

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAITRISE EN GÉNIE DE LA PRODUCTION AUTOMATISÉE
M.Ing

PAR
EL KASSIR, Fawzia

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE À ENTRÉE UNIVERSELLE ET À FAIBLES
PERTES

MONTRÉAL, LE 21 JANVIER 2008

© EL Kassir Fawzia, 2007

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. AL HADDAD Kamal, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. CHANDRA Ambrish, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

CHAFFAÏ Rachid, membre du jury
Elumen Réseaux d'éclairage

DUGUAY Louis, examinateur externe
Emerson Energy Systems

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 13 DÉCEMBRE 2007

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Ce mémoire est dédié

À l'âme de mon père
Qui est encore vivant dans mon esprit, je ne l'oublierai jamais

À ma mère, mon frère et mes sœurs
Pour leur aide et leurs encouragements, je vous aime beaucoup

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire de l'école de technologie supérieure, Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et en Commande Industrielle GREPCI, Chaire de recherche de Canada en Conversion de l'Énergie et en Électronique de Puissance CRC-CÉÉP. Mes remerciements vont à tous ceux qui ont apporté leur contribution à cette recherche, en particulier à :

Le professeur Kamal AL HADDAD, mon directeur de recherche pour sa direction vigilante du travail, son dynamisme, ses conseils bien avisés ainsi que son soutien moral et l'attention bienveillante qu'il a manifesté à l'égard de ma recherche. Je lui exprime une très haute considération en espérant que mon travail, sera à la hauteur de son esprit.

Monsieur Rachid Chaffaï, à qui j'exprime mes sincères remerciements et ma gratitude pour son vif intérêt, ses encouragements et son aide permanente pour surmonter les difficultés rencontrées.

Monsieur Louis Duguay, les professeurs Hadi Kanaan et Rahmani salem pour leur aide et leurs conseils. Je leur suis très reconnaissante.

Le Président de jury Monsieur Ambrish CHANDRA et ses Membres le professeur Kamal AL HADDAD, Monsieur Rachid CHAFFAÏ et Monsieur Louis DUGUAY pour m'avoir donnée l'honneur d'être Président et membres de jury.

Mes collègues de laboratoire, pour l'ambiance amicale qu'ils ont offerts : A. Avono-Zué, A. Hamimi, N. Bel-Haje-Youssef, H. Abdel Hamid, W. Santana, É. Tremblay. Et mes sincères amis pour leur support : Y El-Merhebi, N. Jrad, G Nasserredine, J.Sfeir, C.El-Ali.

Les stagiaires de Laboratoire François Lessard, Mathieu Lafrance et Stéphane Savaria, pour leur travail technique.

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE À ENTRÉE UNIVERSELLE ET À FAIBLES PERTES

EL KASSIR, Fawzia

RÉSUMÉ

Le besoin des différentes formes de l'énergie électrique conformément aux différents types des applications a incité à la recherche dans le domaine de la conversion de l'énergie électrique. La conception des plusieurs topologies des convertisseurs courant alternatif-courant continu (C.A.-C.C.) et courant continu-courant continu (C.C.-C.C.) et l'amélioration des performances de ces convertisseurs de puissance fait l'objet des diverses recherches. Citons la recherche des nouvelles topologies des convertisseurs C.C.-C.C., fonctionnant dans la gamme de 600V à 1200V, en commutation douce comme les convertisseurs à pont double.

Également, la croissance de la demande mondiale en énergie électrique, et la limitation des ses sources a augmenté son prix. Ce qui rend la recherche des nouvelles sources d'énergie renouvelables et la diminution de la consommation de l'énergie électrique le sujet des nombreuses recherches.

Dans ce mémoire, nous proposons une nouvelle topologie des convertisseurs à pont double et une nouvelle méthode de réduction de la consommation d'énergie en remplaçant une charge résistive, par une charge active qui réinjecte l'énergie électrique dans le réseau.

Au début, nous présentons une introduction sur les différentes topologies des convertisseurs abaisseurs et les techniques proposées pour assurer la commutation douce (Commutation des interrupteurs de puissance sous une tension nulle ou un courant nul). Des techniques de commutation douce utilisées dans les convertisseurs à pont double, des généralités de la modélisation des convertisseurs et le principe de la réinjection de l'énergie électrique dans le réseau seront présentés.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous proposons une nouvelle technique de la commutation douce pour des convertisseurs à pont double. Nous décrivons les modes de fonctionnement, la modélisation de la topologie proposée. Ainsi que les résultats des simulations. Enfin, nous aborderons le dimensionnement d'une telle topologie.

Alors que dans le troisième chapitre, nous proposons une réduction des pertes lors des tests des convertisseurs. L'idée d'une charge active à base d'un convertisseur C.C.-C.C. sera expliquée, sa modélisation et les résultats des simulations seront montrés.

Enfin, nous détaillons la méthode de dimensionnement de la charge active. Nous abordons le choix de tous les composants de la charge, à la réalisation de tous les circuits du schéma électrique et le PCB correspondant.

Mots-clés: convertisseur C.C.-C.C., convertisseur à pont double, charge active, ZVS.

POWER CONVERTER WITH A UNIVERSEL ENTRY AND LOW LOSSES

EL KASSIR, Fawzia

ABSTRACT

The need of various forms of electrical energy in accordance with different types of applications has incited the research in electrical energy conversion. The design of various topologies of AC-DC converters and DC-DC converter and the improving of their performance is the subject of various researches. In fact, one of the researches topics is about a new topology of DC-DC converter, the dual bridge converter, operating in the range of 600V to 1200V, soft switching.

Also, the increase in demand for the electrical energy, and the limitation of its sources has augmented its price. What makes the search for new and renewable energy sources and the reduction of the consumption of electrical energy one purpose of research.

In this thesis, we propose a new topology of Dual bridge converter and a new method for reducing energy consumption by replacing a resistive load, by an active load which returned electrical energy to the network.

Initially, in the first chapter, we present an introduction of the various topologies of buck converters and techniques proposed for soft switching (zero voltage or zero current switching). The topologies based on a dual bridge and the techniques used to ensure the soft commutation will be presented. And the idea of re-injection of energy to the network will be introduced.

Then, in the second chapter, we propose a new technique for soft switching in dual converters. We will present the modes of operation, the modeling and the simulations results of the proposed topology.

In the third chapter, we propose a reduction of power losses during converter testing. The idea of an active load basis of a DC-DC converter will be explained; its modeling and its simulation results will be shown.

Finally, we will detail the design procedure of the active load as the choice of all the components, the realization of the electrical circuit and the corresponding Printed circuit board "PCB".

Keywords: DC-DC converter, Dual bridge converter, active load, ZVS.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS À COMMUTATION DOUCE	4
1.1 Introduction	4
1.2 La Commutation douce	5
1.3 Les topologies des convertisseurs ayant des circuits auxiliaires et celles de doubleur de courant	6
1.4 La topologie de pont double et à commutation douce	8
1.5 Modélisation des convertisseurs et différents types de commande	12
1.6 Réinjection de courant dans le réseau	13
1.7 Objectifs de mémoire	14
1.8 Conclusion	15
CHAPITRE 2 CONVERTISSEUR À PONT DOUBLE	16
2.1 Introduction	16
2.2 Description du circuit	16
2.3 Principe de fonctionnement :	18
2.4 Modélisation et contrôle	21
2.5 Simulation	29
2.5.1 Cahier de charge	29
2.5.2 Simulation à l'aide de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM	29
2.5.3 Simulation sous ORCAD_PSPICE	34
2.6 Dimensionnement de convertisseur	37
2.6.1 Choix des interrupteurs de puissance	37
2.6.1.1 Pertes pendant la conduction	37
2.6.1.2 Pertes de commutation	37
2.6.1.3 Pertes de commande	38
2.6.1.4 Pertes dans la diode antiparallèle	38
2.6.1.5 Pertes dues au condensateur de sortie de MOSFET Coss	38
2.6.2 Choix des diodes	38
2.6.2.1 Pertes pendant la conduction	39
2.6.2.2 Pertes de commutation	40
2.6.3 Calcul de transformateur	40
2.6.3.1 Choix de noyau ferrique	41
2.6.3.2 Enroulements primaires	42
2.6.3.3 Enroulements secondaires	43
2.6.3.4 Calcul des pertes	43
2.6.3.5 Calcul des différents paramètres	44
2.6.4 Calcul de l'inductance de sortie	45
2.6.4.1 Choix du noyau magnétique	45

2.6.4.2	Calcul des pertes	48
2.6.4.3	Calcul des différents paramètres	49
2.7	Conclusion	49
CHAPITRE 3 CONVERTISSEUR FONCTIONNANT COMME ÉTANT UNE CHARGE ACTIVE		
3.1	Introduction.....	51
3.2	Description de circuit.....	52
3.3	Principe de fonctionnement	53
3.4	Contrôle de la charge active.....	57
3.5	Modélisation dynamique-Modélisation en petits signaux	61
3.5.1	Première approche	63
3.5.1.1	Le régime statique.....	65
3.5.1.2	Le régime dynamique	65
3.5.1.3	Modèle en petit signal linéarisé	65
3.5.2	Deuxième approche	66
3.5.2.1	Le régime statique.....	67
3.5.2.2	Modèle en petit signal :.....	68
3.5.3	Modèle pour la commande en mode de courant crête	69
3.6	Simulations	72
3.6.1	Cahier de charge	72
3.6.2	Simulation à l'aide de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.....	73
3.6.3	Simulation sous ORCAD_PSPICE.....	77
3.6.3.1	Résultats de la simulation du modèle d'état moyen.....	78
3.6.3.2	Simulation du convertisseur.....	81
3.6.4	Calcul du taux de distorsion harmonique.....	82
3.6.5	Comparaison entre ORCAD_PSPICE et MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.....	83
3.7	Conclusion	84
CHAPITRE 4 CONCEPTION DE LA CHARGE ACTIVE		
4.1	Introduction.....	85
4.2	Choix des semi-conducteurs	86
4.2.1	Choix des MOSFETs	86
4.2.2	Choix des diodes	88
4.2.3	Choix des IGBTs.....	88
4.2.3.1	Pertes pendant la conduction	90
4.2.3.2	Pertes de commutation.....	90
4.3	Calcul de l'inductance de résonance.....	91
4.4	Calcul de transformateur.....	93
4.4.1.1	Choix du noyau magnétique :	94
4.5	Calcul de l'inductance de sortie	95
4.6	Choix des radiateurs.....	97
4.7	Rendement de la charge active	97
4.8	Sommaire de design.....	98

4.8.1	Étage de puissance	98
4.8.2	Circuits d'écrêtage aux primaires et aux secondaires	100
	4.8.2.1 Écrêtage au primaire	100
	4.8.2.2 Écrêtage aux secondaires	102
4.8.3	Circuits d'aide à la commutation	104
4.8.4	Mesure de courant aux primaires et aux secondaires	106
4.8.5	Transformateurs de courant	107
4.8.6	Commande de pont en utilisant l'UCC3895	108
4.8.7	Régulateur de courant et de tension	110
	4.8.7.1 La boucle de courant :	110
	4.8.7.2 La boucle de tension :	112
4.8.8	Circuit de commande des gâchettes des MOSFETs	113
4.8.9	Détection de réseau et Protection contre les basses et les hautes tensions ..	114
	4.8.9.1 Protection contre une haute tension de ligne	116
	4.8.9.2 Protection contre une basse tension de ligne	116
4.8.10	Mesure de la tension d'entrée de la charge active	117
4.8.11	Commande des IGBTs	118
4.8.12	Filtre des interférences électromagnétiques	120
4.8.13	Circuit de commande des gâchettes des IGBTs	121
4.8.14	Détection de la tension d'alimentation	121
4.8.15	Logique de contrôle et fonctionnement	123
4.9	Réseau électrique sous Orcad_CAPTURE	124
	4.9.1 Circuit d'étage de puissance	124
	4.9.2 Schéma électrique de l'UCC2818	128
	4.9.3 UCC3895	129
	4.9.4 Schéma de circuit de commande des MOSFETs	131
	4.9.5 Commande des IGBTs	134
	4.9.6 Schéma de circuit de commande des IGBTs	135
	4.9.7 Schéma de mesure de mesure de la tension d'entrée	136
	4.9.8 Schéma de filtre des interférences électromagnétiques	138
	4.9.9 Détection et mesure de la tension de réseau	139
	4.9.10 Capteur de température	141
	4.9.11 Mesure de la tension d'alimentation	141
	4.9.12 Circuit de logique de fonctionnement	142
4.10	Conclusion	143
	CONCLUSION	144
	RECOMMANDATIONS	146
	ANNEXE I COMPARETEURS À HYSTÉRÉSIS	147
	ANNEXE II CALCUL NUMÉRIQUE DES FILTRES	148
	BIBLIOGRAPHIE	149

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1 Cahier de charge du système.....	29
Tableau 2.2 Valeur des paramètres de calcul des pertes des MOSFETs dans le convertisseur à pont double.....	39
Tableau 2.3 Valeurs des paramètres de calcul des pertes des diodes dans le convertisseur à pont double	40
Tableau 3.1 Valeurs des paramètres de calcul des fonctions de transfert.....	72
Tableau 4.1 Pertes en fonction de nombre des MOSFETs en parallèle.....	87
Tableau 4.2 Valeurs des paramètres de calcul des pertes des MOSFETs de la charge active	87
Tableau 4.3 Valeurs des Paramètres de calcul des pertes des diodes de la charge active redresseur	89
Tableau 4.4 Tableau comparatif des pertes dans le commutateur	90
Tableau 4.5 Paramètres et valeurs de calcul des pertes dans le commutateur	91

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Schéma bloc d'un convertisseur courant alternatif-courant continu.	4
Figure 1.2	Convertisseur à pont.	5
Figure 1.3	Convertisseur fonctionnant à ZVS.....	6
Figure 1.4	Topologie assurant la commutation douce en utilisant un 5 ^{ème} interrupteur.	7
Figure 1.5	Topologie assurant la commutation douce par l'inductance de sortie.....	8
Figure 1.6	Convertisseur à pont double montage parallèle et cascade.....	9
Figure 1.7	Topologie de convertisseur à pont double.	10
Figure 1.8	Commutation douce à l'aide de deux inductances mutuelles.....	11
Figure 1.9	Commutation douce à l'aide d'une inductance mutuelle.	11
Figure 1.10	Réinjection de l'énergie par la cascade hyposynchrone.	13
Figure 2.1	Convertisseur à pont double avec un transformateur ayant deux primaires.	17
Figure 2.2	Convertisseur à pont double avec deux transformateurs simples.	17
Figure 2.3	Les modes de fonctionnement de convertisseur.	19
Figure 2.4	Formes d'ondes théoriques des tensions et des courants.....	20
Figure 2.5	Convertisseur abaisseur.	21
Figure 2.6	Modèle statique.	24
Figure 2.7	Modèle en petit signal de convertisseur abaisseur.....	25
Figure 2.8	Schéma complet d'un convertisseur avec son régulateur.	27
Figure 2.9	Tracé de Bode du système en boucle fermée.....	28
Figure 2.10	Schéma de convertisseur sous MATLAB_ SIMPOWERSYSTEM.....	30
Figure 2.11	Tension de la sortie v_0 en boucle ouverte.	30
Figure 2.12	Courant de sortie i_0 en boucle fermée.	31

Figure 2.13	Schéma bloc de la commande.....	31
Figure 2.14	Tension de la sortie v_0 contrôlée.....	32
Figure 2.15	Courant de sortie i_0 contrôlé.....	32
Figure 2.16	Tension et courant dans S_1 et S_2	33
Figure 2.17	Variation de la charge en fonction de temps.....	33
Figure 2.18	La tension v_0 et le courant i_0 de sortie avec perturbation.....	33
Figure 2.19	Schéma de convertisseur (deux transformateurs).....	34
Figure 2.20	Tension aux bornes de la sortie v_0	35
Figure 2.21	Tension aux bornes des MOSFETs M_1 et M_3	35
Figure 2.22	Courants i_1 et i_3 dans les MOSFETs M_1 et M_3	36
Figure 2.23	Courant dans l'inductance i_0	36
Figure 2.24	Schéma de sélection de l'inductance en fonction de Li^2	46
Figure 2.25	Variation de la perméabilité en fonction de la force magnétique H	47
Figure 2.26	Champs magnétique en fonction de la force magnétique.....	48
Figure 2.27	Pertes dans le noyau ferrique en fonction de champs magnétique.....	49
Figure 3.1	Schéma bloc de la charge active.....	52
Figure 3.2	Convertisseur C.C.-C.C.....	53
Figure 3.3	Commutateur de courant.....	54
Figure 3.4	Convertisseur C.C.-C.C. fonctionnant comme une charge active.....	54
Figure 3.5	Formes d'ondes théoriques des courants et des tensions.....	55
Figure 3.6	Modes de fonctionnement de convertisseur C.C.-C.C.....	56
Figure 3.7	Commande d'un pré-régulateur de facteur de puissance en base d'un boost.....	58
Figure 3.8	Schéma bloc d'un contrôleur UCC2818.....	58
Figure 3.9	Schéma bloc de contrôleur UCC3895.....	60

Figure 3.10	La charge active et sa commande.	60
Figure 3.11	Convertisseur simple à base d'un seul interrupteur.	61
Figure 3.12	Modèle en petit signal de convertisseur.	66
Figure 3.13	Modèle en petit signal de convertisseur.	68
Figure 3.14	Convertisseur implanté sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.	73
Figure 3.15	Schéma de commande de convertisseur.	73
Figure 3.16	Courant de sortie i_L	74
Figure 3.17	Tension à l'entrée de convertisseur V_m	74
Figure 3.18	Formes d'onde dans le convertisseur.	75
Figure 3.19	Schéma de commutateur de courant.	76
Figure 3.20	Formes d'ondes à l'entrée de commutateur de courant.	76
Figure 3.21	Formes d'ondes dans le commutateur de courant.	77
Figure 3.22	Schéma de la charge active complet sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.	77
Figure 3.23	Tension v_0 et courant i_0 aux bornes de la résistance de sortie.	78
Figure 3.24	Modèle de l'UCC2818.	79
Figure 3.25	Modèle moyen sous ORCAD_PSPICE.	80
Figure 3.26	Forme d'onde de courant de sortie i_L (modèle d'état).	80
Figure 3.27	Forme d'onde de la tension d'entrée de convertisseur V_m (modèle d'état).	80
Figure 3.28	Schéma de convertisseur sous Orcad_PSPICE.	81
Figure 3.29	Forme d'onde de tension réel V_m	82
Figure 3.30	Courant de l'inductance de sortie i_L	82
Figure 3.31	Spectre fréquentiel du courant à la sortie du commutateur.	83
Figure 4.1	RB-IGBT.	89
Figure 4.2	Convertisseur C.C. -C.C. à pont.	91

Figure 4.3	Deux transformateurs en série coté primaire et en parallèle coté secondaire.	95
Figure 4.4	Courant dans l'inductance.	96
Figure 4.5	Étage de puissance incorporant les éléments de mesure.	99
Figure 4.6	Circuit d'écrêtage aux primaires de transformateur.	100
Figure 4.7	Fonctionnement de circuit d'écrêtage.	101
Figure 4.8	Tension aux bornes des enroulements primaires sans le circuit d'écrêtage.	101
Figure 4.9	Tension aux bornes des enroulements primaires avec le circuit d'écrêtage.	102
Figure 4.10	Circuit d'écrêtage aux secondaires de transformateur.	102
Figure 4.11	Tension aux enroulements secondaires sans un circuit d'écrêtage.	104
Figure 4.12	Tension aux enroulements secondaires avec un circuit d'écrêtage.	104
Figure 4.13	Circuits amortisseurs.	105
Figure 4.14	Tension redressé V_{red} sans le circuit d'aide à la commutation.	106
Figure 4.15	Tension redressée V_{red} avec le circuit d'aide à la commutation.	106
Figure 4.16	Transformateur de courant dans le pont.	108
Figure 4.17	Circuit de mesure et d'ajout de la pente de compensation.	109
Figure 4.18	Contrôleur de courant.	111
Figure 4.19	Tracé de Bode de la boucle de courant.	112
Figure 4.20	Régulateur de tension.	113
Figure 4.21	Circuit de gâchettes des MOSFETs.	114
Figure 4.22	Redresseur à base de l'amplificateur opérationnel.	115
Figure 4.23	Schéma de détection de la haute tension.	116
Figure 4.24	Schéma de détection de la basse tension.	117
Figure 4.25	Le régulateur TL431.	117
Figure 4.26	Mesure de la tension d'entrée.	118

Figure 4.27	Commutateur de courant	119
Figure 4.28	Schéma de commande de commutateur de courant.....	119
Figure 4.29	Schéma de filtre EMI et de la protection contre les foudres.....	120
Figure 4.30	Circuit des gâchettes des IGBTs.....	121
Figure 4.31	Schéma de détection de la tension d'alimentation.	122
Figure 4.32	Schéma de la logique de commande.....	123
Figure 4.33	Étage de puissance (Le premier bras de pont).	125
Figure 4.34	Étage de puissance (Le deuxième bras de pont).	126
Figure 4.35	Étage de puissance (redresseur).....	127
Figure 4.36	Étage de puissance (le commutateur).	128
Figure 4.37	UCC2818 et les contrôleurs de courant et de tension.....	129
Figure 4.38	L'UCC3895.	130
Figure 4.39	Circuit d'amorçage des MOSFET (A et B) (IRS2110).....	131
Figure 4.40	Circuit d'amorçage des MOSFETs A.....	132
Figure 4.41	Circuit d'amorçage des MOSFETs B.....	132
Figure 4.42	Circuit d'amorçage des MOSFETs (C et D) (IRS2110).	133
Figure 4.43	Circuit d'amorçage des MOSFETs C.....	133
Figure 4.44	Circuit d'amorçage des MOSFETs D.....	134
Figure 4.45	Circuit de commande des IGBTs 1 et 4.....	134
Figure 4.46	Circuit de commande des IGBTs 2 et 3.....	135
Figure 4.47	Circuit d'amorçage des quatre IGBTs.	136
Figure 4.48	Circuit d'isolation de la tension d'entrée.....	137
Figure 4.49	Schéma de soustracteur.....	137
Figure 4.50	Circuit de mesure de la tension d'entrée.....	138

Figure 4.51	Filtre EMI.....	138
Figure 4.52	Circuit de mesure de la tension de réseau.....	139
Figure 4.53	Circuit de mesure de la basse tension de réseau.....	140
Figure 4.54	Circuit de mesure de la haute tension de réseau.....	140
Figure 4.55	Circuit de référence.....	140
Figure 4.56	Capteur de température.....	141
Figure 4.57	Capteur de la tension d'alimentation Vcc.....	141
Figure 4.58	Circuit d'activation et d'arrêt de système.....	142

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

C.A.-C.C.	Courant alternatif-courant continu
C.C.-C.C.	Courant continu-courant continu
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
MLI/PWM	Modulation à largeur d'impulsion
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
SPS	SIMPOWERSYSTEM
ZVS	Commutation à tension nulle "Zero Voltage Switching"
ZCS	Commutation à courant nul "Zero current switching"
IEEE	Institute of electrical and electronics Engineers
AWG	American wire gauge
RB-IGBT	Reverse Blocking IGBT
EMI	interférences Électromagnétiques
PCB	Circuit imprimé "Printed Circuit Board"

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

$a(s)$	Numérateur de la fonction de transfert de régulateur
A	Ampères
AC	Aire magnétique
AC_{low}	Signal logique pour capter la basse amplitude de tension de réseau
AC_{High}	Signal logique pour capter la haute amplitude de tension de réseau
AWG_x	Fils de GAUGE utilisé pour les enroulements primaires
AWG_s	Fils de GAUGE utilisé pour les enroulements secondaires
A_{wp}	Surface encombrée par les enroulements primaires
A_t	Propriété magnétique du noyau
$b(s)$	Dénominateur de la fonction de transfert de régulateur
B_{max}	Champs magnétique maximal
cfm	Pieds carré par minute
C	Condensateur à la sortie de convertisseur abaisseur
C_{Di}	Condensateur de circuit d'amorçage
C_{eq}	Capacité équivalente
C_i	Condensateur en parallèle avec un interrupteur S_i
C_{in}	Condensateur à l'entrée du convertisseur
C_{OSS}	Condensateur de sortie du MOSFET
C_{pi}	Condensateur liant les deux ponts dans le convertisseur à pont double
d	Rapport cyclique
\hat{d}	Petit signal de rapport cyclique
di	Variation de courant i
D	Valeur statique du rapport cyclique
DG_i	Diode en série avec les IGBTs dans le commutateur de courant
D_r	Diode de redressement
D_{max}	Rapport cyclique maximal
D_{min}	Rapport cyclique minimal
D_r	Diode de roue libre
E_{aout}	Erreur de courant
EN_{Vcc}	Signal logique indiquant la bonne valeur de la tension d'alimentation
EN_{Vol}	Signal logique indiquant la bonne valeur de la tension d'entrée
$Enable_{MOS}$	Signal d'activation des MOSFETs
$Enable_{IGBT}$	Signal d'activation des IGBTs
f	Fréquence de commutation
F	Farads
FF	Facteur de remplissage des enroulements
FF_p	Facteur de remplissage des enroulements primaires
FF_s	Facteur de remplissage des enroulements secondaires
g_i	Fonction de transfert en mode de courant crête du courant de sortie
g_v	Fonction de transfert en mode de courant crête de la tension d'entrée
G_i	Les IGBTs dans le commutateur de courant
G_{id}	Fonction de transfert en mode moyen de courant de sortie

G_{si}	Signal de commande des interrupteurs de pont S_i
G_{vd}	Fonction de transfert en mode moyen de la tension de sortie
H	Henry
$H(s)$	Fonction de transfert de régulateur
H_m	Force magnétique
Hz	Hertz
i	Courant d'entrée
i_{cin}	Courant de C_m
i_d	Courant maximale direct tolérable
i_L	Courant dans l'inductance L
i_{fav}	Courant moyen direct
i_{frms}	Valeur efficace de courant
\hat{i}_L	Petit signal de courant dans L
i_Q	Courant dans l'interrupteur Q
i_{rm}	Courant maximale en inverse
I_{ac}	Image de courant de réseau redressé
I_c	Courant dans le circuit d'écrêtage au secondaire
I_{Coss}	Courant dans C_{OSS}
I_L	Valeur statique de courant i_L
I_{max}	Courant maximal
I_{min}	Courant minimal
I_{mout}	Courant de sortie de multiplicateur
I_0	Courant de sortie
I_p	Courant dans les enroulements primaires de transformateur
I_{pk}	Valeur crête de courant de sortie
k	Constante de C_{OSS}
k_u	Facteur d'utilisation
K_c	Constante de multiplication.
K_i	Gain de régulateur de courant
K_v	Gain de régulateur de tension
KV	Kilovolts
KW	Kilowatts
l_e	Longueur moyen du chemin magnétique
L	Inductance de filtre de sortie de convertisseur
L_{fpi}	Inductance de fuite au primaire de transformateur
L_{fsi}	Inductance de fuite au secondaire de transformateur
L_m	Inductance de magnétisation du transformateur
L_s	Inductance ajouté en série avec l'inductance de fuite de transformateur
m_1	Pente de monté de courant
\hat{m}_1	Petit signal de la pente de monté de courant
m_c	Pente de compensation
mV	Milli Volts
M	Pente de monté de courant
Mlt	Longueur moyen d'un enroulement

nC	Nano coulomb
n_{trans}	Rapport de transformation
N	Nombre de tours dans une inductance
N_p	Nombre de tours des enroulements primaires de transformateur
N_s	Nombre de tours des enroulements secondaires de transformateur
p_{bloc}	Pertes pendant le blocage du semi-conducteur
p_c	Pertes de conduction
p_{com}	Perte de commande
p_{comm}	Perte de commutation
p_{coss}	Perte de C_{oss}
pC	Pico coulomb
p_{etab}	Pertes pendant l'établissement du semi-conducteur
P_0	Puissance nominale à transformer
Q_i	Interrupteur de puissance
Q_g	Charge totale de la grille
Q_{rr}	Charge nécessaire pour la mise de conduction d'un MOSFET
rad/s	Radiant par seconde
r_c	Résistance dynamique de la diode, Résistance de l'IGBT en conduction
r_{ds}	Résistance dynamique du MOSFET en conduction
R_c	Résistance de fuite de condensateur de sortie
R_{cc}	Résistance dans le circuit d'amorçage
R_{cin}	Résistance de fuite de C_{in}
R_{cu}	Résistance des enroulements de l'inductance
R_{Di}	Résistance de circuit d'amorçage
R_E	Résistance équivalente
R_0	Résistance de sortie représentant la charge
R_p	Résistance totale des enroulements primaires
R_s	Résistance totale des enroulements secondaires
R_{sense}	résistance de mesure
R_L	Résistance de fuite de L
R_T	Résistance totale
RV_i	Varistances
s	Fonction de Laplace.
s_Q	État de l'interrupteur Q
SA_i	Surge arrester
S_i	Interrupteur dans un pont $i = 1, \dots, 4$
t_b	Temps de blocage
t_f	Temps de descente
t_r	Temps de montée
T	Tesla
T_{ci}	Transformateur de courant
T_{don}	Temps de mise en conduction
T_{fr}	Temps de stabilisation
T_i	Transformateur de puissance
T_{high_p}	Signal logique indiquant l'augmentation de la température des éléments

	situés coté primaire de transformateur
T_high_s	Signal logique indiquant l'augmentation de la température des éléments situés coté secondaire de transformateur
v_c	Erreur à la sortie du correcteur de la tension de sortie
\hat{v}_c	Petit signal de l'erreur à la sortie du correcteur de la tension de sortie
v_C	Tension aux bornes de condensateur C
\hat{v}_C	Petit signal de la tension aux bornes de condensateur C
v_0	Tension de sortie
\hat{v}_0	Petit signal de la tension de sortie
v_{ce}	Tension appliquée entre le collecteur et l'émetteur
v_{cin}	Tension aux bornes de C_{in}
v_D	Tension aux bornes de la diode dans un convertisseur
v_{ds}	Tension aux bornes de MOSFET
V	Volts
V_{vout}	Sortie de correcteur de tension dans l'UCC 2818
V_C	Valeur statique de la tension aux bornes de condensateur C
V_{CC+}	Tension d'alimentation basse tension positive
V_{CC-}	Tension d'alimentation basse tension négative
V_{Coss}	Tension aux bornes de C_{oss}
V_c	Volume du noyau magnétique
V_j	Tension aux bornes de la jonction PN de la diode
V_{Fj}	Tension transitoire maximale aux bornes de la diode
V_{FF}	Valeur RMS de la tension calculée à l'aide d'un filtre (R, C) et l'image de moitié de courant de courant I_{ac}
V_{Gs}	Tension appliquée entre la grille et la source
V_{in}	Tension appliquée à l'entrée du convertisseur
V_{in_min}	Valeur minimale de la tension d'entrée
V_{in_max}	Valeur maximale de la tension d'entrée maximale
V_0	Tension de sortie (valeur statique).
V_{p1}	Tension aux bornes des enroulements primaires de transformateur
V_{pp1}	Image de la tension de réseau
V_{pp2}	Image de la tension de réseau avec un déphasage de 180°
V_{s1}	Tension aux bornes des enroulements secondaires de transformateur
V_r	Tension inverse aux bornes de la diode
V_{ref}	Tension de référence
V_s	Image de la tension de réseau redressée
w_{amor}	Énergie nécessaire pour assurer l'amorçage de l'IGBT
w_{bloc}	Énergie nécessaire pour assurer le blocage de l'IGBT
w_p	Zéro de régulateur
w_x	Gain de l'intégrateur de correcteur
w_z	Pôle de régulateur
W	Watts
W_a	Surface disponible pour les enroulements

W_{a_eff}	Surface effective disponible pour les enroulements.
W_{a_prim}	Surface effective disponible pour les enroulements primaires
W_{a_sec}	Surface effective disponible pour les enroulements secondaires
x	État du système
\hat{x}	Petit signal de x
X	Valeur statique de x
X_p	Nombres des fils constituant un tour des enroulements primaires
X_s	Nombres des fils constituant un tour des enroulements secondaires
y	État du système
\hat{y}	Petit signal de y
Y	Valeur statique de y
$^{\circ}C$	Degré Celsius
ΔB_m	Variation maximal du champ magnétique
∂V	Variation de la tension de sortie par cent
η	Efficacité
μ	Perméabilité magnétique
ρ	Résistivité de cuivre

INTRODUCTION

La croissance de la demande mondiale en énergie électrique, et la volatilité des prix qui en résulte, a orienté la recherche en électronique de puissance vers deux principaux axes qui sont : la diminution de la consommation de l'énergie électrique d'une part, et la recherche des nouvelles sources d'énergie renouvelables comme les cellules photovoltaïques et les génératrices éoliennes d'autre part.

Mentionnons que la conversion d'énergie électrique est un thème très important et constitue même la raison d'exister de l'électronique de puissance. À ce sens, près de 60 % de l'énergie électrique est converti d'une forme à autre dépendamment du besoin des diverses applications comme les caméscopes, les ordinateurs et les chargeurs d'accumulateurs intelligents, etc.) (Hess, 1999).

La conversion de l'énergie électrique a incité à la conception des plusieurs topologies des convertisseurs courant alternatif-courant continu (C.A.-C.C.) et courant continu-courant continu (C.C.-C.C.). L'amélioration des performances de ces convertisseurs de puissance fait l'objet des diverses recherches qui portent principalement sur :

1. La minimisation des pertes internes des convertisseurs à l'aide des méthodes de commutation douce.
2. la conception des modèles mathématiques précis, et l'invention des plusieurs techniques de commande afin d'améliorer les formes d'ondes du courant de sortie des convertisseurs et la tension à ses bornes. Parmi ces techniques de commande, citons la commande en mode moyen de courant « average current mode » et la commande en mode crête de courant « peak current mode ».

Il est important de noter que parmi l'ensemble des topologies existantes, le convertisseur C.C.-C.C. à pont commutant à tension nulle est le plus utilisé. Cependant, ce dernier, n'est pas dédié pour fonctionner dans la gamme de tension de 600 V à 1200 V à cause de

l'indisponibilité des composants, leur haut prix et surtout leur efficacité. C'est pourquoi, le convertisseur C.C.-C.C., est remplacé dans des cas pareils (600V-1200V) par des convertisseurs à pont double fonctionnant en commutation douce en série constitués par des composants valables à basse tension et moins chers.

Nous proposons de diminuer la consommation d'énergie associée au test des convertisseurs, en remplaçant la résistance thermique utilisée comme charge, par un circuit non dissipatif qui se comportera comme une charge active, et devra réinjecter l'énergie dans le réseau au lieu de la dissiper.

Précisons qu'une diminution de la consommation de l'énergie de 80 % entrainera la réduction de prix de cette dernière, en plus d'avoir un effet positif sur l'environnement.

Deux aspects seront donc, traités dans ce mémoire. D'abord la commutation douce dans les convertisseurs à pont double. Par la suite, la conception de la charge active sera abordée. À ce propos, le premier chapitre présente une introduction sur les différentes topologies des convertisseurs abaisseurs et les techniques proposées pour minimiser les pertes de commutation. En outre, une présentation des différents types de commande et des techniques de commutation utilisées dans les convertisseurs à pont double sera couverte.

Dans le deuxième chapitre, une nouvelle technique de la commutation douce des convertisseurs à pont double est présentée. Par ailleurs, la méthode de la conception de la topologie proposée, son fonctionnement, sa modélisation, ainsi que les résultats des simulations seront présentés.

Par la suite, au troisième chapitre, nous expliquons l'idée d'une charge active. Également, nous déduisons le modèle mathématique et présentons les résultats de simulations afin de valider le modèle.

Enfin, au quatrième chapitre, nous traitons la validation expérimentale de la charge active. À ce sujet, nous justifions le choix des composants électroniques d'un part. Nous réaliserons le schéma électrique et le circuit imprimé correspondant d'autre part.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS À COMMUTATION DOUCE

1.1 Introduction

Le progrès dans le domaine des microprocesseurs et de télécommunication, a influencé le domaine de la conversion d'énergie. La basse tension utilisée dans les microprocesseurs, les téléphones mobiles et toutes les autres applications basse tension, a déclenché la recherche dans le domaine de conversion d'énergie.

La grande efficacité, la fiabilité, le faible prix, la rigueur et la vitesse d'exécution, représentent les buts à cibler de notre recherche en électronique de puissance.

Vu que la tension d'alimentation des convertisseurs en question est la tension de réseau, et afin d'assurer un facteur de puissance unitaire, un convertisseur C.A.-C.C. se constitue de deux convertisseurs en cascade (Figure 1.1). Le premier est un convertisseur élévateur (Boost converter) fonctionnant comme un pré-régulateur de facteur de puissance, et délivrant une tension continue à ses bornes. Alors que le second est un convertisseur abaisseur C.C.-C.C. assurant la puissance nécessaire pour la charge.

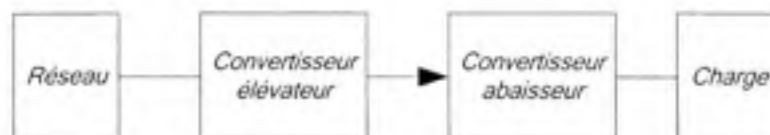


Figure 1.1 Schéma bloc d'un convertisseur courant alternatif-courant continu.

La tension du réseau à l'entrée de convertisseur élévateur est ramenée à une tension supérieure à la tension crête à l'entrée de convertisseur abaisseur. Afin d'avoir une basse tension à la sortie, et d'assurer une isolation galvanique, on utilise un transformateur de puissance.

Ce qui impose l'utilisation des convertisseurs C.C.-C.C. à pont (full bridge converter). Ces derniers sont les plus répandus (Figure 1.2). Ils présentent des nombreux avantages comme l'optimisation des circuits magnétiques vu que la fréquence de commutation est fixe d'un part. D'autre part, il permet d'utiliser la modulation par largeur l'impulsion (MLI) « pulse width modulation PWM » qui a l'aptitude de bien gérer le courant de sortie de convertisseur. Cette topologie des convertisseurs assurent une grande efficacité, un rendement assez élevé et une grande fiabilité.

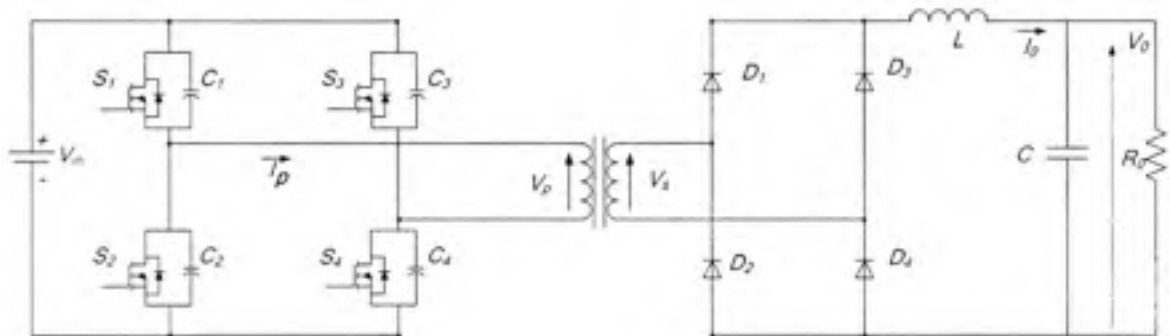


Figure 1.2 *Convertisseur à pont.*

1.2 La Commutation douce

Le convertisseur à pont assure la conversion d'une grande puissance. Afin de minimiser la valeur et le volume des condensateurs et des inductances des filtres de sortie, la fréquence de commutation doit être élevée. Cette grande fréquence (supérieure à 20 KHz) augmente les pertes de commutation et diminue le rendement (Morad, Ziogas et al. 1991). D'où la nécessité de chercher des moyens pour réduire ces pertes, voire les éliminer.

La réduction des pertes de commutation «la commutation douce» est réalisée principalement par deux techniques. Les plus utilisées sont : la technique de commutation à tension nulle (ZVS Zero Voltage Switching), et la technique de commutation à courant nul (ZCS Zero Current Switching).

Parmi les méthodes de la commutation douce des convertisseurs C.C.-C.C., la plus répandue et la plus simple est celle basée sur le phénomène de résonance (Barbi and Aragao Filho 1990; Sabate, Vlatkovic et al. 1990). En effet, une inductance L_s montée en série avec l'inductance de fuite des enroulements primaires du transformateur va osciller avec la capacité interne de l'interrupteur et le condensateur en parallèle (Figure 1.3). Ce phénomène assure la charge de l'inductance et par suite la décharge de condensateur en parallèle à l'interrupteur complémentaire ce qui permet d'amorcer ce dernier à une tension nulle.

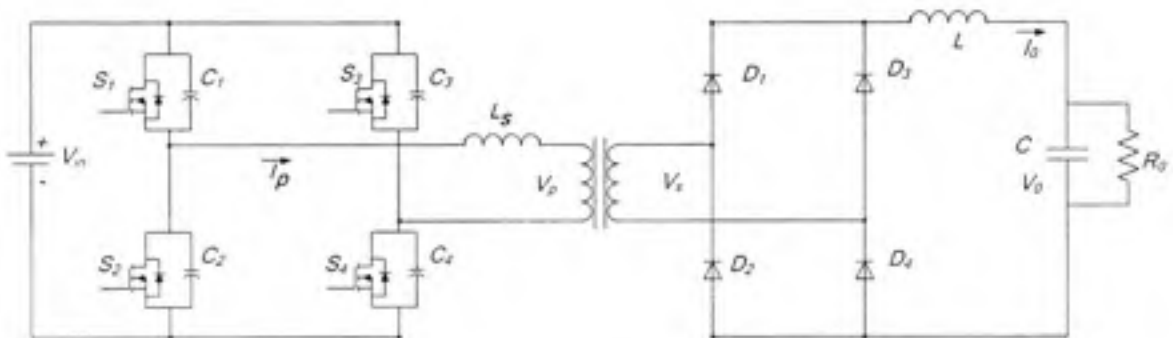


Figure 1.3 Convertisseur fonctionnant à ZVS.

1.3 Les topologies des convertisseurs ayant des circuits auxiliaires et celles de doubleur de courant.

La réalisation de la commutation à tension nulle n'est pas limitée par l'ajout d'une inductance en série avec les enroulements primaires de transformateur. Diverses techniques sont utilisées pour assurer la commutation douce. À titre d'exemple, citons la nouvelle topologie d'un convertisseur C.C.-C.C. à pont proposé par (Morimoto, Doi et al. 2005). Dans cette topologie, un condensateur et un semi-conducteur sont branchés respectivement en parallèle et en série avec la tension d'entrée (Figure 1.4).

Précisons que cette topologie assure la commutation en zéro de tension en désamorçant S_3 à la fin de chaque demi période de commutation pendant une durée suffisante pour la décharge

du condensateur C à zéro. Une fois la tension aux bornes de condensateur C nulle, tout en débranchant la tension d'entrée à l'aide de S_5 , on désamorce les deux interrupteurs de pont déjà en conduction. Ce qui assure une commutation à tension nulle. Les diodes antiparallèles (D_1, D_4) aux interrupteurs désamorcés (S_1, S_4) se mettent en fonction permettant la charge de condensateur C à V_m . À cet instant, on peut amorcer les interrupteurs complémentaires ainsi que S_3 .

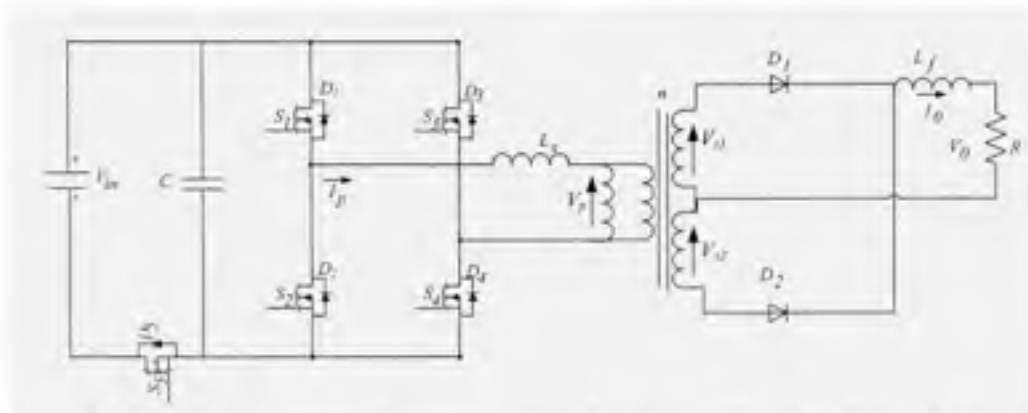


Figure 1.4 Topologie assurant la commutation douce en utilisant un 5^{ème} interrupteur.
(Morimoto, Doi et al. 2005)

Ensuite, une autre topologie est proposée par (Kutkut, Divan et al. 1995). Cette dernière présente deux avantages à savoir, la commutation douce et la minimisation des ondulations de courant de sortie. La commutation douce est assurée par les inductances de fuites sans recourir à une inductance en série avec les enroulements primaires de transformateur et en minimisant l'inductance de fuite du transformateur pour rendre le phénomène de résonance entre les inductances de fuite et les condensateurs branchés en parallèle avec les interrupteurs de puissance plus rapide. Toutefois, la minimisation des ondulations de courant de sortie est assurée par l'utilisation de deux inductances (Figure 1.5).

Expliquons les modes de fonctionnement de cette topologie. Au début, les deux interrupteurs S_1 et S_4 (S_2 et S_3 respectivement) conduisent assurant une tension V_m aux bornes des enroulements primaires de transformateur $V_p = V_m$. Au secondaire, la diode D_2 (D_1 respectivement) est en conduction. Une fois, on bloque S_4 (S_3 respectivement), l'inductance L_1 (L_2 respectivement) charge le condensateur C_4 (C_3 respectivement) et décharge C_3 (C_4

respectivement), ce qui permet la mise en conduction de D_3 (D_4 respectivement) et par suite la possibilité d'amorçage de C_3 à tension nulle (C_4 respectivement).

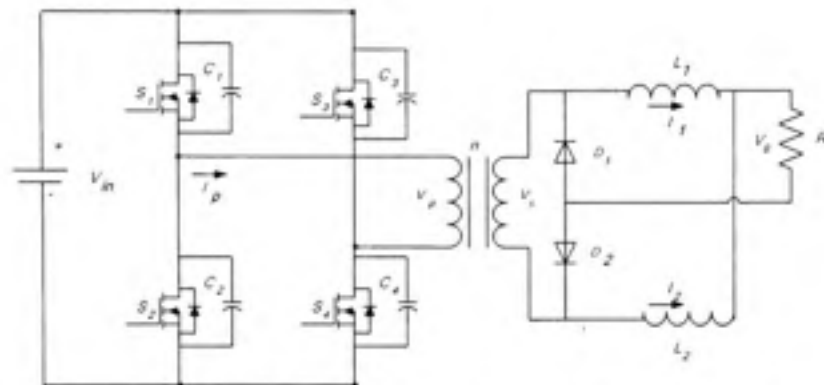


Figure 1.5 Topologie assurant la commutation douce par l'inductance de sortie.
(Kutkut, Divan et al. 1995)

En somme, les techniques de la commutation douce expliquées précédemment ne présentent qu'un bref aperçu des nombreuses techniques utilisées et traitées dans la littérature. En effet l'ajout d'une inductance en série avec le transformateur est la plus simple vu la complexité des autres parce que l'ajout d'un cinquième interrupteur nécessite un circuit de commande et un circuit d'amorçage supplémentaires et la minimisation des inductances de fuite complique le dimensionnement de transformateur.

1.4 La topologie de pont double et à commutation douce

Le convertisseur C.C.-C.C. à pont commutant à tension nulle est le plus utilisé. Mais malgré tous ses avantages et ses caractéristiques, il présente assez d'inconvénients, comme par exemple, le manque de la protection vu sa grande sensibilité. Ce qui requiert la présence des circuits de protection et de contrôle externes très rapide afin de prédire tout fonctionnement anormale.

Afin de résoudre les problèmes énoncés précédemment, une nouvelle topologie a été proposée par (Kutkut, Luckjiff et al. 1997). Elle est basée sur l'utilisation de deux ponts de convertisseur branchés en série ou en parallèle (Figure 1.6).

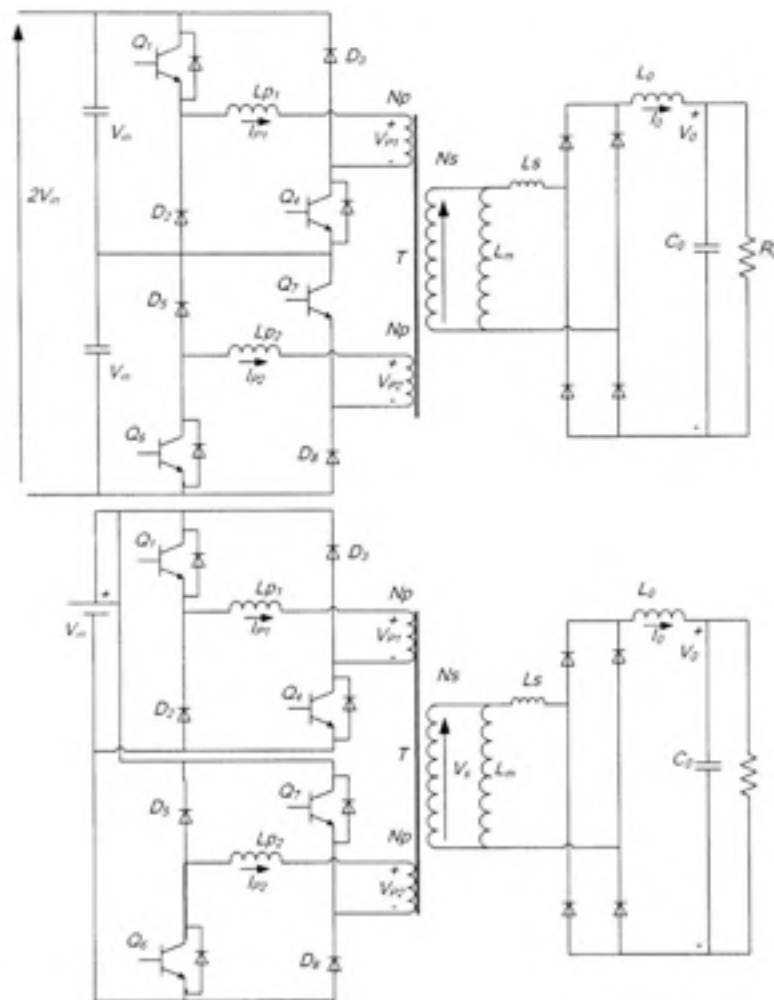


Figure 1.6 Convertisseur à pont double montage parallèle et cascade.
(Kutkut, Luckjiff et al. 1997)

Ces deux ponts fonctionnent en complémentarité afin d'assurer la forme bipolaire de la tension pour le transformateur.

Dans les convertisseurs à pont double, la commutation à tension nulle est assurée par diverses techniques. Dans la première technique proposée par (Kutkut, Luckjiff et al. 1997),

une inductance montée en série avec l'inductance de fuite des enroulements secondaires du transformateur assure la commutation à tension nulle (Figure 1.7).

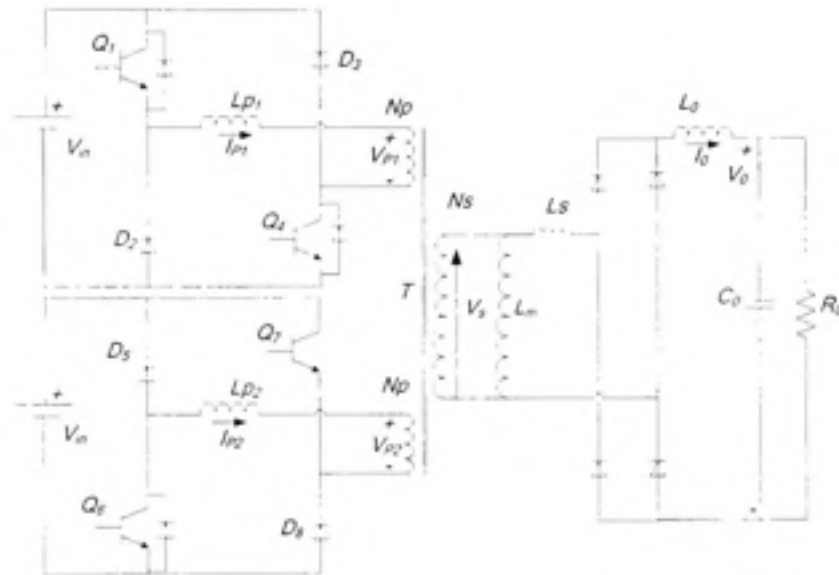


Figure 1.7 Topologie de convertisseur à pont double.
(Kutkut, Luckjiff et al. 1997)

Une autre topologie est proposée par (Kutkut 1999) assure la commutation douce en couplant les deux ponts par des inductances mutuelles. Ces dernières résonnent avec les condensateurs en parallèle avec les MOSFETs pour les charger et décharger (Figure 1.8). Notons que l'utilisation d'une seule inductance mutuelle peut encore assurer la commutation douce. La figure (1.9) illustre cette topologie présentée par (Torricco-Bascope and Barbi 2001). Enfin une amélioration des performances des convertisseurs à pont double est proposée par (Jun Shan, Ma et al. 2004) en utilisant les diodes à temps de recouvrement nul (diode Schottky).

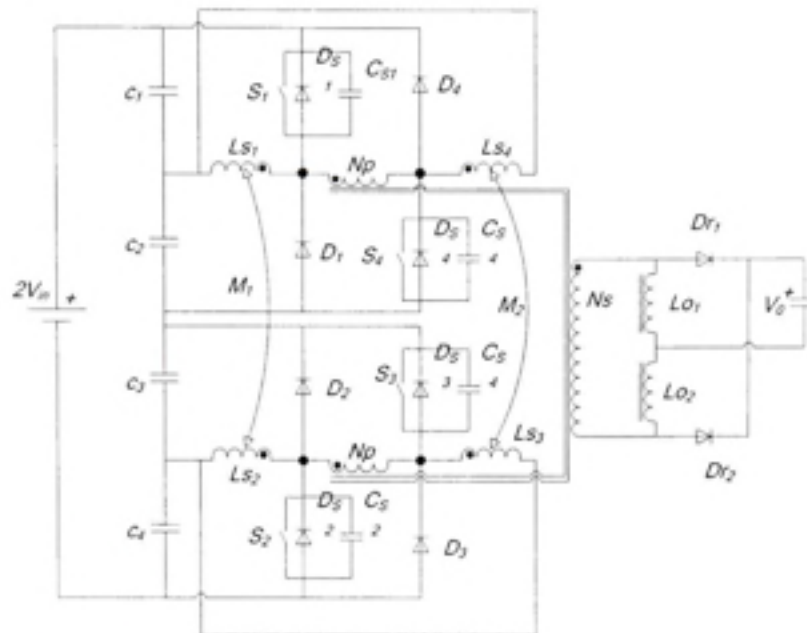


Figure 1.8 *Commutation douce à l'aide de deux inductances mutuelles.*
(Kutkut 1999)

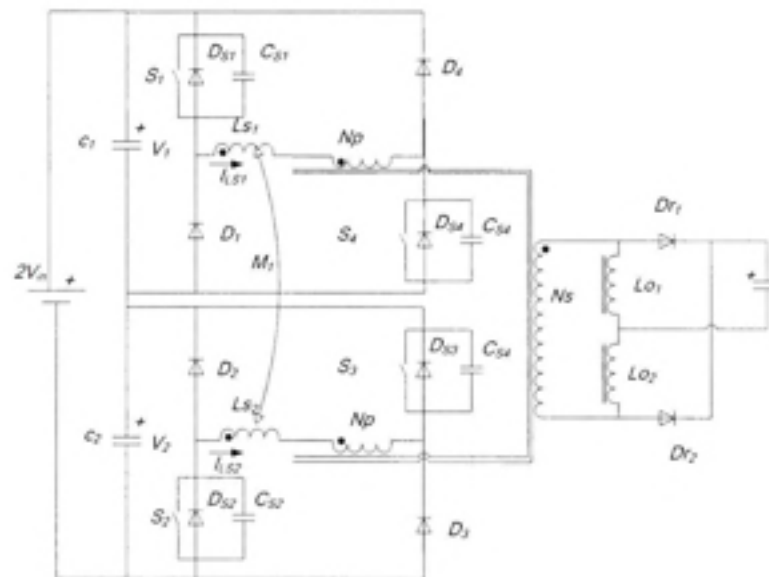


Figure 1.9 *Commutation douce à l'aide d'une inductance mutuelle.*
(Torrice-Bascope and Barbi 2001)

1.5 Modélisation des convertisseurs et différentes types de commande

Comme déjà cité, l'utilisation des convertisseurs C.C.-C.C. est en plein essor. Mais malgré leur performance et leur efficacité, leur commande est assez délicate.

Dans la réalité, deux techniques de commandes sont utilisées : la technique des bascules à hystérésis et la technique de la modulation en largeur d'impulsion MLI. La première se caractérise par sa simplicité et par une fréquence de commutation variable dépendant des paramètres de convertisseur. Alors que la commande MLI se caractérise par une fréquence de commutation fixe et une grande performance, ce qui la rend préférable (Kanaan 2002).

Signalons que la conception d'un circuit de contrôle basé sur la technique de MLI nécessite la connaissance du modèle mathématique précis du convertisseur. À cet effet, des modèles ont été conçus pour des différentes topologies des convertisseurs et dépendamment des types de commande.

MIDDLEBROOK et CUK (1976) ont montré qu'il est possible de modéliser n'importe quel convertisseur élévateur ou abaisseur. Ils ont réalisé la modélisation complète d'un convertisseur abaisseur, pour la commande en mode moyen de tension, en mode moyen et crête de courant.

Rappelons que les deux types de commande des convertisseurs les plus utilisés sont la commande en mode moyen de tension et la commande en mode de courant. La commande en mode moyen de tension est simple et assure une grande immunité contre le bruit mais elle nécessite des circuits de compensation assez complexes (Chang 2004). À cause de cela, la commande en mode de courant est la méthode préférée par rapport à la commande en mode de tension.

Précisons que deux types de commande en mode de courant sont utilisés : la commande en mode moyen et la commande en mode crête. La commande en mode crête de courant est la

méthode la plus populaire parce que ses caractéristiques intrinsèques lui confèrent plusieurs avantages. Entre autre, la limitation de la valeur crête de courant à chaque cycle. De plus le rejet de la perturbation de la tension d'entrée.

La commande en mode crête de courant permet de contrôler plusieurs convertisseurs en parallèles. En plus, le modèle mathématique basée sur la commande en mode crête génère des fonctions des fonctions de transfert type $2^{\text{ème}}$ ordre (Suntio 2001).

1.6 Réinjection de courant dans le réseau

La grande consommation de l'énergie électrique rend les sources actuelles (sources hydrauliques et à combustible) insuffisantes et cause une augmentation de prix. D'où la recherche des autres sources d'énergie, comme les génératrices éoliennes, les cellules photovoltaïques et les sources nucléaires. Parallèlement à la recherche de nouvelles sources d'énergie, des études sont portées sur la réinjection de courant de la charge dans le réseau, en minimisant ainsi la consommation de l'énergie. À titre d'exemple, la cascade hyposynchrone est l'une des méthodes utilisées pour la réinjection de l'énergie électrique au réseau. Dans cette technique, de l'énergie est retirée du rotor d'une machine asynchrone à rotor bobiné pour être réinjectée dans le réseau. Par conséquent, cela permet de réduire de manière significative la vitesse tout en conservant un rendement acceptable.

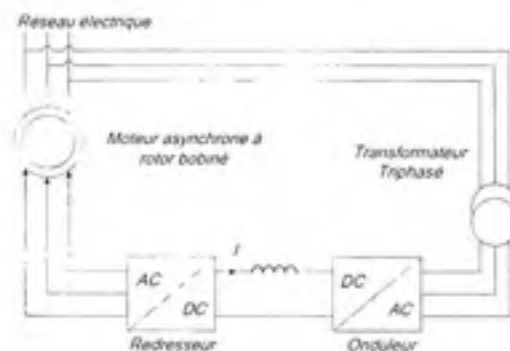


Figure 1.10 Réinjection de l'énergie par la cascade hyposynchrone.

(http://fr.wikipedia.org/wiki/Cascade_hyposynchrone)

La figure précédente (Figure 1.10) montre les trois enroulements du rotor connectés à un convertisseur C.A.-C.C. qui alimente un onduleur triphasé générant un courant triphasé, synchronisé à la fréquence de réseau. La sortie de l'onduleur est connectée au réseau de distribution à travers un transformateur triphasé.

1.7 Objectifs de mémoire

Les convertisseurs C.C.-C.C. à pont sont les plus répandus. Mais, ils ne couvrent pas tous les marges de la tension d'entrée comme la gamme entre 600 V et 1200V. De plus, ils requièrent la présence des circuits de protection et de contrôle externes très rapide. Il est donc, indispensable de les remplacer, dans des cas pareils, par des convertisseurs à pont double devant commuter à tension nulle.

N'oublions pas qu'une diminution de la consommation de l'énergie électrique va réduire le prix de cette dernière et porte un effet positif sur l'environnement. Cette réduction de consommation est réalisée en remplaçant une résistance thermique, par un circuit non dissipatif, comportant comme une charge active, en réinjectant l'énergie électrique dans le réseau « charge active ».

Deux objectifs seront donc ciblés dans ce mémoire. Le premier est la recherche d'une nouvelle technique de la commutation douce dans les convertisseurs à pont double. Alors que le deuxième est de concevoir une charge active et la modéliser.

Nous allons expliquer le circuit d'une nouvelle topologie des convertisseurs à pont double et le circuit de la charge active. Ensuite, nous détaillerons les modes de fonctionnement de chacune. Nous chercherons le modèle du convertisseur à pont double et de la charge active pour concevoir les régulateurs nécessaires pour leur commande. Également, nous allons les simuler sous deux logiciels (MATLAB_SIMPOWERSYSTEM) et (ORCAD_PSPICE) pour valider les modèles conçus. Enfin, nous présenterons la procédure complète de

dimensionnement du convertisseur à pont double proposé et de la charge active pour les expérimenter.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des différentes topologies fonctionnant en commutation douce des convertisseurs C.C.-C.C.. Plus concrètement, nous avons traité les topologies des convertisseurs ayant une inductance de résonance montée en série avec l'inductance de fuite de transformateur et celles utilisant des interrupteurs supplémentaires pour assurer la commutation à tension nulle.

De plus, nous avons présenté quelques topologies des convertisseurs à pont double et à commutation douce et des différentes techniques de commande.

Également, nous avons présenté une technique de réinjection de l'énergie dans le réseau. Et Enfin, nous avons démontré l'objectif de ce mémoire.

CHAPITRE 2

CONVERTISSEUR À PONT DOUBLE

2.1 Introduction

Différentes techniques de commutation douce des convertisseurs C.C.-C.C. à pont double sont proposées dans le chapitre précédent. Mais elles sont toutes basées sur le phénomène de résonance entre une inductance ajoutée en série avec le transformateur, et la capacité interne de l'interrupteur.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle technique de commutation basée sur des condensateurs branchés entre les deux ponts. Ce qui assure la commutation à tension nulle des interrupteurs de deux ponts.

Nous allons, d'abord, présenter la nouvelle technique de commutation douce. Ensuite, nous décrirons le circuit ainsi que ses modes de fonctionnement. Par ailleurs, nous présenterons le modèle du convertisseur et sa technique de commande. Les résultats des simulations de convertisseur sous deux logiciels différents (MATLAB_SYM_POWER_SYSTEM et ORCAD_PSPICE) permettent de valider le modèle et la commande de convertisseur. Enfin, la procédure de dimensionnement de notre topologie est détaillée.

2.2 Description du circuit

Le convertisseur proposé est un convertisseur C.C.-C.C. formé de deux ponts en série reliés entre eux par des condensateurs qui assurent la commutation douce. Chaque pont est formé de deux diodes et deux interrupteurs de puissance. La transformation de l'énergie peut être réalisée par deux méthodes. La première consiste à utiliser un transformateur possédant deux enroulements primaires et un secondaire (Figure 2.1). Alors que la deuxième utilise deux transformateurs simples comportant chacun un primaire et un secondaire (Figure 2.2).

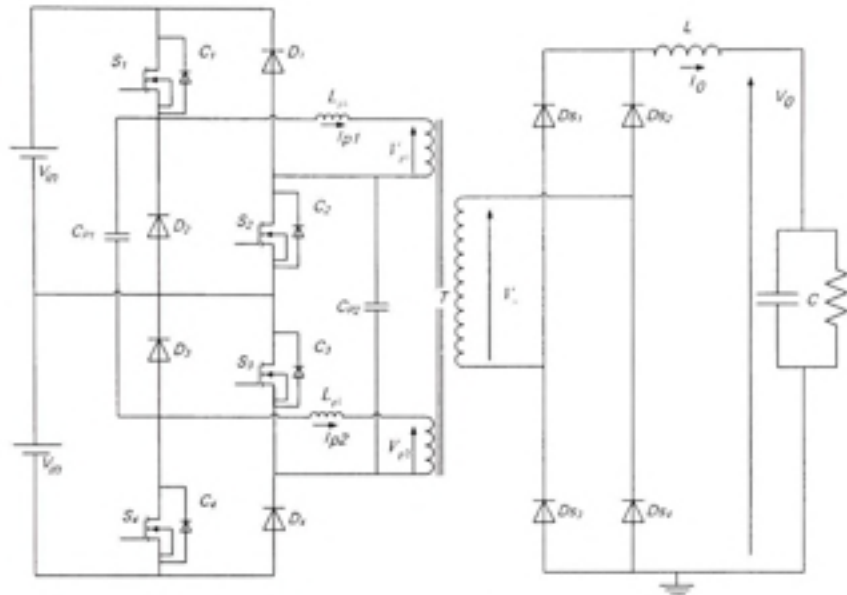


Figure 2.1 Convertisseur à pont double avec un transformateur ayant deux primaires.

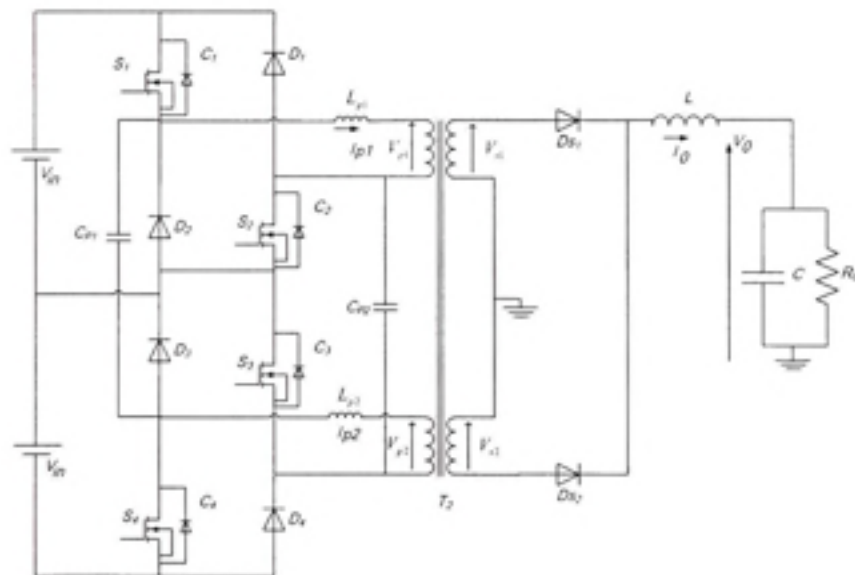


Figure 2.2 Convertisseur à pont double avec deux transformateurs simples.

2.3 Principe de fonctionnement :

Le convertisseur à pont double fonctionne de manière semblable à celle d'un convertisseur à pont. Les deux ponts fonctionnent en complémentarité et les condensateurs (C_{p1} et C_{p2}) assurent la commutation à tension nulle.

Pendant une demi-période, un pont opère en trois modes, alors que pour l'autre moitié de la période, le deuxième pont fonctionne (Figure 2.3 et Figure 2.4). Expliquons les modes de fonctionnement de convertisseur à pont double.

Au cours du **Mode 1**, les deux MOSFETs S_1 et S_2 conduisent. Les deux condensateurs C_{p1} et C_{p2} se chargent et la tension à leurs bornes atteint la tension d'entrée V_{in} . La tension aux bornes des enroulements primaires du transformateur T_1 augmente jusqu'à une valeur égale à V_{in} . Le courant I_{p1} augmente jusqu'à ce qu'il devienne équivalent au courant dans l'inductance de filtre L pendant un intervalle de temps très faible. L commence à se charger, et le courant augmente selon l'équation (2.1). Ce mode se termine, quand S_1 se désamorce.

$$i_0 = \frac{V_0 - V_{s1}}{L} t \quad (2.1)$$

Pendant le **Mode 2**, S_1 est bloqué, le condensateur C_1 résonnant avec L_{p1} , se charge à V_{in} . C_4 se décharge à 0 à travers C_{p1} qui joue le rôle d'une passerelle entre C_1 et C_4 . On choisit L_{p1} et C_{p1} afin d'assurer une fréquence d'oscillation assez élevée (demi période d'oscillation égale au temps mort entre les signaux de commande). La tension aux bornes de C_4 est nulle, on peut amorcer S_4 à tension nulle. S_3 et D_2 conduisent assurant une tension nulle aux bornes de transformateur ($V_{p1}=0$). La tension aux bornes de L est égale à l'inverse de la tension de sortie, son courant décroît selon (2.2):

$$i_0 = \frac{-V_{s1}}{L} t + i_{max} \quad (2.2)$$

Lors du **Mode 3**, quand S_2 est bloqué. Le condensateur C_2 résonnant avec L_{p2} , se charge à V_{in} . C_3 se décharge à 0 à travers C_{p2} . S_4 peut être amorcé à tension nulle. Ce mode se termine

quand S_3 et S_4 se mettent à conduire permettant à la tension V_{p2} aux bornes des enroulements primaires du transformateur T_2 de diminuer à $-V_{in}$. D_{S2} commence à conduire impliquant la charge de L .

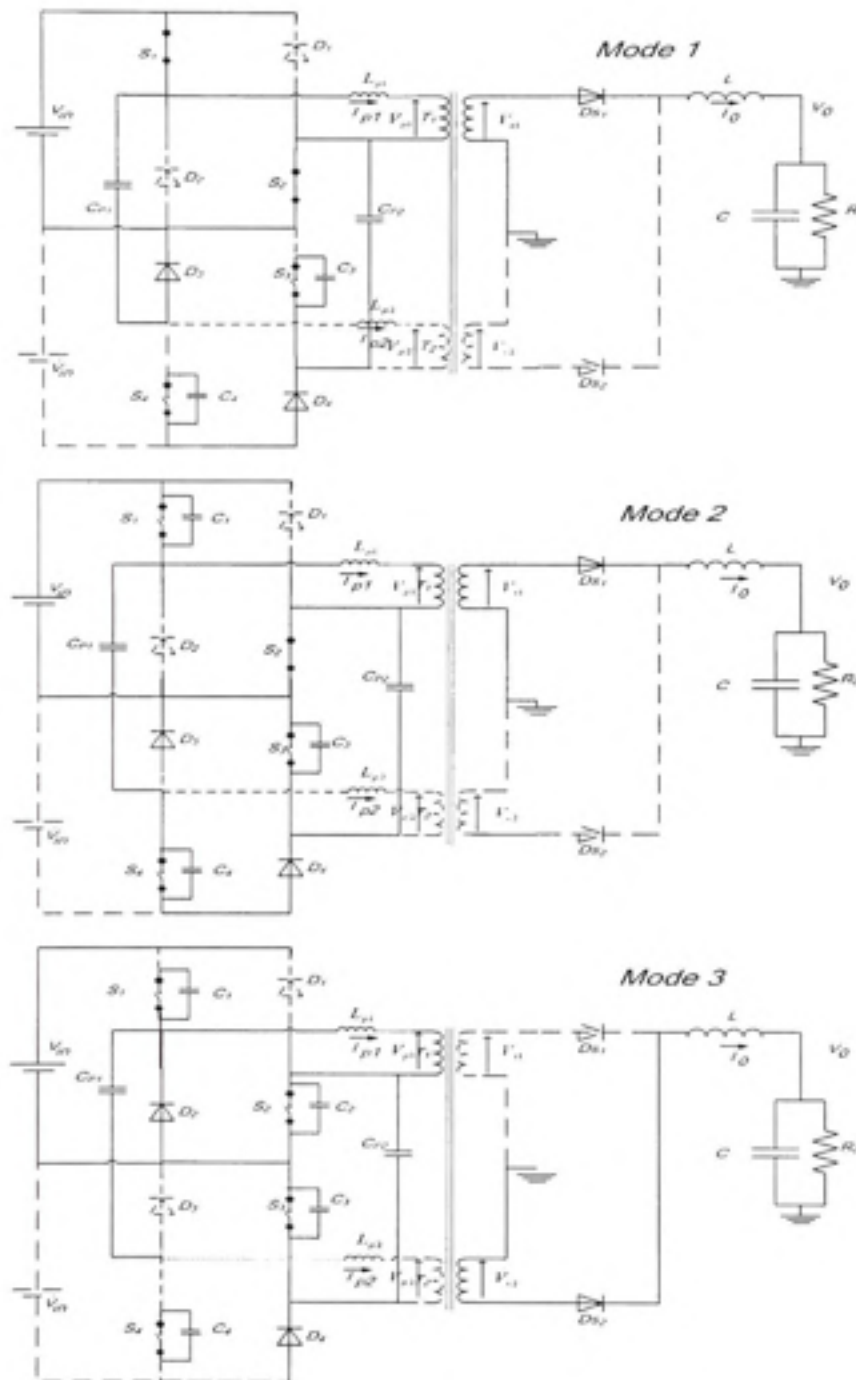


Figure 2.3 Les modes de fonctionnement de convertisseur.

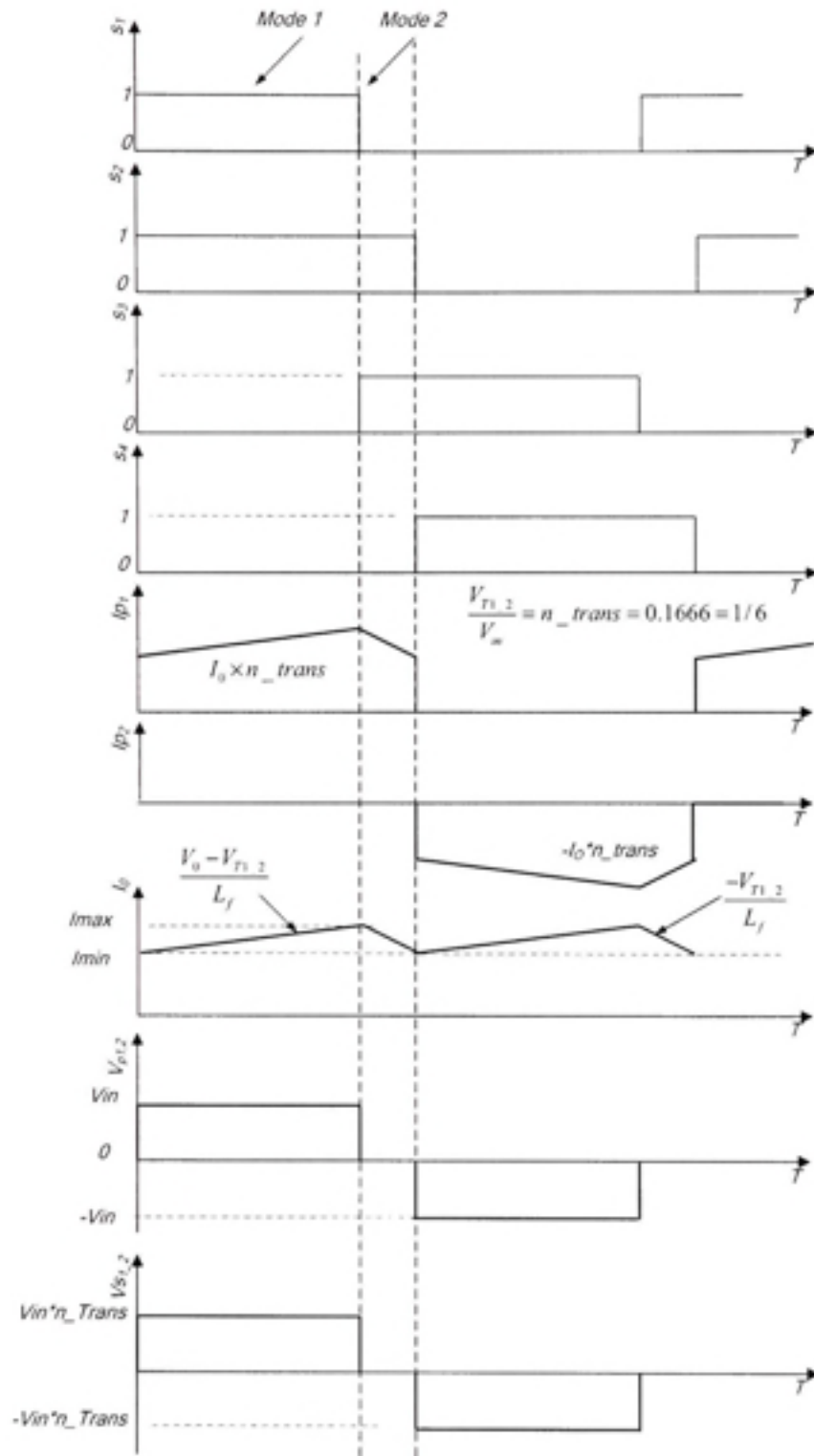


Figure 2.4 Formes d'ondes théoriques des tensions et des courants.

2.4 Modélisation et contrôle

Le modèle de convertisseur à pont double ne diffère pas de celui d'un convertisseur abaisseur formé d'un interrupteur Q , une diode roue libre D_r et un filtre (L, C). La charge considérée résistive est présentée par R_0 (Kanaan, 2002).

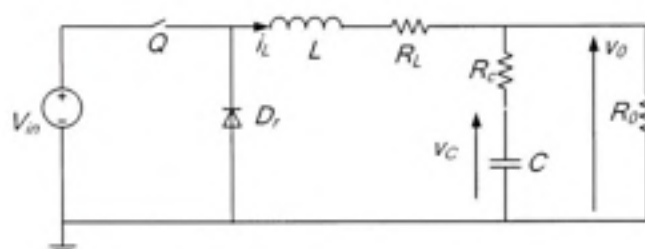
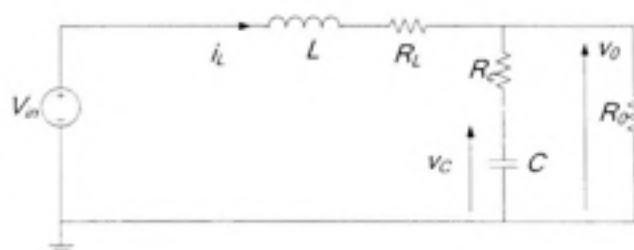


Figure 2.5 *Convertisseur abaisseur.*

La méthode des états moyens est la méthode utilisée pour la modélisation de convertisseur. Le courant de l'inductance et la tension aux bornes de condensateurs forment les deux états de système. Les deux équations d'états, varient en fonction de l'état de l'interrupteur Q comme suit :

1. Interrupteur fermé :

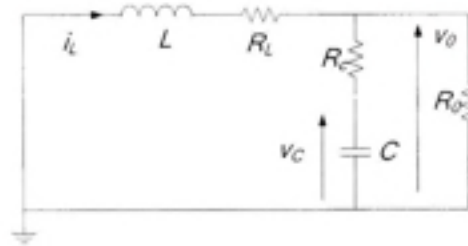


$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} \right) i_L - \frac{1}{L} \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C \quad (2.3)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_0 + R_c} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{R_0 + R_c} v_C \quad (2.4)$$

$$v_0 = \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} i_L \quad (2.5)$$

2. Interrupteur ouvert :



$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} \right) i_L - \frac{1}{L} \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C \quad (2.6)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_0 + R_c} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{R_0 + R_c} v_C \quad (2.7)$$

$$v_0 = \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} i_L \quad (2.8)$$

Une fois les équations d'état du système sont élaborées, la moyenne pondérée de ces équations pendant les deux cas de l'interrupteur est calculée à partir des couples des équations [(2.3), (2.6)], [(2.4), (2.7)] et [(2.5),(2.8)] :

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} = & \left(-\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} \right) i_L - \frac{1}{L} \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C \right) (1-d) + \\ & \left(\frac{v_m}{L} - \frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} \right) i_L - \frac{1}{L} \frac{R_0}{R_0 + R_c} v_C \right) d \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_c}{dt} = & \left(\frac{1}{C} \frac{R_0}{R_0 + R_c} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{R_0 + R_c} v_c \right) (1-d) \\ & + \left(\frac{1}{C} \frac{R_0}{R_0 + R_c} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{R_0 + R_c} v_c \right) d \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$v_0 = \left(\frac{R_0}{R_0 + R_c} v_c + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} i_L \right) d + \left(\frac{R_0}{R_0 + R_c} v_c + \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} i_L \right) (1-d) \quad (2.11)$$

En remplaçant les deux variables d'états i_L et v_c par les deux variables x et y respectivement, et en considérant :

$$R_T = \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} \quad (2.12)$$

$$R_E = \frac{R_0}{R_0 + R_c} \quad (2.13)$$

Les équations d'état du modèle deviennent :

$$\dot{x} = \frac{1}{L} (-R_T x - R_E y) + \frac{1}{L} V_m d \quad (2.14)$$

$$\dot{y} = \frac{1}{C} \left(R_E x - \frac{1}{R_0 + R_c} y \right) \quad (2.15)$$

$$v_0 = (R_E y + R_T x) \quad (2.16)$$

Vu que chaque signal est constitué d'une valeur statique et des petites variations. On arrive à deux modèles : Modèle statique et modèle dynamique en petit signal.

$$\begin{aligned}
 x &= X + \hat{x} \\
 y &= Y + \hat{y} \\
 d &= D + \hat{d} \\
 \dot{x} &= \dot{X} + \hat{\dot{x}} \\
 \dot{y} &= \dot{Y} + \hat{\dot{y}} \\
 v_0 &= V_0 + \hat{v}_0
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

$$\dot{x} = \dot{X} + \hat{\dot{x}} = \frac{1}{L}(-R_T(X + \hat{x}) - R_E(Y + \hat{y})) + \frac{1}{L}(V_m + \hat{v}_m)(D + \hat{d})
 \tag{2.18}$$

$$\dot{y} = \dot{Y} + \hat{\dot{y}} = \frac{1}{C}\left(R_E(X + \hat{x}) - \frac{1}{R_0 + R_c}(Y + \hat{y})\right)
 \tag{2.19}$$

$$v_0 = \hat{v}_0 + V_0 = R_E \hat{y} + R_T \hat{x} + R_E Y + R_T X
 \tag{2.20}$$

1. Modèle statique :

$$\dot{X} = \frac{1}{L}(-R_T X - R_E Y) + \frac{1}{L}V_m D
 \tag{2.21}$$

$$\dot{Y} = \frac{1}{C}\left(R_E X - \frac{1}{R_0 + R_c} Y\right)
 \tag{2.22}$$

$$\dot{X} = 0 \Rightarrow \frac{1}{L}(-R_T X - R_E Y) + \frac{1}{L}V_m D = 0$$

$$\dot{Y} = 0 \Rightarrow \frac{1}{C}\left(R_E X - \frac{1}{R_0 + R_c} Y\right) = 0$$

$$V_0 = R_E Y + R_T X$$

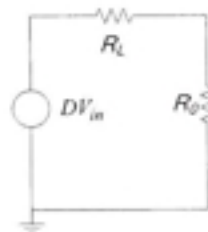


Figure 2.6 *Modèle statique.*

2. Modèle en petit signal :

$$\dot{\hat{x}} = -\frac{1}{L}(R_T \hat{x} + R_E \hat{y}) + \frac{1}{L}(V_m \hat{d} + \hat{v}_{in} D) \quad (2.23)$$

$$\dot{\hat{y}} = \frac{1}{C} \left(R_E \hat{x} - \frac{1}{R_0 + R_c} \hat{y} \right) \quad (2.24)$$

$$\hat{v}_0 = R_E \hat{y} + R_T \hat{x} \quad (2.25)$$

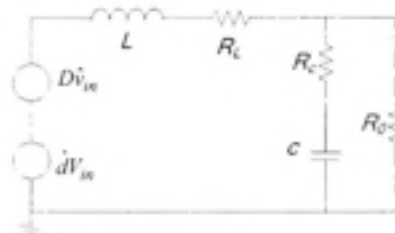


Figure 2.7 Modèle en petit signal de convertisseur abaisseur.

MIDDLEBROOK et CUK (1976) ont cherché la valeur de \hat{d} en fonction de signal d'erreur \hat{v}_c et le courant et la rampe \hat{m}_1 . De plus, ils ont évalué la valeur de la rampe \hat{m}_1 en fonction de \hat{i}_L et V_m . En effet, l'équation de départ de MIDDLEBROOK est donnée par :

$$i_L = \frac{v_c}{R_{sense}} - m_c dT - \frac{m_1 dT}{2} \quad (2.26)$$

En posant que i_L est formé d'une partie statique I_L et une dynamique \tilde{i}_L on arrive à :

$$\tilde{i}_L + I_L = \frac{V_c + \hat{v}_c}{R_{sense}} - m_c (D + \hat{d})T - \frac{(M_1 + \hat{m}_1)(D + \hat{d})T}{2} \quad (2.27)$$

La valeur statique I_L est donnée par l'équation suivante :

$$I_L = \frac{V_c}{R_{sense}} - m_c DT - \frac{M_1 DT}{2} \quad (2.28)$$

Alors que \hat{i}_L est donné par :

$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_c}{R_{sense}} - m_c \hat{d}T - \frac{(M_1 \hat{d} + D\hat{m}_1)T}{2} \quad (2.29)$$

Cherchons la valeur de \hat{d} à partir de l'équation (2.29), on arrive à :

$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_c}{R_{sense}} - m_c \hat{d}T - \frac{M_1 \hat{d}T}{2} - \frac{(D\hat{m}_1)T}{2} \Rightarrow \hat{i}_L = \frac{\hat{v}_c}{R_{sense}} - \hat{d}T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right) - \frac{(D\hat{m}_1)T}{2} \quad (2.30)$$

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{R_{sense}T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} - \frac{(D\hat{m}_1)T}{2T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} - \frac{\hat{i}_L}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)}$$

Isolons maintenant \hat{m}_1 qui représente la pente de montée de courant dans l'inductance L dans un montage abaisseur pendant la fermeture de l'interrupteur Q. En réécrivant l'équation (2.3) pour les petits signaux, nous arrivons à :

$$\frac{di_L}{dt} = m_1 = \frac{v_{in}}{L} - \frac{1}{L} R_L i_L - \frac{v_o}{L} \Rightarrow$$

$$M_1 + \hat{m}_1 = \frac{d(\hat{i}_L + I_L)}{dt} = \frac{V_{in} + \hat{v}_{in}}{L} - \frac{1}{L} R_L (\hat{i}_L + I_L) - \frac{V_o + \hat{v}_o}{L} \Rightarrow$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_{in} - \hat{i}_L R_L - \hat{v}_{out}}{L} \quad (2.31)$$

En remplaçant \hat{d} et \hat{m}_1 par leur valeur dans (2.23), (2.24) et (2.25), la fonction de transfert devient :

$$\frac{v_o}{\hat{v}_c} = \frac{1}{R_{sense}} R_0 \times \frac{w_p}{w_p + s} \times \frac{w_z + s}{w_z} \quad (2.32)$$

avec

$$w_p = 2\pi f_s = \frac{1}{(R_0 + R_c) \times C}$$

$$w_z = 2\pi f_z = \frac{1}{R_c \times C}$$

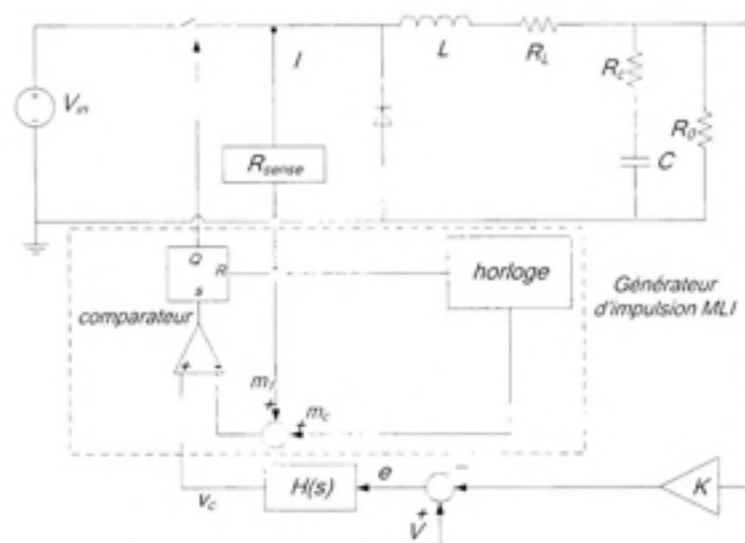


Figure 2.8 Schéma complet d'un convertisseur avec son régulateur.

Cherchons maintenant la fonction de transfert de régulateur de tension. Notons que ce dernier doit posséder les performances suivantes :

- 1- un gain maximal en basse fréquence.
- 2- un gain nul lorsque $s \rightarrow \infty$.
- 3- une marge de phase supérieure à 45° .
- 4- une fréquence de coupure inférieure au minimum f_s de au sixième du et f_z .

Pour vérifier les trois premiers critères, un correcteur $H(s)$ est choisi avec un pôle à zéro, un pôle à w_z , et un zéro correspondant à w_{pmin} de convertisseur.

$$H(s) = \frac{a(s)}{b(s)} = \frac{w_x}{s} \times \frac{w_z}{w_z + s} \times \frac{w_p + s}{w_p} \quad (2.33)$$

Afin que le quatrième critère soit vérifié. On choisit w_x comme suit :

$$w_x = \min(w_{x1}, w_{x2}) \begin{cases} w_{x1} = \frac{2\pi R_x}{6R_0} \\ w_{x2} = \frac{w_p R_x}{R_0} \end{cases}$$

Ce choix assure une fréquence de coupure très faible par rapport à w_z . La figure suivante montre le tracé de Bode du système en Boucle fermée.

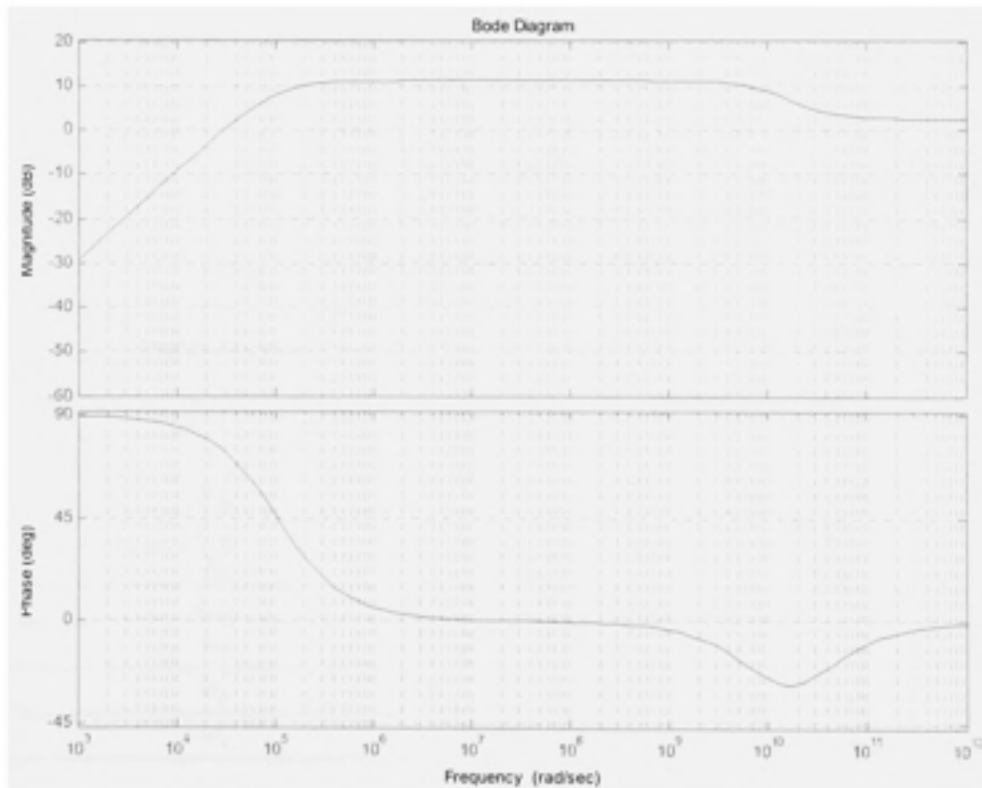


Figure 2.9 Tracé de Bode du système en boucle fermée

2.5 Simulation

2.5.1 Cahier de charge

La puissance nominale de notre convertisseur de 1 KW, sa tension d'entrée est de 450 V. Le courant nominal de la charge est 16.7A, impliquant une tension de 60 V. Le rapport cyclique doit être environ 0.8. La fréquence de commutation est de 50 KHz. Le tableau suivant (Tableau 2.1) présente les valeurs des paramètres de cahier de charge.

2.5.2 Simulation à l'aide de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM

Le logiciel de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM permet la simulation de tous les composants d'électronique de puissance, et par suite la simulation de notre convertisseur pour en valider son fonctionnement.

Tableau 2.1

Cahier de charge du système

Paramètres	Valeurs
R_D	3.6 Ω
L	72 μ H
C	10n
V_{in}	800~900 V
V_{out}	60 V
I_{in}	2.78 A
I_{out}	16.67 A
w_z	2.7×10^7 rad/s
w_p	1×10^{10} rad/s
w_x	2.9×10^4 rad/s

Au début, nous avons simulé le système en boucle ouverte (Figure 2.10), avant de le simuler en boucle fermée. Le régulateur calculé précédemment pour les valeurs de cahier de charge

(Figure 2.13) est implanté sous MATLAB. Les résultats sans le contrôleur montrent la grande efficacité de convertisseur (Figure 2.11 et Figure 2.12), alors que les résultats en boucle fermée montrent la précision de contrôleur (Figure 2.14 et Figure 2.15). La figure 2.16 illustre les formes d'ondes dans les MOSFETs S_1 et S_2 .

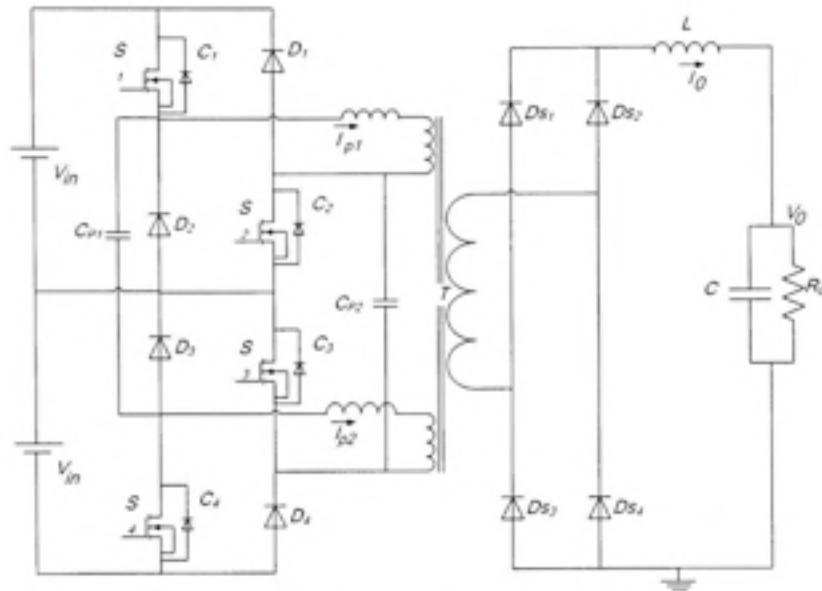


Figure 2.10 Schéma de convertisseur sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.

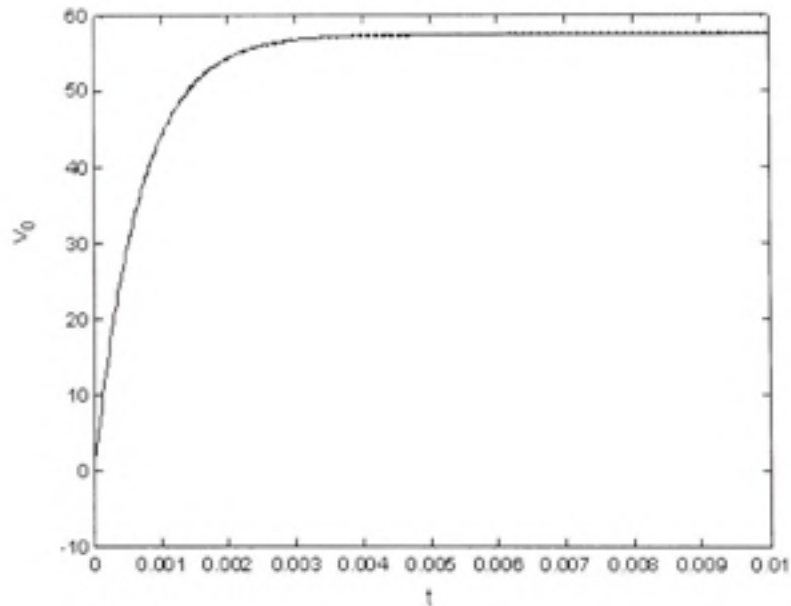


Figure 2.11 Tension de la sortie v_0 en boucle ouverte.

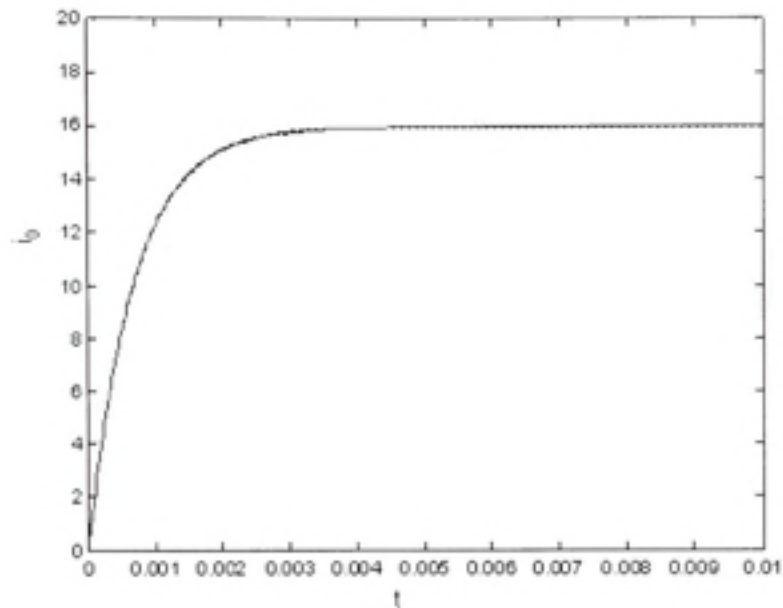


Figure 2.12 Courant de sortie i_0 en boucle fermée.

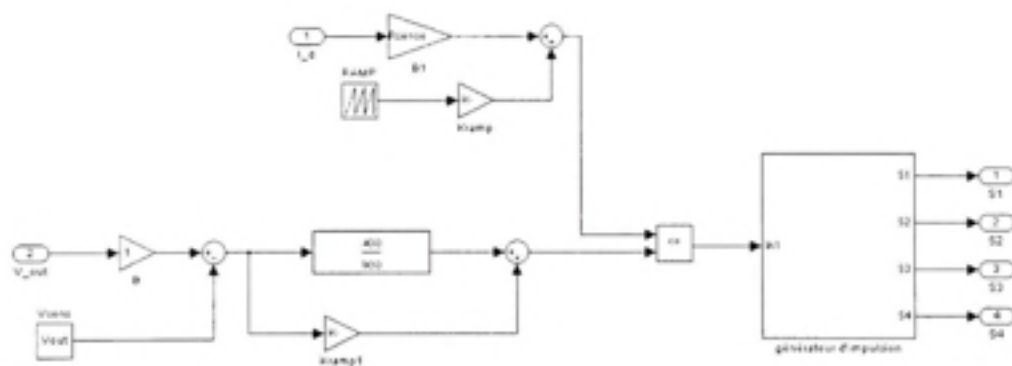


Figure 2.13 Schéma bloc de la commande.

Pour tester la robustesse de notre contrôleur, nous avons perturbé la charge. À l'instant $t = 50 \text{ ms}$, nous diminuons la valeur de la charge aux $2/3$ de sa valeur initiale (Figure 2.17). Comme nous pouvons observer à la figure 2.18, la tension converge vers la valeur consigne. Et le courant a augmenté pour conserver la même puissance.

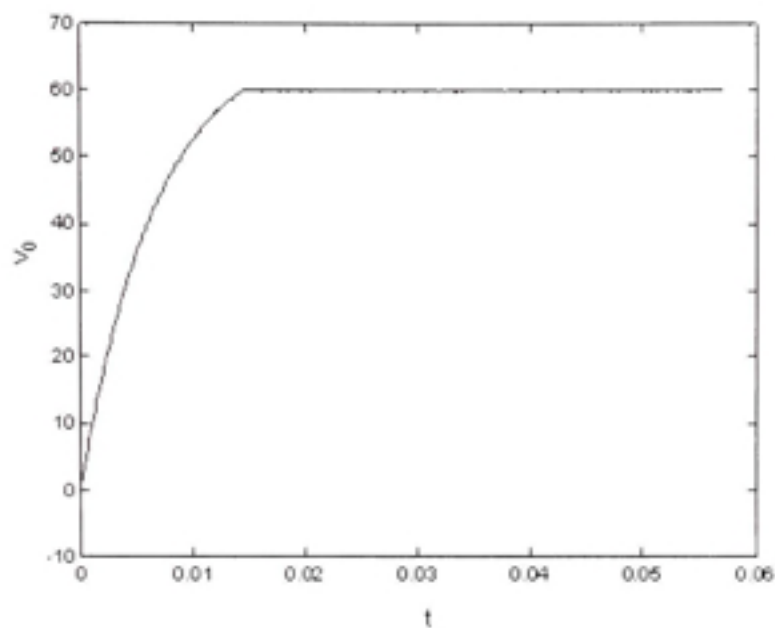


Figure 2.14 Tension de la sortie v_0 contrôlée.

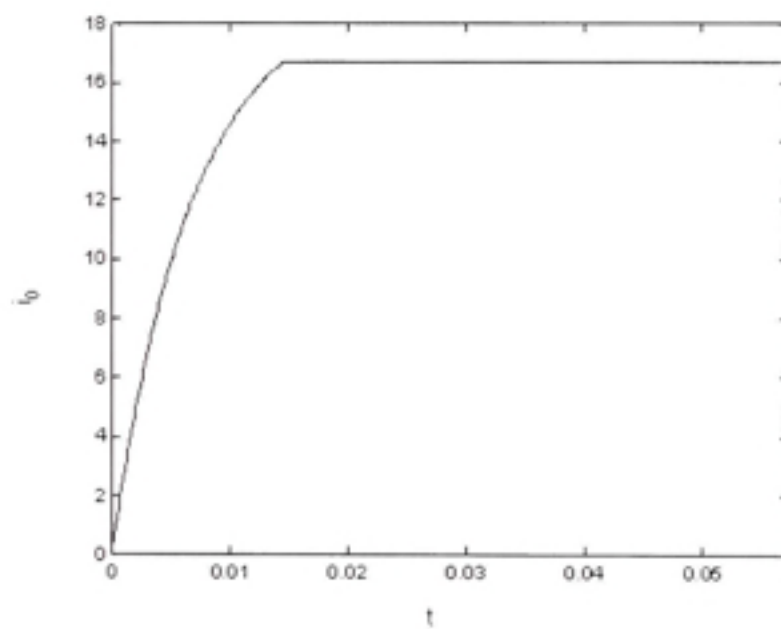


Figure 2.15 Courant de sortie i_0 contrôlé.

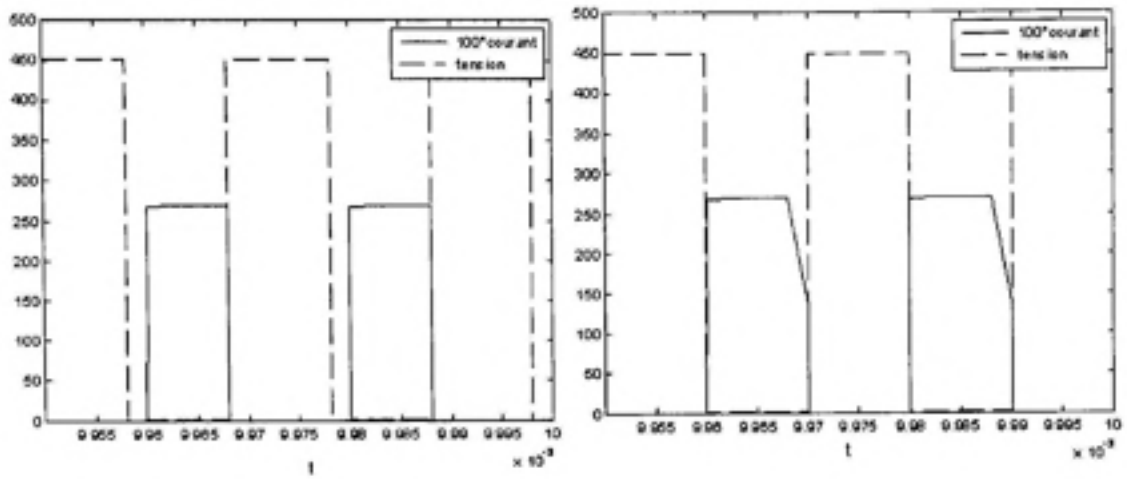


Figure 2.16 Tension et courant dans S_1 et S_2 .

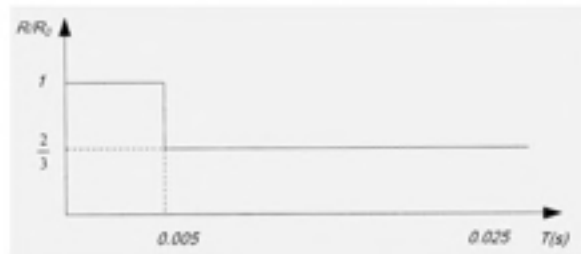


Figure 2.17 Variation de la charge en fonction de temps.

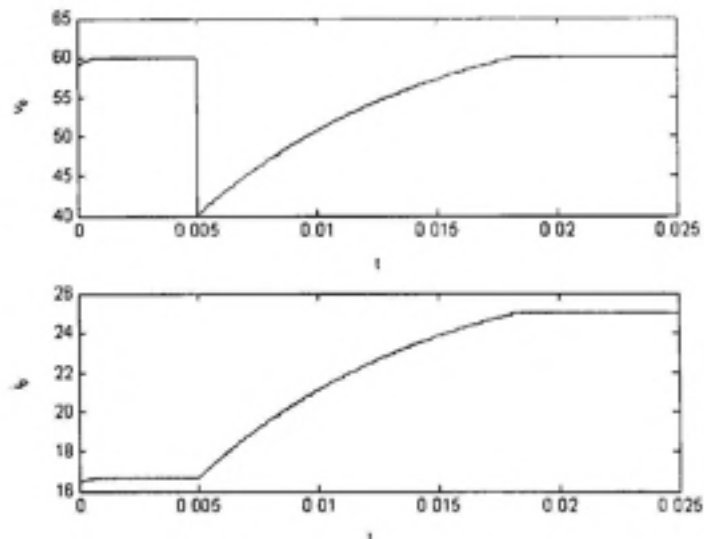


Figure 2.18 La tension v_0 et le courant i_0 de sortie avec perturbation.

2.5.3 Simulation sous ORCAD_PSPICE

Après avoir simulé notre système à l'aide de logiciel MATLAB_SIMPOWERSYSTEM, en appliquant la commande par le réglage de courant pour les types standards des convertisseurs abaisseurs. Nous allons valider nos résultats en simulant le système sous un autre logiciel « ORCAD_PSPICE ».

Nous avons implémenté un convertisseur à pont double ayant deux transformateurs simples (Figure 2.19). Les figures suivantes (Figure 2.20 , Figure 2.21 et Figure 2.23) montrent les résultats sous ORCAD_PSPICE. Nous remarquons que les résultats ne diffèrent pas de ceux de SPS. Notons que dans les deux résultats, le temps de réponse est identique.

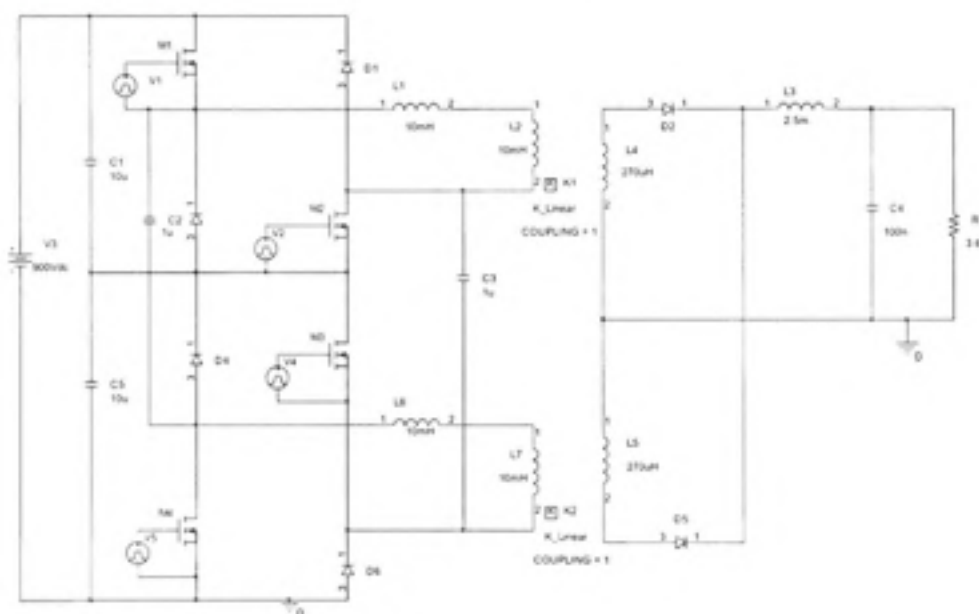


Figure 2.19 Schéma de convertisseur (deux transformateurs).

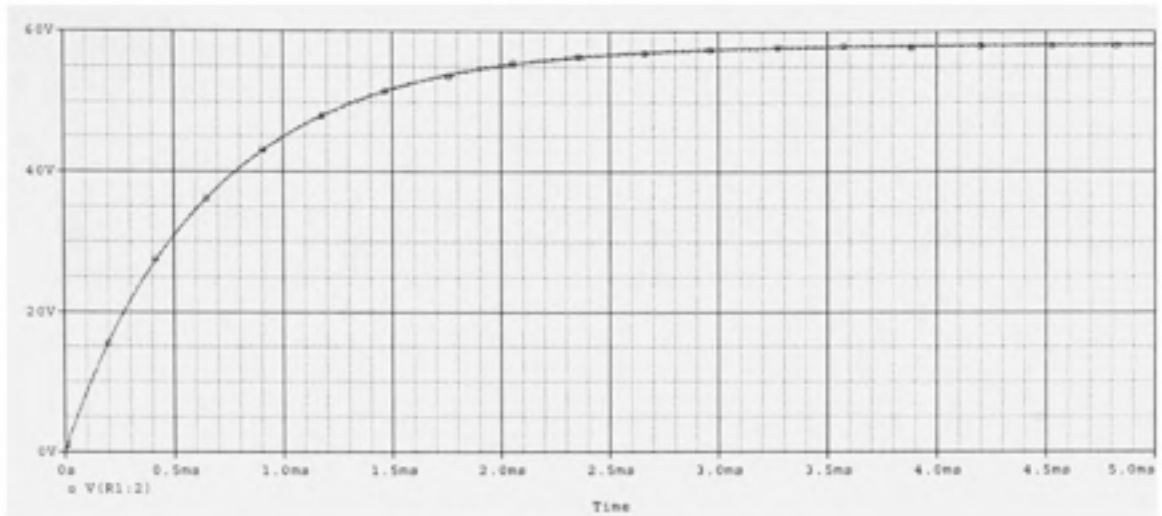


Figure 2.20 Tension aux bornes de la sortie v_O .

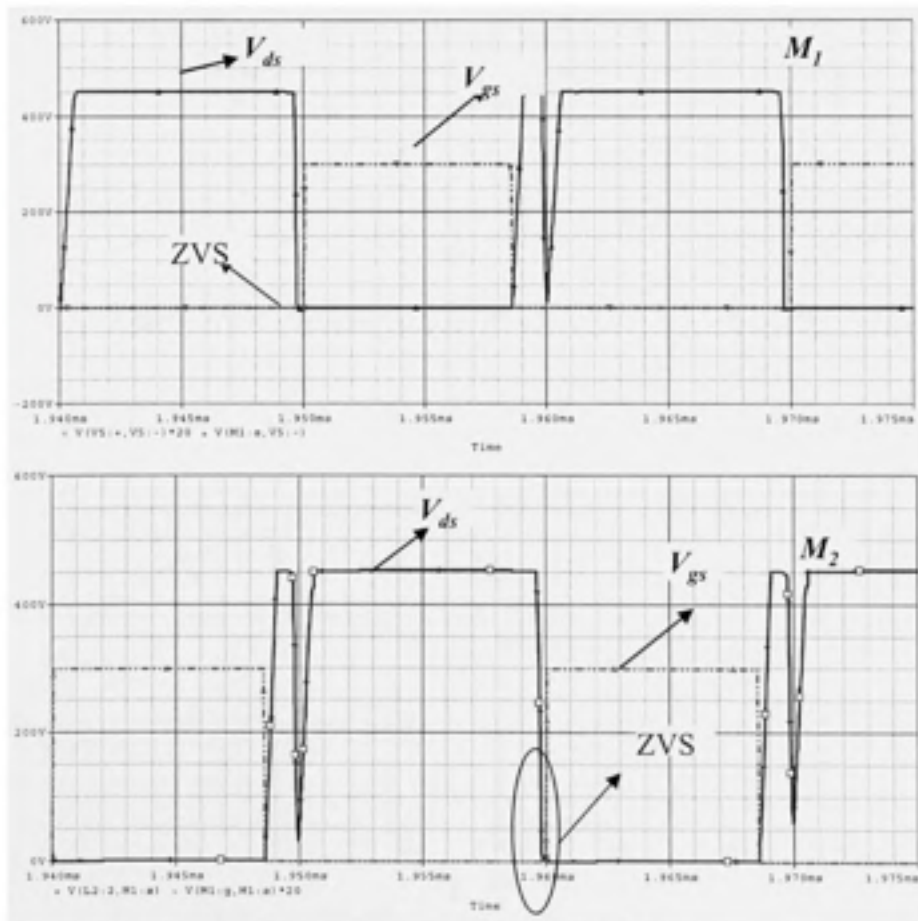


Figure 2.21 Tension aux bornes des MOSFETs M_1 et M_2 .

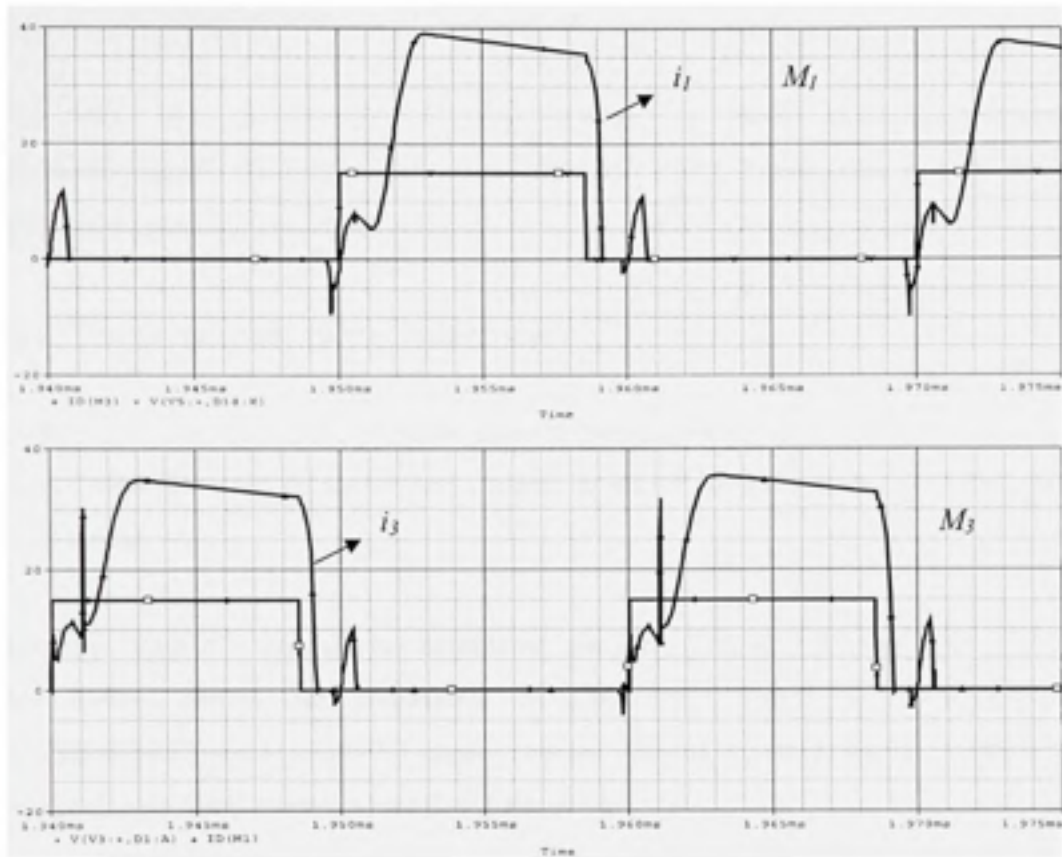


Figure 2.22 Courants i_1 et i_3 dans les MOSFETs M_1 et M_3 .

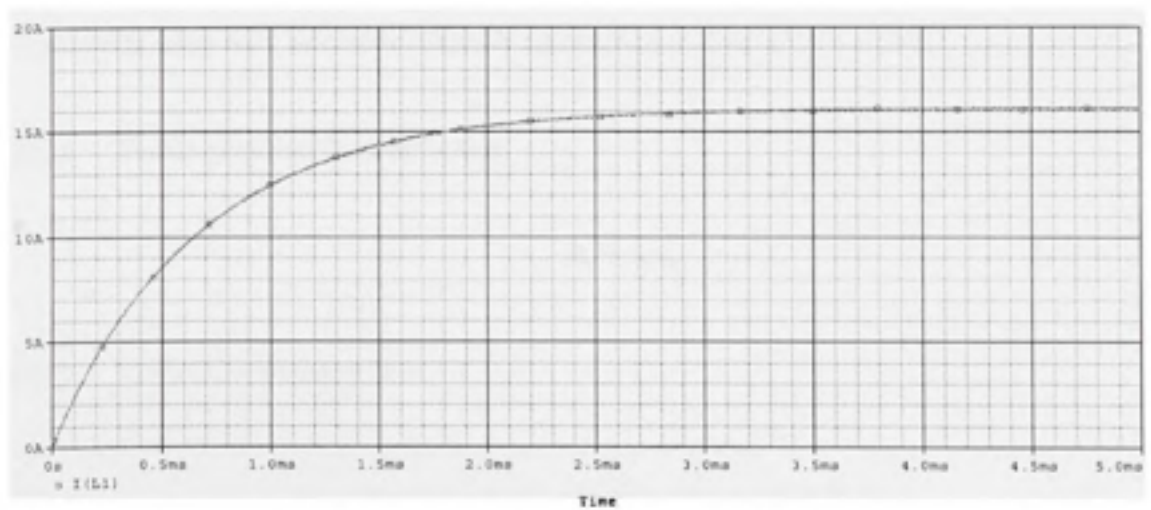


Figure 2.23 Courant dans l'inductance i_0 .

2.6 Dimensionnement de convertisseur

Une fois les simulations de convertisseur à pont double réalisées sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM et sous ORCAD_PSPICE terminées, nous avons procédé au dimensionnement de convertisseur.

2.6.1 Choix des interrupteurs de puissance

D'après le cahier de charge présenté dans le paragraphe 2.5.1 « Cahier de charge » p. 29, chaque MOSFET doit supporter une tension de 450 V directe, et un maximum de courant direct est de 3 A.

Plusieurs MOSFETs assurent ces conditions, nous avons donc, à choisir celui présentant les plus faibles pertes, par conséquent la plus faible résistance dynamique r_{ds} . Le STW20NM50FD est le MOSFET choisi. Il a une résistance dynamique de 22mΩ et supporte une tension de 500V et un courant direct moyen de 20A.

Les pertes dans chaque MOSFET comprennent les pertes de conduction, les pertes de commutation, et les pertes de commande dans la gâchette du MOSFET et dans la diode antiparallèle. Elles sont calculées selon les équations suivantes (Klein 2006) :

2.6.1.1 Pertes pendant la conduction

$$P_c = r_{ds} i_{rms}^2 \quad (2.34)$$

2.6.1.2 Pertes de commutation

$$P_{comm} = \frac{1}{2} v_{ds} (i_{rm} + i_d) \left(t_r + \frac{2}{3} t_{don} \right) f + Q_{rr} V_{ds} f \quad (2.35)$$

2.6.1.3 Pertes de commande

$$P_{com} = Q_g V_{gs} f \quad (2.36)$$

2.6.1.4 Pertes dans la diode antiparallèle

$$P_{inv} = I_d \times V_{sd} \times (t_r + t_f) \times f \quad (2.37)$$

2.6.1.5 Pertes dues au condensateur de sortie de MOSFET C_{oss}

$$P_{C_{oss}} = \frac{1}{2} C_{oss} \times V_{ds}^2 \times f \quad (2.38)$$

Le tableau suivant (Tableau 2.2) montre les valeurs de paramètres utilisés pour le calcul des pertes dans les MOSFETs.

2.6.2 Choix des diodes

Vu que les deux ponts de convertisseur, contiennent des diodes; et que le redresseur au secondaire est à base des diodes, nous devons donc des diodes ayant les spécifications suivantes:

1. Diode pour le pont : la tension d'entrée est de 450 V, et le courant en direct est de 3A, nous avons choisi la diode DSEI 60 de la famille 1xys.
2. Diodes pour le redresseur : la tension aux bornes de la diode est deux fois supérieure à la tension aux bornes du transformateur vu qu'on utilise le redressement à point milieu.

Tableau 2.2

Valeur des paramètres de calcul des pertes
des MOSFETs dans le convertisseur à pont double

Paramètre	Valeur
C_{oss}	130 pF
F	50 KHz
i_{rms}	1.11 A
i_{rm}	3 A
i_d	3 A
Q_g	3.8×10^{-8} C
Q_{rr}	2×10^{-8} C
r_{ds}	0.27 Ω
t_{don}	22 ns
t_r	20 ns
t_f	15 ns
V_{GS}	15 V
V_{ds}	400 V
V_{sd}	1.5 V
p_c	0.33 W
p_{comm}	2.48 W
p_{com}	0.0285 W
p_{inv}	0.0058 W
p_{coss}	0.65 W
p_{mos}	3.55 W
$p_{mos\ tot}$	14.04 W

Nous avons calculé les pertes dans les diodes de redresseur. En effet, les diodes présentent plusieurs types de pertes comme montre les équations suivantes :

2.6.2.1 Pertes pendant la conduction

$$p_c = v_f i_{fvc} + r_c i_{fms}^2 \quad (2.39)$$

2.6.2.2 Pertes de commutation

$$P_{comm} = P_{crab} + P_{bloc}$$

$$P_{comm} = \frac{1}{2}(v_{FF} + v_f) i_f t_{fr} f + Q_{rr} V_r f \quad (2.40)$$

Le tableau suivant (Tableau 2.3) montre les valeurs des paramètres utilisés et les valeurs calculées des différentes pertes dans les diodes.

Tableau 2.3

Valeurs des paramètres de calcul des pertes
des diodes dans le convertisseur à pont double

paramètre	Valeur
i_{rms}	11.78 A
i_{rav}	8.33 A
i_f	16.67 A
Q_{rr}	100 nC
r_c	5 mΩ
t_{fr}	25 ns
V_f	0.75 V
V_{FF}	1.2 V
v_r	75 V
p_c	6.94 W
p_{com}	0.38 mW
p_{dio}	7.32 W

2.6.3 Calcul de transformateur

Deux topologies permettent de convertir l'énergie dans le convertisseur à pont double. Dans la première, nous utilisons un transformateur ayant deux enroulements primaires. Alors que dans la deuxième, nous utilisons deux transformateurs ayant chacun un seul enroulement primaire et un seul enroulement secondaire. Nous avons opté pour la deuxième topologie à cause de sa simplicité de dimensionnement.

Chaque transformateur doit assurer la transformation d'une puissance de 500 W, la tension au primaire est de 450 V alors que la tension aux bornes du secondaire est de 75 V. Les deux signaux de primaires et de secondaires sont périodiques, de fréquence égale à 50KHz.

2.6.3.1 Choix de noyau ferrique

Le critère de choix de noyau magnétique est donné par l'équation (2.41) (Chaffai and Al-Haddad)

$$App_{avg} \geq \frac{400 \times \rho \times P_o \times Vin_{max}^2 \times \left(1 + \frac{1}{\eta}\right) \times (1 + D_{max})}{\alpha \times k_v \times (k \times \Delta B_m \times f \times V_{w_{min}})^2} \quad (2.41)$$

avec

$$\alpha = 100 \frac{1 - \eta}{1 + \eta}$$

On choisit Le noyau ferrique qui présente une « App » strictement supérieure à celle demandée. « App » du noyau choisi est calculé à l'aide de l'équation (2.42) :

$$App_{noyau} = \frac{W_a \times A_c^2}{Mlt} \quad (2.42)$$

Le noyau magnétique l'EER49-Z de la famille TDK formé de matériau PC 40/44 assure cette condition $App_{noyau} = 1.01 \text{ cm}^3 \geq App_{avg} = 0.89 \text{ cm}^3$. Ses caractéristiques magnétiques sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 A_c &= 2.31 \text{ cm}^2 & l_e &= 9.1.3 \text{ cm} \\
 V_e &= 21.1 \text{ cm}^2 & A_l &= 6250 \frac{nH}{N^2} \\
 W_a &= 1.1678 \text{ cm}^2 & Mlt &= 8.84 \text{ cm}
 \end{aligned}$$

Une fois le noyau est choisi, le choix de fils des enroulements primaires et secondaires sera réalisé en respectant la surface disponible et en laissant une marge de 20% pour l'isolement.

$$\begin{aligned}
 k_u &= .4; \\
 W_{a_prim} &= W_a * k_u \\
 W_{a_sec} &= W_{a_eff} - W_{a_prim};
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

2.6.3.2 Enroulements primaires

Le calcul de nombre de tours nécessaire pour les enroulements primaires est accompli à l'aide de l'équation (2.44). Alors que le calcul du nombre de fils mis en parallèle et la résistance au primaire est fait selon les deux équations (2.45) et (2.46).

$$N_p = \max \left(\frac{V_{in_max}}{K \times A_c \times \Delta B_m \times f}, \frac{(1 + \partial V) \times V_0 + 1.15 V_d}{V_{in_min} \times D_{max}} \right) \tag{2.44}$$

$$X_p = \frac{A_{ap}}{A_{WGX}} \tag{2.45}$$

$$R_p = \frac{Mlt \times N_p \times \rho}{X_p} \tag{2.46}$$

Les enroulements primaires sont constitués de 61 tours. Et le nombre de fils utilisé pour chaque tour est 5 fils de type AWG 28.

2.6.3.3 Enroulements secondaires

Le nombre de tours pour les enroulements secondaires est calculé selon l'équation (2.47). Le nombre des fils mis en parallèle et la résistance secondaire sont calculés selon les deux équations (2.48) et (2.49). Les enroulements secondaires sont formés de 11 tours. 19 fils AWG 28 mis en parallèle forment chaque tour.

$$N_s = N_p \frac{(V_o + 2V_d)}{V_{in_min} \times D_{max}} \quad (2.47)$$

$$X_s = \frac{A_{w,s}}{A_{WGT}} \quad (2.48)$$

$$R_s = \frac{Mlt \times N_s \times \rho}{X_s} \quad (2.49)$$

2.6.3.4 Calcul des pertes

Deux types de pertes sont présents dans un transformateur : les pertes de cuivre (2.50) et les pertes dans le noyau ferrique (2.50) . Ils ont une valeur totale de 3.74 W.

$$\begin{aligned} P_{cu_p} &= I_{p_rms}^2 \times R_p \\ P_{cu_s} &= I_{o_rms}^2 \times R_s \\ P_{cu} &= P_{cu_p} + P_{cu_s} \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$P_{fe} = P_v \times Ve \quad (2.51)$$

L'efficacité de transformateur est calculée selon l'équation (2.52). La valeur de rendement de notre transformateur est de 99.3%. Ce qui valide notre choix.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{cu_p} + P_{cu_s} + P_{fe} + P_o} \quad (2.52)$$

2.6.3.5 Calcul des différents paramètres

Pour valider le choix de noyau magnétique, nous calculons le champ magnétique selon l'équation (2.53). Sa valeur de 0.16 T montre que le noyau magnétique ne sature pas ($B_m=0.5$ T selon les caractéristiques de matériau).

$$B_m = \frac{V_m \times D_{max}}{K_{sq} \times N_p \times A_c \times f} \quad (2.53)$$

Ensuite, nous calculons le facteur d'utilisation de la surface de bobinage. Il a une valeur de 0.56 ce qui assure une surface d'isolement suffisante.

$$\begin{aligned} FF_p &= N_p \times A_{WGX} \times X_p \\ FF_s &= N_s \times A_{WGY} \times X_s \\ FF &= \frac{FF_1 + FF_2}{W_{a-eff}} \end{aligned} \quad (2.54)$$

L'échauffement est un facteur très important. Une grande valeur d'augmentation de température diminue l'isolation entre le primaire et le secondaire. La valeur (40°C) calculée selon l'équation (2.55) montre un échauffement qui n'affecte pas l'isolation.

$$\Delta t = \left(\frac{(P_{fe} + P_{cu_Prim} + P_{cu_Second})mW}{Surface} \right)^{1.1} \quad (2.55)$$

L'évaluation de l'inductance de magnétisation est la dernière étape dans le dimensionnement d'un transformateur. Elle est évaluée selon l'équation (2.56). Sa valeur de 27.2 mH.

$$L_m = \frac{Al \times Np^2}{10^6} \quad (2.56)$$

2.6.4 Calcul de l'inductance de sortie

L'inductance de sortie doit assurer le filtrage de courant de sortie, la nature réactive de l'inductance lui permet de se charger et de se décharger selon les équations suivantes

$$L \frac{di}{dt} = v \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} v &= v_0 && \text{quand les diodes sont bloquées} \\ v &= v_{s1_2} - v_0 && \text{quand les diodes conduisent} \end{aligned}$$

La valeur de l'inductance est calculée pour que l'ondulation de courant ne dépasse pas 10% de sa valeur nominale pendant la charge et la décharge de l'inductance.

$$\begin{aligned} L \frac{di}{dt} &= V \\ L &= V \times \frac{dt}{di} \end{aligned}$$

Donc, pour un courant de 16.67 A de sortie, la variation de courant di doit être inférieure à 1.667A. Ce qui implique une inductance de 72 μ H.

2.6.4.1 Choix du noyau magnétique

L'inductance calculée est constituée d'un noyau MPP 55191. Ce noyau est choisi en fonction de $Li_{\max}^2 = 200 \text{ mH} \times A^2$ comme montre la figure 2.24.

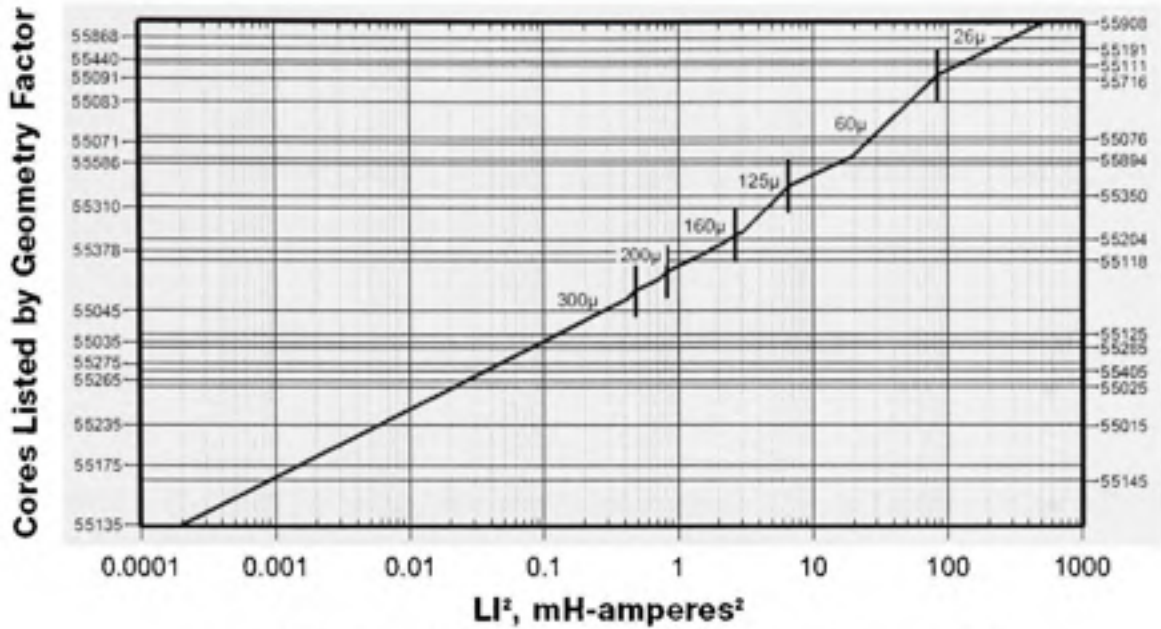


Figure 2.24 Schéma de sélection de l'inductance en fonction de Li^2 .
(MAGNETICS, 2005-2006 #51)

Le nombre des tours est calculé selon l'équation (2.58), il est égale à 109 tours.

$$N = \sqrt{\frac{L \times l_c \times 10^8}{0.4 \times \pi \times \mu \times A_c}} \quad (2.58)$$

Pour le nombre de tours trouvé, nous calculons la valeur effective de L selon l'équation (2.59) :

$$L_{\text{eff}} = \frac{0.4 \times \pi \times \mu \times A_c \times N^2}{l_c \times 10^8} \quad (2.59)$$

On trouve la valeur L_{eff} de 71.12 μH . Nous cherchons maintenant à calculer la valeur effective de l'inductance en calculant la force magnétique H_m selon l'équation :

$$H_m = \frac{0.4 \times \pi \times \mu \times i_{\max}}{l_c} \quad (2.60)$$

La figure 2.25 permet de trouver la valeur de la perméabilité effective en fonction d' H_m . Pour la nouvelle perméabilité, on calcule la valeur d'inductance.

$$L_{mi} = \frac{0.4 \times \pi \times A_c \times N^2 \times \mu \times \mu^0}{l_c \times 10^8} \quad (2.61)$$

La valeur d' H_m est de 182 A/m ce qui montre que la valeur de la perméabilité est de 62% de sa valeur initiale. Donc la valeur de L_{mi} trouvée est de 62 μ H.

Afin de chercher la variation de champ magnétique, on calcule H_{di} selon l'équation (2.62) et on trouve la valeur de champ magnétique B_{di} à partir de la figure 2.26.

$$H_{di} = \frac{0.4 \times \pi \times N \times di \times 0.5}{le} \quad (2.62)$$

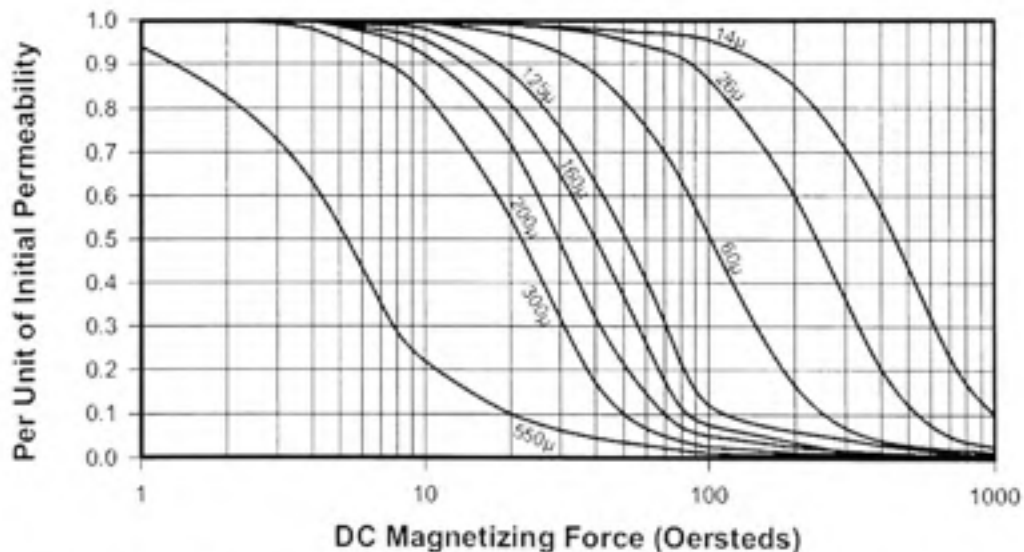


Figure 2.25 Variation de la perméabilité en fonction de la force magnétique H .
(MAGNETICS, 2005-2006)

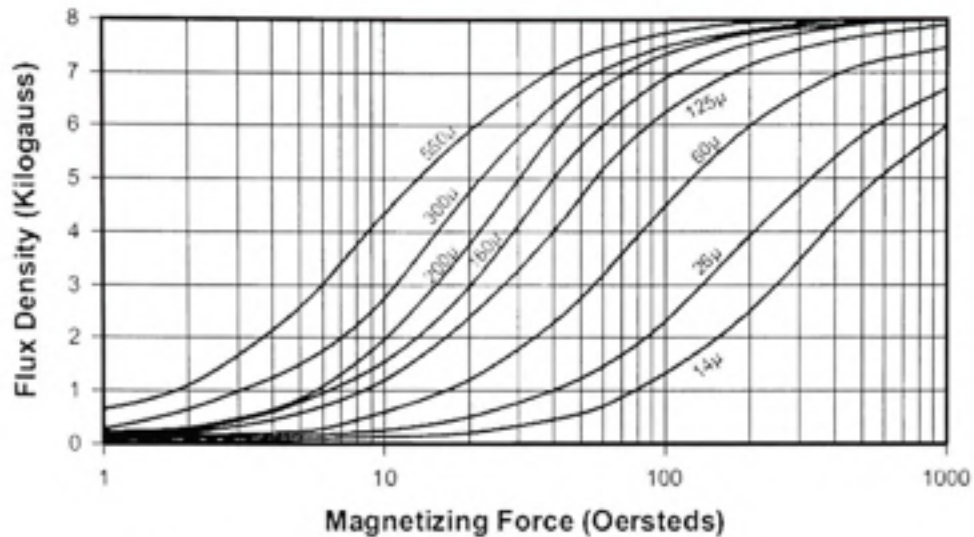


Figure 2.26 Champs magnétique en fonction de la force magnétique.
(MAGNETICS, 2005-2006)

2.6.4.2 Calcul des pertes

Les pertes dans le noyau sont calculées selon l'équation(2.63). Les pertes dans le cuivre sont calculées selon l'équation (2.64) :

$$P_{mat} = 0.625 \times B_{ab}^{2.24} \times \left(\frac{f}{1000} \right)^{1.41} \quad (2.63)$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \times R_{cu} \quad (2.64)$$

avec

$$R_{cu} = \frac{Mlt \times N \times \rho}{X_c}$$

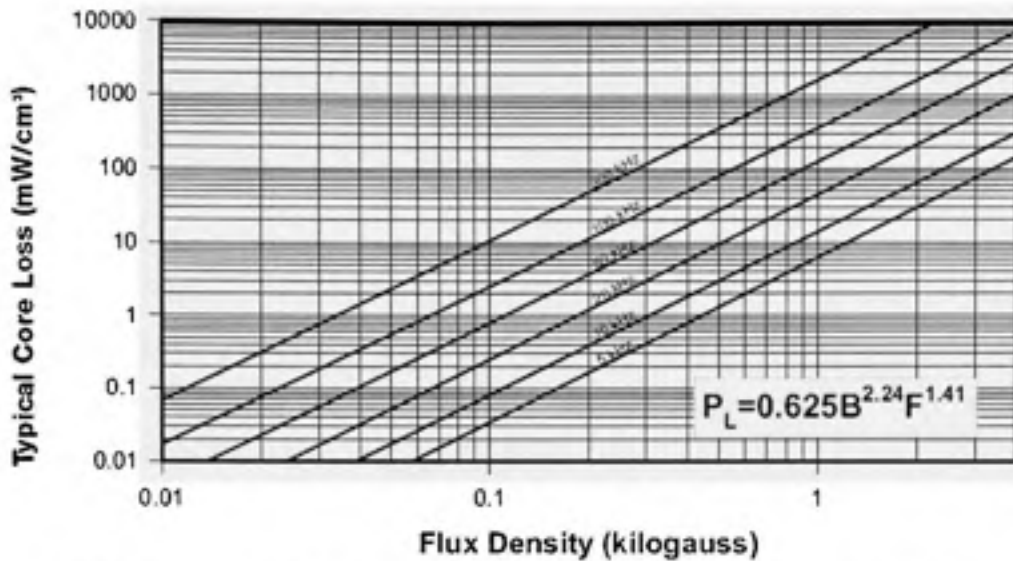


Figure 2.27 Pertes dans le noyau ferrique en fonction de champs magnétique.
(MAGNETICS, 2005-2006)

2.6.4.3 Calcul des différents paramètres

Une fois que nous avons calculé les pertes. Nous trouvons un facteur de remplissage ($FF=0.6$) selon l'équation (2.65) et une augmentation de la température $\Delta t = 41^\circ\text{C}$ selon l'équation (2.66) :

$$FF = \frac{N \times A_{AWGR} \times X_c}{W_{a_eff}} \quad (2.65)$$

$$\Delta t = \left(\frac{P_{fe} + P_{cu}}{S} \right)^{0.883} \quad (2.66)$$

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la technique de commutation douce basée sur des condensateurs branchés entre les deux ponts d'un convertisseur à pont double. Ces condensateurs assurent la commutation à tension nulle des interrupteurs de deux ponts.

D'abord, nous avons présenté la nouvelle technique de commutation douce dans les convertisseurs à pont double. Ensuite, nous avons décrit le circuit ainsi que ses modes de fonctionnement. Par ailleurs, nous avons modélisé le convertisseur et montré sa technique de commande.

Par la suite, nous avons simulé le convertisseur à pont double avec les condensateurs à l'aide de deux logiciels (MATLAB_SIMPOWERSYSTEM et ORCAD_PSPICE) afin de valider le modèle et la commande de convertisseur conçus. Enfin, nous avons abordé au dimensionnement de convertisseur à pont double.

Mais vu que le convertisseur à pont double, avec des autres techniques de commutation douce est déjà présenté dans la littérature. Nous avons orienté notre recherche vers la minimisation de l'énergie électrique en particulier la conception d'une charge non dissipative.

CHAPITRE 3

CONVERTISSEUR FONCTIONNANT COMME ÉTANT UNE CHARGE ACTIVE

3.1 Introduction

Les convertisseurs à pont double sont rarement utilisés dans l'industrie principalement à cause de leur niveau de tension d'entrée (800 V) et de leur circuit encombrant dû à la grande quantité des composants utilisés, pour toutes ces raisons nous avons pensé à orienter notre recherche vers une autre application.

Lors de la production des convertisseurs et des onduleurs, la dernière étape avant la livraison du produit vers le marché est la vérification de sa fiabilité.

Ce test est réalisé en branchant le convertisseur à une charge résistive, ce qui implique des pertes énormes de puissance par effet joule dans la résistance. Afin de minimiser ces pertes, nous avons pensé à concevoir une charge active dont le rôle est de restituer cette puissance consommée lors des tests.

Signalons que la possibilité de réinjecter la puissance électrique au réseau au lieu de la dissiper, minimise la consommation de puissance et réduit ainsi le coût de fabrication.

Notre prototype de la charge active est constitué d'un convertisseur C.C.-C.C. fonctionnant à haute fréquence, en cascade avec un commutateur de courant fonctionnant à la fréquence de réseau 60 Hz.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord décrire la charge active. Ensuite nous montrerons le contrôle de la charge active. Par ailleurs, nous la modéliserons et chercherons les fonctions de transferts. Enfin nous simulerons la charge active sous deux logiciels (ORCAD_PSPICE

et MATLAB_SIMPOWERSYSTEM) pour conclure une comparaison entre les deux logiciels.

3.2 Description de circuit

La charge active est composée d'un convertisseur C.C.-C.C. de type abaisseur, et d'un commutateur de courant comme montré à la figure 3.1.

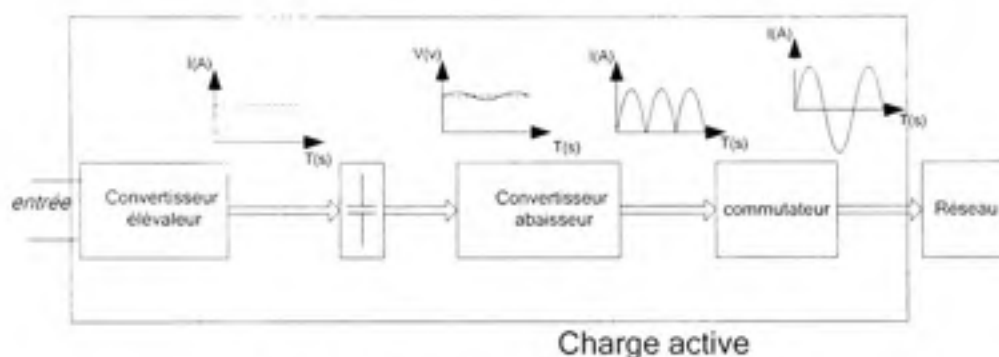


Figure 3.1 Schéma bloc de la charge active.

Un condensateur et un convertisseur élévateur sont montés à l'entrée de la charge active. Le convertisseur élévateur délivre un courant continu qui doit être transformé en courant alternatif en phase avec le réseau. Par conséquent, la commande de convertisseur C.C.-C.C. doit réaliser deux fonctions dont la première est de maintenir une tension constante aux bornes du condensateur d'entrée, et la seconde est d'avoir une forme sinusoïdale redressée de courant de l'inductance du filtre.

En effet, les convertisseurs et les onduleurs sont testés pour tester leur fiabilité en pleine puissance (5 KW). Ils seront branchés à un convertisseur élévateur (Boost converter) dont la tension de sortie est de 60 V.

Donc, la tension à l'entrée de convertisseur abaisseur de la charge active est très faible, alors que pour injecter le courant dans le réseau, la tension de sortie doit être supérieure à celle de réseau (268V_{RMS}). Par conséquent, l'utilisation d'un transformateur de puissance assurant

une isolation galvanique, sera nécessaire et la meilleure topologie du convertisseur abaisseur sera celle basé sur un pont (Phase Shift Converter).

Le courant redressé de l'inductance de sortie de convertisseur à pont, est transformé à l'aide d'un commutateur de courant formé par un pont des IGBTs et des diodes en série en un courant alternatif en phase avec le réseau.

Le commutateur doit inverser la polarité du courant de l'inductance et assurer que le réseau se comporte comme un récepteur. La figure 3.2 illustre la charge active décrite ci-dessus alors que la figure 3.3 montre le commutateur de courant en base des IGBTs.

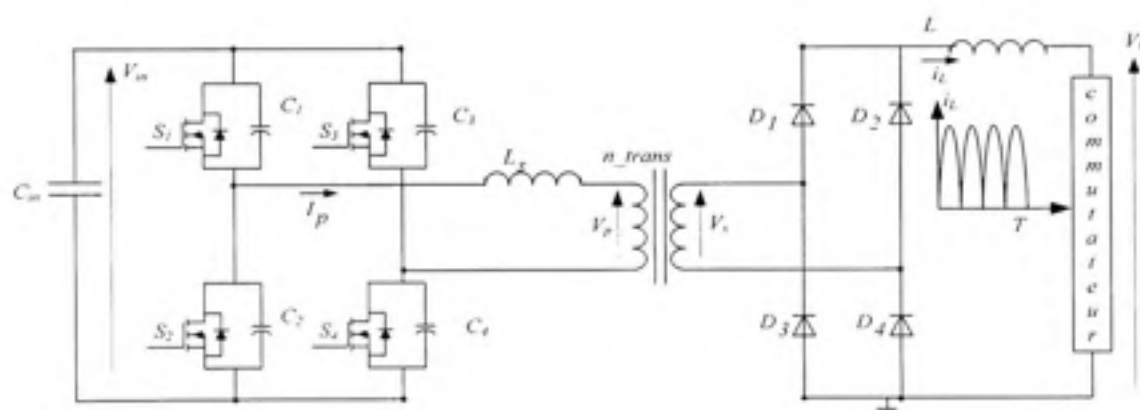
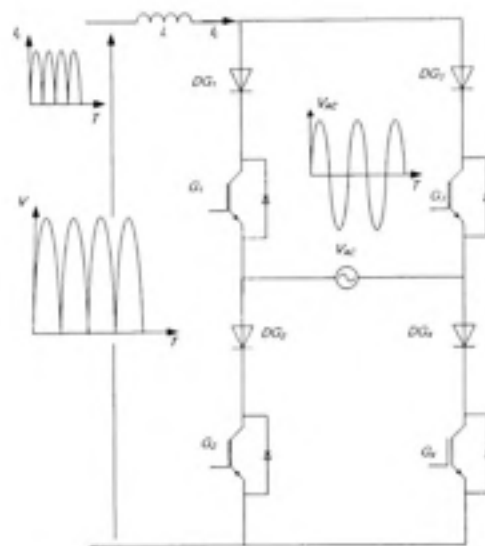
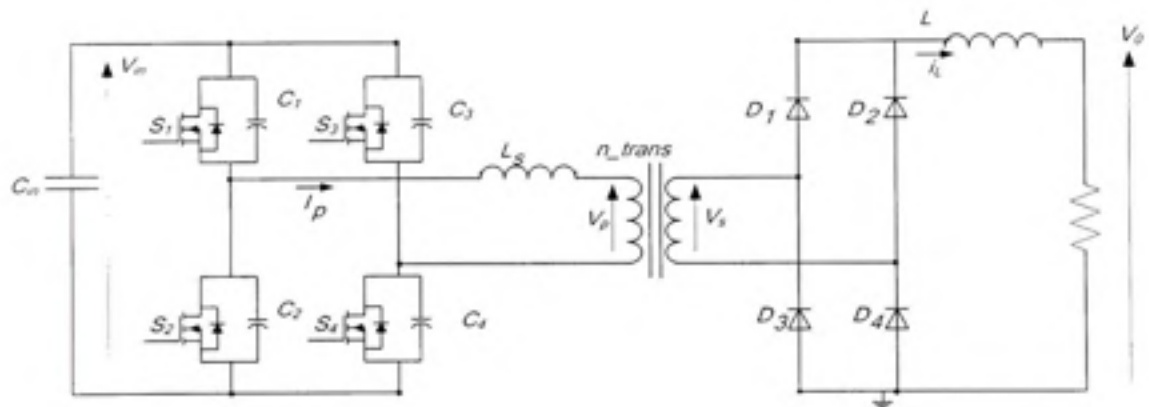


Figure 3.2 *Convertisseur C.C.-C.C.*

3.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de la charge active se base sur celui de convertisseur C.C.-C.C. (Figure 3.4). Le convertisseur fonctionne à une fréquence de commutation fixe. Chaque période de commutation comprend trois modes de fonctionnement présentés dans les figures 3.5 et 3.6 et détaillés par la suite :

Figure 3.3 *Commutateur de courant.*Figure 3.4 *Convertisseur C.C.-C.C. fonctionnant comme une charge active.*

- a) **Mode 1** : l'interrupteur S_1 est initialement fermé, S_1 est amorcé (MOSFET en conduction), une tension égale à celle de l'entrée V_m apparaît aux bornes des enroulements primaires du transformateur. Le courant I_p augmente jusqu'à ce qu'il devienne équivalent au courant dans l'inductance de sortie L . Les diodes D_1 et D_4 conduisent assurant une tension positive aux bornes de l'inductance L ce qui lui permet de se charger. Le courant i_L augmente selon l'équation (3.1). À l'instant où S_1 s'ouvre, le courant I_0 atteint sa valeur maximale et le mode 2 commence.

$$i_L = \frac{V_0 - V_L}{L} t \quad (3.1)$$

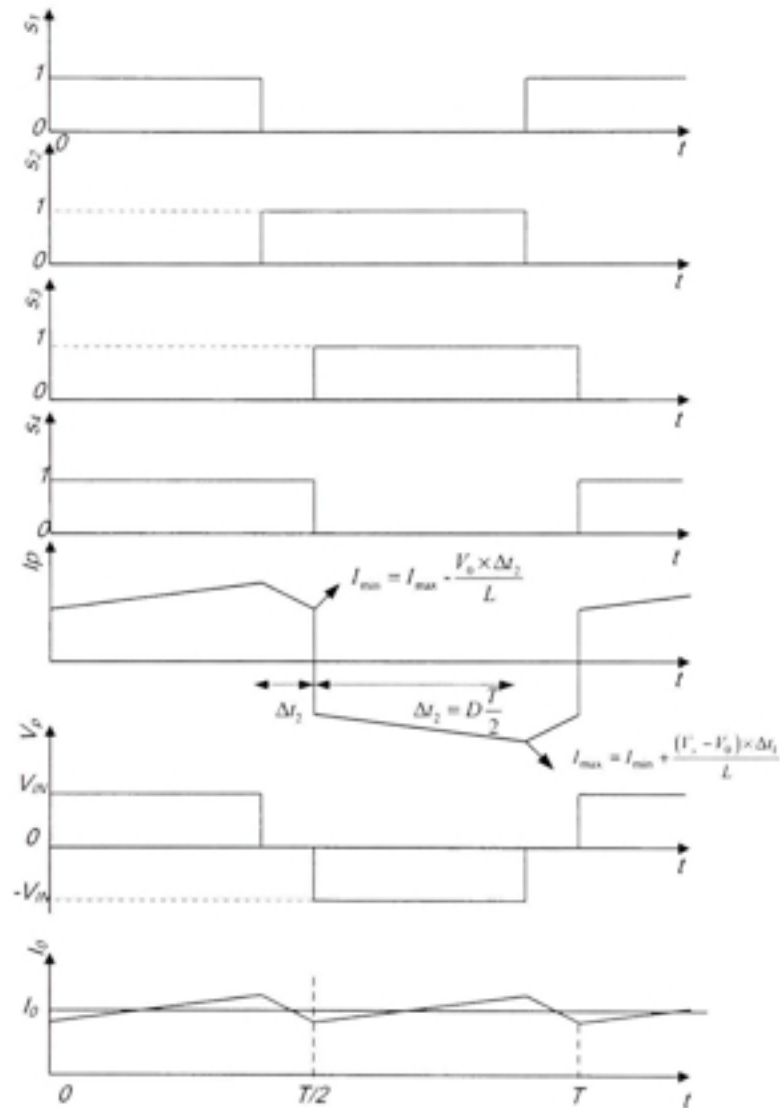


Figure 3.5 Formes d'ondes théoriques des courants et des tensions.

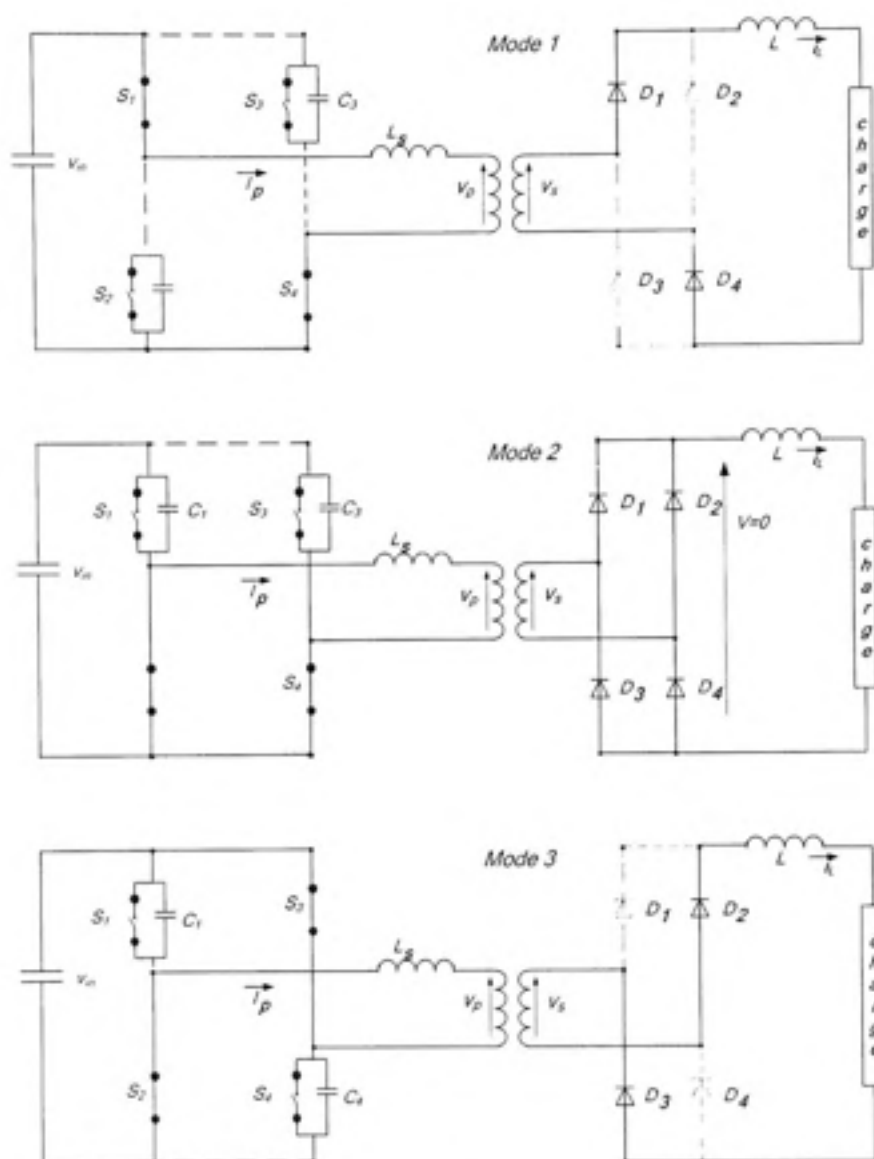


Figure 3.6 Modes de fonctionnement de convertisseur C.C.-C.C. .

- b) **Mode 2** : l'interrupteur S_1 est bloqué; L_s , C_1 et C_2 se résonnent, La tension aux bornes de C_1 monte de 0 à V_{in} alors celle aux bornes de C_2 (S_2) descend de V_{in} à 0 à l'aide du courant I_{L_s} de l'inductance L_s . La diode en parallèle à S_1 commence à conduire (théoriquement $V_f = 0$), et S_2 peut être amorcé sous une tension nulle. Ce qui implique une tension nulle aux bornes des enroulements primaire et secondaire de transformateur. Aucune diode ne conduit et la tension aux bornes de l'inductance est

égale à l'inverse de la sortie ce qui permet au courant de diminuer selon l'équation(3.2). Ce mode se termine lors de blocage de l'interrupteur S_4 .

$$i_0 = \frac{-V_{inm2}}{L}t + i_{max} \quad (3.2)$$

- c) **Mode 3** : Dans ce mode, l'interrupteur S_4 est bloqué. Le courant dans le l'interrupteur S_4 est encore non nul. Les condensateurs C_3 , C_4 et L_3 sont en résonance. La tension au bornes de C_4 monte de 0 à V_{in} alors celle aux bornes de C_3 (S_3) descend de V_{in} à 0 à l'aide du courant I_{L3} . L'interrupteur S_3 peut être amorcé une fois que la tension à ses bornes devient nulle. (Une demi-période d'oscillation). Une tension égale à $-V_{in}$ sera appliqué aux bornes des enroulements primaires de transformateurs. Ce qui implique le changement de polarité de I_p et I_s impliquant la conduction des diodes D_2 et D_3 . La tension appliquée aux bornes de L sera positive impliquant la charge de cette dernière et l'augmentation de i_L selon l'équation(3.1).

3.4 Contrôle de la charge active

Pour assurer la forme sinusoïdale de courant de sortie avec un facteur de puissance unitaire, et afin de stabiliser la tension à l'entrée de pont redresseur, nous devons réaliser la régulation de ces deux paramètres simultanément.

L'UCC2818 (Figure 3.7) est un régulateur de facteur de puissance. Il est utilisé pour la commande des pré-régulateurs à base de convertisseurs élévateurs « Boost converter ». Il doit assurer un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur Boost et une tension à sa sortie régulée suivant la référence imposée.

Afin d'accomplir ces deux fonctions, le circuit utilise un multiplicateur interne entre deux amplificateurs d'erreurs de tension et de courant comme montre la figure 3.8.

Le premier amplificateur est un amplificateur d'erreur de la tension. Une boucle de régulation est branchée sur ce régulateur afin de calculer l'erreur de la tension V_{VAOUT} qui représente une de trois entrées d'un multiplicateur assurant la formule suivante :

$$I_{MOUT} = \frac{I_{AC} \times V_{VAOUT}}{K_c \times V_{FF}^2} \quad (3.3)$$

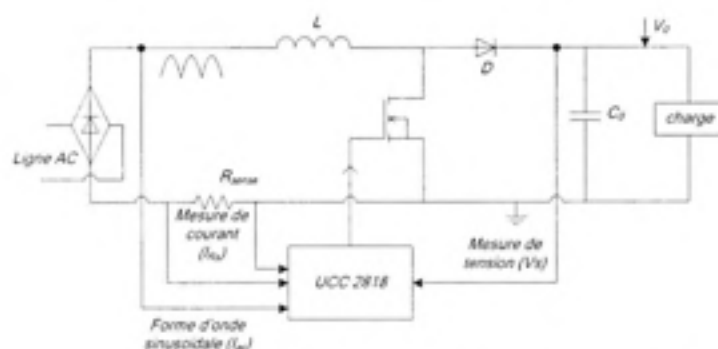


Figure 3.7 Commande d'un pré-régulateur de facteur de puissance en base d'un boost.

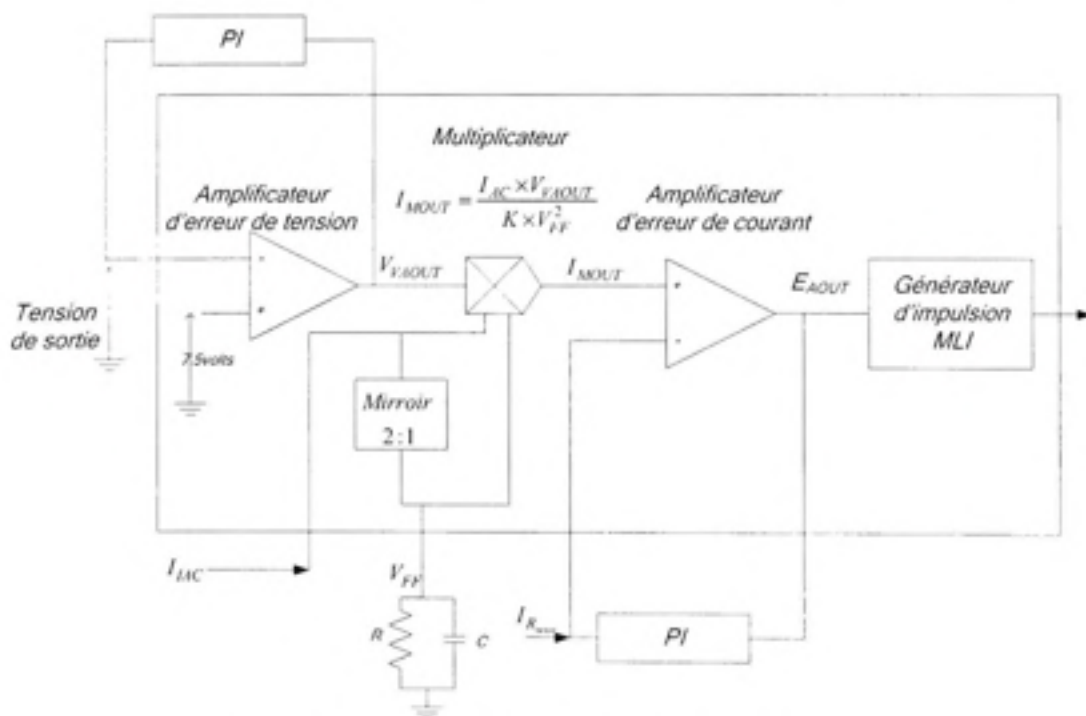


Figure 3.8 Schéma bloc d'un contrôleur UCC2818.

I_{ac} et V_{FF} sont les deux autres entrées du multiplicateur et K_c est une constante unitaire. En effet I_{ac} représente un courant proportionnel à la tension d'entrée et V_{FF} représente une image de la valeur efficace de la tension d'entrée. Cette valeur est calculée grâce à un filtre passe bas (R, C) dans lequel on injecte la moitié du courant I_{ac} par l'entremise d'un miroir de courant.

Ce multiplicateur (Figure 3.8) permet de garder la puissance constante même si la tension d'entrée change. Si la tension de réseau double, les deux valeurs V_{FF} et I_{ac} doublent. Le facteur multiplicatif de 2 au numérateur est compensé par facteur au carré présent au dénominateur.

La sortie du multiplicateur I_{MOUT} représente la référence de courant de l'inductance. Un amplificateur d'erreur de courant compare I_{MOUT} avec l'image du courant de l'inductance à la sortie de multiplicateur et délivre le signal d'erreur E_{AOUT} .

À la sortie de l'amplificateur, un modulateur de largeur d'impulsion et un amplificateur à base de transistors délivrant le signal de contrôle du convertisseur élévateur sont présents.

Vu que le contrôleur « UCC2818 » est adopté pour notre application, nous allons l'utiliser tout en considérant le courant de l'entrée de l'inductance et la tension de sortie de convertisseur élévateur comme le courant de sortie et la tension d'entrée de notre convertisseur à pont de la charge active.

Notons que l'UCC2818 est conçu pour les montages à un seul interrupteur. Alors que notre convertisseur est à un pont et quatre interrupteurs. Donc, nous devons réaliser une interface pour assurer la commande des quatre interrupteurs.

D'autre part, l'UCC3895 (Figure 3.9) est un modulateur de largeur d'impulsion assurant le contrôle d'un convertisseur à pont. Il génère des signaux de commande des gâchettes des transistors du pont fonctionnant à fréquence fixe. Par conséquent, les signaux d'un même

bras du pont sont déphasés de 50% en négligeant les temps morts prévus pour la commutation douce.

L'amplificateur d'erreur de l'UCC3895 utilisé comme un suiveur de tension, permet l'utilisation de ce contrôleur comme une interface entre l'UCC2818 et les gâchettes des transistors de pont.

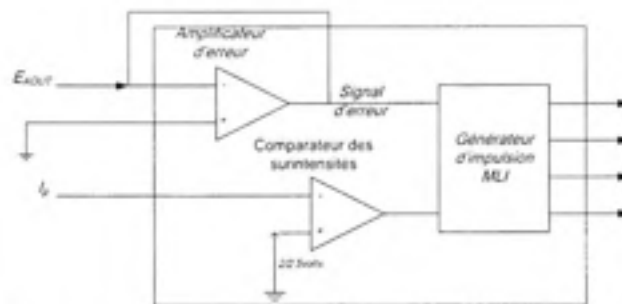


Figure 3.9 Schéma bloc de contrôleur UCC3895.

Donc, nous allons utiliser l'UCC2818 pour la génération des signaux d'erreur de la tension d'entrée de pont et le courant de sortie de convertisseur. Alors que nous utiliserons l'UCC3895 pour la génération des signaux de commande comme montre la Figure 3.10.

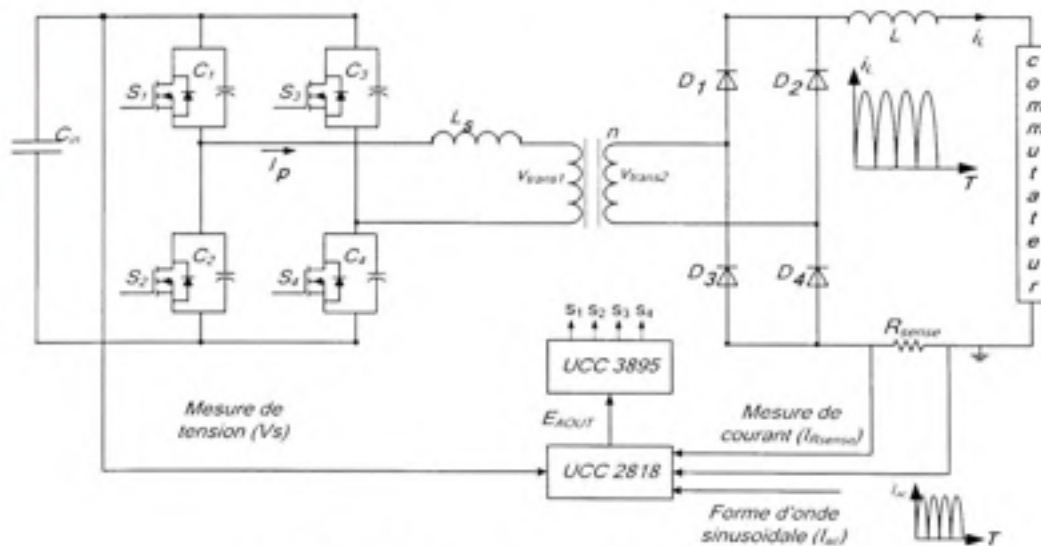


Figure 3.10 La charge active et sa commande.

3.5 Modélisation dynamique-Modélisation en petits signaux

Dans le but de concevoir les régulateurs de tension d'entrée du pont et le courant de sortie de l'inductance de la charge active, nous allons chercher les fonctions de transfert du système. D'où le besoin d'un modèle mathématique précis. Notons que le modèle d'un convertisseur à pont ne diffère pas d'un convertisseur abaisseur simple. C'est pourquoi, nous allons considérer un convertisseur abaisseur à un seul interrupteur (Figure 3.11) dans la modélisation de notre convertisseur. Ce dernier est branché, à son entrée, à une source de courant débitant sur un condensateur qui va se charger et se maintenir à une tension fixe. Alors que le courant i_L de l'inductance de sortie L de ce convertisseur doit avoir une forme sinusoïdale redressée.

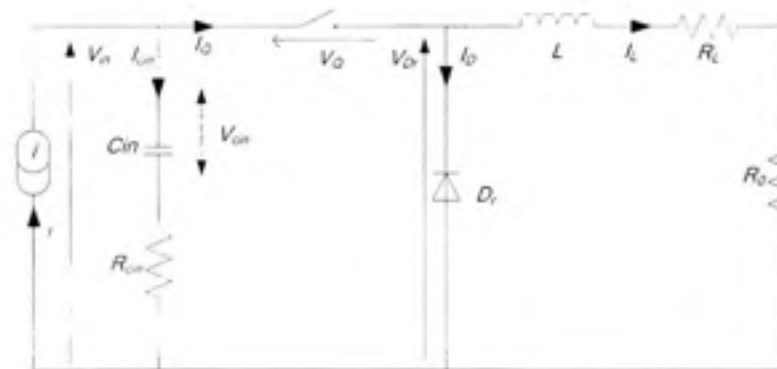


Figure 3.11 Convertisseur simple à base d'un seul interrupteur.

Notons que notre système comprend un condensateur et une inductance. Par conséquent, il est de second ordre. En appliquant la loi des mailles à la sortie et la loi des nœuds à l'entrée, on aura les équations d'état de système :

$$\begin{cases} v_L + v_{R_L} + v_{R_o} - v_{D_r} = 0 \Rightarrow v_L = v_{D_r} + v_{R_L} + v_{R_o} \Rightarrow \\ L \frac{di_L}{dt} = v_{D_r} - (R_L + R_o) i_L \end{cases} \quad (3.4)$$

$$2 \{ i = i_{cm} + i_Q \Rightarrow i_{cm} = i - i_Q \Rightarrow C_m \frac{dv_{cm}}{dt} = i - i_Q$$

L'état de l'interrupteur Q influe sur son courant i_Q et sur la tension aux bornes de la diode v_{Dr} comme suit :

$$i_Q = \begin{cases} 0 & \text{si } Q \text{ est ouvert} \\ i_L & \text{si } Q \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{Dr} = \begin{cases} 0 & \text{si } Q \text{ est ouvert} \\ v_{in} & \text{si } Q \text{ est fermé} \end{cases}$$

N'oublions que v_{in} est la tension d'entrée. Sa valeur est donnée par :

$$\begin{aligned} v_{in} &= v_{cin} + v_{Rcin} \\ v_{in} &= v_{cin} + R_{cin}(i - i_Q) \end{aligned} \quad (3.5)$$

L'état de l'interrupteur est présenté par s_Q comme suit :

$$s_Q = \begin{cases} 0 & \text{si } Q \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } Q \text{ est fermé} \end{cases}$$

alors la tension v_{Dr} et le courant i_Q deviennent :

$$\begin{aligned} v_{Dr} &= s_Q v_{in} \\ i_Q &= s_Q i_L \end{aligned} \quad (3.6)$$

En réécrivant les équations de modèle (3.4) en fonction de s_Q , i_L et v_{cin} on arrive à :

$$L \frac{di_L}{dt} = s_Q (v_{cin} + R_{cin}(i - s_Q i_L)) - (R_l + R_o) i_L \quad (3.7)$$

$$C_{in} \frac{dv_{cin}}{dt} = i_{cin} = i - s_Q i_L \quad (3.8)$$

Les sorties du système sont le courant de l'inductance et la tension d'entrée v_{in} . Deux approches ont lieu pour la modélisation de ce convertisseur, la première en considérant les

sorties du système comme leur états. Alors que les états du système dans la deuxième approche sont la tension aux bornes du condensateur C_{in} et le courant de l'inductance L .

Dans les deux approches, des approximations sont prises, le modèle statique est semblable. Alors que le modèle des petits signaux se diffère.

3.5.1 Première approche

Dans cette approche, on va considérer les deux états du système comme la tension v_{in} et le courant i_L .

Cherchons maintenant, les équations d'états $\frac{di_L}{dt}$ et $\frac{dv_{in}}{dt}$ en fonction de i_L et de v_{in} .

En se basant sur l'équation(3.7), on trouve $\frac{di_L}{dt}$ comme suit:

$$\frac{di_L}{dt} = s_Q (v_{cin} + R_{cin} (i - s_Q i_L)) - (R_l + R_o) i_L$$

avec

$$v_{in} = v_{cin} + R_{cin} (i - s_Q i_L)$$

On arrive à :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (s_Q v_{in} - (R_l + R_o) i_L) \quad (3.9)$$

Et en calculant $\frac{dv_{cin}}{dt}$ à partir de l'équation (3.5) :

$$v_{cin} = v_{in} - R_{cin} (i - s_Q i_L) \Rightarrow \frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{dv_{in}}{dt} + R_{cin} \left(\frac{ds_Q i_L}{dt} \right) \quad (3.10)$$

On la remplace dans (3.8) on aura :

$$C_m \left(\frac{dv_m}{dt} + R_{cm} \left(\frac{d(s_Q i_L)}{dt} \right) \right) = i_{cm} = i - s_Q i_L \quad (3.11)$$

$$\frac{dv_m}{dt} = \frac{i - s_Q i_L}{C_m} - R_{cm} \left(s_Q \frac{di_L}{dt} + i_L \frac{ds_Q}{dt} \right)$$

Remplaçons $\frac{di_L}{dt}$ par sa valeur dans (3.11), on aura :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (s_Q v_m - (R_L + R_o) i_L)$$

$$\frac{dv_m}{dt} = \frac{i - s_Q i_L}{C_m} - R_{cm} \left(s_Q \frac{di_L}{dt} + i_L \frac{ds_Q}{dt} \right) \quad (3.12)$$

$$\frac{dv_m}{dt} = \frac{i - s_Q i_L}{C_m} - R_{cm} \left(s_Q \left(\frac{1}{L} (s_Q v_m - (R_L + R_o) i_L) \right) + i_L \frac{ds_Q}{dt} \right)$$

Et le modèle sera :

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} (s_Q v_m - (R_L + R_o) i_L) \\ \frac{dv_m}{dt} &= \frac{i - s_Q i_L}{C_m} - \frac{R_{cm}}{L} s_Q (s_Q v_m - (R_L + R_o) i_L) + R_{cm} i_L \frac{ds_Q}{dt} \end{aligned}} \quad (3.13)$$

On va représenter l'état de l'interrupteur s_Q , par le rapport cyclique d .

3.5.1.1 Le régime statique

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = 0 \Rightarrow DV_m - (R_l + R_o)I_l = 0 \Rightarrow D = -\frac{(R_l + R_o)I_l}{V_m} \\ \frac{dv_m}{dt} = 0 \Rightarrow I - DI_l - \frac{C_m R_{cm}}{L} \underbrace{D(DV_m - (R_l + R_o)I_l)}_{=0} = 0 \\ \Rightarrow I - DI_l = 0 \Rightarrow I = DI_l \end{array} \right.$$

$$\boxed{\begin{array}{l} I = DI_l \\ D = \sqrt{\frac{(R_l + R_o)I}{V_m}} \end{array}}$$

(3.14)

3.5.1.2 Le régime dynamique

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (dv_m - (R_l + R_o)i_L) \\ \frac{dv_m}{dt} = \frac{i - di_L}{C_m} - \frac{R_{cm}}{L} d(dv_m - (R_l + R_o)i_L) \end{array} \right.$$

3.5.1.3 Modèle en petit signal linéarisé

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= \frac{1}{L} (D\hat{v}_m + \hat{d}V_m - (R_l + R_o)\hat{i}_L) \\ \frac{d(\hat{v}_m)}{dt} &= -\frac{D\hat{i}_L + \hat{d}I_l}{C_m} - \frac{R_{cm}}{L} D (D\hat{v}_m + \hat{d}V_m - (R_l + R_o)\hat{i}_L) \end{aligned}$$

Donc le modèle en petit signal sera présenté par la figure 3.12.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_o)}{L} & \frac{D}{L} \\ \frac{R_{cin}(R_L + R_o)}{L} - \frac{D}{C_m} & -\frac{R_{cin}}{L} D^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ \frac{R_{cin} V_m}{L} - \frac{I_L}{C_m} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}$$

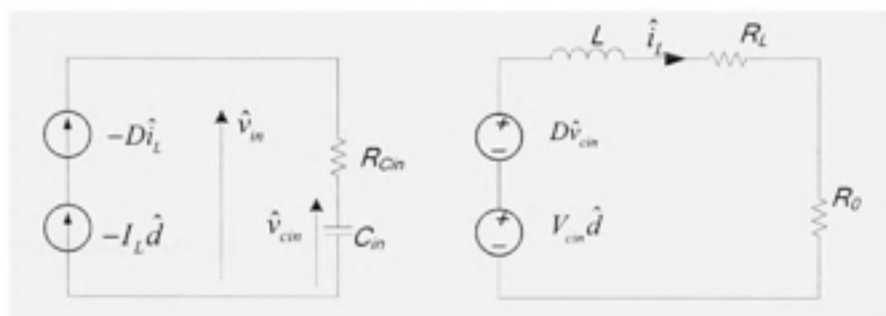


Figure 3.12 *Modèle en petit signal de convertisseur.*

3.5.2 Deuxième approche

La modélisation dynamique de la charge active peut se réaliser selon une deuxième approche, tout en considérant que les états du modèle sont la tension aux bornes du condensateur C_m et le courant de l'inductance i_L . En se basant sur les équations (3.7) et (3.8), on arrive à :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = s_Q (v_{cin} + R_{cin} (i - s_Q i_L)) - (R_L + R_o) i_L \\ C_m \frac{dv_{cin}}{dt} = i_{cin} = i - s_Q i_L \end{cases} \Rightarrow$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{s_Q (v_{cin} + R_{cin} (i - s_Q i_L)) - (R_L + R_o) i_L}{L}$$

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{i - s_Q i_L}{C_m}$$

Et en remplaçant s_Q par d , on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{dv_{cin} + dR_{cin}i - (R_L + R_o + d^2 R_{cin})i_L}{L} \\ \frac{dv_{cin}}{dt} &= \frac{i - di_L}{C_m} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Alors que la sortie est donnée par :

$$v_m = v_{cin} + R_{cin}(i - di_L) \quad (3.17)$$

3.5.2.1 Le régime statique

En régime statique, l'inductance est considérée comme un circuit fermé et le condensateur comme un circuit ouvert.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} = 0 &\Rightarrow DV_{cin} + R_{cin}DI - R_{cin}D^2I_L - (R_L + R_o)I_L = 0 \\ L \frac{dv_{cin}}{dt} = 0 &\Rightarrow DV_{cin} + R_{cin}D(I - DI_L) - (R_L + R_o)I_L = 0 \end{aligned}$$

À partir des équations précédentes, on peut arriver à :

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{I}{D} \\ V_m &= V_{cin} \\ D &= \sqrt{\frac{(R_L + R_o)I}{V_{cin}}} \end{aligned}$$

3.5.2.2 Modèle en petit signal :

Les équations du système en petits signaux sont :

$$L \frac{d(\hat{i}_l)}{dt} = -(R_{cin} D^2 + R_L + R_o) \hat{i}_l + D \hat{v}_{cin} + (V_{cin} - R_{cin} D I_L) \hat{d}$$

$$C_{in} \frac{d\hat{v}_{cin}}{dt} = -D \hat{i}_l - I_L \hat{d}$$

Le modèle d'état s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_o + R_{cin} D^2)}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_{in}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{cin} - R_{cin} I_L}{L} \\ -\frac{I_L}{C_{in}} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -R_{cin} D & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -R_{cin} I_L \end{bmatrix} \hat{d}$$

Le modèle dynamique en petit signal est montré dans la figure 3.13 :

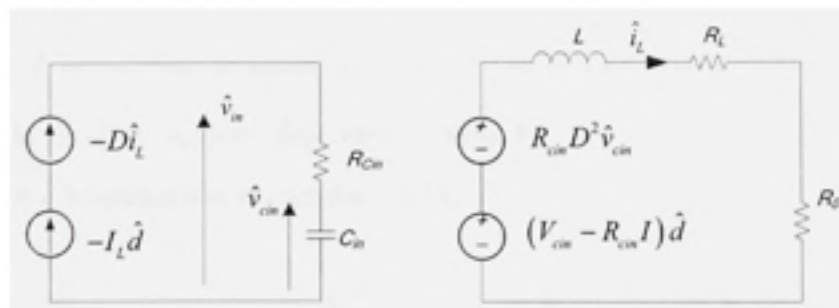


Figure 3.13 Modèle en petit signal de convertisseur.

En effet les valeurs de R_{cin} et R_l sont très faibles, si on les considère nulles dans les deux approches, on arrive au même modèle dynamique.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_v}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{cm}}{L} \\ -\frac{I_l}{C_m} \end{bmatrix} \hat{d} \\ \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \end{cases} \quad (3.19)$$

Les deux fonctions de transfert géant le système seront :

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_l}{\hat{d}} = \frac{\left(\frac{V_{cm}}{L}\right)s - \frac{I_l}{C_m} \frac{D}{L}}{s^2 + \left(\frac{R_v}{L}\right)s + \frac{D^2}{C_m L}} \quad (3.20)$$

$$G_{vd} = -\frac{1}{C_m} \frac{(I_l)s + \frac{DV_{cm}}{L} + \frac{I_l R_v}{L}}{s^2 + \left(\frac{R_v}{L}\right)s + \frac{D^2}{C_m L}} \quad (3.21)$$

3.5.3 Modèle pour la commande en mode de courant crête

La valeur de \hat{d} en fonction de signal d'erreur \hat{v}_c et le courant et la rampe \hat{m}_1 , et la valeur de \hat{m}_1 en fonction de \hat{i}_l et v_{in} sont déjà montré dans le chapitre précédent CHAPITRE 2 - paragraphe 2.4 « Modélisation et contrôle » p.21.

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{r_{sense} \left(m_c + \frac{M_1}{2}\right) T} - \frac{\hat{i}_l}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} - \frac{\hat{m}_1 D}{2 \left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \quad (3.22)$$

$$\hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_{in} - \hat{i}_l R_l - \hat{v}_{out}}{L} \quad (3.23)$$

En remplaçant \hat{d} et \hat{m}_1 par leur valeur dans (3.19), le modèle de système devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_v}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ -\frac{I_f}{C_m} \end{bmatrix} \frac{\hat{v}_c}{r_{sense} \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right) T} - \frac{1}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} \hat{i}_l - \frac{\hat{m}_1 D}{2 \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} \\ \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_v}{L} - \frac{\frac{V_m}{L}}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_m} + \frac{\frac{I_f}{C_m}}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ -\frac{I_f}{C_m} \end{bmatrix} \frac{\hat{v}_c}{r_{sense} \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right) T} - \frac{\hat{m}_1 D}{2 \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} \end{aligned}$$

En remplaçant \hat{m}_1 par sa valeur :

$$\hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_m - \hat{i}_l R_l - \hat{v}_{out}}{L}$$

Le modèle sera :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_v}{L} - \frac{V_m}{L} \frac{1}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_m} - \frac{\frac{I_f}{C_m}}{T \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ -\frac{I_f}{C_m} \end{bmatrix} \frac{\hat{v}_c}{r_{sense} \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right) T} + \frac{-\hat{v}_m + R_l \hat{i}_l}{L} \frac{D}{2 \left(m_c + \frac{M_1}{2} \right)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_o}{L} - \frac{V_m}{L} \frac{1}{T\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C_m} - \frac{I_l}{C_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ -\frac{I_l}{C_m} \end{bmatrix} \frac{\hat{v}_c}{r_{sense}\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)T} - \frac{\hat{v}_m D}{2\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} + \frac{R_o \hat{i}_l D}{2\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \\
\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_l \\ \dot{\hat{v}}_{cin} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ -\frac{I_l}{C_m} \end{bmatrix} \frac{\hat{v}_c}{r_{sense}\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)T} + \\
&\begin{bmatrix} -\frac{R_o}{L} - \frac{V_m}{L} \left(\frac{1}{T\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} - \frac{DR_o}{2L\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \right) & \frac{D}{L} - \frac{V_m}{L} \frac{D}{2L\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \\ -\frac{D}{C_m} + \frac{I_l}{C_m} \left(\frac{1}{T\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} - \frac{D(R_o)}{2L\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \right) & \frac{I_l}{C_m} \frac{D}{2L\left(m_c + \frac{M_1}{2}\right)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} \quad (3.24)
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_l \\ \hat{v}_{cin} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Les fonctions de transferts sont évaluées dans les équations pour les valeurs des paramètres présentés dans le tableau 3.1.

$$g_i(s) = \frac{\hat{i}_l}{\hat{v}_c} = \frac{7 \times 10^4 s - 42 \times 10^4}{s^2 + 53.5 \times 10^3 s + 0.875 \times 10^4} \quad (3.26)$$

$$g_c(s) = \frac{\hat{v}_{cin}}{\hat{v}_c} = \frac{149.52 + 8.5 \times 10^6}{s^2 + 53.5 \times 10^3 s + 0.875 \times 10^4} \quad (3.27)$$

Tableau 3.1

Valeurs des paramètres de calcul des fonctions de transfert

Paramètre	Valeur
i_L	25 A
C_{in}	66 mF
R_{sense}	0.048 Ω
L	320 μ H
T	20 μ s
M_I	2.7×10^5 A/s
R_θ	16 Ω
V_{cin}	60 V
D	0.9
m_c	25×10^3 A/s

3.6 Simulations

3.6.1 Cahier de charge

La charge active, ou le convertisseur C.C.-C.A. fonctionnant à puissance nominale de 5 KW, doit avoir un courant d'entrée moyen de 85 A en valeur moyenne et une tension d'entrée de 60 V.

Vu que ce convertisseur délivre du courant au réseau d'alimentation C.A., nous avons choisi une gamme des valeurs de la tension de réseau pour le fonctionnement de la charge active. La valeur crête de la tension de réseau varie dans la gamme de 250V à 400V. Par conséquent le courant de sortie réinjecté dans le réseau appartient à l'intervalle de 25A et 40A.

3.6.2 Simulation à l'aide de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM

Un convertisseur abaisseur classique est implémenté dans MATLAB_SIMPOWERSYSTEM (Figure 3.14) et un bloc de commande est créé. La figure 3.15 montre le schéma de commande implémenté sous SIMPOWERSYSTEM. Alors que les deux figures (Figure 3.16 et Figure 3.17) montrent les résultats de la simulation ; la tension d'entrée et le courant de sortie.

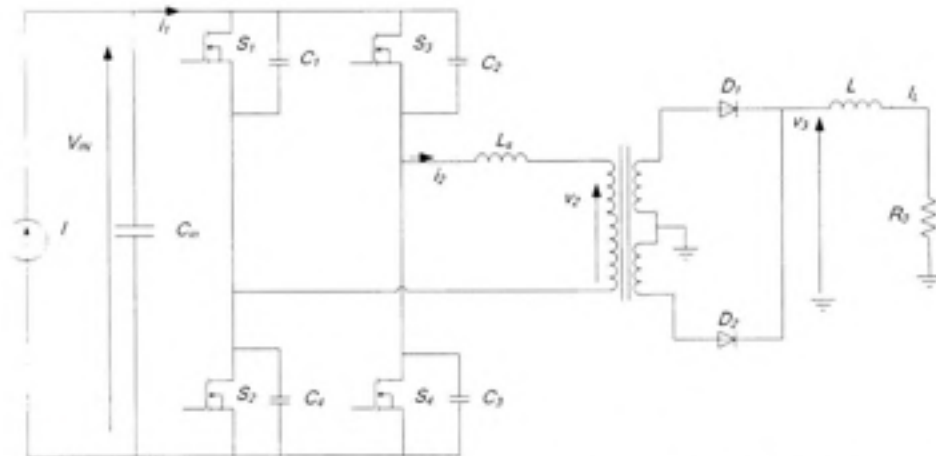


Figure 3.14 Convertisseur implémenté sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.

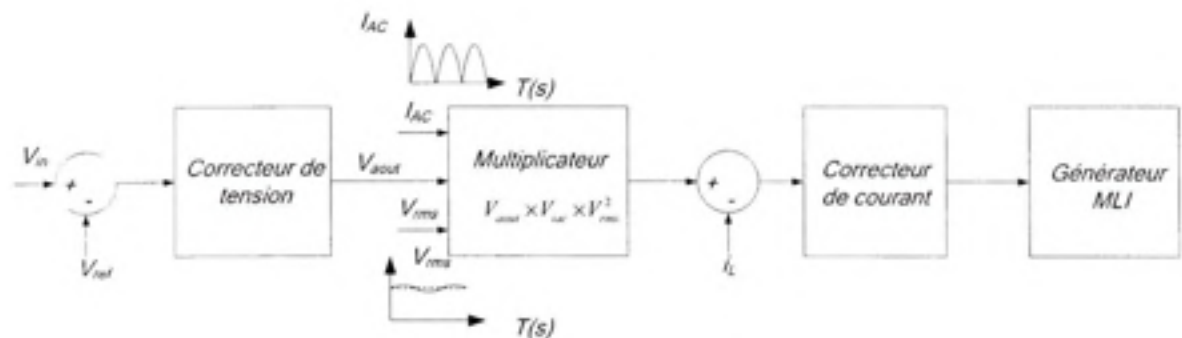


Figure 3.15 Schéma de commande de convertisseur.

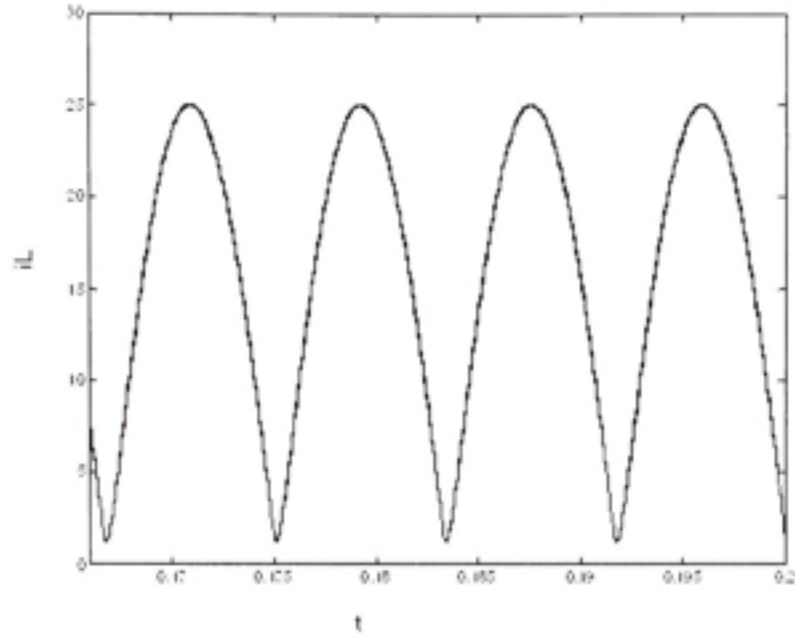


Figure 3.16 Courant de sortie i_L .

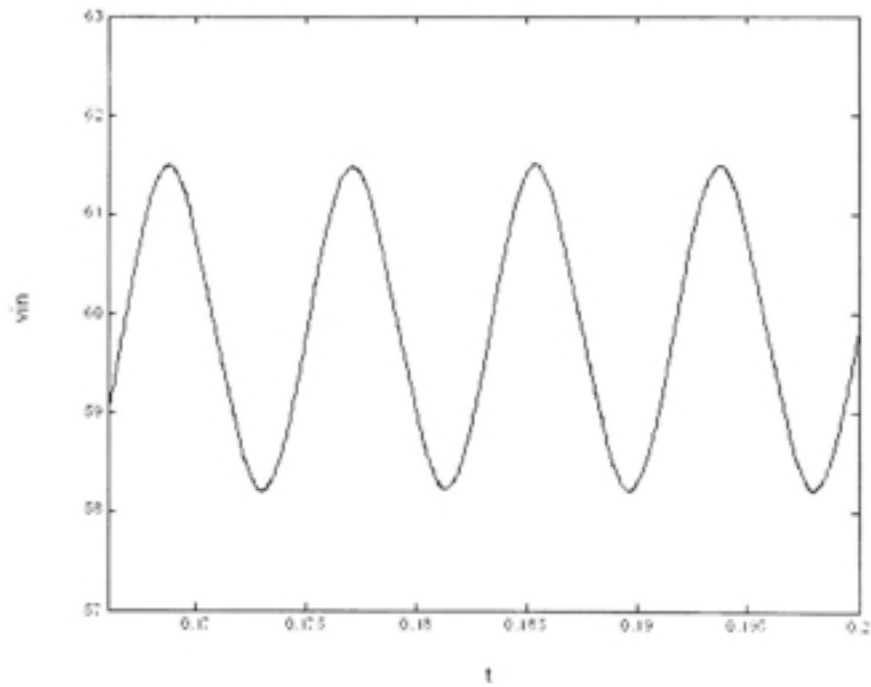


Figure 3.17 Tension à l'entrée de convertisseur V_{in} .

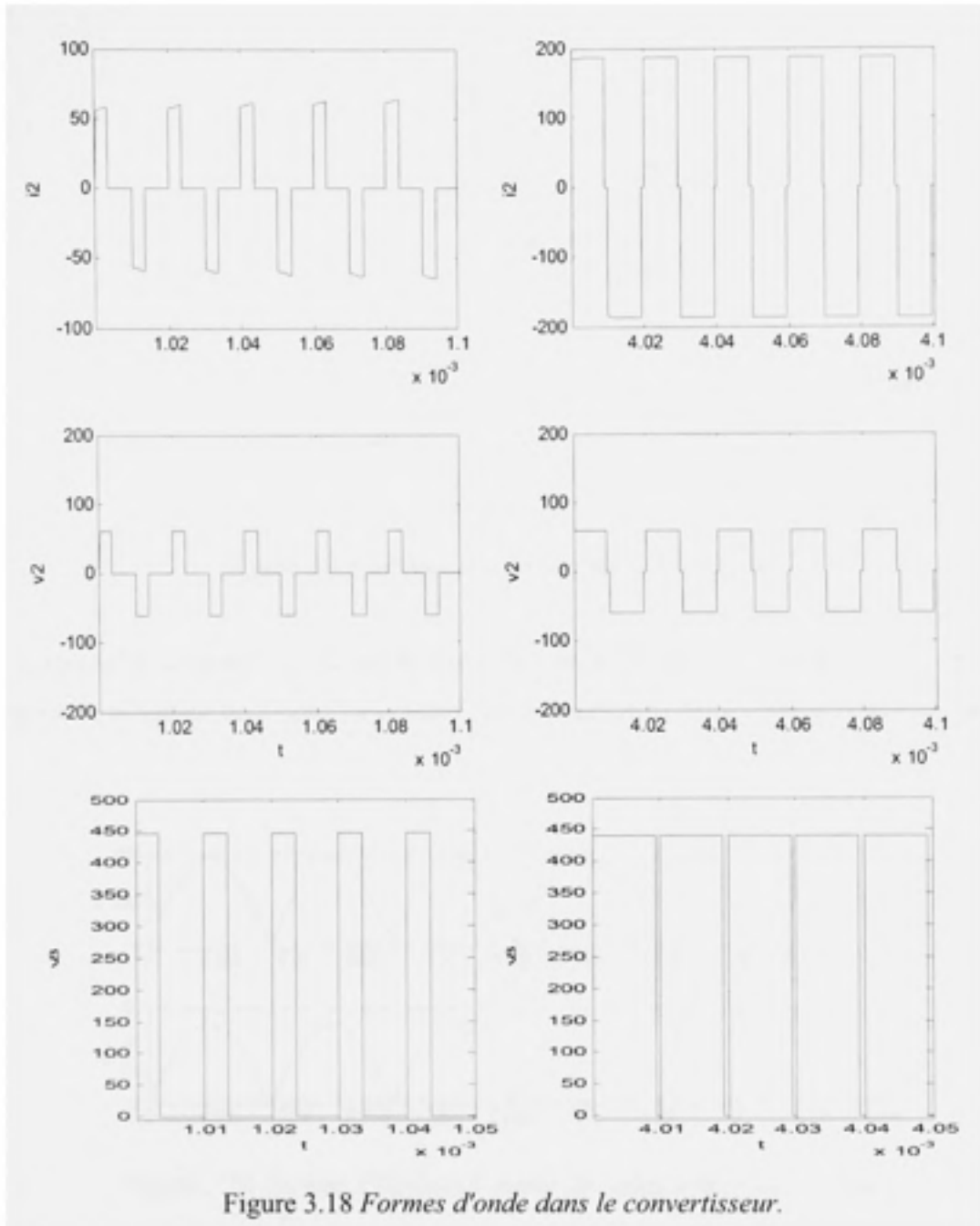


Figure 3.18 *Formes d'onde dans le convertisseur.*

Les formes d'ondes montrées dans la figure 3.18 montrent la variation de rapport cyclique avec le temps, pour assurer la forme sinusoïdale redressée de courant de la sortie. Vu que cette simulation n'a pas pris en compte le commutateur de courant, nous l'avons simulé à part (Figure 3.19), puis nous l'avons intégré dans le circuit.

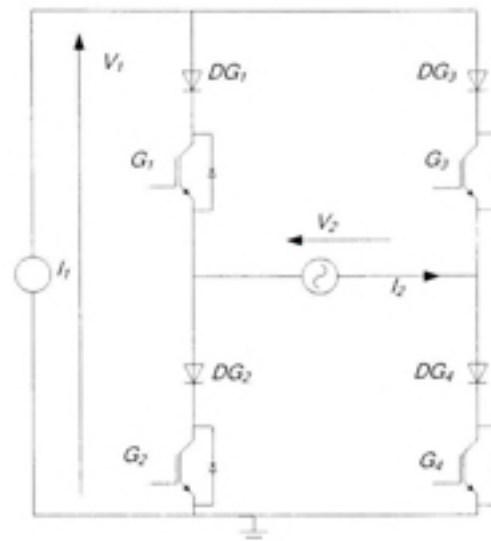


Figure 3.19 Schéma de commutateur de courant.

Les résultats de la simulation de commutateur de courant (Figure 3.20, Figure 3.21) montrent le caractère récepteur de réseau. Le courant circulant est celui délivré par la source de courant I_1 .

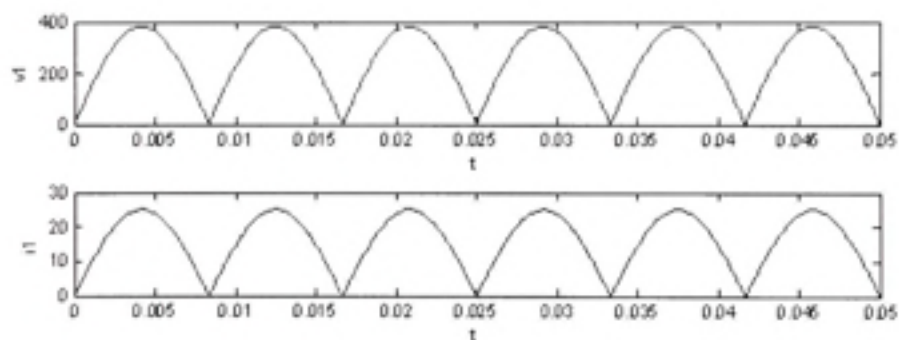


Figure 3.20 Formes d'ondes à l'entrée de commutateur de courant.

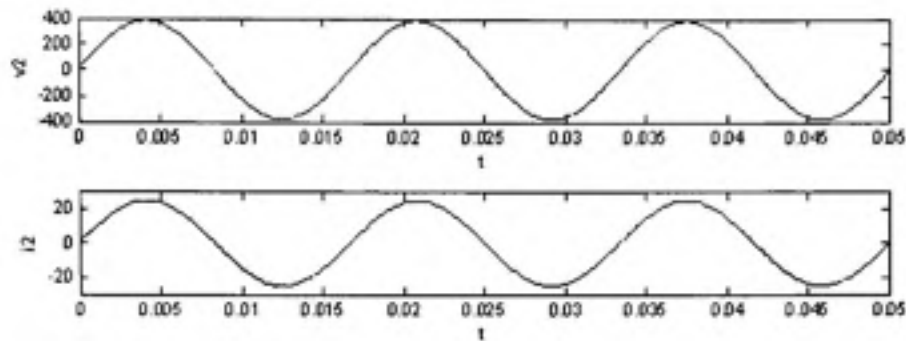


Figure 3.21 Formes d'ondes dans le commutateur de courant.

Par suite, nous avons placé le commutateur de courant à la sortie de convertisseur (Figure 3.22). Mais nous avons simulé avec une charge résistive au lieu d'une source de tension. La figure 3.23 montre les formes d'ondes sinusoïdales de tension et de courant dans la charge.

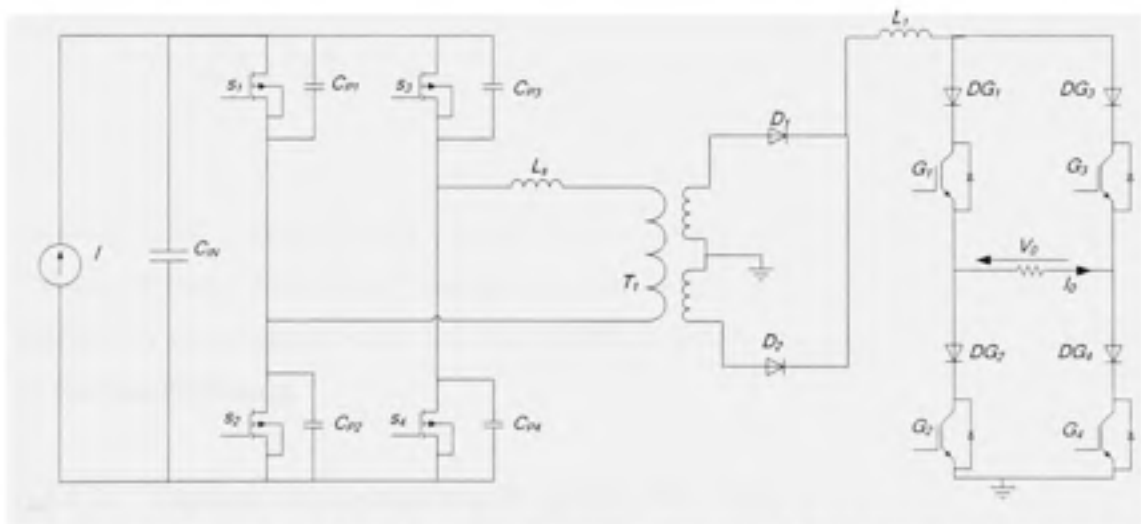


Figure 3.22 Schéma de la charge active complet sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.

3.6.3 Simulation sous ORCAD_PSPICE

Une simulation sous le logiciel Orcad_PSPICE a été entreprise. Puisque l'UCC2818 ne fait partie des bibliothèques d'ORCAD_PSPICE, nous avons implanté tous ses éléments (Figure 3.24).

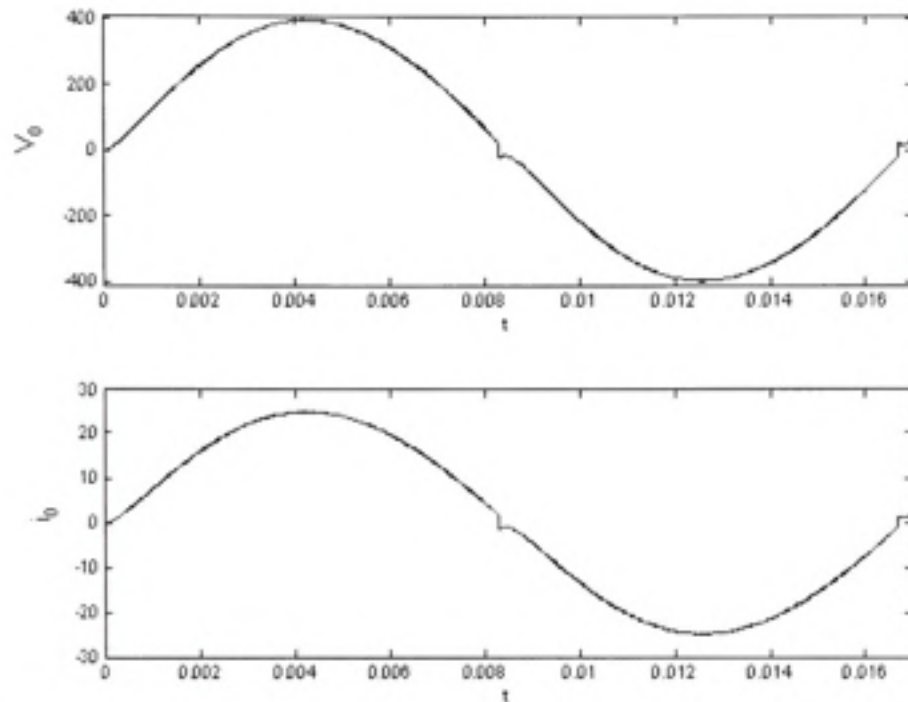


Figure 3.23 Tension v_o et courant i_o aux bornes de la résistance de sortie.

Deux types de simulations sont entrepris. D'abord, nous avons simulé le modèle moyen de l'abaisseur déjà calculé dans le paragraphe précédant. Ensuite, nous avons simulé la charge active avec des modèles réels d'ORCAD_PSPICE des interrupteurs de puissance, des diodes et des transformateurs.

3.6.3.1 Résultats de la simulation du modèle d'état moyen

Nous avons implanté le modèle moyen de convertisseur (Figure 3.25). Les résultats (Figure 3.26 et Figure 3.27) montrent la validité du modèle de l'UCC2818 trouvé et les contrôleurs calculés.

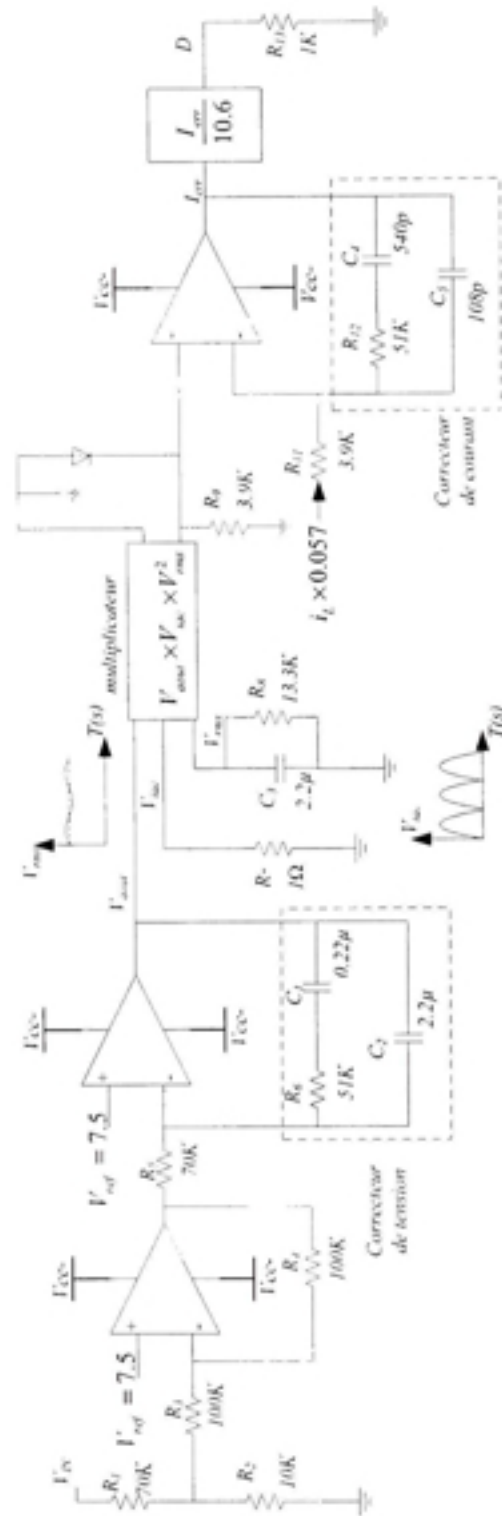


Figure 3.24 Modèle de l'UCC2818.

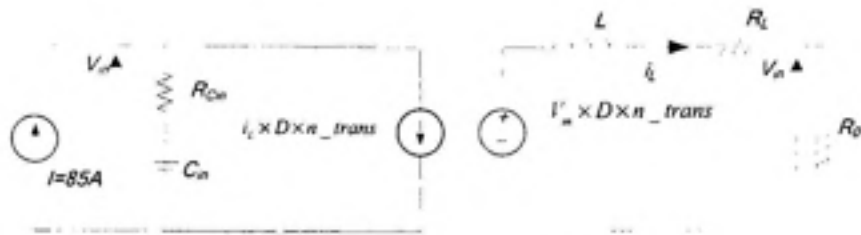


Figure 3.25 *Modèle moyen sous ORCAD_PSPICE.*

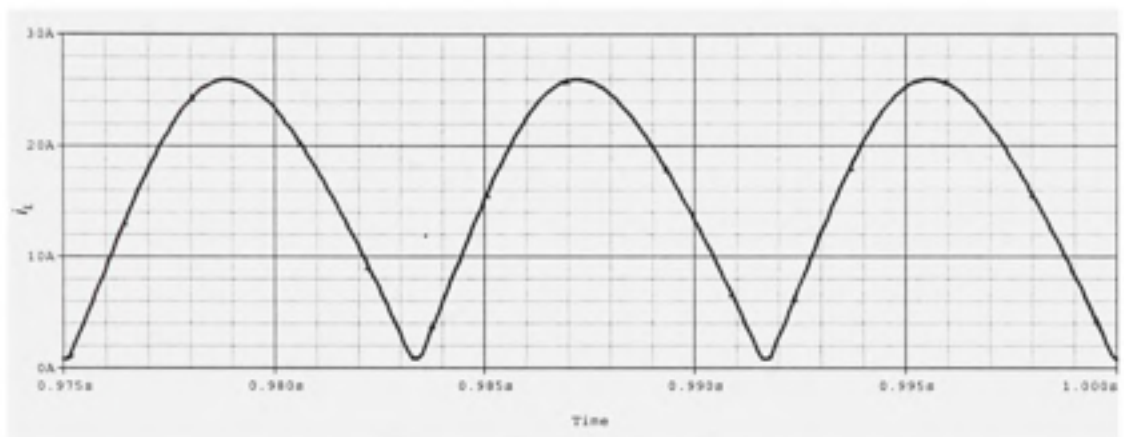


Figure 3.26 *Forme d'onde de courant de sortie i_L (modèle d'état).*

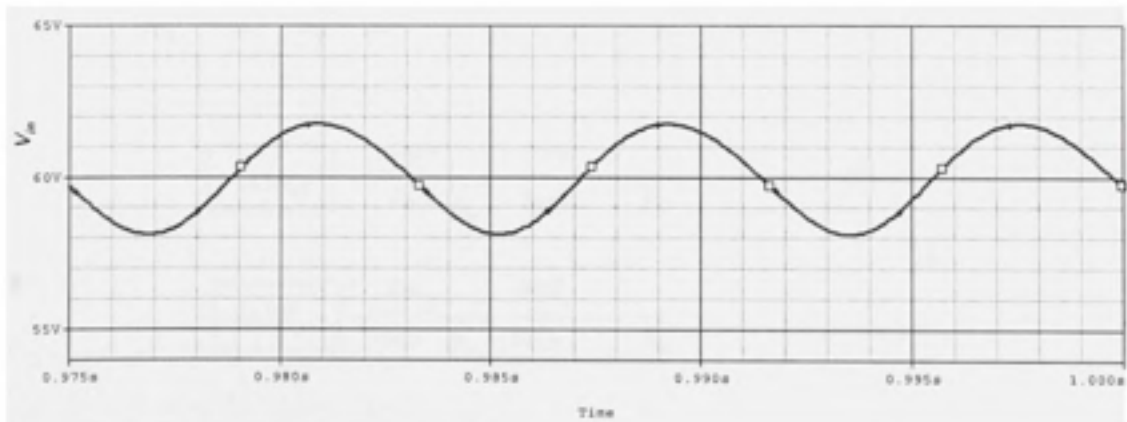


Figure 3.27 *Forme d'onde de la tension d'entrée de convertisseur V_m (modèle d'état).*

3.6.3.2 Simulation du convertisseur

Après avoir simulé le modèle moyen de convertisseur de la charge active, nous avons simulé le convertisseur complet (Figure 3.28). Les résultats montrés dans les figures 3.29 et 3.30 montrent l'efficacité des contrôleurs calculés.

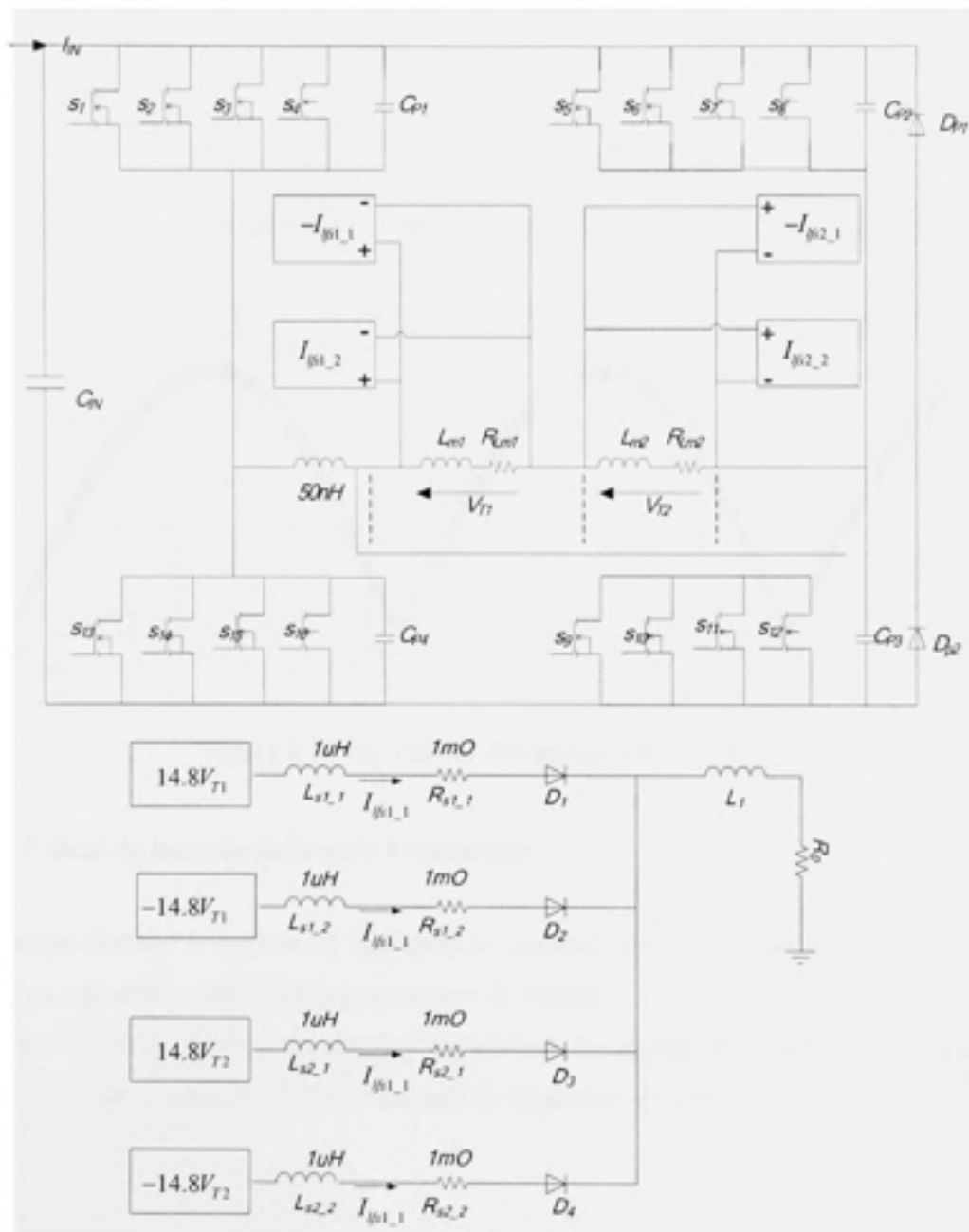


Figure 3.28 Schéma de convertisseur sous Orcad_PSPICE.

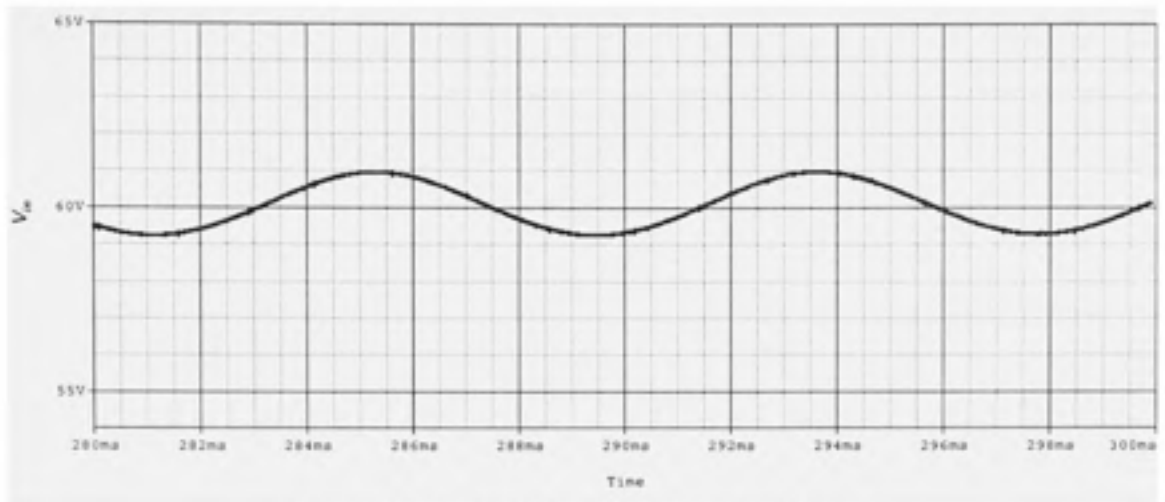


Figure 3.29 *Forme d'onde de tension réel V_{in} .*

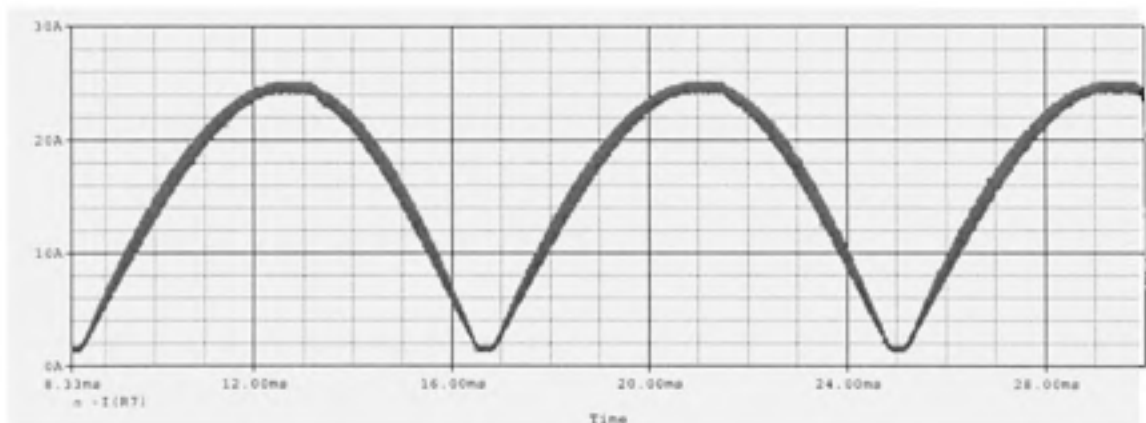


Figure 3.30 *Courant de l'inductance de sortie i_L .*

3.6.4 Calcul du taux de distorsion harmonique

Nous avons cherché le spectre en fréquence de courant et le taux de distorsion de signal par rapport au signal sinusoïdal idéal de la tension du réseau

La figure suivante montre le spectre fréquentiel du signal de courant à la sortie du commutateur de courant qui présente un taux de distorsion de 2.2%.

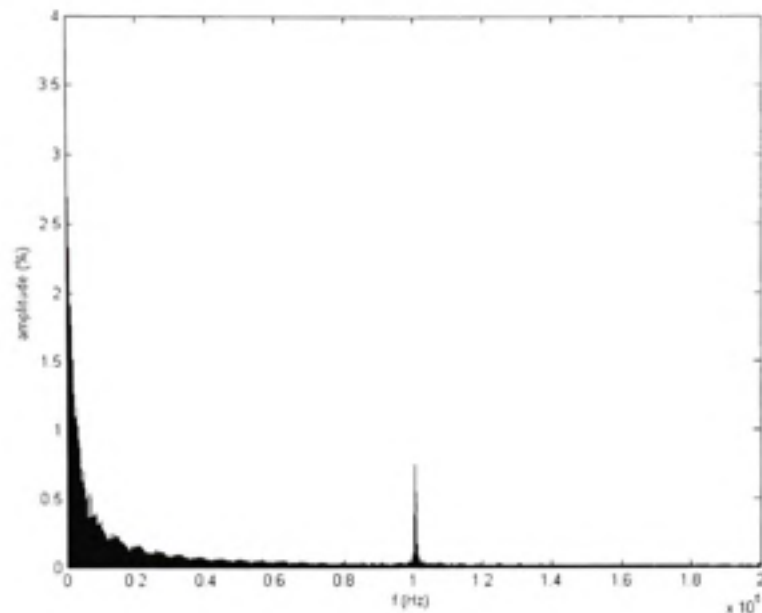


Figure 3.31 *Spectre fréquentiel du courant à la sortie du commutateur.*

3.6.5 Comparaison entre ORCAD_PSPICE et MATLAB_SIMPOWERSYSTEM

Comme montré, des simulations de la charge active sont lancées à l'aide de deux logiciels Orcad_PSPICE et MATLAB_SIMPOWERSYSTEM.

En effet, dans les deux logiciels, on a du créer le modèle de régulateur UCC2818. Dans ORCAD_PSPICE, la modélisation était plus facile, vu que les comparateurs sont déjà implantés dans des bibliothèques.

Signalons que dans MATLAB_SIMPOWERSYSTEM, les semi-conducteurs ont des modèles mathématiques semblables, les caractéristiques dynamiques sont des standards. Alors que dans ORCAD_PSPICE, les résultats sont plus réels à cause de la présence des modèles spécifiques des MOSFETs et des diodes donnés par les manufacturiers.

Également, le pas de calcul sous ORCAD_PSPICE est généré automatiquement en fonction des valeurs des composants utilisés, alors que sous MATLAB_SIMPOWERSYSTEM, un mauvais choix de pas de calcul, peut détériorer effectivement les résultats.

Enfin, le temps de calcul de MATLAB_SIMPOWERSYSTEM est beaucoup plus petit de celui ORCAD_PSPICE où la simulation peut durer des dizaines des heures avant d'atteindre le régime permanent.

3.7 Conclusion

Lors de test des nouveaux convertisseurs de puissance, au lieu de dissiper la puissance dans une résistance thermique, nous avons pensé à la réinjecter dans le réseau en utilisant une résistance non dissipative. Elle est constituée d'un convertisseur C.C.-C.C. fonctionnant à haute fréquence en cascade avec un commutateur de courant fonctionnant à la fréquence de réseau 60 Hz.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la charge active, ses modes de fonctionnement, sa commande. Puis nous avons modélisé le système, afin de le valider par des simulations sous deux logiciels différents.

CHAPITRE 4

CONCEPTION DE LA CHARGE ACTIVE

4.1 Introduction

Après avoir modélisé et simulé le prototype de la charge active proposé dans le chapitre précédant. Nous allons, dans ce chapitre, détailler la procédure complète de son design.

D'abord, nous allons choisir les MOSFETs, les diodes, et les IGBTs selon le cahier de charge décrit dans le paragraphe 3.6.1 « Cahier de charge » p.61. Nous allons les configurer dépendamment des pertes présentes dans chacun. Ensuite, nous dimensionnerons les éléments magnétiques comme les transformateurs de puissance, les inductances de sortie de convertisseurs, les transformateurs de mesure de courant et l'inductance de résonance.

Également, nous allons concevoir tous les circuits nécessaires pour la réalisation de la charge active comme les circuits d'écrêtage au primaire et au secondaire, les circuits d'aide à la commutation, le circuit de contrôle de la tension d'entrée et le courant de sortie basé sur l'UCC2818, le circuit de commande des MOSFETs de pont du convertisseur basé sur l'UCC3895 et le circuit de commande des IGBTs du commutateur de courant. N'oublions pas le circuit logique qui gère le fonctionnement du système dépendamment des sorties des circuits de protection à concevoir comme le circuit de protection contre les basses et les hautes valeurs de la tension de réseau électrique, le circuit de filtre d'interférences électromagnétique, le circuit de protection contre une basse tension d'alimentation, le circuit de mesure de la tension d'entrée et le circuit de mesure de température des semi-conducteurs.

Tous ces circuits cités précédemment seront conçus dans le but d'être implantés sous ORCAD_CAPTURE. Nous réaliserons le schéma électrique et le circuit imprimé « PCB Printed circuit board » de la carte électrique afin de l'expérimenter.

4.2 Choix des semi-conducteurs

4.2.1 Choix des MOSFETs

En respectant le cahier de charge, chaque MOSFET de pont de convertisseur de la charge active, doit supporter une tension de 60 V. Alors que le courant moyen direct est de 85 A.

Plusieurs MOSFETs assurent ces conditions. Donc, nous choisissons le MOSFET présentant la plus faible résistance dynamique r_{ds} , par conséquent celui ayant les plus faibles pertes. L'IRFB4110PbF est le MOSFET convenable. Sa résistance dynamique de $5\text{m}\Omega$ à 25°C et il supporte une tension de 100 V avec un courant moyen direct de 180 A.

Différentes types des pertes sont présents dans chaque MOSFET. Elles sont calculées selon les équations (2.34),(2.35),(2.36),(2.37),(2.38) montrées dans le chapitre 2 paragraphe 2.6.1 « Choix des interrupteurs de puissance » p.37.

Les pertes totales calculées dans un MOSFET sont de 44.2 W. Afin de les minimiser, nous avons pensé à brancher plusieurs MOSFETs en parallèle. Ce qui divise le courant direct et influe directement sur les pertes. À ce point, nous avons réalisé une étude sur le nombre de MOSFETs utilisés. Le tableau suivant (Tableau 4.1) montre les valeurs des pertes pour les différentes configurations des MOSFETs mis en parallèle.

Vu que la mise en parallèle de quatre MOSFETs présente les plus faibles pertes, nous allons donc, expérimenter avec 16 MOSFETs en estimant des pertes à 86.6 W. Les valeurs des paramètres et les différents types de pertes sont montrés dans le tableau 4.2.

Tableau 4.1

Pertes en fonction de nombre des MOSFETs en parallèle

Nb des MOSFETs	Courant (A) direct moyen	Pertes (W) par MOSFET	Perte (W) totales
1 MOSFETs	85	44.2	176.8
2 MOSFETs	42.5	14.2	113.6
3 MOSFETs	21.75	7.9	95
4 MOSFETs	10.875	5.4	86.4

Tableau 4.2

Valeurs des paramètres de calcul des pertes des MOSFETs de la charge active

Paramètre	valeur
C_{oss}	670 pF
f	50 KHz
i_{fms}	16.3A
i_{rm}	10.4A
i_d	20.8333A
Q_g	210 nC
Q_{rr}	10 nC
r_{ds}	7.6 m Ω
t_{don}	25 ns
t_r	67 ns
t_f	88 ns
V_{GS}	15 V
V_{ds}	60 V
V_{nd}	0.4 V
p_c	2.0481 W
p_{comm}	3.08 W
p_{com}	0.1575 W
p_{inv}	0.0646 W
p_{cross}	0.0603 W
p_{mos}	5.4144 W
$p_{mos\ tot}$	86.62 W

4.2.2 Choix des diodes

Les critères du choix des diodes du redresseur, branché aux bornes secondaires du transformateur, sont le courant moyen direct, la tension qu'elles doivent supporter, le type de commutation (rapide et recouvrement douce).

Le courant direct est de 25 A, alors que la tension est de 888 V (redressement à point milieu $v_d = 2 \times v_{\text{rms}} = 2 \times 444 = 888 \text{ V}$). Nous avons choisi la diode « APT30dq120 ». Elle supporte une tension de 1200 V, alors que le courant direct est de 30 A. Cette grande valeur « 1200 V » de la tension est choisie afin d'assurer la protection contre la foudre.

Similairement au cas des MOSFETs, les pertes dans les diodes sont évaluées. En effet, les pertes de conduction, et les pertes de commutation sont calculées selon les équations (2.37) et (2.39), de chapitre 2 paragraphe 2.6.2 « Choix des diodes » p. 38.

Afin de minimiser ces pertes (55 W en total), nous allons monter deux diodes en parallèle. Ce qui réduit les pertes à 6.3 W par diode et 25.2 W pour les quatre. Le tableau suivant (Tableau 2.1) montre les valeurs des paramètres et des pertes calculées pour les quatre diodes de redressement.

4.2.3 Choix des IGBTs

Rappelons que le commutateur de courant est un pont des IGBTs qui commutent à la fréquence de réseau. Ces IGBTs doivent supporter un courant direct de 40 A (valeur crête maximale) réinjecté dans le réseau. De plus, chaque IGBT doit bloquer le courant en direction inverse. C'est pourquoi, nous avons cherché des moyens pour empêcher la circulation de courant vers le convertisseur. Deux possibilités sont offertes :

1. l'utilisation d'un IGBT et d'une diode en série. L'IGBT choisi est l'IRG4PH50KPBF alors que la diode choisie est l'APT60DQ120BG.

2. La compagnie IXYS offre une diode et un IGBT intégrés dans un même boîtier. Ce type des IGBTs, nommé RB-IGBT (Reverse Blocking IGBTs), assure le blocage de courant vers le collecteur (Figure 4.1).

Tableau 4.3

Valeurs des Paramètres de calcul
des pertes des diodes de la charge active redresseur

paramètre	Valeur pour les diodes de redresseur
f	50 KHz
i_{fms}	6.25 A
i_{fav}	3.97 A
Q_{rr}	0.1 pC
r_c	1.67 m Ω
t_{fr}	65 ns
V_f	1.4 0.1 pC V
V_{FF}	3.3 V
v_r	888 V
p_c	6.22 W
p_{com}	0.0304 W
p_{dio}	6.25 W
	25 W

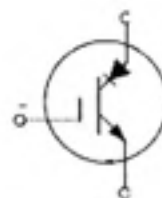


Figure 4.1 RB-IGBT.

Une évaluation de pertes est réalisée pour les deux possibilités: IGBT monté en série avec une diode et le RB_IGBT. Nous avons calculés les pertes dans la diode selon les équations (2.39),(2.37) de chapitre 2 paragraphe 2.6.2 « Choix des diodes » p. 38. Alors que les pertes

de conduction et de commutation de l'IGBT sont calculées suivant les équations suivantes (MOUCHOUX 1994) :

4.2.3.1 Pertes pendant la conduction

$$P_c = v_{ce} i_{avr} \quad (4.1)$$

4.2.3.2 Pertes de commutation

$$P_{comm} = P_{bloc} + P_{crab} = w_{bloc} f + w_{amor} f \quad (4.2)$$

Tableau 4.4

Tableau comparatif des pertes dans le commutateur

	Pertes diode W	Perte IGBT W	Pertes totales W
IGBT+ Diode	13.7	17.14	30.84
RB-IGBT	-	19.9	19.9

Le tableau précédant (Tableau 4.4) montre les valeurs des pertes dans les deux cas (RB-IGBT et IGBT en série avec une diode). Remarquons que les pertes dans le RB-IGBT sont faibles par rapport à la somme des pertes dans les IGBTs et dans les diodes montées en série. Ce qui favorise le choix de l'IGBT « RB-IGBT ».

Mais vu que ce type des IGBTs pour notre cahier de charge n'est pas disponible, nous étions obligés d'utiliser des diodes en série avec des IGBTs pour le commutateur de courant. Le tableau suivant (Tableau 4.5) montre les valeurs des paramètres de l'IGBT et la diode choisis utilisées pour le calcul des pertes.

Tableau 4.5

Paramètres et valeurs de calcul des pertes dans le commutateur

IGBT		Diode	
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
f	60 Hz	$i_{f\text{mit}}$	12.5 A
$i_{f\text{av}}$	7.9 A	$i_{f\text{av}}$	7.95 A
v_{ce}	2.15 V	Q_{rr}	0.1 pC
W_{blox}	190	r_c	1.67 m Ω
W_{amor}	383 mJ	I_{fr}	65 ns
p_c	17.1435mJ	V_f	1.4 V
p_{com}	0.03 W	V_{FF}	3.3 V
p_{IGBT}	17.1092 W	$p_{\text{di}} \text{ IGBT}$	13.74 W
$p_{IGBT \text{ tot}}$	68.5740 W	$p_{\text{di}} \text{ IGBT tot}$	54.98 W

4.3 Calcul de l'inductance de résonance

Pour assurer la commutation douce à tension nulle (Zero Voltage Switching) des MOSFETs de convertisseur de la charge active, une inductance L_s est montée en série avec l'inductance de fuite du transformateur.

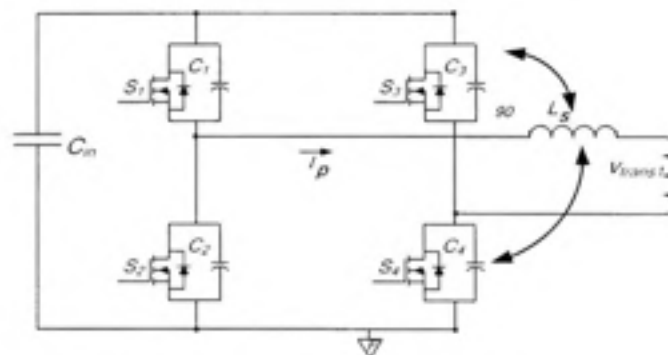


Figure 4.2 Convertisseur C.C. -C.C. à pont.

L'inductance L_s résonne avec les capacités équivalentes aux deux capacités internes des deux MOSFETs du même bras de pont c_{eq} et les capacités en parallèle C_{ext} ($i=1, 2, 3, 4$) comme montre l'équation(4.3) (Sabate, 1990).

$$\frac{1}{2}Li^2 \geq \frac{1}{2}2 \times (c_{eq} + c_{ext})V_m^2 \quad (4.3)$$

Cherchons la valeur de la capacité interne c_{eq} en fonction de la capacité de sortie de MOSFET C_{oss} . En effet, la valeur de la capacité C_{oss} est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension aux bornes du MOSFET V_{ds} comme montre l'équation (4.5) :

$$c_{oss} = \frac{k}{\sqrt{V_{ds}}} \quad (4.4)$$

Calculons l'énergie emmagasinée dans le condensateur C_{oss}

$$W = \int Q_c dt \quad \text{avec} \quad Q_c = c_{oss} v \frac{dv}{dt} \quad (4.5)$$

$$W_{C_{oss}} = \int_0^{v_m} v_{C_{oss}} \times i_{C_{oss}} dt = \int_0^{v_m} v_{C_{oss}} \underbrace{\frac{k}{\sqrt{v}} \frac{dv}{dt}}_{i_{C_{oss}}} dt = k \int \sqrt{v} dv = k \frac{v_m^{\frac{3}{2}}}{\frac{3}{2}} = \frac{2}{3} k v_m^{\frac{3}{2}} \frac{\sqrt{v_m}}{\sqrt{v_m}} \quad (4.6)$$

$$W_{C_{oss}} = \frac{2}{3} v_m^2 \frac{k}{\sqrt{v_m}}$$

D'autre part on a :

$$W_{C_{oss}} = \frac{1}{2} c_{eq} v_m^2 \quad (4.7)$$

On aura :

$$W' = \frac{2}{3} c_{oss} \times V_m^2 = \frac{1}{2} c_{eq} \times V_m^2 \Rightarrow c_{eq} = \frac{4}{3} c_{oss} \quad (4.8)$$

L'équation 4.3 devient :

$$\frac{1}{2} Li^2 \geq \left(\frac{4}{3} c_{oss} V_m^2 + c_{cs} V_m^2 \right) \quad (4.9)$$

La valeur de l'inductance trouvée est 12.6 nH (Basse tension à l'entrée et Haute valeur de courant), nous allons la remplacer par une inductance de 50 nH. D'abord, nous choisissons le noyau de l'inductance de résonance « 55551 » de la famille Magnetics. Ensuite, nous calculons le nombre de tours (deux tours) ainsi que le nombre de fils utilisés en parallèle (21 fils AWG13).

4.4 Calcul de transformateur

Le choix de transformateur de puissance est l'étape la plus critique dans le choix des composants. Lors de son dimensionnement, nous allons considérer divers aspects. Citons le matériau magnétique et le volume du noyau, le matériau d'isolation diélectrique entre les enroulements primaires et les enroulements secondaires etc.

En effet, le transformateur doit supporter les pires conditions de fonctionnement de convertisseur. C'est pourquoi le calcul doit prendre les cas extrêmes comme les valeurs les plus basses et les plus hautes de la tension d'entrée et de la tension de sortie de convertisseur respectivement. N'oublions le rôle de la valeur de rapport cyclique. De plus, les pertes doivent être les plus faibles.

Vu que nous a choisi le redressement à point milieu, le transformateur doit avoir deux secondaires. De plus, la basse tension aux enroulements primaires nous amène à l'utilisation des noyaux magnétiques assez grands. Ce qui augmente les pertes magnétiques (pertes de

fer) et les pertes dans les enroulements (pertes de cuivre). Pour minimiser ces pertes, nous utilisons deux transformateurs dont la puissance nominale de chacun est 2500 W.

Dans le but d'avoir un comportement pareil de deux transformateurs, les deux enroulements primaires sont montés en série. Ce qui garantit la circulation de même courant dans les deux enroulements primaires de deux transformateurs. Nous avons dimensionné ces deux transformateurs selon la méthode détaillée dans le chapitre 2, paragraphe 2.6.3 « Calcul de transformateur » p. 40.

4.4.1.1 Choix du noyau magnétique :

Le transformateur sera utilisé dans un convertisseur abaisseur fonctionnant à haute fréquence de commutation .Ce qui limite le choix du noyau ferrique au matériau **PC 40/44**.

Le noyau en ferrite choisi est l'EE 76x80x20 de la famille TDK qui offre des noyaux magnétiques pour les applications à grande puissance. Les caractéristiques magnétiques de ce noyau sont:

$$\begin{aligned}
 A_c &= 4.06 \text{ cm}^2 \\
 W_a &= 7.47 \text{ cm}^2 \\
 l_e &= 18.2 \text{ cm} \\
 Mlt &= 16.8 \text{ cm} \\
 V_c &= 73.910 \text{ cm}^3
 \end{aligned}$$

Ensuite, Nous choisissons le nombre des enroulements primaires et secondaires et le nombre des fils utilisés en parallèle respectant la densité de courant y circulant.

Trois tours constituent les enroulements primaires. Chaque tour est formé de 320 fils AWG28. Ce même type de fil est utilisé pour les deux enroulements secondaires. 50 tours constitué chacun de 24 fils AWG 28 mis en parallèle forment chaque enroulement secondaire.

Une fois la conception est terminé, nous vérifions le cahier de charge : Nous calculons les pertes dans les enroulements primaires et secondaires et les pertes dans le noyau du transformateur dont la somme est de 12 W. Ensuite, nous calculons l'efficacité de transformateur 99.5% et nous vérifions la surface d'isolement ($FF=0.48$). Enfin Nous évaluons l'inductance de magnétisation qui est de $26\mu\text{H}$.

4.5 Calcul de l'inductance de sortie

Suite à la mise en parallèle des diodes de redressement, et la mise en série de deux transformateurs de puissance, dans le convertisseur à pont de la charge active, nous allons utiliser deux inductances de sortie branch es en parallèle comme montre la figure 4.3.

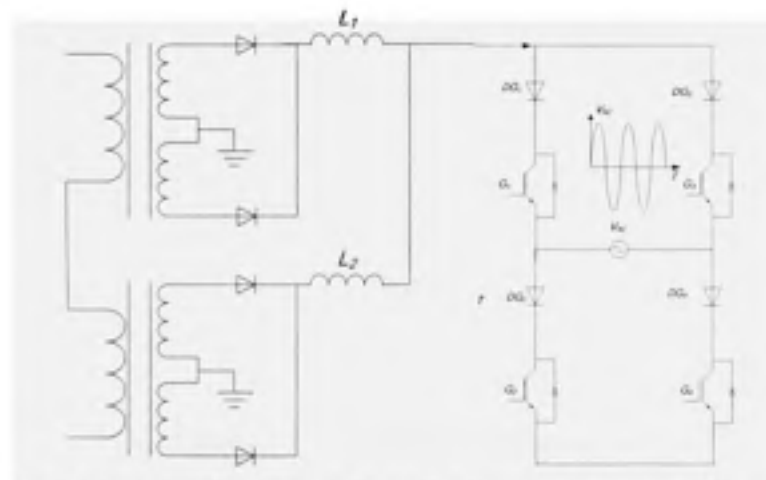


Figure 4.3 Deux transformateurs en série coté primaire et en parallèle coté secondaire.

Précisons que le courant dans chaque inductance est égal à la moitié de celui de la sortie. Et n'oublions pas que l'ondulation de courant ne doit pas dépasser 10% de sa valeur nominale (4.10).

$$L \frac{di}{dt} = V_L \Rightarrow L = V_L \times \frac{dt}{di} \quad (4.10)$$

Donc, pour un courant de 25A en sortie, la variation de courant di dans chaque inductance de sortie doit être inférieure à 1.25A (10% de 12.5A). En effet cette variation dépend de la tension aux bornes de l'inductance, et la durée dans laquelle cette tension est appliquée.

Pendant le blocage des diodes de redressement Δt , la tension aux bornes de l'inductance est égale à l'inverse de celle de la sortie, l'inductance se décharge, et le courant diminue (Figure 4.4).

$$\Delta t = (1-d)T$$

$$V_L = -V_{out}$$

$$L = -400 \times \frac{0.1 \times 10^{-5}}{-1.25}$$

La valeur de l'inductance trouvée est de $320 \mu\text{H}$.

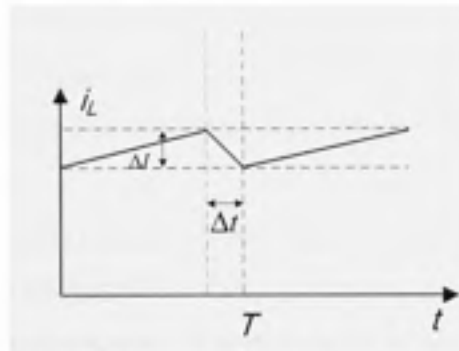


Figure 4.4 Courant dans l'inductance.

Le choix de matériau magnétique, et le dimensionnement de l'inductance sont réalisés selon la méthode expliquée dans le chapitre 2, paragraphe 2.6.4 « Calcul de l'inductance de sortie » p.45.

Afin d'assurer une stabilité de la valeur d'inductance, nous avons choisi le matériau magnétique formé de poudre de moly-permalloy «*MAGNETICS Moly permalloy Powder MPP*». Ce type de matériau présente une hystérésis étroite, des pertes minimales, et une haute résistivité.

L'inductance conçue est constituée d'un noyau de type MPP 55716 entouré par 66 tours. Chaque tour est formé d'un seul fil AWG13. Les pertes dans le noyau et le cuivre sont calculées et leur somme est de 10 W impliquant une élévation de température de 37 °C. L'efficacité de l'inductance est de 99% démontrant le bon choix du noyau magnétique.

4.6 Choix des radiateurs

La température est le facteur le plus important dans la conception des convertisseurs. Elle influe directement sur les caractéristiques électriques des semi-conducteurs.

En effet, les pertes présentes dans les semi-conducteurs causent l'échauffement de leurs jonctions. Donc, pour assurer un bon fonctionnement des semi-conducteurs, la température de leur jonction ne doit pas dépasser 100 °C. Ce qui rend l'utilisation des radiateurs et des ventilateurs nécessaire pour refroidir les semi-conducteurs (convection forcée). À ce point, nous installons un capteur de température sur les radiateurs afin de capter la température et d'arrêter de fonctionnement lors d'un échauffement inacceptable.

Précisons que la puissance totale dissipée dans les diodes, les MOSFETs et les IGBTs est de 234.8 W. Et n'oublions que les MOSFETs d'un part et les diodes et les IGBTs d'autre part sont isolés électriquement (coté primaire et coté secondaire de transformateur de puissance). L'utilisation de deux radiateurs séparés est indispensable. Nous utilisons un radiateur de type Extraction 61215-300mmG-EXXX avec un ventilateur PAPST 5114N 24VC.C. 147 cfm pour les MOSFETs. Alors que pour les diodes et les IGBTs (148.4 W), nous utilisons un radiateur et un ventilateur identiques.

4.7 Rendement de la charge active

Les pertes calculées dans les transformateurs, les inductances, les diodes, les IGBTs et les MOSFETs définissent le rendement de la charge active comme montre l'équation (4.11). La valeur trouvée de rendement est de 92%. Ce qui montre l'efficacité du choix des composants

de la charge active d'un part, et l'éminente réduction de la consommation de l'énergie électrique d'autre part.

$$\eta = \frac{P_o - (p_{dio} + p_{mos_tot} + p_{igbt_tot} + p_{di_igbt_tot} + p_{trans} + p_L)}{P_o} \quad (4.11)$$

4.8 Sommaire de design

4.8.1 Étage de puissance

L'étage de puissance est formé d'un pont des MOSFETs fonctionnant à une fréquence de commutation élevée, de deux transformateurs de puissance montés en série assurant la transformation de la tension d'entrée, de deux redresseurs à point milieu assurant le redressement double alternance, de deux inductances de sortie garantissant le filtrage de courant de sortie, et le commutateur de courant en base des IGBTs et des diodes injectant le courant des inductances dans le réseau.

La figure 4.5 montre la présence des résistances de mesure et des transformateurs de courant fonctionnant comme des capteurs de courant. Des circuits d'écrêtages sont ajoutés afin de fixer la tension aux bornes des transformateurs et des circuits d'aide à la commutation sont ajoutés dans le but d'éliminer les signaux parasites.

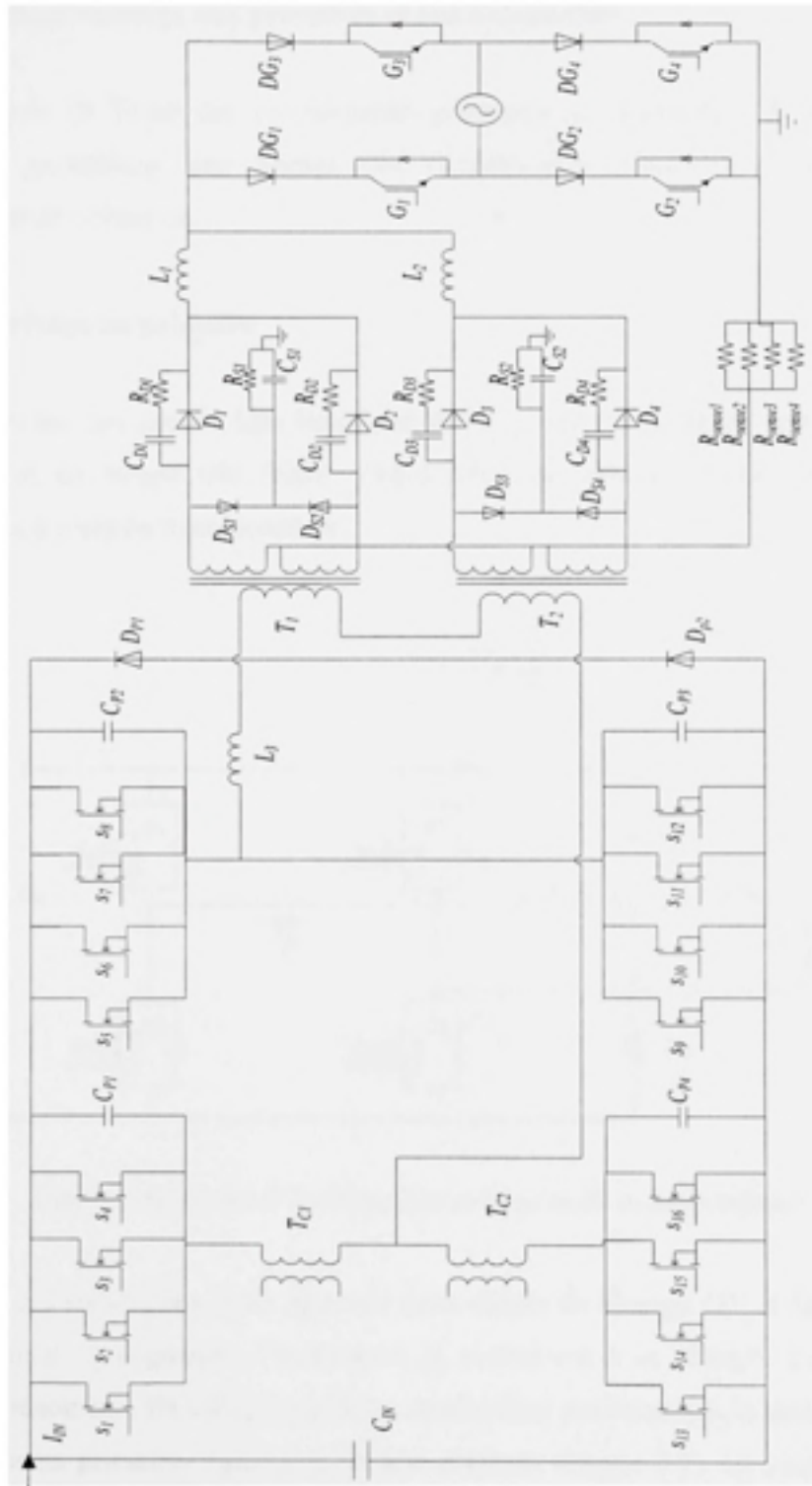


Figure 4.5 Étape de puissance incorporant les éléments de mesure.

4.8.2 Circuits d'écrêtage aux primaires et aux secondaires.

Les inductances de fuites des enroulements primaires et secondaires de transformateur, causent des surtensions aux bornes des enroulements primaires et secondaires de transformateur de puissance.

4.8.2.1 Écrêtage au primaire

Vu que le courant qui circule dans les enroulements primaires de transformateur change de polarité durant un temps très faible, l'inductance de fuite se charge provoquant une surtension aux bornes de transformateur.

$$v_p = l_{fp} \frac{di}{dt} \quad (4.12)$$

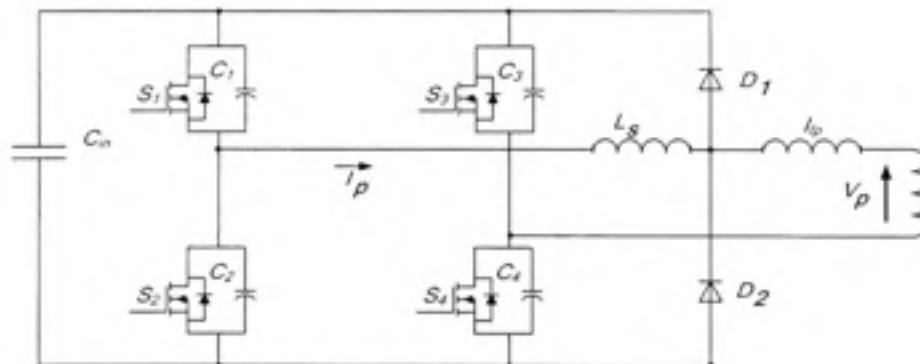


Figure 4.6 Circuit d'écrêtage aux primaires de transformateur.

Pour enlever ces surtensions, nous ajoutons deux diodes de blocage (D_1 et D_2) (Figure 4.6). Quand le courant I_p augmente, l'inductance l_{fp} commence à se charger. La diode D_1 , va bloquer ce phénomène. En effet, D_1 et S_1 en conduction, maintiennent la tension aux bornes des enroulements primaires égale à la tension d'entrée (Figure 4.7). Le courant au lieu de charger l_{fp} , passe dans la diode D_1 .

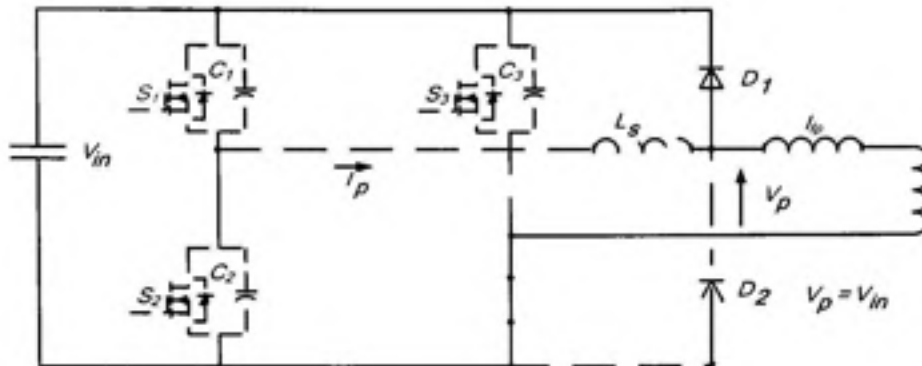


Figure 4.7 *Fonctionnement de circuit d'écrêtage.*

Le courant répétitif maximal passant dans ces diodes est égal au courant qui circule dans les enroulements primaires de transformateur (200 A).

Nous avons simulé un convertisseur à pont avec et sans le circuit d'écrêtage au primaire (Figure 4.8 et Figure 4.9). La puissance nominale est de 5kW et la tension est de 400V. On remarque que les ondulations sont diminuées avec le circuit d'écrêtage.

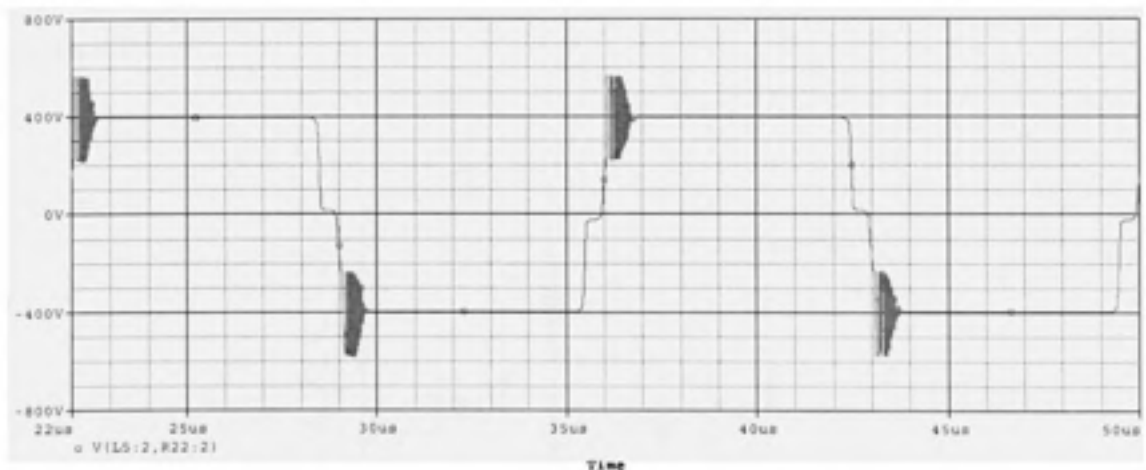


Figure 4.8 *Tension aux bornes des enroulements primaires sans le circuit d'écrêtage.*

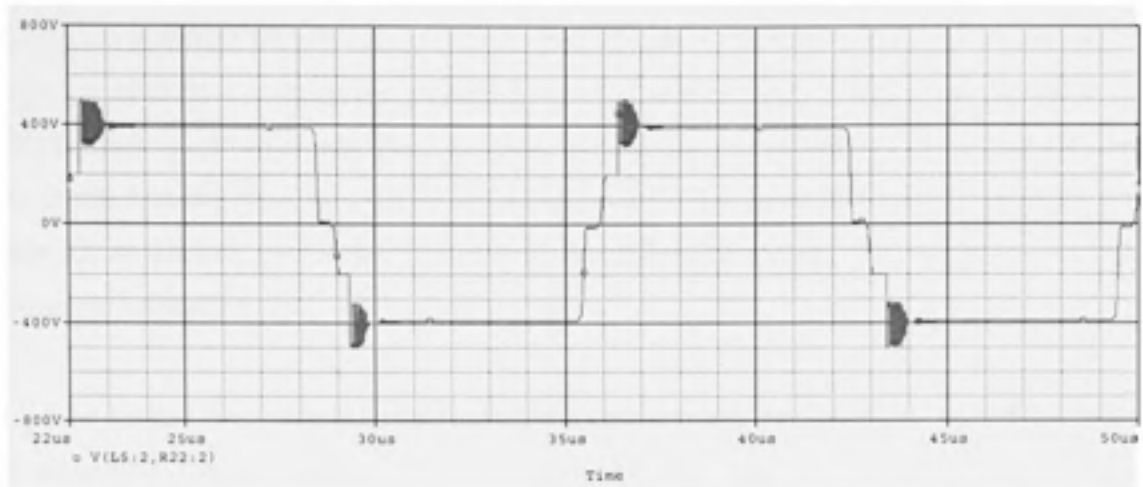


Figure 4.9 Tension aux bornes des enroulements primaires avec le circuit d'écrêtage.

4.8.2.2 Écrêtage aux secondaires

Lors de passage de courant de zéro à sa valeur maximale dans les enroulements secondaires de transformateur, l'inductance de fuite secondaire charge et cause des surtensions aux bornes primaires et secondaires de transformateur. Pour les éliminer, nous ajoutons un circuit d'écrêtage (Figure 4.10). Il est formé des diodes (D_3 et D_4), d'un condensateur C et d'une résistance R_c .

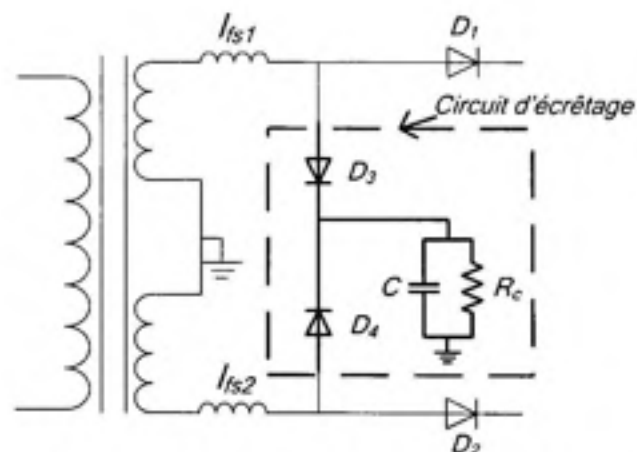


Figure 4.10 Circuit d'écrêtage aux secondaires de transformateur.

Pendant la variation de courant de zéro à I_{max} , les deux diodes D_1 et D_2 sont bloquées, la diode D_3 conduit et permet au condensateur de résonner avec l'inductance de fuite L_{f1} . L'inductance L_{f1} se décharge dans le condensateur. Ce qui minimise les surtensions aux bornes des enroulements secondaires de transformateur. La diode D_1 se met à conduire et la diode D_3 se bloque, permettant au condensateur de se décharger avec R_c en attendant la prochaine commutation.

Les deux diodes D_3 et D_4 doivent supporter la tension aux bornes des deux enroulements secondaires de transformateur « 1200 V ». Alors que le courant direct est très petit (inférieur à 1 A). Vu la non disponibilité de ce type des diodes, nous avons choisi à utiliser deux diodes en série supportant chacune une tension de 600 V et un courant de 1 A en direct.

La valeur de C dépend directement de la valeur des inductances de fuite L_{f1} et L_{f2} . Il faut que l'énergie emmagasinée dans L_{f1} (respectivement L_{f2}) sera transférée dans C qui se décharge par la suite à travers R_c pendant le reste de la demi période.

La valeur de C (3.9 nF) est calculée selon l'équation (4.13) alors que la valeur de R_c (35.5 Ω) est calculée selon l'équation (4.14).

$$C = \frac{I_c^2 \times L_{f1}}{V_s^2} \quad (4.13)$$

$$R_c = \sqrt{\frac{L_{f1}}{C}} \quad (4.14)$$

De même nous avons simulé le convertisseur avec et sans le circuit d'écrêtage au secondaire. La puissance nominale est de 5 kW et la tension secondaire est de 600 Volts. Les deux figures suivantes (Figure 4.11 et Figure 4.12) montrent que la grande efficacité d'un circuit d'écrêtage au secondaire.

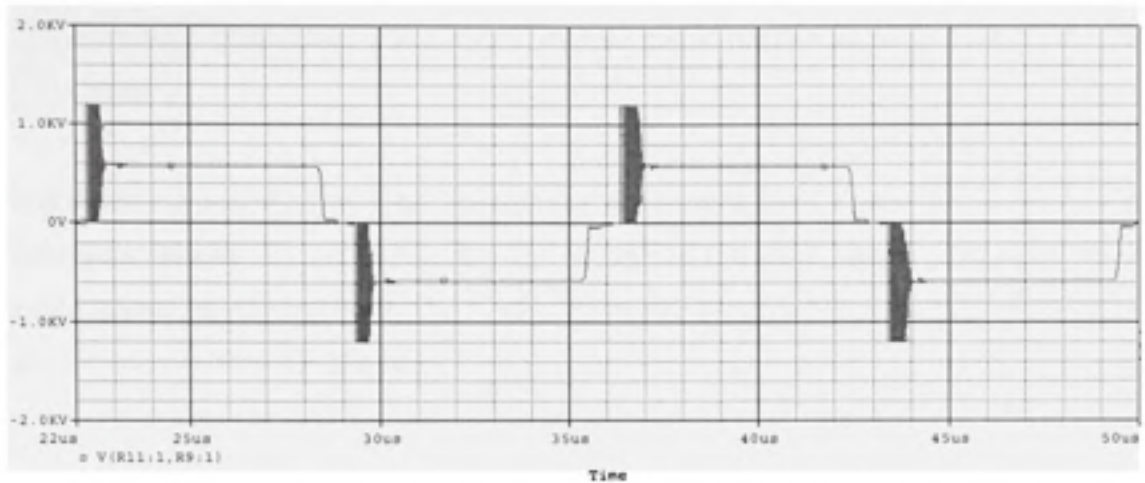


Figure 4.11 *Tension aux enroulements secondaires sans un circuit d'écrêtage.*

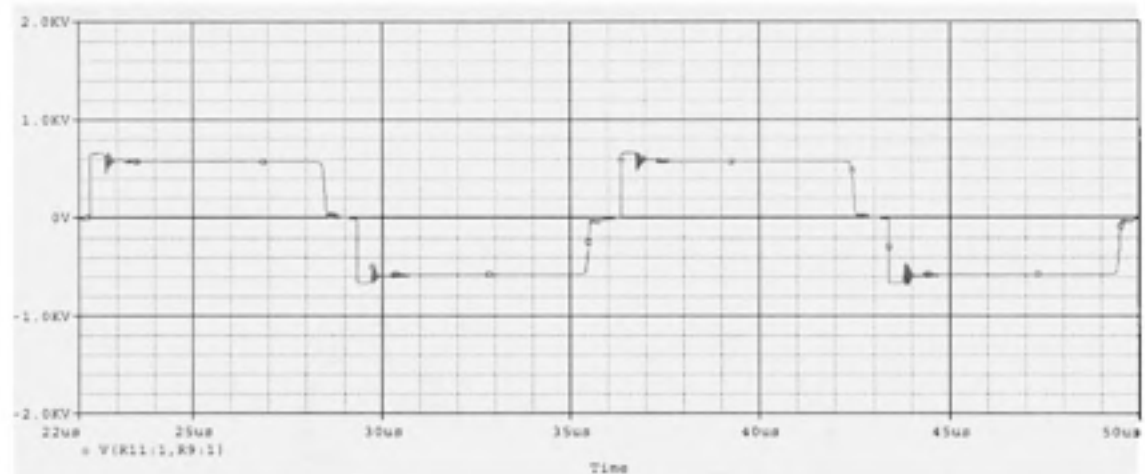


Figure 4.12 *Tension aux enroulements secondaires avec un circuit d'écrêtage.*

4.8.3 Circuits d'aide à la commutation.

Lors de blocage d'un semi-conducteur conduisant préalablement, des oscillations sont produites amenant aux effets suivants:

1. Un courant de résonance circulant dans les éléments parasites, et pouvant influencer sur la tension d'alimentation.

2. Un champ magnétique à la même fréquence que le courant parasite circulant dans le circuit.

Afin d'amortir ces oscillations, nous avons ajouté des circuits amortisseurs (Figure 4.13). Ces circuits sont formés des condensateurs dont la valeur est assez grande par rapport à la capacité interne des interrupteurs. On les choisit dix fois la capacité interne de condensateur. Donc, ils ont une valeur de 330 pF.

$$C_D \gg C_f \Rightarrow C_D = 10 \times C_f \quad (4.15)$$

Alors que la valeur de R_{Df} « 270Ω » est calculé selon l'équation (4.16) :

$$R_D = \frac{L_f}{C_{amort}} \quad (4.16)$$

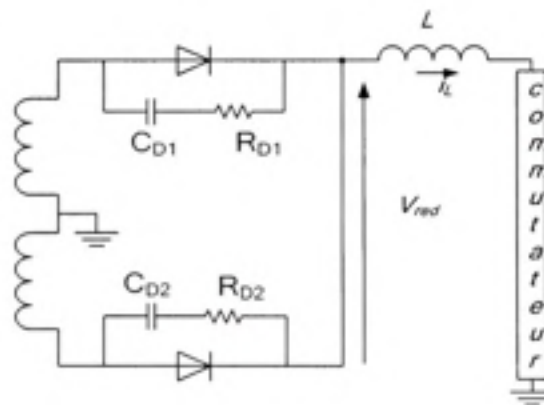


Figure 4.13 *Circuits amortisseurs.*

De même, nous avons simulé un convertisseur C.C.-C.C. avec et sans le circuit d'aide à la commutation. Les deux figures 4.14 et 4.15 montrent que l'utilité d'un tel circuit.

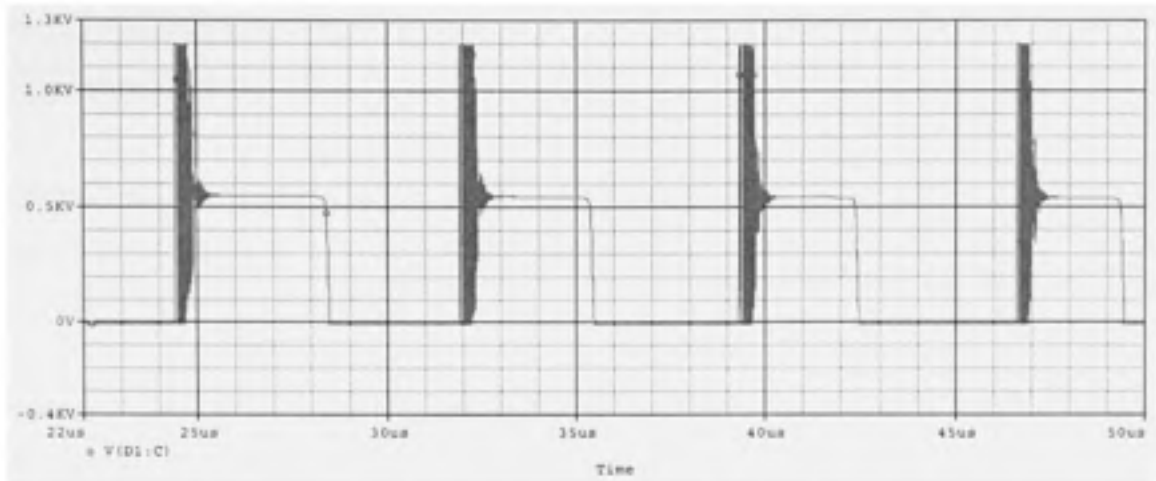


Figure 4.14 Tension redressé V_{red} sans le circuit d'aide à la commutation.

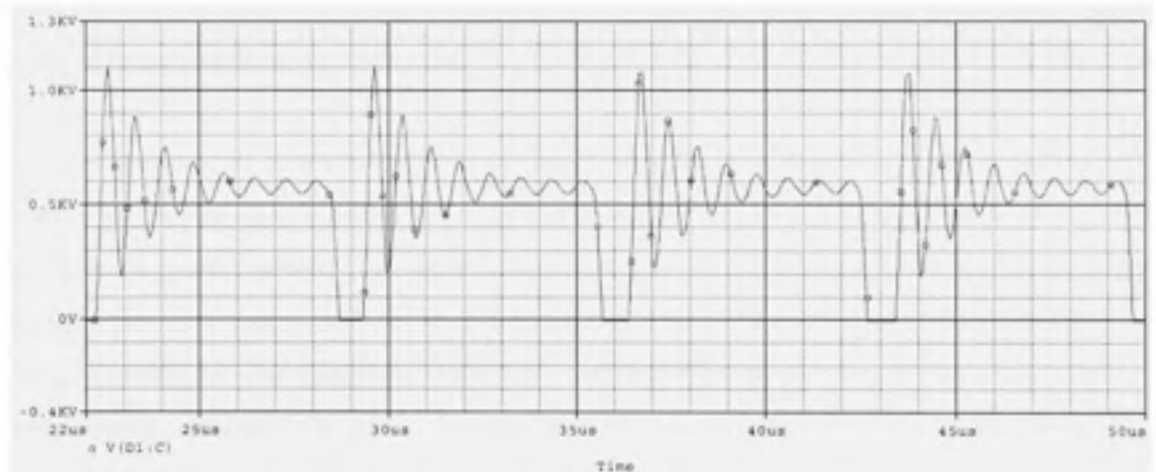


Figure 4.15 Tension redressée V_{red} avec le circuit d'aide à la commutation.

4.8.4 Mesure de courant aux primaires et aux secondaires

Pour assurer le contrôle, le courant circulant dans le pont et le courant dans les deux inductances de sortie seront mesurés et transférés aux contrôleurs.

D'abord, nous mesurons le courant de sortie à l'aide d'une résistance de mesure. Précisons que la tension aux bornes de cette résistance de mesure doit avoir une valeur de 1.2 V, la

valeur de la résistance correspondante est de 0.03Ω . Ce qui cause des pertes de 25 W (le courant maximal est de 40A).

Rappelons que La mise en parallèle des résistances divise le courant circulant dans chacune et par suite la puissance y dissipée. C'est pourquoi nous utilisons cinq résistances de valeur de 1.5Ω et supportant chacune 10 W.

Également, nous avons procédé à chercher la valeur de la résistance de mesure de courant dans le pont de convertisseur. Mais la grande valeur de courant circulant dans le pont conduit à une valeur des pertes dans la résistance de mesure supérieure à 100 W (2% de la puissance nominale). Ce qui nous oriente vers l'utilisation des transformateurs de courant.

4.8.5 Transformateurs de courant

Un transformateur de courant assure la mesure et la détection d'un courant sans contact. Il est formé d'un noyau magnétique (tore ou deux noyaux U) avec un enroulement des fils où circule le courant à capter. Le champ magnétique autour du fil crée un flux dans le noyau menant à produire une tension directement proportionnelle au courant dans l'enroulement. Le fil agit comme les enroulements primaires d'un transformateur de courant. Alors que les enroulements secondaires sont formés de 100 tours afin d'assurer le rapport de transformation (Ferroxcube 2003).

Conformément au cahier de charge ($f= 50 \text{ KHz}$, $I_m= 85 \text{ A}$), nous avons choisi un tore magnétique TN14/9/5 formé de matériau 3F3.

L'inductance de magnétisation est calculée afin que le courant y circulant ne dépasse pas 1% de courant de secondaire qui est égal au centième de courant circulant dans le bras de pont des MOSFETs. Afin d'assurer la décharge de l'inductance de magnétisation de transformateur, un circuit auxiliaire est ajouté.

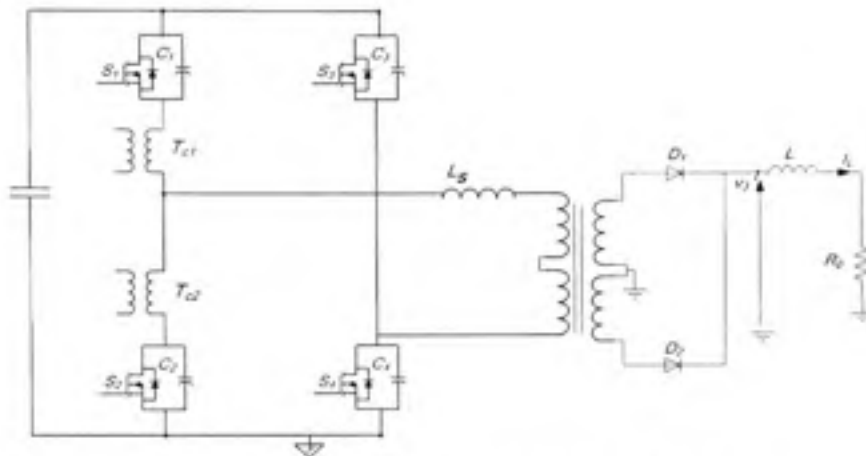


Figure 4.16 Transformateur de courant dans le pont.

4.8.6 Commande de pont en utilisant l'UCC3895

Comme déjà cité dans le chapitre 3, le contrôleur UCC3895 est utilisé pour la génération des signaux de commande des MOSFETs de convertisseur à pont. L'erreur de courant de l'UCC2818 est transférée à l'UCC3895, où l'amplificateur d'erreur fonctionne comme un suiveur.

Vu qu'on a utilisé l'UCC3895 en mode crête de courant, la mesure de courant dans le pont et la génération de la pente de compensation sont deux étapes nécessaires pour le contrôle (Figure 4.17).

D'abord, la mesure de courant est réalisée à l'aide des transformateurs de courant T_{c1} et T_{c2} . Ensuite un circuit d'adaptation est ajouté pour assurer la génération de l'image de courant conformément à l'UCC3895. Expliquons le fonctionnement de ce circuit d'adaptation. Au début, le circuit formé par C_1 , R_4 , R_5 , D_2 et Q_2 (C_2 , R_7 , R_6 , D_4 et Q_3 respectivement) court-circuite la mesure de courant lorsque les diodes intrinsèques aux MOSFETs S_1 (S_2 respectivement) conduisent afin de gérer adéquatement le courant de magnétisation du transformateur de mesure T_{c1} (T_{c2} respectivement). Ensuite la résistance R_4 (R_6 respectivement) assure la démagnétisation de T_{c1} et les diodes D_1 et D_3 font la sommation des courants de mesure. Enfin la résistance R_8 représente la résistance de mesure.

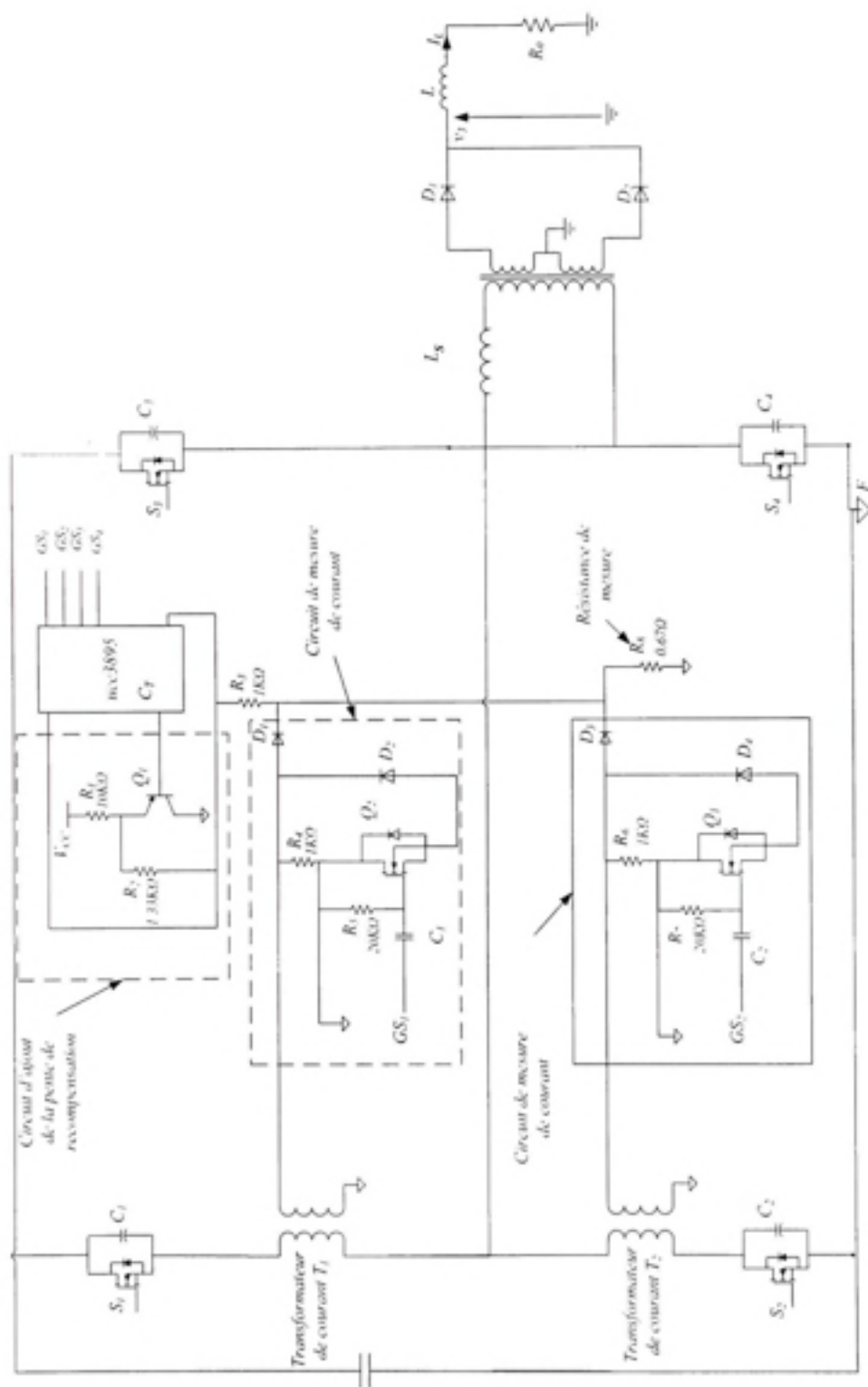


Figure 4.17 Circuit de mesure et d'ajout de la pente de compensation.

Pour assurer un fonctionnement normal de l'UCC3895, il faut que la tension aux bornes de la résistance R_s , pour le courant maximal admissible, ne dépasse pas 2 V. Ce qui implique la valeur de R_s est 0.67Ω .

Puisque le rapport cyclique peut avoir des valeurs supérieures à 0.5, une rampe de compensation est nécessaire afin d'assurer la stabilité, cette rampe est générée par un circuit formé d'un transistor bipolaire PNP Q_1 et les résistances R_1 , R_2 et R_3 .

4.8.7 Régulateur de courant et de tension

Nous allons, dans ce paragraphe, concevoir les régulateurs de courant et de tension assurant le fonctionnement du système. Le modèle dynamique décrit dans le chapitre 3 au paragraphe 3.5 « Modélisation dynamique-Modélisation en petits signaux » p.69 forme la base pour le design des contrôleurs. Les fonctions de transferts trouvées dans le chapitre 3 se sont reproduites ci-dessous :

$$\begin{aligned} g_i(s) &= \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{7 \times 10^4 s - 42 \times 10^4}{s^2 + 53.5 \times 10^3 s + 0.875 \times 10^4} \\ g_v(s) &= \frac{\hat{v}_{con}}{\hat{v}_c} = \frac{149.52 + 8.5 \times 10^6}{s^2 + 53.5 \times 10^3 s + 0.875 \times 10^4} \end{aligned} \quad (4.17)$$

La présence d'un zéro positif dans la fonction de transfert $g_i(s)$, influe directement sur la réponse dynamique de système. Une bonne boucle de retour minimise ses effets, et peut les éliminer (Kanaan 2002).

4.8.7.1 La boucle de courant :

La boucle de courant doit satisfaire les critères suivants :

1. Un gain statique infini, impliquant au moins la présence d'un pôle à zéro.

2. Une décroissance de gain de $g(s)$ en fonction de la fréquence f à haute fréquence, ce qui permet à réduire les effets des signaux parasites.
3. Une rapidité par rapport à la boucle de tension, ce qui implique que la fréquence de coupure doit être grande par rapport à celle de tension.
4. Un gain assez élevé en basse tension, afin d'assurer que l'erreur dynamique de courant est pratiquement nulle dans l'intervalle de fréquence $(2f_0, 10f_0)$ avec f_0 est la fréquence de signal courant consigne, qui doit avoir le forme sinusoïdale.
5. Une marge de phase supérieure à 45.

Les critères 1 et 2 seront vérifiés par le choix d'un régulateur ayant un pôle à zéro et dont le degré de numérateur est strictement inférieur à celle de dénominateur. Alors que le quatrième critère conforme le troisième, vu qu'un gain statique assez grand dans une marge variant de 1 à 1000Hz assure une fréquence de coupure de dizaines de KHz.

On choisit une fréquence de coupure de 10 KHz (zéro) et un pôle à la moitié de la fréquence d'ondulation de courant de l'inductance. Donc, la fréquence de pôle est de 50 KHz. Le gain K_i est calculé conformément au gain de l'amplificateur d'erreur de l'UCC2818.

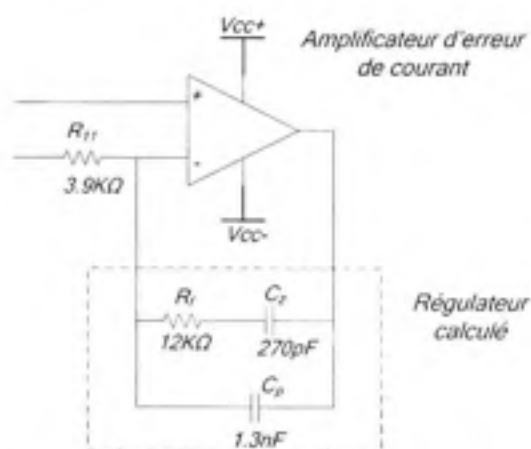


Figure 4.18 Contrôleur de courant.

$$H_i(s) = K_i \frac{s + 2\pi \frac{f_z}{10}}{s^2 + 2\pi \frac{f_p}{2} s} = 3.1639 \frac{1}{s} \frac{s + 2\pi \times 10^4}{s + \pi \times 10^5} \quad (4.18)$$

La figure suivante montre le tracé de Bode du système en boucle fermé.

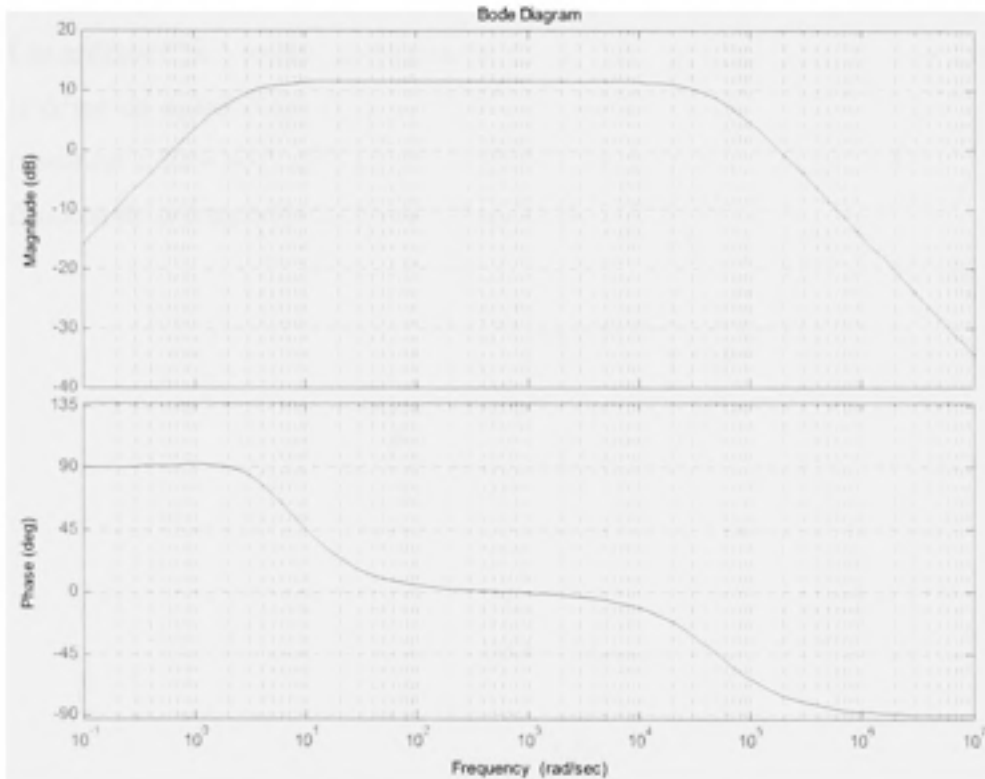


Figure 4.19 Tracé de Bode de la boucle de courant

4.8.7.2 La boucle de tension :

Le régulateur de tension doit encore vérifier les critères suivants :

1. Un gain en boucle ouverte infini, impliquant au moins la présence d'un pôle à zéro.
2. Une ondulation assez faible pour ne pas perturber la consigne de courant.
3. Une marge de phase plus grande de 45.

4. La boucle de tension doit être lente par rapport à celle de courant, ce qui implique que la fréquence de passage par zéro doit être petite par rapport à celle de courant.
5. Erreur en régime statique très faible, afin de permettre de stabiliser la tension autour de la consigne.

Les critères 1 et 2 seront vérifiés par le choix d'un régulateur contenant un pôle à zéro et dont le degré de numérateur est strictement inférieur à celle de dénominateur. Le quatrième et le troisième critère sont vérifiés par le choix d'un pôle à la fréquence de 15Hz et un zéro au dixième de la fréquence de pôle (maximum de 1.5Hz).

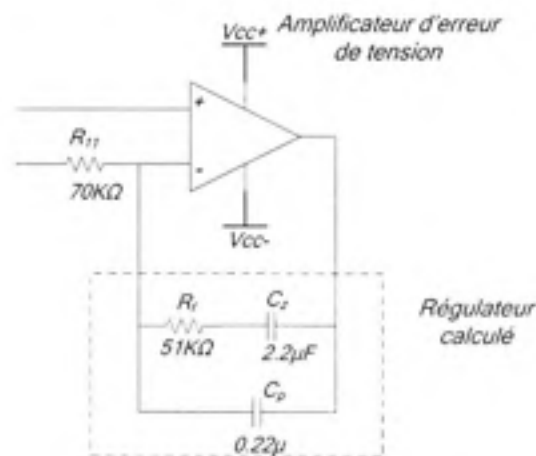


Figure 4.20 Régulateur de tension.

$$H_v(s) = K_v \frac{s + 2\pi \frac{f_z}{10}}{s^2 + 2\pi f_p s} = 0.0224 \frac{1}{s} \frac{s + 3 \times \pi}{s + 30 \times \pi} \quad (4.19)$$

4.8.8 Circuit de commande des gâchettes des MOSFETs.

Vu que la valeur de courant des signaux de commande générés par le contrôleur UCC3895, est faible (10 mA), un circuit amplificateur (Figure 4.21) est utilisé pour amplifier ce courant. Ce circuit est formé d'un circuit d'amorçage dédié IRFS2110S et un amplificateur de courant formé par deux transistors bipolaires montés en push-pull.

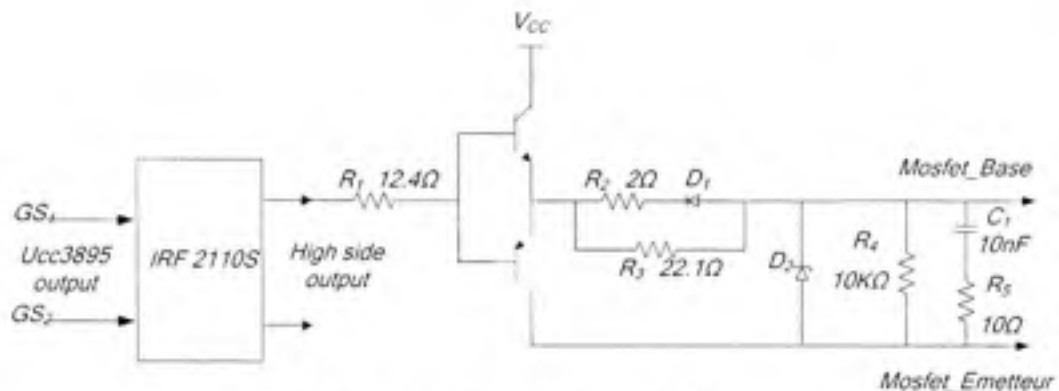


Figure 4.21 Circuit de gâchettes des MOSFETs.

Expliquons le fonctionnement de ce circuit. En effet, l'IRFS2110S utilise le principe de la capacité flottante afin d'amorcer les transistors 'High Side Driver using Charge Pump Technique'. D'abord, les transformateurs assurent un courant de 8A aux MOSFETs. À la suite, la diode D_1 permet le choix de temps de montée et de descente qui est contrôlé par la valeur des résistances R_2 , R_3 et de la valeur du condensateur d'entrée de MOSFETs. Enfin, la résistance en parallèle R_4 permet au transistor d'être bloqué lorsqu'il n'y a pas de signal.

Précisons que La diode zener D_2 limite la tension de la gâchette pour la protéger des surtensions. Alors que La résistance R_5 et le condensateur C_1 en série permettent de dévier le courant parasite qui circule dans le condensateur interne des MOSFETs $C_{\text{COLECTEUR_GâCHETTE}}$ dû au gradient de tension lors de l'ouverture de ce transistor vers cette capacité qui a une valeur très grande par rapport à celle du MOSFET.

4.8.9 Détection de réseau et Protection contre les basses et les hautes tensions

Afin d'assurer un bon fonctionnement de la charge active, il faut que l'amplitude de la tension de réseau appartienne à une gamme bien déterminée. Donc, une mesure de la tension de réseau et une protection contre les surtensions et les sous-tensions seront réalisées.

Le circuit de détection de la tension de réseau est formé d'un redresseur à base d'amplificateurs opérationnels qui permet de générer une tension redressée proportionnelle à

celle à la sortie du convertisseur (Figure 4.22). Au début, les deux amplificateurs opérationnels fonctionnant comme des amplificateurs différentiels assurent la lecture des alternances positives et négatives de la tension. À ce point, des diodes sont connectées aux entrées de ces amplificateurs afin de dévier les courants issus des perturbations de ligne vers les condensateurs de sortie de l'alimentation auxiliaire. Ensuite, les diodes D_1 et D_2 montées aux sorties des amplificateurs, assurent le redressement des alternances positives et négatives. Le gain de ce module est de $6.81/360$.

Également, la protection de circuit contre les surtensions et les sous-tensions est réalisée par l'utilisation des filtres et deux comparateurs à hystérésis. Les filtres avec des gains différents, donnent des images de la valeur moyenne de la tension de réseau. Alors que les comparateurs à hystérésis, ayant une diode dans leur boucle de retour, génèrent un signal d'arrêt dans le cas spécifié.

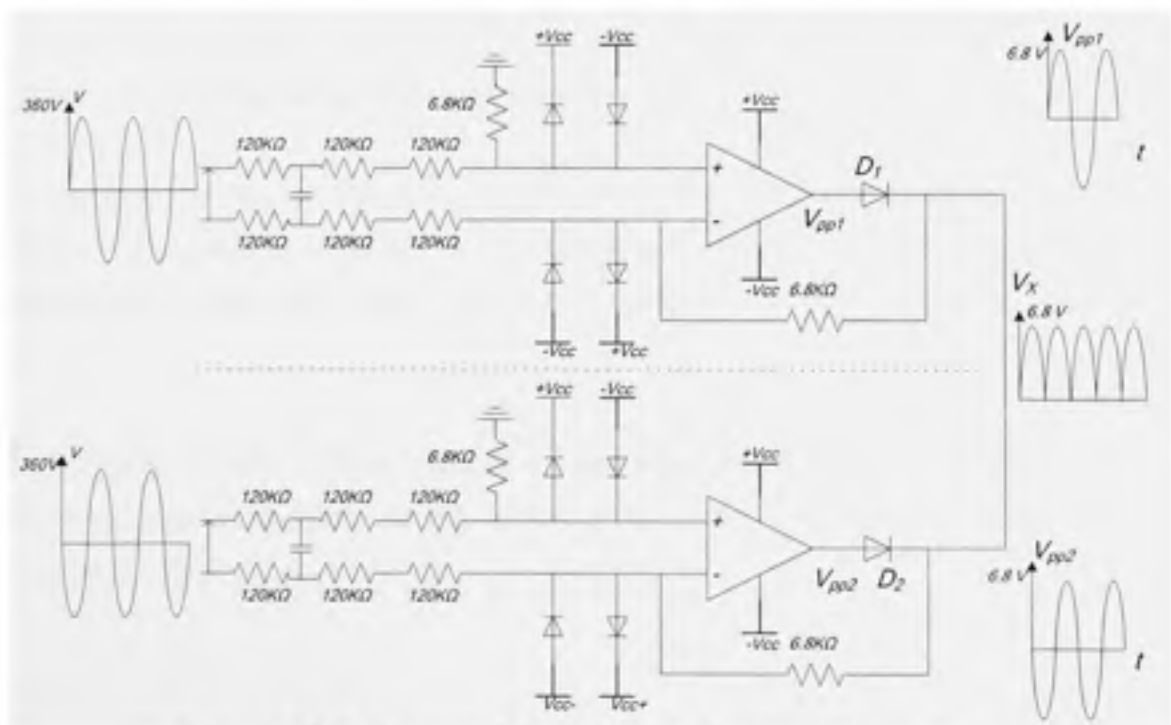


Figure 4.22 Redresseur à base de l'amplificateur opérationnel.

4.8.9.1 Protection contre une haute tension de ligne

La protection contre les surtensions est réalisée par le signal de sortie de comparateur (Figure 4.23). Ce signal passe à zéro lorsque la tension de réseau dépasse 284 RMS. Alors qu'il change d'état ($0 \rightarrow 1$), quand la tension diminue au dessous de 265 RMS.

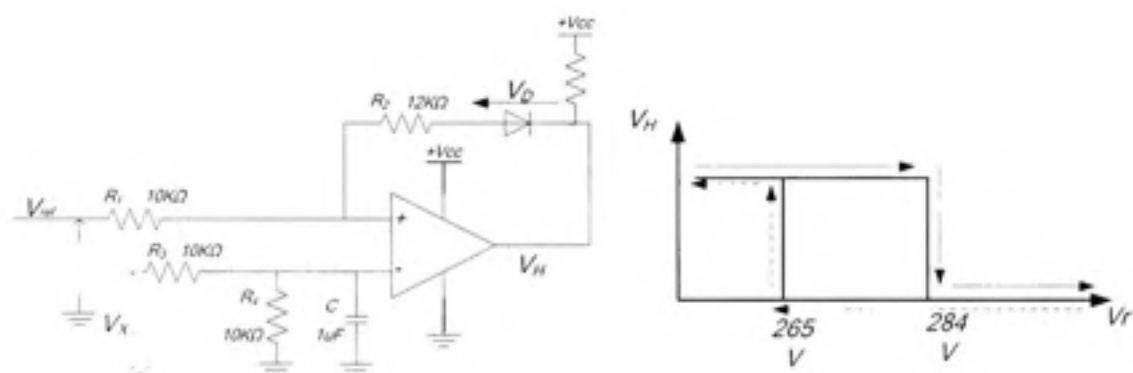


Figure 4.23 Schéma de détection de la haute tension.

Les valeurs des résistances et des filtres sont conclues à l'aide d'un calcul numérique.

4.8.9.2 Protection contre une basse tension de ligne

La protection contre les surtensions est réalisée par le signal de sortie d'un comparateur (Figure 4.24). Lorsque la tension de sortie diminue au dessous de 170 V_{RMS} , la sortie de comparateur V_L passe à zéro. Alors que lorsqu'elle augmente au dessus 190 V_{RMS} , V_L passe à 1.

La référence V_{ref} de 2.5 V est obtenue à l'aide d'un régulateur TL431 (Figure 4.25). La tension V_{ref} garde sa valeur de 2.5 V tant que la tension aux bornes de régulateur est supérieure à 2.5V.

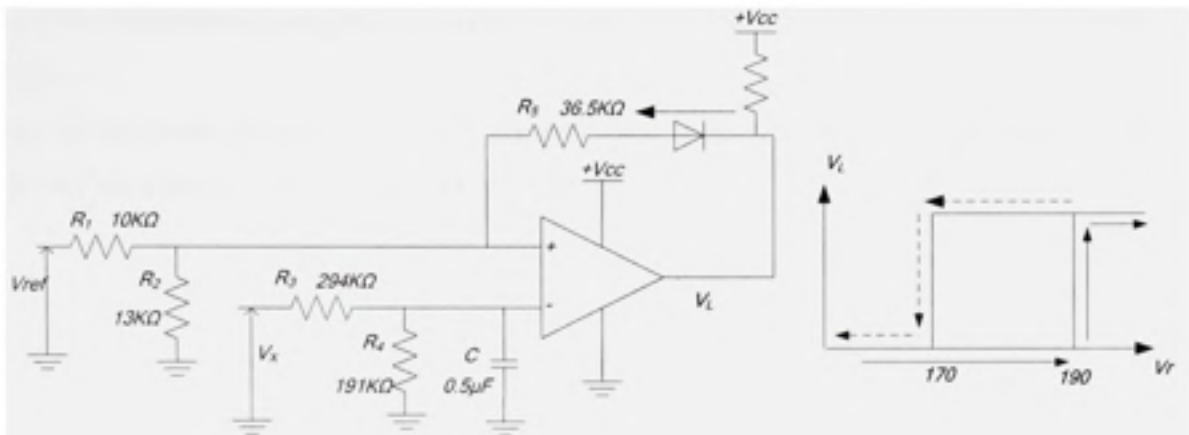


Figure 4.24 Schéma de détection de la basse tension.

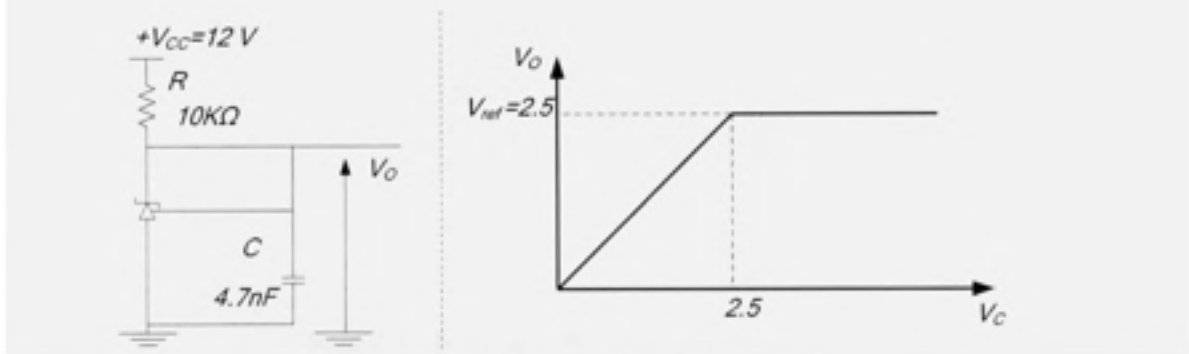


Figure 4.25 Le régulateur TL431.

4.8.10 Mesure de la tension d'entrée de la charge active

Vu que la tension d'entrée de la charge active présente un paramètre de contrôle et que les MOSFETs choisis supportent une tension maximale de 100 V, nous devons donc, limiter la tension d'entrée à une valeur maximale de 70 V.

N'oublions que la tension de sortie de la charge active doit être supérieure à la tension de réseau. Nous devons donc, limiter la tension minimale à 54 V.

Ces deux limitations protègent le circuit, et assure un fonctionnement normal de la charge active.

Dans ce but, nous mesurons la tension d'entrée de la charge à l'aide des comparateurs qui délivrent un signal d'activation de la charge active.

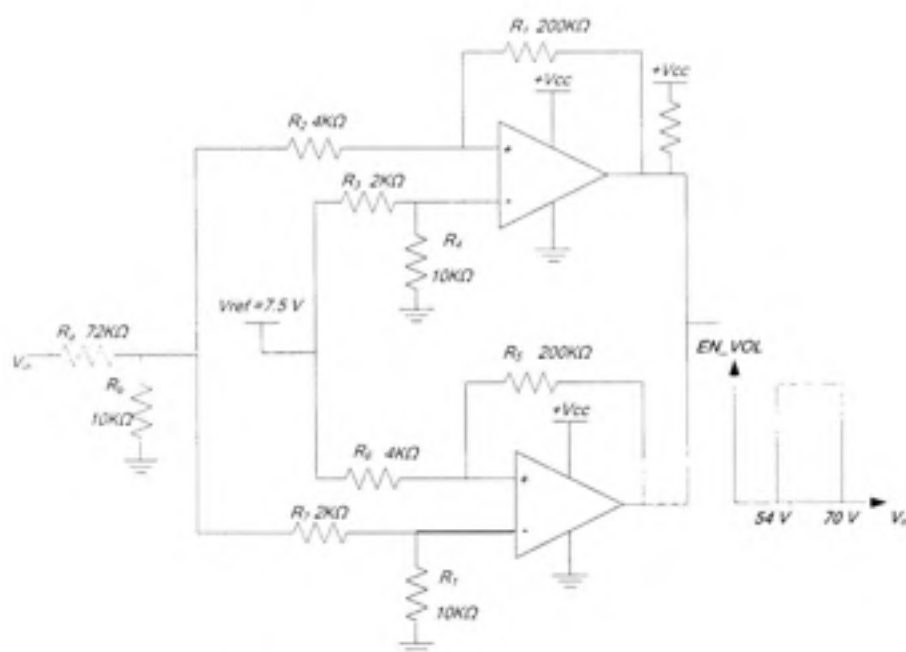


Figure 4.26 *Mesure de la tension d'entrée.*

4.8.11 Commande des IGBTs

Le commutateur de courant, formé d'un pont à IGBTs montés en série avec des diodes, doit accomplir deux buts. Le premier est d'inverser la polarité de courant de sortie de la charge conformément à la tension de réseau. Alors que le second est de bloquer le passage de courant du réseau vers la charge (Figure 4.27).

La commande des IGBTs est réalisée à l'aide des comparateurs à hystérésis. La tension V_{pp1} et V_{pp2} , générés par le redresseur à base de l'amplificateur opérationnel (voir figure 4.22), lors de la détection de la tension de réseau d'entrée, sont comparées à zéros. Les

comparateurs délivrent un signal négatif, inversé à l'aide des inverseurs pour générer le signal de commande des IGBTs (Figure 4.28).

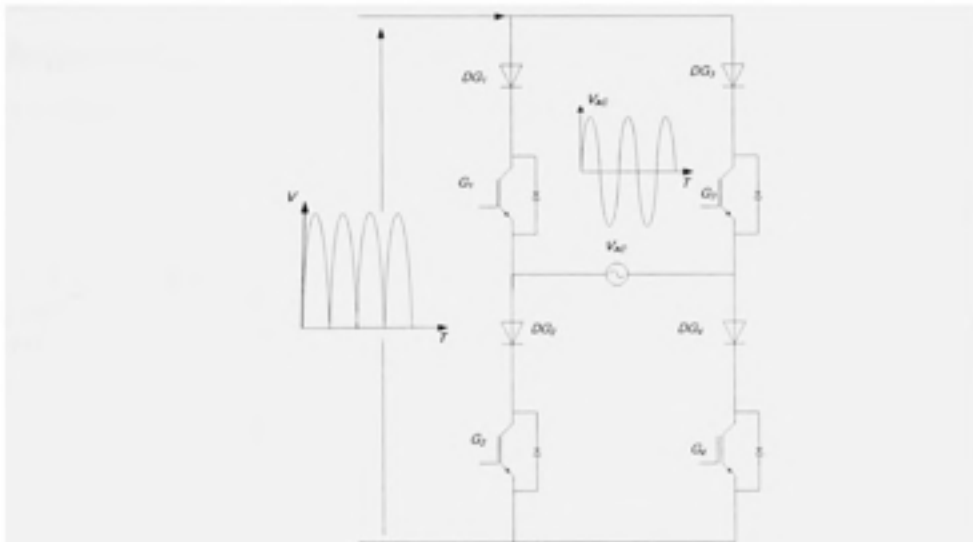


Figure 4.27 Commutateur de courant

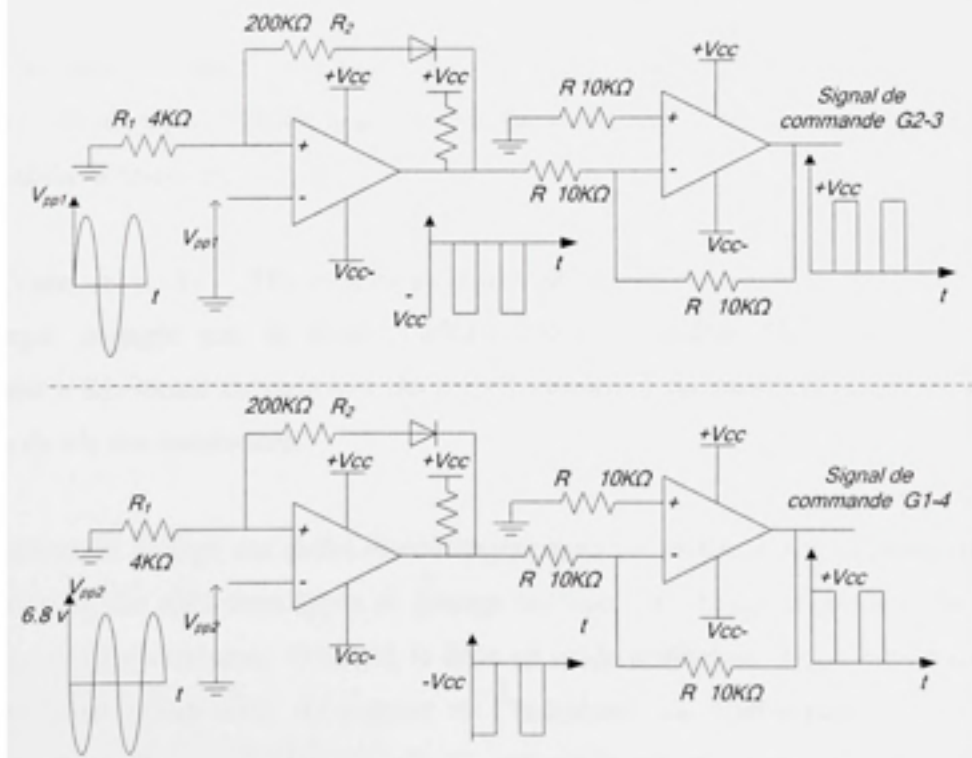


Figure 4.28 Schéma de commande de commutateur de courant.

4.8.12 Filtre des interférences électromagnétiques.

Pour assurer un fonctionnement neutre du module, et afin d'éliminer les bruits dues aux interférences électromagnétiques (Jie and Anhua 2004), un filtre est monté à la sortie de commutateur de courant de la charge active comme montre la figure 4.29.

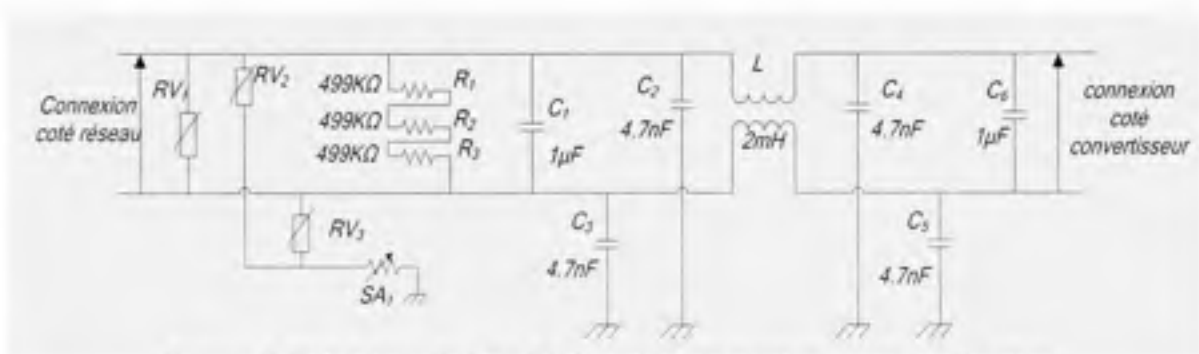


Figure 4.29 Schéma de filtre EMI et de la protection contre les foudres.

Ce filtre doit accomplir deux rôles. D'un part, il doit protéger la charge active contre les foudres. D'autre part, il filtre la tension de réseau en deux modes qui sont le mode commun et le mode différentiel.

Des Varistances RV_1 , RV_2 et RV_3 protègent le circuit contre la foudre. Elles absorbent l'énergie dégagée par la foudre (6000V, 3000A pendant 50µs). Alors qu'un « gaz Arrester » SA_1 monté en série avec RV_2 et RV_3 minimise les courants de fuite et augmente la durée de vie des varistances.

Également, le filtrage des ondes électromagnétiques est réalisé par des condensateurs et des inductances. En effet deux types de filtrage ont lieu. Un filtrage en mode différentiel et un filtrage en mode commun. D'abord, le filtre en mode différentiel élimine les raies spectrales générées par l'ondulation du courant de l'inductance du convertisseur. Il est formé des condensateurs du type X (480Vac) C_1 , C_6 , qui ont la caractéristique d'un circuit ouvert lors d'un défaut. Ces condensateurs seront jumelés à l'inductance de fuite de l'inductance L .

Ensuite, le filtre en mode commun élimine les raies spectrales générées par les gradients de tension lors de la commutation. Il est formé de l'inductance en mode commun L_1 associée aux capacités C_2 , C_3 , C_4 et C_5 (275Vac type Y qui se court-circuite lors d'un défaut.). Notons que Le calcul de l'inductance est réalisé selon le guide (MAGNETICS, 2005).

4.8.13 Circuit de commande des gâchettes des IGBTs

L'amorçage des IGBTs nécessite une puissance élevée. D'où le besoin d'un circuit d'amorçage comme celui utilisé pour la commande des MOSFETs. Le circuit d'amorçage des IGBTs est à base d'un opto-coupleur amplificateur *HCPL-3120*. Ce dernier monté en amont à un circuit suiveur assure la puissance nécessaire pour l'amorçage des gâchettes des IGBT (Figure 4.30).

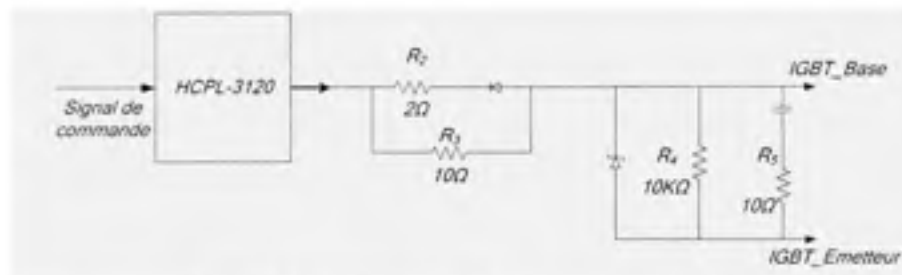


Figure 4.30 Circuit des gâchettes des IGBTs.

4.8.14 Détection de la tension d'alimentation

Pour assurer un fonctionnement normal de tous les composants de contrôle, en particulier l'UCC2818 qui arrête pour une tension inférieure à 10.8 V, un circuit de détection de la tension d'alimentation $+V_{CC}$ est réalisé.

Le circuit montré dans la figure 4.31a mesure la tension d'alimentation $+V_{CC}$. Il délivre le signal d'arrêt au système si la valeur V_{CC} diminue au dessous de 11 V. Alors que le système

redémarre quand la tension augmente au dessus de 13.5 V. Ce circuit est à base d'un régulateur à précision ajustée.

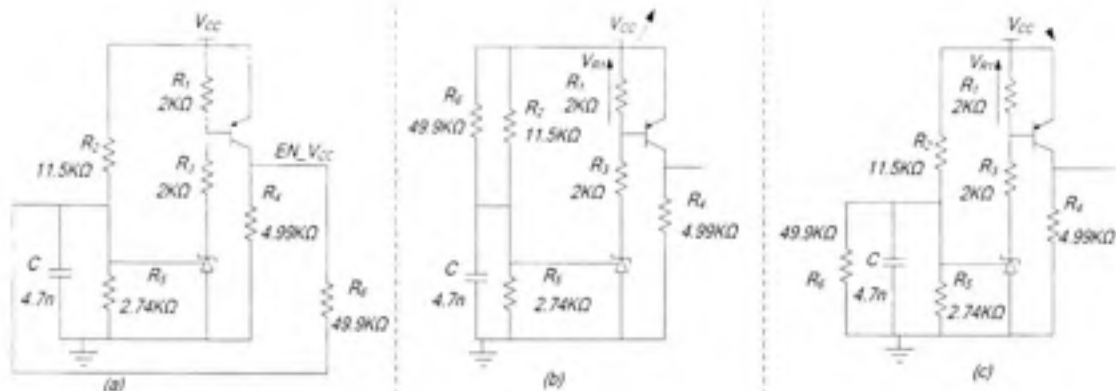


Figure 4.31 Schéma de détection de la tension d'alimentation.

Expliquons le fonctionnement de ce circuit. D'un part, tant que la tension est supérieure à 11 V, le transistor Q_1 est amorcé, le signal EN_V_{CC} est au niveau logique « 1 » permettant le fonctionnement de la charge active. Les deux résistances R_2 et R_6 sont en parallèle (Figure 4.31 b). La tension aux bornes de R_5 est de 2.5 V. Quand V_{CC} diminue au dessous de 11 V. La valeur de la tension V_{R1} diminue au dessous de 0.7 V. La basse valeur de V_{R1} désamorce le transistor Q_1 . Le signal EN_V_{CC} passe au niveau logique « 0 », provoquant l'arrêt de la charge active.

D'autre part, le transistor Q_1 est en arrêt et la tension V_{CC} est inférieure à 13.4 V. Les deux résistances R_3 et R_6 sont montées en parallèle (Figure 4.31 c). Quand V_{CC} devient supérieure à 13.4 V. La tension aux bornes de R_3 sera stabilisée à 2.5 V. La tension V_{R1} augmente et devient supérieure à 0.7 V. Ce qui amorce de transistor Q_1 et permet le démarrage de la charge active.

4.8.15 Logique de contrôle et fonctionnement.

Plusieurs facteurs influent sur le fonctionnement de la charge active:

- 1- Il faut que la valeur crête de la tension de réseau soit dans la gamme de 276 V à 400 V. Dans cet intervalle, deux signaux logiques *ac_Low* et *ac_High* au niveau logique «1» sont générés par le circuit de mesure de la tension d'alimentation.
- 2- Il faut que la température des semi-conducteurs ne dépassant pas 95°C. Vu qu'on utilise deux radiateurs un pour les MOSFETs et un pour les diodes et les IGBTs, deux signaux *T_high_p* et *T_high_s* sont délivrés par les deux capteurs de température à niveau logique 1 tant que la température dans les jonctions ne dépasse pas la valeur désirée.
- 3- Pour assurer un bon fonctionnement de l'UCC2818, la tension d'alimentation V_{cc} doit être supérieure à 11 V. Le signal logique correspondant est donné par le circuit présenté dans le paragraphe précédant *Vcc_EN*.
- 4- La tension d'entrée appartenant à un intervalle bien déterminé pour la protection des MOSFETs aux primaires (53 V , 70 V). *EN_Vol* est le signal logique correspondant.

Pour assurer tous ces conditions, des portes logiques « ET » sont utilisées comme montre la figure 4.32. Nous remarquons la présence des optocoupleurs. Cela revient à la présence des signaux à références différentes.

Si une de ces quatre conditions déjà citées n'est pas vérifiée, les deux signaux *Enable_IGBT* et *Enable_mos* doivent arrêter les IGBTs et les MOSFETs respectivement.

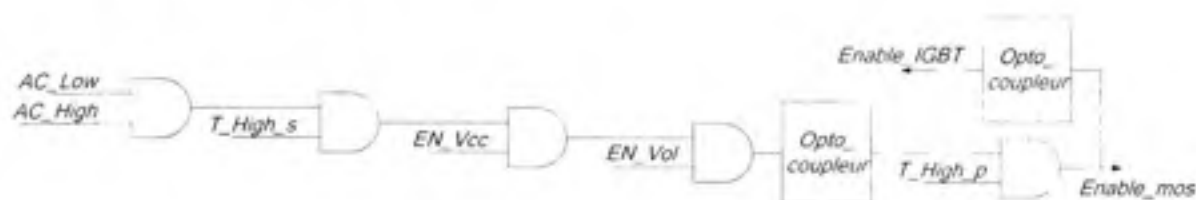


Figure 4.32 Schéma de la logique de commande.

4.9 Réseau électrique sous Orcad_CAPTURE

Le convertisseur de puissance, son contrôle, les circuits d'amorçages des transistors (MOSFETs et IGBTs), les différents circuits de mesure et de protection et la logique de commande, sont conçus, dans le but de l'expérimenter. Donc, nous allons implanter ces circuits sous Orcad- capture pour que la réalisation du PCB.

4.9.1 Circuit d'étage de puissance

Le circuit d'étage de puissance est formé d'un convertisseur à pont et d'un commutateur. Le premier bras du pont avec les transformateurs de courant est montré dans la figure 4.33. Alors que la figure 4.34 illustre le deuxième bras du pont, le circuit d'écrêtage au primaire, l'inductance de résonance, et les deux transformateurs de puissance. Également le montage de redresseur apparait dans la figure 4.35 avec le circuit d'écrêtage au secondaire, celui d'aide à la commutation et les résistances de mesure. Enfin la figure 4.36 montre le commutateur de courant branché à la sortie de filtre EMI.

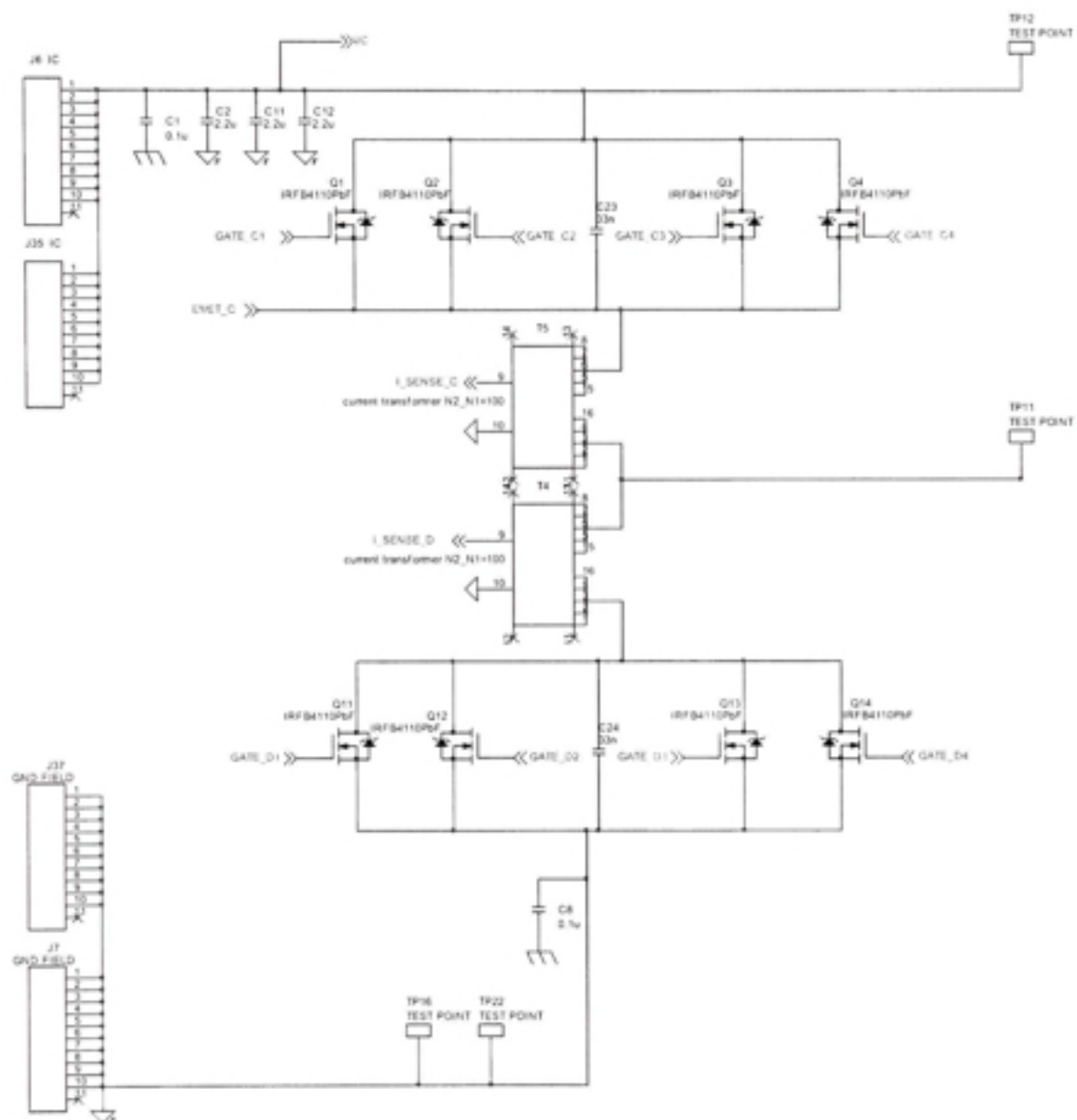


Figure 4.33 Étage de puissance (Le premier bras de pont).

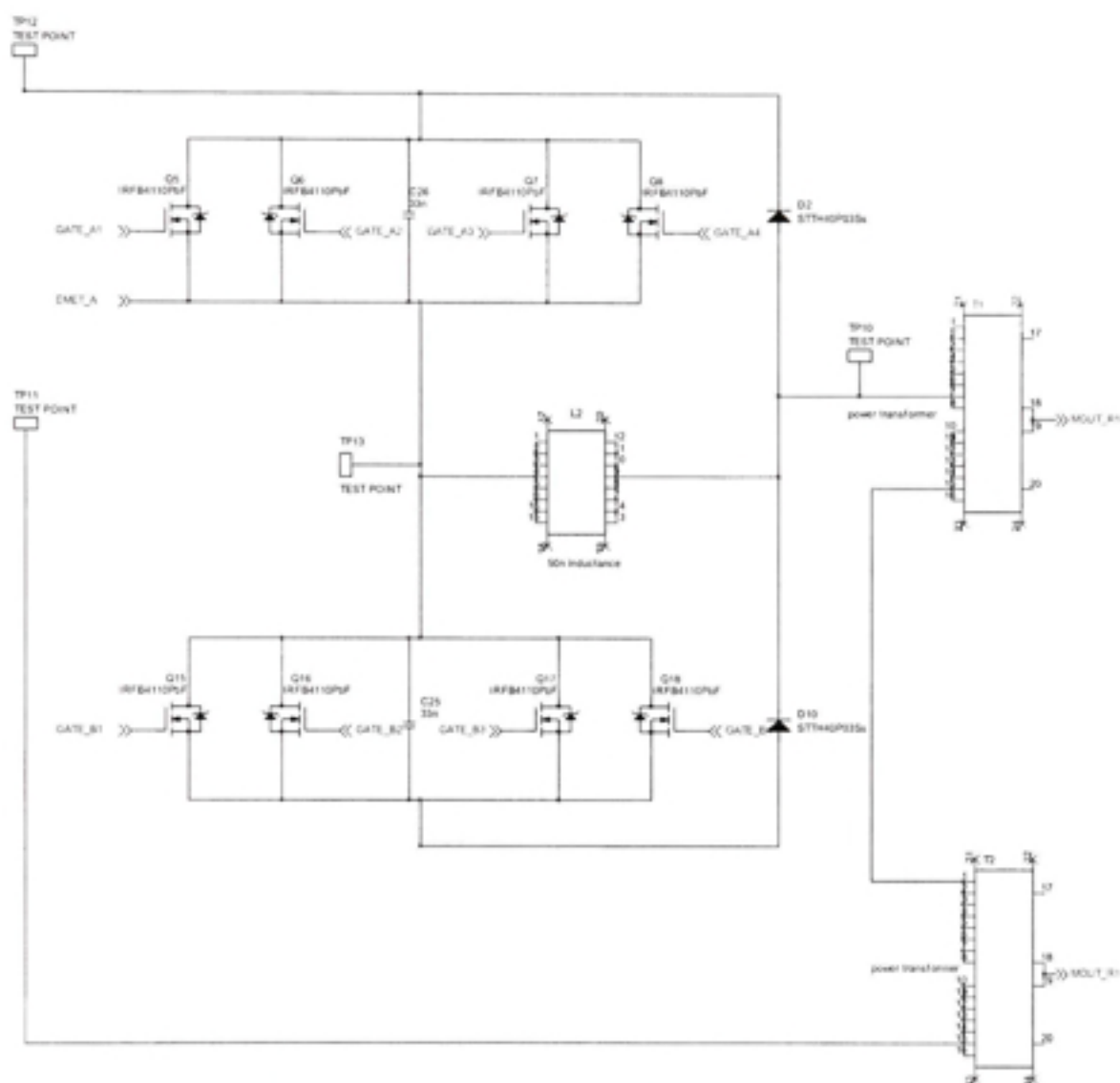


Figure 4.34 Étage de puissance (Le deuxième bras de pont).

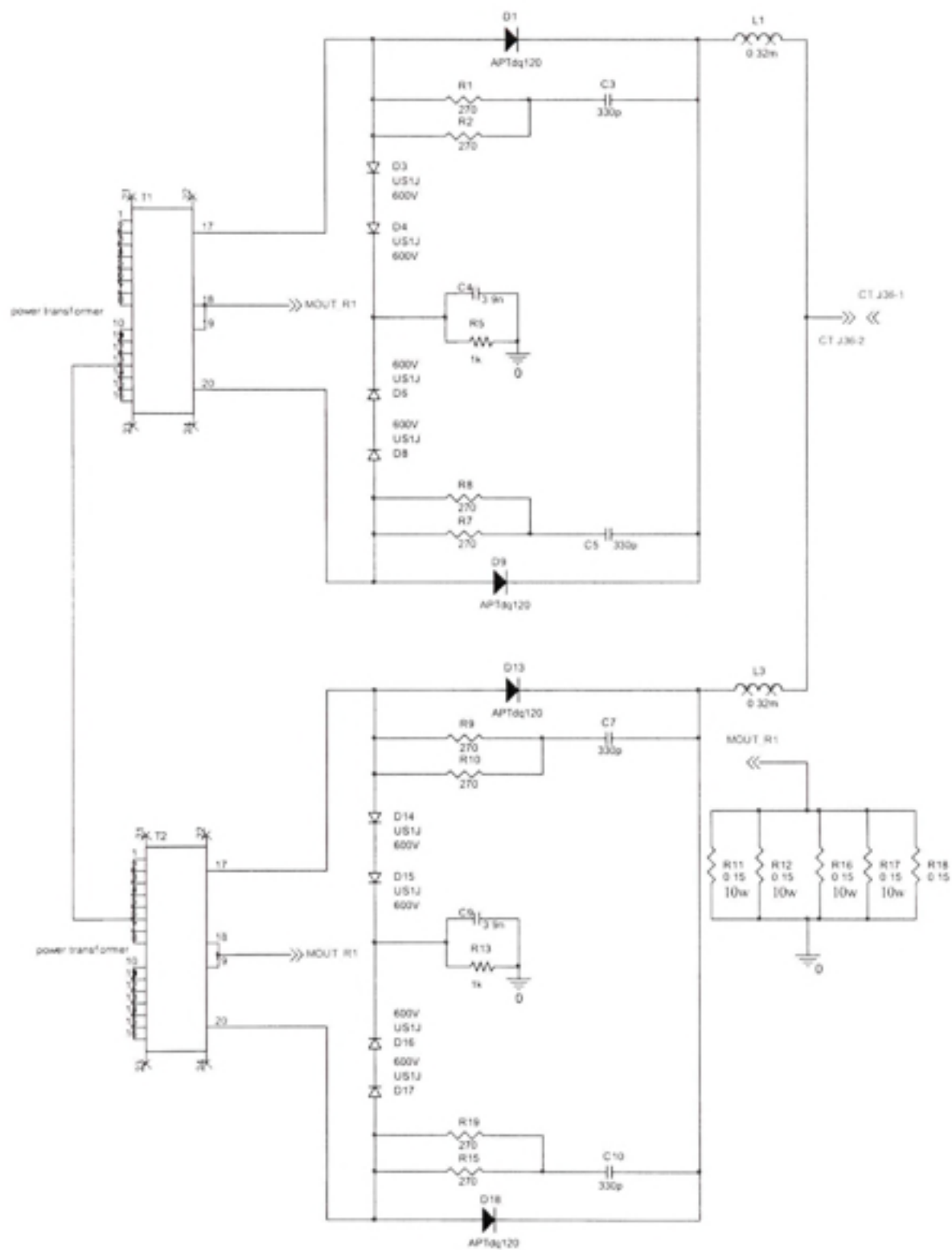


Figure 4.35 Étage de puissance (redresseur).

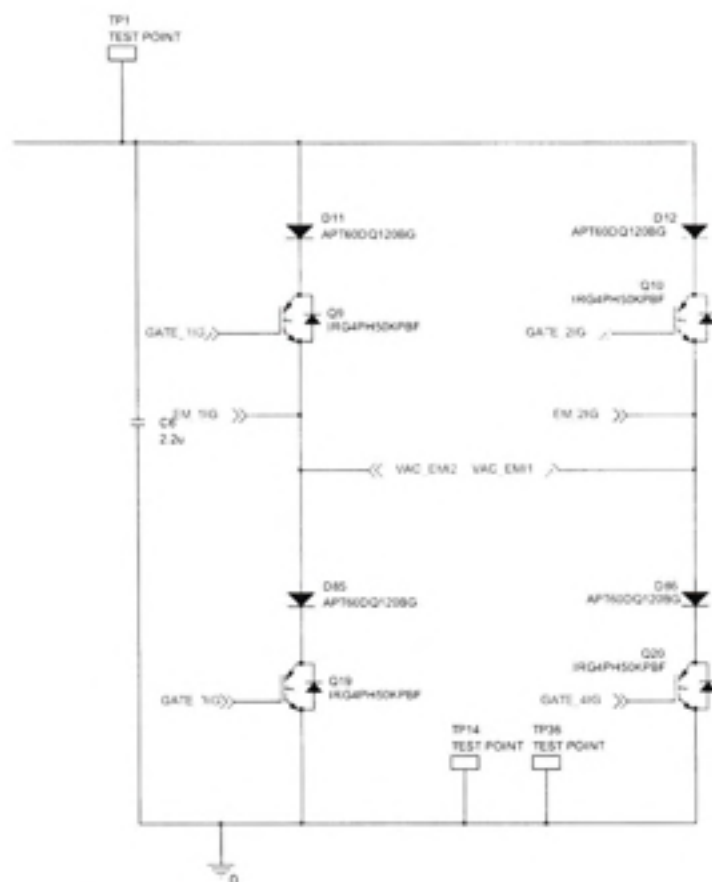


Figure 4.36 *Étage de puissance (le commutateur).*

4.9.2 Schéma électrique de l'UCC2818.

La figure 4.37 montre le circuit de contrôle et les régulateurs de tension d'entrée de la charge et le courant de l'inductance de sortie de convertisseur à base de l'UCC2818. Le régulateur de tension est formé par (R126, C74, C75) alors que celui de tension est formé par (R123, C70, C72). Le filtre RMS est réalisé par (R127, C76) alors que le signal d'erreur est envoyé à l'UCC3895 à l'aide de « CNY17-2 ». Ce Circuit reçoit trois signaux (Mout_R1 de l'étage de puissance, VSENSE et IacC1).

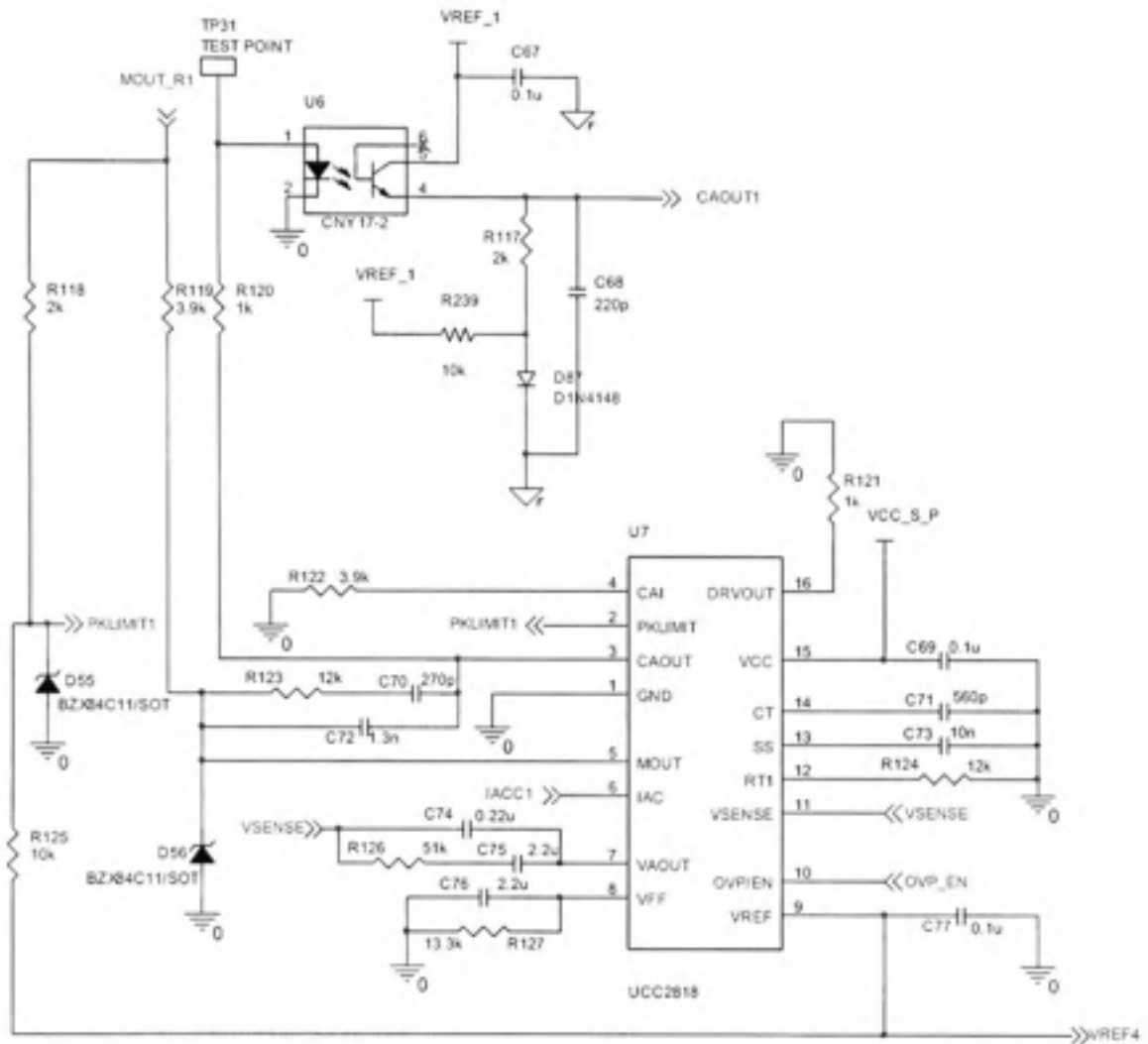


Figure 4.37 UCC2818 et les contrôleurs de courant et de tension.

4.9.3 UCC3895

La figure 4.38 montre le circuit générateur des signaux de commande des MOSFETs à base de l'UCC3895. Il reçoit l'erreur de courant de l'UCC2818, son comparateur fonctionnant comme un suiveur, fournit le signal pour la génération des signaux de commande des MOSFETs (DRV1_A, DRV1_B, DRV1_C et DRV1_D). Puisque la technique de commande utilisée est la commande en mode crête de courant, nous remarquons la présence de circuit d'ajout de la pente de compensation constitué par (Q30, R128, R135) et le circuit

de mesure de courant formé par (C135, C136, D81, D82, D83, D84, Q40, Q42, R229, R230, R231, R232, R233). N'oublions le circuit d'activation (C78, C82, Q31, R129, R130, R131 et R133) qui arrête les MOSFETs pour un niveau logique '0' du signal EN.

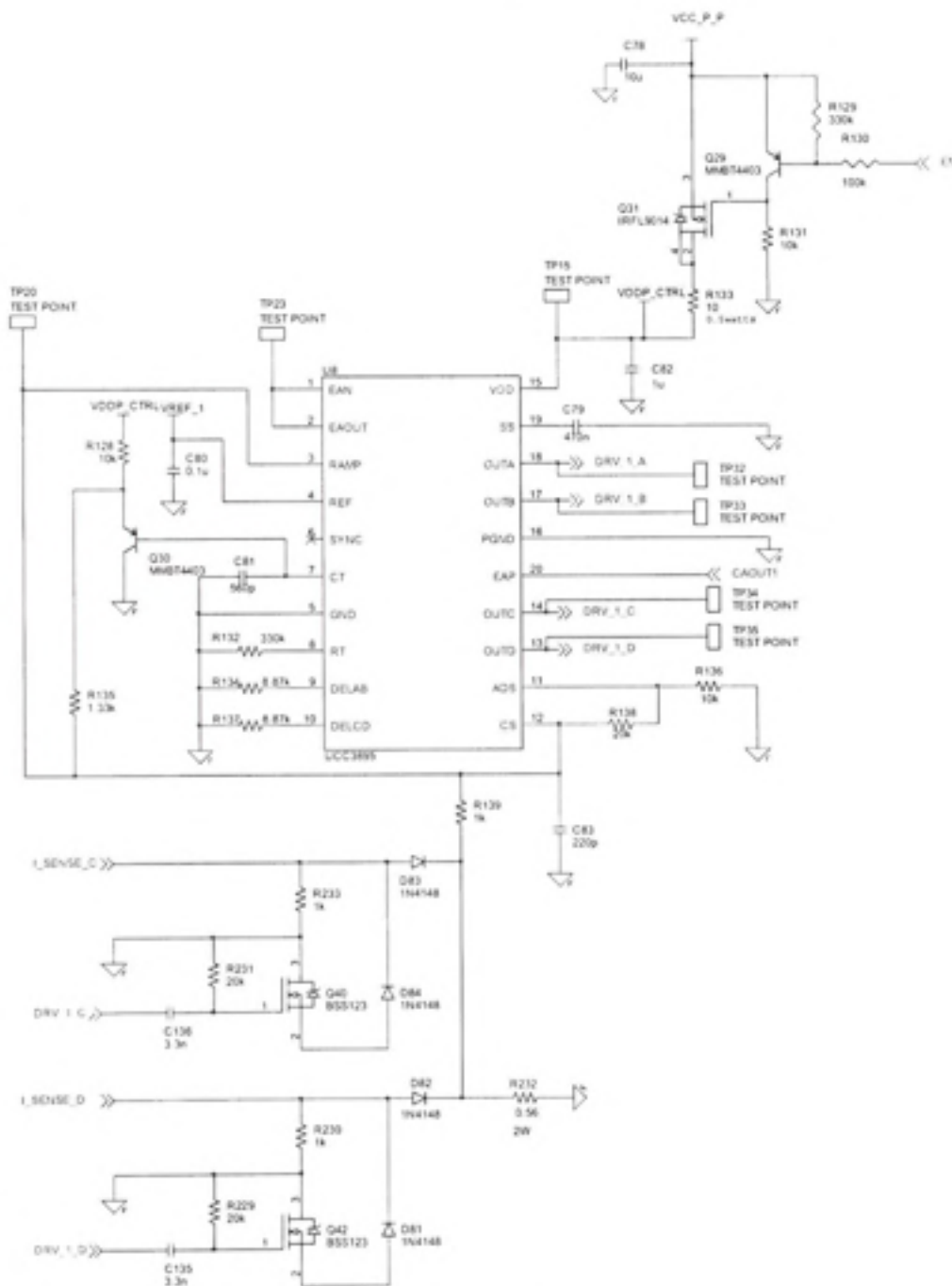


Figure 4.38 L'UCC3895.

4.9.4 Schéma de circuit de commande des MOSFETs

La figure 4.39 montre le circuit d'amorçage des MOSFETs de pont de la charge active à base de l'IRS2110. Il reçoit les signaux (DRV_1_A et DRV_1_B) de l'UCC3895 et les amplifie afin d'assurer la puissance nécessaire pour la commande des MOSFETs A et B. Les deux figures 4.40 et 4.41 montrent l'amplificateur et le circuit suiveur du MOSFET A et B respectivement.

De même pour les MOSFETs C et D, un circuit d'amorçage à base de l'IRS2110 et un circuit amplificateur sont utilisés. La figure 4.42 montre le circuit d'amorçage, et les deux figures 4.43 et 4.44 montrent le circuit amplificateur pour les deux MOSFETs C et D.

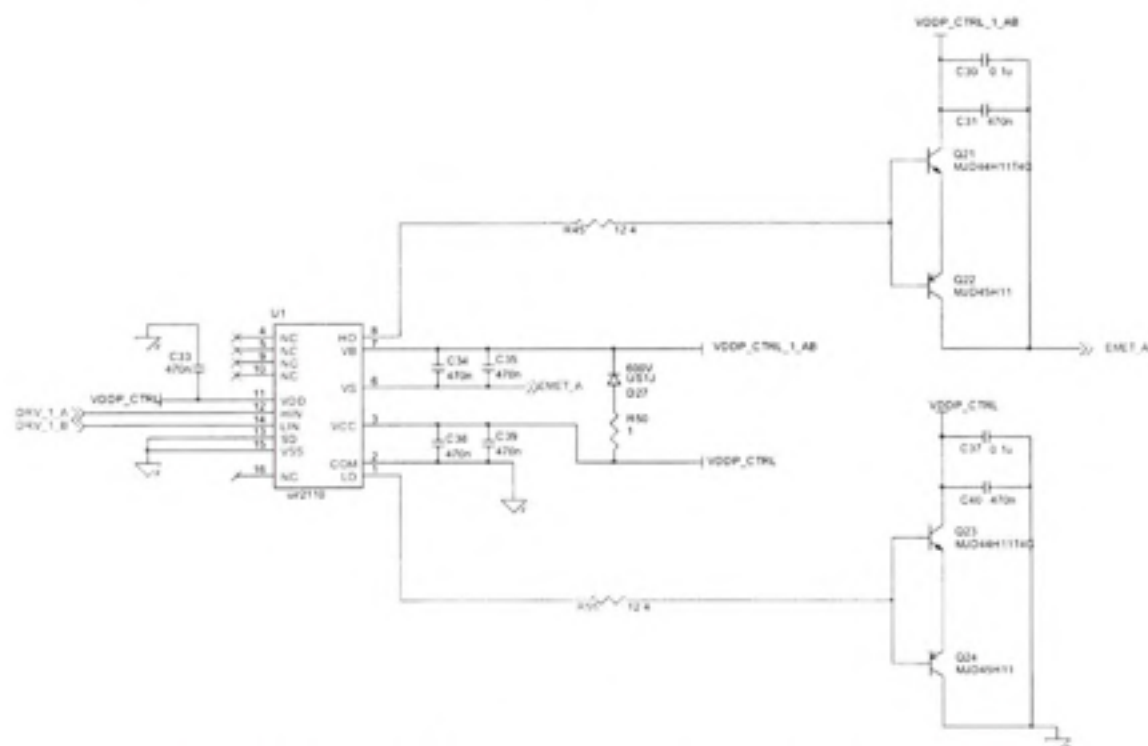


Figure 4.39 Circuit d'amorçage des MOSFET (A et B) (IRS2110).

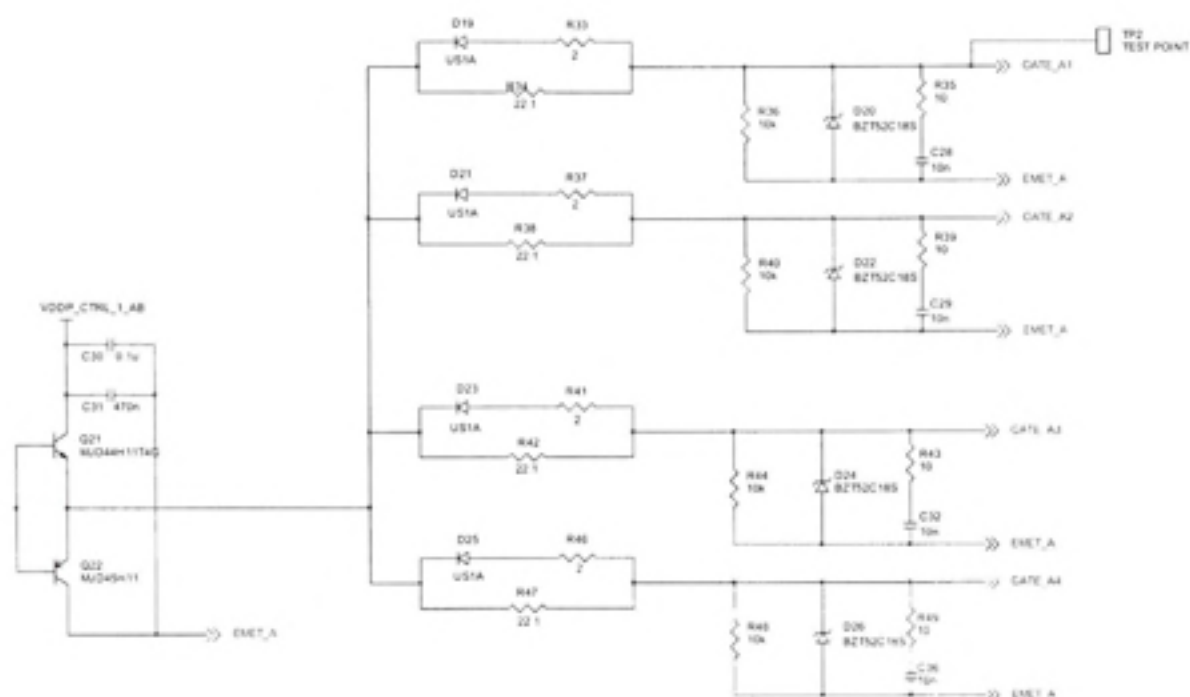


Figure 4.40 Circuit d'amorçage des MOSFETs A.

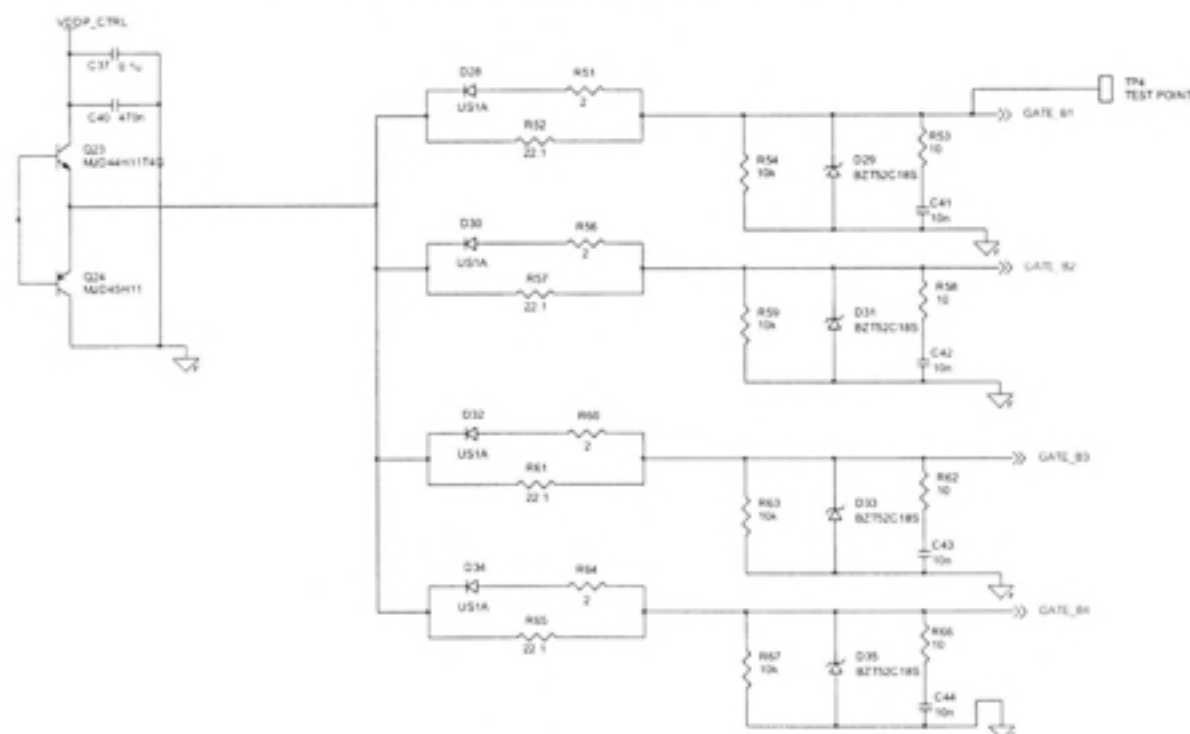


Figure 4.41 Circuit d'amorçage des MOSFETs B.

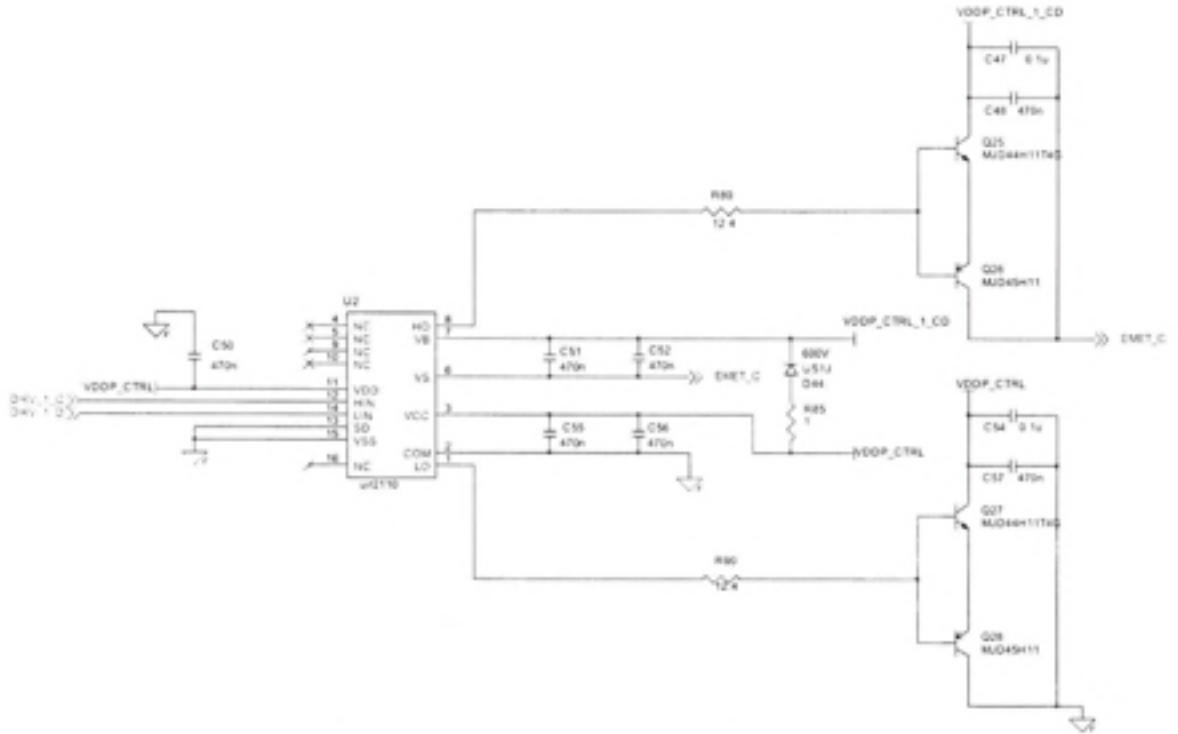


Figure 4.42 Circuit d'amorçage des MOSFETs (C et D) (IRS2110).

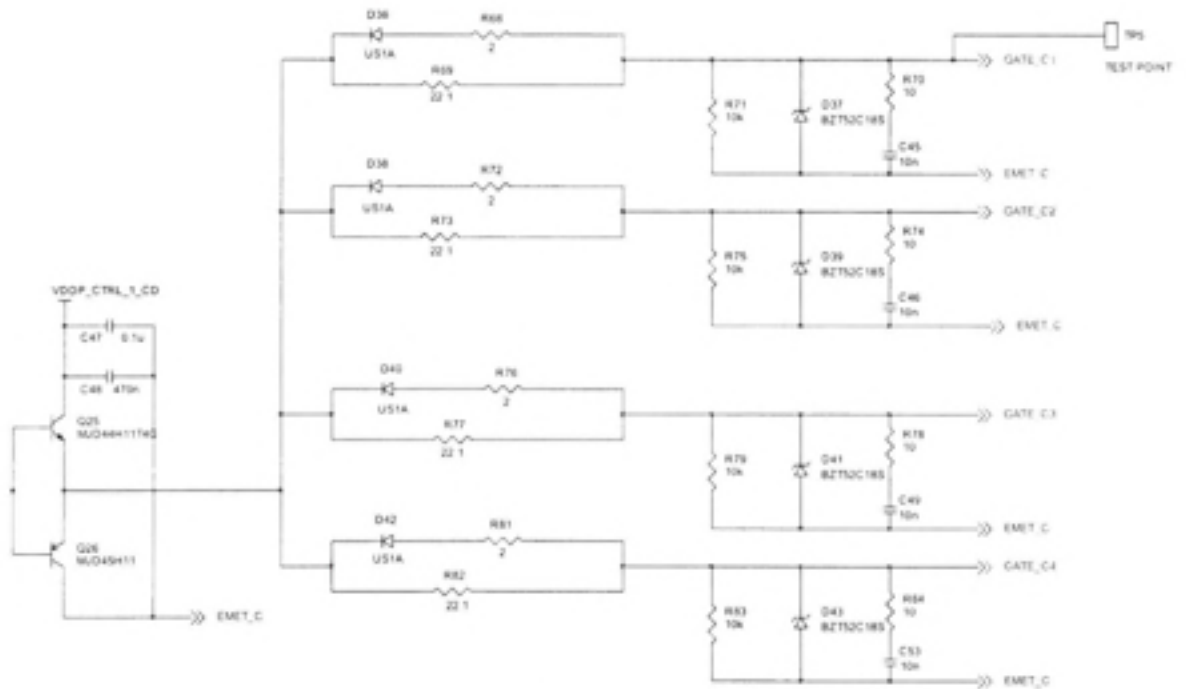


Figure 4.43 Circuit d'amorçage des MOSFETs C.

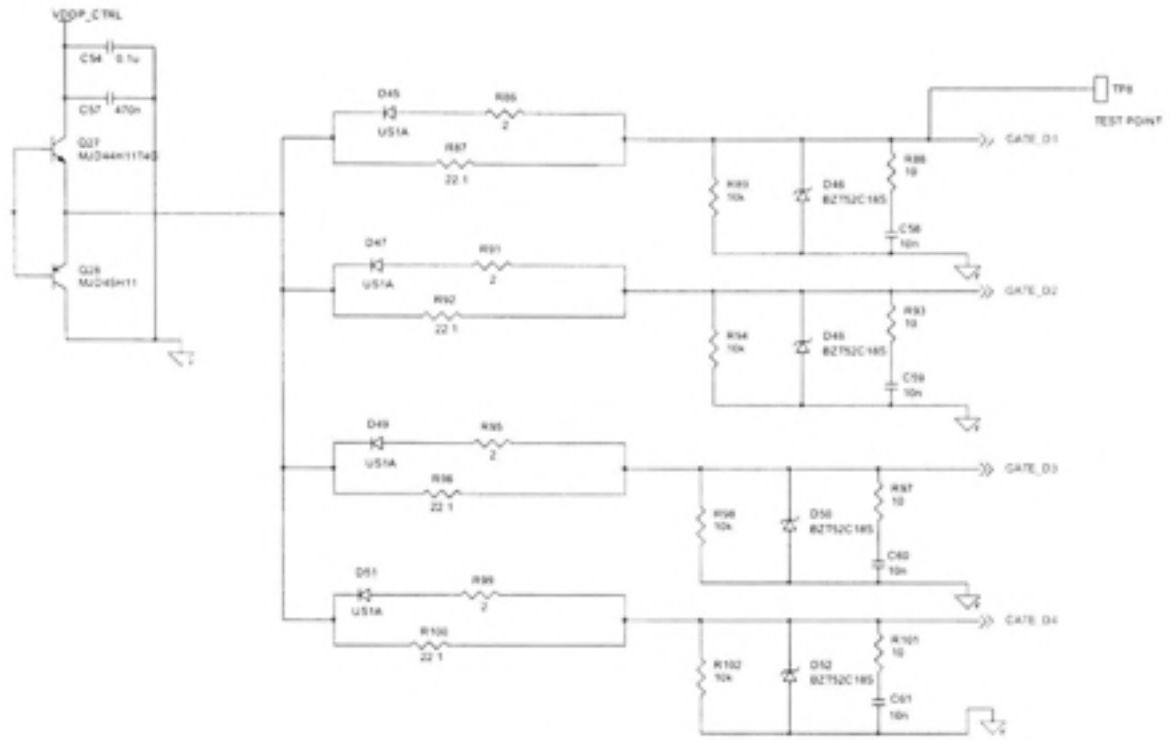


Figure 4.44 Circuit d'amorçage des MOSFETs D.

4.9.5 Commande des IGBTs

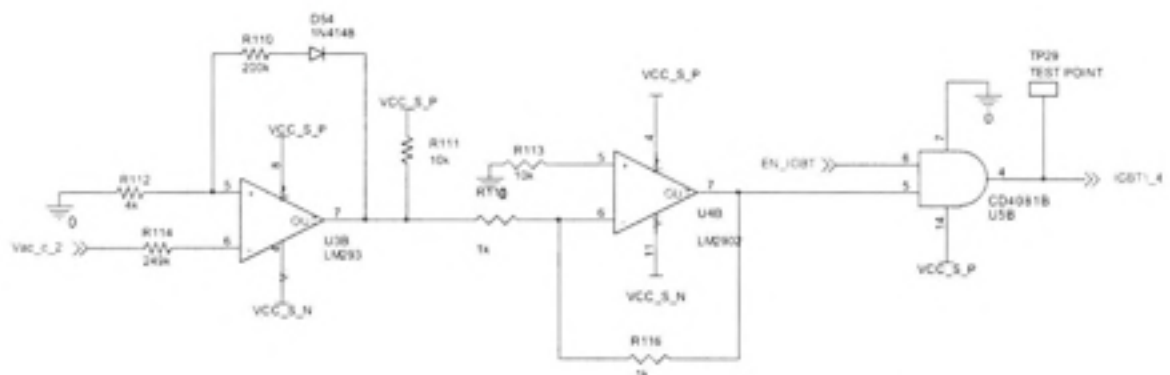


Figure 4.45 Circuit de commande des IGBTs 1 et 4.

Le contrôle des IGBTs est réalisé à l'aide des comparateurs. La sortie de ces comparateurs est inversée. C'est pourquoi nous utilisons des inverseurs. Les deux figures 4.45 et 4.46

montrent le circuit de contrôle qui génère les signaux de commande des IGBTs (IGBT1_4 et IGBT2_3) respectivement.

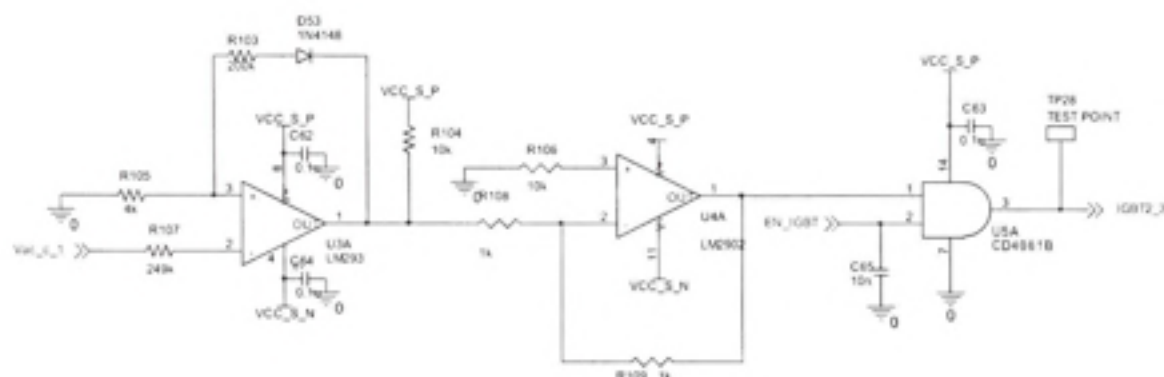


Figure 4.46 Circuit de commande des IGBTs 2 et 3.

4.9.6 Schéma de circuit de commande des IGBTs

Similairement au circuit de commande des MOSFETs, le courant nécessaire pour l'amorçage des IGBTs est généré par des circuits d'amorçage à base des optocoupleurs. Ces circuits assurent l'amplification des signaux de commande des gâchettes des IGBTs. La figure 4.47 montre le schéma d'amorçage des quatre IGBTs.

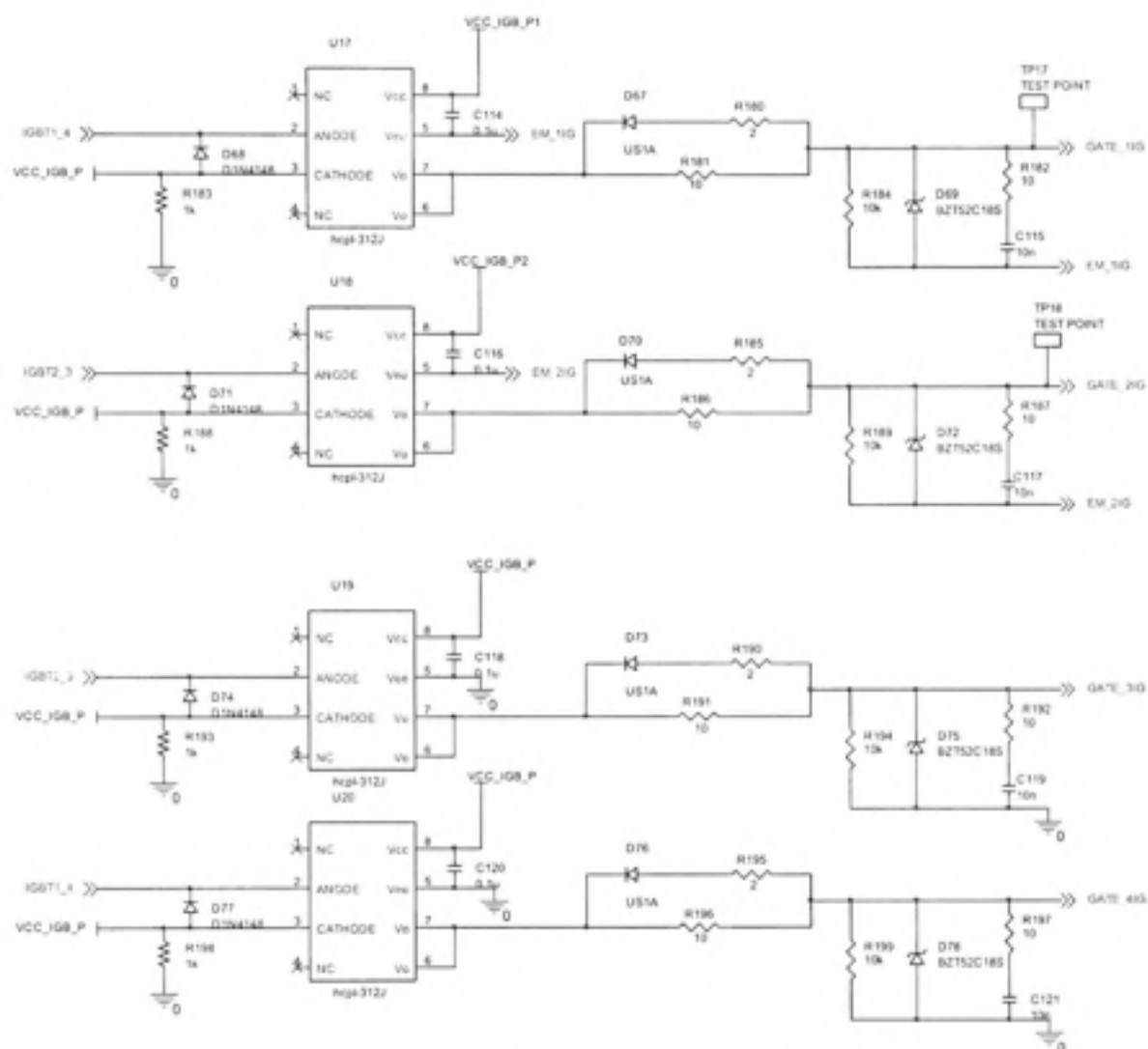


Figure 4.47 Circuit d'amorçage des quatre IGBTs.

4.9.7 Schéma de mesure de mesure de la tension d'entrée.

Puisque le signal d'entrée VC et l'UCC2818 sont des deux cotés différents de transformateurs. Ils ont donc des masses différentes. Nous devons les isoler. Un optocoupleur linéaire HCNR200 et des amplificateurs opérationnels constituent un circuit d'isolation analogique (Figure 4.48).

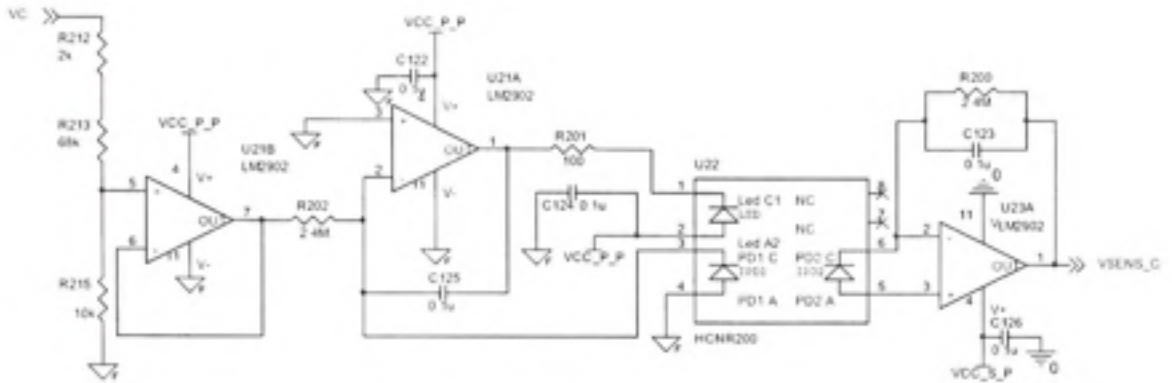


Figure 4.48 Circuit d'isolation de la tension d'entrée.

Vu que l'UCC2818 est conçu pour les convertisseurs élévateurs, un circuit d'adaptation, qui assure la commande des convertisseurs abaisseurs, est ajouté. Ce circuit est un soustracteur à base d'un amplificateur opérationnel comme montre la figure 4.49.

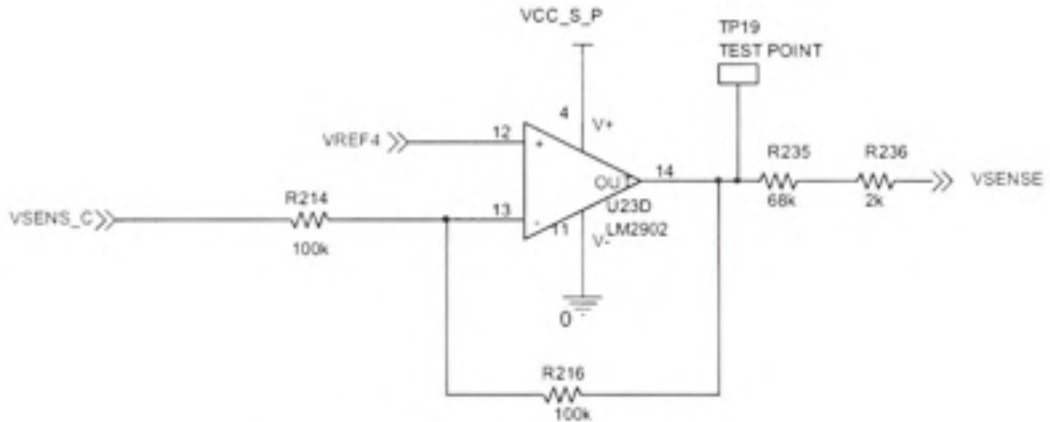


Figure 4.49 Schéma de soustracteur.

Également, pour assurer une valeur de la tension d'entrée de la charge active de l'ordre de 60 V, un circuit de protection assure un arrêt complet de l'unité une fois cette tension sera inférieure à 53 V ou supérieure à 70 V. Ce circuit est à base des comparateurs comme montre la figure 4.50.

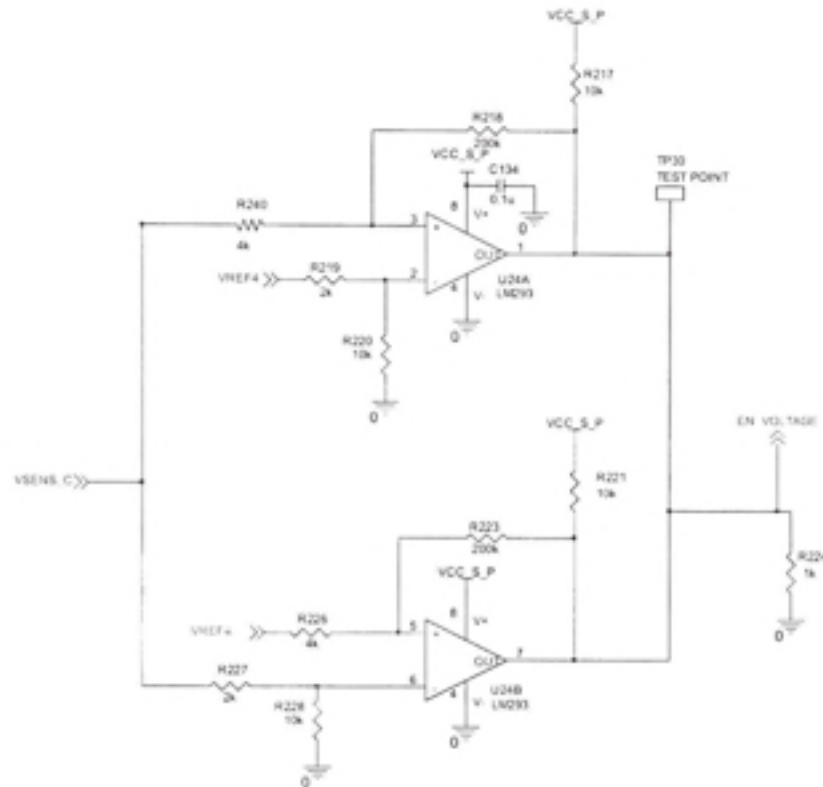


Figure 4.50 Circuit de mesure de la tension d'entrée.

4.9.8 Schéma de filtre des interférences électromagnétiques

La figure 4.51 illustre le schéma de filtre des interférences électromagnétiques.

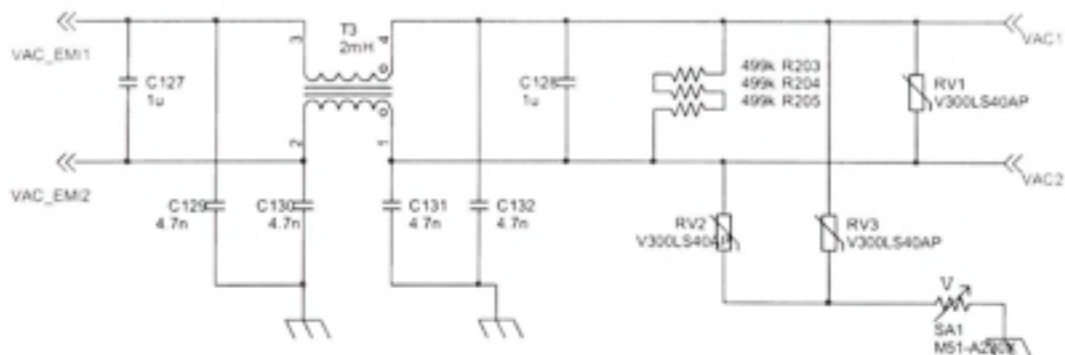


Figure 4.51 Filtre EMI.

4.9.9 Détection et mesure de la tension de réseau

La figure 4.52 illustre le schéma de détection de la tension de réseau à base des amplificateurs et la génération des images de la tension pour la commande des IGBTs et le circuit de redresseur et celui qui génère le signal IACC1 (signal référence de courant de la charge) à l'UCC2818.

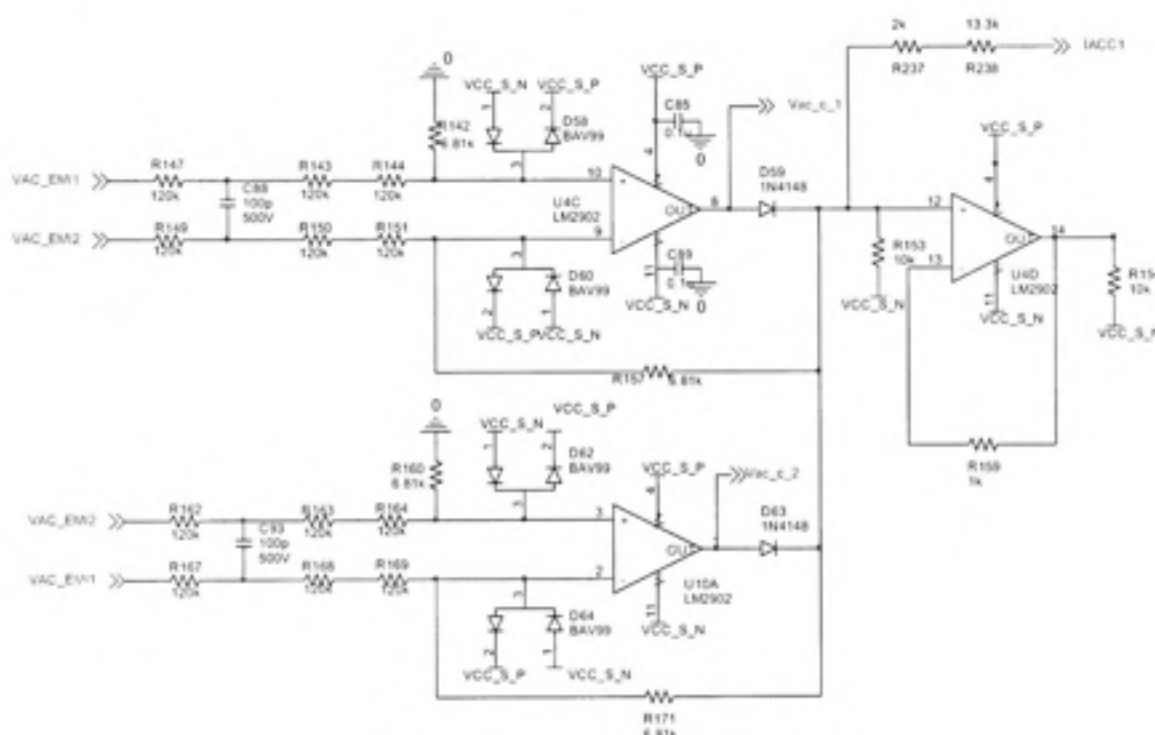


Figure 4.52 Circuit de mesure de la tension de réseau.

Les deux figures 4.53 et 4.54 montrent les circuits de mesure de la tension de réseau à base des comparateurs comme montré dans le paragraphe 4.8.9 « Détection de réseau et Protection contre les basses et les hautes tensions » p.114.

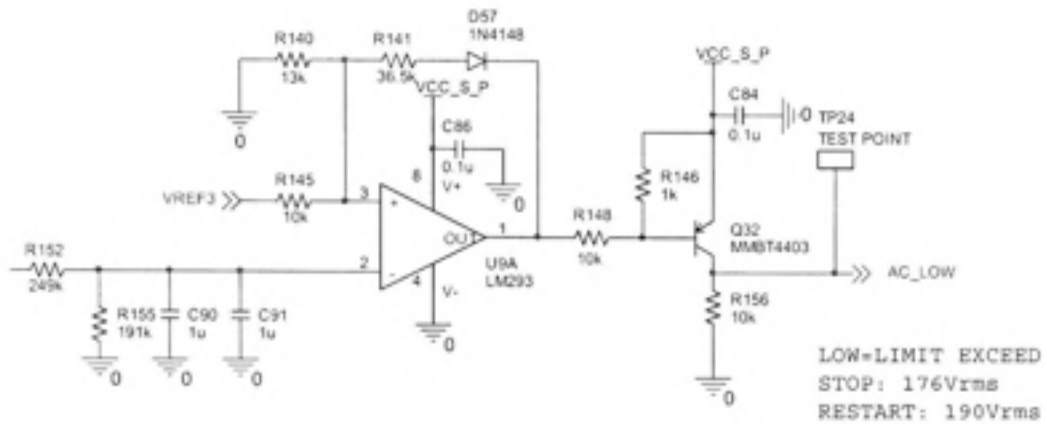


Figure 4.53 Circuit de mesure de la basse tension de réseau.

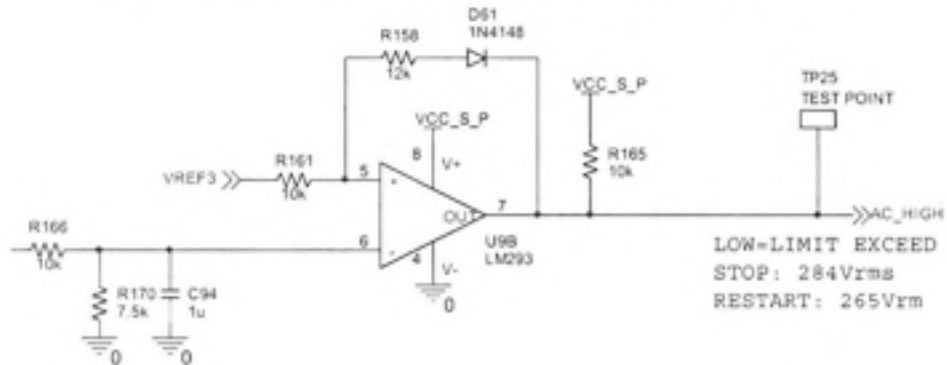


Figure 4.54 Circuit de mesure de la haute tension de réseau.

La figure 4.55 montre le circuit qui génère la tension de référence utilisée dans le circuit de mesure de la tension de réseau. Cette valeur de référence est comparée à l'image de la valeur efficace de la tension de réseau.

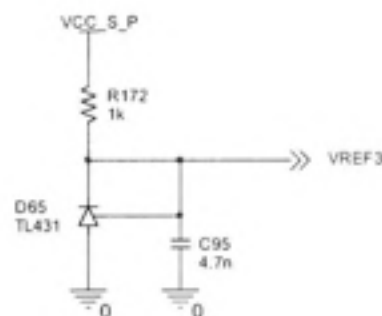


Figure 4.55 Circuit de référence.

4.9.10 Capteur de température

La figure 4.56 illustre le circuit de mesure de la température sur le radiateur où les MOSFETs sont installés et le radiateur secondaire où les diodes et les IGBTs sont placés.

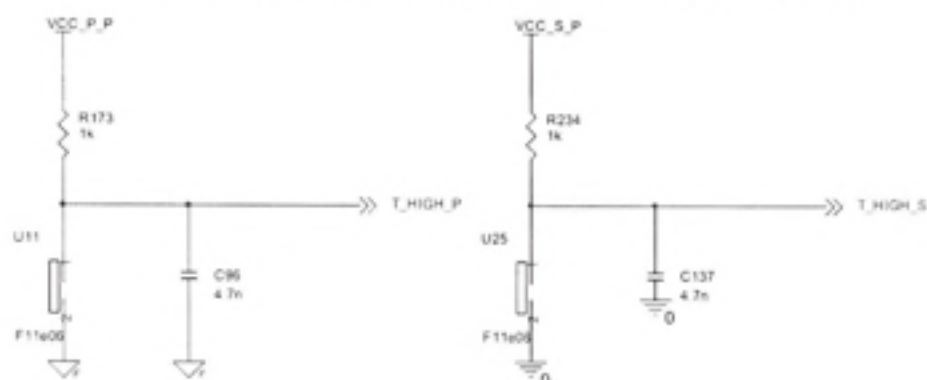


Figure 4.56 *Capteur de température.*

4.9.11 Mesure de la tension d'alimentation

La figure 4.57 montre le circuit de mesure de la tension d'alimentation en base de TL431 décrit dans le paragraphe 4.8.14 « Détection de la tension d'alimentation » p. 121.

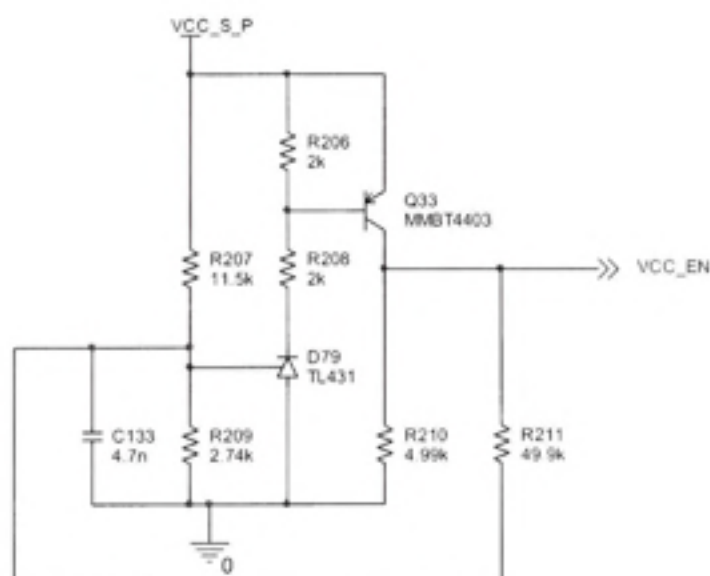


Figure 4.57 *Capteur de la tension d'alimentation Vcc.*

4.9.12 Circuit de logique de fonctionnement

Tous les signaux générés par les circuits de mesure et de détection comme le circuit de mesure de la tension d'alimentation et le circuit de mesure de la température et le circuit de mesure de la tension de réseau et celui de la tension d'entrée ont la même priorité. Le circuit à base des «ET logique» assure cette caractéristique. La présence des optocoupleurs numériques est due à la présence des signaux de deux cotés des transformateurs. Alors que la présence des NAND est du au caractère «NOT» des optocoupleurs (Figure 4.58).

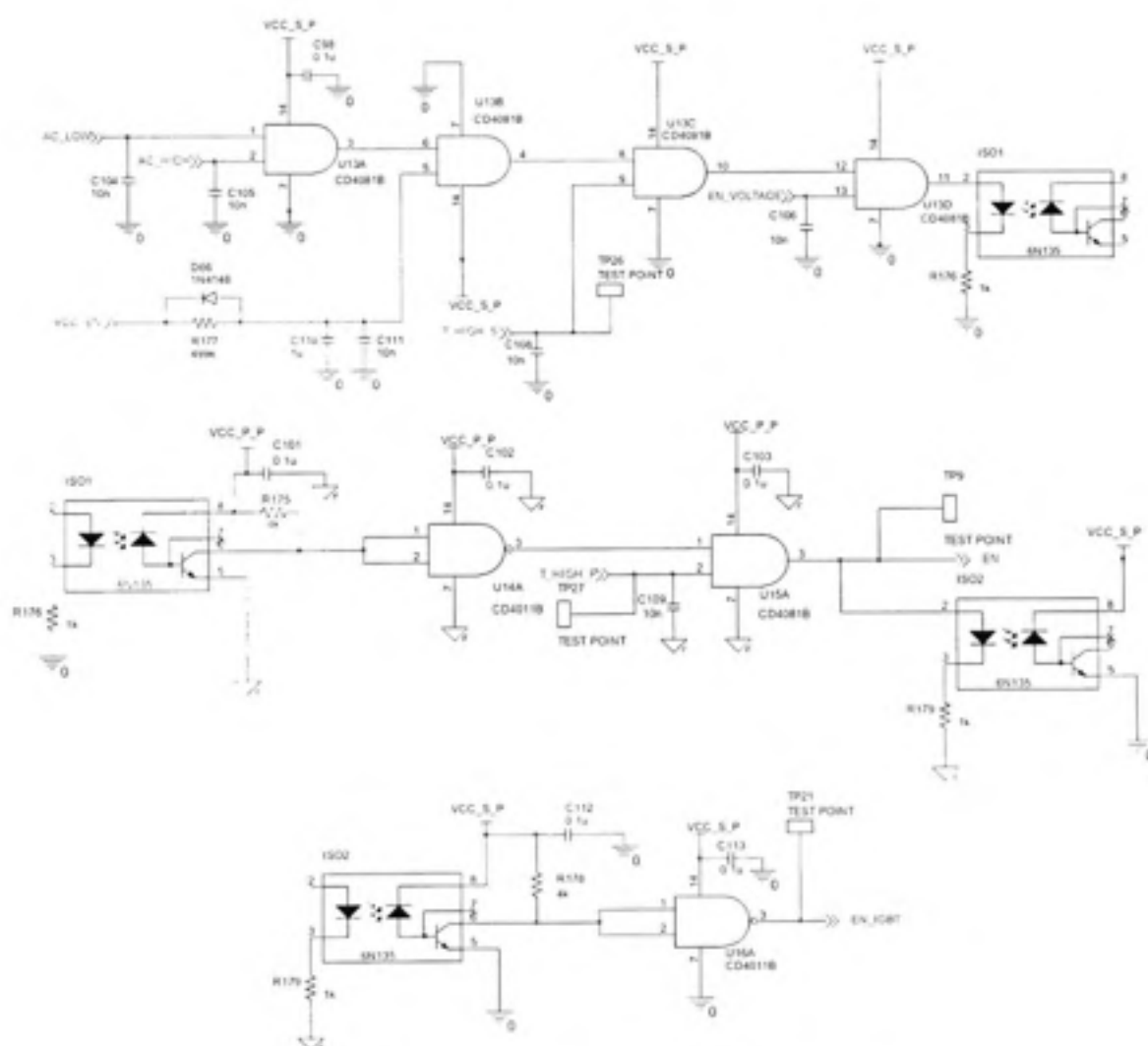


Figure 4.58 Circuit d'activation et d'arrêt de système.

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons expliqué la démarche complète de la conception de la charge active. D'abord, nous avons choisi les interrupteurs de puissance comme les diodes, les MOSFETs et les IGBTs selon les exigences de cahier de charge. À ce point, nous les avons configurés dépendamment des pertes dans chacun. Ensuite, nous avons dimensionné les éléments magnétiques comme les transformateurs de puissance et les inductances de sortie et les transformateurs de courant et l'inductance de résonance.

Également, nous avons conçu tous les circuits nécessaires pour la réalisation de la charge active. Citons les circuits d'écrêtage au primaire et au secondaire, les circuits d'aide à la commutation, le circuit de contrôle des MOSFETs basé sur l'UCC2818, le circuit de commande de pont des MOSFETs de convertisseur basé sur l'UCC3895 et le circuit de commande des IGBTs. N'oublions pas le circuit de logique qui arrête et démarre le système dépendamment des sorties des circuits de protection, comme le circuit de protection contre les basses et les hautes valeurs tension de réseau électrique, le circuit de filtre d'interférences électromagnétique le circuit de protection contre une basse tension d'alimentation et le circuit de mesure de température des semi-conducteurs.

Tous ces circuits cités précédemment sont conçus dans le but d'être implantés sous ORCAD_CAPTURE. Le schéma électrique dessiné a permis de réaliser le PCB de la carte électrique afin de l'expérimenter.

CONCLUSION

La volatilité des prix de l'énergie électrique qui résulte de la croissance de sa demande mondiale, a rendu la diminution de la consommation de l'énergie électrique d'une part, et la recherche des nouvelles sources d'énergie renouvelables comme les cellules photovoltaïques et les génératrices éoliennes d'autre part, les deux principaux axes la recherche en électronique de puissance.

N'oublions que la conversion d'énergie électrique est un thème très important de l'électronique de puissance vu près de 15 % de l'énergie électrique est converti d'une forme à autre dépendamment du besoin des diverses applications.

En effet, différentes topologies des convertisseurs courant alternatif-courant continu (C.A.-C.C.) et courant continu-courant continu (C.C.-C.C.) sont conçus afin d'assurer la conversion de l'énergie électrique. L'amélioration des performances de ces convertisseurs de puissance fait l'objet des diverses recherches qui portent principalement sur la minimisation des pertes internes des convertisseurs à l'aide des méthodes de commutation douce et l'amélioration des formes d'ondes du courant de sortie des convertisseurs et la tension à ses bornes par la conception des modèles mathématiques précis, et l'invention des plusieurs techniques de commande.

Il est important de noter que parmi l'ensemble des topologies existantes, le convertisseur C.C.-C.C. à pont, commutant à tension nulle, est le plus utilisé. Cependant, ce dernier, ne peut pas fonctionner dans la gamme de tension de 600 V à 1200 V. C'est pourquoi, le convertisseur C.C.-C.C., est remplacé dans des cas pareils (600V-1200V) par des convertisseurs à pont double fonctionnant en commutation douce.

Précisons qu'une diminution de la consommation de l'énergie de 80 % entrainera la réduction du prix de cette dernière, en plus d'avoir un effet positif sur l'environnement.

En remplaçant la résistance thermique utilisée comme charge lors de test des convertisseurs, par un circuit non dissipatif, nous pouvons diminuer la consommation de l'énergie associée. Ce circuit doit se comporter comme une charge active et réinjecter l'énergie dans le réseau au lieu de la dissiper.

Dans ce mémoire, nous avons traité deux aspects. D'abord la commutation douce dans les convertisseurs à pont double. Par la suite, la conception de la charge active était abordée. À ce propos, le premier chapitre a présenté une introduction sur les différentes topologies des convertisseurs abaisseurs et les techniques proposées pour minimiser les pertes de commutation. En outre, une présentation des différents types de commande et des techniques de commutation utilisées dans les convertisseurs à pont double était couverte.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la nouvelle technique de la commutation douce des convertisseurs à pont double à base des condensateurs. Par ailleurs, la méthode de la conception de la topologie proposée, son fonctionnement, sa modélisation, ainsi que les résultats des simulations étaient présentés.

Par la suite, au troisième chapitre, nous avons expliqué l'idée d'une charge active. Également, nous avons déduit le modèle mathématique et nous avons présenté les résultats de simulations afin de valider le modèle.

Enfin, au quatrième chapitre, nous avons traité la validation expérimentale de la charge active. À ce sujet, nous avons justifié le choix des composants électroniques et nous nous sommes réalisés le schéma électrique.

RECOMMANDATIONS

Ce projet se porte sur la conception des nouvelles topologies des convertisseurs de puissance et la minimisation de la consommation de l'énergie électrique. Il présente une nouvelle technique assurant la commutation douce dans un convertisseur C.C.-C.C. à pont double et la conception d'une charge active en base d'un convertisseur C.C.-C.C. et un commutateur de courant.

Les simulations sont lancées sous deux logiciels différents afin de valider le fonctionnement, et une conception complète de la charge active est réalisée afin de l'expérimenter.

Une validation pratique des deux modèles est une perspective à réaliser. Puisque la carte électrique de la charge active devra être prête, la réalisation des tests pour confirmer les résultats des simulations et l'optimisation de design sont deux étapes à recommander.

ANNEXE I

COMPARATEURS À HYSTÉRÉSIS

Un comparateur à hystérésis est un comparateur ayant une diode dans sa boucle de rétroaction comme montre la figure suivante.

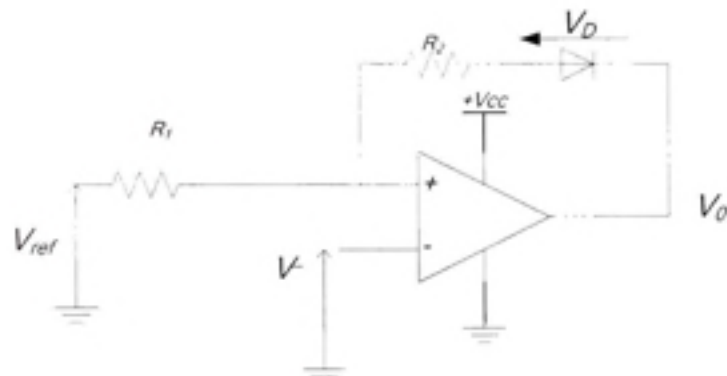


Figure 1.1 Comparateur à hystérésis.

Deux cas sont possibles :

1. $V^- > V^+ \Rightarrow V_0 = 0$

La diode D conduit et la tension V^+ est donnée par :

$$V^+ = (V_{ref} - V_D) \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_D$$

V_D est la tension aux bornes de la diode pendant sa conduction, elle est égale à 0.6 V.

2. $V^+ > V^- \Rightarrow V_0 = +V_{cc}$

La tension aux bornes de la diode est négative, la diode ne conduit pas et la boucle de rétroaction est inutile et la tension $V^+ = V_{ref}$.

ANNEXE II

CALCUL NUMÉRIQUE DES FILTRES

La figure suivante montre le filtre utilisé pour le calcul de la valeur moyenne de tension lors de la détection de la ligne haute tension et basse tension.

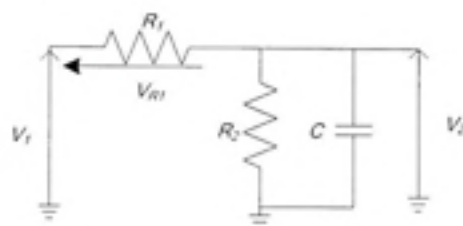


Figure 2.1 Filtre R-C.

La tension V_1 est égale à la tension V_0 (voir Figure 4.22). On la calcule en fonction de V_2 est donnée par l'équation suivante :

$$V_1 = V_{R1} + V_2$$

$$V_1 = R_3 \left(C \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_2} \right) + V_2$$

En résolvant numériquement cette équation différentielle, on arrive à capter la tension V_2 en fonction de la tension moyenne V_{1m} de V_1 .

$$V_{2_i} = V_{2_i-1} + \left(\frac{V_{1m_i-1}}{R_1 C} - \frac{V_{2_i-1}}{R_1 C} - \frac{V_{2_i-1}}{R_2 C} \right) \Delta t$$

En fixant Δt , on peut calculer la valeur maximale et minimale de V_2 en fonction de la valeur moyenne de V_1 et par suite son amplitude.

BIBLIOGRAPHIE

1. Hans, De Keulenaer. "The hidden cost of poor power quality". 2003. In www.leonardo-energy.org, consulté le 21/09/2007.
2. Chaffaï, R. and K. Al-Haddad *Notes des Cours Éléments magnétiques*.
3. Chang, C. (2004). *Mixed voltage /current mode control of PWM synchronous buck converter*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2004, IPEMC 2004. The 4th International.
4. Ferroxcube (2003). Product selection guide 2003.
5. http://fr.wikipedia.org/wiki/Cascade_hyposynchrone.
6. http://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89lectronique_de_puissance
7. Jie, C. and W. Anhua (2004). "Experimental development and evaluations of VF-input high-frequency ac-ac converter supporting distributed power generation." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **19**(5): 1214.
8. Jun Shan, L., L. Ma, et al. (2004). *A novel ZVS dual bridge DC/DC converter using SiC Schottky diode*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International.
9. Kanaan, H. Y. (2002). *Contribution a la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnels de type élévateur et à fréquence de commutation fixe*. Canada, École de Technologie Supérieure (Canada).
10. Klein, J. (2006). AN-6005 Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model. *Power Management Applications, Fairchild semiconductor*.
11. Kutkut, N. H. (1999). *A new dual-bridge soft switching DC-to-DC power converter for high power applications*. Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE.
12. Kutkut, N. H., D. M. Divan, et al. (1995). "An improved full-bridge zero-voltage switching PWM converter using a two-inductor rectifier." *Industry Applications, IEEE Transactions on* **31**(1): 119.
13. Kutkut, N. H., G. Luckjiff, et al. (1997). *A dual bridge high current DC-to-DC converter with soft switching capability*. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE.

14. Kutkut, N. H., G. Luckjiff, et al. (1997). *A dual bridge high current C.C.-to-C.C. converter with soft switching capability.*
15. MAGNETICS (2005-2006). "Powder Cores."
16. MIDDLEBROOK, R. D. and S. CUK (1976). A general Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stages. *IEEE PESC*: 18-34.
17. Morad, E., P. D. Ziogas, et al. (1991). *High frequency high power C.C.-C.C. full bridge converter with zero-current zero-voltage commutation.* Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual.
18. Mouchoux, J. C. (1994). Étude Et Réalisation De L'alimentation Électronique D'un Moteur A Reluctance Variable Pour Véhicule Électrique - Expérimentation Du Moteur. Électrotechnique. Paris, Conservatoire National Des Arts Et Metiers. **Diplôme D'ingénieur C.N.A.M.:** 123.
19. Suntio, T. (2001). "Analysis and modeling of peak-current-mode-controlled buck converter in DICM." *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **48**(1): 127.
20. Torrico-Bascope, R. and I. Barbi (2001). *Dual-bridge C.C.-C.C. converter with soft switching features.* Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE.
21. Wu, T. F., H. S. Nien, et al. (2005). *A half-bridge $1/\sin \Phi/2$ W PV inverter system with active power filtering and real power injection.* Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE.
18. Wei, S. and B. Lehman (2004). "Dual-bridge C.C.-C.C. converter: a new topology characterized with no deadtime operation." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **19**(1): 94.
19. Tsai-Fu, W., N. Hung-Shou, et al. (2005). "A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration." *Industry Applications, IEEE Transactions on* **41**(4): 1075.
20. Tan, F. D. and R. D. Middlebrook (1995). "A unified model for current-programmed converters." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **10**(4): 397.
21. Sung-Soo, H., J. Byeong-Rim, et al. (1996). "Duty cycle generator for average model of buck converter with current-mode control-using analog behavioral modeling ofPSPICE." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **11**(6): 785.

22. Sabate, J. A., V. Vlatkovic, et al. (1990). *Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990, Fifth Annual.
23. Ruiz-Caballero, D. A. and I. Barbi (1999). "A new flyback-current-fed push-pull C.C.-C.C. converter." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **14**(6): 1056.
24. Moschopoulos, G. and P. Jain (2003). "Single-stage ZVS PWM full-bridge converter." *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* **39**(4): 1122.
25. Kanaan, H. Y. and K. Al-Haddad (2002). *A comparison between three modeling approaches for computer implementation of high-fixed-switching-frequency power converters operating in a continuous mode*. Electrical and Computer Engineering, 2002. IEEE CCECE 2002. Canadian Conference on.
26. Kanaan, H. Y. and K. Al-Haddad (2005). *Modeling and Simulation of C.C.-C.C. Power Converters in CCM and C.C.M Using the Switching Functions Approach: Application to the Buck and Cuk Converters*. Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on.
27. Barbi, I. and R. Gules (2003). "Isolated C.C.-C.C. converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **18**(4): 975.
28. Braga, H. A. C. and I. Barbi (1999). "A 3-kW unity-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique." *Power Electronics, IEEE Transactions on* **14**(1): 209.
29. Todd, P. C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. Application Handbook, unitrode corporation.
30. Noon, J. P. (1998). "UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator." *Unitrode Corporation: Unitrode Application Notes*, Section U-153.
31. Martins, D. C., F. J. M. de Seixas, et al. (1993). *A family of C.C.-to-C.C. PWM converters using a new ZVS commutation cell*. Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE.

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAITRISE EN GÉNIE DE LA PRODUCTION AUTOMATISÉE
M.Ing

PAR
EL KASSIR, Fawzia

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE À ENTRÉE UNIVERSELLE ET À FAIBLES
PERTES

MONTRÉAL, LE 18 JANVIER 2008

© EL Kassir Fawzia, 2007