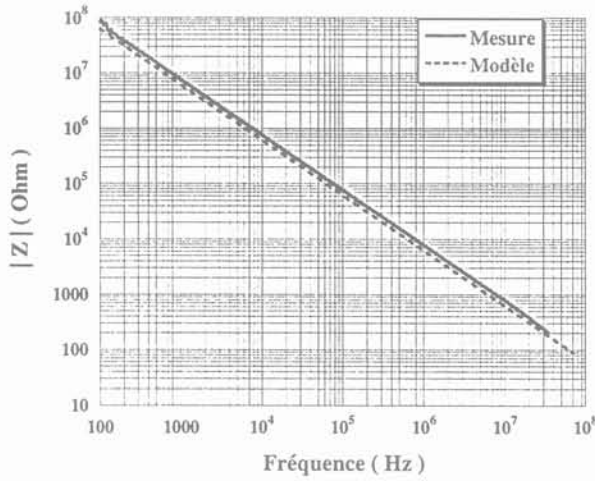


Fig. 5.58 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 3)

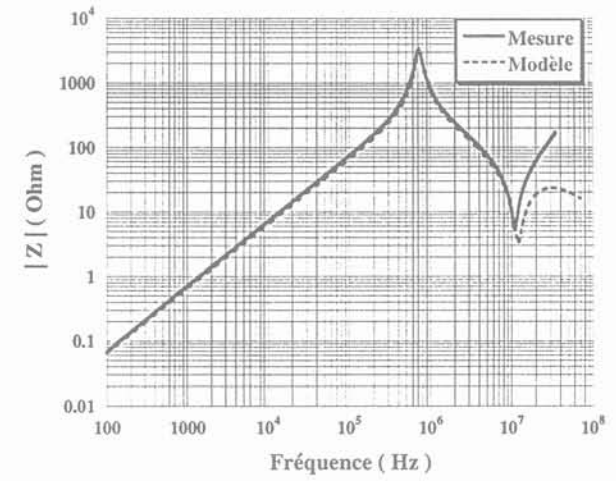


Fig. 5.59 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 4)

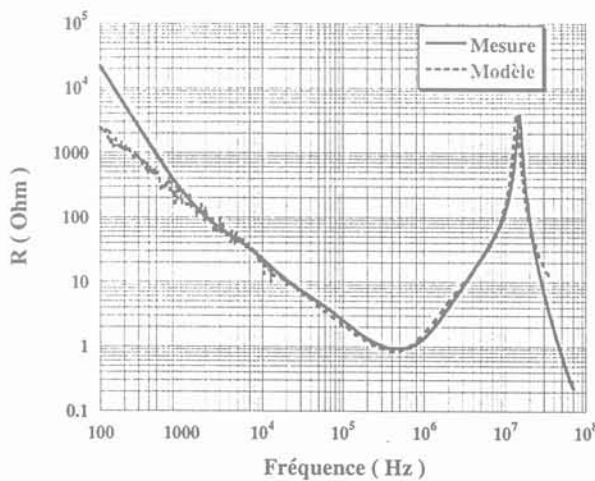


Fig. 5.60 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en série des pertes)

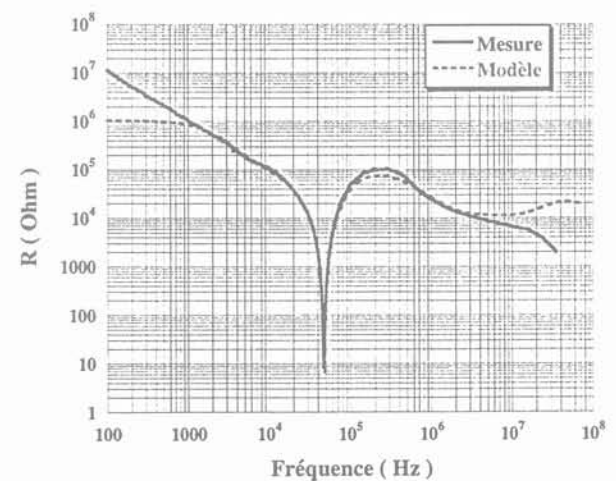


Fig. 5.61 : Comparaison entre mesure et modèle (Représentation en parallèle des pertes)

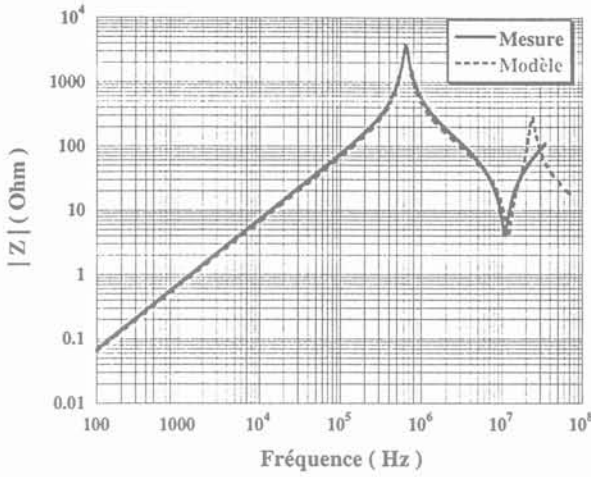


Fig. 5.62 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 5)

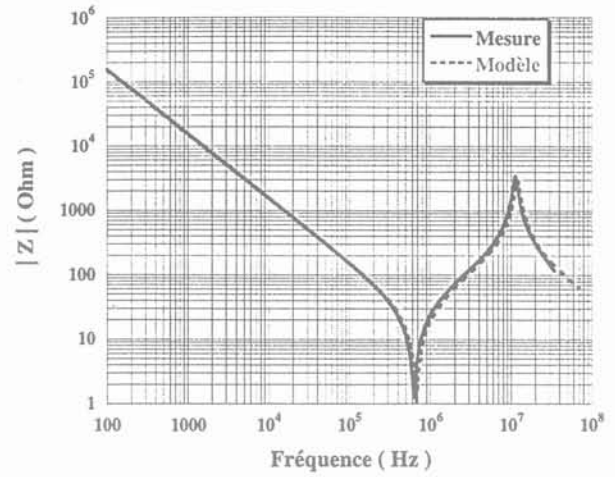


Fig. 5.63 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 6)

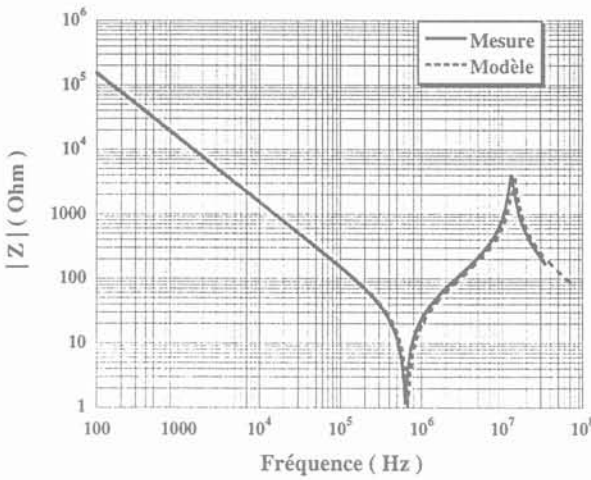


Fig. 5.64 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 7)

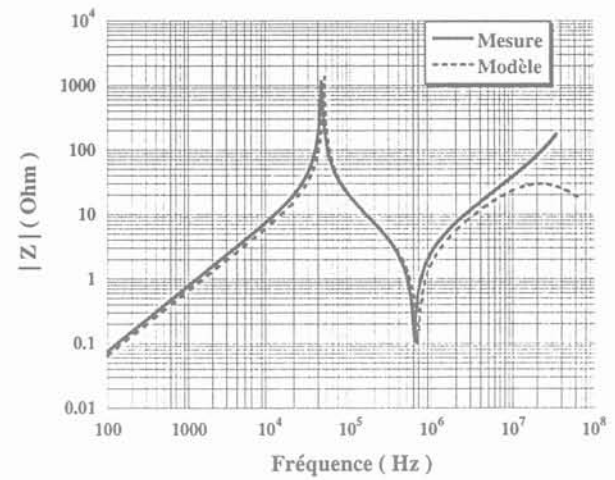


Fig. 5.65 : Comparaison entre mesure et modèle (Essai 8)

2.2.6 Bilan de la méthode

La comparaison des impédances mesurées avec celles obtenues par simulation du schéma de la Fig. 5.66 montre une très bonne concordance jusqu'à 10MHz. Nous pouvons également noter l'amélioration de la représentation des pertes fer apportée par la cellule $R_{fe}-C_f$ placée en parallèle sur la résistance de pertes fer. Cet ajout a été suggéré par la décroissance, approximativement en $\omega^{-\frac{1}{2}}$ de la résistance parallèle. Ce type de variation est dû au caractère fortement diélectrique des ferrites MnZn.

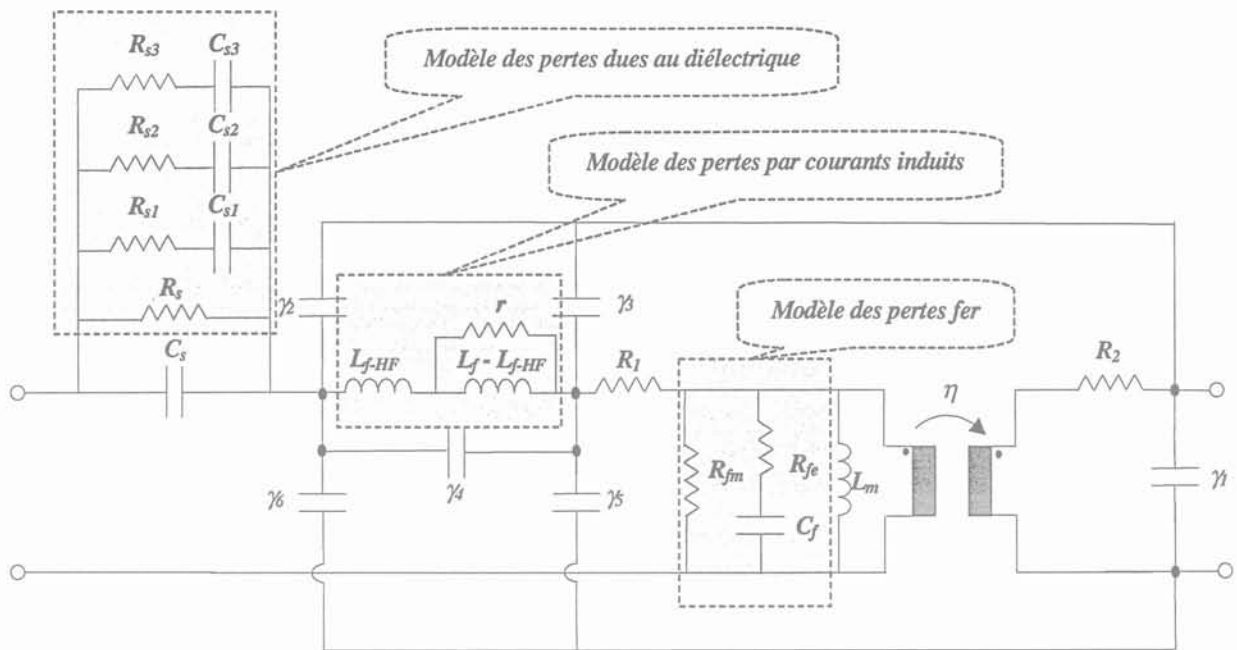


Fig. 5.66 : Schéma équivalent complet de la structure LCT

Toutes les valeurs numériques des différents composants sont résumées dans les tableaux ci-dessous :

Unité	(μH)		(mH)
	L_f	L_{f-HF}	L_m
Valeur	5.45	4.25	1.08

Tableau 5.5 : Récapitulatif des valeurs d'inductances du schéma équivalent de la Fig. 5.66

Unité	(nF)	(pF)									
	C_s	C_f	C_{s1}	C_{s2}	C_{s3}	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6
Valeur	9.79	10	217.3	213.6	261.7	422.0	-192.3	134.6	19.23	-116.7	200

Tableau 5.6 : Récapitulatif des valeurs de capacités du schéma équivalent de la Fig. 5.66

Unité	$(m\Omega)$	(Ω)	$(k\Omega)$						(Ω)
	R_1	R_2	r	R_{fm}	R_{fe}	R_s	R_{s1}	R_{s2}	R_{s3}
Valeur	35	7.02	60	100	10	1033	106	11.03	832.6

Tableau 5.7 : Récapitulatif des valeurs de résistances du schéma équivalent de la Fig. 5.66

2.3 Comparaison entre modèle complet et modèle simplifié

Le modèle complet est, bien entendu, plus précis que le modèle simplifié et sa limite de validité se situe plus haut en fréquence. Il permet d'envisager des simulations fidèles du comportement et une estimation réaliste des pertes de la structure LCT depuis 1kHz jusqu'à 25MHz. Grâce à cette élaboration progressive, il est possible d'adapter la précision du modèle aux besoins. Pour évaluer correctement les pertes nous étions obligés de mener la caractérisation jusqu'au bout.

3 CONCLUSION

L'objectif assigné à cette partie était l'élaboration d'un modèle précis offrant une bonne représentation des pertes dans une gamme de fréquence allant de la fréquence minimale de fonctionnement de la structure LCT au dixième harmonique de sa fréquence maximum. En suivant une identification progressive nous avons pu, au cours de cette partie, tirer tout le bénéfice des travaux réalisés au laboratoire dans ce domaine.

Ainsi, nous avons exploité les meilleures représentations proposées à ce jour pour prendre en compte les capacités parasites, les pertes par courant induits dans les conducteurs et les pertes fer des circuits magnétiques en ferrite.

Dans la première partie, les pertes dues au diélectrique ont été observées et modélisées et ceci pour la première fois. Le comportement basses fréquences de l'impédance en court-circuit a montré une loi de variation selon $1/\omega$. Ce phénomène, observé sur une large gamme de fréquences, a été justifié par des pertes dues au diélectrique dont le facteur de dissipation a été calculé ; il est comparable à celui donné par la documentation du diélectrique utilisé. Notre étude a montré que, moyennant l'acceptation d'un écart relatif borné et d'une limitation zone fréquentielle de validité, une représentation avec des cellules R-C est possible. A titre d'illustration, nous avons montré qu'avec 3 cellules R_s-C_s , on peut représenter les pertes à $\pm 5\%$ près sur trois décades de fréquence.

La compréhension progressive de tous ces phénomènes nous a conduit vers un schéma de plus en plus complet et complexe. Ce schéma, introduit dans un logiciel de simulation électronique, mènera probablement à des prévisions d'une précision acceptable, ce que, c'est notre regret, nous n'avons pas eu le temps de vérifier.

CONCLUSION
GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de cette thèse était l'étude et la réalisation de composants passifs intégrés, en vue d'une utilisation au sein d'une alimentation à découpage avec correction du facteur de puissance.

Les deux premiers chapitres constituent l'état de l'art d'une partie des travaux réalisés autour de l'intégration planar des composants passifs.

La première partie de ce mémoire est consacrée aux applications de la théorie des lignes de transmission en électronique de puissance. Tout au long de cette partie, seules les lignes sans pertes sont étudiées pour établir l'essentiel de leurs propriétés. Après comparaison des résultats issus de la théorie présentée et des calculs par constantes localisées, nous avons montré que ces derniers donnent des résultats corrects sur une gamme de fréquence suffisante par rapport aux fréquences de fonctionnement des montages d'électronique de puissance.

Dans la seconde partie, l'évolution des lignes de transmission vers des structures intégrées en multispères et multicouches a été présentée. Ces structures, de part leur configuration, permettent de réduire les pertes par conduction et elles facilitent le passage d'un composant série à un composant parallèle. Après cette analyse bibliographique, et vu que les conditions de la mise en œuvre des composants planars n'ont pas été encore réunies, nous avons choisi d'aborder l'intégration par la réalisation de composants sous forme bobinée. Au cours du dernier paragraphe, nous avons montré que le convertisseur à résonance série est la structure la plus appropriée pour atteindre notre objectif.

La troisième partie se rapporte à la structure à résonance série alimentée par un onduleur de tension. Le modèle au premier harmonique de cette structure a été utilisé pour discuter du fonctionnement du convertisseur en absorption sinusoïdale. Il ressort de cette étude que ce convertisseur ne peut pas prélever un courant sinusoïdal sur toute la période réseau. Toutefois, cette structure a été examinée en conduction discontinue pour une éventuelle utilisation à des puissances faibles. Les variantes en pont complet et en demi-pont ont fait l'objet d'une validation expérimentale.

Dans la quatrième partie, une démarche de conception de la structure *LCT* a été exposée. Les formules analytiques utilisées permettent de prédéterminer les principaux éléments du schéma équivalent (valeurs de l'inductance de fuite et de la capacité). Nous précisons que le principe de calcul de l'inductance n'est utilisé que dans le cas où le composant possède une forme

axisymétrique. Dans ces conditions, les résultats sont acceptables.

Nous avons montré, par la suite, que la modélisation par la méthode des éléments finis, utilisant la formulation axisymétrique couplée avec les équations de circuit électrique, est bien adaptée pour une caractérisation électromagnétique des composants bobinés. La comparaison des valeurs obtenues pour l'inductance et la capacité, par la modélisation, le calcul analytique et la caractérisation, a montré une bonne concordance des résultats.

Cependant, la modélisation aux fréquences des diverses résonances est encore imparfaite. Les travaux concernant la formulation actuelle doivent être poursuivis afin que les valeurs d'impédances correspondantes donnent directement la valeur des résistances modélisant les pertes.

Un effort important demeure nécessaire pour développer une formulation capable de simuler des composants de toutes formes (structures en E, assemblage de U et de D). Contrairement à l'actuelle formulation, elle devrait permettre l'exploitation des résultats de simulation en vue de l'extraction des pertes comme par exemple les pertes fer et les pertes dues à l'effet de proximité.

Les deux prototypes de convertisseur à résonance série réalisés (en composants *LCT* bobinés et discrets) ont confirmé le bon facteur de puissance que ces structures assurent. Vu que les commutations sont douces pour cette structure, on aurait pu s'attendre à ce que les rendements soient meilleurs mais l'emploi des éléments passifs nécessaires au fonctionnement a causé des pertes supplémentaires. Les mesures ont montré que le convertisseur, avec les deux structures *LCT*, a des performances électriques comparables. La structure *LCT* intégrée apporte surtout une meilleure compacité et une légère amélioration du rendement à pleine charge.

Les travaux présentés dans le dernier chapitre ont permis de caractériser et de développer un modèle à constantes localisées pour la structure *LCT*. Pour ce travail on a tablé sur la linéarité du comportement du composant.

Nous avons mis à contribution les connaissances de l'équipe Electronique de Puissance concernant les composants magnétiques pour établir un circuit équivalent à constantes localisées et pour déterminer tous ses paramètres caractéristiques. Le circuit élaboré permet de simuler le comportement électrique du composant sur une plage de fréquence suffisamment large.

La recherche de ce modèle a suivi deux orientations successives. Dans un premier temps l'objectif était de traduire correctement les courbes des modules d'impédances afin que les simulations donnent des formes d'ondes convenables. Dans un second temps nous avons souhaité que ce modèle permette l'évaluation correcte de la puissance dissipée dans le composant.

Cet objectif plus exigeant nous a contraint à améliorer la représentation du couplage capacitif et il nous a conduit à prendre en compte assez finement les pertes diélectriques, les pertes par courants induits dans les conducteurs et les pertes dans le noyau ferrite. La représentation des pertes diélectriques a constitué une première dans notre équipe. Une précision satisfaisante a été atteinte sur l'intervalle le plus large occupé par les fréquences de fonctionnement du composant au sein du convertisseur.

Le travail doit maintenant être complété sur les points suivants :

- Amélioration de la prédétermination des pertes des *LCT* intégrés ;
- Etude des performances *CEM* puisque nous disposons d'une bonne représentation du composant *LCT* ;
- Extension du modèle développé à la température ambiante vers un modèle thermique permettant :
 - ✓ D'avoir accès à la carte des températures ;
 - ✓ De prédire le comportement du composant à toutes températures.

Par manque de temps nous n'avons pas pu, malheureusement, tirer tout le bénéfice du circuit à constantes localisées élaboré dans le chapitre 5. Les pertes du composant au sein du convertisseur devraient être évaluées par simulation électronique grâce à un logiciel de type PSpice. Elles devraient ensuite être comparées à celles relevées expérimentalement sur la structure à résonance série pendant son fonctionnement en absorption sinusoïdale. Ces aspects rendement et performances *CEM* pourraient faire l'objet des futurs sujets d'études.

Nous envisagerons également une collaboration avec l'équipe Conception et Diagnostic Intégré (CDI) de notre laboratoire. Cette collaboration aura pour objectif le développement d'un logiciel d'optimisation des paramètres des circuits équivalents des composants magnétiques caractérisés. Cet outil permettra un ajustement plus précis et plus rapide des valeurs des différents éléments du circuit équivalent surtout dans le cas d'un modèle complet qui comprend de nombreux éléments.

Enfin et pour conclure, il nous paraît à la fois intéressant et envisageable à moyen terme, de réaliser des modules *LC* et/ou *LCT* en technologie planar. Ces réalisations devront s'appuyer sur le développement de nouveaux matériaux (matériaux céramiques pour les structures planar et matériaux magnétique, sous forme de rubans nanocristallins, pour les structures bobinées).

ANNEXE

ANNEXE

MODELISATION ELEMENTS FINIS TRIDIMENSIONELLE

Nous exposerons, dans ce qui suit, uniquement les principes employés lors de la modélisation éléments finis.

Les hypothèses de la formulation

Cette formulation est basée sur le couplage entre le courant de déplacement et le courant de conduction. Les deux courants sont alors être étudiés dans les deux directions en quadrature : le plan $(r-z)$ (voir figure suivante) d'une part, la direction le long des conducteurs (perpendiculaire au plan $(r-z)$) d'autre part.

Nous appliquons cette formulation au calcul du champ électromagnétique dans un composant *LCT* défini auparavant et de structure axisymétrique. Aux bornes de l'enroulement primaire bifilaire, on applique une tension sinusoïdale d'amplitude U . Les équations du champs à résoudre sont [Che-00a] :

$$\overline{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D} = (\sigma + j\omega\epsilon) \cdot \vec{E} \quad (\text{A.1})$$

$$\overline{\text{rot}}\vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{A.3})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{A.4})$$

On utilise comme variables le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et le potentiel scalaire électrique V [Che-00b]:

$$\vec{B} = \overline{\text{rot}}\vec{A}$$

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \text{grad}V$$

La formulation est développée avec les hypothèses suivantes [Che-00a] :

- Dans une structure axisymétrique, on considère que le courant J n'a qu'une composante le long des conducteurs ;
- Aucune accumulation de charge dans les conducteurs, ce qui se traduit par un potentiel électrique constant sur une section d'un conducteur ;
- Les propriétés physiques des matériaux sont constantes.

Couplage avec les équations circuit et les conducteurs massifs

Afin d'obtenir l'impédance d'entrée du dispositif simulé en fonction de la fréquence, il faut

l'alimenter en tension. Pour cela, un couplage entre le calcul éléments finis et les équations du circuits électriques est réalisé [Che-00a].

Nous avons utilisé la méthode du potentiel nodal intégré pour le couplage de la résolution avec les équations circuit. L'intégrale du potentiel nodal est définie comme suit :

$$\psi(t) = \int_0^t V(t) \cdot dt = \frac{V}{j \cdot \omega} \quad (\text{A.5})$$

Dans un conducteur massif, V est en fonction de θ et est relié au circuit électrique par les potentiels Ψ_1 et Ψ_2 . Ces potentiels sont liés à la représentation 2D en reportant Ψ_1 à la limite du conducteur dans le plan $(r-z)$ (Fig. A.1).

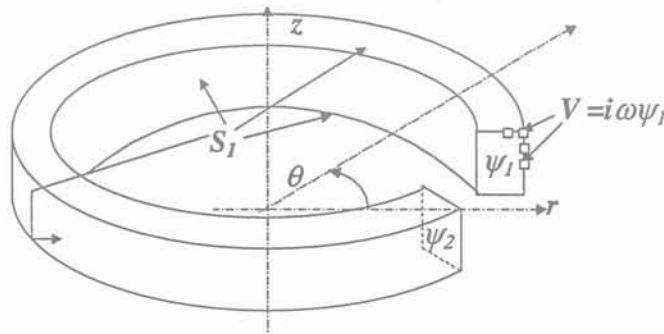


Fig. A.1 : Connexion entre le circuit électrique et la représentation 2D

La variation de V en fonction de θ est linéaire ; ce qui donne :

$$\frac{\partial V}{\partial \theta} = j \cdot \omega \cdot \frac{\Psi_2 - \Psi_1}{2 \cdot \pi} \quad (\text{A.6})$$

La dernière équation qui nous reste est celle de la conservation du courant à chaque nœud du circuit électrique. Pour le nœud Ψ_1 , il y a trois contributions :

□ Le courant des autres composants connectés à ce nœud par rapport au circuit électrique : I_{cir} ;

□ Le courant dans le composant massif :

$$I_{mas} = \int_{S1_{mas}} -j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot A \cdot dS1_{mas} - \int_{S1_{mas}} j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot dS1_{mas}$$

□ Le courant équivalent dû à l'accumulation de charge :

$$I_{dis} = \int_{S2_{mas}} j \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot E \cdot dS2_{mas}$$

La formulation éléments finis est obtenue en appliquant la méthode *Galerkin*. Le système linéaire a la forme suivante [Che-00a] :

$$\left[\begin{array}{c|c} M_{11} & M_{12} \\ \hline M_{21} & M_{22} \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} rA \\ \psi \\ \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \\ S4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Afin d'assurer la convergence du système linéaire, des coefficients C_n ont été introduits :

$$\left[\begin{array}{c|c} M_{11} & C_n \cdot M_{12} \\ \hline C_n \cdot M_{21} & C_n^2 \cdot M_{22} \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} rA \\ \psi / C_n \\ \psi_1 / C_n \\ \psi_2 / C_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S1 \\ C_n \cdot S2 \\ C_n \cdot S3 \\ C_n \cdot S4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [Akh-75] S. Akhtarzad and P. B. Johns, "Three-dimensional transmission-line matrix computer analysis of microstrip resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.MTT-23, No.12, pp.990-997, December 1975.
- [Bel-91] Belopolsky Y, Dassatti R, "Hybrid technologies for high frequency switching power supplies", *Conference Record IEEE ECTC*, pp. 103-108, May 1991, Atlanta, GA.
- [Ben-98] H. Benqassmi, "Conception de convertisseurs alternatifs-continu mono-étage à absorption sinusoïdale" Thèse INPG, 1998.
- [Bla-94] F. Blache, J. P. Keradec, and B. Cogitore, "Stray capacitances of two winding transformers : equivalent circuit, measurement, calculation and lowering", *IEEE Industrial Application Society*, Denver (Co, USA), Oct. 2-6 1994, Proc. pp. 1211-1217.
- [Bla-95] F. Blache, "Modélisation électronique et électromagnétique d'un transformateur haute fréquence à circuit magnétique en fonte" Thèse INPG, 1995.
- [Bor-91] J. Borzych, "Advances in high CV multilayer ceramic chip capacitors", *Conference Record, 1991 IEEE ECYC*, pp. 442-445, Atlanta, GA, May 1991.
- [Bru-89] M. Brunello, "Introduction de la résonance dans les alimentations sans coupures" Thèse INPG, 1989.
- [Buc-86] R. C. Buchanan, "CERAMIC MATERIALS FOR ELECTRONICS", New York, Marcel Dekker Inc., 1986.
- [Cam-90] C. K. Campbell, J. D. Van Wyk, M. F. K. Holm, and J. J. Schoeman, "High field capacitance-temperature behaviour of BaTiO₃ ceramic disk capacitors", *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, Vol. 13, No. 4, pp. 1124-1127, December 1990.
- [Cam-93] C. K. Campbell, J. D. Van Wyk, M. F. K. Holm, J. J. R. Prinsloo, J. J. Schoeman, "Relaxation effects in high-voltage barium Titanate nonlinear ceramic disk capacitors", *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, Vol. 16, No. 9, pp. 418-423, June 1993.
- [Cam-98] C. K. Campbell, J. D. van Wyk, and M. F. K. Holm, "Development of large-area BaTiO₃ ceramics with optimized depletion regions as dielectric for planar power electronics", *IEEE Transaction on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part A*, Vol.

- 21, No. 3, September 1998.
- [Ché-89] Y. Chéron, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique" Technique et documentation Lavoisier, 1989.
- [Che-00a] T. Chevalier, J. C. Crebier, and G. Meunier, "A magneto-dynamic formulation including displacement currents to analyse wounded integrated passive components", The 13th COMPUMAG Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, July 2-5, 2001, Lyon-Evian, France.
- [Che-00b] T. Chevalier, J. C. Crebier, G. Meunier, and K. Laouamri, "A magneto-dynamic formulation including displacement currents to analyse wounded integrated passive components", IEEE Transaction on Magnetics., Article soumis.
- [Cod-76] N. Coda, J. A. Selvaggi, "Design considerations for high-frequency ceramic chip capacitors", IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging, Vol. PHP-12, No. 3, pp. 206-212, September 1976.
- [Cog-94a] B. Cogitore, "Recherche de circuits équivalents pour les composants magnétiques haute fréquence" Thèse INPG, 1994.
- [Cog-94b] B. Cogitore, J.-P. Keradec, and J. Barbaroux "Two winding ferrite core transformer : An experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, April 1994, vol. 43, no. 2, pp. 364-371.
- [Cro-92a] W. A. Cronje, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "Adjusting structural impedances for optimal electric power transmission and circuit and system level in electronic conversion equipment", Record, IEEE-IECON, San Diego, 1992.
- [Cro-92b] W. A. Cronje, "Computer aided electromagnetic design of power electronic networks", D. Eng. thesis, Power Electronic Control Research Group, Faculty of Engineering, Rand Afrikaans University, March 1992.
- [Cro-92c] W. A. Cronje, J. D. Van Wyk, and M. F. K. Holm, "High permittivity dielectric for tuning transmission in power electronic converters", Record, IEEE 42nd Electronic Components Technology Conference, pp. 601-606, San Diego, May 18-20, 1992.
- [Dupont] DuPont Electronic Materials. Pyralux[®] Flexible Composites.
- [Edw-81] T. C. Edwards, "Foundation for microstrip circuit design", John Wiley and Sons, Chichester, 1981.
- [Ehs-92] M. Ehsani, P. Le Polles, I. J. Pitel, and J. D Van Wyk, "Computer-aided design and application of integrated LC Filters", Applied Power Electronics Conference and Exposition,

- pp. 352-359, 1992.
- [Ehs-96] M. Ehsani, P. Le Polles, M. S. Arefeen, I. J. Pitel, and J. D Van Wyk, "Computer-aided design and application of integrated LC Filters", IEEE Transactions on power electronics, vol. 11, No. 1, pp. 182-190, January 1996.
- [Fai-76] R. A. Fairs "Capacitors. A survey of present day capacitor technology and applications", Wireless world annual, 1976, pp. 72-78.
- [Fer-94] J.-P. Ferrieux, F. Forest "Alimentation à découpage convertisseurs à résonance : principes-composants-modélisation", 2^e édition Masson, 1994.
- [Fer-99] J. P. Ferrieux and F. Forest " Alimentation à découpage. Convertisseurs à résonance, Principe-composants-modélisation " 3^e édition. Dunod, Paris, 1999.
- [Fou-96] P. Fouassier, J.-P. Keradec, and B. Cogitore, "Vers une nouvelle méthode de caractérisation haute fréquence des ferrites", Électronique de Puissance du Futur, Grenoble, 16-18 Déc. 1996, Proc. pp. 257-262.
- [Fou-98a] P. Fouassier, "Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence : Prise en compte de la température et caractérisation des ferrites" Thèse INPG, 1998.
- [Fou-98b] P. Fouassier, and J.-P. Keradec, "An original method to better characterize ferrite materials used in power electronic applications", Journal de Physique IV, 1998, Vol. 8, pp. 449-452.
- [Fou-98c] P. Fouassier, F. Garcia, J.-P. Keradec, and G. Meunier, "Improving Characterization of Mn-Zn Ferrite Materials Part I : A new method accounting for permittivity effects", IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Tucson, Arizona (U. S. A.), 1-3 Juin. 1998, Proc. p. 7.
- [Fus-87] V. F. Fusco, "Microwave circuits-analysis and computer-aided design", London, Prentice-Hall International, 1987.
- [Gar-98] F. Garcia, P. Fouassier, G. Meunier, and J.-P. Keradec, "Improving Characterization of Mn-Zn Ferrite Materials Part II : The 1D-Analytical Model Validation by Finite Element Method Simulations", IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Tucson, Arizona (U. S. A.), 1-3 Juin. 1998, Proc. p. 403.
- [Gar-99] F. Garcia, "Modélisation des composants magnétiques haute fréquence par la méthode des éléments finis ", Thèse INPG, 1999.
- [Gar-00] F. Garcia, G. Meunier, V. Leconte, and V. Mazauric, "Magneto-dynamic formulation to solve capacitive effect problems in axi-symmetrical coil", IEEE Transaction on Magnetics,

Vol. 36, No. 4, July 2000.

- [Ger-92] L. Gerbaud, J. Bignon, G. Champenois, "Modular approach to describe electromechanical systems. Using Macsyma to generate global approach simulation software", Conf. Rec. IEEE PESC, June 29 - July 3, 1992, Toledo, Spain, pp 1189-1196.
- [Ger-96] L. Gerbaud, A. Bolopion, J. Bignon, "Gentiane : a simulation package for electromechanical systems", ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire, France, Sept. 17-18-19, 1996, pp 689-694.
- [Ger-97] L. Gerbaud, N. Retière, A. Bolopion "Automatic building of changeable topological model of static converters for the electrical drive simulation", EPE'97, Trondheim, Sept 8-10 1997.
- [Ger-99] M. B. Gerber and I. W. Hofsjager, "An evaluation of suitability of electromagnetic integration in single switch single stage unity power factor correction converters", IEEE, Piscataway, vol. 2, pp. 605-610, 1999, NJ, USA.
- [Ger-00] M. Gerber and I. W. Hofsjager, "Construction and modelling of planar multi-layer electromagnetically integrated LCCT component", 35th Annual meeting IEEE Industry Applications Conference, 8-12 October 2000, Roma, Italy.
- [Goo-91] Goosey M T, Lodge K J, Logan E A, "Aluminium nitride for packaging high performance electronic circuits", GEC Journal of Research, Vol. 8, No.3, pp137-144, 1991.
- [Hel-81] K-H. Hellwege (Editor), "LANDOLT-BORNSTEIN NUMERICAL DATA AND FUNCTIONAL RELATIONSHIPS IN SCIENCE AND TECHNOLOGY", Berlin, Springer-Verlag, Vol. 16, 1981.
- [Hof-93] I. W. Hofsjager, J. D van-Wyk, and J. A. Ferreira, "Functional component integration in a multi-kilowatt resonant converter", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications (Conf. Publ. No.377). IEE, London, UK; vol.2, pp. 125-130. 1993.
- [HP4194A] Hewlett Packard. 4194A impedance/gain-phase analyser operation, section 1, general information, pp4-37.
- [Hya-86] E. P. Hayatt, "Making thin, flat ceramics – a review", Ceramic Bulletin, Vol. 65, No. 4, pp. 637-638, 1986.
- [Ker-94a] J.-P. Keradec, "Les effets des courants induits dans les transformateurs à deux enroulements" Journée G.d.R. "Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques", Atelier Composants Passifs, LEG, Grenoble (F), Jan. 1994, Rapport de synthèse, pp. 92-99.
- [Ker-94b] J.-P. Keradec, B. Cogitore, and E. Laveuve, "Des circuits à constantes localisées pour

- représenter les transformateurs hautes fréquences”, *Revue Générale de l'Électricité* : Numéro Spécial "Électronique de Puissance", Mai 1992, no. 5, pp. 36-47.
- [Ker-96] J.-P. Keradec, “Le temps d’apprivoiser les étoiles filantes”, HDR “Habilitation à Diriger des Recherches” INPG, 1996.
- [Ker-99] J.-P. Keradec, A. Schellmanns, J. L. Schanen, and K. Berrouche, “Representing electrical behaviour of transformers by lumped element circuits. A global physical approach”, IEEE Industrial Application Society, Phoenix, Arizona (U. S. A.), 3-7 Oct. 1999, pp. 2100-2107.
- [Kin-83] R.J. King, T.A. Stuart, “Inherent overload protection for the series resonant converter”, IEEE transaction on Aerospace Electronic Systems, Vol. AES-19, n° 6, pp: 820-830, Nov. 1983.
- [Kra-72] H. L. Krauss, C. W. Bostian, F. H. Raab, “Solid state radio engineering”, John Wiley and Son, New York, 1972.
- [Laou-01] K. Laouamri, J. C. Crebier, J. P. Ferrieux, and T. Chevalier, “Construction and modeling of integrated LCT structure for PFC resonant converter”, 2001 IEEE 32nd Annual, Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, pp.1949-1954. June 17-21, 2001. Vancouver, Canada.
- [Lav-91a] E. Laveuve, “Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence”. Thèse INPG, 1991.
- [Lav-91b] E. Laveuve, J. P. Keradec, and G. Meunier “ Influence of induced currents in conductors on leakage and losses in a transformer”, *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, no. 1, Jan. 1991, pp. 55-68.
- [Lav-91c] E. Laveuve, J. P. Keradec, and M. Bensoam “Electrostatic of wound components : analytical results, simulation and experimental validation of the parasitic capacitance”, IEEE Industrial Application Society, Dearborn (Mi, USA), 28 Sept. - 4 Oct. 1991, Proc. pp. 1469-1475.
- [Lee-86] C. Q. Lee, K. Siri, “Analysis and design of series resonant converter by state-plane diagram”, IEEE transaction on Aerospace Electronic Systems, Vol. AES-22, n° 6, pp: 757-763, Nov. 1986.
- [Lon-84] T. Longland, T. W. Hunt, and W. A. Brecknell, “POWER CAPACITOR HANDBOOK”, London, Butterworths, 1984.
- [Lov-88] T. Lovkvist, “Modern low-voltage power capacitors”, *ABB Review*, 1/88.

- [Mathcad-2000] Manuel de l'utilisateur. Mathsoft, Inc., Première impression : décembre 1999, Cambridge, MA 02142, USA.
- [Mar-97] S. J. Marais, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "Planar integrated output filters for hybrids" IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1143-1149, 1997.
- [Men-90] S. Menhart, "Using Spice to calculate MosFet operating temperature", IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1990.
- [Moh-95] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins "Power Electronics, converters, Applications and Design", 2nd edition, John Wiley & sons, 1995.
- [Mou-90] A. J. Moulson, J. M. Herbert, "Electroceramics, materials, properties, applications", London, Chapman and Hall, 1990.
- [Mur-93] A. Murphy and F. J. Young, "High frequency performance of capacitors", IEEE Transaction on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol.16, No.2, pp.228-237, March 1993.
- [Phi-91] Philips Components Data Handbook, 1991, Soft Ferrites.
- [Philips00] Philips. 2000 Data Handbook – Soft Ferrites and Accessories.
- [Pri-93] J. J. R. Prinsloo, "BaTiO₃ NONLINEAR CERAMIC DIELECTRICS UNDER HIGH ELECTRIC FIELD", Ph. D. thesis, Faculty of science, Rand Afrikaans University, October 1993.
- [Pspice-98] ORCAD PSpice A / D User's Guide. 30 Novembre 1998.
- [Ros-89] M. F. Rose "High energy density capacitors for space power conditioning", IEEE AES Magazine, Vol. 4, No. 11, November 1989, pp. 17-22.
- [Sab-88] D. M. Sable, F. C. Lee, "The operation of a full bridge, zero-voltage-switched PWM converter", Proc. Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, Virginia, Sept. Pp; 92-97, 1988.
- [Sch-98a] A. Schellmanns, K. Berrouche, and J.-P. Keradec, "Multiwinding transformers : a successive refinement method to characterize a general equivalent circuit", IEEE Instrumentation Measurements and Technology Conference, St Paul, Minesota (U. S. A.), 18-20 May 1998, Proc. pp. 717-722.
- [Sch-98b] A. Schellmanns, J.-P. Keradec, and K. Berrouche, " Comment caractériser un transformateur avec la précision juste nécessaire ?", Électronique de Puissance du Futur, 16-18 déc. 1998. Belfort (F). Proc. pp. 277-282.
- [Sch-99] A. Schellmanns, "Circuits équivalents pour transformateurs multi-enroulements:

Application à la CEM conduite d'un convertisseur" Thèse INPG, 1999.

- [Sch-00] A. Schellmanns, P. Fouassier, J.-P. Keradec, and J. L. Schanen, "Equivalent circuits for transformers based on one-dimensional propagation: Accounting for multilayer structure of windings and ferrite losses", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 36, NO. 5, September 2000.
- [Sco-74] A. W. Scott "Cooling of electronic equipment", New York, John Wiley and Sons, 1974.
- [Smi-90] M. C. Smit, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "A new ultrasonic series resonant converter with integrated L-C-T", *Record, IEEE PESC*, Vol.2, pp.729-733, San Antonio, Texas, June 1990.
- [Smi-92] M. C. Smit, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "Application of transmission line principles to high frequency power converters", *Conference Record PESC*, pp.1423-1430, Toledo Spain, 29 June-3 July, 1992.
- [Smi-94] M. C. Smit, "Modelling and technology evaluation for integrated resonance components", D. Eng. Thesis, Power Electronic Control Research Group, Faculty of Engineering, Rand Afrikaans University, April 94.
- [Smi-93] M. C. Smit, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications", *European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 2, pp.173-178, 13-16 September 1993, Brighton.
- [Smi-94] M. C. Smit, "Modelling and technology evaluation for integrated resonance components", D. Eng. Thesis, Power Electronic Control Research Group, Faculty of Engineering, Rand Afrikaans University, April 94.
- [Smi-95] M. C. Smit, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "An ultrasonic series resonant converter with integrated L-C-T" *IEEE Transaction on power electronic*. Vol. 10, NO. 1, January 1995.
- [Sne-69] E. C. Snelling "Soft ferrites; properties and applications", London, Illife Books Ltd., 1969.
- [Sou-70] M. Soutif, "vibration, propagation, diffusion", *Maîtrise de physique – C2*, DUNOD, Paris, 1970.
- [Sti-89] O. H. Stielau, J. J. Schoeman, "Dielectric materials for specific applications in LC-elements", *Internal Report No. END-119*, Power Electronic Control Research Group, Faculty of Engineering, Rand Afrikaans University, March 1989.
- [Sti-90] O. H. Stielau, J. D van-Wyk, M. Ehsani, and I.J. Pitel, "Integrated reactive components

- in power electronic circuits”, PESC '90 Record. 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.90CH2873-8). IEEE, New York, NY, USA; 1990; vol. 2, pp. 831-838.
- [Sub-81] E. C. Subbararo “Ceramic dielectrics for capacitors”, *Ferroelectrics*, Vol. 35, pp.143-148, 1981.
- [Tab-93] J. Tabuchi, T. Saito, Y. Kibi, and A. Ochi, “Large capacitance electric double layer capacitor using activated carbon/carbon composite”, *IEEE Transaction on Components, Hybrid, and Manufacturing Technology*, Vol. 16, No. 9, June 1993, pp. 431-436.
- [Van-82] L. H. Van Vlack, “Materials for engineering, concepts and applications”, Massachusetts, Addison-Wesley Publishing Company, 1982.
- [Van-90] J. D. Van Wyk, C. K. Campbell, M. F. K. Holm, and J. J. Schoeman, “Studies of non-linear capacitors for application in snubber modules for power electronic switches”, *Proceedings of the 6th Conference on Power Electronic and Motion Control*, Vol. 1, pp. 42-45, Budapest, October 1-3, 1990.
- [Van-92] J. D. van Wyk and J. A. Ferreira, “Some present and future trends in power electronic converters” *IEEE IECON*, Vol 1, pp.9-18, 1992.
- [Van-97a] J. D. van Wyk and J. A. Ferreira, “Evaluation and future prospects of an integration technology for hybrid multikilowatt power electronic converters”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 1, pp.1194-1199, 1997, Trondheim.
- [Van-97b] J. D. van Wyk, C. K. Campbell, and M. F. K. Holm, “Dielectric ceramic technology for high power integrated hybrid converters”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 3, pp.3113-3117, 1997, Trondheim.
- [Wea-88] R. C. Weast, “Handbook of chemistry and physics”, First student edition, Florida, CRC Press Inc., 1988.

AUTORISATION DE SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 30 Mars 1992 relatif aux Etudes Doctorales,

Vu les Rapports de présentations de :

Monsieur ALAIN BERTHON

Monsieur FRANCOIS COSTA

Monsieur KHALED LAOUAMRI

est autorisé à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, spécialité "GENIE ELECTRIQUE".

Fait à Grenoble, le 20 septembre 2001



CONTRIBUTION A L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE

RESUME

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans une thématique nouvelle pour l'équipe Electronique de Puissance du LEG : "l'intégration hybride des composants passifs". Ils portent sur la conception de composants passifs et s'attardent sur leur modélisation, leur réalisation et leur caractérisation. Ces composants seront employés au sein d'un convertisseur AC-DC à prélèvement sinusoïdal qui servira de support à notre étude. Il ressort d'une évaluation de quelques convertisseurs que la structure à résonance série se prête bien à l'intégration. Les effets des interactions électriques en haute fréquence ont été pris en compte grâce à une nouvelle formulation axisymétrique. Cette dernière couplée avec les équations de circuit électrique s'avère bien adaptée pour la caractérisation électromagnétique des composants magnétiques. Les travaux de modélisation des composants passifs, développés au LEG, ont permis de caractériser la structure *LCT* en prenant en compte tous les aspects utiles de son comportement. Cela a conduit, en particulier, à l'évaluation des pertes dues au diélectrique. Les mesures ont montré que la structure *LCT* intégrée apporte surtout une meilleure compacité.

Mots clés : Electronique de puissance, Convertisseur à résonance, Alimentation à découpage, PFC, Intégration hybride, Packaging, Structure *LCT*, Haute fréquence, Eléments finis, Calcul de champ électromagnétique, phénomènes couplés, Modélisation, simulation.

CONTRIBUTION TO INTEGRATION OF PASSIVE COMPONENTS FOR SWITCH MODE POWER SUPPLY

SUMMARY

The work presented in this report deals with a new set of themes for the Power Electronic team of the LEG: "the hybrid integration of the passive components". They relate to the design, the modeling, the realization and the characterization of the integrated passive components. These components will be employed within AC-DC converter used as support to our study. It comes out from an evaluation of some converters that the series resonant structure is well suitable to integration. Thanks to a new axisymmetric formulation both of electric, magnetic and coupled effects are considered, all geometrical and frequency effects are taken in account. This formulation, enabling coupling with electric circuit equations, proves to be well adapted for the electromagnetic characterization of the magnetic components. Works, about modeling of passive components, developed in the LEG made possible to characterize the realized *LCT* structure by taking into account all phenomena. This has led, in particular, to dielectric losses evaluation. Measurements showed that integrated structure *LCT* brings especially a better compactness.

Keywords : Power electronics, Resonant converter, switch-Mode Power supply, PFC, Hybrid integration, Packaging, *LCT* Structure, High Frequency, Finite Elements, Electromagnetic Field, Coupled phenomena, modeling, simulation.