

ECOLE DE TECHNOLOGIE SUPERIEURE
UNIVERSITE DU QUEBEC

MEMOIRE PRESENTE A
L'ECOLE DE TECHNOLOGIE SUPERIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
A L'OBTENTION DE LA
MAITRISE EN GENIE ELECTRIQUE
M. ING.

PAR
HUGO FORTIN BLANCHETTE

CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION TRIPHASEE, A HAUTE DENSITE ET A
POLLUTION MINIMALE

MONTREAL LE 09/21/00

© droits réservés de Hugo Fortin Blanchette 2000

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

- M. Kamal Al-Haddad, professeur-tuteur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M. Venkatachari Rajagopalan, professeur-cotuteur
Département de génie électrique à l'Université du Québec à Trois-Rivières
- M. Louis Dessaint, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure
- M. Louis Duguay
Ingénieur chez Astec Advanced Power Systems, Ville Saint-Laurent

IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT CE JURY ET UN PUBLIC

LE 8 AOUT 2000

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION TRIPHASEE, A HAUTE DENSITE ET A POLLUTION MINIMALE

Hugo Blanchette

(Sommaire)

Ce travail vise à concevoir une alimentation triphasée CA-CC, à facteur de puissance unitaire, à faible taux de distorsion harmonique et à haute densité de puissance.

Le cahier des charges fournit les spécifications nécessaires.

Il s'agit donc, par le biais de simulations et d'expérimentations, de valider une topologie choisie à la suite d'une recherche bibliographique.

Dans ce rapport sont présentés les résultats de simulations effectuées dans Powerlib et dans Pspice, et les résultats pratiques obtenus sur un prototype de 2kW.

AVANT-PROPOS

Ce document présente les travaux que j'ai effectués dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique de l'École de Technologie Supérieure.

Il s'agit d'un projet de développement effectué en collaboration avec l'entreprise Astec Système d'Energie Evolue (Astec SEE) située à ville Saint-Laurent.

L'objectif de ce projet est de concevoir un prototype fonctionnel d'une alimentation à découpage répondant aux spécifications du cahier de charges fourni par l'entreprise.

Les travaux ont permis de valider la topologie choisie, toutefois en deçà des conditions d'opérations désirées.

Ce projet m'a été présenté par monsieur Kamal Al-Haddad à l'automne 1998 et j'ai accepté d'y participer en vue de me spécialiser en électronique de puissance.

J'aimerais d'ailleurs remercier le professeur Al-Haddad pour la confiance qu'il m'a accordée en me confiant ce projet et pour toute l'aide qu'il m'a apportée pendant sa réalisation.

J'aimerais également remercier monsieur Louis Duguay pour avoir accepté ma candidature et pour avoir mis de l'avant une collaboration visant à former la relève pour l'industrie.

Je désire aussi exprimer ma gratitude à messieurs Rachid Chaffai et Mohammed Ammari qui ont été mes collaborateurs industriels.

Et de tout mon cœur je remercie ma famille, qui m'a supporté moralement depuis le début de mes études, dans les choix que j'ai eu à faire et dans les moments difficiles.

Finalement j'exprime toute ma gratitude et mon affection à ma fiancée Loubna Yacoubi sans qui rien n'aurait été aussi bien.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 – Etage de correction de facteur de puissance	3
1.1. Introduction	3
1.2. Redresseurs triphasés à facteur de puissance unitaire	3
1.2.1. Redresseur survolteur à 1 interrupteur actif	3
1.2.2. Redresseur survolteur à 6 interrupteurs actifs	5
1.2.3. Redresseur de type dévolteur à 6 interrupteurs actifs	6
1.2.4. Redresseur survolteur-dévolteur	6
1.2.5. Redresseur triphasé à 3 interrupteurs bidirectionnels	7
1.2.6. Redresseurs à inductances CC.....	9
CHAPITRE 2 – Redresseur triphasé à injection de courant	13
2.1. Fonctionnement et formes d'ondes théoriques.....	13
2.1.1. Courant dans les interrupteurs auxiliaires	14
2.1.2. Formes d'ondes des interrupteurs auxiliaires	16
2.1.3. Courant et tension des diodes du pont.....	16
2.1.4. Courant des inductances.....	17
2.1.5. Fonctionnement global, basse fréquence	18
2.1.6. Courant et tension des éléments fonctionnant à haute fréquence.....	21
2.2. Simulation	23
2.2.1. Dimensionnement des inductances	24
2.2.2. Dimensionnement de la capacité de sortie	26
2.3. Bloc de commande des interrupteurs auxiliaires.....	27
2.4. Simulation, contrôle par hystérésis	29
2.4.1. Contrôle par hystérésis	29

2.4.2. Résultats de simulation, contrôle par hystérésis.....	30
2.4.3. Désavantages de la commande par hystérésis.....	38
2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsions.....	38
2.6. Résultats de simulation, commande par modulation de largeur d'impulsions.....	40
2.7. Résultats de simulation, modèle petit signal de la commande PWM	48
2.8. Comparaison entre les deux outils de simulation.....	54
2.9. Dimensionnement.....	54
2.9.1. Tension des éléments du circuit	54
2.9.2. Courants nominaux des différents éléments.....	55
2.10. Évaluation des pertes.....	61
2.10.1. Pertes associées aux diodes du pont.....	61
2.10.2. Pertes associées aux interrupteurs auxiliaires	61
2.10.3. Pertes associées aux interrupteurs principaux.....	64
2.10.4. Pertes associées à la diode de sortie D_K	66
2.10.5. Pertes dans la capacité de sortie	66
2.10.6. Pertes dans les inductances	67
2.10.7. Évaluation des pertes totales	67
2.11. Conclusion sur la faisabilité du circuit.....	68
CHAPITRE 3 – Étapes de réalisation d'un prototype.....	69
3.1. Introduction	69
3.2. Description globale des circuits de contrôle	70
3.3. Mesures des tensions et des courants	71
3.3.1. Mesure de la tension de sortie	71
3.3.2. Mesure des tensions d'entrée	72
3.3.3. Circuit de commande des interrupteurs auxiliaires	75
3.3.4. Mesure des références de courants (I_{ac})	77
3.3.5. Mesure de la tension moyenne d'entrée.....	79
3.3.6. Mesure du courant des inductances.....	80
3.4. Boucles de régulation	83

3.4.1. Régulation de la tension de sortie	83
3.4.2. Boucle de régulation de courant.....	89
3.5. Synchronisation	92
3.6. Circuits d'attaque de gâchettes.....	95
3.6.1. Circuit d'attaque de gâchettes des interrupteurs auxiliaires.....	95
3.6.2. Circuit d'attaque de gâchettes des interrupteurs principaux	97
3.7. Résultats expérimentaux	99
3.7.1. Synchronisation.....	106
3.7.2. Courants de lignes	101
3.7.3. Courant des inductances.....	103
3.7.4. Courant de l'interrupteur auxiliaire S_c	105
3.7.5. Courant du point milieu.....	107
3.7.6. Échelon de charge	108
3.7.7. Rendement.....	109
3.7.8. Taux de distorsion harmonique du courant.....	109
3.7.9. Facteur de puissance.....	112
3.8. Conclusion.....	113
Recommandations	115
BIBLIOGRAPHIE	116
ANNEXE A.....	121
ANNEXE B.....	129
ANNEXE C.....	133
ANNEXE D.....	138

LISTE DES TABLEAUX

	Page
1 Cahier des charges	2
1-1 Comparaison des différentes topologies	12
2-1 Répartition des courants sur un cycle	20
2-2 Choix des composantes pour la réalisation des interrupteurs auxiliaires	63
2-3 Dimensionnement des interrupteurs auxiliaires, évaluation des pertes pour chaque configuration	65
2-4 Évaluation des pertes du convertisseur à pleine charge	68

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 Redresseur survolteur à un seul interrupteur	4
Figure 1-2 Survolteur à un seul interrupteur, gain en tension versus TDH [4]	4
Figure 1-3 Redresseur survolteur à 6 interrupteurs actifs	5
Figure 1-4 Redresseur dévolteur	6
Figure 1-5 Redresseur survolteur-dévolteur	7
Figure 1-6 Redresseur à 3 interrupteurs bidirectionnels	8
Figure 1-7 Discontinuité des courants de phases	8
Figure 1-8 Redresseurs à inductances côté CC	10
Figure 2-1 Diagramme schématique du redresseur triphasé à injection de courant	13
Figure 2-2 Formes d'ondes théoriques des courants dans les interrupteurs auxiliaires	14
Figure 2-3 Interrupteurs bidirectionnels	15
Figure 2-4 Formes d'ondes théoriques de la tension et du courant de S_a	16
Figure 2-5 Formes d'ondes théoriques de la tension et du courant de la diode D_{ap}	17
Figure 2-6 Formes d'ondes théoriques du courant des inductances	18
Figure 2-7 Fonctionnement global du circuit	19
Figure 2-8 Circulation du courant d'une phase sur une période	20
Figure 2-9 Cellules de hacheur élévateur	21
Figure 2-10 Séquence de fonctionnement, courant point milieu positif	22
Figure 2-11 Séquence de fonctionnement, courant point milieu négatif	23
Figure 2-12 Séquences de fonctionnement d'un hacheur élévateur	24
Figure 2-13 Courant dans l'inductance, hacheur élévateur	25
Figure 2-14 Chronogramme de la commande des interrupteurs auxiliaires	28
Figure 2-15 Bloc Simulink de la commande des interrupteurs auxiliaires	29
Figure 2-16 Principe du contrôle par hystérésis	30
Figure 2-17 Schéma de principe de la commande par hystérésis	30
Figure 2-18 Modèle Simulink du circuit de puissance, contrôle par hystérésis	31
Figure 2-19 Courants de phases	31
Figure 2-20 Courant et tension de la phase A	32
Figure 2-21 Courants des inductances	33

Figure 2-22 Courant entre le point milieu et les interrupteurs auxiliaires (I_i)	33
Figure 2-23 Courant et tension de l'interrupteur S_a	34
Figure 2-24 Courant et tension de la diode D_{ap}	34
Figure 2-25 Tension et courant de l'interrupteur T_p	35
Figure 2-26 Tension et courant de l'interrupteur T_N	36
Figure 2-27 Tension et courant de la diode D_k	36
Figure 2-28 Tension et courant du condensateur C_o	37
Figure 2-29 Courants de phases, inductances de 1mH	37
Figure 2-30 Schéma bloc du UC3854B [2]	38
Figure 2-31 Modèle Simulink du UC3854B	41
Figure 2-32 Courants de phases	42
Figure 2-33 Courant et tension de la phase A	42
Figure 2-34 Courants dans les inductances	43
Figure 2-35 Courant du point milieu i_i	43
Figure 2-36 Courant et tension de l'interrupteur auxiliaire S_a	44
Figure 2-37 Courant et tension de l'interrupteur T_p	44
Figure 2-38 Courant et tension de l'interrupteur T_N	45
Figure 2-39 Courant et tension de l'interrupteur D_K	45
Figure 2-40 Courant et tension du condensateur C_o	46
Figure 2-41 Courants de phases, réponse à l'échelon	47
Figure 2-42 Tension de charge, réponse à l'échelon	47
Figure 2-43 Modèle du UC3854B employé dans Pspice	49
Figure 2-44 Modèle du convertisseur employé dans Pspice	50
Figure 2-45 Courants des lignes	50
Figure 2-46 Courant et tension de la ligne A	51
Figure 2-47 Courant dans les inductances L_{dc+} et L_{dc-}	51
Figure 2-48 Courant du point milieu i_i	52
Figure 2-49 Tension de sortie de l'amplificateur d'erreur de tension	52
Figure 2-50 PSPICE : courant de sortie du multiplicateur	53
Figure 2-51 Signal à la sortie du contrôleur	53
Figure 2-52 Séquences de fonctionnement, courant du point milieu positif	55
Figure 2-53 Formes d'ondes, $v_p(t)$ et $v_n(t)$	58
Figure 2-54 Formes d'ondes, $I_{Ldc+}(t)$ (normalisée), $I_{Ldc-}(t)$ (normalisée), $D_P(t)$ et $D_N(t)$	59
Figure 2-55 Simulation numérique du courant de l'interrupteur T_p	60
Figure 2-56 Interrupteur bidirectionnel	62

Figure 2-57 Spécifications du fabricant [Document #PD-5.064, from IR]	65
Figure 2-58 Capacité de sortie	67
Figure 3-1 Références des circuits de contrôle	69
Figure 3-2 Schéma de principe de la commande des interrupteurs auxiliaires	70
Figure 3-3 Schéma de principe de la commande des interrupteurs principaux	71
Figure 3-4 Mesure de la tension de sortie par diviseur résistif	72
Figure 3-5 Mesure des tensions triphasées par transformateurs de tension monophasés	73
Figure 3-6 Amplificateur différentiel typique	73
Figure 3-7 Circuit de mesure des tensions simples et composées	75
Figure 3-8 Circuit implantant la logique de commande des interrupteurs auxiliaires	76
Figure 3-9 Correction de facteur de puissance, convertisseur monophasé	77
Figure 3-10 Correction de facteur de puissance, redresseur à injection de courant	78
Figure 3-11 Obtention des références de courant	78
Figure 3-12 Filtre de la tension d'entrée	79
Figure 3-13 Diagramme de Bode du filtre V_{rms}	80
Figure 3-14 Mesure de courant par résistance de mesure	80
Figure 3-15 Mesure de courant par transformateurs	81
Figure 3-16 Mesure de courant par LEM	82
Figure 3-17 Atténuation des oscillations de la tension de sortie par la boucle de régulation de tension	84
Figure 3-18 Réponse en fréquence de la boucle de tension sans R_{vf}	85
Figure 3-19 Réponse en fréquence de la boucle de régulation de tension	86
Figure 3-20 Courant dans les inductances, réglage de tension incorrect	87
Figure 3-21 Tension et courant de la phase A, réglage de tension incorrect	88
Figure 3-22 Courant au point milieu, réglage de tension incorrect	88
Figure 3-23 Liaison des deux boucles de tension	89
Figure 3-24 Boucle de régulation de courant	90
Figure 3-25 Réponse en fréquence de la boucle de courant	91
Figure 3-26 Générateur de rampe	92
Figure 3-27 Commutation indésirable	93
Figure 3-28 Rampe du contrôleur	94
Figure 3-29 Signaux de principe de la synchronisation	95
Figure 3-30 Circuit d'attaque de gâchette des interrupteurs auxiliaires	96
Figure 3-31 Alimentation auxiliaire pour la carte de commande des interrupteurs auxiliaires	96
Figure 3-32 Schéma électrique représentant la tension flottante du point milieu	97
Figure 3-33 Séquence IR2110	99

Figure 3-34	Signaux de synchronisation de la fermeture des deux interrupteurs	100
Figure 3-35	Courants de lignes	101
Figure 3-36	Superposition des trois courants de lignes	102
Figure 3-37	Problème de synchronisation des interrupteurs auxiliaires	102
Figure 3-38	Courant et tension de la phase B	103
Figure 3-39	Courant des inductances	104
Figure 3-40	Schéma du découplage de la ligne	104
Figure 3-41	Courant de l'interrupteur auxiliaire S_c	105
Figure 3-42	Tension aux bornes de l'interrupteur auxiliaire S_c	105
Figure 3-43	Schéma du convertisseur avec l'ajout de diodes de roue libre	106
Figure 3-44	Séquences de fonctionnement des diodes de roue libre	107
Figure 3-45	Courant du point milieu i_i	107
Figure 3-46	Échelon de charge (baisse de 50% de la charge)	108
Figure 3-47	Échelon de charge (hausse de 50% de la charge)	108
Figure 3-48	Courbe de rendement	109
Figure 3-49	TDH en fonction de la charge	110
Figure 3-50	Courants de ligne pour un fonctionnement à 75%, 50% et 25% de la puissance nominale	111
Figure 3-51	Taux de distorsion harmonique en fonction de la tension de ligne	112
Figure 3-52	Facteur de puissance en fonction de la charge	112
Figure 3-53	Facteur de puissance en fonction de la tension de ligne	113

LISTE DES SYMBOLES

C_o	=	capacité de sortie du redresseur
D_{ap}	=	diode du pont à diodes (D_{an} , D_{bp} , D_{bn} , D_{cp} , D_{cn})
D_K	=	diode de sortie du redresseur
D_p	=	rapport cyclique de l'interrupteur haute fréquence T_P
D_n	=	rapport cyclique de l'interrupteur haute fréquence T_N
f_r	=	fréquence du réseau
f_s	=	fréquence de découpage
i_t	=	courant du point milieu
L_a	=	inductance de la phase A
L_b	=	inductance de la phase B
L_c	=	inductance de la phase C
L_{dc+}	=	inductance reliée à la cathode du pont diode
L_{dc-}	=	inductance reliée à l'anode du pont diode
TDH	=	taux de distorsion harmonique
T_P	=	interrupteur du redresseur (T_N)
V_a	=	tension de phase A
V_{ab_m}	=	tension image de la tension de ligne AB
V_{ca}	=	tension alternative
V_{a_m}	=	tension image de la phase A
V_b	=	tension de phase B
V_{bc_m}	=	tension image de la tension de ligne BC
V_{b_m}	=	tension image de la phase B
V_c	=	tension de phase C
V_{cc}	=	tension continue
V_{ca_m}	=	tension image de la tension de ligne CA
V_{c_m}	=	tension image de la phase C
V_{LL}	=	tension ligne à ligne
V_{LL_max}	=	tension crête ligne à ligne
V_o	=	tension de sortie du convertisseur
V_P	=	tension entre la cathode du pont diode et le neutre du réseau
V_{P_m}	=	tension image de la tension V_P
V_N	=	tension entre l'anode du pont diode et le neutre du réseau
V_{N_m}	=	tension image de la tension V_N
V_{sense}	=	mesure de la tension de sortie
P_{in}	=	puissance d'entrée du convertisseur
P_o	=	puissance de sortie du convertisseur
S_a	=	interrupteur auxiliaire A

t	=	temps
α	=	rapport cyclique
η	=	rendement du convertisseur (%)

INTRODUCTION

Problématique

La conception des appareillages électriques doit aujourd'hui faire appel à de nouvelles topologies et méthodes de contrôle, l'objectif poursuivi étant de réaliser des appareils non polluants vis-à-vis le réseau. Le temps est fini où l'on pouvait brancher un appareil sur le réseau sans se soucier des problèmes que ledit appareil pouvait occasionner à ce réseau. Les compagnies productrices d'électricité connaissent maintenant ces problèmes :

- consommation abusive de puissance réactive,
- injection d'harmoniques dans le réseau et détérioration de la qualité de l'onde.

Pour ces raisons, ces compagnies obligent maintenant leurs clients à utiliser des appareils que l'on dit à pollution contrôlée, suivant les normes en vigueur (EN61000-3-2)

Cette tâche incombe aux concepteurs. Ces derniers doivent réaliser des appareils répondant aux normes en vigueur en ce qui a trait au facteur de puissance et au contenu harmonique de l'onde. Pour ce faire, ils ajoutent souvent un étage au redresseur : l'étage de correction de facteur de puissance. Cet étage permet de tirer un courant en phase avec la tension et ayant un faible taux de distorsion harmonique respectant ainsi les normes exigées.

L'objectif du présent travail est de concevoir une alimentation à courant continu puisant son énergie d'une source alternative triphasée. Le convertisseur doit être très peu polluant, avoir une isolation galvanique entre la source d'alimentation et la charge et fournir une tension de sortie régulée. Les principales caractéristiques fournies par le cahier des charges sont résumées au tableau 1.

Tableau 1

Cahier des charges

Caractéristique	Valeur
Tension d'entrée V_{II}	320 Vca à 520 Vca
Tension de sortie V_{cc}	42 Vcc à 56 Vcc
Puissance de sortie P_{ch}	12 kW
Fréquence d'opération f	45 Hz à 65 Hz
Facteur de puissance FP	> 0,9 pour toute puissance plus élevée que 25% de la puissance nominale
Ondulation, tension de sortie	$\pm 5\%$

Les autres spécifications du cahier de charge seront rappelées en temps et lieu.

Le présent rapport se divise en trois chapitres. Le premier chapitre analyse la bibliographie concernant les redresseurs triphasés employés comme étage de correction de facteur de puissance. Ce chapitre se termine par le choix d'une topologie qui fera l'objet d'une étude plus approfondie dans les 2 chapitres suivants.

Le deuxième chapitre étudie en profondeur la topologie choisie. On y présente des équations, des résultats de simulations et des calculs de dimensionnement des composantes.

Le troisième chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus avec un prototype de 2kW.

Suivront la conclusion et les recommandations faisant suite à ce travail.

Bonne lecture !

CHAPITRE 1

REDRESSEUR TRIPHASÉ A FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE

1.1.Introduction

Le convertisseur doit avoir un facteur de puissance unitaire et un taux de distorsion harmonique total faible ($<5\%$). C'est le rôle de l'étage d'entrée d'assurer ces caractéristiques. La topologie utilisée sera un redresseur triphasé permettant de transformer l'énergie alternative en énergie continue. Il faut maintenant déterminer avec plus de précisions quelle sera la topologie utilisée pour cet étage. Ce chapitre passe en revue différentes configurations de redresseurs triphasés. Pour chacune de ces configurations, les avantages et les inconvénients sont énumérés et chaque configuration fait l'objet d'un rejet ou d'une acceptation.

1.2.Redresseurs triphasés à facteur de puissance unitaire

On distingue trois grandes classes de redresseurs triphasés à facteur de puissance unitaire : les redresseurs dévolteurs, les redresseurs survolteurs et les redresseurs dévolteurs - survolteurs.

1.2.1. Redresseur survolteur à 1 interrupteur actif

La figure 1-1 présente la topologie du redresseur survolteur à 1 seul interrupteur actif. Le pont de diodes est employé pour la rectification et l'interrupteur actif permet la mise en forme des courants d'entrée et la régulation de la tension de sortie.

Cette topologie permet d'obtenir un bon facteur de puissance [4]. La méthode de contrôle est très simple puisqu'il n'y a qu'un seul interrupteur actif dans tout le circuit.

Toutefois, il existe de nombreux désavantages. Le premier c'est qu'on peut difficilement atteindre une efficacité de 95%.

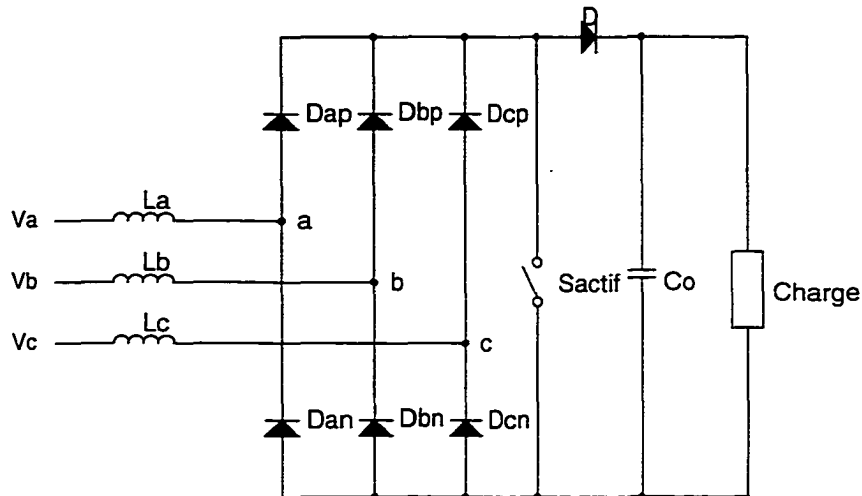


Figure 1-1 Redresseur survolteur à un seul interrupteur

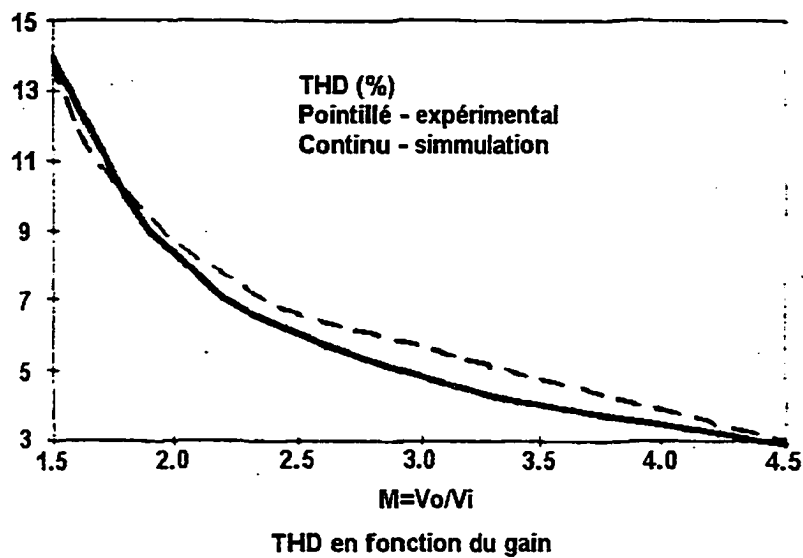


Figure 1-2 Survolteur à un seul interrupteur, gain en tension versus TDH [4]

Le second désavantage et le plus important en fait c'est que pour obtenir un bon TDH en courant il faut que le gain en tension soit très élevé. Par exemple, selon la

figure 1-2, pour un TDH inférieur à 10%, il faut que la tension continue de sortie soit au moins 1,8 fois plus élevée que la tension efficace à l'entrée. Dans notre application, la tension maximale opérationnelle est de 520V, ce qui suppose une tension de sortie de plus de 936 volts. C'est déjà une tension très élevée. Si on désire un THD sous la barre de 5% alors la tension de sortie devient très vite trop élevée. Il n'y a pas de compromis imaginable ici et pour cette raison surtout, cette topologie est rejetée.

1.2.2. Redresseur survolteur à 6 interrupteurs actifs

La figure 1-3 illustre ce convertisseur

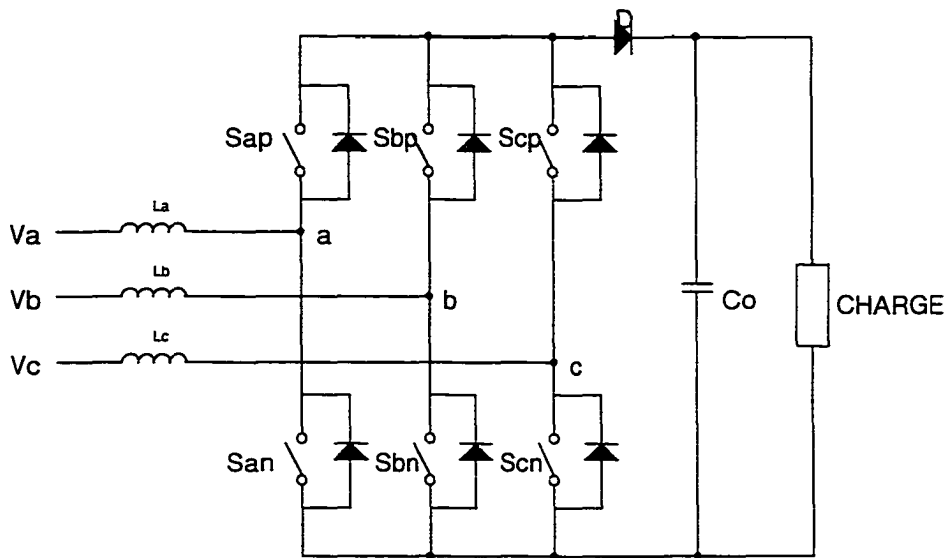


Figure 1-3 Redresseur survolteur à 6 interrupteurs actifs

Ce montage permet d'obtenir de très bons courants en phase avec les tensions et ayant un très faible taux de distorsion harmonique [5]. En ajoutant une cellule appropriée, on peut obtenir la commutation douce pour chaque interrupteur et avoir un rendement très acceptable. (>96%). Le principal désavantage de cette topologie est sa commande. On doit utiliser la commande vectorielle qui ne peut être implantée qu'en utilisant un DSP ce qui rend le coût de fabrication d'un tel convertisseur trop élevé. Pour cette raison, cette topologie est donc éliminée pour notre application. En fait, une telle topologie est surtout employée dans le cas où la circulation de l'énergie doit se faire

dans 2 sens : de la source vers la charge (redresseur) et de la charge vers la source (onduleur). Nous n'avons pas besoin de cette option, aussi cette topologie n'est pas retenue.

1.2.3. Redresseur de type dévolteur à 6 interrupteurs actifs

La figure 1-4 présente le circuit du redresseur dévolteur.

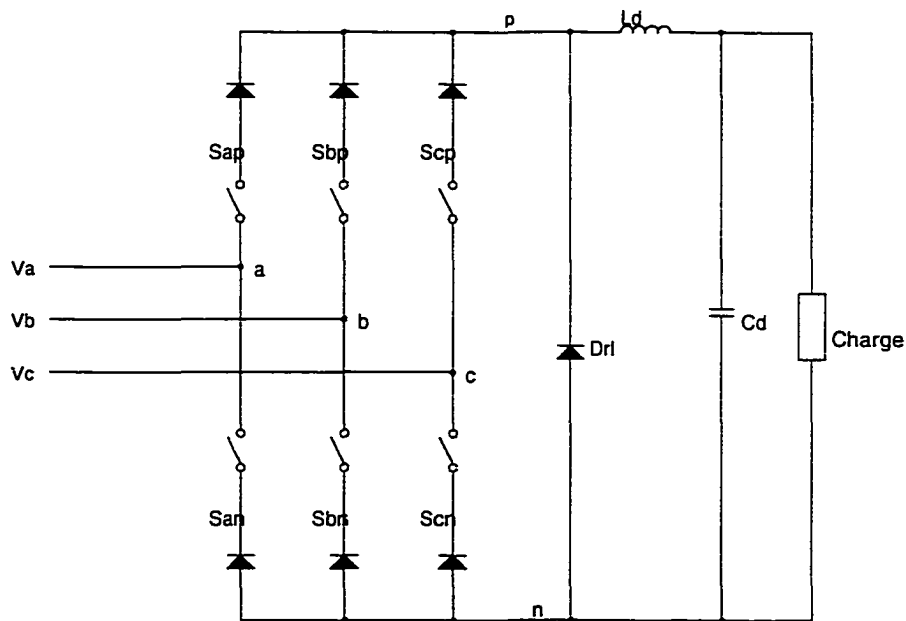


Figure 1-4 Redresseur dévolteur

Nous pouvons utiliser le même argument que pour le montage précédent pour rejeter celui-ci : la méthode de contrôle est trop dispendieuse. Également, cette topologie peut être rejetée parce que le THD est trop mauvais, le convertisseur fonctionnant en mode discontinu. Il est impossible de descendre sous la barre de 7% [6]. Il est possible de remédier à cet inconvénient en ajoutant des filtres à l'entrée mais alors la taille du convertisseur augmente de façon considérable.

1.2.4. Redresseur survolteur-dévolteur

La différence entre cette topologie et celle de la figure 1-4 réside dans la configuration des éléments à la sortie du pont.

En [6] on présente une commande optimisée qui permet d'améliorer la régulation de la tension de sortie en compensant les oscillations sur la mesure de cette tension de sortie. Le convertisseur fonctionne en mode continu, mais pour un bon fonctionnement, il faut une trop grosse inductance de sortie. Quant au rendement, il n'est pas très bon. Pour un TDH de 10%, l'efficacité est de 80%. Cette topologie est donc à proscrire dans notre cas.

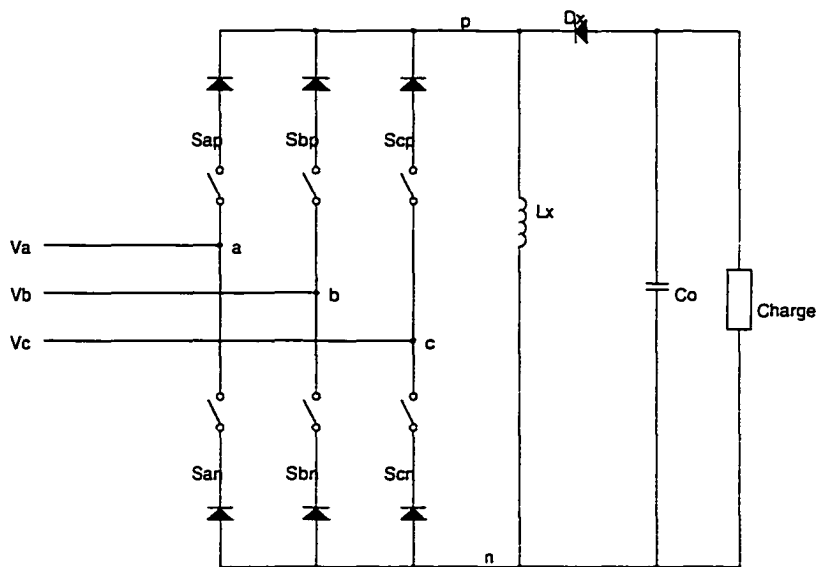


Figure 1-5 Redresseur survolteur-dévolteur

1.2.5. Redresseur triphasé à 3 interrupteurs bidirectionnels

La structure présentée à la figure 1-6 peut fonctionner selon 2 méthodes.

Pour les deux cas, le principe de fonctionnement découle de cette observation : pour tout redresseur à diodes alimentant une charge capacitive, il y a discontinuité du courant de phase au passage par zéro de la tension. Ce phénomène est illustré à la figure 1-7.

Les trois interrupteurs bidirectionnels S_a , S_b et S_c vont servir à assurer un passage au courant de phase afin de combler cette discontinuité. Cette topologie se contrôle de deux façons.

La première méthode de contrôle consiste à maintenir l'interrupteur bidirectionnel en conduction pendant 30° après le passage par zéro de la tension [7].

Il est possible de diminuer cet angle de 30° pour obtenir moins de puissance à la sortie. Dans ce cas toutefois on constate une augmentation du TDH et une diminution du facteur de puissance.

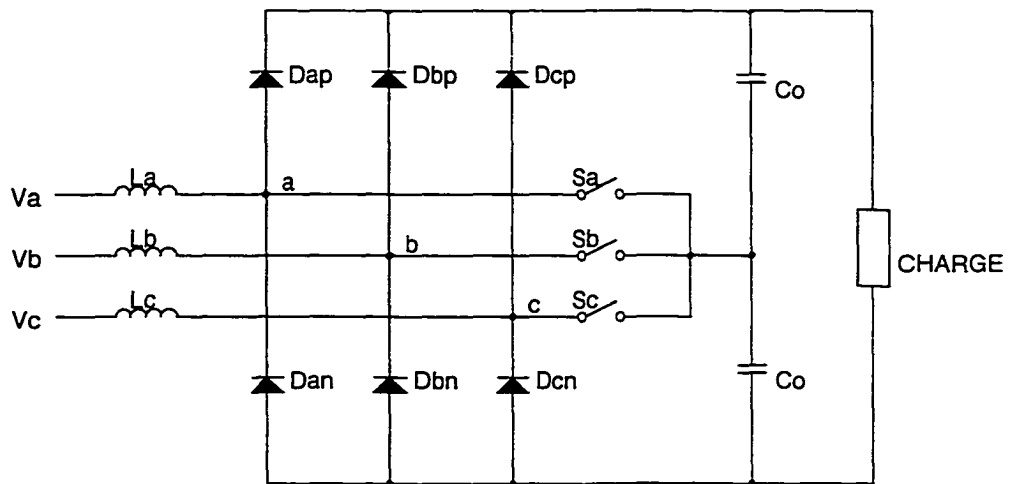


Figure 1-6 Redresseur à 3 interrupteurs bidirectionnels

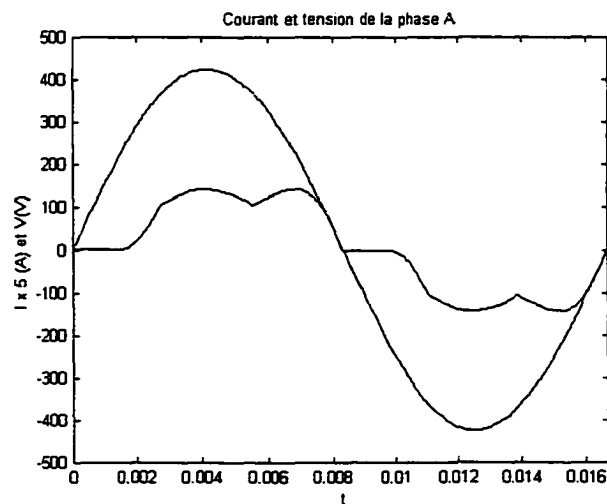


Figure 1-7 Discontinuité des courants de phases

Ce TDH sera inférieur à 10% pour un fonctionnement à 70% de la charge nominale.

La seconde méthode consiste à fermer l'interrupteur non pas 30° après le passage par zéro mais 60° autour du passage par zéro [8]. Et l'interrupteur n'est pas maintenu en conduction pendant tout ce temps. Sa commande est modulée pour permettre une meilleure régulation de la tension de sortie.

Encore une fois ici, le TDH n'est pas suffisamment bon à faible charge (14%). Pour cette raison on rejette également cette topologie.

1.2.6. Redresseurs à inductances CC

De la topologie présentée à la section précédente on enchaîne sur deux autres topologies dont le fonctionnement repose sur le principe d'injection de courant. La figure 1-8 présente ces deux topologies.

On retrouve dans cette topologie les mêmes interrupteurs bidirectionnels que pour la topologie présentée à la section 1.2.5. De plus, il n'y a plus maintenant trois inductances de lignes mais deux inductances situées à la sortie du pont diode. C'est là un premier avantage de ces deux topologies : deux inductances au lieu de trois.

Enfin, on ajoute deux interrupteurs commutants à haute fréquence qui permettront d'obtenir des courants de ligne quasi sinusoïdaux et une excellente régulation de la tension de charge. C'est de loin la meilleure configuration possible pour notre application. Les principales caractéristiques de ces topologies sont les suivantes :

- 2 inductances au lieu de 3
- 3 interrupteurs bidirectionnels de faible puissance et fonctionnant à basse fréquence (très peu de pertes de commutation)
- 2 interrupteurs actifs de haute puissance fonctionnant à haute fréquence
- filtre capacitif aux bornes de la charges

Il faut maintenant faire un choix entre la topologie de la figure 1-8a) et la topologie de la figure 1-8b).

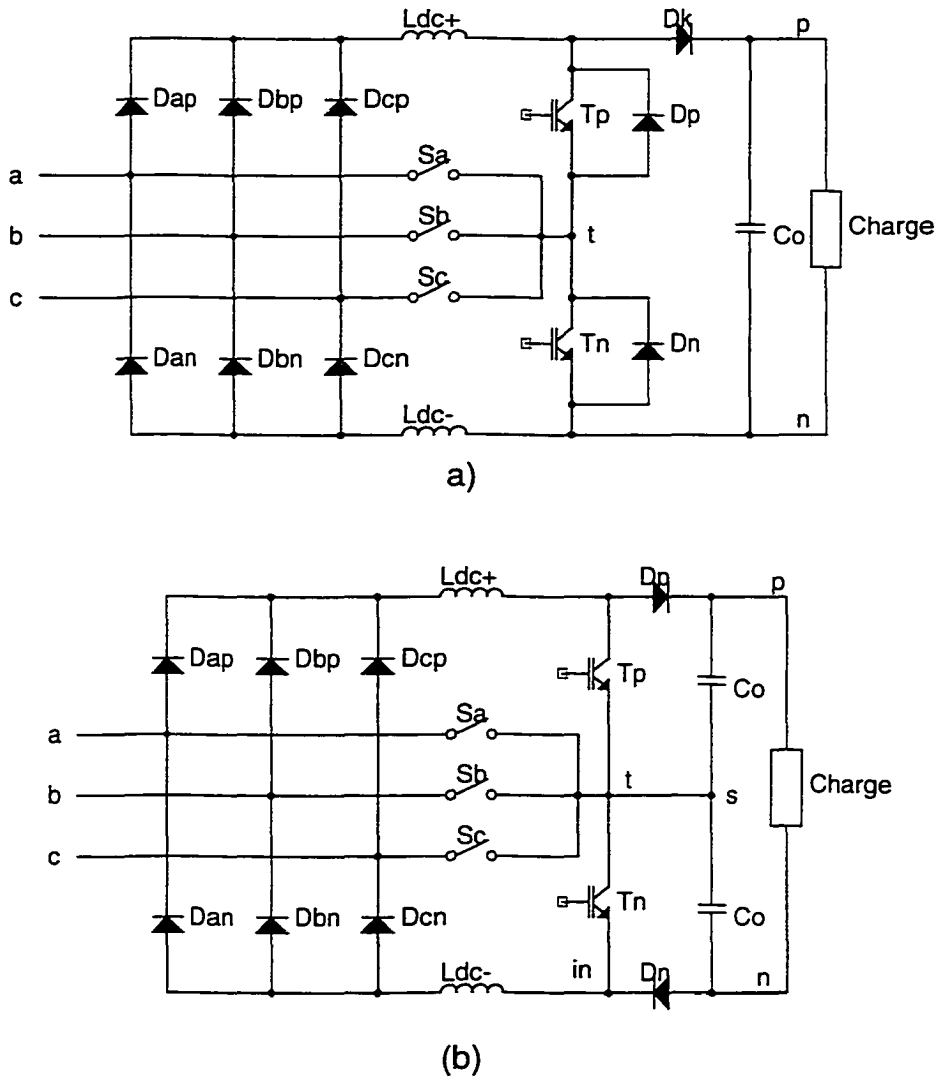


Figure 1-8 Redresseurs à inductances côté CC

Le principal désavantage de la première topologie (1-8a)) c'est qu'elle nécessite des interrupteurs capables de supporter la totalité de la tension de sortie. En 1-8b), chacun des 2 interrupteurs ne doit supporter que la moitié de la tension de sortie, grâce au diviseur capacitif. Cet avantage est toutefois assombri par le fait que la tension minimale à la sortie du convertisseur en 1-8b) est 1,73 fois plus élevée que celle en 1-8a). L'équation (1-1) et l'équation (1-2) présentent, pour chacune de ces deux

topologies, la relation entre la tension minimale de sortie et la tension maximale d'entrée telle que définie par le cahier de charge.

$$V_{out(8a)} = \sqrt{2} \times V_{LL,max} = \sqrt{2} \times 520 = 735v \quad (1-1)$$

$$V_{out(8b)} = 2 \times \sqrt{1,5} \times V_{LL,max} = 2 \times \sqrt{1,5} \times 520 = 1275v \quad (1-2)$$

La topologie en 1-8b) est dès lors rejetée parce qu'il devient problématique de travailler avec cette tension et pour le présent étage et pour l'étage qui suivra.

Finalement, la topologie de la figure 1-8a) est celle qui est élue pour la conception de l'étage d'entrée. Le chapitre 2 présente une analyse approfondie de cette topologie : simulation, dimensionnement, analyse. Pour conclure sur l'étude de la bibliographie, le tableau 1-1 résume les différents avantages et inconvénients des différentes topologies vues dans ce chapitre.

Tableau 1-1

Comparaison des différentes topologies

Topologie	Figure	Avantages	Inconvénients
Survolteur à 1 interrupteur actif	1.1	- 1 seul interrupteur actif - contrôle simple	- mauvais THD
Survolteur à 6 interrupteurs actifs	1.3	- courants de lignes presque parfaits	- complexité de la commande - coût de fabrication trop élevé
Dévolteur à 6 interrupteurs actifs	1.4	- tension de sortie faible	- complexité de la commande - mauvais THD
Survolteur-dévolteur à 6 interrupteurs actifs	1.5	- tension de sortie faible	- complexité de la commande - compromis inacceptable entre la dimension des inductances et le rendement
Redresseur à 3 interrupteurs bidirectionnels	1.6	- éléments actifs de faible puissance et fonctionnant à basse fréquence	- mauvais THD à faible charge - mauvaise régulation de la tension de sortie
Redresseur à injection de courant	1.8	- bon THD sous toutes les conditions de charge - bonne régulation de la tension de sortie	- tension de sortie relativement élevée

CHAPITRE 2

REDRESSEUR TRIPHASÉ À INJECTION DE COURANT

2.1. Fonctionnement et formes d'ondes théoriques

Il est temps maintenant de décrire plus en détails le fonctionnement du circuit.

La figure 2-1 représente la topologie.

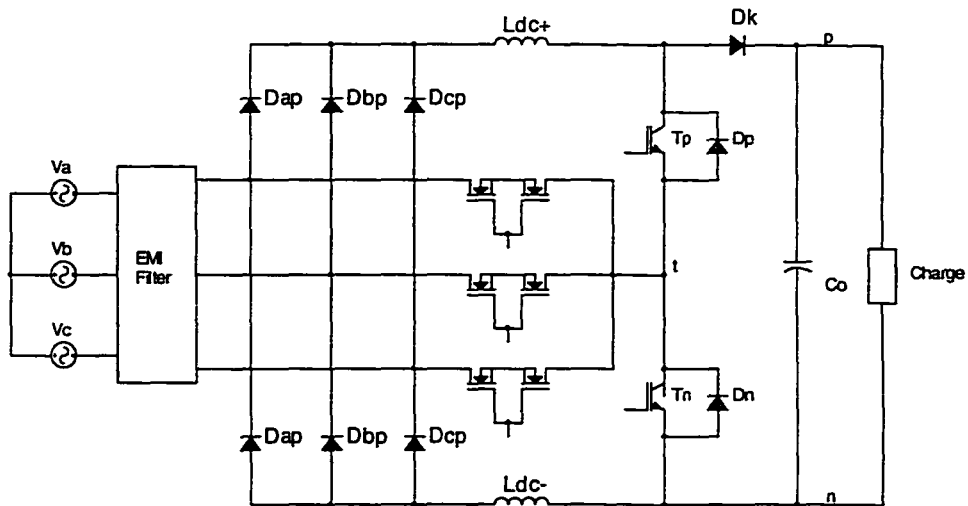


Figure 2-1 Diagramme schématique du redresseur triphasé à injection de courant

Les interrupteurs auxiliaires S_a , S_b et S_c servent à assurer un passage aux courants de phases lors du passage par zéro des tensions correspondantes. Ces interrupteurs fonctionnent à basse fréquence. Chacun d'eux est fermé pendant 60° et en fonctionnement normal, le courant entrant dans le point milieu i_t sera de forme triangulaire bipolaire. Ce courant est formé par la différence entre les courants des deux inductances. Donc la forme d'onde du courant dans les interrupteurs auxiliaires n'est

imposée par aucune boucle de régulation. Elle dépend directement des deux courants I_{Ldc+} et I_{Ldc-} .

Ces deux courants sont régulés par deux cellules distinctes de hacheur élévateur. Les interrupteurs de ces cellules commutent à haute fréquence. Chaque cellule possède sa propre boucle de régulation de courant. Les références pour ces boucles de courants sont fonctions de la sortie de la boucle de régulation de la tension de sortie et de la mesure de la tension d'entrée.

Le fonctionnement du convertisseur se divise en deux parties : le fonctionnement vu par la basse fréquence et le fonctionnement vu par la haute fréquence. Dans les sections 2.1.1 à 2.1.2, nous examinons les formes d'ondes idéales des courants et des tensions des éléments commutant à basse fréquence qui sont : les diodes du pont (D_{ap} , D_{bp} , D_{cp} , D_{an} , D_{bn} et D_{cn}) les interrupteurs auxiliaires (S_a , S_b et S_c) et les inductances (L_{dc+} et L_{dc-}).

2.1.1. Courant dans les interrupteurs auxiliaires

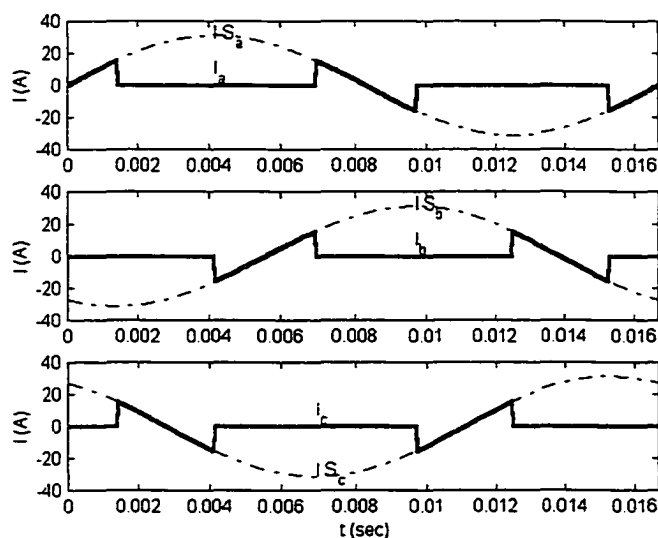


Figure 2-2 Formes d'ondes théoriques des courants dans les interrupteurs auxiliaires

Les interrupteurs auxiliaires permettent la circulation du courant pendant le passage par zéro de la tension de phase. Ils sont conducteurs dans l'intervalle $\pm 30^\circ$ autour du passage par zéro de cette tension. Sur la figure 2-2 sont représentés les courants dans chaque interrupteur (trait plein) superposés aux courants de chaque phase (trait pointillé). Il est bon de rappeler que ces formes d'ondes sont théoriques et idéales.

Comme ces interrupteurs fonctionnent à basse fréquence, les pertes par commutation seront insignifiantes. Quant aux pertes par conduction, elles ne seront pas très élevées puisque le courant moyen circulant dans ces interrupteurs est faible (0,06 fois le courant efficace de ligne).

On peut réaliser ces interrupteurs bidirectionnels de plusieurs façons, notamment en employant deux thyristors montés en parallèle (figure 2-3 a)). L'ouverture d'un interrupteur est imposée par la fermeture d'un autre. Il faut alors décaler la commande de quelques degrés. Cette méthode est toutefois rejetée pour des raisons de sécurité : si un problème survient et qu'il faille immédiatement ouvrir un des interrupteurs il est impossible de le faire.

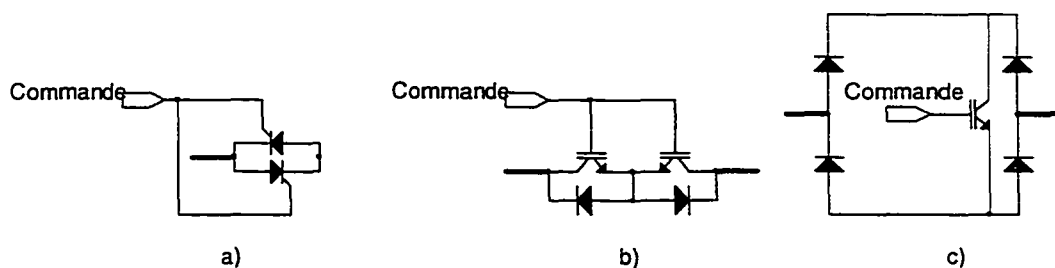


Figure 2-3 Interrupteurs bidirectionnels

En 2-3 b), on utilise deux IGBTs branchés en antiparallèle. La conduction se fait simultanément par un des deux IGBTs et par la diode antiparallèle de l'autre.

En 2-3 c), on utilise un seul IGBT. L'énergie circule dans cet interrupteur via un redresseur à diode. Cette méthode est plus économique en terme de circuit d'attaque de gâchette mais le courant circule dans 3 jonctions à la fois plutôt que dans une seule. Il faut évaluer et comparer les pertes dans les 2 cas, ce qui sera fait à la section 2.10.2.

Pour les configurations en 2-3b) et 2-3c), il est possible d'utiliser des interrupteurs de type Mosfets plutôt que des IGBTs. L'étude de la section 2.10.2 permettra également de déterminer quel type d'interrupteur convient le mieux : les IGBTs ou les Mosfets.

2.1.2. Formes d'ondes des interrupteurs auxiliaires

La figure 2-4 représente la tension aux bornes d'un des interrupteurs bidirectionnels. Elle représente également son courant.

Pour un fonctionnement idéal nous pourrions utiliser des interrupteurs capables de supporter $\sqrt{3}/2 \hat{V}_{LL}$. Mais en pratique, il faut des interrupteurs ayant une caractéristique en tension supérieure à la tension de sortie. Mais le courant dans ces interrupteurs n'est pas très élevé.

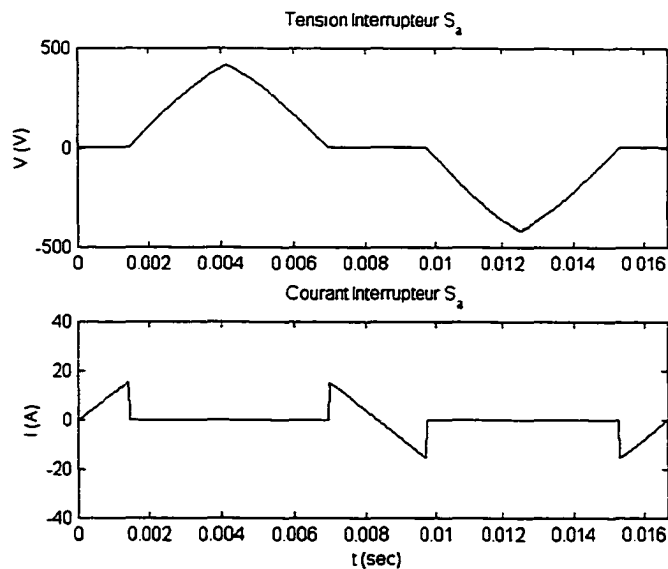


Figure 2-4 Formes d'ondes théoriques de la tension et du courant de S_a

2.1.3. Courant et tension des diodes du pont

Les formes d'ondes pour les diodes du pont sont les mêmes que l'on obtiendrait pour un redresseur à 6 diodes alimentant une charge purement résistive. La figure 2-5 représente le courant et la tension aux bornes d'une des diodes du pont. La tension

inverse observée aux bornes de la diode correspond à la tension de ligne. Le courant quant à lui correspond au courant de phase.

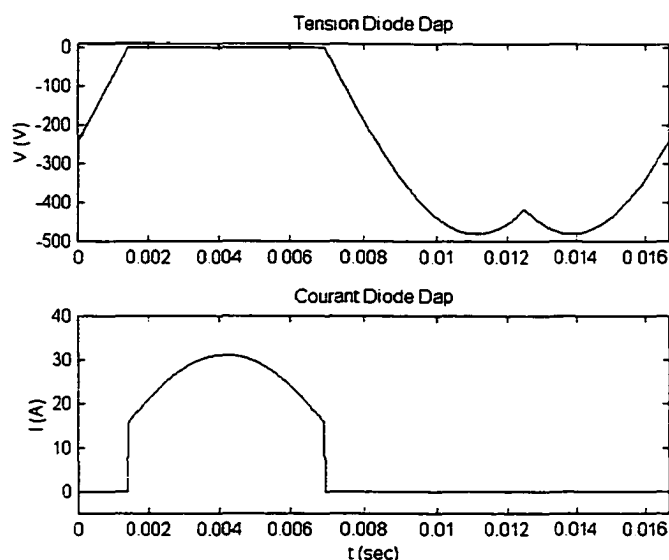


Figure 2-5 Formes d'ondes théoriques de la tension et du courant de la diode D_{ap}

2.1.4. Courant des inductances

Chacune des deux inductances supporte les courants crêtes de phase. Le courant dans l'inductance L_{dc+} est en tout temps le courant de la phase la plus positive et le courant L_{dc-} est en tout temps le courant de la phase la plus négative. Ces deux courants sont représentés à la figure 2-6. La valeur minimale de ces deux courants correspond à la moitié de leur valeur crête.

La fréquence de ces deux courants est de 180 Hz. Ils sont déphasés de 30° .

L'enveloppe du courant circulant dans la diode de sortie du convertisseur correspond au courant de l'une des deux inductances, soit le plus positif. Donc la forme d'onde du courant de sortie correspond toujours au courant de phase le plus positif. La fréquence de cette enveloppe est de 360 Hz. Cette fréquence correspond à la fréquence

de l'ondulation de la tension de sortie qui est la même que pour un redresseur à diodes en pont complet alimentant une charge résistive.

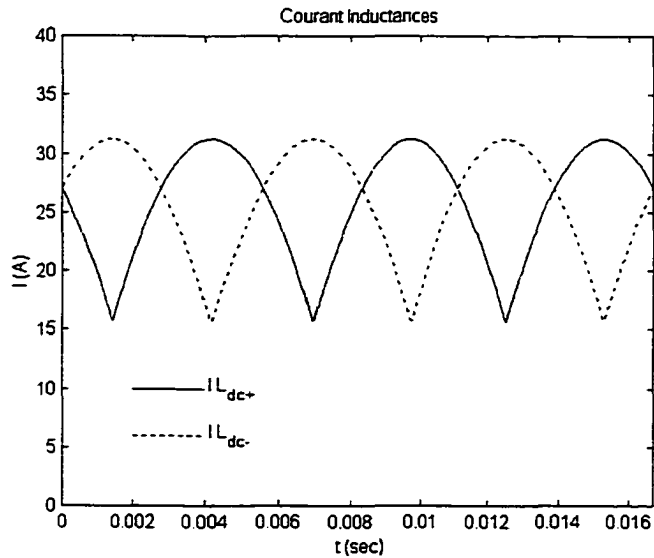


Figure 2-6 Formes d'ondes théoriques du courant des inductances

2.1.5. Fonctionnement global, basse fréquence

Le fonctionnement du circuit observé en basse fréquence se résume facilement grâce à la figure 2-7.

Observons ce qui se passe dans l'intervalle situé entre les barres pointillées. Pendant toute la durée de cet intervalle, le courant i_a est le plus positif le courant i_c est le plus négatif et le courant i_b se situe entre les deux autres. De ces faits, le courant i_a circule par l'inductance L_{dc+} via la diode D_{ap} et le courant i_c circule par l'inductance L_{dc-} via la diode D_{cn} . Quant au courant i_b , il se situe dans l'intervalle $\pm 30^\circ$ autour de son passage par zéro alors il circule dans l'interrupteur S_b .

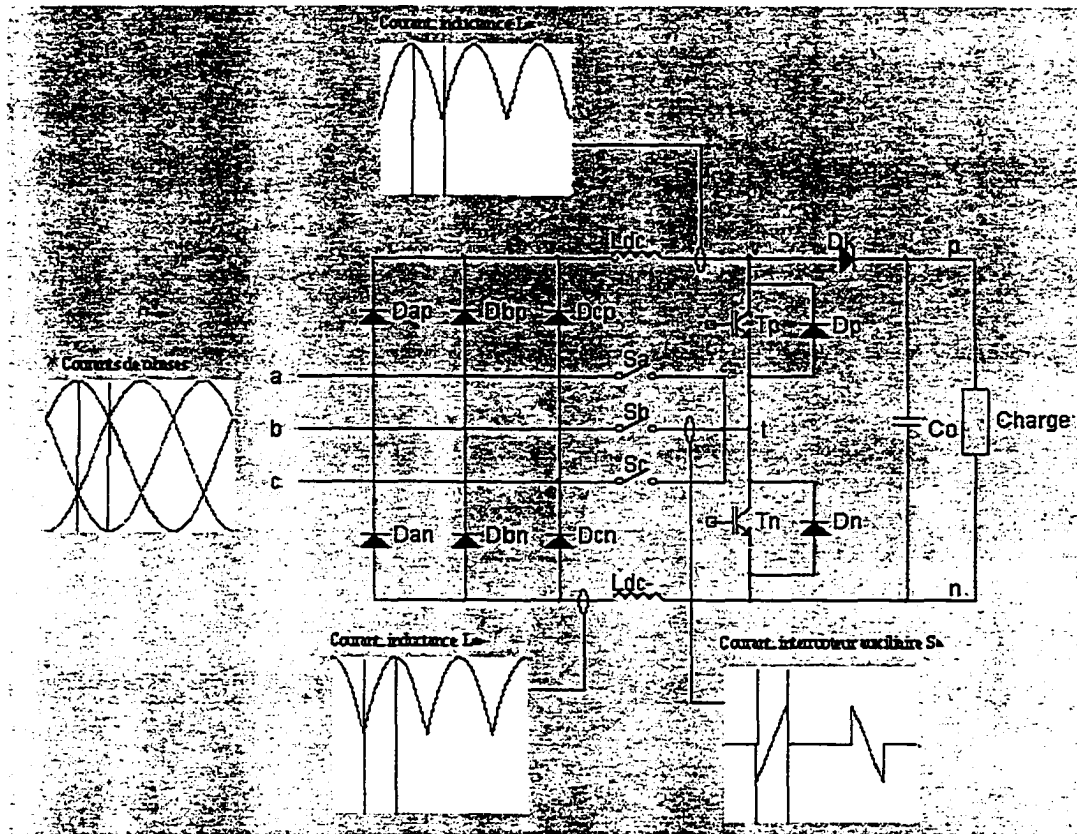


Figure 2-7 Fonctionnement global du circuit

La figure 2-8 représente le chemin que prend le courant de la phase A sur toute une période du réseau. Entre chaque trait discontinu, le courant circule dans un même élément. À la fin du cycle le courant de la phase A aura circulé dans chacun de ces éléments : la diode D_{ap} , la diode D_{an} et l'interrupteur S_a (dans les deux directions).

Finalement, le tableau 2-1 indique toutes les séquences possibles de fonctionnement, vue par la basse fréquence. La durée de chacune de ces séquences est de 30 degrés.

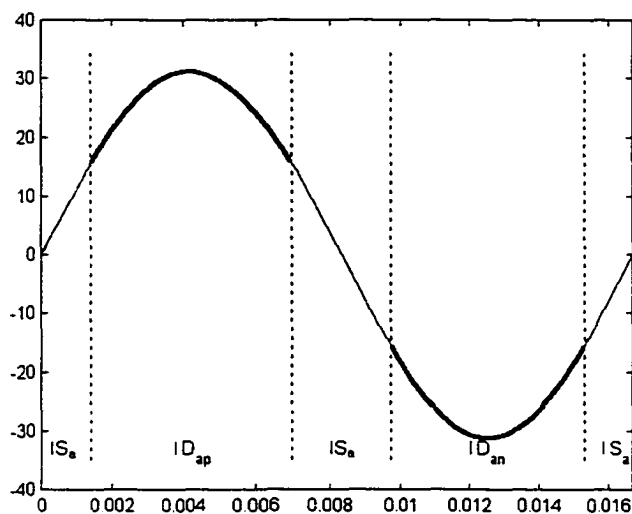


Figure 2-8 Circulation du courant d'une phase sur une période

Tableau 2-1

Répartition des courants sur un cycle

Conditions	I a	Ib	Ic
$V_b < 0 < V_a < V_c$	Sa+	Dbn	Dcp
$V_b < 0 < V_c < V_a$	Dap	Dbn	Sb+
$V_b < V_c < 0 < V_a$	Dap	Dbn	Sc-
$V_c < V_b < 0 < V_a$	Dap	Sb-	Dcn
$V_c < 0 < V_b < V_a$	Dap	Sb+	Dcn
$V_c < 0 < V_a < V_b$	Sa+	Dbp	Dcn
$V_c < V_a < 0 < V_b$	Sa-	Dbp	Dcn
$V_a < V_c < 0 < V_b$	Dan	Dbp	Sc-
$V_a < 0 < V_c < V_b$	Dan	Dbp	Sc+
$V_a < 0 < V_b < V_c$	Dan	Sb+	Dcp
$V_a < V_b < 0 < V_c$	Dan	Sb-	Dcp
$V_b < V_a < 0 < V_c$	Sa-	Dbn	Dcp

2.1.6. Courant et tension des éléments fonctionnant à haute fréquence

Les sous-sections précédentes présentent les formes d'ondes idéalisées des éléments commutant à la fréquence du réseau ou à une harmonique de cette fréquence. Ces formes d'ondes permettent de bien comprendre de quelle façon les courants sont pris en charge à chacun des instants du cycle.

Maintenant, il s'agit de voir de quelle façon le convertisseur permet d'obtenir d'aussi beaux courants de lignes. Les éléments vus jusqu'à maintenant ne peuvent pas réussir ce tour de force à eux seuls. Ce sont les interrupteurs fonctionnant à haute fréquence qui le permettront : les interrupteurs T_P et T_N et la diode D_K .

Ces trois éléments forment ensemble deux convertisseurs distincts : deux cellules de hacheur élévateur. La figure 2-9 représente ces deux cellules.

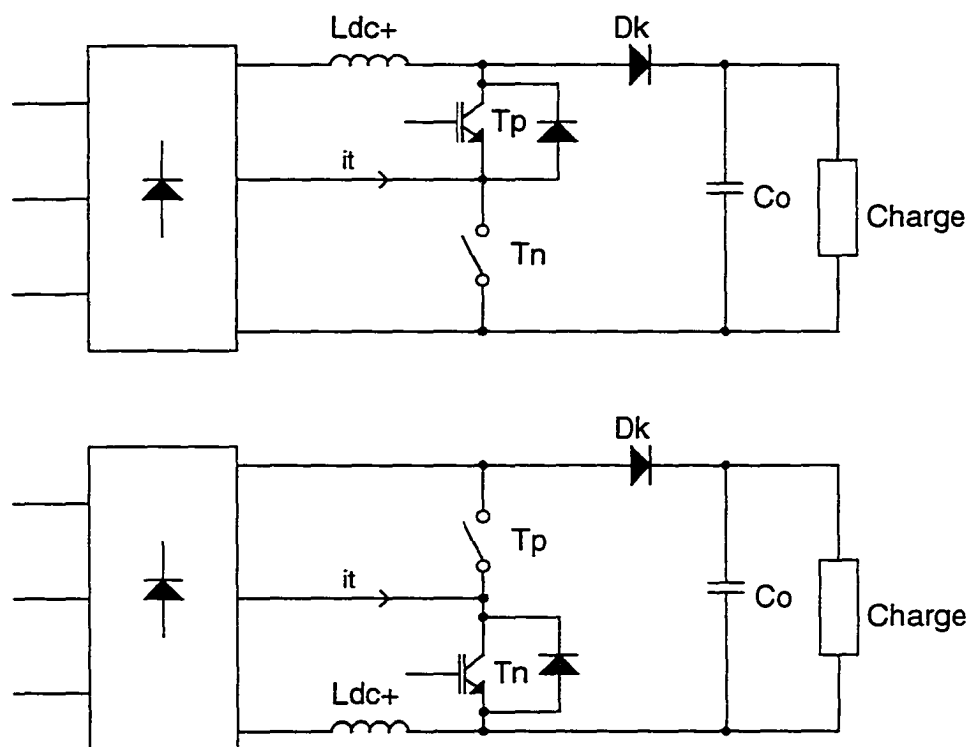


Figure 2-9 Cellules de hacheur élévateur

Le mode de contrôle de ces deux cellules permettra de réguler la tension de sortie et d'imposer une forme d'onde au courant dans les deux inductances. En imposant ces deux courants, on impose également le courant dans la branche liant le point milieu t aux trois interrupteurs auxiliaires.

Les références utilisées pour les courants dans les deux inductances sont l'image des tensions à la cathode et à l'anode du pont de diodes.

Le fonctionnement des deux cellules se divise en deux cas : le courant entrant dans le point milieu est positif, auquel cas le courant dans l'inductance L_{dc-} est de plus grande amplitude que celui dans l'inductance L_{dc+} . Dans ce cas, les trois séquences possibles sont représentées à la figure 2-10.

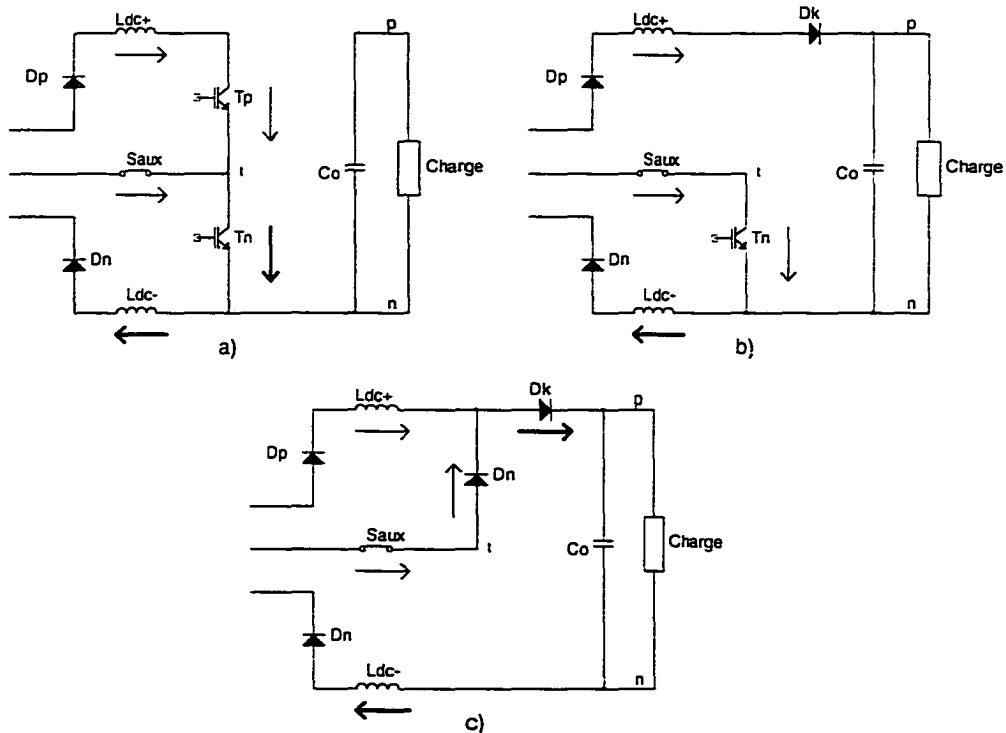


Figure 2-10 Séquence de fonctionnement, courant point milieu positif

Le deuxième cas se présente lorsque le courant au point milieu est négatif, auquel cas le courant dans l'inductance L_{dc+} est de plus grande amplitude que le courant dans l'inductance L_{dc-} . La figure 2-11 présente les trois séquences alors possibles.

Noter que ces séquences de fonctionnement sont celles de la haute fréquence, c'est-à-dire les séquences qui décrivent le fonctionnement des interrupteurs T_P et T_N . Nous ne présenterons pas les formes d'ondes aux bornes de ces interrupteurs maintenant, mais à la section suivante. Elles seront obtenues par simulation.

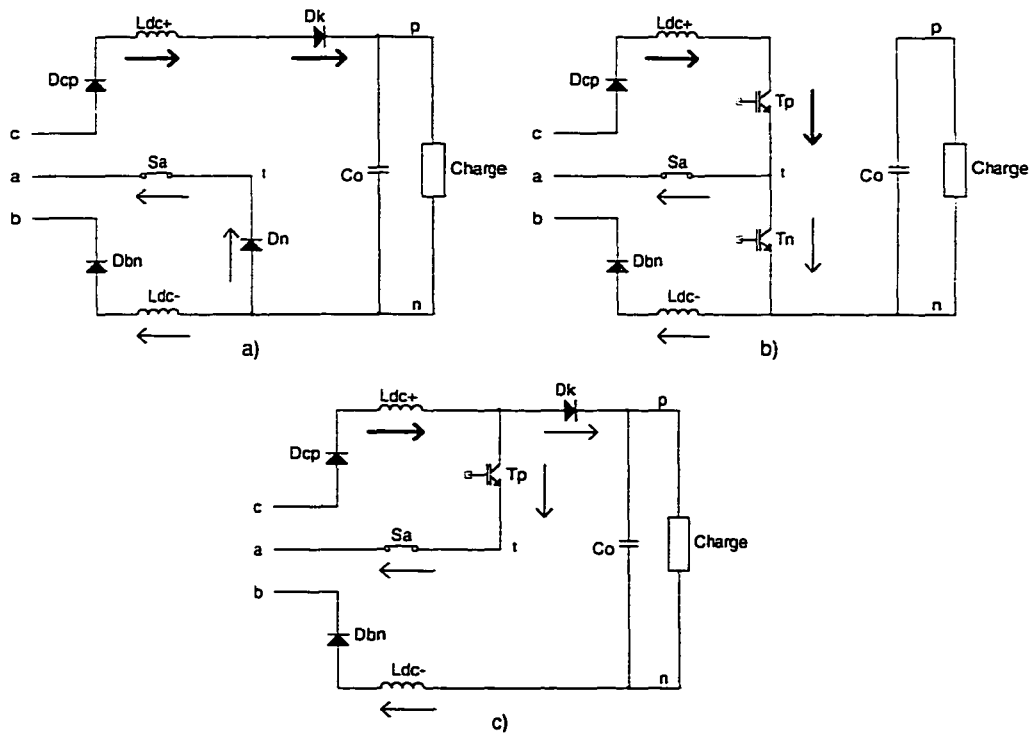


Figure 2-11 Séquence de fonctionnement, courant point milieu négatif

2.2. Simulation

Nous avons simulé le fonctionnement de la topologie de la figure 2-1 en utilisant deux logiciels : Powerlib et Pspice. Le modèle du convertisseur employé dans Powerlib est le modèle réel. Par contre, la modélisation du contrôleur se fait par le biais de fonction de transfert. Dans Pspice, le modèle du contrôleur est plus fidèle à la réalité. Il est composé d'amplificateurs opérationnels auxquels on greffe des résistances et des condensateurs ce qui permet d'obtenir une bonne approximation du régulateur réel (voir section 2-7).

Cette section présente les résultats obtenus en simulation de la topologie choisie.

Avant de commencer ces simulations, il faut procéder à quelques calculs pour choisir les valeurs des inductances et du condensateur de sortie [2].

2.2.1. Dimensionnement des inductances

Le choix des inductances se fait en regard de l'ondulation maximale permise sur les courants de ligne.

La figure 2-12 illustre les deux modes de fonctionnement d'un hacheur élévateur : en a), l'interrupteur est fermé et en b) l'interrupteur est ouvert.

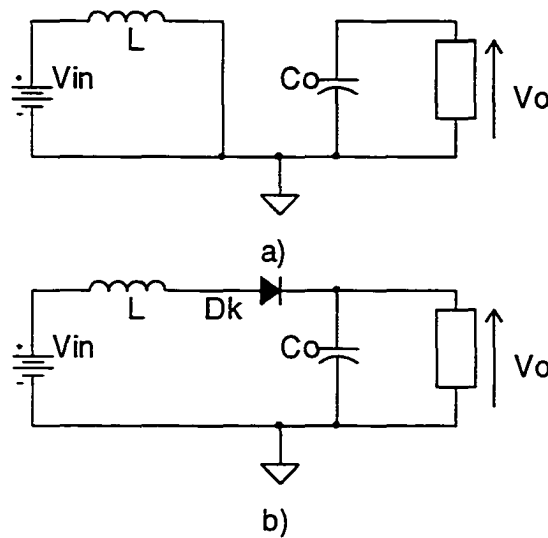


Figure 2-12 Séquences de fonctionnement d'un hacheur élévateur

Pour ces deux séquences, le courant dans l'inductance est donné par les équations 2-1 et 2-2.

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}(t) + i_L(0) \quad 2-1$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad 2-2$$

où α représente le rapport cyclique de l'interrupteur.

Si l'on suppose que le circuit fonctionne en régime permanent, c'est à dire que la valeur moyenne du courant ne change pas, alors le courant $i_L(0)$ est donné par l'équation 2-2 évaluée à $t = T$. La figure 2-13 représente la forme d'onde du courant dans l'inductance suivant ces deux équations.

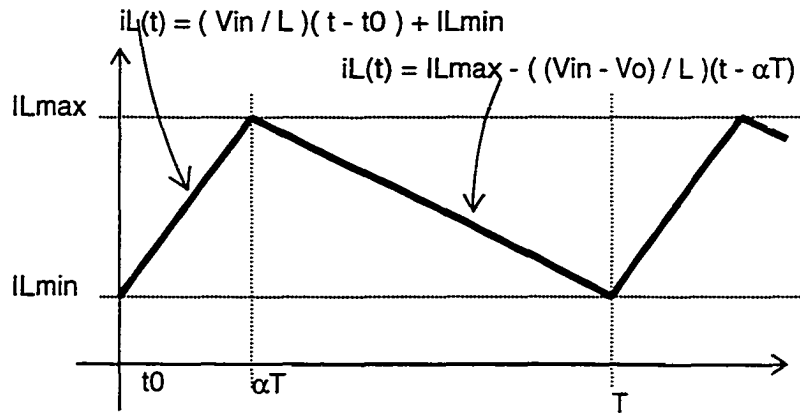


Figure 2-13 Courant dans l'inductance, hacheur élévateur

Le courant oscille autour d'une valeur moyenne non nulle. La valeur de ces oscillations dépend de trois facteurs : la tension d'entrée, la tension de sortie, le rapport cyclique et la valeur de l'inductance. Les trois premiers facteurs sont liés et sont imposés par le système. Seul la valeur de l'inductance peut varier et elle est choisie en fonction de l'ondulation maximale tolérable sur le courant d'entrée.

Dans le cas d'un convertisseur alimenté par une source alternative, la tension d'entrée, même si elle est fixe sur un cycle de commutation, varie de façon sinusoïdale à basse fréquence. Il faut dimensionner l'inductance dans le pire des cas, c'est-à-dire pour la valeur crête de la tension minimale d'entrée.

Dans ce cas, le taux de remplissage est donné par l'équation 2-3.

$$\alpha = \frac{V_o - \hat{V}_{in_min}}{V_o}$$

2-3

De l'équation 2-1, on peut déduire l'équation 2.4.

$$L = \frac{\hat{V}_{in_min} \times \alpha}{f_s \times \Delta I} \quad 2-4$$

La tension de sortie V_o est fixée à 800 volts. La tension crête minimale à l'entrée du convertisseur est égale à $(320\sqrt{2})/\sqrt{3} = 261.3$ volts. L'ondulation du courant ΔI est fixée à 20% du courant crête soit :

$$\Delta I = \frac{P_{in}/3}{V_{LL} \sqrt{3}} \sqrt{2} \times 20\% = \left(\frac{12.5kW/3}{320/\sqrt{3}} \right) \times \sqrt{2} \times 20\% = 6,38 \text{ ampères.}$$

La fréquence de fonctionnement est choisie à 25kHz ce qui nous donne un α_{max} de 0,673 et une inductance de 1.1mH.

2.2.2. Dimensionnement de la capacité de sortie

Le calcul de la capacité de sortie tient compte de deux facteurs définis dans le cahier des charges : le temps de maintien (hold-up time) et la tension minimale de sortie. Le convertisseur doit maintenir la tension de sortie supérieure à la tension minimale, pendant le temps de maintien, lorsque survient une coupure du réseau. Pendant cet intervalle de temps il doit être capable de fournir la puissance maximale.

L'équation 2-5 exprime la puissance de sortie en fonction de la différence d'énergie débitée pendant le temps de maintien.

$$P_{out} = \frac{E_1 - E_2}{\Delta t} \quad 2-5$$

Ici E_1 représente l'énergie emmagasinée dans le condensateur au moment où survient une coupure du réseau. Quant à E_2 elle représente l'énergie restante dans le condensateur après un intervalle de temps égale à Δt .

L'équation 2-6 permet de calculer l'énergie emmagasinée dans un condensateur.

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad 2-6$$

Des équations 2-5 et 2-6, l'on peut tirer l'équation 2-7 permettant de calculer la valeur de la capacité de sortie du redresseur.

$$P_{out} = \frac{1}{2} \frac{C_0 V_{no\ min\ al}^2 - C_0 V_{min\ imal}^2}{\Delta t} \Rightarrow C_0 = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_{no\ min\ al}^2 - V_{min\ imal}^2} \quad 2-7$$

Le cahier des charges définit la tension sortie minimale à 42 volts. C'est la tension de sortie du deuxième étage. Pour déterminer la tension de sortie minimale du premier étage, on applique une règle de 3. La tension de sortie nominale du premier étage est de 800 volts et la tension de sortie nominale du deuxième étage est de 48 volts. La tension de sortie minimale du premier étage est donc (équation 2-8) :

$$V_{o\ min} = \frac{8700v \times 42v}{48v} = 700v \quad 2-8$$

Le temps de maintien désiré étant de huit millièmes de seconde, le condensateur de sortie est (équation 2-7):

$$C_o = \frac{2 \times 12,5kW \times 8msec}{800^2 - 700^2} \cong 1300\mu F$$

2.3. Bloc de commande des interrupteurs auxiliaires

On peut comprendre la logique de commande des interrupteurs auxiliaires en visualisant la figure 2-14.

À partir de cette figure on peut déduire les conditions de conduction des interrupteurs auxiliaires comme suit :

$$S_A(ON) = NOT [(V_{ab} > 0) \oplus (V_{ca} > 0)]$$

$$S_B(ON) = NOT [(V_{ab} > 0) \oplus (V_{bc} > 0)] \quad 2-9$$

$$S_C(ON) = NOT [(V_{bc} > 0) \oplus (V_{ca} > 0)]$$

Cette commande est modélisée dans Simulink tel que représenté à la figure 2-15. Chaque mesure des tensions de lignes est comparée à zéro. Les résultats de ces comparaisons servent d'entrées aux portes XOR qui suivent.

Ce bloc de commande sera valable quelle que soit la méthode de contrôle employée pour la commande des interrupteurs principaux (T_P et T_N) (sections 2-4, 2-5, 2-6 et 2-7).

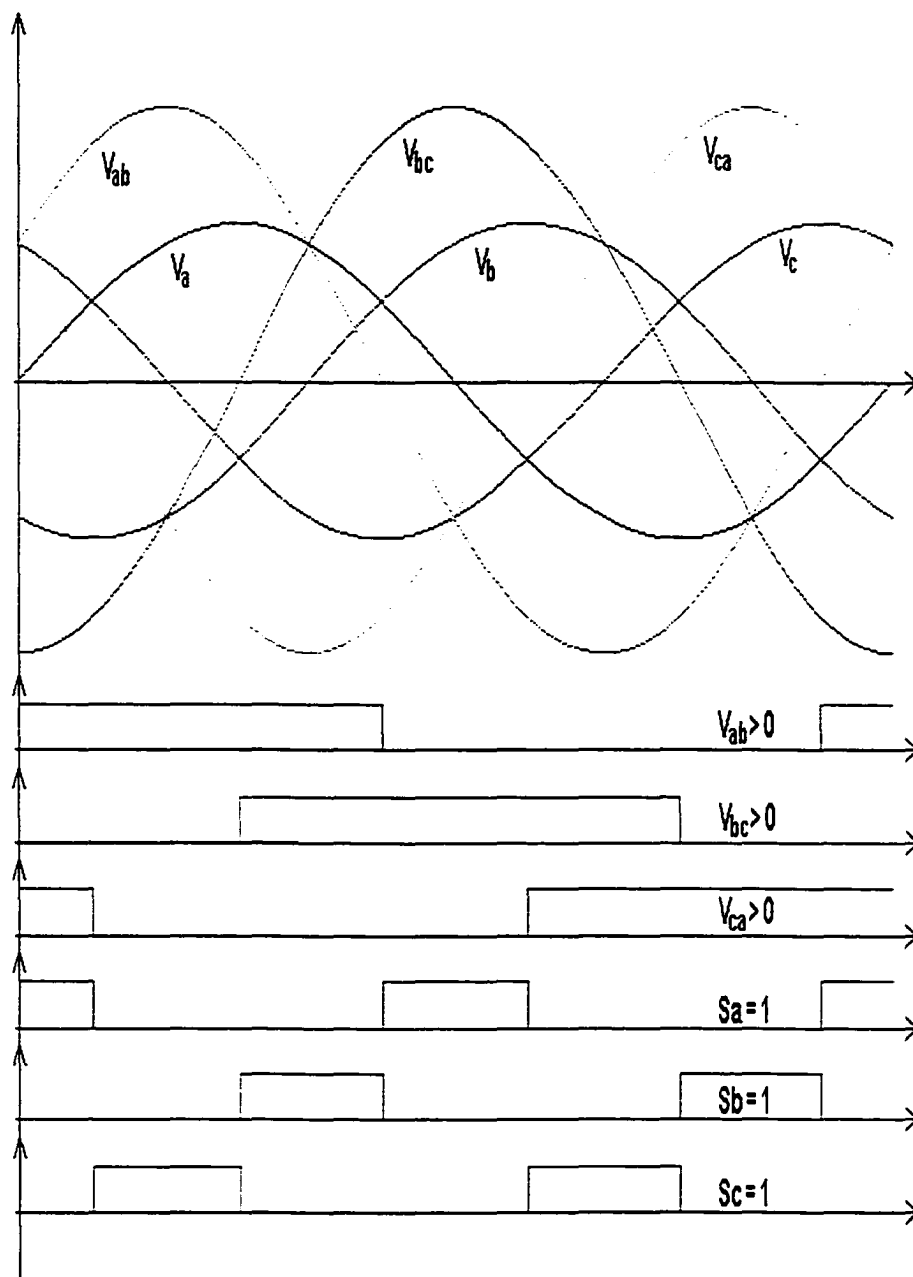


Figure 2-14 Chronogramme de la commande des interrupteurs auxiliaires

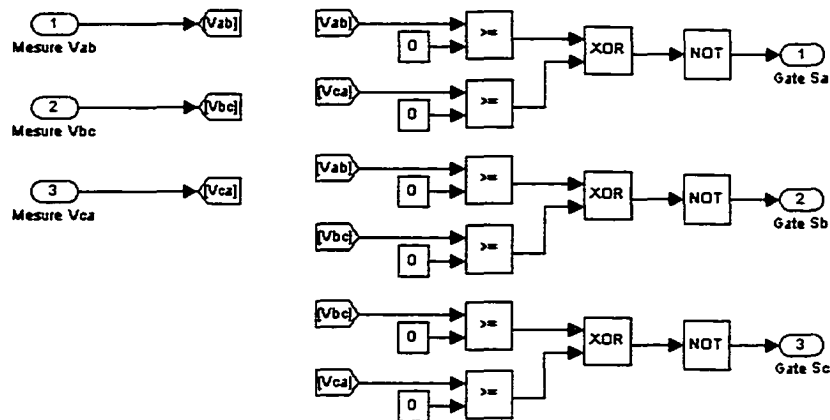


Figure 2-15 Bloc Simulink de la commande des interrupteurs auxiliaires

2.4. Simulation, contrôle par hystérésis

Quelle que soit la méthode de contrôle utilisée, il y aura toujours 2 boucles de régulation du courant. Chacune de ces deux boucles permet d'imposer une forme d'onde au courant circulant dans les inductances. Les simulations présentées dans cette section sont réalisées avec un contrôle par hystérésis. Il n'y aura pas ici de régulation de la tension de sortie. Le but de ces premières simulations est de démontrer le bon fonctionnement de la topologie aux conditions spécifiées par le cahier des charges. Ce n'est pas le contrôle par hystérésis qui sera finalement utilisé, aussi nous n'avons pas jugé bon d'ajouter cette particularité à ces simulations.

2.4.1. Contrôle par hystérésis

Le principe du contrôle par hystérésis, c'est de maintenir le courant dans l'inductance à l'intérieur d'une fourchette de courant : une borne supérieure et une borne inférieure. Ces deux bornes ont la même forme d'onde que la référence que l'on veut imposer. La figure 2-16 illustre ce qu'il en est pour notre topologie.

Pour maintenir le courant à l'intérieur de cette enveloppe, on doit successivement ouvrir et fermer l'interrupteur. On doit l'ouvrir lorsque l'interrupteur atteint la limite

supérieure et ainsi imposer un gradient de courant négatif et fermer l'interrupteur lorsque le courant menace de descendre sous la borne inférieure et ainsi imposer un gradient de courant positif.

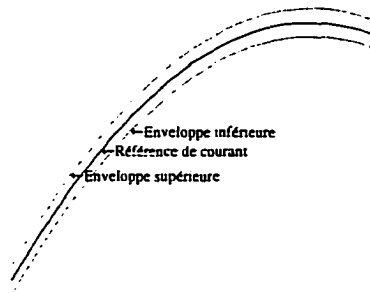


Figure 2-16 Principe du contrôle par hystérésis

La figure 2-17 illustre le principe de cette commande.

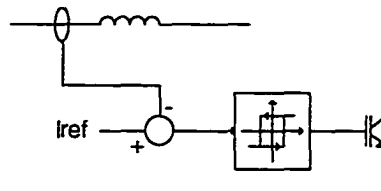


Figure 2-17 Schéma de principe de la commande par hystérésis

2.4.2. Résultats de simulation, contrôle par hystérésis

Le modèle Simulink du circuit de puissance est représenté à la figure 2-18. Les interrupteurs employés pour la simulation sont de type Mosfet. Les interrupteurs auxiliaires sont réalisés avec des interrupteurs idéaux, bidirectionnels en courant et en tension.

Les paramètres de simulations pour cette partie sont les suivants : $V_{LL}=320V$, $C_o = 1300\mu F$, $R_{ch} = 37,7\Omega$, $V_o = 800V$. Les inductances sont délibérément choisies 5 fois supérieures à la valeur calculée ($1mH \times 5$). Ceci afin de mieux visualiser les formes d'ondes des éléments fonctionnant à haute fréquence. En effet, en augmentant la valeur

des inductances, on augmente la période de commutation des interrupteurs et les courants et les tensions de ces interrupteurs sont distincts sur une période de 60Hz.

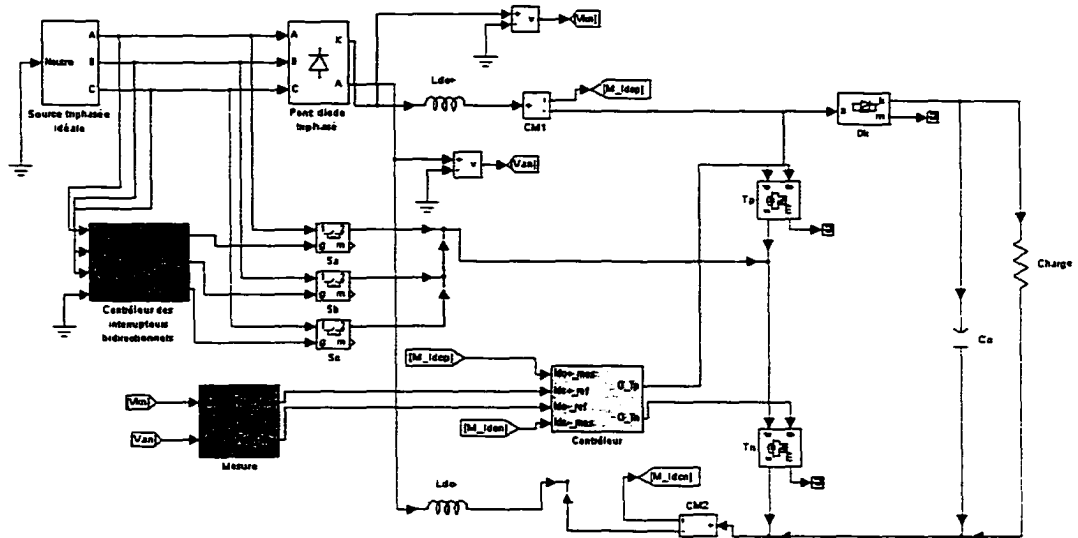


Figure 2-18 Modèle Simulink du circuit de puissance, contrôle par hystérésis

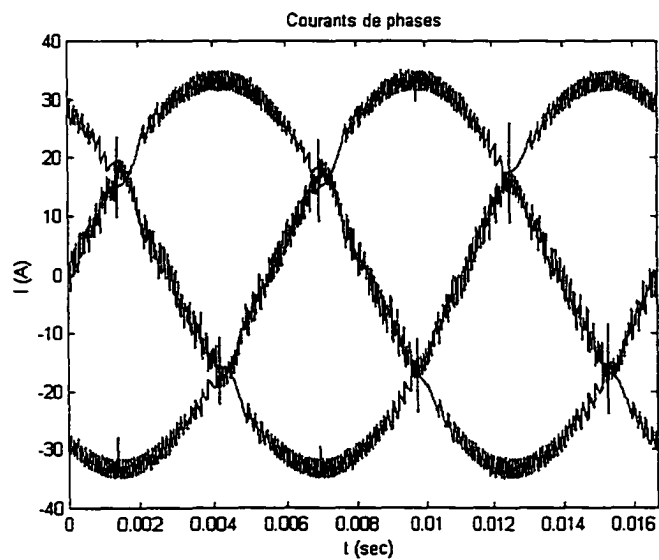


Figure 2-19 Courants de phases

La figure 2-19 présente les trois courants de phases obtenus en simulation. Ces trois courants sont sinusoïdaux.

La figure 2-20 présente la tension et le courant de la ligne A. Elle démontre bien que le facteur de déplacement est unitaire.

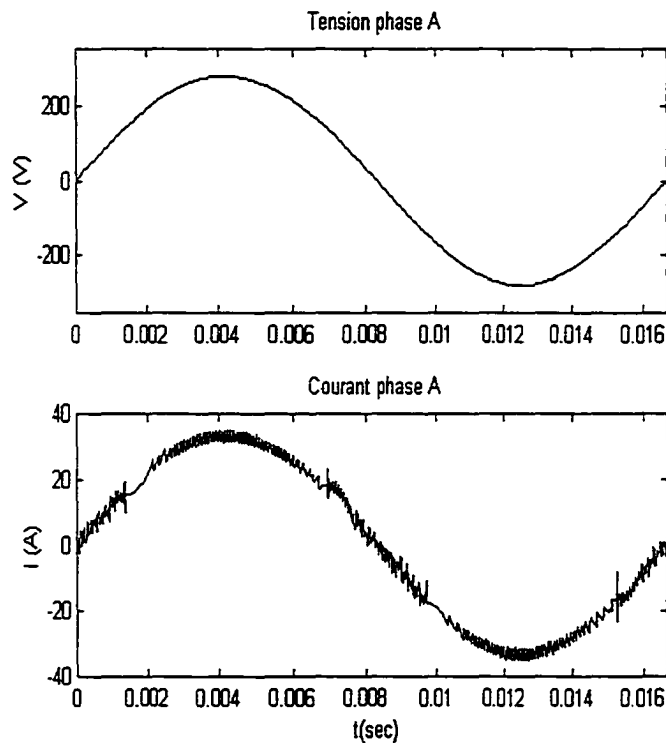


Figure 2-20 Courant et tension de la phase A

La figure 2-21 présente les courants dans les deux inductances L_{dc+} et L_{dc-} . La courbe en trait continu est la référence générée par la simulation. Cette figure permet de vérifier que la régulation de courant est correctement faite.

La figure 2-22 présente le courant i_i . Ce courant a la forme triangulaire désirée. Sa valeur crête correspond à la valeur minimale du courant des inductances.

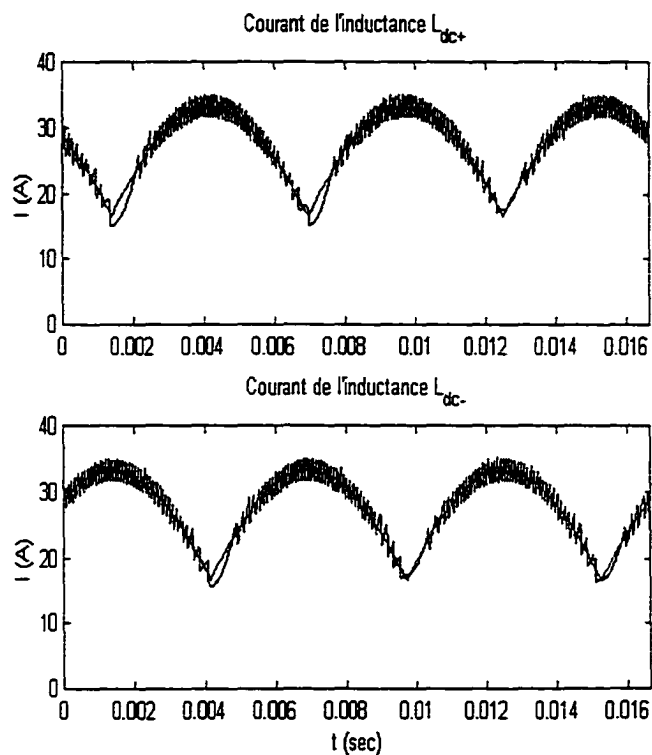


Figure 2-21 Courants des inductances

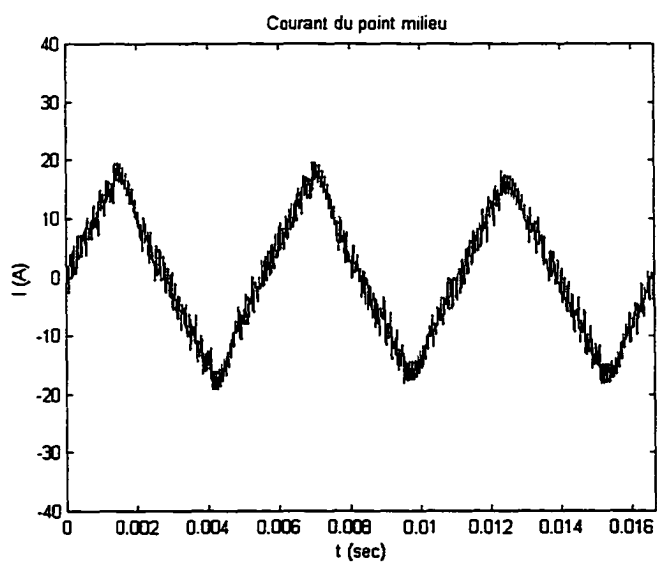


Figure 2-22 Courant entre le point milieu et les interrupteurs auxiliaires (I_i)

La figure 2-23 présente le courant et la tension relative à l'interrupteur S_a . Ces formes d'ondes correspondent bien aux formes d'ondes théoriques (figure 2-4).

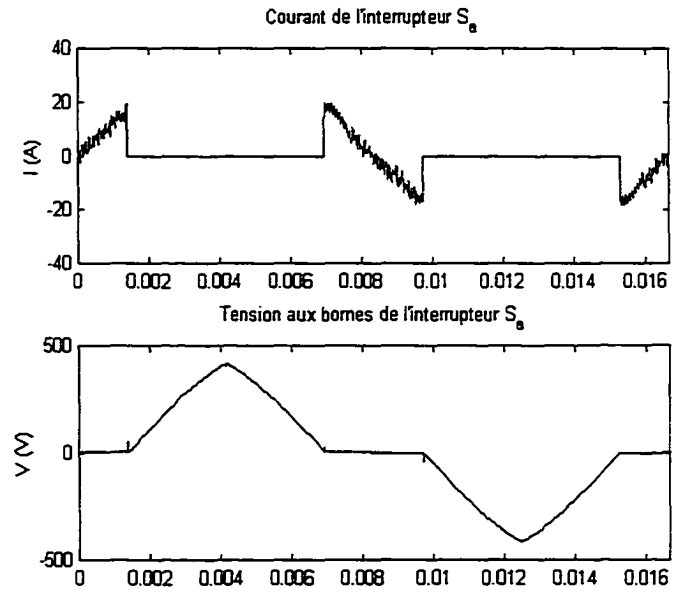


Figure 2-23 Courant et tension de l'interrupteur S_a

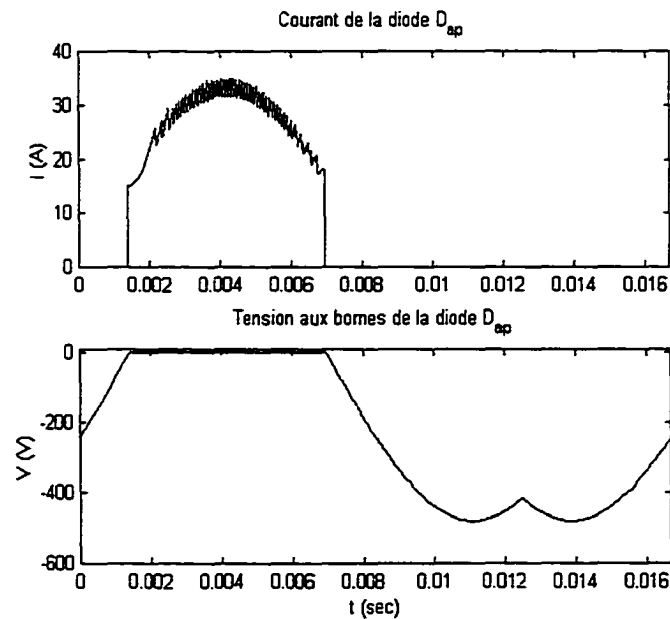


Figure 2-24 Courant et tension de la diode D_{ap}

Les courbes de la figure 2-24 sont également fidèles à celles de la figure 2-5.

Les formes d'ondes suivantes n'ont pas été présentées en théorie. Elles concernent le fonctionnement à haute fréquence.

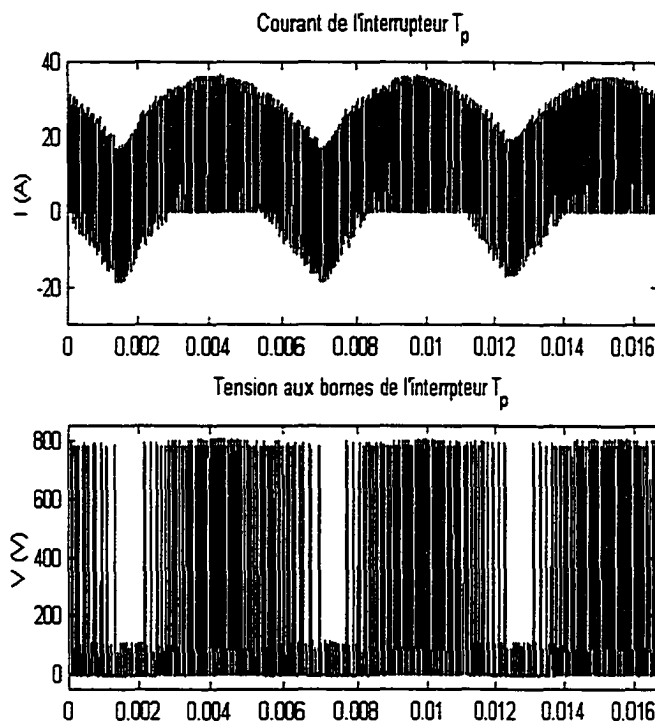


Figure 2-25 Tension et courant de l'interrupteur T_p

La figure 2-25 présente le courant et la tension de l'interrupteur T_p . L'enveloppe du courant dans cet interrupteur correspond au courant de l'inductance L_{dc+} . La tension de blocage de l'interrupteur est égale à la tension de sortie.

Il en va de même pour la tension de blocage de l'interrupteur T_N (figure 2-26).

Cette fois ci, l'enveloppe du courant correspond au courant dans l'inductance L_{dc-} .

La figure 2-27 présente le courant et la tension de la diode de sortie du convertisseur. L'enveloppe de ce courant correspond aux ondulations du courant de sortie, qui sont de 360Hz. La tension de blocage de la diode est de 800 volts.

La figure 2-28 présente le courant et la tension du condensateur C_o . La fréquence de l'enveloppe du courant et de la tension est de 360Hz.

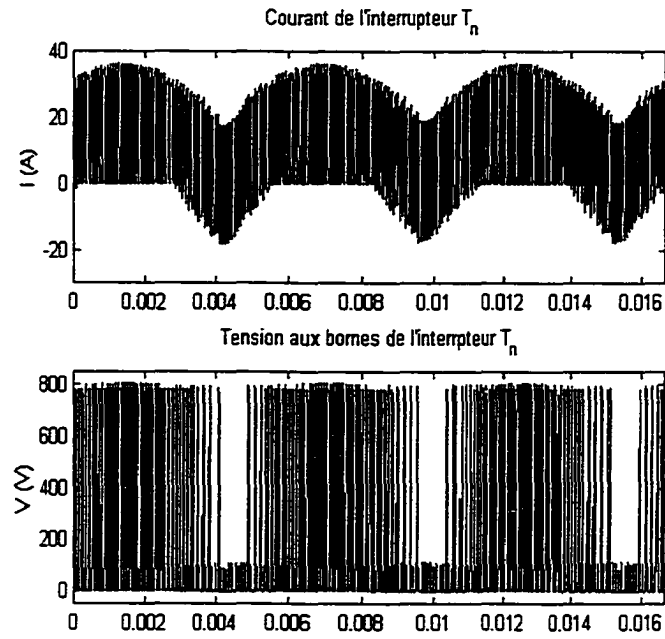


Figure 2-26 Tension et courant de l'interrupteur T_N

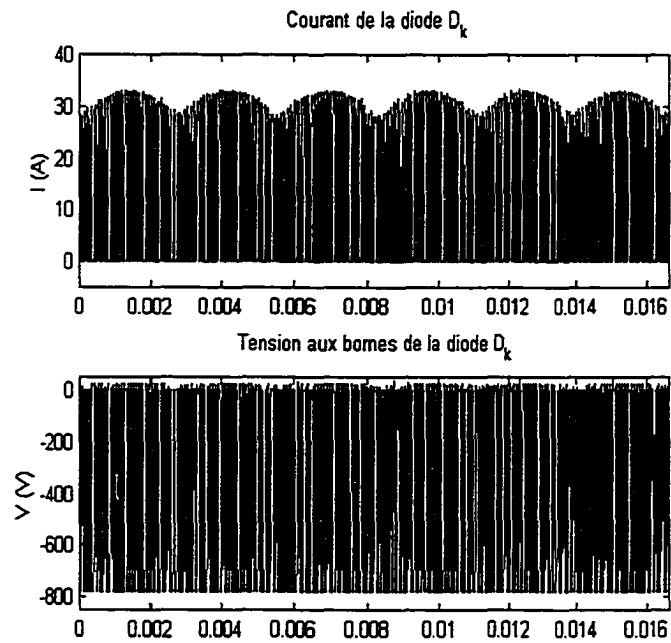


Figure 2-27 Tension et courant de la diode D_k

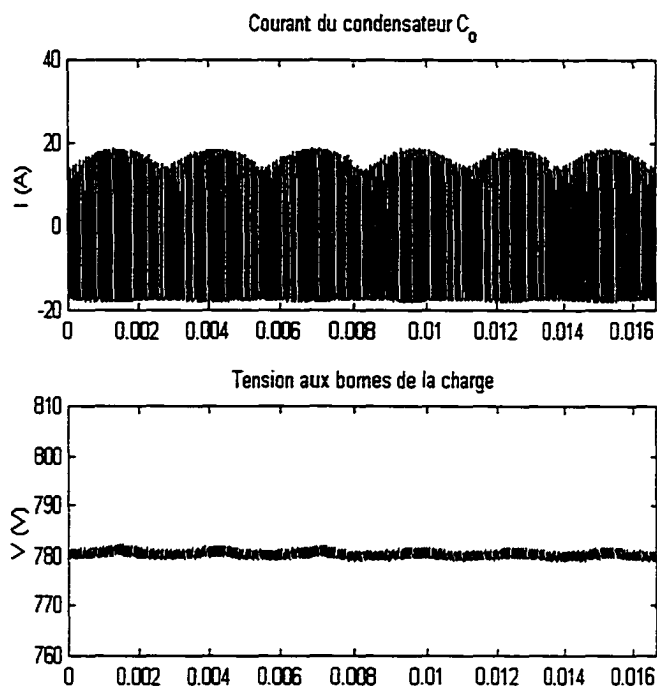


Figure 2-28 Tension et courant du condensateur C_0

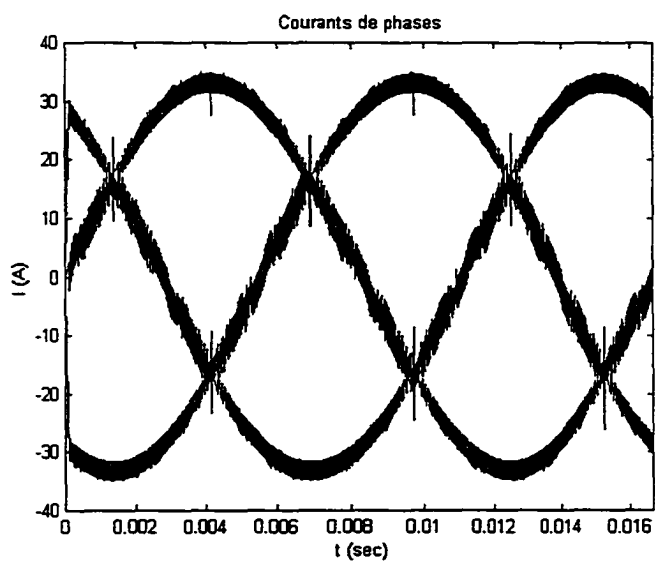


Figure 2-29 Courants de phases, inductances de 1mH

La dernière forme d'onde obtenue pour ces simulations est présentée à la figure 2-29. Ce sont les courants de phases obtenus avec des inductances de 1mH, toujours en utilisant le contrôle par hystérésis.

2.4.3. Désavantages de la commande par hystérésis

En observant les courants de phase, nous remarquons que les fronts montants et descendants de la composante haute fréquence n'ont pas toujours la même durée. Autrement dit, la fréquence de fonctionnement n'est pas fixe.

Il en découle que pour filtrer les harmoniques du courant de ligne, il faudra dimensionner les capacités à l'entrée pour la plus basse fréquence présente, qui peut s'avérer être très basse. Cela entraîne un surdimensionnement de ces capacités.

Le contrôle par hystérésis entraîne également un autre problème. Il n'est pas possible de prévoir à quel moment va survenir la fermeture des interrupteurs. En fait, il est presque impossible que les deux interrupteurs ferment simultanément.

Pour ces deux raisons, il importe de choisir une méthode de contrôle à fréquence fixe. C'est le sujet qui sera traité à la section 2.5.

2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsions

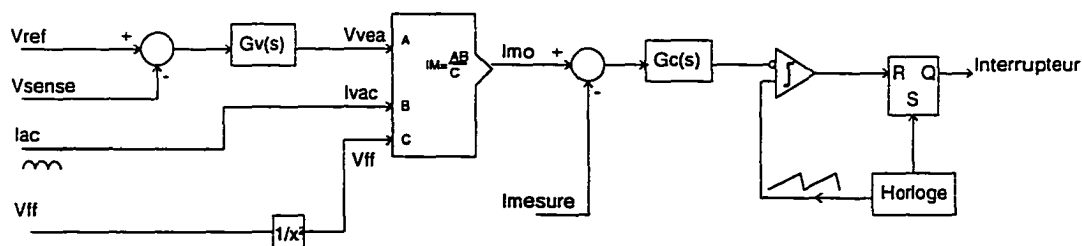


Figure 2-30 Schéma bloc du UC3854B [2]

La commande par modulation de largeur d'impulsions présentée ici permettra d'imposer une forme d'onde aux courants dans les inductances et de réguler la tension de sortie.

Le contrôle se fera en utilisant un circuit intégré, le UC3854B d'Unitrode. La plupart des informations contenues dans cette section sont tirées de la note d'application U-134 d'Unitrode [2].

La figure 2-30 représente le schéma bloc du contrôleur.

La régulation de la tension de sortie se fait par le biais de la boucle de compensation de l'erreur de tension. La sortie de cette boucle est ensuite multipliée par la mesure de la tension à l'entrée du convertisseur et le résultat est ensuite divisé par la valeur de la moyenne de cette mesure mise au carré. Cette opération donne la référence pour la boucle de régulation de courant. L'équation 2-10 représente la valeur de cette consigne.

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1.5)}{V_{ff}^2} \quad 2-10$$

où

I_{mo} = courant de sortie du multiplicateur = référence de courant

$K_m = 1$ (gain interne),

V_{vea} = sortie de la boucle de régulation de tension,

I_{ac} = mesure de la tension à l'entrée du convertisseur,

V_{ff} = mesure de la tension moyenne à l'entrée du convertisseur.

L'entrée V_{vea} permet de régler l'amplitude du courant de ligne en fonction de la tension de sortie. Une grande erreur sur la tension augmente la demande en courant de la ligne.

L'entrée I_{ac} permet de donner à la référence de courant l'allure désirée. Cette valeur est obtenue à partir d'une mesure de la tension d'entrée.

Le rôle de la division par V_{ff}^2 , c'est de rendre le contrôleur sensible aux variations de la tension de ligne. Explications : supposons que la tension à la sortie soit fixe (V_{vea} est constante). Alors, si la tension à l'entrée double, la valeur de I_{ac} double également, puisque I_{ac} est obtenue par une mesure de cette tension. Comme I_{mo} est proportionnel à I_{ac} , alors le contrôleur va doubler le courant de ligne. Du coup, la tension double, le

courant double, la puissance quadruple. Alors qu'il faut en fait diminuer le courant de moitié. Pour cette raison, on divise I_{mo} par le carrée de la tension moyenne à l'entrée.

Exemple :

Au départ, nous avons :

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

$$P_{in_1} = I_{mo} \times V_{in}$$

Tout à coup la tension à l'entrée double :

$$I_{mo}' = \frac{K_m \times 2 \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{(V_{ff} \times 2)^2} \Rightarrow I_{mo}' = I_{mo} / 2$$

$$P_{in_2} = \left(I_{mo} / 2 \right) \times (2 * V_{in}) = I_{mo} \times V_{in} = P_{in_1}$$

La puissance à l'entrée demeure la même.

2.6. Résultats de simulation, commande par modulation de largeur d'impulsions

Dans cette section nous présentons les résultats de simulation obtenus en utilisant la commande par modulation de largeur d'impulsions.

Le régulateur UC3854B a été modélisé en utilisant des blocs de la librairie Simulink. La figure 2-31 présente le modèle conçu.

Les deux amplificateurs d'erreurs sont représentés par leurs fonctions de transfert respectives, qui seront présentées à la section 3.4.

La sortie du régulateur de courant est suivie par le circuit de modulation de largeur d'impulsions, qui est composé d'une rampe et d'une bascule S-R. La sortie du modèle donne directement les impulsions de commande pour les deux interrupteurs principaux.

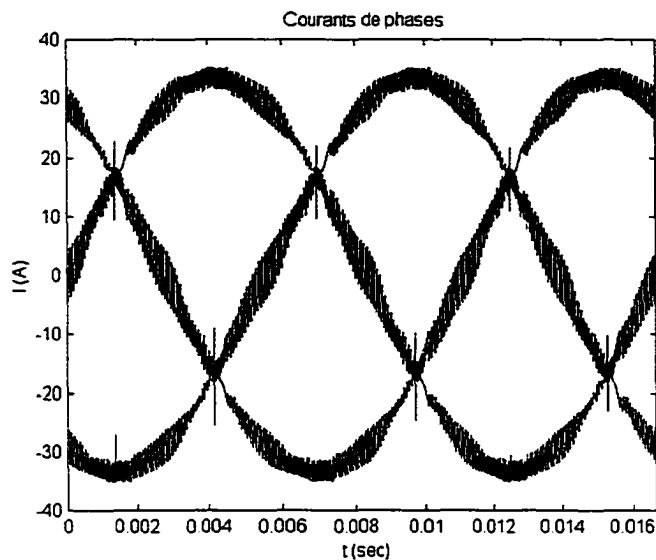


Figure 2-32 Courants de phases

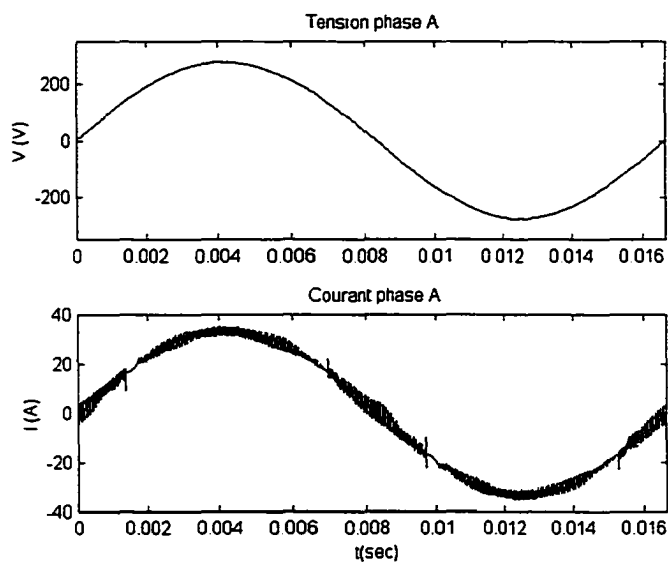


Figure 2-33 Courant et tension de la phase A

La figure 2-33 présente le courant et la tension de la phase A et démontre que le contrôleur permet d'obtenir le facteur de puissance unitaire.

La figure 2-34 présente les courants dans les deux inductances. Ces formes d'ondes sont fidèles à celles théoriques (figure 2-6).

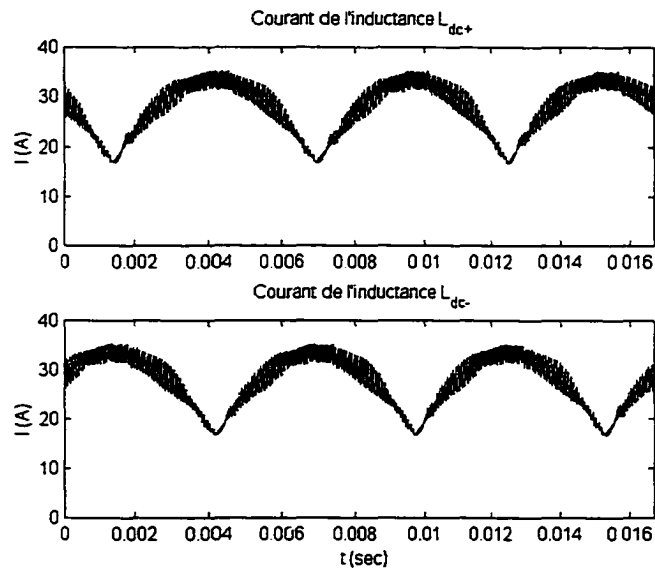


Figure 2-34 Courants dans les inductances

La figure 2-35 présente le courant entrant dans le point milieu i_t .

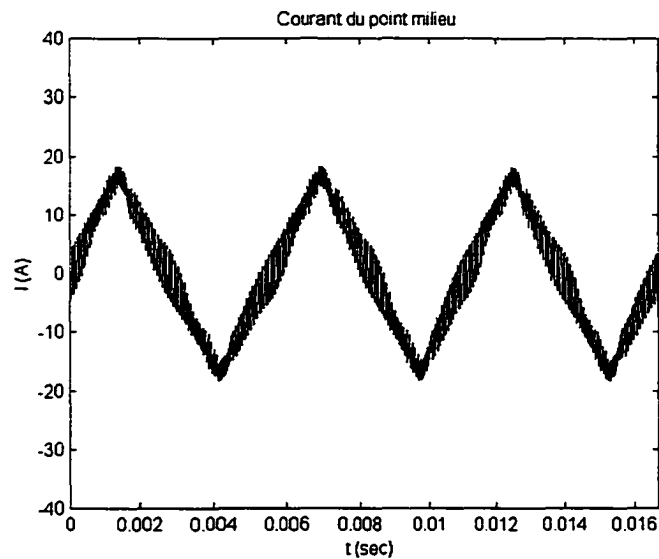


Figure 2-35 Courant du point milieu i_t

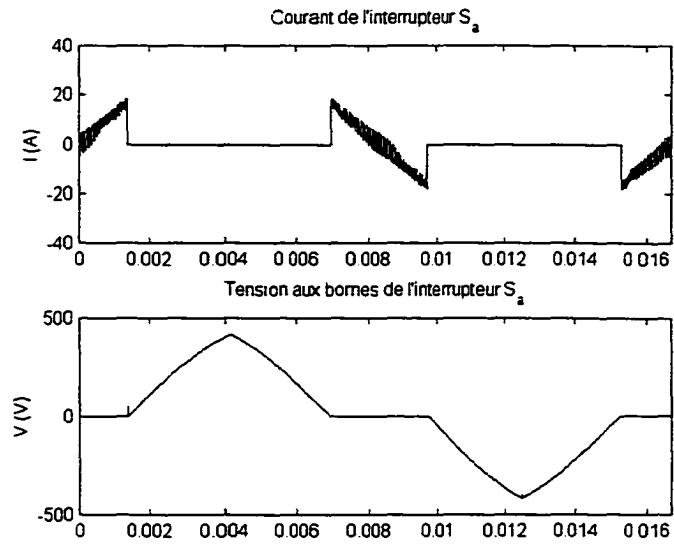


Figure 2-36 Courant et tension de l'interrupteur auxiliaire S_a

La figure 2-36 présente les formes d'ondes du courant et de la tension relatives à l'interrupteur S_a . Elles sont similaires à celles théoriques (figure 2-4).

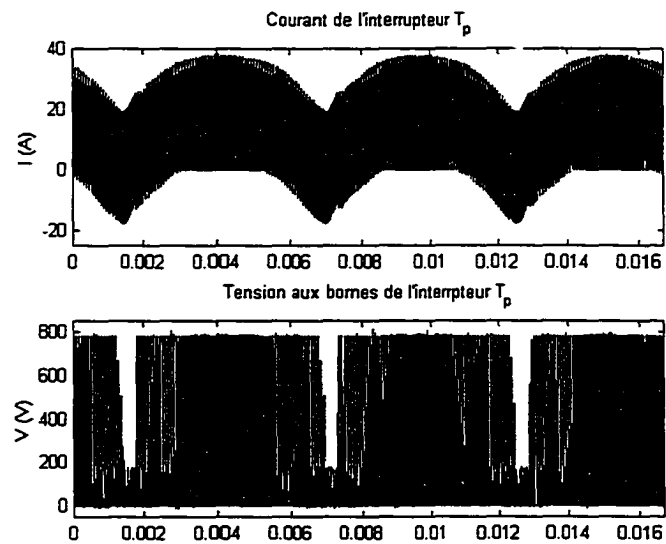


Figure 2-37 Courant et tension de l'interrupteur T_p

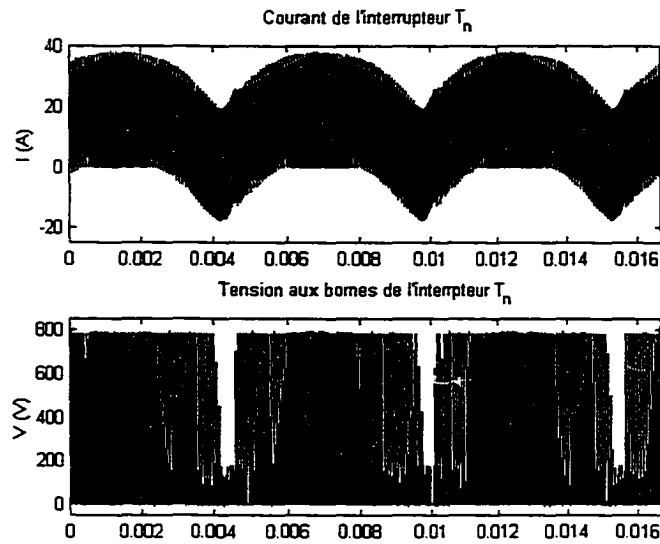


Figure 2-38 Courant et tension de l'interrupteur T_N

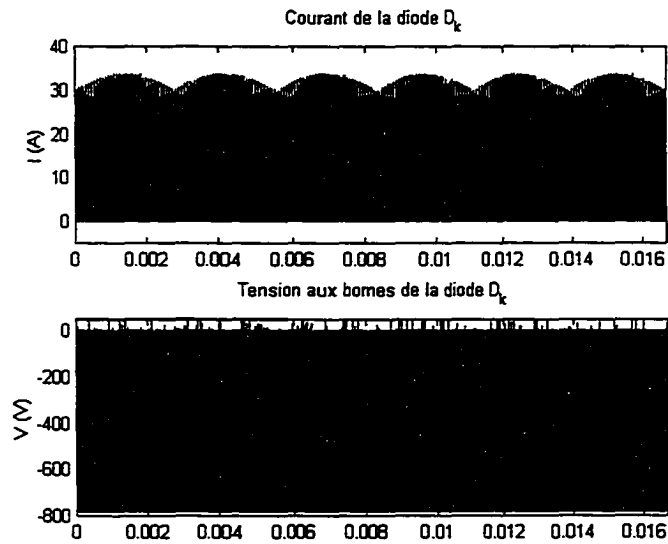


Figure 2-39 Courant et tension de l'interrupteur D_K

Les figure 2-37 à 2-40 présentent les formes d'ondes des interrupteurs fonctionnant à haute fréquence et du condensateur de sortie. Elles sont similaires à celles obtenues avec le contrôle par hystérésis (figure 2-25 à 2-28).

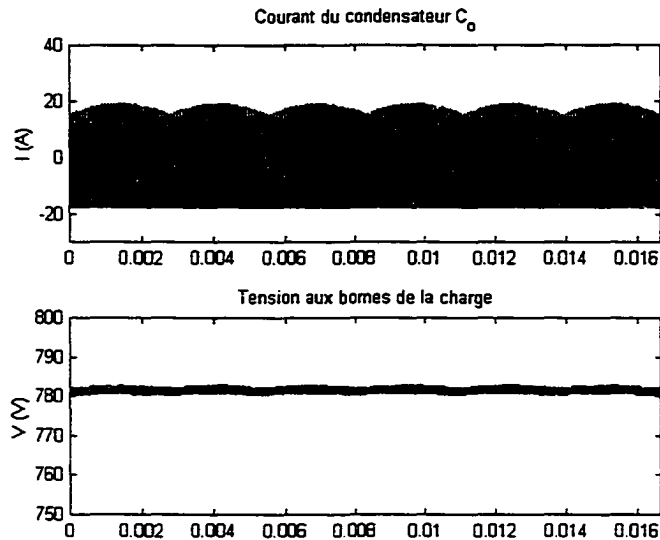


Figure 2-40 Courant et tension du condensateur C_0

Les figures suivantes (2-41 et 2-42) présentent les résultats de simulation pour une réponse à l'échelon. Pour ces simulations, les inductances sont de 3,3mH. Pendant les trois premiers cycles (de 0 à 50msec), la charge est de $75,4\Omega$, pour une puissance à la charge de 6,5kW. À $t=50\text{msec}$, on double la charge ($R_{ch} = 37,7\Omega$), pour une nouvelle puissance de sortie de 13kW.

Pour ces simulations, la fréquence de fonctionnement a été fixée à 15kHz pour des considérations pratiques ; à 25kHz le pas de calcul maximal doit être très petit et il faut trop de temps pour obtenir des résultats.

La figure 2-41 présente les courants de phases lors de l'application de l'échelon, à $t=0,05$ secondes.

La puissance à l'entrée augmente proportionnellement à la puissance de sortie. Le système n'a besoin que d'un seul cycle pour atteindre la stabilité et surtout il n'y a pas un gros dépassement.

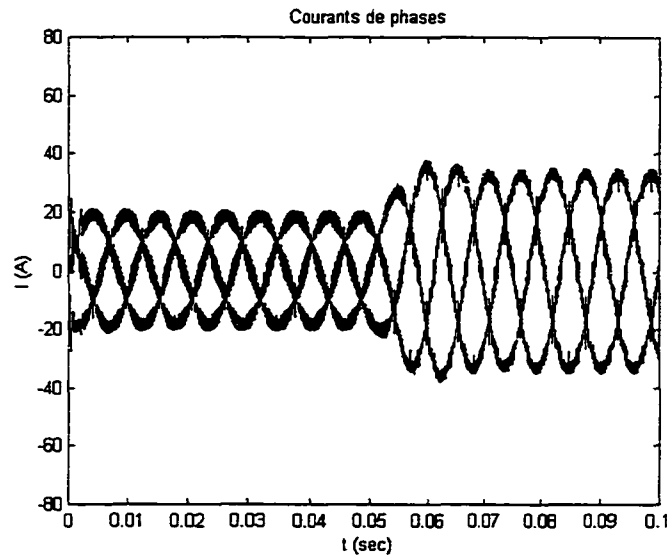


Figure 2-41 Courants de phases, réponse à l'échelon

La figure 2-42 permet de vérifier que la tension de sortie ne change pas après l'application de l'échelon. Il faut noter que le régulateur de tension est de type proportionnel. C'est pour cette raison que l'erreur en régime permanent n'est pas nulle et que la tension de sortie n'est pas tout à fait 800 volts.

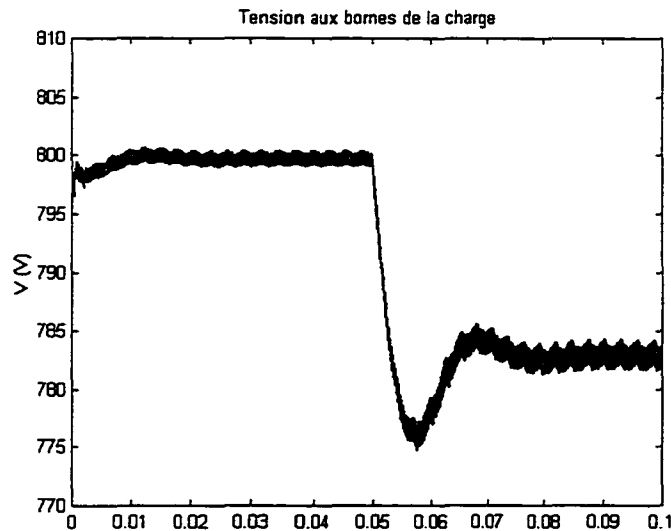


Figure 2-42 Tension de charge, réponse à l'échelon

2.7. Résultats de simulation, modèle petit signal de la commande PWM

D'autres simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel PSPICE.

La modélisation du UC3854B est toutefois différente pour cet outil de simulation. La figure 2-31 présente le modèle employé dans Powerlib. Les amplificateurs d'erreur de tension et de courant sont remplacés par leurs fonctions de transfert respectives. Dans PSPICE, ces amplificateurs sont réalisés en utilisant des amplificateurs opérationnels. Ce modèle est plus proche de la réalité. La figure 2-43 présente le modèle du UC3854B réalisé dans PSPICE.

Le modèle utilise un seul régulateur de tension (coin supérieur gauche). La mesure se fait par diviseur résistif (R_{vd} et R_{vi}). Le régulateur est de type PI. La saturation à la sortie de l'amplificateur opérationnel correspond aux valeurs minimale et maximale de tension de sortie spécifiées par le fabricant (Unitrode).

Les deux multiplicateurs (au centre) sont modélisés par des sources de courant commandées par trois signaux de tension : la sortie du régulateur de tension, la sortie du filtre de second ordre ($Rff1$, $Rff2$, $Rff3$, $Cff1$ et $Cff2$), et la mesure de la tension d'entrée. En pratique, cette dernière entrée est en courant. Il suffit d'utiliser une résistance unitaire afin d'obtenir une valeur équivalente en tension.

Les sorties de ces multiplicateurs servent de références aux régulateurs de courants (à droite).

Il est important de noter que ce modèle nous donne en sortie une expression du rapport cyclique. En effet, le bloc calcule le rapport cyclique en remplaçant la rampe du circuit de modulation de largeur d'impulsions par une équation mathématique (à l'extrême droite).

Les deux expressions du rapport cyclique ($D1$ et $D2$) permettront de commander deux sources de tension et une source de courant qui remplaceront les deux interrupteurs principaux (voir figure 2-44).

La figure 2-44 présente le modèle du circuit de puissance employé pour les simulations. Il y a en fait deux modèles dans ce schéma, l'un pour le cas où le courant circulant dans le point milieu est positif et l'autre pour le cas où le courant circulant dans

le point milieu est négatif. C'est le générateur V5 qui permet d'activer tour à tour les deux modèles.

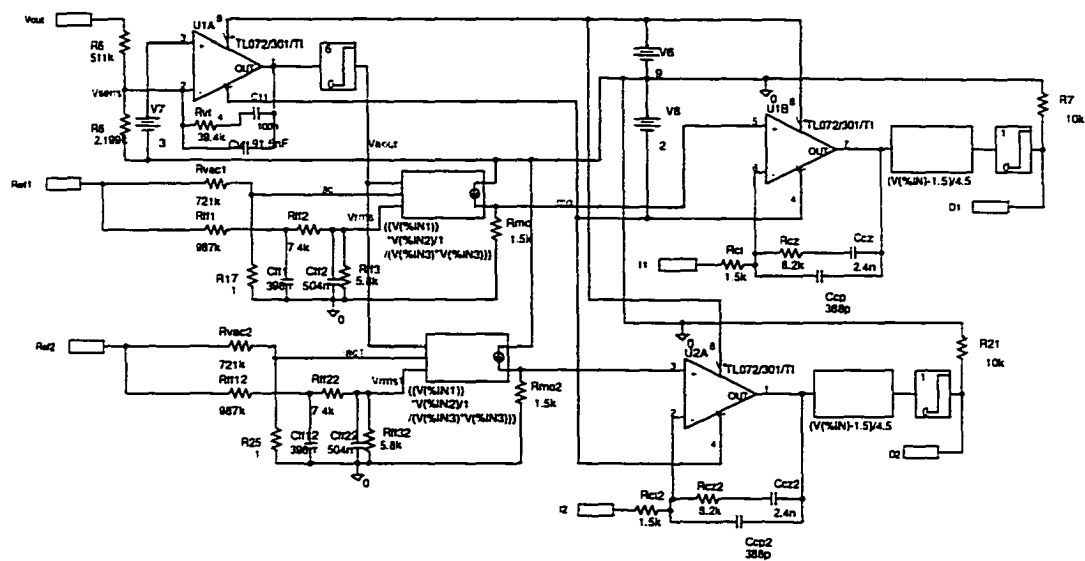


Figure 2-43 Modèle du UC3854B employé dans Pspice

Les résultats de simulations présentés ici sont pour des tensions de ligne de 530 volts et une tension de sortie de 800 volts. Les inductances sont de 355 μ H et la capacité de sortie de 1810 μ F.

La première figure (figure 2-45) présente les courants de lignes. Hormis les crêtes de courant périodiques, les courants de lignes sont sinusoïdaux. Les crêtes de courant sont causées par deux phénomènes. Les crêtes présentent à la rencontre de deux tensions sont causées par la commutation des interrupteurs auxiliaires. Les autres sont causées par le changement de modèle survenant à tous les 60°.

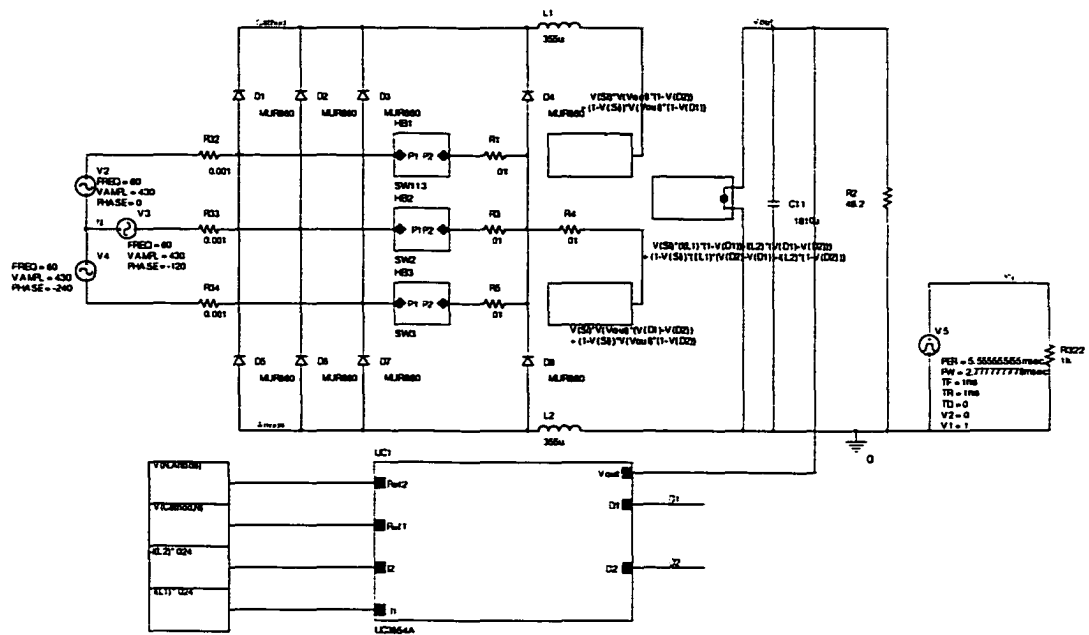


Figure 2-44 Modèle du convertisseur employé dans Pspice

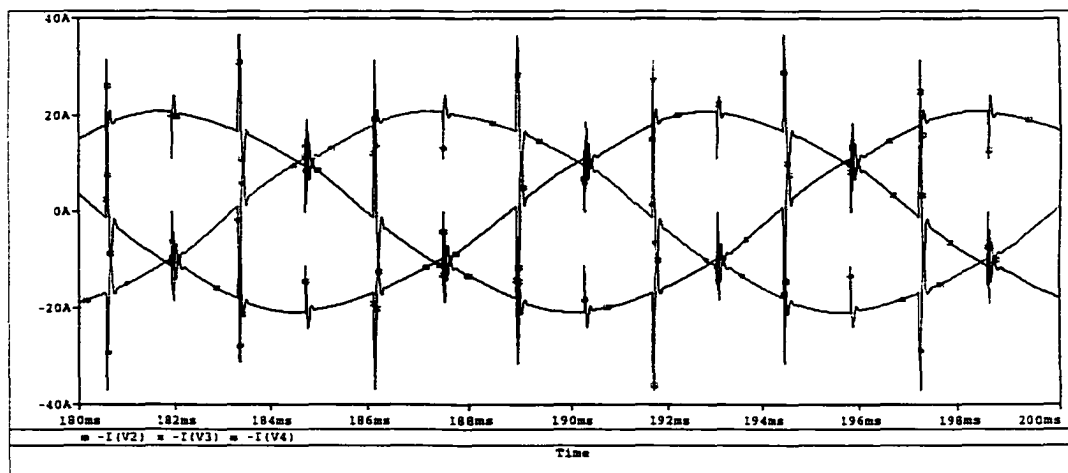


Figure 2-45 Courants des lignes

La figure 2-46 présente le courant et la tension de la ligne A.

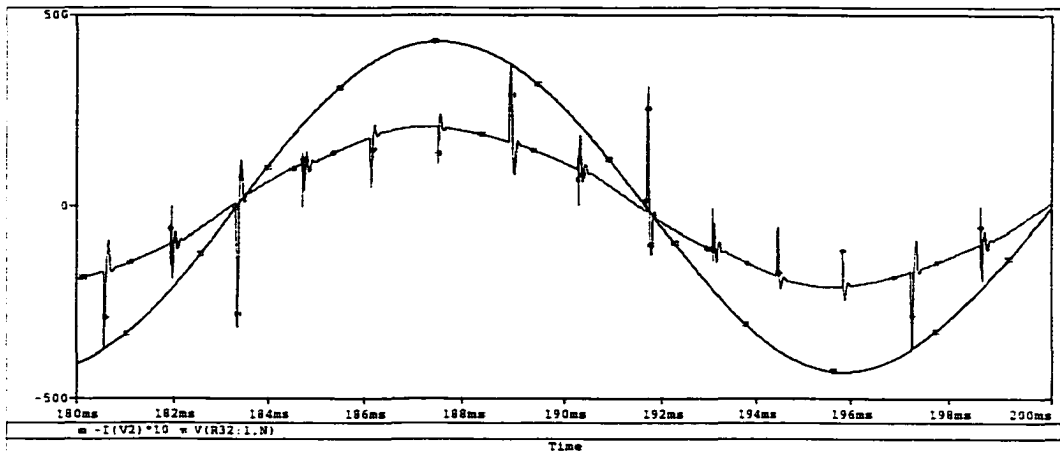


Figure 2-46 Courant et tension de la ligne A

Le courant est en phase avec la tension. Le facteur de puissance est unitaire.

La figure 2-47 présente les courants dans les deux inductances, qui sont conformes aux formes d'ondes théoriques (figure 2-6).

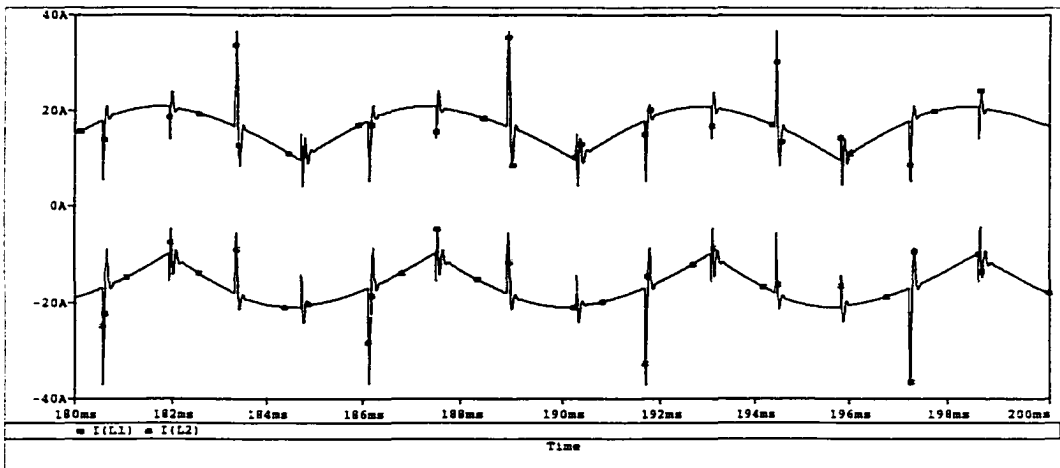


Figure 2-47 Courant dans les inductances L_{dc+} et L_{dc-} .

La figure 2-48 présente le courant injecté (i_t).

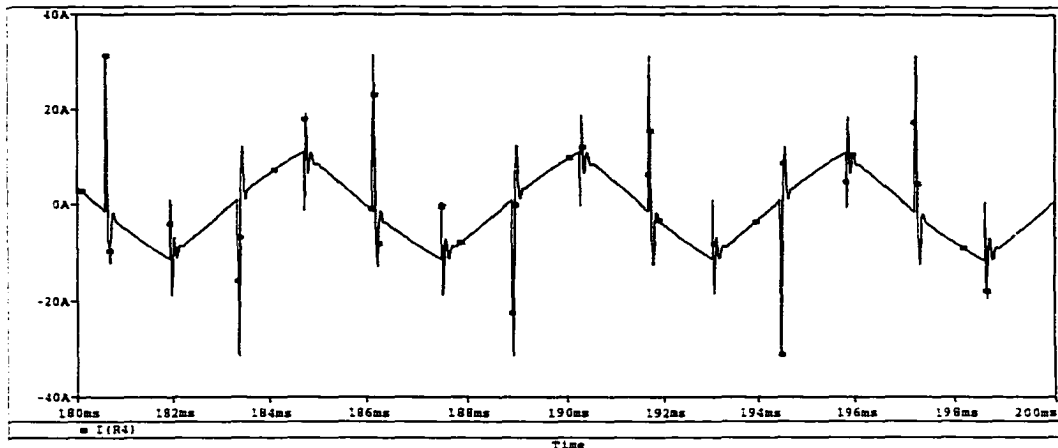


Figure 2-48 Courant du point milieu i_t

Il est intéressant avec le modèle Pspice de visualiser les signaux du contrôleur. Ainsi, la figure 2-49 présente la tension obtenue à la sortie de l'amplificateur de l'erreur de tension. Les oscillations de la tension de sortie du convertisseur sont présentes mais atténuées par l'amplificateur d'erreur.

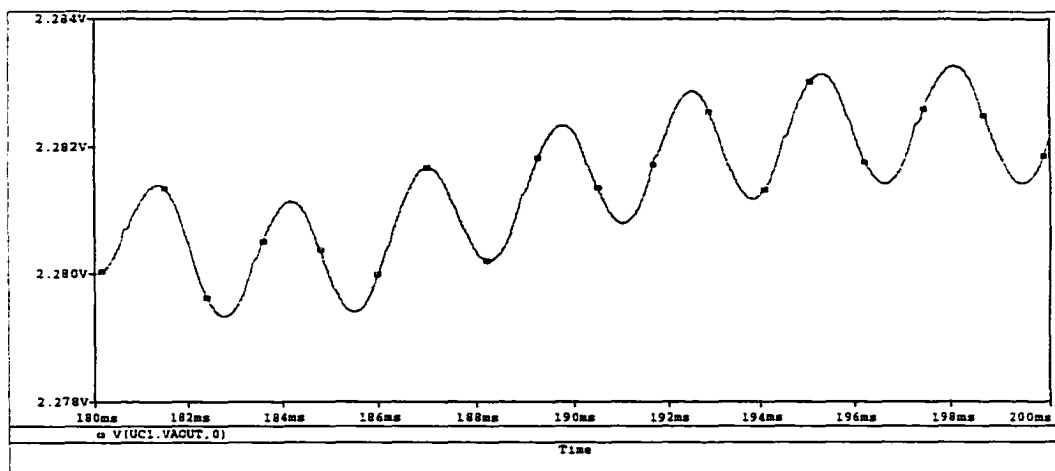


Figure 2-49 Tension de sortie de l'amplificateur d'erreur de tension

La figure 2-50 présente la forme d'onde de la tension à la sortie du multiplicateur. Pour les conditions de simulations, le courant crête est inférieur à $600\mu\text{A}$, mais sa valeur est dans le même ordre de grandeur.

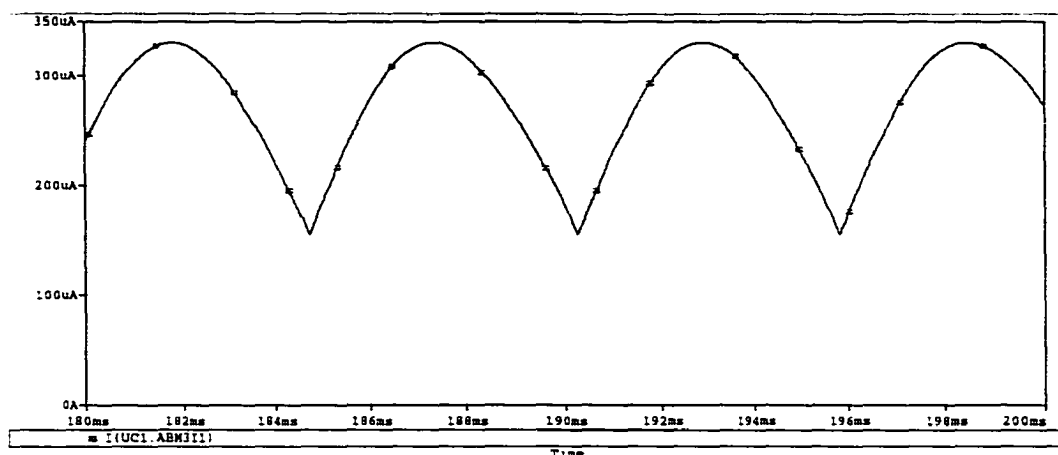


Figure 2-50 PSPICE : courant de sortie du multiplicateur

La figure 2-51 présente le signal obtenu à la sortie du contrôleur et qui représente la valeur instantanée du rapport cyclique.

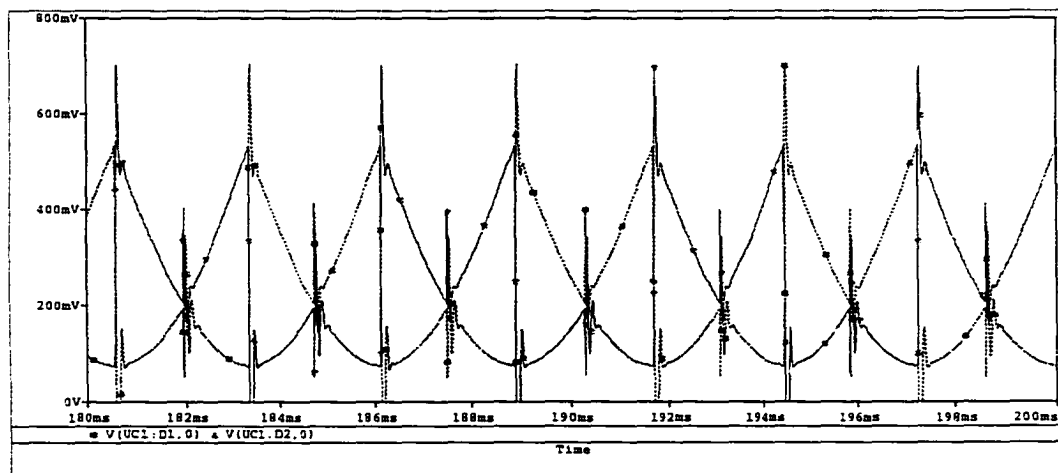


Figure 2-51 Signal à la sortie du contrôleur

Ces formes d'ondes sont comparables à celles théoriques de la figure 2-54. Les discontinuités sont causées par le changement de modèle.

2.8. Comparaison entre les deux outils de simulation

Les simulations dans Powerlib ont permis de bien visualiser les courants et les tensions de chacun des éléments du circuit de puissance. Les commutations hautes fréquences des interrupteurs principaux permettent de bien évaluer l'ondulation du courant de ligne. La modélisation du contrôleur n'est pas fidèle à 100% puisque les amplificateurs sont remplacés par des fonctions de transfert. Le principal désavantage, c'est le temps de simulation qui est très long. Il faut près de 2 heures pour simuler la réponse à l'échelon. Toutefois, nous aurions pu également utiliser le modèle petit signal pour les simulations dans Powerlib, ce qui aurait grandement diminué les temps de simulation.

Les simulations dans Pspice, avec le modèle petit signal, présente un modèle beaucoup plus fidèle du UC3854B. Pour un concepteur, il est plus avantageux de travailler avec un tel modèle parce qu'on peut obtenir par simulation tous les signaux générés par le contrôleur. Le principal désavantage de cet outil de simulation, c'est la complexité des modèles utilisés. En raison de cette complexité, nous n'avons pas modéliser le circuit de commande des interrupteurs auxiliaires. Ces interrupteurs sont commandés par des générateurs d'impulsions.

2.9. Dimensionnement

Cette section traite des critères de sélection des différents éléments qui constitueront le circuit pratique.

2.9.1. Tension des éléments du circuit

Chacun des éléments du circuit doit supporter une tension au moins 1,1 fois supérieure à la tension de sortie de 800 volts. En fonctionnement normal, certains éléments vont bloquer à une tension inférieure mais si un problème survient cette tension peut atteindre la tension de sortie.

2.9.2. Courants nominaux des différents éléments

Afin de déterminer quels semi-conducteurs, inductances et condensateurs seront employés en pratique, il importe de connaître pour chacun les caractéristiques en tension et en courant désirées. Pour les diodes et les IGBTs, il faut calculer les courants moyens et pour les MOSFET, les inductances et la capacité de sortie, il faut calculer les courants efficaces.

Pour l'obtention de ces valeurs, nous avons utilisé le logiciel Mathcad. La méthode est la suivante :

- calcul des rapports cycliques des deux interrupteurs à chaque instant du cycle
- répartition du courant des inductances dans chacun des interrupteurs selon leur état de conduction, et ce à chaque instant.

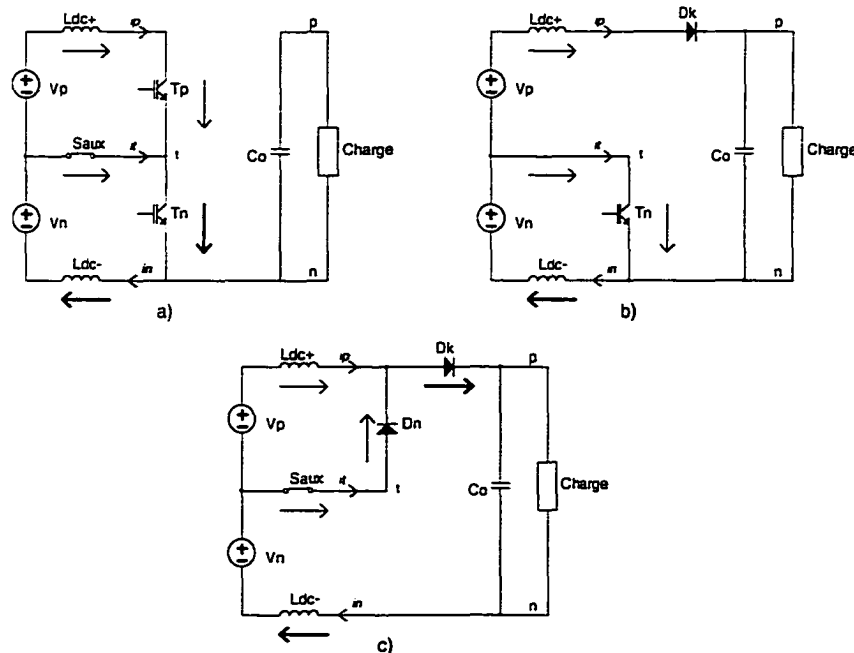


Figure 2-52 Séquences de fonctionnement, courant du point milieu positif

Pour le calcul du rapport cyclique, il faut tirer les équations de maille à partir des séquences de fonctionnement (équations 2-11, 2-12 et 2-13). La figure 2-52 représente les séquences de fonctionnement pour le cas où le courant du point milieu i_t est positif.

Les sources de tension v_p et v_n représentent les valeurs instantanées des deux tensions de ligne présentes à l'entrée du convertisseur. Sur un cycle de commutation haute fréquence, cette tension basse fréquence est considérée constante.

De ces séquences, on peut tirer les six équations de mailles suivantes :

Séquence 1 :

$$i_p(t) = \frac{V_p}{L_{dc+}}(t - t_0) + Ip_0 \quad i_n(t) = \frac{V_n}{L_{dc-}}(t - t_0) + In_0 \quad 2-11$$

Séquence 2 :

$$i_p(t) = \frac{V_p - V_o}{L_{dc+}}(t - t_1) + Ip_1 \quad i_n(t) = \frac{V_n}{L_{dc-}}(t - t_1) + In_1 \quad 2-12$$

Séquence 3 :

$$i_p(t) = \frac{V_p}{L_{dc-}}(t - t_2) + Ip_2 \quad i_n(t) = \frac{V_n - V_o}{L_{dc-}}(t - t_2) + In_2 \quad 2-13$$

où :

t_0 début de la séquence a)

Ip_0 courant de l'inductance L_{dc+} à l'instant t_0

In_0 courant de l'inductance L_{dc-} à l'instant t_0

t_1 début de la séquence a)

Ip_1 courant de l'inductance L_{dc+} à l'instant t_1

In_1 courant de l'inductance L_{dc-} à l'instant t_1

t_2 début de la séquence a)

Ip_2 courant de l'inductance L_{dc+} à l'instant t_2

In_2 courant de l'inductance L_{dc-} à l'instant t_2

Pour une fréquence de fonctionnement beaucoup plus élevée que la fréquence du réseau nous pouvons estimer la valeur du courant à l'instant t_0 par la valeur du courant à la fin de la séquence 3 (Équation 2-13, pour $t = t_0 + T$):

$$Ip_0 = i_p(t_0 + T) = \frac{V_p}{L_{dc-}}(t_0 + T - t_2) + Ip_2$$

et

$$I_{n0} = i_n(t_0 + T) = \frac{v_n - V_o}{L_{dc-}}(t_0 + T - t_2) + I_{n2}.$$

Sans approximation cette fois, nous pouvons écrire :

$$I_{p1} = i_p(D_p T) = \frac{v_p}{L_{dc+}}(D_p T) + I_{p0} \quad \text{et} \quad I_{n0} = i_n(D_p T) = \frac{v_n}{L_{dc-}}(D_p T) + I_{n0}$$

ainsi que

$$I_{p1} = i_p[(D_n - D_p)T] = \frac{v_p - V_o}{L_{dc+}}(D_n - D_p)T + I_{p0}$$

et

$$I_{n0} = i_n[(D_n - D_p)T] = \frac{v_n}{L_{dc-}}(D_n - D_p)T + I_{n0}$$

Ici D_p représente le rapport cyclique de l'interrupteur T_p et D_n le rapport cyclique de l'interrupteur T_n .

Il suffit alors d'isoler D_p et D_n pour obtenir une expression du rapport cyclique instantané en fonction du temps (Équations 2-14 et 2-15).

$$D_p(t) = \frac{V_o - v_n(t) - v_p(t)}{V_o} \quad 2-14$$

$$D_n(t) = \frac{V_o - v_n(t)}{V_o} \quad 2-15$$

Le même exercice est fait pour les séquences avec le courant du point milieu négatif (Équations 2-16 et 2-17)

$$D_p(t) = \frac{V_o - v_p(t)}{V_o} \quad 2-16$$

$$D_n(t) = \frac{V_o - v_p(t) - v_n(t)}{V_o} \quad 2-17$$

La figure 2-53 représente les formes d'ondes des tensions $v_p(t)$, $v_n(t)$. Ces formes d'ondes sont générées à l'aide du logiciel Mathcad. La valeur crête de ces deux tensions est égale à (Équation 2-18)

$$\hat{V}_p = \hat{V}_n = \hat{V}_{LL} \sin(\pi/3) \quad 2-18$$

La figure 2-54 représente les formes d'ondes de $I_{Ldc+}(t)$, $I_{Ldc-}(t)$, toutes les deux normalisées et les formes d'ondes de $D_p(t)$ et $D_n(t)$. Pour valider la présente méthode de calcul, il est utile de comparer ces formes d'ondes à celles de la figure 2-51.

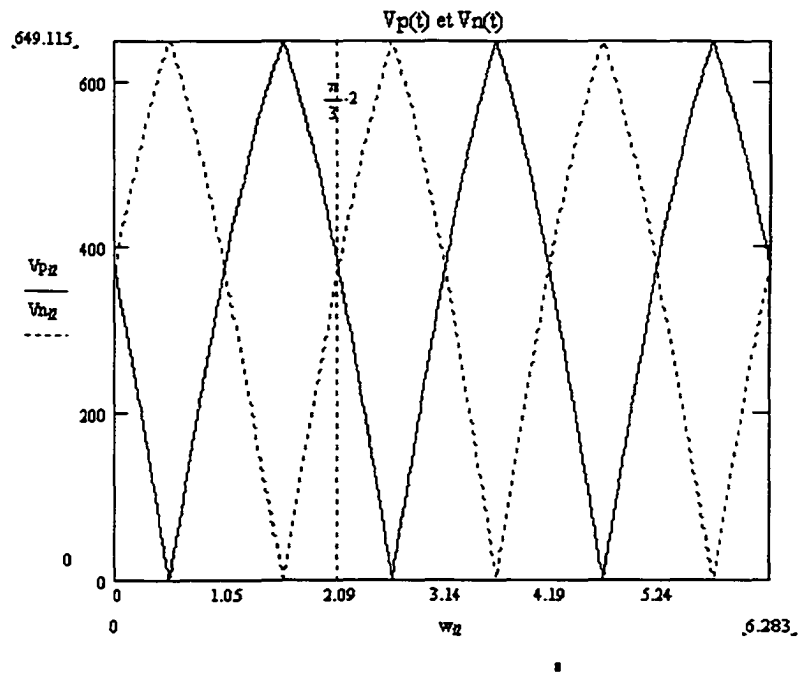


Figure 2-53 Formes d'ondes, $v_p(t)$ et $v_n(t)$

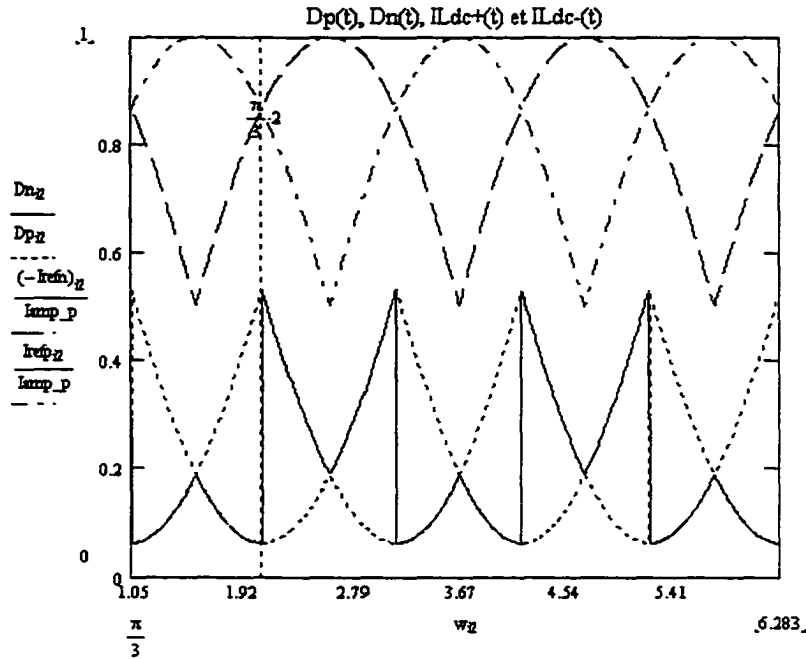


Figure 2-54 Formes d'ondes, $I_{Ldc+}(t)$ (normalisée), $I_{Ldc-}(t)$ (normalisée), $D_P(t)$ et $D_N(t)$

Ayant obtenu les équations 2-14, 2-15, 2-16 et 2-17 et les formes d'ondes I_{Ldc+} et I_{Ldc-} , il est loisible d'utiliser deux méthodes : la première consiste à utiliser ces équations de rapports cycliques et à obtenir les valeurs moyennes et/ou efficaces sur un cycle de commutation pour chacun des éléments du circuit. Par exemple, pour l'interrupteur T_P l'expression du courant moyen à chaque cycle de commutation est la suivante :

$$IT_p(O) := \begin{cases} (I_{refp}(O) \cdot D_n(O)) + (-I_{aux}(O)) \cdot (D_p(O) - D_n(O)) & \text{if } I_{refp}(O) > -I_{refn}(O) \\ (I_{refp}(O) \cdot D_p(O)) & \text{if } I_{refp}(O) \leq -I_{refn}(O) \end{cases}$$

Il suffit ensuite d'obtenir la sommation de toutes ces valeurs moyennes et de diviser par la période de calcul pour obtenir la valeur moyenne sur un cycle du réseau.

$$ITP_{\text{moy}} := \frac{1}{\text{Periode}} \cdot \sum_{O = \text{initial}}^{\text{Final}} IT_p(O)$$

La seconde méthode consiste à déterminer les temps d'ouverture et de fermeture de chacun des interrupteurs et de répartir les courants à chaque instant. On obtient ainsi une bonne approximation des formes d'ondes réelles dans les interrupteurs.

Par exemple, pour l'interrupteur T_p , la fonction employée pour calculer le courant est la suivante :

$$im(T, Dp, Dn) := \begin{cases} Irefp_T & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts < Dn \cdot Nts) \cdot (Irefp_T > -Irefn_T) \\ (Irefp_T + Irefn_T) & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dn \cdot Nts) \cdot (T - N(T) \cdot Nts < Dp \cdot Nts) \cdot (Irefp_T > -Irefn_T) \\ Irefp_T & \text{if } [(T - N(T) \cdot Nts) < Dp \cdot Nts] \cdot (Irefp_T \leq -Irefn_T) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$IT_{p12} := im(i2, Dp_{12}, Dn_{12})$$

La figure 2-55 représente la forme d'onde du courant obtenue. Il n'est pas nécessaire d'effectuer le calcul à la fréquence de commutation réelle. Toutefois, il ne faut pas non plus choisir une fréquence trop basse sinon les valeurs obtenues ne seront pas précises.

Également, il n'est pas nécessaire d'effectuer le calcul sur une période du réseau complète. Toutes les formes d'ondes sont symétriques sur un tiers de cette période.

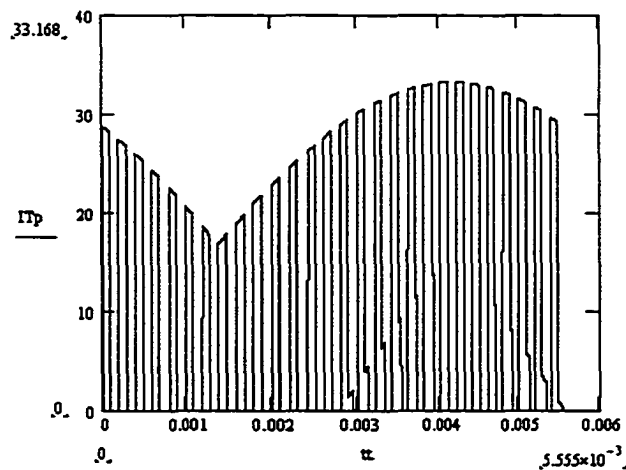


Figure 2-55 Simulation numérique du courant de l'interrupteur T_p

Le programme réalisé pour le dimensionnement et l'évaluation de l'efficacité du convertisseur est présenté à l'annexe A.

2.10. Évaluation des pertes

Connaissant les tensions et les courants propres à chaque élément, nous pouvons choisir les semi-conducteurs qui vont constituer le circuit réel et obtenir le reste de l'information nous permettant de prédire le rendement du convertisseur.

2.10.1. Pertes associées aux diodes du pont

Pour ces diodes, comme pour les interrupteurs auxiliaires, les pertes par commutation sont négligeables car la fréquence de commutation de ces semi-conducteurs est très faible (60Hz pour les diodes et 120Hz pour les interrupteurs auxiliaires).

Les pertes de conduction de ces diodes se calculent selon :

$$P_{\text{diode}} = V_F \times I_{D\text{moyen_max}} \quad 2-19$$

Il faut choisir une diode capable de supporter 30 ampères et une tension supérieure à 800 volts. En raison de la fréquence de commutation, il n'est absolument pas nécessaire de choisir une diode rapide. Une diode lente, ayant une très basse tension directe en conduction, voilà ce qu'il faut. Pour ces caractéristiques ($V_{RRM} = 900V$ et $I_F = 30A$), la diode choisie a une chute de tension directe de 0,9. Le courant moyen, estimé à l'aide du programme en annexe A est de 9.4 ampères, d'où :

$P_{\text{diode}} = 0,9 \times 9,4 = 8,46W$. Pour les 6 diodes du pont on aura donc des pertes totales de conduction de 50 watts.

2.10.2. Pertes associées aux interrupteurs auxiliaires

Comme mentionnée à la sous-section précédente, les pertes de commutation causées par ces interrupteurs sont négligeables. Ne sont considérées que les pertes par conduction.

La figure 2-56 représente les configurations possibles pour réaliser cet interrupteur.

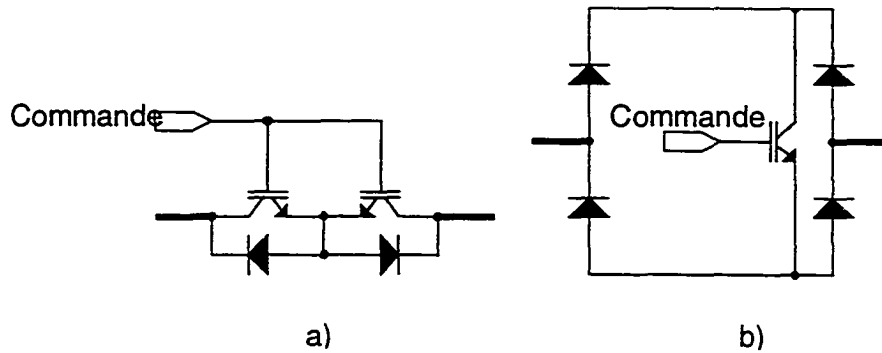


Figure 2-56 Interrupteur bidirectionnel

La figure 2-56 présente deux réalisations avec IGBTs mais on peut également utiliser des interrupteurs MOSFETS.

Il y a donc quatre possibilités. Il faut évaluer les pertes pour chacune.

Soit $I_{\text{Saux}}(\text{moy})$ la valeur moyenne du courant circulant dans l'interrupteur et $I_{\text{Saux}}(\text{rms})$ la valeur efficace du même courant. Alors les pertes par conduction propres à chaque élément se définissent comme suit :

$$P_{\text{IGBT}} = V_{\text{CE}} \times I_{\text{Saux}}(\text{moy})$$

$$P_{\text{diode}} = V_{\text{F}} \times I_{\text{Saux}}(\text{moy})$$

$$P_{\text{MOSFET}} = R_{\text{DS(on)}} \times [I_{\text{Saux}}(\text{eff})]^2$$

Les composantes choisies pour chacune des configurations sont présentées au tableau 2-2.

Suivant la configuration et le type d'interrupteur choisis, les pertes seront différentes. Le tableau 2-3 comptabilise les pertes pour chacune des réalisations.

Tableau 2-2

Choix des composantes pour la réalisation des interrupteurs auxiliaires

Réalisation	Élément	# pièce	$V_{ce(sat)}$	V_F	$R_{ds(on)}$
a)	IGBT	IXSN 35N100U1	2,9	-	-
	(Diode)			1,25	-
	MOSFET	IXFN 39N90	-	-	0,2
	(Diode)		-	1,3	-
b)	IGBT	IXGM17N100	3,5	-	-
	MOSFET	IXFN 39N90	-	-	0.2
	PONT DIODE	KBPC3510	-	1,1	-

Tableau 2-3

Dimensionnement des interrupteurs auxiliaires, évaluation des pertes pour chaque configuration

Réalisation	Elément	$V_{ce(sat)}$	V_F	$R_{ds(on)}$	I_{moy} / I_{eff}	Pertes	x fois	P_{tot}
a)	IGBT	2,9	-	-	1,42	4,11	x 2	8,22
	(Diode)	-	1,25	-	1,42	1,78	x 2	3,56
	MOSFET	-	-	0,2	3,98	3,17	x 2	6,34
	(Diode)	-	1,3	-	1,42	1,84	x 2	3,68
b)	IGBT	3,5	-	-	2,83	9,91	x 1	9,91
	MOSFET	-	-	0,3	5,63	9,51	x 1	9,51
	(Diode)	-	1,1	-	1,42	1,56	x 4	6,24

Dès lors, il est évident que la meilleure configuration possible consiste à employer la configuration de la figure 2-56 a), en utilisant des Mosfets comme interrupteurs actifs. Les pertes totales pour les trois interrupteurs bidirectionnels seront de 30 watts.

2.10.3. Pertes associées aux interrupteurs principaux

Les pertes dans les interrupteurs principaux prennent deux formes : les pertes de conduction et les pertes de commutation. Il est possible encore une fois d'utiliser des IGBTs ou des MOSFETS. Il faut déterminer quel interrupteur génère le plus de pertes.

Dans le cas d'un IGBT, les pertes de conduction s'expriment :

$$P_{\text{int interrupteur}} = P_{\text{IGBT}} + P_{\text{DIODE}} = V_{\text{CE}} \times I_{\text{Tp_moyen}} + V_{\text{F}} \times I_{\text{Dp_moyen}} \quad 2-20$$

Les courants moyens pour cet interrupteur sont de 13 ampères pour l'IGBT et de 1,83 ampères pour la diode antiparallèle. Il faut choisir un interrupteur ayant une capacité en courant de 35 ampères et une tension de blocage supérieure à 800 volts. Le choix est : d'International Rectifier, le module GA50TS120U, ayant une tension de saturation de 1,8 volts pour les IGBTs et 2,1 volts pour les diodes antiparallèles, d'où :

$$P_{\text{int interrupteur}} = 1,8\text{V} \times 13\text{A} + 2,1\text{V} \times 1,83\text{A} = 27,24\text{W}.$$

Les pertes de conduction associées aux interrupteurs principaux seront de 54,59W si on utilise des IGBTs.

Dans le cas de MOSFET, les pertes par conduction s'expriment :

$$P_{\text{int interrupteur}} = P_{\text{IGBT}} + P_{\text{DIODE}} = R_{\text{DC}} \times (I_{\text{Tp_efficace}})^2 + V_{\text{F}} \times I_{\text{Dp_moyen}} \quad 2-21$$

Il faut, encore une fois, un interrupteur ayant une capacité en courant de 35 ampères et une tension de blocage supérieure à 800 volts. Les caractéristiques du APT10025JVFR, d'APT sont : $R_{\text{DS}} = 0,25\Omega$ et $V_{\text{F}} = 1,3$ volts. Le courant efficace est 18,98 ampères d'où :

$$P_{\text{int interrupteur}} = P_{\text{IGBT}} + P_{\text{DIODE}} = 0,25\Omega \times (18,98\text{A})^2 + 1,3\text{V} \times 1,83\text{A} = 92,44\text{W}.$$

Les pertes de conduction associées aux interrupteurs principaux seront de 185W si on utilise des MOSFETS.

Les pertes de commutation se produisent à l'ouverture et à la fermeture de l'interrupteur. Pour évaluer ces pertes, il suffit de consulter les spécifications du fabricant.

Dans le cas du module d'IGBT, International Rectifier fournit la courbe suivante (figure 2-57).

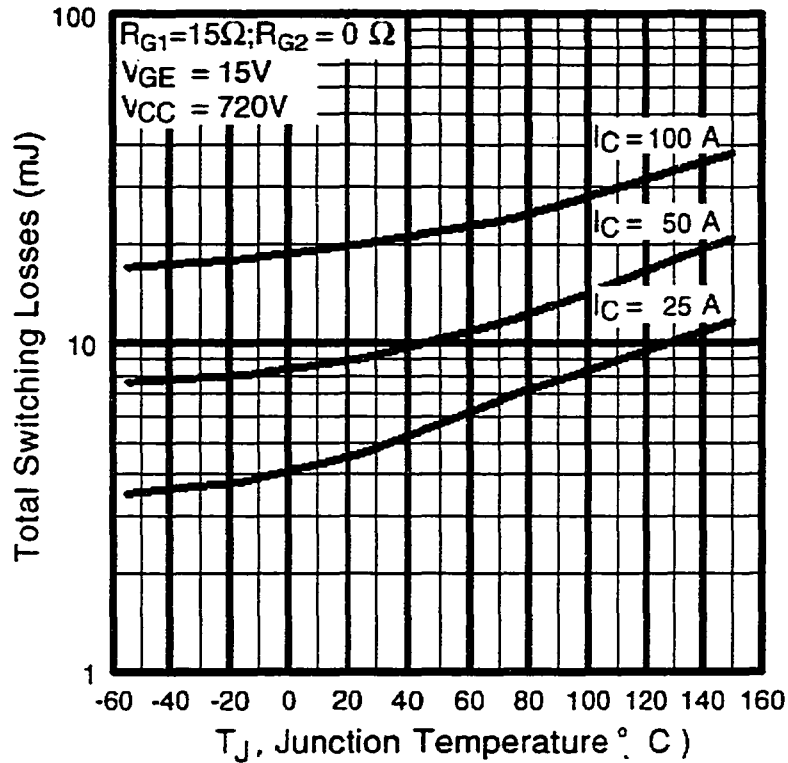


Figure 2-57 Spécifications du fabricant [Document #PD-5.064, from IR]

La courbe précédente permet d'estimer les pertes de commutation du module à 10mJ. A une puissance de 25kHz, les pertes de commutation associées à ce type d'interrupteur seront de 250 watts.

Dans le cas des interrupteurs MOSFET, il existe des relations mathématiques permettant d'évaluer les pertes à l'ouverture et à la fermeture.

A l'ouverture, la puissance dissipée se calcule selon la relation :

$$P_{sw_off} = \frac{1}{2} C V^2 f,$$

2-22

A la fermeture, la puissance dissipée se calcule en intégrant l'aire sous la courbe de la puissance instantanée. Le programme en annexe B évalue pour le Mosfet IXFN39N90 les pertes totales de commutation. Elles sont d'environ 20 watts.

Pour les interrupteurs de type IGBT, les pertes totales calculées sont de 300 watts. Pour les interrupteurs de type Mosfets, elles sont d'environ 200 watts. Les Mosfets sont donc préférés au IGBT.

2.10.4. Pertes associées à la diode de sortie D_K

Les pertes associées à cet élément sont causées en premier lieu par la chute de tension directe de l'élément en conduction et en second lieu par la reconstitution des charges de l'élément lors du blocage.

Les pertes de conduction se calculent :

$$P = V_F \times I_{D_{\text{moyen_max}}} \quad 2-23$$

Quant aux pertes de blocage, elles sont causées par l'évacuation des charges et elles se calculent selon :

$$P = V_{\text{inverse}} \times Q_{RR} \times f \quad 2-24$$

La diode APT60D100B, d'APT semble un bon choix. La tension V_F est de 1,5 volts et le Q_{RR} est de 1000 nC. Les pertes associées à cette diode seront :

$$P_{TOT} = 1,5V \times 16,26A + 800V \times 2000nC \times 25kHz = 45watts$$

2.10.5. Pertes dans la capacité de sortie

Les pertes du condensateur de sortie dépendent de la résistance série effective (ESR). Une fois cette valeur connue, on calcule les pertes selon :

$$P = ESR \times (I_{\text{Coefficient}})^2 \quad 2-25$$

Il n'est pas possible de trouver une capacité de près de 2mF pouvant supporter plus de 800 volts. Le choix porte donc sur une banque de condensateur ayant une capacité en tension de 450 volts. Chemi-con fabrique des condensateurs de 1200 μ F ayant cette capacité en tension (# pièce : KMH450VR122M40X80T5H). La valeur de ESR pour ce condensateur est de 0.207 Ω . La figure 2-58 représente la banque de condensateur utilisée pour réaliser la capacité de sortie.

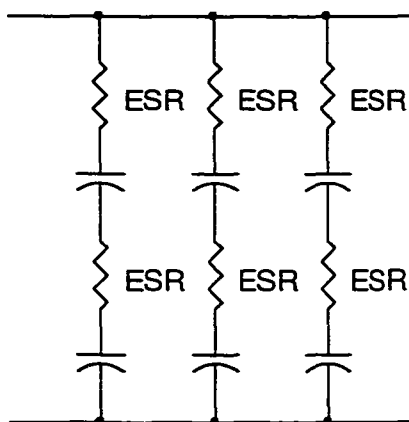


Figure 2-58 Capacité de sortie

La résistance effective équivalente ainsi obtenue sera de 0,138 Ω . Le courant efficace dans la capacité est de 15,2 ampères. Les pertes dans la capacité de sortie seront de 30 watts.

2.10.6. Pertes dans les inductances

Le dimensionnement des inductances est fait en annexe C. Selon les calculs, les pertes totales pour chacune des deux inductances seront de 33 watts

2.10.7. Évaluation des pertes totales

En tenant compte des contraintes en tension et en courant, on peut évaluer les pertes du circuit en choisissant les semi-conducteurs permettant de réaliser le circuit et en utilisant leur caractéristique pour les calculs.

Le tableau 2-4 résume ces calculs. Ce tableau permet de prédire un rendement de 96% pour ce convertisseur.

Il est possible de réduire les pertes du convertisseur en ajoutant un circuit d'aide à la commutation actif. Ainsi, les pertes de commutation au blocage de la diode de sortie et à l'amorçage des interrupteurs principaux peuvent être réduites considérablement.

Tableau 2-4

Évaluation des pertes du convertisseur à pleine charge

Éléments	Pertes
Pont diode	50 watts
Interrupteurs auxiliaires	30 watts
Interrupteurs principaux	200 watts
Inductances	60 watts
Diode de sortie	45 watts
Capacité de sortie	30 watts
Total	415 watts

2.11. Conclusion sur la faisabilité du circuit

Les simulations présentées dans ce chapitre ont permis de démontrer que la topologie peut fonctionner aux conditions d'opérations spécifiées par le cahier des charges.

Les simulations démontrent également que la méthode de contrôle préconisée est compatible avec la topologie.

L'évaluation du rendement permet d'espérer de très bonnes performances du circuit réel.

Le chapitre 3 présente les étapes de réalisation d'un prototype de 2kW.

CHAPITRE 3

ÉTAPES DE RÉALISATION D'UN PROTOTYPE

3.1. Introduction

Ce chapitre présente les étapes de conception d'un prototype expérimental de deux kilowatts.

La section 3.2 concerne le fonctionnement global du circuit.

Les sections 3.3 3.4 et 3.5 apportent des précisions sur les calculs relatifs au dimensionnement des éléments entourant le contrôleur. Ce contrôleur, le UC3854, est conçu pour fonctionner avec un convertisseur monophasé. Pour l'employer avec un redresseur triphasé, il lui faut des circuits additionnels.

La section 3.6 décrit le circuit d'attaque de gâchette

Finalement la section 3.7 contient les résultats expérimentaux.

Les sous-sections suivantes permettent d'apporter quelques précisions sur les ajouts et modifications à apporter pour adapter le contrôleur à un convertisseur triphasé.

Il est nécessaire de préciser une notion importante avant de poursuivre. La référence employée pour tous les circuits de contrôle est située sur la borne négative de la charge (figure 3-1).

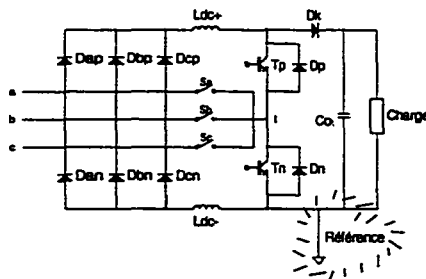


Figure 3-1 Références des circuits de contrôle

3.2. Description globale des circuits de contrôle

Les deux schémas qui suivent décrivent à l'aide de blocs les divers éléments nécessaires à la bonne marche du circuit.

La figure 3-2 présente le schéma de principe de la commande des interrupteurs auxiliaires.

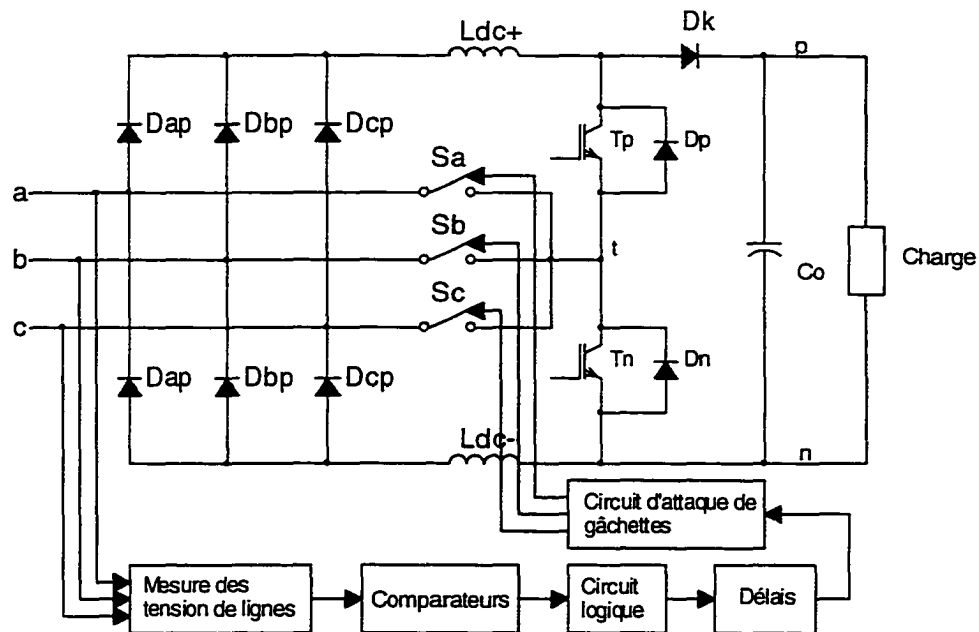


Figure 3-2 Schéma de principe de la commande des interrupteurs auxiliaires

Le premier bloc sert à obtenir une mesure des tensions de lignes (et de phases). Les comparateurs servent à déterminer la polarité des tensions de lignes. Le circuit logique emploie les résultats de ces comparaisons pour réaliser l'équation 2-9. Vient ensuite un circuit qui ajoute un délai à la fermeture des interrupteurs, ceci afin de s'assurer que l'on ne ferme jamais deux interrupteurs en même temps. Le dernier bloc est le circuit d'attaque de gâchette, qui fournit à chacun des trois interrupteurs auxiliaires un signal de gâchette isolé.

La figure 3-3 présente le schéma de principe de la commande des interrupteurs principaux. La mesure de la tension de sortie précède la seule et unique boucle de régulation de tension. La sortie de cette boucle de régulation entre dans les deux multiplicateurs ainsi que la mesure des tensions de phases. Les sorties des deux multiplicateurs constituent les deux références pour les boucles de régulation de courant. La plupart de ces blocs sont intégrés dans le UC3854B.

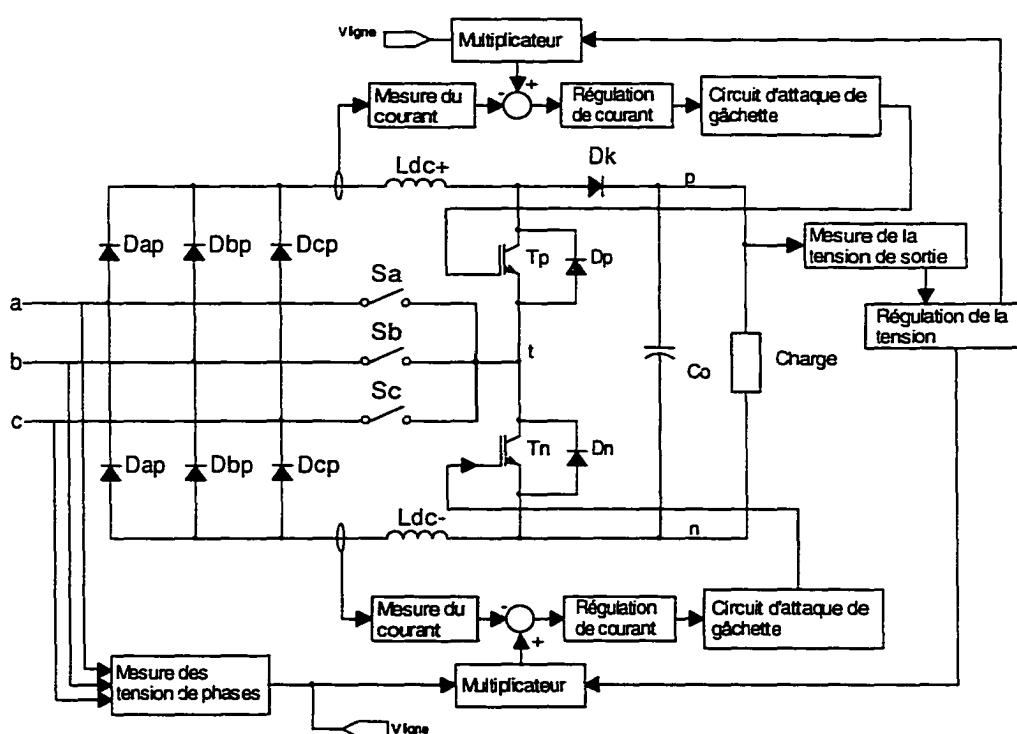


Figure 3-3 Schéma de principe de la commande des interrupteurs principaux

3.3. Mesures des tensions et des courants

3.3.1. Mesure de la tension de sortie

La mesure de la tension de sortie se fait par diviseur de tension (figure 3-4). La référence interne du contrôleur est de 3 volts. Le design du diviseur de tension se fait de

façon à obtenir ce même 3 volts sur la patte 11 lorsque la tension de sortie désirée est atteinte.

$$V_{\text{sense}} = \frac{R_{\text{vd}}}{R_{\text{vd}} + R_{\text{vi}}} V_o$$

Cette équation doit être satisfaite pour $V_{\text{sense}} = 3$ volts.

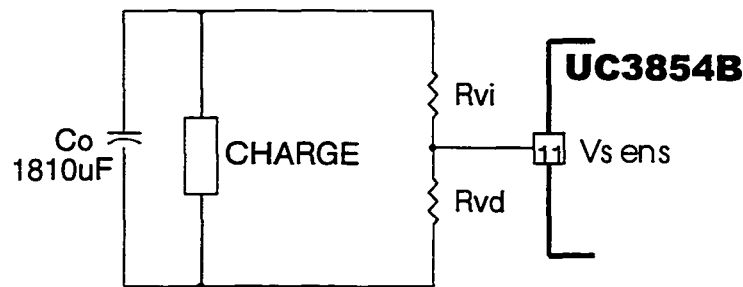


Figure 3-4 Mesure de la tension de sortie par diviseur résistif

Le choix des deux résistances répond également à un critère de puissance. Pour des résistances de $\frac{1}{4}$ watt : $R_{\text{vi}} + R_{\text{vd}} > \frac{V_o^2}{\frac{1}{4} \text{ W}}$.

La résolution de ces deux équations nous donne : $R_{\text{vi}} = 2,6 \text{ M}\Omega$ et $R_{\text{vd}} = 9,8 \text{ k}\Omega$.

3.3.2. Mesure des tensions d'entrée

La mesure des tensions d'entrée est primordiale en premier lieu pour obtenir les références de courant propre à chaque boucle de régulation et en second lieu pour alimenter la logique de contrôle des interrupteurs auxiliaires. Cette mesure doit nous permettre d'obtenir les tensions de phases et les tensions de lignes.

La figure 3-1 indique que la référence du circuit de contrôle est située à la masse de la charge. On peut réaliser la mesure des tensions de ligne en employant des transformateurs de tension tel que représenté à la figure 3-5. Toutefois, cette méthode

s'avère trop coûteuse et en plus, les mesures obtenues ont un contenu harmonique très élevé.

La méthode choisie consiste à obtenir les mesures des tensions de lignes en employant des amplificateurs différentiels (figure 3-6).

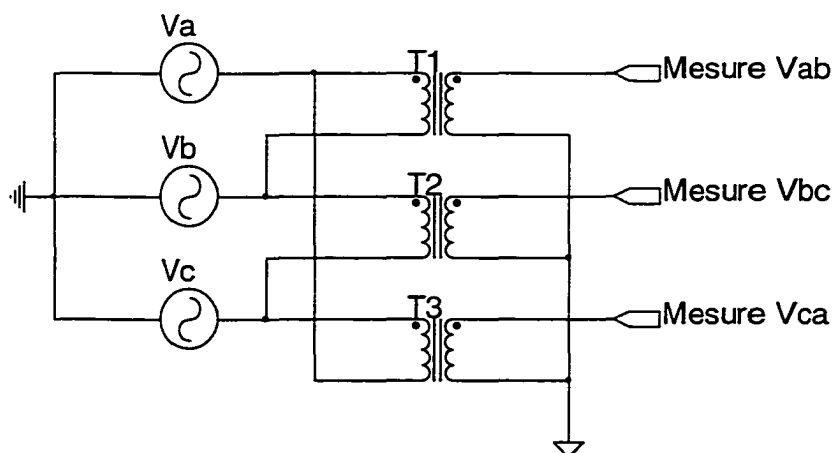


Figure 3-5 Mesure des tensions triphasées par transformateurs de tension monophasés

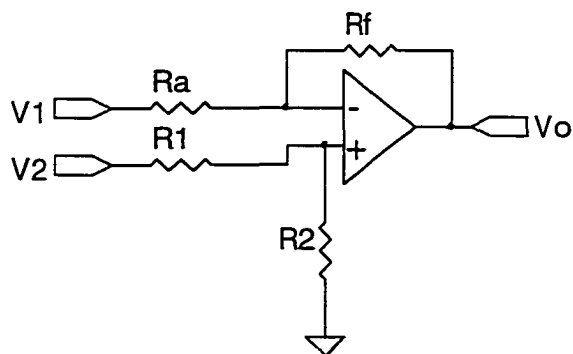


Figure 3-6 Amplificateur différentiel typique

L'expression de la tension de sortie de l'amplificateur différentiel est donnée par :

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_F}{R_a} + 1 \right) V_2 - \left(\frac{R_F}{R_a} \right) V_1 \quad 3-1$$

En choisissant $R_1 = R_a$ et $R_2 = R_F$ on simplifie l'équation et l'on obtient :

$$V_o = \left(\frac{R_F}{R_a} \right) (V_2 - V_1) \quad 3-2$$

Maintenant, remplaçons V_1 par la tension mesurée entre la phase B et la référence du circuit de contrôle, $V_1 = V_{Bn}$ et de même la tension V_2 par la tension mesurée entre la phase A et la référence, $V_2 = V_{An}$. L'équation devient

$$V_o = \left(\frac{R_F}{R_a} \right) (V_{An} - V_{Bn}) = \left(\frac{R_F}{R_a} \right) (V_A - V_n - V_B + V_n) \Rightarrow V_o = \left(\frac{R_F}{R_a} \right) V_{AB} = V_{ab_m}.$$

Le choix de R_F et de R_a répond à deux critères : la valeur crête de la tension V_o doit être inférieure à la tension de saturation des amplificateurs opérationnels (12,5 volts). Également, le choix de ces résistances doit tenir compte de la dissipation de puissance. La tension V_{An} peut atteindre des valeurs supérieures à la tension de sortie (> 800 volts). Pour des résistances de $\frac{1}{4}W$, il faut des valeurs supérieures à 500k Ω .

Ces deux conditions doivent être vérifiées à la tension de ligne maximale.

Nous pouvons maintenant obtenir la mesure des trois tensions de ligne. À partir de ces trois signaux, on peut retrouver les trois tensions de phase, en ajoutant d'autres étages à amplificateur opérationnel.

Par exemple pour obtenir la tension V_{a_m} on procède comme suit :

$$V_{ab_m} + V_{ac_m} = V_{a_m} - V_{b_m} + V_{a_m} - V_{c_m}$$

$$\text{Or pour un réseau équilibré : } V_{a_m} + V_{b_m} + V_{c_m} = 0$$

D'où :

$$V_{ab_m} + V_{ac_m} = 3V_{a_m}$$

Pour obtenir la bonne valeur on doit donc réaliser la sommation en utilisant un gain d'un tiers. Il n'est pas possible d'obtenir un gain inférieur à 1 avec un amplificateur non-inverseur, il faut donc utiliser un amplificateur inverseur et ajouter un dernier étage qui permettra d'obtenir la tension V_{a_m} .

Il faut utiliser un autre circuit identique pour obtenir V_{b_m} . Ce circuit calculera également V_{bc_m} et V_{ba_m} .

Nous avons donc maintenant les signaux suivants : V_{ab_m} , V_{ac_m} , V_{ab_m} , V_{bc_m} , V_{ba_m} et V_{b_m} . Il ne manque que V_{ca_m} que l'on peut obtenir en inversant V_{ac_m} et V_{c_m} que l'on obtient en additionnant V_{ac_m} et V_{bc_m} avec un montage inverseur. De cette façon, on économise 2 amplificateurs opérationnels.

La figure 3-7 présente le circuit final de mesure des tensions simples et composées.

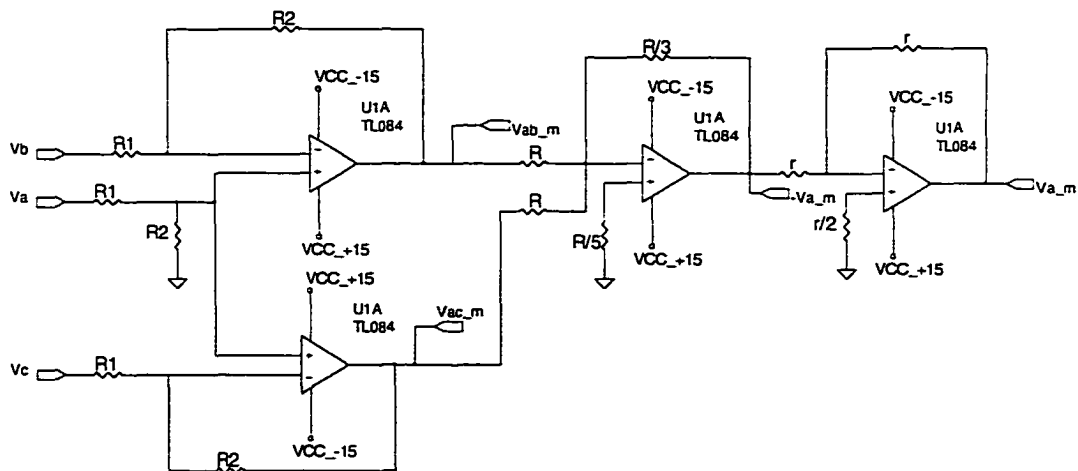


Figure 3-7 Circuit de mesure des tensions simples et composées

3.3.3. Circuit de commande des interrupteurs auxiliaires

Maintenant que nous avons les signaux de mesures des tensions composées, nous pouvons passer à la conception du circuit permettant d'obtenir la commande des interrupteurs auxiliaires.

Le groupe d'équations 2-9 donne la logique de commande des interrupteurs auxiliaires. Il suffit maintenant de traduire ces équations en circuit analogique et numérique.

Il faut d'abord déterminer la polarité des tensions composées. On utilise pour ce faire trois comparateurs à hystérésis. La bande hystérésis permet d'éviter les phénomènes d'oscillations à la sortie des comparateurs.

Ce sont les portes logiques qui suivent qui vont créer les signaux de commande des interrupteurs auxiliaires. Le 7486 et le 7404 permettent d'obtenir la fonction XNOR désirée.

Afin de s'assurer que jamais il n'y aura deux interrupteurs auxiliaires de fermés en même temps, on ajoute un délai sur le front montant de la commande. Ceci pour obtenir un délai entre l'ouverture d'un interrupteur auxiliaire et la fermeture du suivant. Pour créer ce délai on utilise un circuit RC avec une diode en parallèle avec la résistance. Le condensateur se charge selon une constante de temps $\tau=RC$. Le circuit numérique qui suit ce retard doit donc attendre un peu avant de voir un niveau logique 1 à son entrée. Par contre, le condensateur se décharge instantanément par la diode lorsque le 7404 change pour le niveau logique 0.

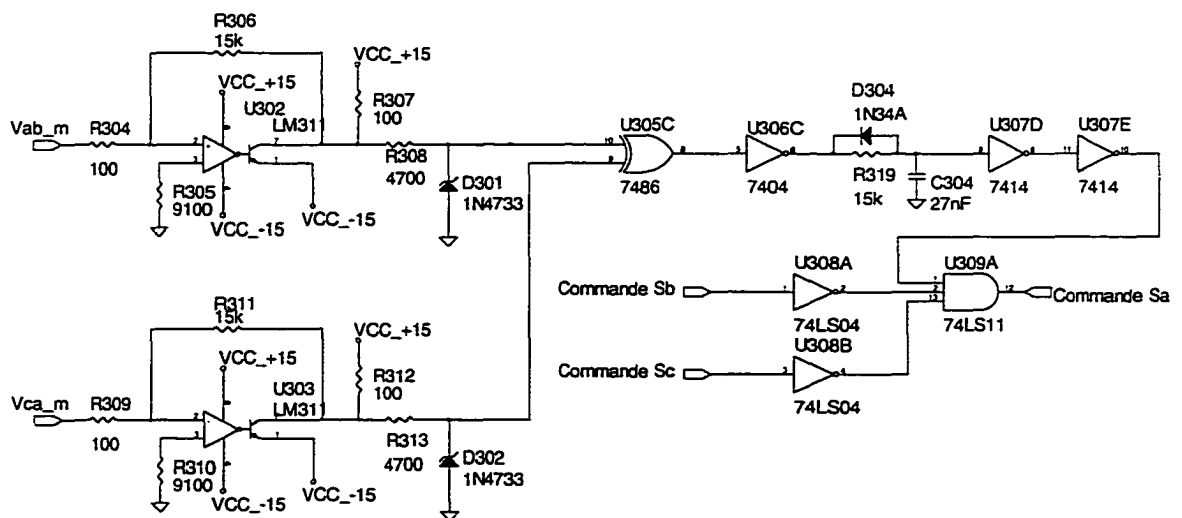


Figure 3-8 Circuit implantant la logique de commande des interrupteurs auxiliaires

Pour avoir une uniformité dans les délais, les circuits de retard attaquent une bascule de Schmitt. Enfin, nous ajoutons une protection supplémentaire qui nous assure que jamais il n'y aura deux interrupteurs fermés en même temps. La porte logique 7411 donnera un niveau logique 1 en sortie si et seulement si la commande de S_a est haute et les commandes de S_b et S_c sont basses.

La figure 3-8 donne le circuit complet pour la commande de S_a .

3.3.4. Mesure des références de courants (Iac)

Les références des courants sont obtenues par une mesure de la tension d'entrée. Pour obtenir un bon facteur de puissance, on impose un courant qui est l'image de cette tension.

Pour le convertisseur monophasé, on obtient très facilement la forme d'onde du courant en mesurant la tension à la sortie du redresseur à diode. On impose alors un courant à la sortie du pont qui a la même forme que la tension. À l'entrée du pont on aura alors un courant sinusoïdal en phase avec la tension, tel que représenté à la figure 3-9.

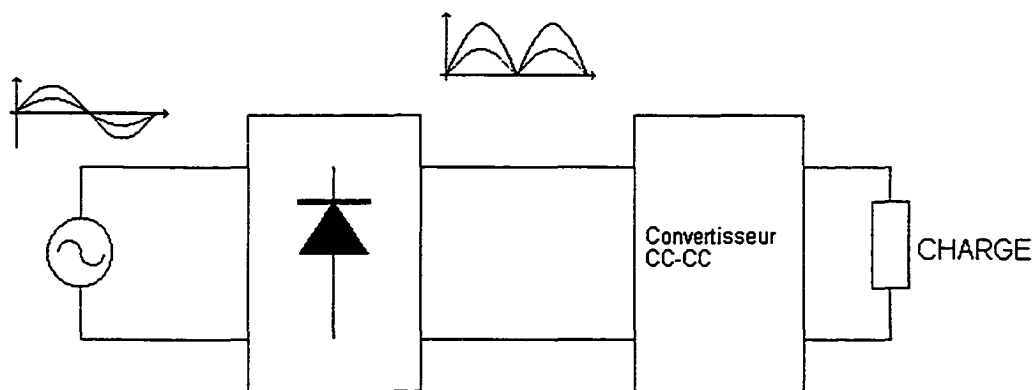


Figure 3-9 Correction de facteur de puissance, convertisseur monophasé

Pour le convertisseur triphasé que l'on se propose de développer, les références des courants régulés sont les images des tensions mesurées entre les deux sorties du pont diode et le point neutre du réseau (figure 3-10).

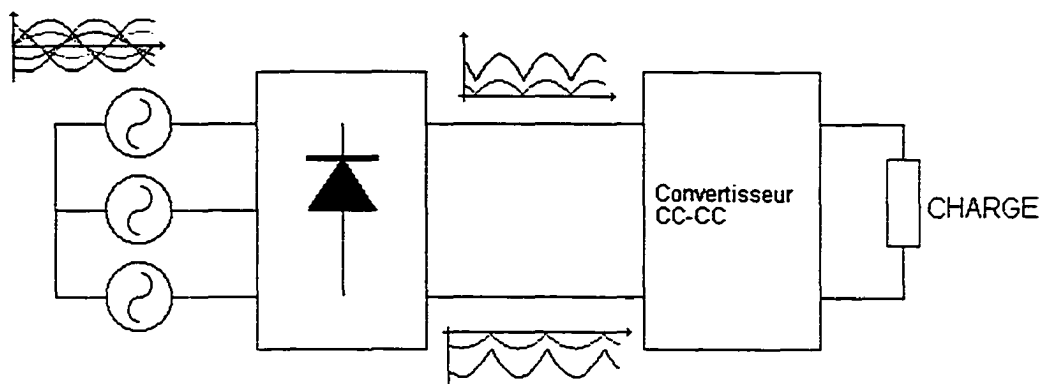


Figure 3-10 Correction de facteur de puissance, redresseur à injection de courant

Nous avons maintenant trois signaux de mesure des tensions de phases (section 3.3.3), soit V_{a_m} , V_{b_m} et V_{c_m} . On peut recréer les tensions V_P et V_N en utilisant un petit pont redresseur alimenté par ces trois tensions de mesure. Le signal à la cathode de ce pont nous donne V_{P_m} et le signal à l'anode $-V_{N_m}$. On ajoute un inverseur pour obtenir V_{N_m} (figure 3-11).

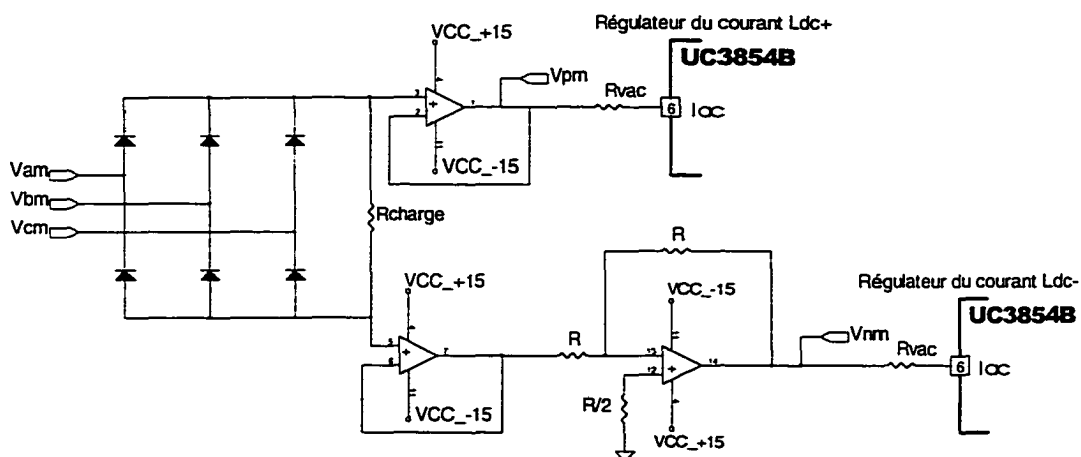


Figure 3-11 Obtention des références de courant

Ce sont ces deux signaux, V_{P_m} et V_{N_m} qui vont attaquer la broche 6 : Iac des régulateurs.

La résistance R_{vac} est choisie de façon à limiter le courant qui entre dans la broche 6 :Iac à $600\mu A$. La tension à cette même broche est maintenue par le contrôleur à $500mV$. Le calcul de R_{vac} se fait ainsi :

$$R_{vac} = \frac{V_{p-m}}{600\mu A}$$

3.3.5. Mesure de la tension moyenne d'entrée

La mesure de la tension d'entrée est nécessaire pour réagir aux variations de la tension de ligne. Cette mesure doit donner un signal continu qui attaquera la broche 8 :Vrms du UC3854B. Il s'agit d'obtenir la valeur moyenne de la tension sinusoïdale de ligne. Pour réaliser cette opération, on utilise un filtre du deuxième ordre ayant une fréquence de coupure en deçà de 60 hertz.

La fonction de transfert du filtre est la suivante :

$$\frac{V_d(s)}{V(s)} = \frac{R_{ff3}}{R_{ff1}R_{ff2}R_{ff3}C_{ff1}C_{ff2}s^2 + [R_{ff1}R_{ff3}C_{ff1} + (R_{ff1} + R_{ff2})R_{ff3}C_{ff2} + R_{ff1}R_{ff2}C_{ff1}]s + R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

La figure 3-12 présente la configuration utilisée.

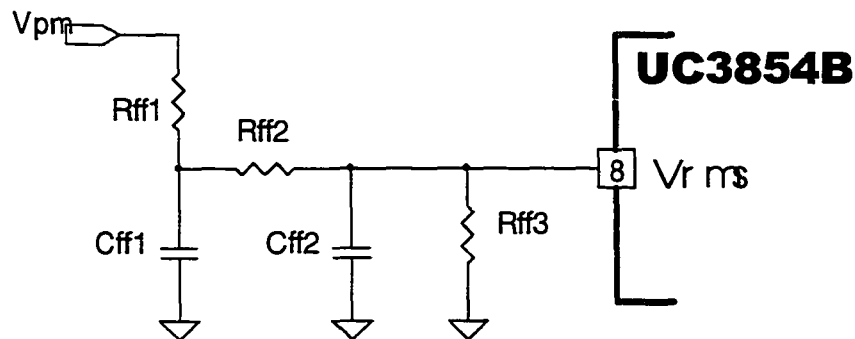


Figure 3-12 Filtre de la tension d'entrée

La figure 3-13 présente le diagramme de Bode de ce filtre.

La fréquence de coupure de ce filtre est très basse, tel que requis afin de filtrer la tension du réseau.

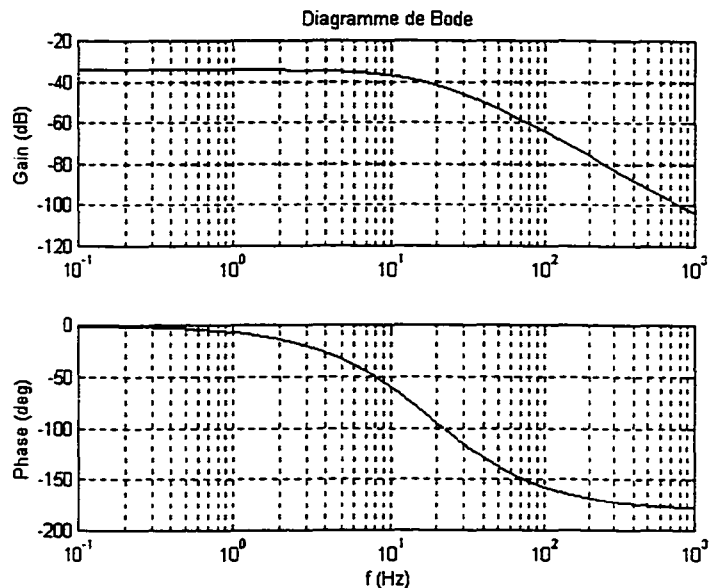


Figure 3-13 Diagramme de Bode du filtre Vrms

3.3.6. Mesure du courant des inductances

Il existe plusieurs méthodes pour mesurer le courant dans les inductances.

La première consiste à insérer une résistance dans la branche de retour du courant du circuit de puissance, tel qu'indiqué à la figure 3-14. Il se crée ainsi une tension négative aux bornes de cette résistance, proportionnelle au courant.

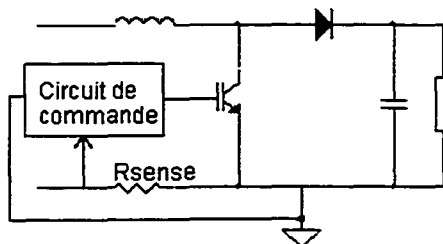


Figure 3-14 Mesure de courant par résistance de mesure

Il est impossible d'utiliser cette méthode pour mesurer le courant de l'inductance du haut parce que la résistance de mesure doit avoir une de ses bornes à la référence du circuit de contrôle. On pourrait utiliser cette méthode pour mesurer le courant de l'inductance du bas. Mais selon les spécifications du contrôleur et après quelques calculs, on obtient les valeurs suivantes pour la résistance de mesure : $22,1\text{m}\Omega$ et 64 W . Ce n'est pas très réaliste.

Une seconde méthode consiste à utiliser des transformateurs de courant, tel que représenté à la figure 3-15.

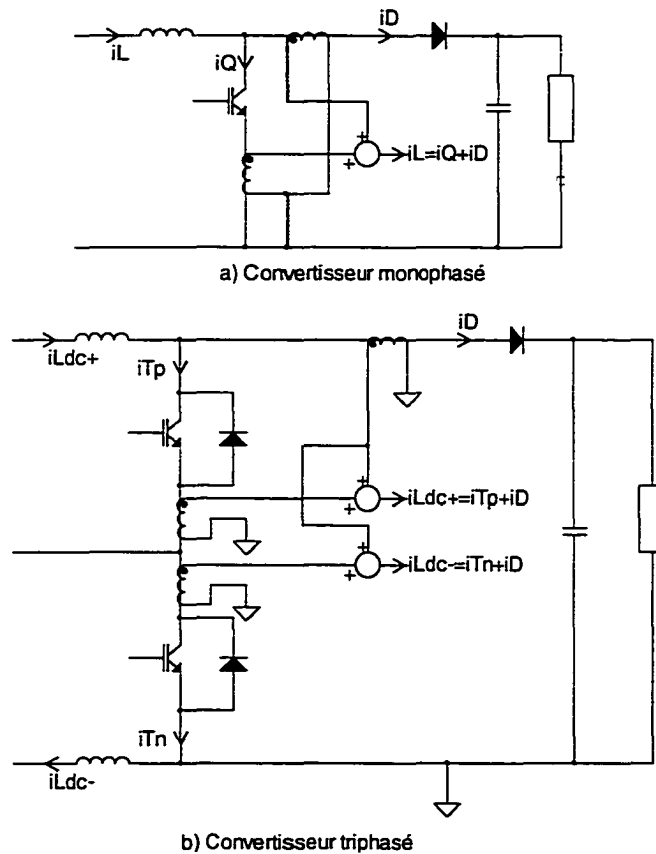


Figure 3-15 Mesure de courant par transformateurs

On ne peut pas utiliser un seul transformateur de courant en série avec l'inductance parce que la composante CC le fera saturer. Un transformateur en série avec

l'interrupteur et un autre en série avec la diode de sortie permet d'obtenir la même mesure de courant. Cette méthode est très valable pour un convertisseur monophasé où l'on peut reconstituer le courant dans l'inductance en mesurant ces deux courants. Dans notre cas, il faudrait utiliser trois transformateurs de mesure et ajouter des circuits de sommation pour reconstituer ce courant. La figure 3-15 représente cette méthode de mesure pour un convertisseur monophasé (fig 3-15a) et pour notre convertisseur triphasé (fig 3-15b).

Outre l'ajout de circuits de sommations, il faut également ajouter d'autres éléments qui vont servir à démagnétiser les transformateurs de mesure pendant la période de blocage des éléments qui leur sont associés.

Pour toutes ces raisons, le choix de l'élément de mesure consiste finalement en un LEM, un transducteur de courant fournissant deux mesures de courant superposées : la composante alternative et la composante continue. Pareillement au transformateur de courant, le LEM fournit un courant à sa sortie proportionnel au courant qu'il mesure. Il suffit de placer une résistance à sa sortie pour obtenir une tension de mesure proportionnelle au courant mesuré (figure 3-16).

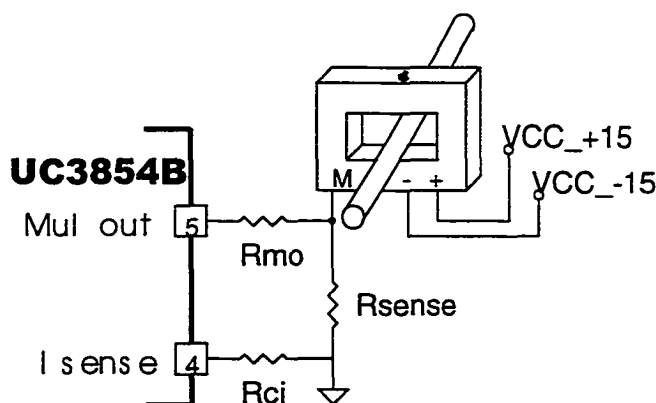


Figure 3-16 Mesure de courant par LEM

Le LEM choisi pour la fabrication du prototype a un rapport de transformation 1 :1000. La résistance R_{sense} est choisie de manière à ce qu'il y ait 1 volt de chute de tension à ses bornes lorsque le courant mesuré est maximal.

$$R_{\text{sense}} = \frac{1V}{I_L \text{ max}/N},$$

où N représente le rapport de transformation du LEM (1000).

3.4. Boucles de régulation

3.4.1. Régulation de la tension de sortie

La boucle de régulation de la tension de sortie permet de maintenir la tension à la sortie du convertisseur à une valeur constante quelle que soit la charge.

Les calculs de cette boucle de régulation sont faits à partir des indications de la note d'application U-134 [2].

En premier lieu, la boucle de régulation de tension doit restreindre la contribution des oscillations de la tension de sortie à la distorsion des tensions de ligne.

Il faut d'abord déterminer l'amplitude des oscillations basses fréquences de la tension de sortie. Cette amplitude est fonction de l'impédance du condensateur et de l'amplitude maximale de l'ondulation du courant de sortie qui elle est imposée par le système (Équation 3-3)

$$V_{o_crête} = \frac{P_{in}}{2\pi \times f_r \times C_o \times V_o} \quad 3-3$$

La fréquence f_r est celle des oscillations de la tension redressée. Pour un redresseur triphasé à diode, cette fréquence est de 360 Hz. On obtient pour cette valeur :

$$V_{o_crête} = \frac{12,5kW}{2\pi \times 360 \times 1300\mu F \times 800} = 5,31V$$

Il faut ensuite déterminer le TDH maximal supportable pour le courant d'entrée. Le régulateur contribue à la distorsion du courant d'entrée avec ses entrées V_{ff} et V_{vea} . Dans notre cas, la tension à l'entrée V_{ff} est presque continue et nous attribuons à la boucle de régulation de tension la totalité de cette contribution.

Pour le calcul, on fixe le TDH à 1.5%.

La variation de tension maximale à la sortie du régulateur de tension est de 3.5 volts. Avec toutes ces grandeurs on peut déterminer le gain dynamique du régulateur de tension (Équation 3-4).

$$G_{va} = \frac{\Delta V_{VAout} \times \text{Ripple}}{V_{o_crête}} = 0,0127 \quad 3-4$$

Ce gain est déterminé par le choix du condensateur dans la branche de retour du régulateur ($R_{vi} = 511k\Omega$) (Équation 3-5) (Figure 3-17)

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_r \times R_{vi} \times G_{va}} = 14nF \quad 3-5$$

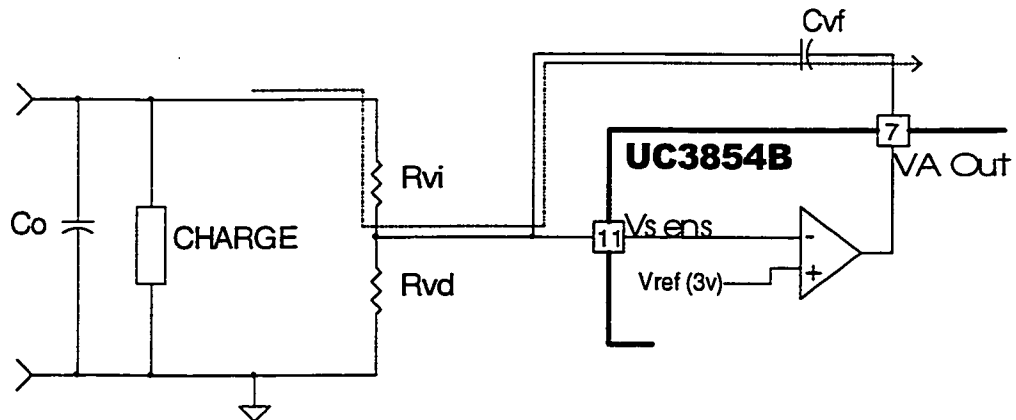


Figure 3-17 Atténuation des oscillations de la tension de sortie par la boucle de régulation de tension

En second lieu, il faut que la boucle de tension puisse compenser la plus grande variation possible de la charge. Le gain de cette boucle peut être représenté de la façon suivante :

$$G_{out} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{VAout}} \quad 3-6$$

La tension de sortie peut varier de 0 volt à sa valeur nominale. Donc ΔV_{out} est égale à V_{out} .

$$G_{out} = \frac{V_{out}}{\Delta V_{VAout}} = \frac{I_{out} \times X_{Cout}}{\Delta V_{VAout}} = \frac{P_{out} \times X_{Cout}}{V_{out} \times \Delta V_{VAout}}$$

La fonction de transfert de la boucle de régulation est maintenant (Équation 3-4 et 3-5)

$$G_{loop} = \left(\frac{1}{2\pi \times f \times C_{VF} \times R_{vi}} \right) \left(\frac{P_{out}}{V_{out} \times \Delta V_{VAout} \times 2\pi \times f \times C_{out}} \right)$$

La figure 3-18 présente la réponse en fréquence de cette fonction de transfert. La marge de phase de cette fonction est de 180° ce qui implique une stabilité marginale.

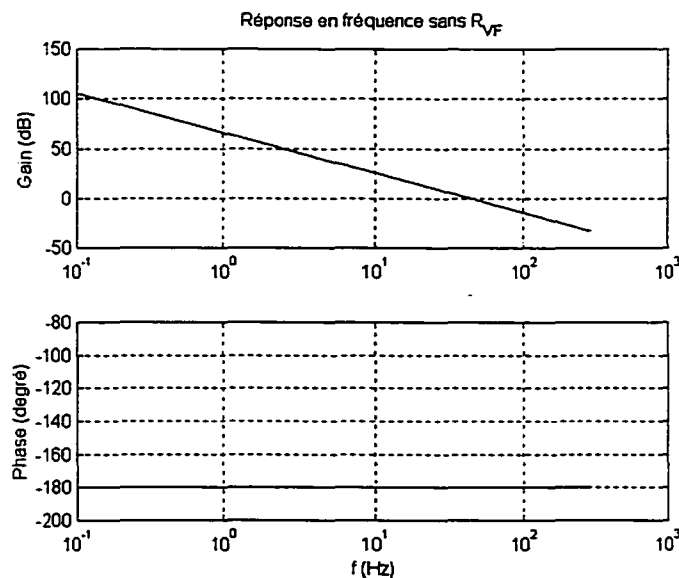


Figure 3-18 Réponse en fréquence de la boucle de tension sans R_{vf}

Pour augmenter la stabilité on place une résistance en parallèle avec C_{VF} afin de déplacer le pôle de G_{va} de l'origine à $1 / (R_{VF} \times C_{VF})$.

Cette valeur doit être égale à la fréquence à laquelle le gain de la précédente fonction de transfert croise l'origine (crossover frequency) (Équation 3-7).

$$f_c = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \times C_{VF} \times R_{vi}} \right) \left(\frac{P_{out}}{V_{out} \times \Delta V_{VAout} \times 2\pi \times C_{out}} \right)} \quad 3-7$$

Par la suite on pose $R_{VF} = \left(\frac{1}{2\pi \times f_c \times C_{VF}} \right)$.

La fonction de transfert finale de la boucle de tension est donc :

$$G_{loop} = \left(\frac{R_{VF}}{R_{vi} (sR_{VF}C_{VF} + 1)} \right) \left(\frac{P_{out}}{sC_{out} V_{out} \Delta V_{VAout}} \right) \quad 3-8$$

La réponse en fréquence de cette boucle est présentée à la figure 3-19.

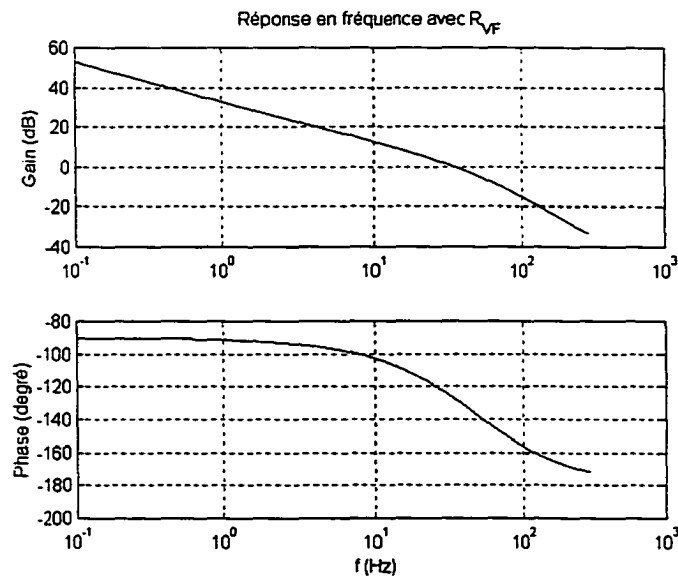


Figure 3-19 Réponse en fréquence de la boucle de régulation de tension

La régulation de la tension de sortie se fait en comparant une mesure de la tension de sortie avec une référence interne. Le convertisseur utilise deux contrôleurs. Il est impossible d'en trouver deux ayant une référence interne identique. En effet, selon les spécifications du fabricant, cette référence peut varier de 2,9 volts à 3,1 volts. Dans ces

conditions, la forme d'onde du courant obtenue ne sera pas sinusoïdale parce que chaque boucle de courant imposera une référence ayant une valeur moyenne différente. La figure 3-20 illustre le phénomène : chaque courant suit très bien sa référence. Le résultat sur le courant de phase est désastreux, tel qu'on peut le voir à la figure 3-21. Pourtant, le cas étudié ici n'est pas le pire : les deux références internes de la simulation sont 2,9 volts pour le régulateur du courant $I_{L_{dc+}}$ et 3 volts pour le régulateur du courant $I_{L_{dc-}}$.

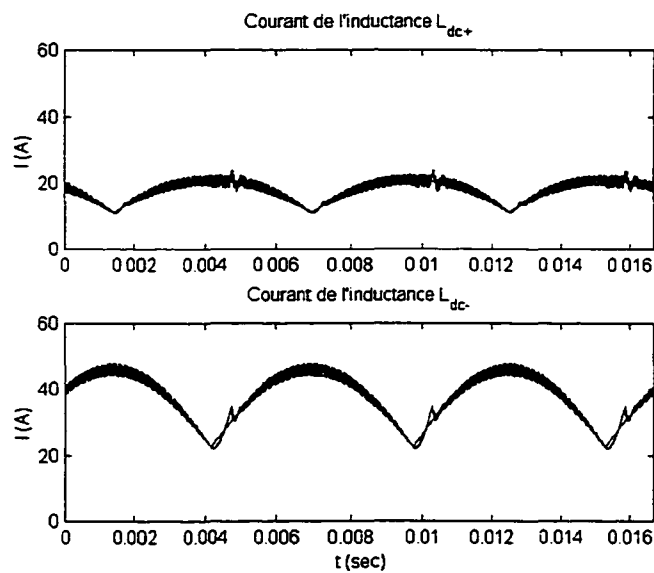


Figure 3-20 Courant dans les inductances, réglage de tension incorrect

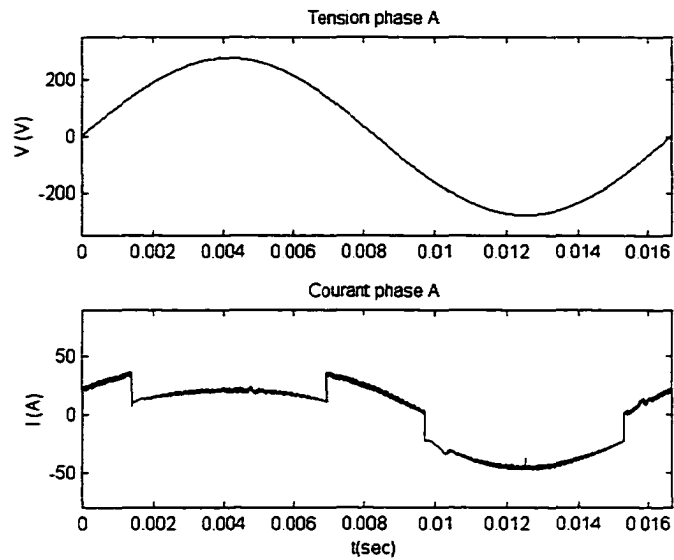


Figure 3-21 Tension et courant de la phase A, réglage de tension incorrect

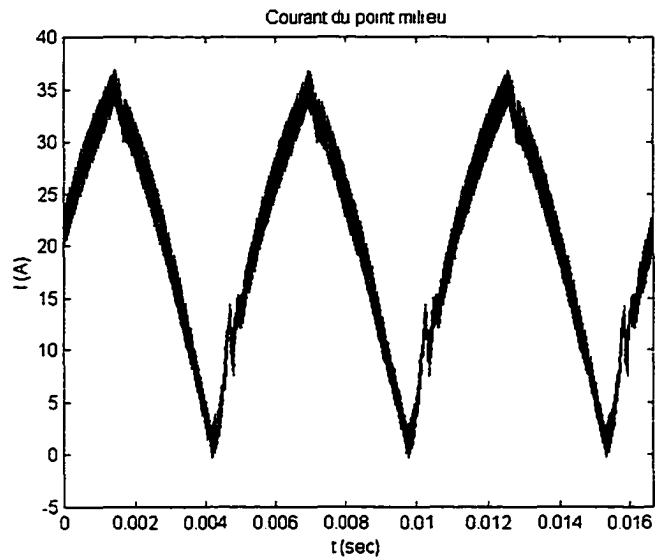


Figure 3-22 Courant au point milieu, réglage de tension incorrect

Pour cette raison, on doit envisager de n'utiliser qu'une boucle de régulation de tension pour les deux boucles de courant. Il suffit de placer un des deux amplificateurs

d'erreur de tension en haute impédance et de lier les deux sorties ensemble. La figure 3-23 illustre cette astuce.

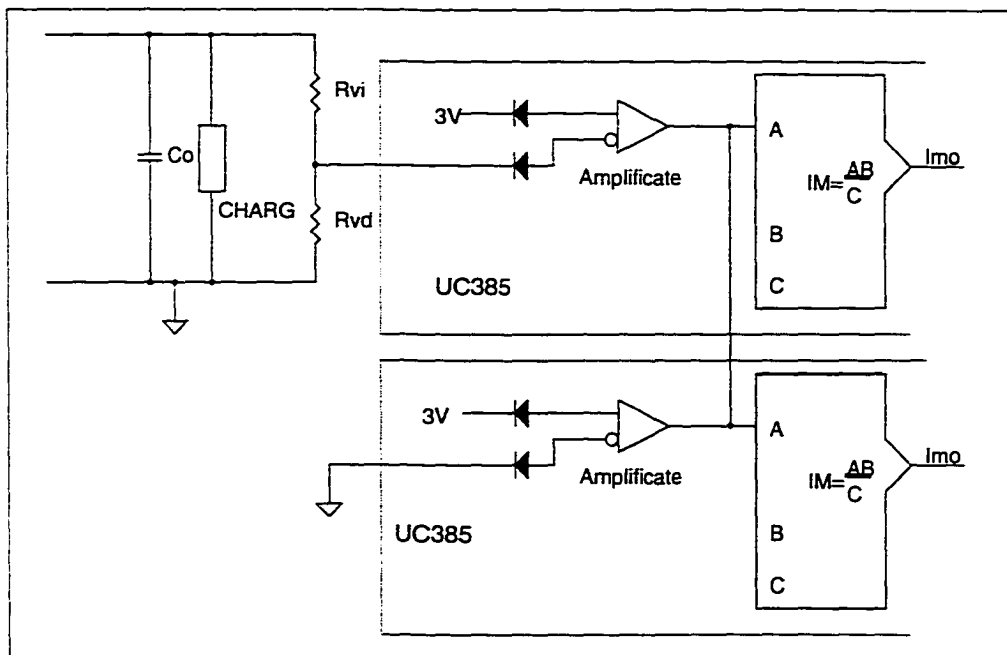


Figure 3-23 Liaison des deux boucles de tension

3.4.2. Boucle de régulation de courant

Pour la boucle de régulation de courant, il faut d'abord considérer le gain en haute fréquence. Pour que la boucle de régulation de courant soit stable, il faut que la pente du signal haute fréquence à la sortie du régulateur de courant soit plus petite que la pente de la rampe du UC3854B.

La pente du signal à la sortie du régulateur, du point de vue haute fréquence est donnée par l'équation 3-9.

$$M_{CA_OUT} = \frac{V_{out}}{L} \times \frac{R_{sense}}{N} \times G_{ca} \quad 3-9$$

G_{ca} est le gain du régulateur en haute fréquence. La pente de la rampe du générateur est égale à :

$$M_{Vosc} = V_{osc_p-p} \times f_s .$$

On peut de ces deux équations déduire le gain en haute fréquence du régulateur de courant (Équation 3-10).

$$G_{ca} \leq \frac{V_{osc_p-p} \times f_s \times L \times N}{V_{out} \times R_{sense}} \quad 3-10$$

La figure 3-24 représente la boucle de régulation de courant. De cette figure on peut tirer l'équation 3-11.

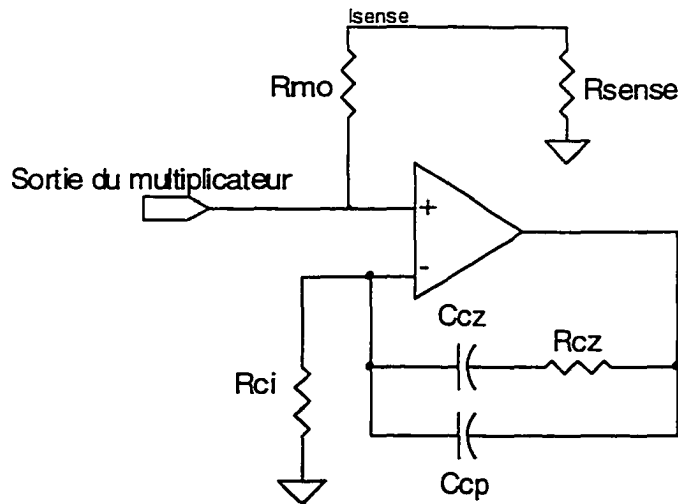


Figure 3-24 Boucle de régulation de courant

$$G_{ca} = 1 + \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad 3-11$$

On doit choisir $R_{ci} = R_{mo}$, et ensuite on calcule R_{cz} .

Pour le choix de C_{cz} , on doit considérer le gain en boucle ouverte de la boucle de régulation de courant. Ce gain est défini comme étant le rapport entre la variation maximale de tension aux bornes de R_{sense} et la variation maximale de la tension à la sortie du régulateur de courant. Si le réglage est bon, cette dernière variation est égale à la variation de la rampe. Ce gain peut être exprimé comme suit :

$$G_{ca_bo} = \frac{V_{Rsense}}{V_{CA_OUT}} = \frac{V_{Rsense}}{V_{osc_p-p}} = \frac{R_{sense} \times V_{out}}{V_{osc_p-p} \times 2\pi \times f \times L \times N} \quad 3-12$$

La multiplication de ce gain par le gain haute fréquence G_{ca} nous donne la fonction de transfert suivante :

$$G_{ca_bo} \times G_{ca} = \left(\frac{R_{sense} \times V_{out}}{V_{osc_p-p} \times 2\pi \times f \times L \times N} \right) \times \left(\frac{V_{osc_p-p} \times f_s \times L \times N}{V_{out} \times R_{sense}} \right) = \frac{f_s}{2\pi} \quad 3-13$$

Afin d'obtenir une marge de gain d'au moins 45° la fréquence du zéro f_z est choisie à 2 fois cette valeur (Équation 3-14).

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \times R_{cz} \times f_z} = \left(\frac{1}{2\pi \times R_{cz}} \right) \left(\frac{2\pi}{2f_s} \right) = \frac{2}{R_{cz} \times f_s} \quad 3-14$$

La réponse en boucle ouverte du réglage de courant est représentée à la figure 3-25.

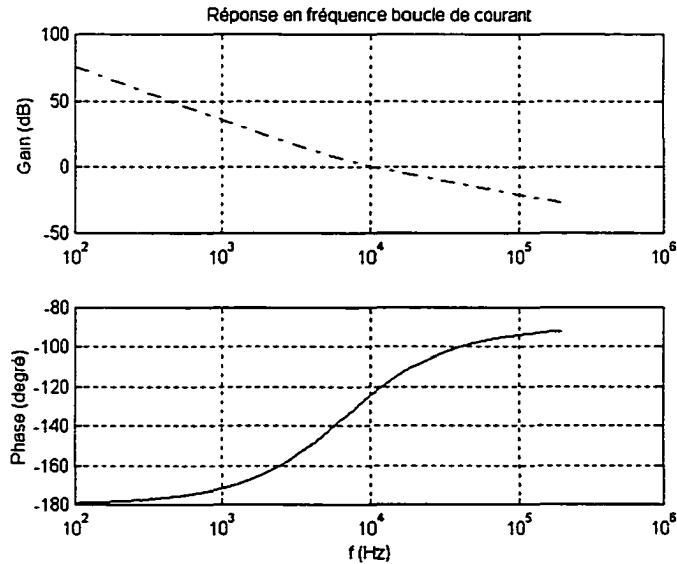


Figure 3-25 Réponse en fréquence de la boucle de courant

3.5. Synchronisation

Le circuit de modulation du UC3854B repose sur une rampe générée par le contrôleur lui-même. Le réglage de la fréquence de cette rampe se fait par le choix d'une capacité et d'une résistance externe au circuit intégré (figure 3-26).

L'équation 3-15 permet de calculer la fréquence du générateur.

$$f_s = \frac{1,25}{R_{set} \times C_t} \quad 3-15$$

Lorsque la rampe retombe à sa valeur la plus basse, la sortie du contrôleur monte et l'interrupteur qui lui est associé se ferme.

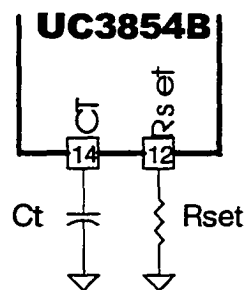


Figure 3-26 Générateur de rampe

Encore une fois, le fait d'utiliser deux contrôleurs identiques, et les mêmes résistances et condensateurs ne nous garantit pas que les deux sorties des contrôleurs seront synchronisées, ni qu'elles auront la même fréquence. C'est-à-dire que les fronts montant des deux sorties ne seront pas nécessairement simultanés. Pourtant, il est primordial qu'ils le soient.

Il y a deux raisons à cela. La première c'est que si on ne synchronise pas la fermeture de ces deux interrupteurs, la fréquence de commutation de la diode de sortie va doubler.

La figure 3-27 permet d'expliquer ce qui se passe. Au départ, la diode D_K conduit ainsi que la diode D_N qui assure un passage à la différence des deux courants.

La fermeture prématurée de T_N n'entraîne aucun problème puisque de toutes façons le courant continuera à circuler dans D_N . Par contre si on ferme T_P sans fermer T_N alors deux choses se produisent : la diode D_K se bloque ($V_{Dk} = V_{Co}$) et il n'y a plus de chemin pour le courant de l'inductance L_{dc-} . Cette séquence ne peut pas durer longtemps. La différence du courant dans les inductances va forcer la diode D_K à conduire de nouveau. A la fin du cycle, la diode de sortie aura commutée deux fois au lieu d'une, ce qui entraîne une augmentation considérable des pertes par commutation.

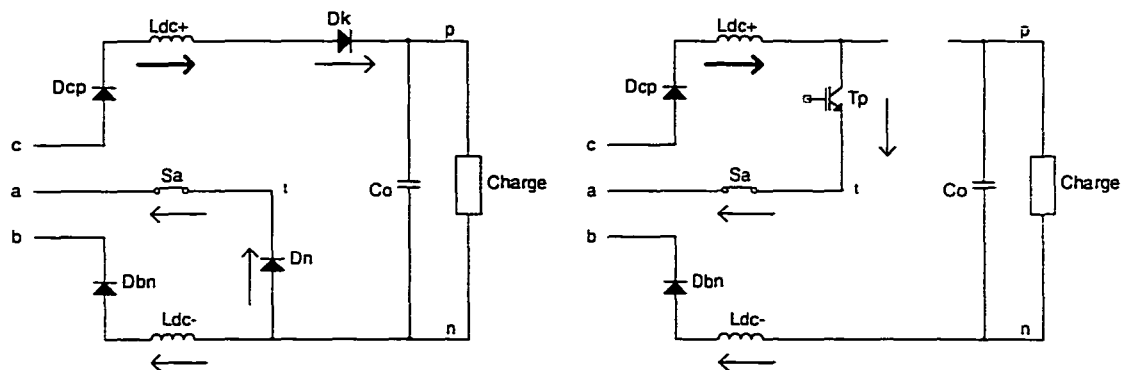


Figure 3-27 Commutation indésirable

La seconde raison qui nous dicte de synchroniser la fermeture des deux interrupteurs concerne le fonctionnement d'une éventuelle cellule d'aide à la commutation. Par exemple en examinant la figure 3-27, on voit qu'à l'instant où T_P se ferme, la diode D_K se bloque instantanément, avec un courant très élevé. Le phénomène de recouvrement entraîne des pertes.

Il sera utile d'ajouter un circuit auxiliaire qui permettra d'annuler le courant dans cette diode avant qu'elle ne se bloque. Pour accomplir cette opération, il faut connaître avec précision l'instant de la fermeture de T_P .

La meilleure méthode existante pour résoudre ces deux problèmes consiste à employer un signal de synchronisation qui obligera les sorties des 2 contrôleurs à atteindre le niveau haut en même temps.

Cette synchronisation est obtenue en forçant la rampe du contrôleur à son niveau haut à un instant donné. La rampe du contrôleur est obtenue en chargeant une capacité avec un courant constant. On obtient alors une tension qui croît linéairement aux bornes de ce condensateur. Lorsque cette tension atteint une valeur prédéterminée (la valeur crête de la rampe), on décharge cette capacité et on recommence le cycle. La figure 3-28 illustre le fonctionnement de cette rampe.

Pour synchroniser le contrôleur avec un signal externe on ne peut évidemment pas agir sur la source de courant qui est à l'intérieur du contrôleur. On peut par contre agir directement sur la tension de la rampe. On peut forcer la rampe à sa valeur crête en lui injectant une impulsion de tension qui se superposera à la tension du condensateur. Il suffit que la fréquence de cette impulsion soit légèrement supérieure à la fréquence déterminée par les éléments du contrôleur.

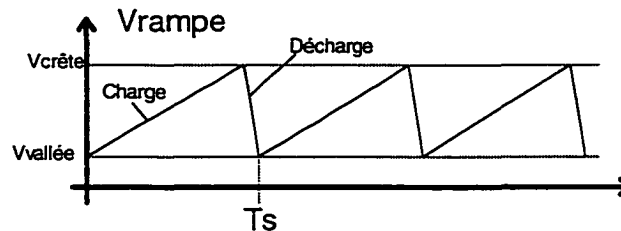


Figure 3-28 Rampe du contrôleur

La figure 3-29 représente les signaux de principe de cette méthode de synchronisation. La période T sur le signal de rampe est la période théorique calculée avec l'équation 3-15. La ligne hachée représente l'aspect de la rampe théorique, sans signal de synchronisation. Quand à la période T_s , c'est la période du signal de synchronisation. Cette même période est imposée à la rampe.

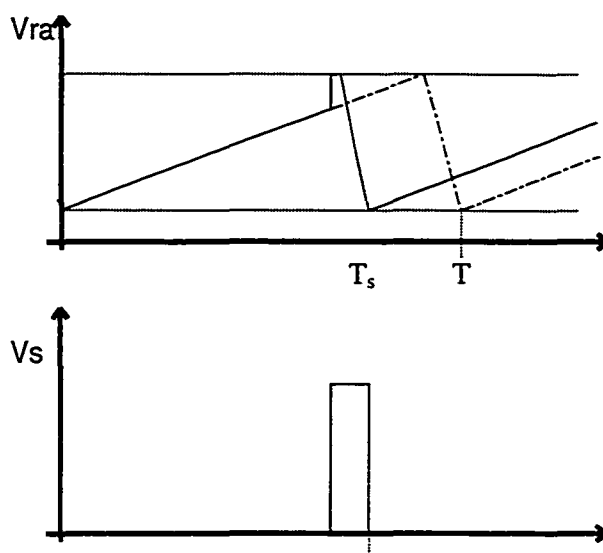


Figure 3-29 Signaux de principe de la synchronisation

3.6. Circuits d'attaque de gâchettes

Les circuits d'attaque de gâchettes permettent principalement d'isoler le circuit de puissance du circuit de commande. Ils permettent également de commander des interrupteurs dont la borne négative (émetteur dans le cas d'un IGBT et source dans le cas d'un MOSFET) n'est pas reliée directement à la référence du circuit de contrôle.

3.6.1. Circuit d'attaque de gâchettes des interrupteurs auxiliaires

Pour ce circuit d'attaque de gâchettes, le principal problème est le suivant : le temps de conduction des interrupteurs est de 2,77msec (60° du cycle 60Hz). Avec un temps de conduction aussi long, il n'est pas possible d'employer des transformateurs d'impulsions parce qu'ils risquent de saturer.

La solution envisagée consiste à utiliser trois optocoupleurs nécessitant chacun une alimentation auxiliaire isolée. Un circuit conventionnel push-pull est ajouté au

secondaire de l'optocoupleur parce que le transistor de sortie ne peut pas fournir à lui seul toute l'énergie nécessaire à la fermeture du transistor auxiliaire.

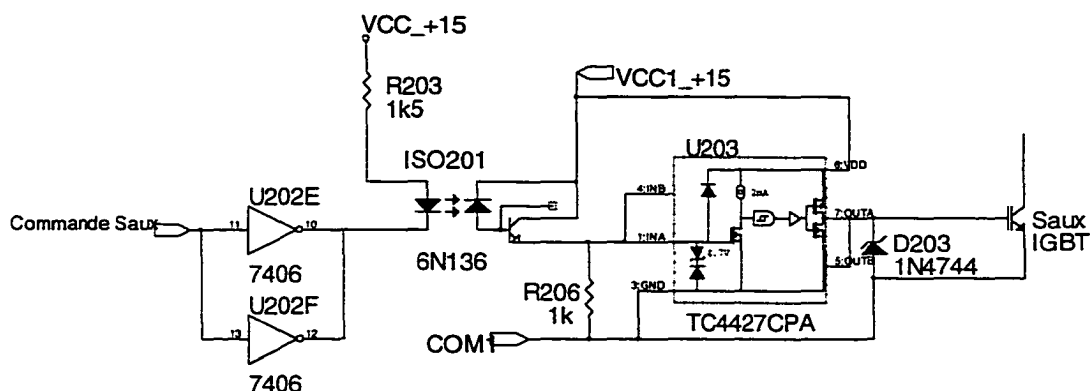


Figure 3-30 Circuit d'attaque de gâchette des interrupteurs auxiliaires

La figure 3-30 présente le circuit d'attaque de gâchette proprement dit. Le signal de commande obtenu précédemment attaque la porte 7406, qui est « open collector ». Lorsque la commande est au niveau logique 1, la sortie du 7406 tombe au niveau logique 0 ce qui fait conduire la diode de l'optocoupleur.

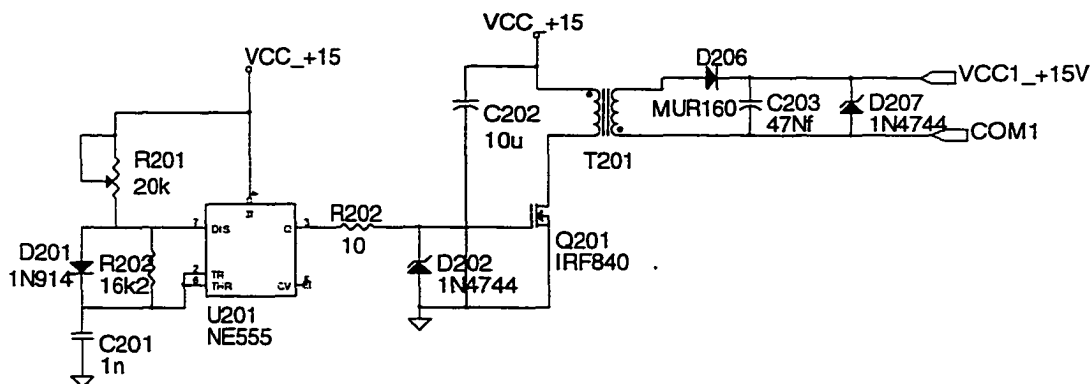


Figure 3-31 Alimentation auxiliaire pour la carte de commande des interrupteurs auxiliaires

La figure 3-31 présente le circuit de l'alimentation auxiliaire qui fournira la tension au secondaire de l'optocoupleur et au TC4427. Il s'agit d'un convertisseur

flyback, Le 555 fournit les impulsions de commande du Mosfet. Le rapport cyclique se situe autour de 45% et la fréquence est réglée à 50kHz. Le transformateur de la figure 3-31 est représenté avec un seul secondaire mais dans la réalité, ce transformateur aura trois secondaires.

Le dimensionnement du transformateur du flyback est fait en annexe D.

3.6.2. Circuit d'attaque de gâchettes des interrupteurs principaux

Pour assurer la fermeture d'un interrupteur de type IGBT ou MOSFET il faut appliquer un potentiel de 15 volts entre la base et l'émetteur pour un IGBT et entre la grille et la source pour un MOSFET (pour des interrupteurs de type N). La référence de l'alimentation du circuit de contrôle correspond à la source de l'interrupteur i_N . Il est donc trivial d'appliquer une tension de 15 volts à la gâchette de cet interrupteur. C'est toutefois plus compliqué de le faire pour l'interrupteur du haut.

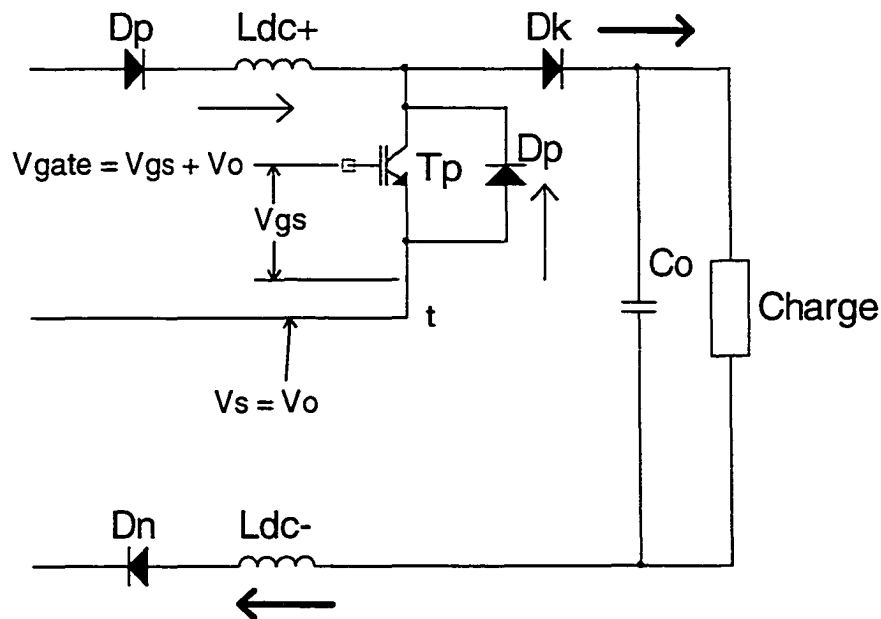


Figure 3-32 Schéma électrique représentant la tension flottante du point milieu

La tension à la source de cet interrupteur est flottante et peut atteindre une valeur égale à la tension de sortie, selon la séquence de fonctionnement active. Il faut donc

appliquer sur la gâchette de T_P une tension supérieure de 15 volts à la tension de sortie du convertisseur, tel que représenté à la figure 3-32.

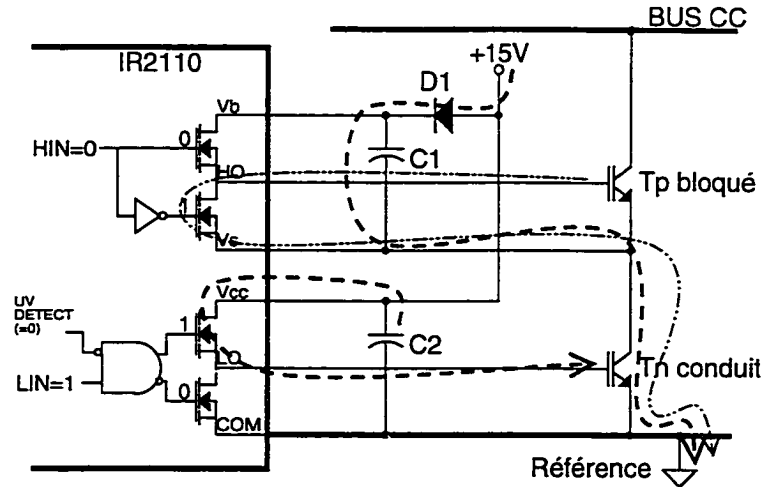
Pour remédier à ce problème, il suffit d'utiliser un circuit intégré fabriqué par International Rectifier. Son fonctionnement repose sur le principe du circuit « Bootstrap » qui permet d'élever la référence d'un potentiel donné à une valeur imposée par le circuit de puissance. La figure 3-33 représente les séquences de fonctionnement du circuit d'attaque de gâchette IR2110.

À la figure 3-33 a), les signaux de commande impliquent la fermeture de T_N et l'ouverture de T_P . Le condensateur C2 est couplé avec la gâchette de T_N par le biais d'un transistor MOSFET interne au IR2110. Ce condensateur préalablement chargé fournit l'énergie nécessaire à la fermeture de l'interrupteur T_N . Pendant ce temps, le condensateur C1 est chargé par la source de 15 volts via la diode D1. La gâchette de T_P est maintenue au potentiel de sa source par le IR2110. Et du fait que l'interrupteur T_N conduit, la gâchette se décharge au même potentiel que la référence de la source.

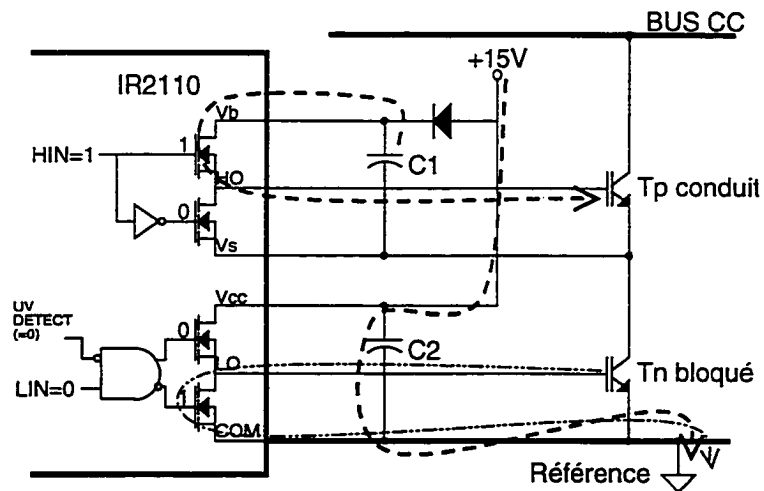
À la figure 3-33 b), l'interrupteur T_N est ouvert et T_P est fermé. Le condensateur C1, chargé pendant le cycle précédent, est mis en parallèle avec la gâchette et la source de T_P et fournit une tension de 15 volts à la gâchette de cet interrupteur afin de le maintenir fermé. La diode D1 permet d'isoler la source de 15 volts de la tension flottante du point milieu. Elle doit être capable de supporter la totalité de la tension de sortie du convertisseur. Pendant ce temps, le condensateur C2 est chargé par la source de 15 volts. La gâchette de T_N est reliée à sa source par le IR2110 et maintenue au potentiel de la référence du circuit de contrôle, ce qui empêche sa fermeture.

Il faut faire une remarque importante sur le fonctionnement de ce circuit. En 3-33 a), l'interrupteur T_N fournit le chemin pour décharger la gâchette de T_P , et pour charger le condensateur C1. Si, entre l'ouverture de T_P et sa fermeture le potentiel à la source de cet interrupteur n'est pas amené à la référence du circuit de contrôle, la gâchette de T_P ne se décharge pas et le condensateur C1 ne peut pas être chargé. Avec notre convertisseur, cette situation n'arrive jamais parce qu'entre le temps où T_P ouvre et se ferme à

nouveau, l'interrupteur T_N ou la diode D_N va conduire et amener le potentiel de la source de T_P à la référence du circuit de contrôle.



a)



b)

Figure 3-33 Séquence IR2110

3.7. Résultats expérimentaux

Tous les concepts présentés précédemment ont permis la fabrication d'un prototype expérimental de 2 kilowatts.

Pour ce prototype, les spécifications employées pour les calculs sont listées ci-dessous. La tension de sortie choisie est de 400 volts. La plage de tension d'alimentation est de $100V_{LL} - 200V_{LL}$. Les inductances ont une valeur mesurée de $355\mu H$ à 50kHz qui est la fréquence de fonctionnement du montage. La capacité de sortie est de $1150\mu F$.

Sauf indications contraires, la tension d'alimentation à laquelle les formes d'ondes ont été relevées est de $150 V_{LL}$.

3.7.1. Synchronisation

La figure 3-34 présente les signaux de synchronisation obtenus en pratiques.

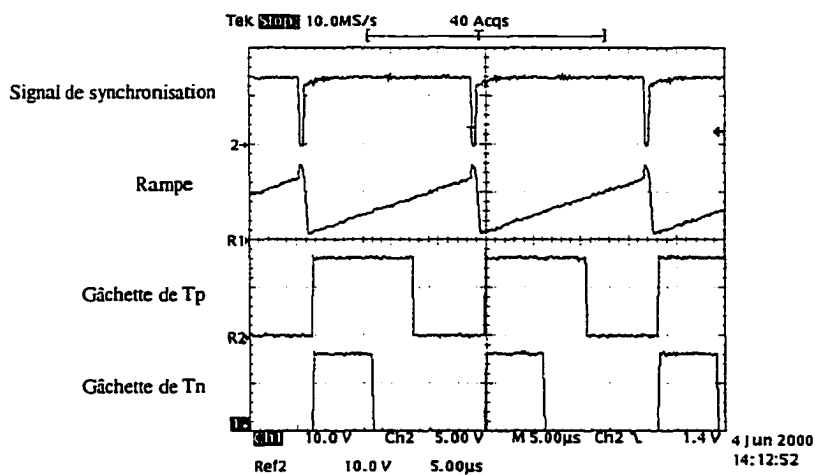


Figure 3-34 Signaux de synchronisation de la fermeture des deux interrupteurs

Il est important de noter que pendant le front descendant de la rampe, l'interrupteur est ouvert. Cet intervalle de temps diminue le rapport cyclique maximal. Pour garder un bon contrôle sur le courant régulé il est important de minimiser cet intervalle. Pour ce faire, il faut que le rapport cyclique de l'oscillateur soit de moins de 5% de la période de fonctionnement.

3.7.2. Courants de lignes

Les formes d'ondes des courants de lignes sont certainement les plus importantes. Le fonctionnement de la topologie est validé si ces formes d'ondes sont acceptables. Les figures 3-35a), 3-35b) et 3-35c) présentent les trois courants de lignes obtenus en laboratoire. La figure 3-36 présente les trois formes d'ondes sur un même écran.

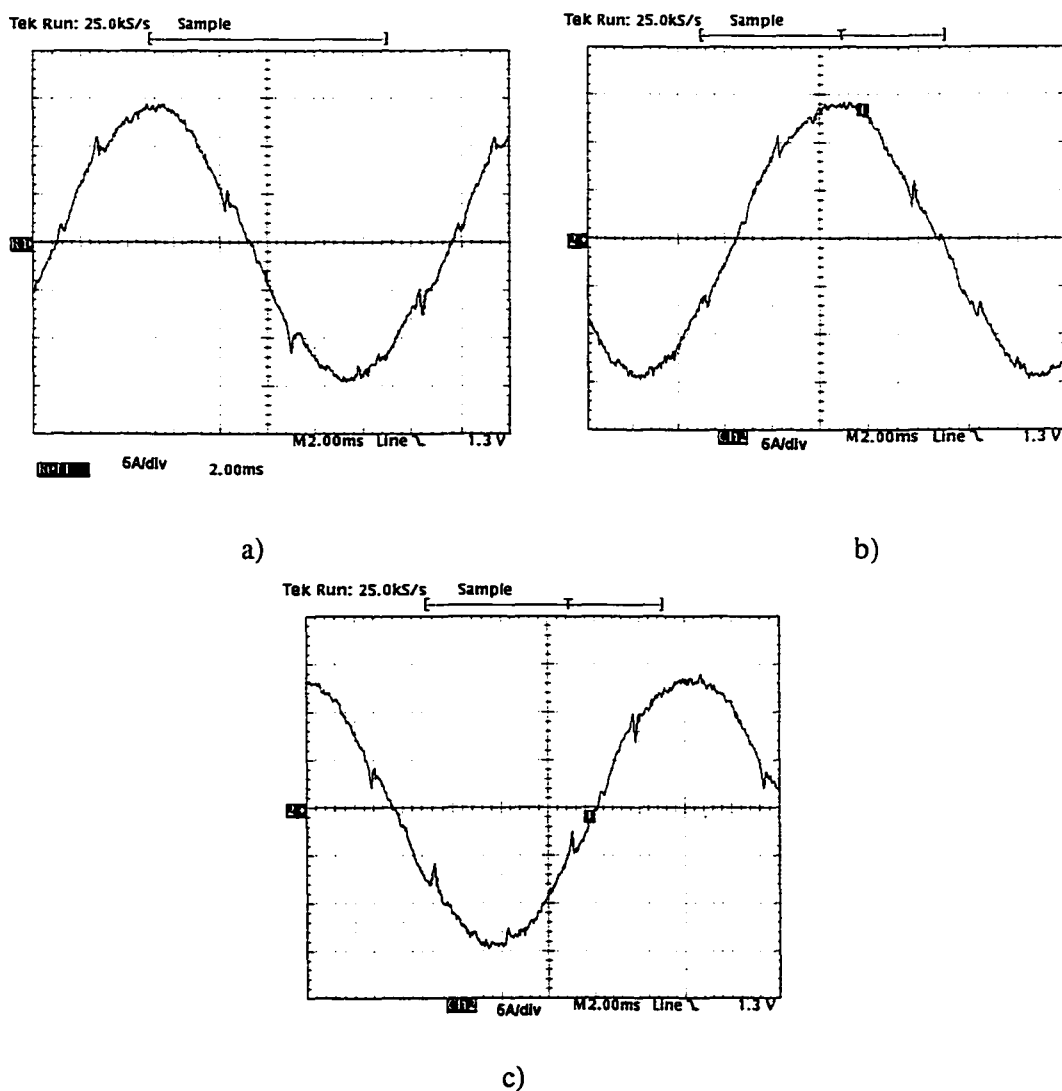


Figure 3-35 Courants de lignes

Les trois THDs pour les courants présentés à la figure 3-35 sont : 4,7% pour la figure a), 4,2% pour la figure b) et 5,8% pour la figure c). La majeure partie de la distorsion est causée par les petites crêtes de courant qui apparaissent périodiquement tous les 60°. Ces crêtes proviennent d'une mauvaise synchronisation des interrupteurs auxiliaires. En effet cette synchronisation se fait sur le passage par zéro des tensions de lignes. Or la figure 3-37 permet de voir qu'il y a un temps mort au passage par zéro de cette tension de ligne. Ce temps mort ne permet pas d'obtenir une bonne synchronisation.

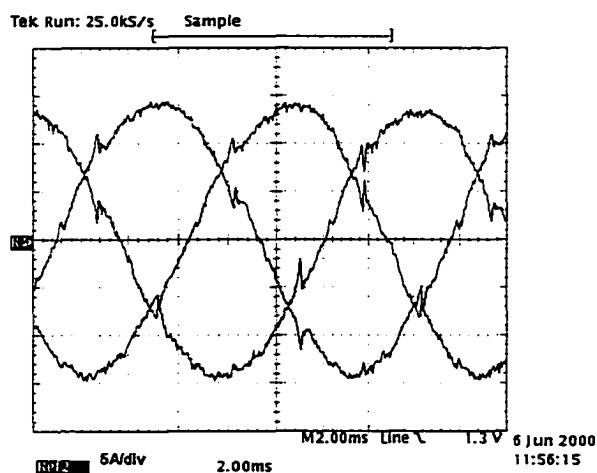


Figure 3-36 Superposition des trois courants de lignes

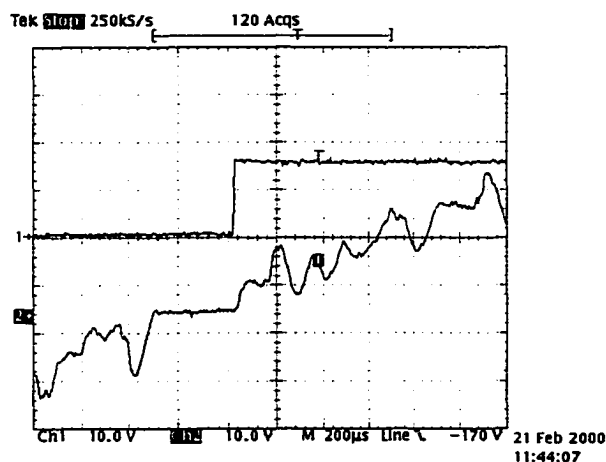


Figure 3-37 Problème de synchronisation des interrupteurs auxiliaires

Le signal CH2 représente le passage par zéro de la tension V_{ab} . Le signal CH1 représente le signal de gâchette de l'interrupteur S_a . La montée de ce signal ne se fait qu'à la fin du temps mort alors qu'en réalité elle doit se produire au centre de ce temps mort.

La figure 3-38 présente le courant de la phase B et la mesure de la tension pour cette même phase.

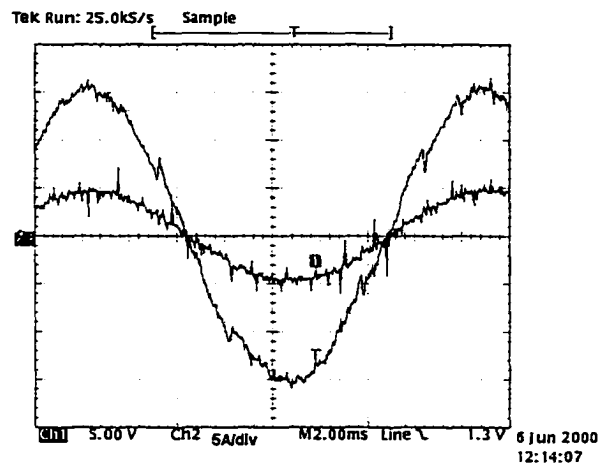


Figure 3-38 Courant et tension de la phase B

Le courant est en phase avec la tension, le facteur de déplacement est unitaire.

3.7.3. Courant des inductances

La figure 3-39 présente le courant dans les inductances du convertisseur

L'ondulation du courant est d'environ 3 ampères et la valeur crête du courant de 13 ampères. L'ondulation du courant est donc de 23 ampères ce qui est légèrement supérieur à la valeur désirée. Toutefois, les formes d'ondes présentées ne sont pas pour le courant de ligne maximal.

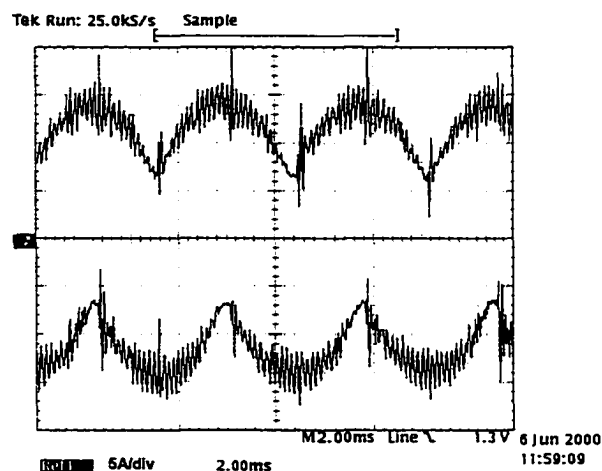


Figure 3-39 Courant des inductances

Noter que cette ondulation n'est pas visible sur les courants de ligne parce que la ligne est découplée par des condensateurs (figure 3-40).

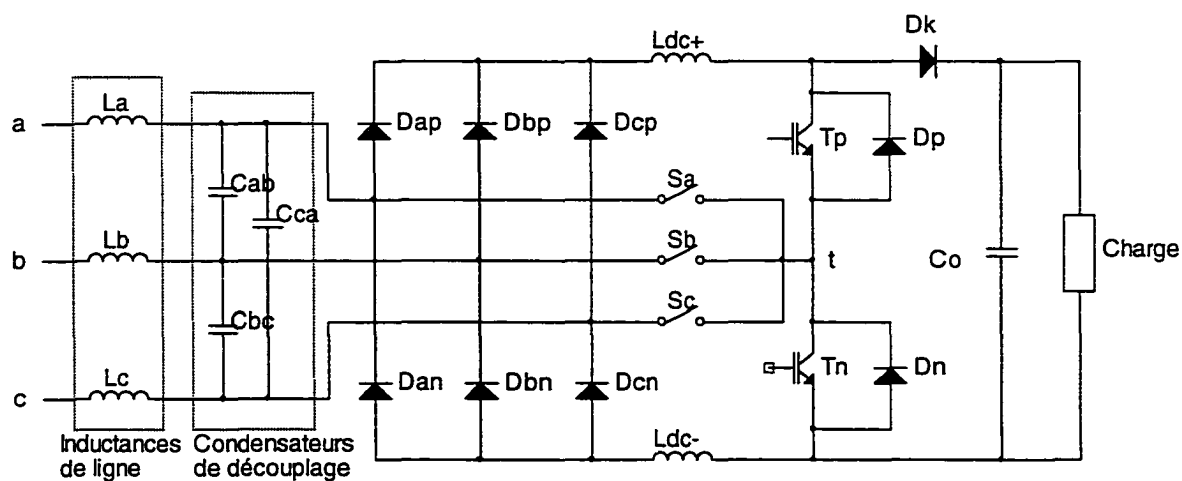


Figure 3-40 Schéma du découplage de la ligne

3.7.4. Courant de l'interrupteur auxiliaire S_c

La figure 3-41 présente la forme d'onde du courant dans l'interrupteur S_c .

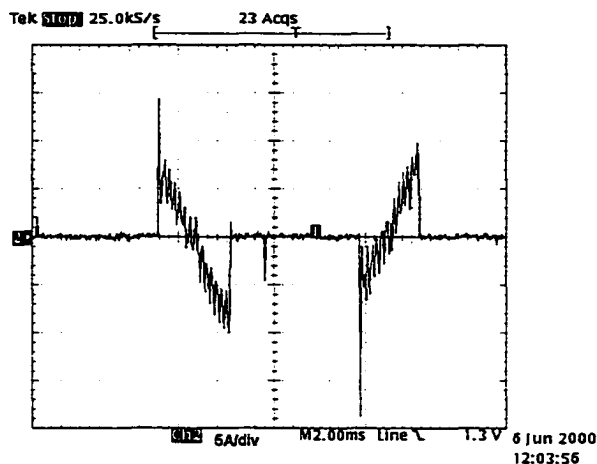


Figure 3-41 Courant de l'interrupteur auxiliaire S_c

La figure 3-42 présente la forme d'onde de la tension aux bornes de ce même interrupteur.

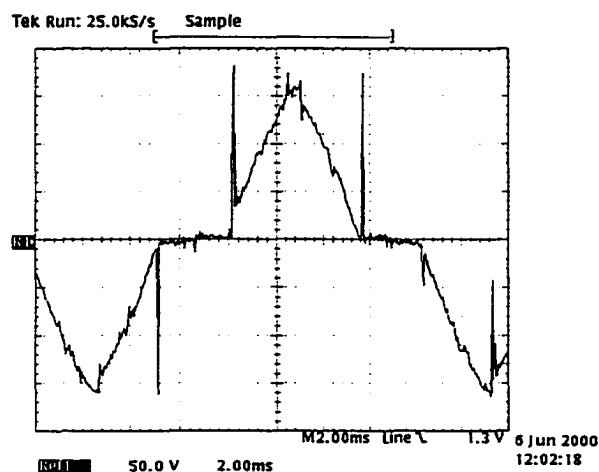


Figure 3-42 Tension aux bornes de l'interrupteur auxiliaire S_c

Sur cette figure (3-42), on remarque des crêtes de tension survenant au début et à la fin de la période de conduction de l'interrupteur. La cause de ces crêtes de tension est la mise en conduction d'une des deux diodes de roue libre qu'il a fallu ajouter au design original (figure 3-43).

Salmon mentionne en [1] qu'il est nécessaire d'ajouter ces diodes, pour assurer un passage au courant des inductances lorsque le courant du point milieu doit changer de phase.

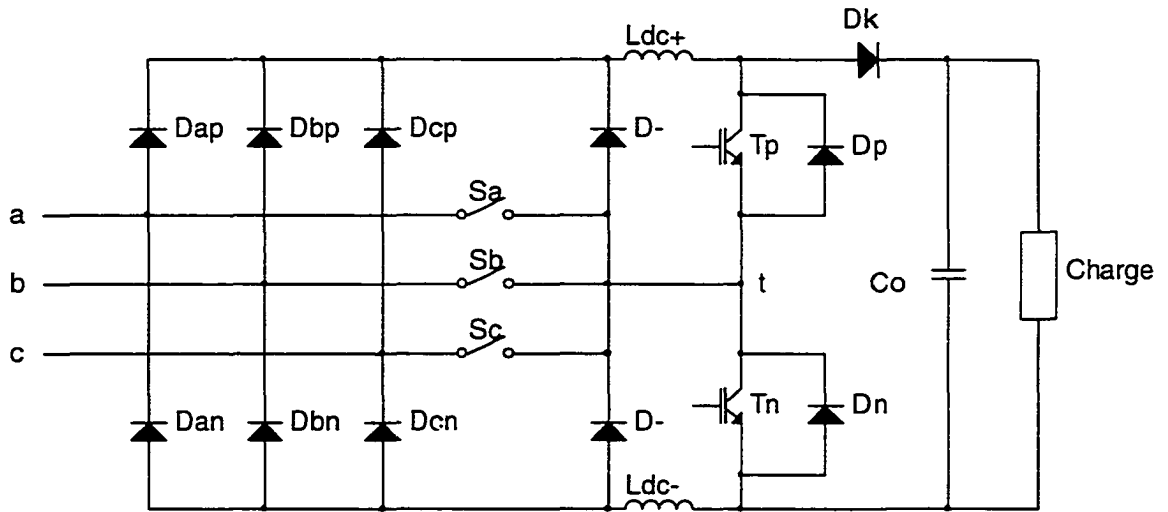


Figure 3-43 Schéma du convertisseur avec l'ajout de diodes de roue libre

Les explications suivantes sont tirées de la figure 3-44. Supposons qu'il y a un temps mort entre l'ouverture de l'interrupteur S_a et la fermeture de S_b . La différence des deux courants inductifs n'aura plus où aller. Bien sur, il y a un circuit d'amortissement aux bornes de l'interrupteur auxiliaire mais il ne permet pas de résoudre le problème. Le courant doit donc circuler dans les diodes de roues libres.

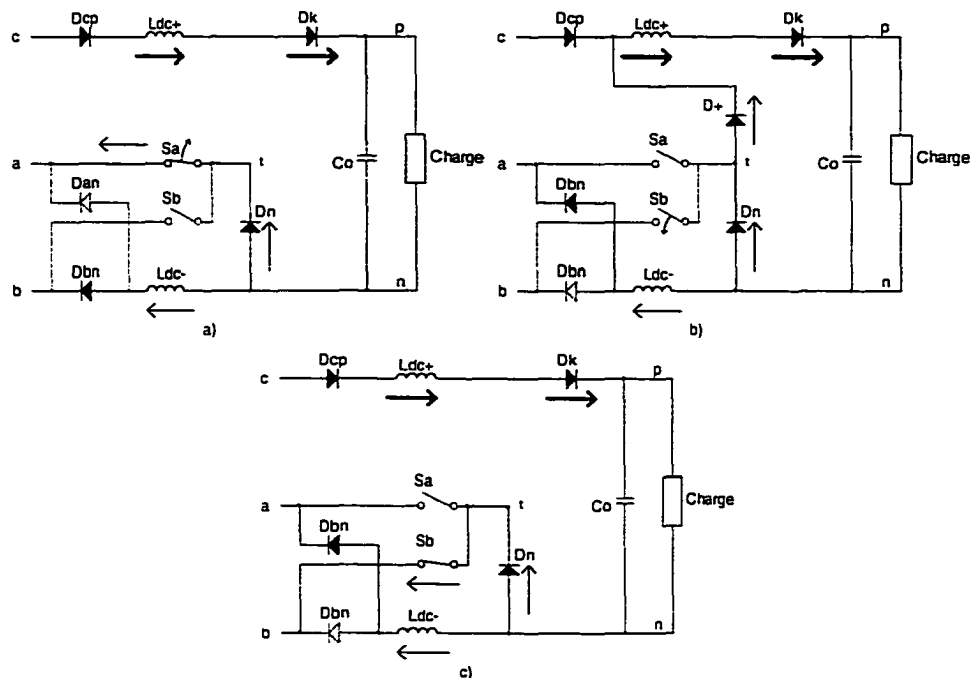


Figure 3-44 Séquences de fonctionnement des diodes de roue libre

3.7.5. Courant du point milieu

La figure 3-45 présente le courant du point milieu, qui est le courant injecté. La fréquence de ce courant est bien 180 hertz, ce qui constitue la troisième harmonique du courant du réseau.

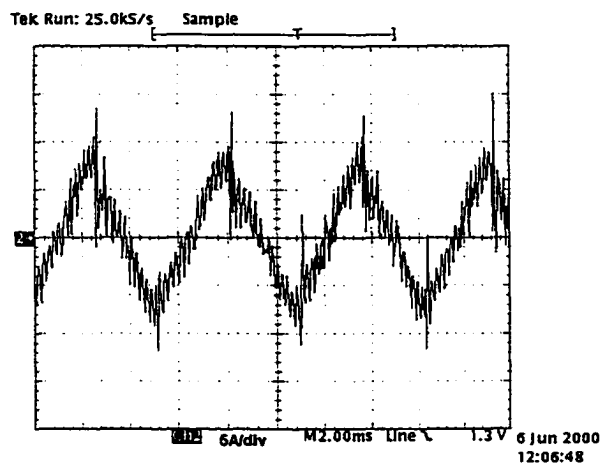


Figure 3-45 Courant du point milieu i_t

3.7.6. Échelon de charge

La figure 3-46 présente le courant de la phase B et la tension de sortie sur un même graphique. A $t = 0$, un échelon de charge la charge diminue de 50% de sa valeur (de 2kW à 1kW). Le courant de ligne diminue et la tension à la sortie demeure au même niveau, sans oscillation.

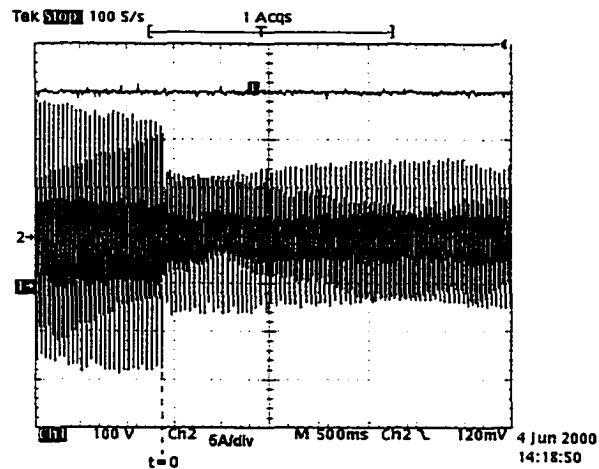


Figure 3-46 Échelon de charge (baisse de 50% de la charge)

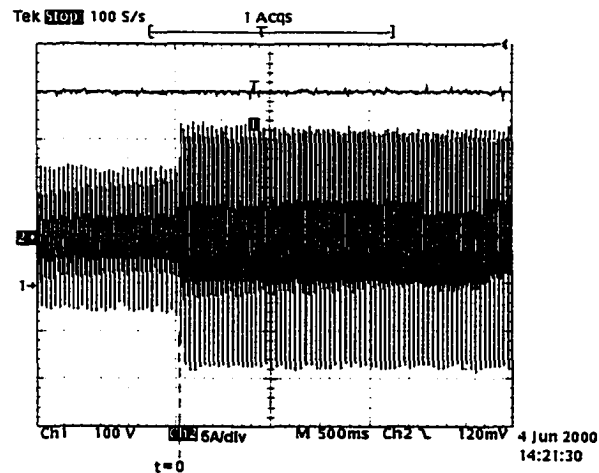


Figure 3-47 Échelon de charge (hausse de 50% de la charge)

La figure 3-47 présente une réponse à l'échelon, cette fois pour une augmentation de la charge. A $t = 0$, la charge double, elle passe de 1kW à 2kW. Encore une fois la tension de sortie demeure très stable. La régulation de la tension de sortie demeure effective même s'il y a une variation de la charge.

3.7.7. Rendement

La courbe de la figure 3-48 présente le rendement du convertisseur, en fonction de la puissance de sortie.

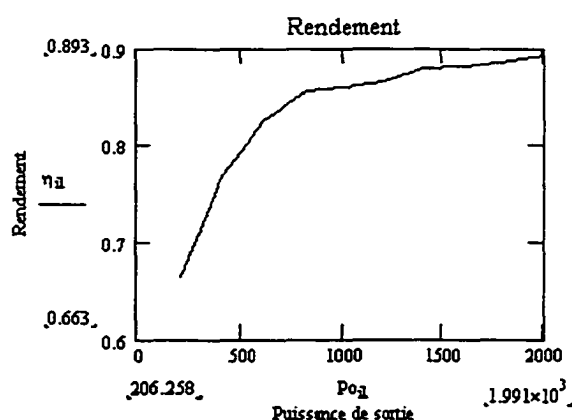


Figure 3-48 Courbe de rendement

Pour toutes les conditions de charge, le rendement est inférieur à 90%, ce qui n'est certes pas assez élevé. Toutefois, il faut mentionner que le montage fonctionne en commutation dure. Également, les semi-conducteurs employés pour la fabrication ne sont pas aussi bons que ceux considérés lors de l'évaluation théorique du rendement. Ces deux facteurs permettent en partie d'expliquer la différence entre la théorie et la pratique.

3.7.8. Taux de distorsion harmonique du courant

La figure 3-49 présente la variation du taux de distorsion harmonique du courant d'entrée en fonction de la charge.

Pour toutes les conditions de charges, le TDH est supérieur ou égal à 5%. Pour un fonctionnement supérieur à 50% de la charge sa valeur demeure toutefois acceptable. Il est nécessaire ici d'ajouter les filtres EMI à l'entrée du convertisseur.

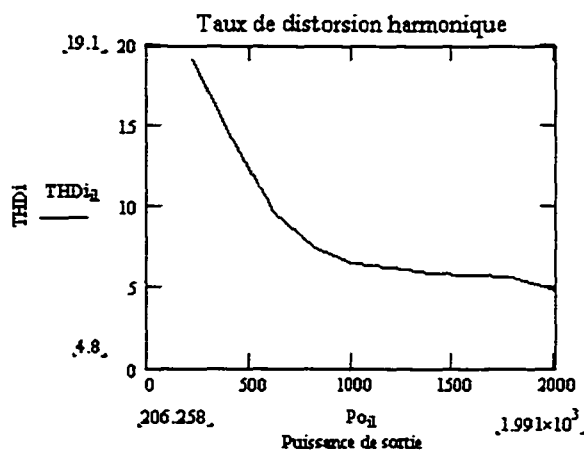


Figure 3-49 TDH en fonction de la charge

Les figures 3-50 a), 3-50b) et 3-50c) présentent les formes d'ondes obtenues pour un fonctionnement à 75%, 50% et 25% de la puissance nominale. La forme d'onde du courant se dégrade lorsque la charge faiblit. Ces formes d'ondes corroborent la courbe de la figure 3-49.

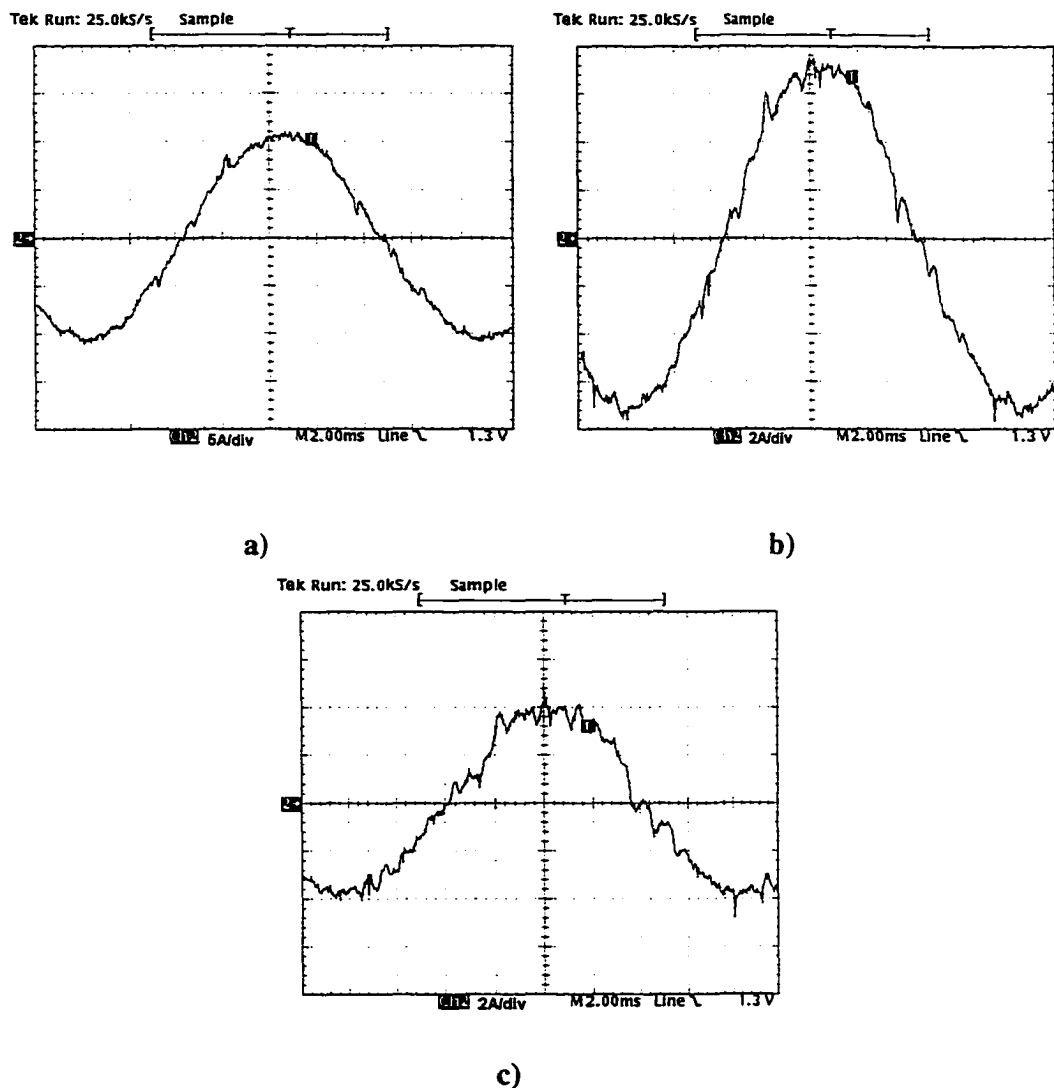


Figure 3-50 Courants de ligne pour un fonctionnement à 75%, 50% et 25% de la puissance nominale

La figure 3-51 présente la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la tension de ligne, pour un fonctionnement à pleine charge.

Les paramètres de fonctionnement du prototype se situent entre 100 volts et 200 volts inclusivement. Pour cette plage de tension, le taux de distorsion harmonique demeure près de 5%. Pour les tensions de ligne inférieure à 100 volts, sa valeur

augmente à mesure que la tension diminue. Ce phénomène est prévu et est sans importance puisque le cahier des charges spécifie une tension minimale d'opération. Il suffit de calculer les éléments du régulateur UC3854B pour la plage d'opération désirée et de vérifier que le THD est suffisamment bas pour cette plage de valeurs

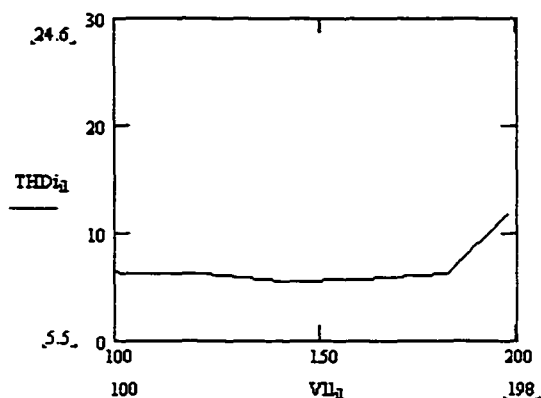


Figure 3-51 Taux de distorsion harmonique en fonction de la tension de ligne

3.7.9. Facteur de puissance

La figure 3-52 présente les variations du facteur de puissance en fonction de la puissance de sortie.

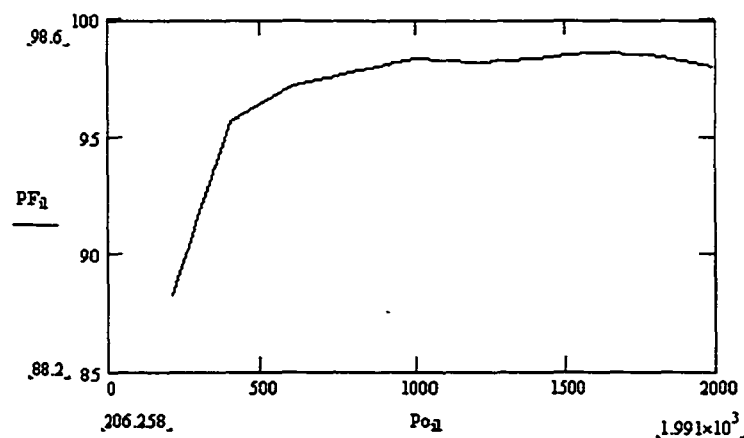


Figure 3-52 Facteur de puissance en fonction de la charge

Pour rencontrer les spécifications du cahier des charges, le facteur de puissance doit être supérieur à 98% pour toutes les puissances supérieures à 40% de la puissance maximale. Cet objectif est presque atteint. Le facteur de puissance est maintenu supérieur à 98% pour les puissances supérieures à 50%.

La figure 3-53 présente le facteur de puissance en fonction de la tension de ligne, pour un fonctionnement à la puissance nominale. Pour un fonctionnement en basse tension, les résultats obtenus démontrent que les spécifications ne sont pas rencontrées. Le facteur de puissance descend presque jusqu'à 95%, ce qui est inacceptable, d'autant plus que la charge est maximale.

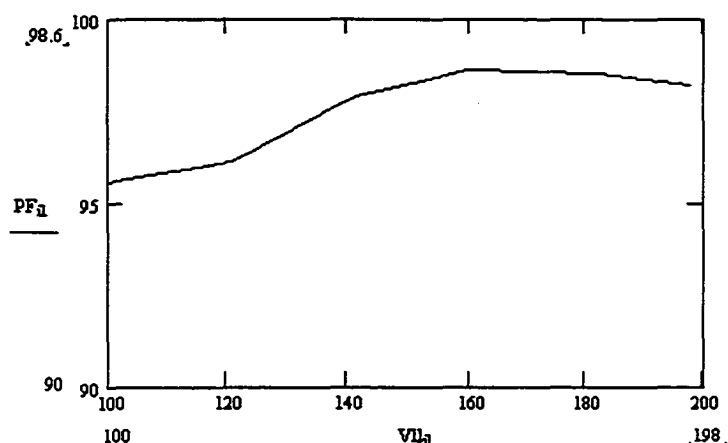


Figure 3-53 Facteur de puissance en fonction de la tension de ligne

3.8. Conclusion

Les différentes simulations ont permis tout d'abord de démontrer le bon fonctionnement du circuit de puissance aux conditions d'opération désirées.

Par la suite, nous avons amélioré le travail déjà fait par Salmon, en modifiant la méthode de contrôle utilisée auparavant. La simulation a également permis de valider la méthode de contrôle préconisée. Cette méthode permet d'obtenir des courants ayant un faible THD. Elle permet également de bien réguler la tension de sortie.

La construction d'un prototype expérimental quant à elle permet d'espérer que la topologie dans son ensemble est viable pour notre application.

Avec une première version, les performances désirées sont en partie atteintes et les améliorations à apporter sont en partie connues.

RECOMMANDATIONS

Le prototype réalisé en laboratoire a permis de démontrer la fonctionnalité du régulateur UC3854B employé avec la topologie de Salmon. Les résultats obtenus sont satisfaisants pour une première ébauche. Toutefois il reste beaucoup de travail à faire pour rencontrer les spécifications du cahier des charges.

En premier lieu, il faut remplacer les semi-conducteurs actuels par des interrupteurs capables de supporter une tension de 800 volts afin de tester le fonctionnement à la tension nominale prévue.

En second lieu, il apparaît nécessaire d'ajouter un filtre EMI à l'entrée du convertisseur afin d'améliorer les courbes de taux de distorsion harmonique et de facteur de puissance.

En troisième lieu, il importe régler les problèmes de synchronisation de la commande des interrupteurs auxiliaires. Ceci peut-être fait en utilisant un filtre passe-bande du second ordre, qui nous permettra d'obtenir une mesure fidèle à la tension idéale de la ligne.

En quatrième lieu, il faut mettre en évidence le rendement tout de même acceptable du convertisseur, compte tenu du fait qu'il fonctionne en commutation dure. On peut espérer une bonne amélioration de ce côté en ajoutant une cellule d'aide à la commutation. Ce travail doit être fait prochainement, pour pouvoir également augmenter la puissance du convertisseur.

En cinquième lieu, il est maintenant démontré que le circuit de contrôle est fonctionnel. Il est maintenant très important de passer à la réalisation d'un circuit imprimé, ce qui va nous permettre d'atteindre la puissance désirée de 12500 watts.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] John C. Salmon (1996). *Operating a Three-Phase Diode Rectifier with a Low-Input Current Distorsion Using a Series-Connected Dual Boost Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11,no4, pp 592-603.
- [2] Philip C. Todd (1999). *UC3854 Controlled Power Factor Correctio Circuit Design*. Note d'Application de Texas Instrument.
- [3] G. Commandatore et U. Moriconi (1997). *Designing a High Power Factor Swithcing Preregulator With the L4981 Continuous Mode*. Note d'Application de SGS-Thomson Microelectronics.
- [4] S. Gataric, D. Borojevic et F. C. Lee (1994). *Soft-Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier With Power Factor Correction*. VPEC 1994.
- [5] Y. Jiang, H. Mao, F. C. Lee et D. Borojevic (1994). *Simple High Performance Three-Phase Boost Rectifiers*. VPEC 1994.
- [6] Yasuyuki Nishida, Akeshi Maeda et Hideo Tomita (1995). *A New Instantaneous-Current Controller for Three-Phase Buck-Boost and Buck Converters with PFC Operation*. APEC 1995.
- [7] Ewaldo L.M. Mehl et Ivo Barbi (1995). *An Improved High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier*. APEC 1995.
- [8] F. Daniels, R. Chaffaï et K. Al-Haddad (1995). *An Improved High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier*. PESC 1995.
- [9] Qihong Huang, and Fred C. Lee (1996). *Characterization and Control of Three-Phase Boost Rectifiers at Light Load* . VPEC 96.
- [10] Qiong Li, Xunwei Zhou, and Fred C. Lee (1996). *A Novel ZVT Three-Phase Bidirection Rectifier With Reduced Auxiliary Switch Stresses and Losses*. PESC 1996
- [11] Y. Jiang, H. Mao, F.C. Lee, and D. Berojevic (1994). *Simple High Performance Three-Phase Boost Rectifiers*. VPEC 1994.

- [12] V. Vlatkovic, D. Borojevic and F.C. Lee (1993). *A new Zero-Voltage Transition, Three-Phase PWM Rectifier / Inverter Circuit*. VPEC 1993.
- [13] C. Cuadros, D. Borojevic, S. Gataric, V. Vlatkovic, H. Mao, and F.C. Lee (1994). *Space Vector Modulation, Zero-Voltage Transition Three-Phase to DC Bidirectional Converter*. VPEC 1994.
- [14] V. Vlatkovic, D. Borojevic, and F.C. Lee (1994). *Soft-Transition Three-Phase PWM Conversion Technology*. VPEC 1994.
- [15] Dr. John C. Salmon (1995). *Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated From 1-Phase and 3-Phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs*. APEC 95
- [16] Lautaro Salazar S; Francisco Zapata H.; Eduardo Wiechmann F (1997). *Analysis, Design and Experimental Evaluation of a Four-Pole PWM Rectifier Using Space Vector Modulation*. PESC97.
- [17] Longya Xu, Minghua Fu (1997). *New Current and Neutral Point Voltage Control Schemes for a Boost Type Three-Level Rectifier*". PESC 97.
- [18] Deepakraj M. Divan and Gary Skibinski (1994). *Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Application*. IEEE Transactions on Industry Application, vol.25, no4
- [19] Ravindra Ambatipudi, Dshan Boroyevich, Silva Hiti and Fred C, Lee (1995). *Average and Small Signal Nedeling of Zero-Voltage Transition Three-Phase PWM Boost Rectifier*. APEC 95.
- [20] Yasuyuki Nishida, Akeshi Maeda and Hideo Tomita (1995). *A new Instantaneous-Current Controller for Three-Phase Buck-Boost and Buck Converters With PFC Operation*". APEC 95.
- [21] Florent Andrianoelison (1995). *An Alternate Solution for AC/DC Static Conversion With Sinusoidal Line Current*. PESC 95.
- [22] Pompeo Mario, Francesco Vasca (1995). *Sliding Mode Control for Three-Phase Rectifiers*". PESC 1995.
- [23] Vlatko Vlatkovic; Dusan Borojevic; Fred C. Lee (1995). *A Zero-Voltage Switched, Three-Phase Isolated PWM Buck Rectifier*. IEEE Transactions on Power Electronics v 10 n 2 Mar 1995 pp 148-157

- [24] Ching-Tasi Pan; Jenn-Jong Shieh (1998). *Analytic Closed Form Duty Cycle Control Laws for Balanced Three-Phase Switch Mode Rectifier*. PESC 98.
- [25] Johann W. Kolar; Uew Drofenik; Franz C. Zach (1998). *VIENNA Rectifier II – A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System*". APEC 1998.
- [26] Yifan Zhao; Yue Li; Thomas A. Lipo (1995). *Force Commutated Three Level Boost Type Rectifier*. IEEE Transactions on Industrial Applications, vol31, no1, pp 155-161, jan/feb 1995
- [27] Richard Zhang, Fred C. Lee (1996). *Optimum PWM Pattern for A Three-Phase Boost DCM PFC Rectifier*. VPEC
- [28] G.C. Hua, E.X. Yang, Y.M. Jiang and F.C. Lee (1992). *Novel Zero-Current-Transition PWM Converters*. VPEC 1992.
- [29] G. Spiazzi and F.C. Lee (1994). *Implementation of Single-Phase Boost Power Factor Correction Circuits in Three-Phase Applications*". VPEC 1994
- [30] S. Gataric and D. Borojevic and F.C. Lee (1994). *Soft-Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier With Power Factor Correction*. VPEC 1994.
- [31] R.W. De Doncker, G. Venkataramanan (1990). *A New Single Phase AC to DC Zero Voltage Soft Switching Converter*. PESC 90.
- [32] Kurt Schenk and Slobodan Cuk (1990). *A Simple Three-Phase Power Factor Corrector With Improved Harmonic Distorsion*". PESC 90.
- [33] Fabiana Pottker and Ivo Barbi (1997). *Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single Phase Active Power Filter*. PESC 1997.
- [34] Yungtaek Jan and Milan M. Jovanovic (1997). *A Novel, Robust Harmonic Injection Method For Single-Switch, Three-Phase, Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifier*. PESC 97.
- [35] Esam Ismail and Carlos Oliveira (1997). *A Family of ZVT-CT Low Harmnic Rectifiers*". PESC 97.
- [36] O, Garcia, J.A. Cobos, P. Alou, R. Prieto, J. Uceda and S. Ollero (1997). *A New family of Single Stage AC/DC Power Factor Correction Converters With fast Output Voltage Regulation*". PESC 97.

- [37] N. Mohan, M. Rastogi, R. Naik (1993). *Analysis of A New Power Electronics Interface With Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Current and a Regulated DC Output*". IEEE Transactions on Power Delivery, vol 8, no.2 april 1993.
- [38] Mohamed Tou, Kamal Al-Haddad, Guy Olivier, and Venkatachari Rajagopalan (1997). *Analysis And Design of Single-controlled Switch Three-Phase Rectifier With Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol12, no.4, july 1997
- [39] DaFeng Weng and S. Yuvarajan (1995). *Constant-Switching-frequency AC-DC Converter Using Second-Harmonic-Injected PWM*". APEC
- [40] Mohamed Tou, Kamal Al-Haddad, Guy Olivier and Venkatachari Rajagopalan (1995). *Analysis And Design of Single-controlled Switch Three-Phase Rectifier With Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current*". APEC 95.
- [41] Esam Ismail, Carlos Oliveira, and Robert Erickson (1995). *A Low-Distorsion Three-Phase Boost Rectifier With Zero Current Switching*. APEC 95.
- [42] Esam H. Ismail and Robert W. Erickson (1995). *Application of One-Cycle Control To Three-Phase High Quality Resonant Rectifier*". PESC 95.
- [43] J.A. Pomilio and G. Spiazzi (1995). *Low-Loss Single-Switch Three-Phase AC-DC Converter Feeding Inductive Load*. PESC 95.
- [44] Y. Panov; J.G. Cho; F.C. Lee(1997). *Zero-voltage-switching three-phase single-stage power factor correction convertor*". IEE Proceedings: Electric Power Applications v 144 n 5 Sep 1997 IEE Stevenage Engl p 343-348.
- [45] S.Y.R. Hui; H. Chung; Y.K.E. Ho; Y.S. Lee (1998). *Modular Developpement of Single-Stage 3-Phase PFC Using Single-Phase Step-Down Converters*". PESC 98
- [46] J. Goren; B. Kurchik (1998). *New Unified High Power Factor Series Resonant Converters with Variable Tank*". PESC 98.
- [47] Yasuyuki Nishida (1996). *A New Simple Topology for Three-Phase Buck-Mode PFC Converter*". APEC 1996.
- [48] M.A. de Rooij, J.A. Ferreira, J.D. van Wyk (1998). *A Three Phase, Soft Switching, Transformer Isolated, Unity Power Factor Front End Converter*". PESC 1998.

- [50] Kuniomi Oguchi; Yasuomi Maki (1995). *A Multilevel-Voltage Source Rectifier with a Three-Phase Diode Bridge Circuit as a Main Power Circuit*". IEEE Transactions on Industrial Applications, vol30, no2 pp 413-422, mars-april 1995
- [51] Bimal K. Bose (1992). *Recent Advances in Power Electronics*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1 January 1992
- [52] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad and Ambrish Chandra (1997). *A New Control Approach to Three-Phase Active Filter for Harmonics and Reactive Power Compensation*". PE-155-PWRS-0-04-1997
- [52] Ray L. Lin and Fred C. Lee (1996). *Novel Zero-current-Switching-Zero-Voltage Switching Converters*. PESC 1996.
- [53] G.C. Hua, C.S. Leu, Y.M. Jiang and F.C. Lee (1992). *Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters*. VPEC 1992.
- [54] Mohamed C. Ghanem, Kamal Al-Haddad and Gilles Roy (1996). *A new Control Strategy to Achieve Sinusoidal Line Current in a Cascade Buck-Boost Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.43, no.3, june 1996.
- [55] N. Mendalek, K. Al-Haddad, A. Chandra et B. Singh (1996). *Correcteur Actif du Facteur de Puissance dans un Réseau Triphasé Impédant*". CCECE'96 0-7803-3143-5/96 1996 IEEE
- [56] Alexandre Ferrari de Souza and Ivo Barbi (1995). *A new ZCS Quasi-resonant Unity Power Factor Rectifier With Reduced Conduction Losses*". PESC .

ANNEXE A
Simulation numérique du convertisseur

Paramètres du circuit

Amplitude tension ligne a ligne
(valeur choisie pour la simulation)

$$\text{Amp_LL} := 320 \cdot \sqrt{2} \cdot V$$

Puissance de sortie

$$\text{Pout} := 13000 \cdot W$$

Tension de sortie

$$\text{Vout} := 800 \cdot V$$

Fréquence du réseau

$$\text{fr} := 60 \cdot \text{Hz}$$

Période du réseau

$$\text{Tr} := \frac{1}{\text{fr}}$$

Fréquence et période de découpage

$$\text{fs} := 25000 \cdot \text{Hz}$$

$$\text{Ts} := \frac{1}{\text{fs}}$$

Fréquence angulaire du réseau

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot \text{fr}$$

Nombre de points

$$\text{Nts} := 1000$$

Temps de simulation

$$\text{tsim} := \frac{\text{Tr}}{3}$$

Période d'échantillonnage

$$\text{tech} := \frac{\text{Ts}}{\text{Nts}}$$

Nombre de points

$$\text{Npts} := \frac{\text{tsim}}{\text{tech}}$$

$$\text{Npts} = 1.389 \times 10^5$$

Vecteur index

$$\text{i2} := 1 \dots \text{Npts}$$

Vecteur temps

$$\text{tt}_{12} := \text{i2} \cdot \frac{\text{tsim}}{\text{Npts}}$$

Vecteur ω

$$\omega_{12} := 2 \cdot \pi \cdot \text{fr} \cdot \text{tt}_{12}$$

Génération des formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur

Tensions Ligne a Ligne

$$\begin{aligned} v_{ab12} &:= \text{Amp_LL} \cdot \sin\left(w_{12} + \frac{\pi}{6}\right) \\ v_{bc12} &:= \text{Amp_LL} \cdot \sin\left[\left(w_{12} - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6}\right] & v_{ca12} &:= \text{Amp_LL} \cdot \sin\left[\left(w_{12} + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6}\right] \end{aligned}$$

Polarités des tensions de ligne

$$\begin{aligned} S_{vab12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } v_{ab12} \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} & S_{vca12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } v_{ca12} \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} & S_{vbc12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } v_{bc12} \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned}$$

Tensions de Phase

$$\begin{aligned} v_{a12} &:= \frac{1}{3} \cdot (v_{ab12} - v_{ca12}) & v_{b12} &:= \frac{1}{3} \cdot (v_{bc12} - v_{ab12}) & v_{c12} &:= \frac{1}{3} \cdot (v_{ca12} - v_{bc12}) \end{aligned}$$

Signaux de contrôle des interrupteurs auxiliaires

$$\begin{aligned} S_{aux_a12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } (S_{vbc12} > 0) \cdot (S_{vab12} > 0) + (S_{vca12} = 0) \cdot (S_{vab12} = 0) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ S_{aux_b12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } (S_{vbc12} > 0) \cdot (S_{vab12} > 0) + (S_{vbc12} = 0) \cdot (S_{vab12} = 0) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ S_{aux_c12} &:= \begin{cases} 1 & \text{if } (S_{vbc12} > 0) \cdot (S_{vca12} > 0) + (S_{vbc12} = 0) \cdot (S_{vca12} = 0) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned}$$

Tension de référence courant DC+

$$V_{refp12} := \begin{cases} v_{a12} & \text{if } (v_{a12} \geq v_{b12}) \cdot (v_{a12} \geq v_{c12}) \cdot (v_{a12} \geq 0) \\ v_{b12} & \text{if } (v_{b12} \geq v_{c12}) \cdot (v_{b12} \geq v_{a12}) \cdot (v_{b12} \geq 0) \\ v_{c12} & \text{if } (v_{c12} \geq v_{b12}) \cdot (v_{c12} \geq v_{a12}) \cdot (v_{c12} \geq 0) \end{cases}$$

Tension de référence courant DC-

$$V_{refn12} := \begin{cases} v_{a12} & \text{if } (v_{a12} \leq v_{b12}) \cdot (v_{a12} \leq v_{c12}) \cdot (v_{a12} \leq 0) \\ v_{b12} & \text{if } (v_{b12} \leq v_{c12}) \cdot (v_{b12} \leq v_{a12}) \cdot (v_{b12} \leq 0) \\ v_{c12} & \text{if } (v_{c12} \leq v_{b12}) \cdot (v_{c12} \leq v_{a12}) \cdot (v_{c12} \leq 0) \end{cases}$$

Tension de point de jonction des transistors auxiliaires et du bras principal (point milieu)

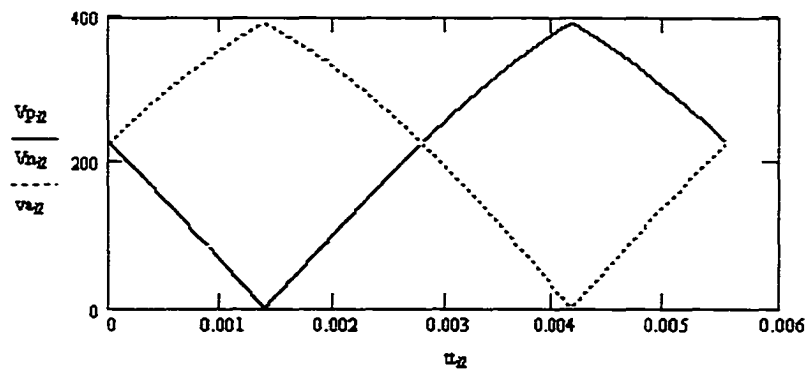
$$V_{aux_{12}} := \begin{cases} v_{a_{12}} & \text{if } (v_{a_{12}} < V_{refp_{12}}) \cdot (v_{a_{12}} > V_{refn_{12}}) \\ v_{b_{12}} & \text{if } (v_{b_{12}} < V_{refp_{12}}) \cdot (v_{b_{12}} > V_{refn_{12}}) \\ v_{c_{12}} & \text{if } (v_{c_{12}} < V_{refp_{12}}) \cdot (v_{c_{12}} > V_{refn_{12}}) \end{cases}$$

Tension entre les cathodes du pont de diodes et le point milieu

$$V_{p_{12}} := V_{refp_{12}} - V_{aux_{12}}$$

Tension entre le point milieu les anodes du pont de diodes

$$V_{n_{12}} := V_{aux_{12}} - V_{refn_{12}}$$



Amplitude tension phase

$$V_{Amp_p} := Amp_LL \cdot (\sqrt{3})^{-1}$$

$$V_{Amp_p} = 261.279 \text{ V}$$

Amplitude courant de ligne

$$I_{amp_p} := \frac{P_{out} \cdot 2}{3 \cdot V_{Amp_p}}$$

$$I_{amp_p} = 33.17 \text{ A}$$

Courant de l'inductance Ldc+

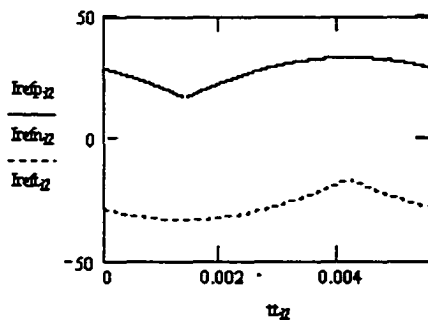
$$I_{refp_{12}} := \frac{V_{refp_{12}} \cdot I_{amp_p}}{V_{Amp_p}}$$

Courant de l'inductance Ldc-

$$I_{refn_{12}} := \frac{V_{refn_{12}} \cdot I_{amp_p}}{V_{Amp_p}}$$

Courant du point milieu

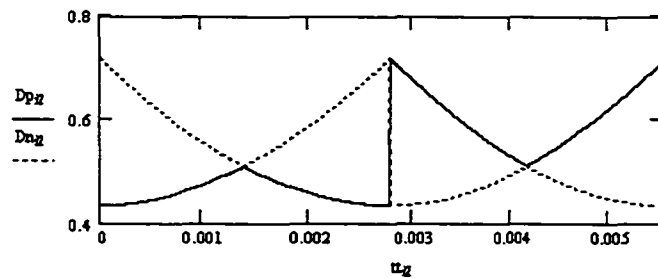
$$I_{refi_{12}} := \frac{V_{aux_{12}} \cdot I_{amp_p}}{V_{Amp_p}}$$



Calcul des rapports cycliques

$$D_{p12} := \begin{cases} \left[\frac{(V_{out} - V_{p12}) \cdot V_{out}^{-1}}{1} \right] & \text{if } V_{refp12} > -V_{refn12} \\ \left[\frac{(V_{out} - V_{p12} - V_{n12}) \cdot V_{out}^{-1}}{1} \right] & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$D_{n12} := \begin{cases} \left[\frac{(V_{out} - V_{p12} - V_{n12}) \cdot V_{out}^{-1}}{1} \right] & \text{if } V_{refp12} > -V_{refn12} \\ \left[\frac{(V_{out} - V_{n12}) \cdot V_{out}^{-1}}{1} \right] & \text{otherwise} \end{cases}$$



Répartition des courants inductifs dans les différents éléments du circuit

$$N(x) := \text{ceil}\left(\frac{x}{Nts}\right) - 1$$

Courant de l'interrupteur principal T_p

$$im(T, Dp, Dn) := \begin{cases} I_{refpT} & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts < Dn \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} > -I_{refnT}) \\ (I_{refpT} + I_{refnT}) & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dn \cdot Nts) \cdot (T - N(T) \cdot Nts < Dp \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} > -I_{refnT}) \\ I_{refpT} & \text{if } [(T - N(T) \cdot Nts) < Dp \cdot Nts] \cdot (I_{refpT} \leq -I_{refnT}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$ITp12 := im(i2, Dp12, Dn12)$$

Courant de la diode antiparallèle de l'interrupteur principal T_p

$$im(T, Dn) := \begin{cases} (-I_{refnT} - I_{refpT}) & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dn \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} \leq -I_{refnT}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$IDp12 := im(i2, Dn12)$$

Courant de l'interrupteur principal T_n

$$im(T, Dp, Dn) := \begin{cases} -I_{refnT} & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts < Dp \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} \leq -I_{refnT}) \\ (-I_{refpT} - I_{refnT}) & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dp \cdot Nts) \cdot (T - N(T) \cdot Nts < Dn \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} \leq -I_{refnT}) \\ -I_{refnT} & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts < Dn \cdot Nts) \cdot (I_{refpT} > -I_{refnT}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$IT_{n12} := im(i2, Dp_{12}, Dn_{12})$$

Courant de la diode antiparallèle de l'interrupteur principal Tn

$$im(T, Dp) := \begin{cases} (Irefn_T + Irefp_T) & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dp \cdot Nts) \cdot (Irefp_T > -Irefn_T) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$ID_{n12} := im(i2, Dp_{12})$$

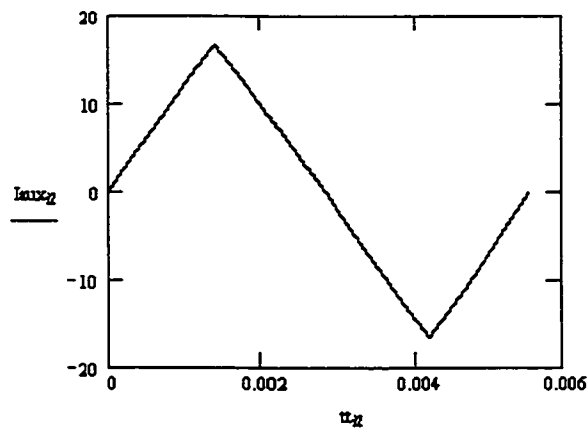
Courant de la diode du Dk

$$im(T, Dp, Dn) := \begin{cases} -Irefn_T & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts > Dn \cdot Nts) \cdot (T - N(T) \cdot Nts < Dp \cdot Nts) \cdot (Irefp_T > -Irefn_T) \\ Irefp_T & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dp \cdot Nts) \cdot (Irefp_T > -Irefn_T) \\ Irefp_T & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts > Dp \cdot Nts) \cdot (T - N(T) \cdot Nts < Dn \cdot Nts) \cdot (Irefp_T \leq -Irefn_T) \\ -Irefn_T & \text{if } (T - N(T) \cdot Nts \geq Dn \cdot Nts) \cdot (Irefp_T \leq -Irefn_T) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$ID_{k12} := im(i2, Dp_{12}, Dn_{12})$$

Courant du point milieu (vérification des courants des interrupteur principaux)

$$I_{aux12} := -IT_{p12} + IT_{n12} + ID_{p12} - ID_{n12}$$



Courant de l'interrupteur auxillaire phase A

$$I_{aux_A12} := I_{aux12} \cdot S_{aux_a12}$$

Courant de l'interrupteur auxillaire phase B

$$I_{aux_B12} := I_{aux12} \cdot S_{aux_b12}$$

Courant de l'interrupteur auxillaire phase C

$$I_{aux_C12} := I_{aux12} \cdot S_{aux_c12}$$

Courant diode d'entrée

$$ID_{in_{i2}} := I_{ref_{i2}}$$

Courant du condensateur

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_{out}}$$

$$ICo_{i2} := ID_{k_{i2}} - I_o$$

Calcul des courant moyens et efficaces

Courant moyen interrupteur principal

$$IT_{moy} := \frac{1}{N_{pts}} \cdot \sum_{i2} IT_{P_{i2}} \quad IT_{moy} = 13 \text{ A}$$

Courant efficace interrupteur principal

$$IT_{eff} := \sqrt{\frac{1}{N_{pts}} \cdot \sum_{i2} (IT_{P_{i2}})^2} \quad IT_{eff} = 18.975 \text{ A}$$

Courant moyen, diode antiparallèle

$$ID_{moy} := \frac{1}{N_{pts}} \cdot \sum_{i2} ID_{P_{i2}} \quad ID_{moy} = 1.825 \text{ A}$$

Courant moyen, diode de sortie

$$ID_{kmoy} := \frac{1}{N_{pts}} \cdot \sum_{i2} ID_{k_{i2}} \quad ID_{kmoy} = 16.256 \text{ A}$$

Courant moyen, diode d'entrée

$$ID_{inmoy} := \frac{1}{3 \cdot N_{pts}} \cdot \sum_{i2} ID_{in_{i2}} \quad ID_{inmoy} = 9.144 \text{ A}$$

Courant efficace, capacité de sortie

$$IC_{eff} := \sqrt{\frac{1}{N_{pts}} \cdot \sum_{i2} (ICo_{i2})^2} \quad IC_{eff} = 15.207 \text{ amp}$$

Courant des interrupteurs
auxiliaires

$$I_{auxmoy} := \frac{2}{3 \cdot N_{pts}} \cdot \sum_{i2} |I_{aux_C_{i2}}| \quad I_{auxmoy} = 2.829 \text{ amp}$$

$$I_{auxeff} := \sqrt{\frac{2}{3 \cdot N_{pts}} \cdot \sum_{i2} (I_{aux_C_{i2}})^2} \quad I_{auxeff} = 5.632 \text{ amp}$$

Réalisation a) (2 SW et 2 DIODES)

$$I_{swmoy_a} := \frac{1}{3 \cdot N_{pts}} \cdot \sum_{i2} |I_{aux_C_{i2}}| \quad I_{swmoy_a} = 1.415 \text{ amp}$$

$$I_{dmoy_a} := I_{swmoy_a}$$

$$I_{sweff} := \sqrt{\frac{1}{3 \cdot N_{pts}} \cdot \sum_{i2} (I_{aux_C_{i2}})^2} \quad I_{sweff} = 3.983 \text{ amp}$$

Réalisation b) (1 SW et 4 DIODES)

$$I_{swmoy_b} := I_{auxmoy} \quad I_{swmoy_b} = 2.829 \text{ amp}$$

$$I_{sweff_b} := I_{auxeff} \quad I_{sweff_b} = 5.632 \text{ amp}$$

$$I_{dmoy_b} := I_{dmoy_a} \quad I_{dmoy_b} = 1.415 \text{ amp}$$

ANNEXE B

Évaluation des pertes par cummutation d'un interrupteur Mosfet

Programme qui permet de calculer les pertes de commutations d'un MOSFET

Paramètres du circuit

Tension de sortie $V_o := 800 \cdot \text{volt}$

Puissance de sortie $P_o := 12500 \cdot \text{watt}$

Tension de ligne minimale $V_{lmin} := 320 \cdot \text{volt}$

Courant de phase maximal (RMS) $I_{ph} := \frac{\frac{P_o}{3}}{\left(\frac{V_{lmin}}{\sqrt{3}}\right)}$ $I_{ph} = 22.553 \text{ amp}$

Amplitude de ce courant $I_m := I_{ph} \cdot \sqrt{2}$

Tension de sortie $V_o := 800 \cdot \text{volt}$

Paramètres de simulation

Fréquence du réseau $f_r := 60 \cdot \text{Hz}$

Période du réseau $T_r := \frac{1}{f_r}$

Fréquence de découpage $f_s := 25 \cdot \text{kHz}$

Période de découpage $T_s := \frac{1}{f_s}$

Nombre de points $N := \text{floor}\left(\frac{T_r}{T_s}\right)$ $N = 416$

Vecteur index $i1 := 0..N$

Pas de calcul $pas := T_s$

Vecteur temps $tt_{i1} := pas \cdot i1$

Paramètres du MOSFET

APT10025JVFR

Capacité drain source $C := 1000 \cdot \text{pF}$

$ns := 1 \cdot 10^{-9} \cdot \text{sec}$

Temps d'ouverture $tf := 100 \cdot ns$

Enveloppe du courant de l'interrupteur

Courant phase A $I_{a_{il}} := I_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t_{i1})$

Courant phase B $I_{b_{il}} := I_m \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t_{i1} - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right)$

Courant phase C $I_{c_{il}} := I_m \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t_{i1} + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right)$

Courant I_p
$$I_{p_{il}} := \begin{cases} I_{a_{il}} & \text{if } (I_{a_{il}} \geq I_{b_{il}}) \cdot (I_{a_{il}} \geq I_{c_{il}}) \\ I_{b_{il}} & \text{if } (I_{b_{il}} \geq I_{a_{il}}) \cdot (I_{b_{il}} \geq I_{c_{il}}) \\ I_{c_{il}} & \text{if } (I_{c_{il}} \geq I_{a_{il}}) \cdot (I_{c_{il}} \geq I_{b_{il}}) \end{cases}$$

Calcul des pertes à la fermeture

$P_{sw_off} := \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_o^2 \cdot f_s$ $P_{sw_off} = 8 \text{ watt}$

Calcul des pertes à l'ouverture

Courant moyen dans l'inductance $I_L := 26 \cdot \text{amp}$

$N_{pts} := 1000$

$dt := \frac{tf}{N_{pts}}$

$Perte := \frac{I_L^2 \cdot tf^2}{24 \cdot C} \cdot f_s$

$Perte = 7.042 \text{ watt}$

Vecteur index

$il := 0..N_{pts}$

Vecteur temps

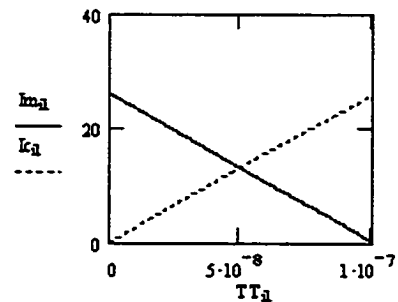
$TT_{il} := il \cdot \frac{tf}{N_{pts}}$

Courant dans la diode de sortie

$I_{m_{il}} := I_L - I_L \cdot \frac{TT_{il}}{tf}$

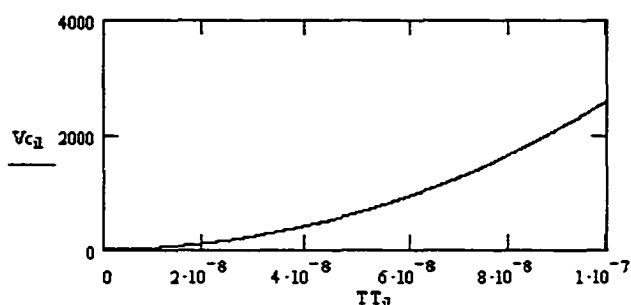
Courant dans la capacité parasite

$I_{c_{il}} := I_L - I_{m_{il}}$



Tension aux bornes de la capacité parallèle
(Selon $I_c = C \, dV/dt$)

$$V_{c_{il}} := \frac{1}{C} \cdot \sum_{n=0}^{il} I_{c_{il}} \cdot dt$$

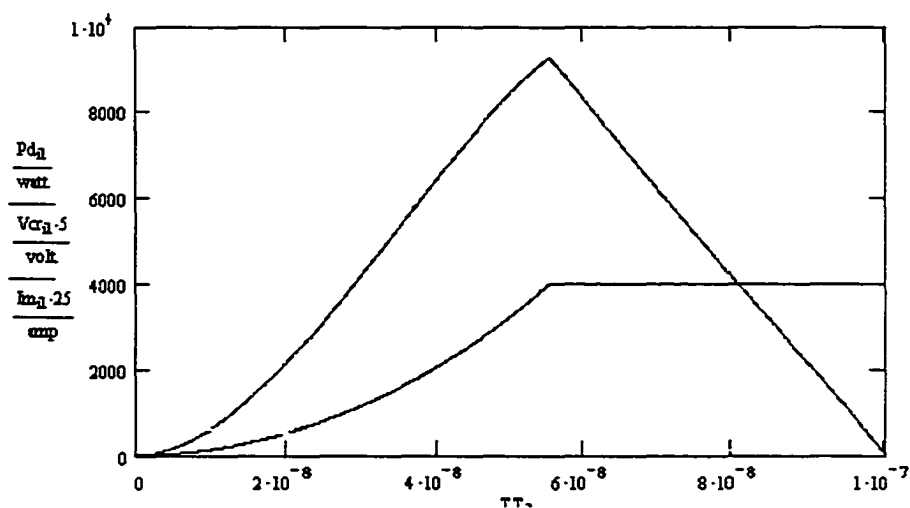


Limiteur

$$V_{cr_{il}} := \begin{cases} (V_{c_{il}}) & \text{if } V_{c_{il}} < V_o \\ V_o & \text{otherwise} \end{cases}$$

Puissance instantanée
dans l'interrupteur

$$P_{d_{il}} := V_{cr_{il}} \cdot I_{m_{il}}$$



Calcul des pertes par intégration de la courbe de puissance

$$\text{Energy} := \frac{dt}{3} \cdot \left[P_{d_0} + \sum_{y=0}^{\frac{Npts}{2}} 4 \cdot P_{d_{2 \cdot y}} + \sum_{y=1}^{\frac{Npts}{2}-1} 2 \cdot P_{d_{(2 \cdot y+1)}} + P_{d_{Npts}} \right]$$

Intégration numérique
par la méthode de
Simpson

$$\text{Energy} = 4.315 \times 10^{-4} \text{ joule}$$

$$PCom := \text{Energy} \cdot fs$$

$$PCom = 10.787 \text{ watt}$$

ANNEXE C

Dimensionnement des inductances

Dimensionnement de l'inductance du boost

Tension de ligne minimale	$V_{ll_min} := 320 \cdot \text{volt}$	
Tension maximale de ligne	$V_{ll_max} := 530 \cdot \text{volt}$	
Tension de phase minimale	$V_{ph_min} := \frac{V_{ll_min}}{\sqrt{3}}$	
Tension phase de ligne	$V_{ph_max} := \frac{V_{ll_max}}{\sqrt{3}}$	
Tension de sortie	$V_o := 800 \cdot \text{volt}$	
Puissance de sortie du convertisseur	$P_o := 12.5 \cdot \text{kW}$	
Fréquence de commutation	$f_s := 50 \cdot \text{kHz}$	
Rendement total du convertisseur	$\eta_t := 0.96$	
Rendement des inductances	$\eta := 0.99$	
Pertes espérées dans les inductances	$P_{tot} := (1 - \eta_t) \cdot \frac{P_o}{\eta}$	$P_{tot} = 505.051 \text{ watt}$
Pertes noyau = Pertes cuivre	$P_{core} := \frac{1}{2} \cdot P_{tot}$	
	$P_{cu} := P_{core}$	

Choix du noyau

Courant crête	$I_{pk} := \frac{\frac{P_o}{3 \cdot \eta_t}}{V_{ph_min}} \cdot \sqrt{2}$	$I_{pk} = 33.223 \text{ amp}$
Ondulation du courant (20%)	$\Delta I := 0.2 \cdot I_{pk}$	
Rapport cyclique maximal	$D_{max} := \frac{V_o - V_{ph_min} \cdot \sqrt{2}}{V_o}$	$D_{max} = 0.673$
Rapport cyclique minimal	$D_{min} := \frac{V_o - V_{ph_max} \cdot \sqrt{2}}{V_o}$	$D_{min} = 0.459$
Calcul de l'inductance	$L := \frac{V_{ph_min} \cdot \sqrt{2} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta I}$	$L = 529.584 \mu\text{H}$

Paramètre du circuit

Fréquence du réseau

$$f_r := 60 \cdot \text{Hz}$$

Fréquence angulaire

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_r$$

Période du réseau

$$T_r := \frac{1}{f_r}$$

Courant efficace

$$I_{rms} := \frac{\frac{P_o}{3 \cdot \eta}}{V_{ph_min}}$$

$$I_{rms} = 23.492 \text{ amp}$$

Densité de flux maximal

$$B_{max} := 1.4 \cdot \text{tesla}$$

Densité de courant

$$J_c := 500 \cdot \frac{\text{amp}}{\text{cm}^2}$$

Facteur de remplissage

$$K_u := 0.6$$

Energie

$$E := \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{pk}^2$$

$$W_{aAc} := \frac{2 \cdot E}{B_{max} \cdot J_c \cdot K_u}$$

$$W_{aAc} = 13918 \text{ cm}^4$$

Choix du noyau : AMCC - 16B

$$a := 1.1 \cdot \text{cm}$$

$$b := 1.3 \cdot \text{cm}$$

$$c := 5 \cdot \text{cm}$$

$$d := 2.5 \cdot \text{cm}$$

$$e := 3.5 \cdot \text{cm}$$

$$f := 7.2 \cdot \text{cm}$$

$$l_m := 16.9 \cdot \text{cm}$$

$$A_c := 2.3 \cdot \text{cm}^2$$

$$w_t := 0.28 \cdot \text{kg}$$

$$W_{aAc} := 15 \cdot \text{cm}^4$$

$$S_A := 303.5 \cdot \text{cm}^2$$

Nombre de tours

Nombre de tours

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L \cdot I_{pk}}{B_{max} \cdot A_c} \right) \quad N = 55$$

$$\mu \Delta := 10^3$$

Calcul de l'entrefer

$$l_g := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \frac{I_{pk}}{\text{amp}} \cdot 10^{-4}}{\left(\frac{B_{max}}{\text{tesla}} \right)} - \frac{\frac{l_m}{\text{cm}}}{\mu \Delta}$$

$$l_g = 0.147$$

$$lg := lg \cdot cm$$

$$lg = 0.147 \text{ cm}$$

$$lg := 0.15$$

Estimation de l'effet de frange

$$Fr := \frac{\left(\frac{a}{cm} + lg\right) \cdot \left(\frac{d}{cm} + lg\right)}{\frac{a}{cm} \cdot \frac{d}{cm}}$$

$$Fr = 1.205$$

Vérification de la valeur de l'inductance

$$L1 := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot \frac{Ac}{cm^2} \cdot 10^{-8}}{lg + \frac{\frac{lm}{cm}}{\mu \Delta}}$$

$$L1 = 5.238 \times 10^{-4}$$

$$N := \text{ceil} \left[\sqrt{\frac{L1 \cdot \left(lg + \frac{\frac{lm}{cm}}{\mu \Delta}\right) \cdot 10^8}{0.4 \cdot \pi \cdot \frac{Ac}{cm^2} \cdot Fr}} \right]$$

$$N = 51$$

Choix du câblage

$$Ax := \frac{b \cdot c \cdot Ku}{N}$$

$$Ax = 0.076 \text{ cm}^2$$

$$Ti := 105$$

$$\mu \Omega := 1 \cdot 10^{-6} \cdot \Omega$$

$$\rho := 1.724 \cdot \left[1 + 4.2 \cdot 10^{-3} \cdot (Ti - 20)\right] \cdot 10^{-6} \cdot \Omega \cdot cm$$

$$\rho = 2.339 \mu \Omega \cdot cm$$

Résistance par unité de longueur de conducteur

$$Ru := \frac{\rho}{Ax}$$

$$Ru = 30.593 \frac{\mu \Omega}{cm}$$

Evaluation des pertes de cuivre

$$MTL := 2 \cdot (a + 2 \cdot b + d)$$

$$MTL = 12.4 \text{ cm}$$

The mean lenth is MTL

Résistance totale de l'inductance

$$R_{tot} := R_u \cdot MTL \cdot N$$

$$R_{tot} = 0.019 \, \Omega$$

Pertes de cuivre totale

$$P_{cu} := I_{rms}^2 \cdot R_{tot}$$

$$P_{cu} = 10.678 \text{ watt}$$

AC Flux in the gap

$$B_{ac} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot 0.5 \cdot \frac{\Delta I}{\text{amp}} \cdot 10^{-4}}{(lg)} \cdot \text{tesla}$$

$$B_{ac} = 0.142 \text{ tesla}$$

Pertes de noyau

$$P_{core} := 6.5 \cdot \text{Freq}^{1.51} \cdot \left(\frac{B_{ac}}{\text{tesla}} \right)^{1.74} \cdot \frac{\text{watt}}{\text{kg}}$$

$$\text{Freq} := \frac{f_s}{10^3 \cdot \text{Hz}}$$

$$P_{core} = 79.996 \frac{\text{watt}}{\text{kg}}$$

$$P_{amc50} := P_{core} \cdot wt$$

$$P_{amc50} = 22.399 \text{ watt}$$

$$P_{tot} := P_{amc50} + P_{cu}$$

$$P_{tot} = 33.076 \text{ watt}$$

ANNEXE D

Dimensionnement du transformateur du flyback

Dimensionnement du transformateur de l'alimentation auxiliaire (flyback)

Paramètres du circuit

Tension appliqué à l'inductance

$$V_o := 15 \cdot \text{volt}$$

Courant crête

$$I_{pk} := 1 \cdot \text{amp}$$

Courant moyen

$$I_{dc} := \frac{I_{pk}}{2}$$

Courant efficace

$$I_{ac} := \frac{I_{pk}}{\sqrt{3}}$$

Rapport cyclique maximal

$$D_{max} := 0.5$$

Fréquence de commutation

$$f_s := 50 \cdot \text{kHz}$$

Période de commutation

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

Calcul de l'inductance

$$L := \frac{V_o \cdot D_{max} \cdot T_s}{I_{pk}} \quad L = 150 \mu\text{H}$$

Flux maximal

$$B_{max} := 0.25 \cdot \text{tesla}$$

Efficacité

$$\eta := 0.99$$

Calcul des paramètres

Régulation

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

$$\mu\Omega := 10^{-6} \Omega$$

$$\text{m}\Omega := 10^3 \Omega$$

Résistivité du cuivre

$$\rho := 2.3 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

Choix du noyau

Facteur de remplissage

$$K_u := 0.6$$

$$A_{pp} := \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{pk}^2 \cdot I_{dc} \cdot 100}{\alpha \cdot K_u \cdot B_{max}^2 \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\text{cm}^5}$$

$$A_{pp} = 9.154 \times 10^{-4}$$

Noyau PQ 20/16

$$A_c := 37.8 \cdot \text{mm}^2 \quad l_m := 51.9 \cdot \text{mm}$$

$$MLT := 44 \cdot \text{mm} \quad W_a := 23.4 \cdot \text{mm}^2$$

$$App_noyau := \frac{W_a \cdot A_c^2}{MLT} \cdot \frac{1}{\text{cm}^5}$$

$$App_noyau = 7.599 \times 10^{-3}$$

Calcul du nombre de tours

$$N := \text{ceil} \left(\frac{L \cdot I_{pk}}{A_c \cdot B_{max}} \right) \quad N = 16$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \text{tesla} \cdot \text{m} \cdot \frac{\text{sec}}{\text{C}}$$

$$\mu_r := 2400$$

Effet de frange prévue

$$Fr := 1.1$$

Calcul de l'entrefer

$$lgap := \left(\frac{A_c \cdot \mu_0 \cdot N^2}{L} - \frac{l_m}{\mu_r} \right) \cdot Fr \quad lgap = 0.065 \text{ mm}$$

$$G := 2 \cdot 18.3 \cdot \text{mm}$$

Calcul de l'effet de frange

$$Fr := 1 + \frac{lgap}{\sqrt{A_c}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{lgap} \right) \quad Fr = 1.075$$

Calcul de l'inductance, deuxième itération

$$L := \frac{\mu_0 \cdot A_c \cdot N^2}{\frac{l_m}{\mu_r} + \frac{lgap}{Fr}} \quad L = 147.451 \mu\text{H}$$

Nouveau Bmax

$$B_{max} := \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I_{pk}}{\frac{l_m}{\mu_r} + \frac{lgap}{Fr}} \quad B_{max} = 0.244 \text{ tesla}$$

Choix du câblage

Aire disponible par câble par enroulement

$$A_w := \frac{W_a}{4} \cdot \frac{K_u}{N} \quad A_w = 2.194 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\#27 : \quad A_{w28} := 1.083 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$\frac{A_{w28}}{A_w} = 0.494$$

$$\rho_{28} := 2.845 \times 10^{-3} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Calcul des pertes de cuivres

Résistance du câblage	$R_p := MLT \cdot N \cdot \rho_{28}$	$R_p = 0.2 \Omega$
Pertes CC	$P_{cu_cc} := I_{dc}^2 \cdot R_p$	$P_{cu_cc} = 0.05 \text{ watt}$
	$Skin_{16} := 3$	
Pertes CA	$P_{cu_ca} := I_{ac}^2 \cdot R_p \cdot Skin_{16}$	$P_{cu_ca} = 0.2 \text{ watt}$
Pertes de cuivre totales	$P_{cu} := P_{cu_cc} + P_{cu_ca}$	$P_{cu} = 0.25 \text{ watt}$
Régulation	$P_{in} := V_o \cdot I_{dc}$	
	$\alpha := \frac{P_{cu}}{P_{in}}$	$\alpha = 0.033$

Pertes de noyau

Pertes par cm ³ selon les courbes (PC40)	$PC := 0.2 \cdot \frac{\text{watt}}{\text{cm}^3}$
Volume du noyau	$V_e := 2310 \cdot \text{mm}^3$
$P_{fe} := PC \cdot V_e$	$P_{fe} = 0.462 \text{ watt}$

Rendement

$\eta := \frac{P_{in} - P_{cu} - P_{fe}}{P_{in}}$	$\eta = 0.905$
---	----------------

Facteur de remplissage réel

$FF := \frac{4N \cdot Aw_{28}}{W_a}$	$FF = 0.296$
--------------------------------------	--------------