

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN TECHNOLOGIE DES SYSTÈMES
M. ING.**

**PAR
TARIK OUAHIDI**

**CONCEPTION ET SIMULATION D'UNE SOURCE
D'ALIMENTATION CONSTITUÉE D'UN PRÉRÉGULATEUR ET D'UN
ONDULEUR MONOPHASÉ DE PUISSANCE 1KVA.**

MONTREAL, LE 17 JUILLET 2002

© droits réservés de Tarik Ouahidi

**CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

- **M Kamal Al-Haddad, professeur-tuteur et professeur
au Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**
- **M. Ambrish Chandra, professeur
au Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**
- **M. Farhat Fnaiech, chercheur et professeur
à l'ESSTT de Tunis.**

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

LE 14 JUIN 2002

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION ET SIMULATION D'UNE SOURCE D'ALIMENTATION CONSTITUÉE D'UN PRÉRÉGULATEUR ET D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ DE PUISSANCE 1KVA.

Tarik Ouahidi

SOMMAIRE

L'évolution des semi-conducteurs dans le domaine de l'électronique de puissance pousse de plus en plus les concepteurs à concevoir des convertisseurs d'énergie très compacte fonctionnant à haute fréquence, tout en ayant un rendement énergétique très élevé.

Dans ce travail, on propose de concevoir un convertisseur CC/CA à étage intermédiaire de puissance 1kVA et fonctionnant à 20kHz. Ce travail est réalisé en collaboration avec ASTEC Advanced power Systems.

Le convertisseur utilise des MOSFETs comme interrupteur de puissance. Il contient deux étages de conversion. Le premier, un convertisseur CC/CC hacheur élévateur alimenté par une banque de batterie 40V/60V. Aussi, pour réduire des pertes de commutation dans le MOSFET principal, un circuit résonant auxiliaire assurant une Transition à Zéro Tension (ZVT) est ajouté. Le convertisseur CC/CC alimente le deuxième étage, qui est un convertisseur CC/CA. Ce dernier, fournit un signal sinusoïdale (60Hz, 120V) avec une distorsion harmonique totale de tension très basse (THD < 2%).

Le rendement énergétique visé doit être supérieur à 90 %. L'unité doit également permettre le fonctionnement en mode parallèle avec d'autres unités afin de pouvoir fournir une puissance maximale pouvant atteindre plusieurs KVA.

Un tel système est approprié pour un grand choix d'applications incluant la télécommunication et d'autres applications industrielles et résidentielles.

SIMULATION AND DESIGN OF 1KVA TWO STAGES CONVERTER USING A DC/DC PREREGULATOR AND A SINGLE PHASE INVERTER

Tarik Ouahidi

ABSTRACT

The area of power switching devices has expanded rapidly in the last few years. Several designers have recognized the advantages of these semiconductors, which operate at high frequency and use them to reduce considerably power electronics converters size and weight.

In this work, we propose to design a DC/AC converter capable of delivering 1kVA and operating at 20kHz. This work is achieved in collaboration with ASTEC Advanced Power Systems.

The power converter under study uses MOSFET devices. It contains two conversion stages. The first one, a DC/DC boost converter fed by a 40V/60V battery bank. Also, in order to reduce switching losses, an auxiliary resonant circuit assuring a Zero Voltage Transition (ZVT) in the main MOSFET is added. The DC/DC converter supplies the second stage, which is a DC/AC converter. This last, provides a pure output sine wave voltage (60Hz, 120V) with a very low total harmonic distortion content ($THD < 2\%$).

The DC/AC converter efficiency should exceeds 90% and it must allow parallel operation to increase the output power up to several KVA. Such a system is suitable for a wide range of applications including telecommunication and other industrial and residential applications.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé dans les laboratoires du Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industriels (GRÉPCI) de l'école de Technologie Supérieure (É.T.S).

Je tiens en premier lieu à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de projet et mon professeur M. Kamal Al-Haddad, titulaire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance. Il m'a tout le temps guidé dans mes recherches en mettant ses efforts et son temps pour aboutir ce travail. De même, j'aimerais témoigner ma reconnaissance à mon co-directeur Rachid Chaffaï, qui m'a aidé et procuré un soutien scientifique et technique qui m'ont permis d'avancer dans mon travail.

Je remercie toute ma famille, surtout mon père et ma mère ainsi que mes frères, qui m'ont tous encouragé et soutenu durant les années de mes études.

Un remerciement sincère est adressé à Loubna Yacoubi, Huguo Fortin, Handy Fortin et Hadi Kanaan pour leur aide scientifique et technique. Sans oublier mes chers amis Chafik Mousaid, Zouhair Elguetioui, Mélanie Ducharme, Noureddine Hamri, Sadreddine Sarray et Xiaoping Tu, qui étaient tous le temps près de moi quand j'ai besoin d'eux.

Un grand merci pour tous mes professeurs et à toutes personnes qui, d'une façon ou d'une autre, ont contribué à l'aboutissement final de mes études.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	I
ABSTRACT	II
REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIÈRES	IV
LISTE DES TABLEAUX	VII
LISTE DES FIGURES	VIII
LISTES DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	XI
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 LES GRANDES FAMILLES DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.1.1 Convertisseur CC/CC	6
1.1.2 Convertisseur CC/CA	6
1.1.3 Convertisseur CA/CC	6
1.1.4 Convertisseur CA/CA.....	7
1.2 Éléments entièrement commandables.....	8
1.2.1 Le MOS.....	8
CHAPITRE 2 ÉTAGE CC-CC : HACHEUR ELEVATEUR.....	11
2.1 Introduction.....	11
2.2 Structure hacheur survolteur	15
2.2.1 Configuration de base	15
2.2.2 Hacheur élévateur : structure et formes d'onde	15
2.2.3 Grandeur d'entrée et de sortie	17
2.2.4 Identification des interrupteurs.....	18
2.3 Étude bibliographique sur les convertisseurs CC-CC	18
2.3.1 Convertisseur CC-CC	18
2.4 Exigences du cahier de charge du convertisseur élévateur.....	24
2.4.1 Côté alimentation.....	24
2.4.2 Côté charge.....	25
2.4.3 Choix des composants passifs du circuit	26
2.4.4 Choix du condensateur de sortie	27
2.4.5 Calcul de l'inductance du hacheur élévateur	27

2.4.6	Calcul du taux d'ondulation du courant.....	28
2.4.7	Calcul du taux d'ondulation de la tension.....	28
2.4.8	Schéma et principe de fonctionnement du hacheur élévateur en régime permanent.....	28
2.4.9	Formes d'onde idéale en régime permanent	31
2.5	Structure du circuit de puissance (partie hacheur élévateur)	32
2.5.1	Hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	32
2.5.2	Mode de fonctionnement	33
2.5.3	Conditions du circuit de Commande.....	35
CHAPITRE 3	ÉTAGE CC-CA : ONDULEUR MONOPHASÉ	36
3.1	Introduction.....	36
3.2	Convertisseur CC-CA	37
3.3	Convertisseur CC-CC-CA	38
3.4	Fonctionnement de l'onduleur	42
3.4.1	Modulation +E , -E	42
3.4.2	Modulation +E 0 et -E 0.....	42
3.4.3	Modulation +E -E et forme d'onde théorique	43
3.4.4	forme d'onde théorique des modulations +E 0 et -E 0.....	44
3.4.5	États de conduction	44
3.4.6	Composition de la tension alternative.....	46
3.5	Cahier de charge de l'onduleur	48
3.5.1	Dimensionnement de la charge.....	48
3.5.2	Dimensionnement du filtre de sortie.....	49
CHAPITRE 4	ÉTUDE DU SYSTÈME DE COMMANDE	50
4.1	Système de réglage	50
4.1.1	Hacheur élévateur	50
4.1.1.1	Régulateur de la tension de sortie et régulateur du courant d'entrée	50
4.1.1.2	Présentation générale du système de réglage.....	51
4.1.1.3	Modélisation du convertisseur	52
4.1.1.4	Étude de la boucle de courant	53
4.1.1.5	Étude de la boucle de tension.....	54
4.1.1.6	Conclusion	59
4.1.2	Onduleur monophasé	60
CHAPITRE 5	RÉSULTATS DE SIMULATION ET RÉSULTATS PRATIQUE	62
5.1	Introduction.....	62
5.2	Simulation	62
5.2.1	Hacheur élévateur	63
5.2.1.1	Boucle de contrôle du hacheur élévateur et résultats de simulation	64
5.2.2	Onduleur monophasé – schéma de principe	65

5.2.2.1	Boucle de contrôle de l'onduleur monophasé et résultats de simulation.....	66
5.2.3	Conclusion	70
5.3	Expérimentation	70
5.3.1	Hacheur élévateur	70
5.3.1.1	Circuit générateur des impulsions pour commander les Mosfets	72
5.3.2	Onduleur monophasé	75
5.3.2.1	Circuit générateur des impulsions pour commander les Mosfets	75
5.3.2.1	Conclusion	81
CONCLUSION		82
BIBLIOGRAPHIE		84
ANNEXE 1		88
ANNEXE 2		97
ANNEXE 3		107
ANNEXE 4		109

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Connections possibles entre différents types de sources 4
Tableau II	Classification des convertisseurs statiques 5
Tableau III	Transistor MOS de puissance 9
Tableau IV	Cahier de charge côté alimentation. 25
Tableau V	Cahier de charge côté charge 26

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1	Convertisseur CC/CC	6
Figure 2	Convertisseur CC/CA.....	6
Figure 3	Convertisseur CA/CC.....	7
Figure 4	Convertisseur CA/CA.....	7
Figure 5	Diode interne du MOS	9
Figure 6	Commande du MOS: charge et décharge de capacités.	10
Figure 7	Hacheur.....	13
Figure 8	Les différentes possibilités d'interconnexion des deux sources dans un hacheur élévateur	15
Figure 9	Schéma fonctionnel du hacheur élévateur.....	16
Figure 10	La fonction de modulation f_m en fonction des temps de conduction de K_1 et K_2	16
Figure 11	Les formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie dans un hacheur élévateur.....	16
Figure 12	les cycles de fonctionnement $i_k(V_k)$ des interrupteurs	17
Figure 13	Hacheur élévateur avec un circuit d'aide à la commutation.....	19
Figure 14	Topologie du circuit d'aide à la commutation avec des interrupteurs Mosfets parallèles.....	20
Figure 15	Extension du circuit d'aide à la commutation à deux Mosfets.....	20
Figure 16	Hacheur élévateur avec circuit d'aide à la commutation isolé	22
Figure 17	Hacheur élévateur avec circuit d'aide à la commutation.....	23
Figure 18	Diagramme simplifié du circuit hacheur élévateur mentionnant les références de courants et de tensions	24
Figure 19	Hacheur élévateur.....	28
Figure 20	Séquence #1 du Hacheur élévateur	29
Figure 21	Séquence # 2 du hacheur élévateur	30
Figure 22	Formes d'onde idéale pour un hacheur élévateur en régime Permanent	31
Figure 23	Structure du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	32
Figure 24	Mode de fonctionnement du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	33
Figure 25	Principe d'un onduleur	36
Figure 26	Onduleur monophasé.....	37
Figure 27	Onduleur monophasé UPS.....	38
Figure 28	Onduleur CC-CA avec la topologie du convertisseur CC-CC	39
Figure 29	Le circuit utilisé pour générer une tension CA plus élevée que la tension d'entrée CC	39
Figure 30	Forme d'onde théorique de la modulation +E -E	43
Figure 31	Forme d'onde théorique de la modulation +E 0 et -E 0.....	44
Figure 32	Séquences de conduction d'un onduleur monophasé. Le courant dans la charge circule en sens positif.....	45

Figure 33	Séquences de conduction d'un onduleur monophasé. Le courant dans la charge circule en sens négatif	46
Figure 34	Composition de la tension alternative.....	48
Figure 35	Filtre de sortie de l'onduleur	49
Figure 36	Schéma fonctionnel de la modélisation du convertisseur	53
Figure 37	Principe de contrôle du courant d'entrée	54
Figure 38	Principe de commande du système	55
Figure 39	Schéma de l'asservissement de la tension	57
Figure 40	Diagramme de Bode	59
Figure 41	Le schéma bloc de l'asservissement de l'onduleur	61
Figure 42	Schéma de simulation du circuit de puissance.....	62
Figure 43	Schéma de simulation du hacheur élévateur	63
Figure 44	Boucle de contrôle du circuit hacheur élévateur en simulation	64
Figure 45	Résultats de simulation. Courant d'entrée et sortie du PI de la boucle de contrôle du hacheur élévateur	64
Figure 46	Résultats de simulation. Tension et courant de sortie du hacheur élévateur	65
Figure 47	Schéma de principe de l'onduleur monophasé	66
Figure 48	Boucle de contrôle de l'onduleur monophasé en simulation	66
Figure 49	Résultats de simulation. Sortie du régulateur PI (courbe 1), tension de référence et tension mesurée de la boucle de contrôle de l'onduleur (courbe 2)	67
Figure 50	Résultats de simulation. Tension et courant de sortie de l'onduleur après le filtre pour une charge résistive, $R = 14.4 \Omega$	68
Figure 51	Résultats de simulation. Courant et tension à la sortie de l'onduleur après le filtre pour une charge inductive $R = 14.39 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$	68
Figure 52	Spéctre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur avec une charge inductive	69
Figure 53	Spéctre harmonique du courant de sortie de l'onduleur avec une charge inductive.....	69
Figure 54	Circuit générateur pour commander les Mosfets du hacheur élévateur	72
Figure 55	Résultats pratiques de la tension CC à l'entrée du hacheur élévateur ..	73
Figure 56	Résultats pratique du courant CC à l'entrée du hacheur élévateur	73
Figure 57	Résultats pratique de la tension CC à la sortie du hacheur élévateur ...	74
Figure 58	Résultats pratique du courant CC à la sortie du hacheur élévateur (i_{ch})	74
Figure 59	Tension et courant dans le Mosfet principal (commutation à zéro tension).....	75
Figure 60	Circuit générateur des impulsions pour commander les MOSFETs de l'onduleur monophasé.....	77
Figure 61	Résultats pratiques de la tension à l'entrée de l'onduleur.....	78
Figure 62	Résultats pratiques de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur (avant le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$	78
Figure 63	Résultats pratique du courant à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$	79
Figure 64	Résultats pratique de la tension à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$	79

Figure 65	Résultats pratique du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$	80
Figure 66	Spectre harmonique de la tension à la sortie de l'onduleur pour une charge résistive $R = 15 \Omega$	80
Figure 67	Spectre harmonique du courant à la sortie de l'onduleur pour une charge résistive $R = 15 \Omega$	81
Figure 68	Séquence # 1 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	89
Figure 69	Séquence # 2 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	90
Figure 70	Séquence # 3 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	91
Figure 71	Séquence # 4 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	92
Figure 72	Séquence # 5 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	93
Figure 73	Séquence # 6 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	94
Figure 74	Séquence # 7 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	95
Figure 75	Séquence # 8 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation	96
Figure 76	Impulsion pour le Mosfet principal.....	98
Figure 77	Impulsion pour le mosfet auxiliaire	98
Figure 78	Courant dans la diode principale.....	99
Figure 79	Tension dans la diode principale.....	99
Figure 80	Courant dans le mosfet principal	100
Figure 81	Tension dans le mosfet principal	100
Figure 82	Tension dans le mosfet auxiliaire.....	101
Figure 83	Courant dans le mosfet auxiliaire.....	101
Figure 84	Tension aux bornes du condensateur C_r du circuit d'aide à la commutation	102
Figure 85	Courant dans la bobine L_r du circuit d'aide à la commutation	102
Figure 86	Courant à l'entrée de l'onduleur	103
Figure 87	Courant à la sortie de l'onduleur (avant le filtre).....	103
Figure 88	Tension à la sortie de l'onduleur (avant le filtre).....	104
Figure 89	Tension dans un mosfet de l'onduleur	104
Figure 90	Courant dans un mosfet de l'onduleur	105
Figure 91	Courant à la sortie de l'onduleur (après le filtre).....	105
Figure 92	Courant et tension à la sortie de l'onduleur	106
Figure 93	Tension à la sortie de l'onduleur.....	106

LISTES DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

A et T_i	Paramètres du correcteur PI.
B	Constante de mise à l'échelle.
C_m	Capacité interne du Mosfet.
$C(t)$	La commande pour le Mosfet.
C_r	Capacité du snubber.
C_{gs}	Capacité grille-source.
C_{gd}	Capacité grille-drain.
C_{ds}	Capacité drain-source.
D ou α	Rapport cyclique.
F_e	Fréquence de la tension de source U_e .
F_s	Fréquence de la tension de charge U_s .
f_m	Fonction de modulation.
F_c	Fréquence de coupure.
F ou F_d	Fréquence de découpage ou d'échantillonnage.
H_0	Fonction de transfert du système en boucle ouverte.
I_D	Courant dans la diode.
I_e	Courant de source.
I_s	Courant de charge.
I_s	Courant de charge.
i_K	Courant dans l'interrupteur.
ΔI_e	Ondulation du courant d'entrée.
i_{ref}	Courant de référence.
i_{mes}	Courant mesuré.
$(I_e)_0$	Courant de source à l'équilibre.
δI_e	Variation du courant d'entrée.
K_1, K_2	Interrupteur.
L_r	Inductance du snubber.
P	Puissance active.
P_s	Puissance fournie à la charge.
P_e	Puissance fournie par la source.

Q	Puissance réactive.
R	Charge résistive.
R_{0min}	Charge minimale.
S	Puissance apparente.
THD	Taux de distorsion harmonique.
t_r	Temps de phase active (Mosfet ouvert).
t_o	Temps de phase de roue libre (Mosfet fermé).
t_{on}	Temps de fermeture du Mosfet.
t_{off}	Temps d'ouverture du Mosfet.
U_e	Tension de source.
U_s	Tension de charge.
U_{gs}	Tension grille-source.
V_e ou V_i	Tension d'entrée.
V_s ou E	Tension de charge.
V_K	Courant dans l'interrupteur.
ΔV_s	Ondulation de la tension de sortie.
V_L	Tension aux bornes de la bobine.
V_D	Tension aux bornes de la diode.
V_o	Tension de sortie.
V_{main}	Tension aux bornes du Mosfet principal.
(V_s)₀	Tension de charge à l'équilibre.
δV_s	Variation de la tension de charge.
ω_c	Pulsation correspondante à la fréquence de coupure.
Z	Impédance de charge.
ZVT	Commutation à zéro tension.
η	Rendement énergétique.

INTRODUCTION

L'étude des convertisseurs suscite, de nos jours, un grand intérêt pour l'industrie. Le fait que la consommation en énergie électrique connaisse une rapide croissance, ces deux dernières décennies, a permis de développer des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus performants. Il faut dire que ce développement n'est rendu possible que grâce à la conception de modules ayant un rendement très élevé.

Un système informatique en réseau par exemple pourrait connaître, quel que soit l'environnement dans lequel il se trouve, de nombreuses perturbations électriques par mois. Il existe plusieurs causes possibles de dommages liés à l'alimentation tout au long du parcours d'une ligne électrique.

Conscient de ces problèmes et des attentes du marché, les solutions onduleurs, nommés aussi les alimentations sans interruption : A.S.I (en anglais UPS : Uninterruptible Power Supply), dont les applications sont pour alimenter des charges sensibles aux variations de l'alimentation électrique. L'onduleur, lors d'un défaut protège les systèmes de manières ordonnées afin d'éviter que la charge ne soit pas alimentée.

Un onduleur peut protéger un PC, des serveurs, les stations de travail bref, remplacer le réseau en cas de panne électrique. Il fournit une protection maximale pour la charge alimentée.

Il présente une économie d'énergie obtenue grâce d'une part, au rendement élevé dû à l'utilisation de transistors IGBT et MOSFET dans l'onduleur et d'autre part, à une large plage de tension d'entrée permettant une moindre sollicitation des batteries et donc une meilleure durée de vie.

Le rôle des batteries stationnaires est d'assurer une source continue d'énergie. On les utilise pour fournir l'énergie dans les télécommunications, aux ordinateurs et à tous les services dans lesquels il est essentiel que le courant ne soit jamais interrompu, même moins d'une seconde. Elles sont employées rarement et seulement peut-être

quelques instants avant que le courant ou un groupe électrogène ne prenne le relais. Mais leur existence est absolument primordiale dans une situation d'urgence. Imaginez l'effet désastreux d'une coupure de courant pour une banque ou pour la Bourse avec ses nombreux ordinateurs ou pour le contrôle aérien d'un aéroport important.

Les applications des onduleurs UPS (Uninterruptible Power Supply) sont nombreuses, On peut citer :

Télécommunications : Incluant les centraux téléphoniques principaux, les stations relais, les stations de transmissions, les stations satellite au sol, les réseaux de téléphonie cellulaire, la télévision par câble et les applications de "boucle fibre optique".

Éclairage de secours : Pour l'équipement indispensable des hôpitaux, des bâtiments publics tels que stades et espaces de spectacles.

Production et distribution de l'énergie : Utilisées largement dans les industries liées à l'énergie aussi bien nucléaire que conventionnelle, dans les systèmes de contrôle, l'instrumentation, le démarrage des moteurs et les équipements de connexion.

Pétrole et gaz : Aussi bien pour les forages terrestres, les batteries stationnaires servent pour l'éclairage de secours, les systèmes de communication et les équipements d'instrumentation et de sécurité.

A.S.I. (Alimentation Sans Interruption : UPS) : Les batteries pour l'alimentation sans interruption servent aux ordinateurs centraux, aux systèmes en réseau, aux postes de travail.

Aviation : Pour le contrôle du trafic aérien, l'éclairage en vol, les communications, l'éclairage de secours.

Applications aux énergies renouvelables : Produisant l'électricité à partir de panneaux solaires, de turbines à eau ou à vent, les batteries sont utilisées pour stocker l'énergie électrique et fournir une source d'énergie constante.

Ce travail est composé de cinq chapitres distincts qui traitent de la partie analyse, simulation et expérimentation ainsi que des annexes pour compléter la partie technique.

Dans un premier lieu, nous avons exposé le principe de différents types de convertisseurs statiques ainsi que le transistor Mosfet, comme élément entièrement commandable et ses caractéristiques. Dans un deuxième temps, nous avons présenté l'étude, l'analyse et le dimensionnement de l'étage CC-CC ainsi que son étude bibliographique dans le but de présenter la topologie et la commande les mieux adaptées à notre application. Par la suite, nous avons fait l'objet de l'étude bibliographique basée sur les convertisseurs CC-CA et le dimensionnement de l'étage onduleur. Après, nous avons développé à l'aide de la boîte à outil Power System Blockset, opérant dans l'environnement Matlab/Simulink, les résultats de simulation du circuit de puissance pour différents types de charges.

Finalement, nous affichons les détails de la réalisation d'un prototype expérimental et ses résultats d'expérimentation.

CHAPITRE 1

LES GRANDES FAMILLES DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

1.1 Introduction

L'électronique de puissance permet donc, par le biais de convertisseurs statiques fonctionnant en commutation, de gérer la fluence d'énergie entre deux sources.

Dans l'idéal, toutes les associations de sources entre elles grâce à un convertisseur devraient être possibles. Compte tenu qu'une source peut être continue ou alternative, de tension ou de courant, on peut construire le tableau I, dont chaque case définit une famille de convertisseur. Les sources en amont du convertisseur sont notées, respectivement, U_e et I_e suivant qu'elles sont de tension ou de courant. Les sources en aval du convertisseur sont notées, respectivement, U_s et I_s suivant qu'elles sont de tension ou de courant. De plus, on considère que $U_e \neq U_s$ et $I_e \neq I_s$, afin de raisonner sur des cas généraux.

Tableau I

Connections possibles entre différents types de sources

		U_s		I_s	
		=	\approx	=	\approx
U_e	=	Non	non	oui	oui
	\approx	Non	non	oui	oui
I_e	=	Oui	Oui	non	non
	\approx	Oui	Oui	non	non

Les cases notées « oui » correspondent effectivement à des connections possibles des sources entre elles par des convertisseurs. En revanche, les cases notées « non » correspondent à des interdictions, qui n'ont rien à avoir avec une éventuelle police du convertisseur, mais qui émanent de la notion même de commutation. En effet,

lorsque les interrupteurs d'un convertisseur commutent, il existe certaines phases pendant lesquelles les deux sources sont reliées directement (condition impérative pour qu'il y ait transfert d'énergie de l'une vers l'autre). Prenons l'exemple de deux sources de tension, l'une de 40V dc, la seconde de 5V dc. Si un interrupteur relie directement ces sources, la seule limitation du courant qui traversera cet interrupteur est liée à son impédance lorsqu'il est à l'état passant. Cette impédance, par définition de valeur extrêmement faible, ne suffira pas à limiter le courant circulant d'une source à l'autre. Il y a deux conséquences :

- Risque d'endommager l'une des deux sources (voire les deux),
- Risque de destruction du composant de puissance, traversé par un courant pour lequel il sera toujours sous-dimensionné.

La problématique est exactement la même pour un convertisseur qui relierait entre elles deux sources de courant.

Nous dégageons de ces considérations le tableau suivant:

Tableau II
Classification des convertisseurs statiques

		Courant I	
		=	≈
Tension V	=	Convertisseur CC/CC Hacheur	Convertisseur CC/CA Onduleur de tension
	≈	Convertisseur CA/CC Convertisseur de courant	Convertisseur CA/CA Cycloconvertisseur

A l'issue de cette classification, nous proposons d'illustrer sommairement les fonctionnalités de chacune des quatre familles définies.

1.1.1 Convertisseur CC/CC

Tel que nous l'avons défini, ce convertisseur met en relation :

- une source de tension continue, unidirectionnelle ou bidirectionnelle en courant,
- une source de courant continu, unidirectionnelle ou bidirectionnelle en tension.

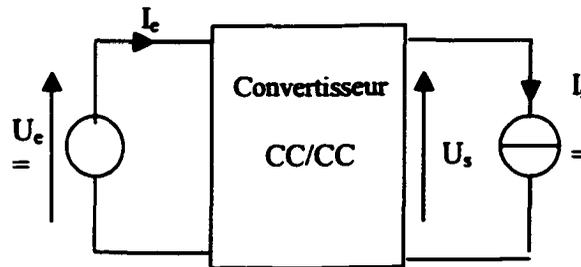


Figure 1 Convertisseur CC/CC

1.1.2 Convertisseur CC/CA

Tel que nous l'avons défini, ce convertisseur met en relation :

- une source de tension continue, unidirectionnelle ou bidirectionnelle en courant,
- une source de courant alternative.

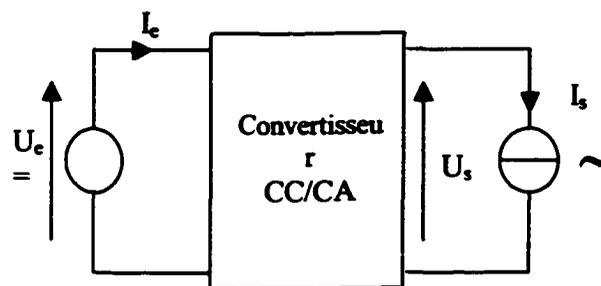


Figure 2 Convertisseur CC/CA

1.1.3 Convertisseur CA/CC

Tel que nous l'avons défini, ce convertisseur met en relation :

- une source de tension alternative,
- une source de courant continu, unidirectionnelle ou bidirectionnelle en tension.

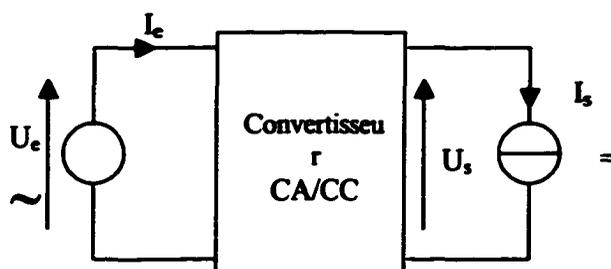


Figure 3 Convertisseur CA/CC

La source de tension alternative peut être monophasée, triphasée, ou hexaphasée. On est ainsi amené à définir l'indice de pulsation p :

- $p = 2$: tension monophasée,
- $p = 3$: tension triphasée,
- $p = 6$: tension hexaphasée.

1.1.4 Convertisseur CA/CA

Tel que nous l'avons défini, ce convertisseur met en relation :

- une source de tension alternative,
- une source de courant alternative.

Les deux sources étant alternatives, chacune est définie par la fréquence de la tension ou du courant qu'elle génère : f_e pour la source U_e et f_s pour I_s . Ces deux fréquences peuvent être identiques ($f_e = f_s$), mais ceci n'est jamais qu'un cas particulier par rapport au cas où ces deux fréquences sont différentes ($f_e \neq f_s$).

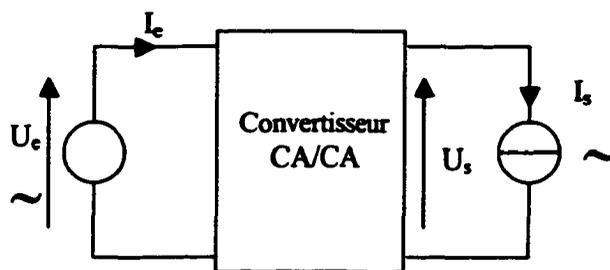


Figure 4 Convertisseur CA/CA

1.2 Éléments entièrement commandables

A l'opposé de la diode, dont toutes les commutations sont spontanées, l'électronique de puissance dispose d'une gamme de composants, qui sont commandables à l'amorçage ainsi qu'au blocage tels que décrits le Mosfet (MOS) et l'IGBT.

Nous proposons donc de présenter ici le MOS.

1.2.1 Le MOS

Le transistor MOSFET, désigné par MOS de façon abrégée, est un élément semi-conducteur à effet de champ. Il est composé de trois électrodes : le drain D, la source S et la grille G qui correspondent respectivement au collecteur, à l'émetteur et à la base d'un transistor bipolaire.

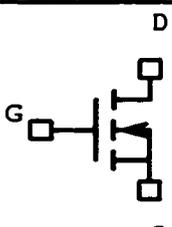
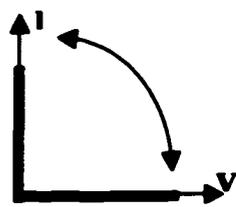
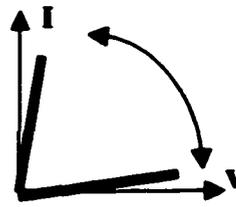
Nous donnons au tableau III la représentation symbolique, ainsi que les caractéristiques idéales et réelles de ce composant. Il s'agit ici aussi d'un composant à deux segments, dont l'amorçage et le blocage sont commandés. Une propriété qui peut s'avérer intéressante ou bien pénalisante (c'est selon les cas), est que par sa structure physique, ce composant possède une diode en antiparallèle (figure 5). Cette diode peut supporter le même courant nominal que celui supporté par le transistor. En revanche, cette diode possède un temps de recouvrement relativement élevé.

Les grands atouts du MOS sont les suivants :

- une grande rapidité de commutation, notamment en ce qui concerne le blocage par rapport au transistor bipolaire,
- simplicité dans la mise en œuvre de la commande : Amorcer ou bloquer un MOS consiste en la simple charge ou décharge de la capacité grille-source. C'est une commande en tension.

Le défaut majeur du MOS est lié à une résistance à l'état passant de valeur élevée. Ceci est une source de pertes en conduction élevées, qui augmentent avec la tenue de tension à l'état bloqué. Le MOS est un composant dont l'utilisation est limitée à des applications de quelques centaines de Volts, et quelques dizaines d'ampères.

Tableau III
Transistor MOS de puissance

Symbole	Caractéristique	
	Idéale	Réelle
		

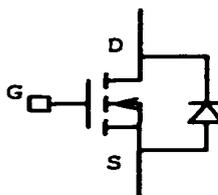


Figure 5 Diode interne du MOS

On note le nouveau type de MOS (le « coolMOS »), composant qui offre une résistance à l'état passant de l'ordre du milli-ohms, ce qui remet en cause le commentaire précédent.

Nous ne détaillerons pas ici la commande du MOS, dans la mesure où cette dernière se révèle plus simple. Pour s'en persuader, il suffit de considérer le schéma figure 6 sur lequel nous avons fait figurer les capacités existantes entre les différentes « pattes » du MOS.

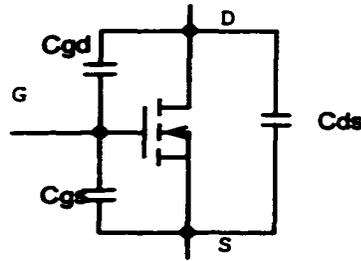


Figure 6 Commande du MOS: charge et décharge de capacités

Ces capacités sont au nombre de trois :

- capacité grille-source C_{gs} : c'est à priori la plus intéressante puisque les variations de tension à ses bornes vont provoquer le blocage ou l'amorçage du composant,
- capacité grille-drain C_{gd} ,
- capacité drain-source C_{ds} .

On doit en outre bien comprendre deux choses :

- Il n'est aucun courant à « dépenser » pour saturer ou désaturer une éventuelle jonction PN car l'état bloqué ou passant du MOS ne dépend pas de la saturation d'une jonction,
- le MOS est à « grille isolée » : Toute fluctuation de U_{gs} (commande du MOS) n'a pour résultat que la charge ou la décharge de C_{gs} . Pour amorcer ou bloquer le MOS, il suffit que la commande génère le courant nécessaire à cela.

Ainsi l'amorçage ou le blocage du MOS ne consiste qu'en la charge ou en la décharge de capacités, de faibles valeurs par ailleurs. Le seul piège que l'on doit éviter est de sous-estimer le courant nécessaire à la charge de ces condensateurs : le MOS a beau être commandé en tension, on ne peut charger ou décharger une capacité en un temps limite que si le courant dédié à cela est de valeur conséquente.

Le mosfet est l'interrupteur que nous utiliserons dans la réalisation de notre projet de recherche.

CHAPITRE 2

Étage CC-CC : Hacheur élévateur

2.1 Introduction

Les convertisseurs directs de type continu-continu (hacheurs élévateurs) suscitent actuellement un intérêt particulier. Leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse.

Les convertisseurs continu-continu permettent d'obtenir une tension continue fixe ou variable à partir d'une tension continue quelconque. La tension continue de départ peut être une batterie d'accumulateurs, une batterie de cellules solaires ou encore le réseau alternatif redressé et filtré.

Le présent chapitre traite de la conversion CC/CC, qui a pour but d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La mise en oeuvre de tels convertisseurs se justifie dans les cas suivants :

- on doit alimenter une source continue, et l'on dispose d'emblée d'une alimentation continue, de type batterie par exemple. Il est important dans ce cas de disposer d'un convertisseur direct qui permette d'assurer la fluence d'énergie entre de telles sources,

- on doit alimenter une source continue, mais l'on dispose d'une source d'alimentation alternative. La conversion d'énergie peut se réaliser alors en deux étapes :

- conversion alternative-continue par un convertisseur de courant,
- conversion continue-continue, pour ajuster les valeurs des grandeurs de sortie continues.

Un convertisseur de courant peut permettre à lui seul d'assurer la fluence d'énergie entre une source alternative et une source continue. Cependant, par la mise « en

série » d'un convertisseur CC/CC (appelé également convertisseur de courant continu), on tire parti de la caractéristique de ces derniers de fonctionner à fréquence de commutation élevée. Ceci représente un avantage indéniable dans le dimensionnement de tout filtre de lissage, ainsi que dans le comportement dynamique d'un tel système.

Pour ce type de convertisseur statique, la gamme de puissance que l'on peut traiter s'étend de quelques watts, à une trentaine de kilowatts environ. Cependant, l'apparition de composants de puissance sans cesse plus performants, tout comme la définition de nouvelles structures (multiniveau en particulier), permettent d'envisager le traitement de puissances plus élevées.

Nous distinguons deux types de convertisseurs continu-continu :

- les convertisseurs appelés « hacheurs », qu'ils soient abaisseurs, élévateurs ou bien dévolteurs-survolteurs, qui correspondent aux applications moyenne et forte puissance,
- Les alimentations à découpage, qui correspondent aux applications petite puissance de la conversion CC/CC. Elles constituent l'alimentation de tout matériel électronique en général (Fly-Back par exemple).

Bien que de structure et de principe de fonctionnement extrêmement proche, ces deux familles de convertisseur CC/CC se distinguent par les deux points suivants :

- les alimentations à découpage comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent :
 - d'assurer un isolement galvanique,
 - d'élever ou d'abaisser des niveaux de tension et de courant.

Alors que l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage d'un hacheur est de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz (et en tout cas supérieur à 20kHz pour obtenir un système silencieux), la fréquence de pulsation d'une alimentation à découpage peut être de plusieurs centaines de kilohertz.

Cela étant, indépendamment de la présence d'un transformateur, le fonctionnement des alimentations à découpage repose sur les mêmes principes que le fonctionnement d'un hacheur, dont elles sont issues. Dans cet exposé, nous centrerons nos propos sur les applications de moyenne et forte puissance que représentent les hacheurs élévateurs.

Nous aborderons les points suivants :

- les structures de base des convertisseurs CC/CC « un quadrant »,
- La définition de la cellule de commutation,
- L'étude des mécanismes de commutation,

La tension est supposée suffisamment bien filtrée pour pouvoir être considérée comme une tension continue malgré la présence d'une légère ondulation résiduelle que nous négligerons dans un premier temps.

- La tension d'alimentation à l'entrée sera considérée parfaitement continue et constante.
- Les interrupteurs (semi-conducteurs) sont supposés idéaux.

D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (figure 7), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un « transformateur » de grandeurs électriques continues.

Si V_e et i_e sont les grandeurs d'entrée du quadripôle, V_s et I_s les grandeurs de sortie, le hacheur introduit des relations entre ces grandeurs par l'intermédiaire de paramètres variables. Ces relations ne sont pas linéaires. Toutefois il sera possible d'établir des relations linéaires entre les valeurs moyennes de ces grandeurs qui permettront de caractériser l'échange de puissance moyenne contrôlée par le hacheur.

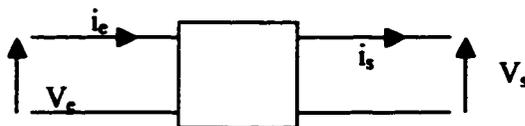


Figure 7 Hacheur

Les différentes structures de hacheurs dépendent du cahier de charge imposé au système. Dans une première approche, les caractéristiques à prendre en compte pour

établir les structures portent sur la nature des réseaux d'entrée et de sortie, identifiés comme des sources de tension ou de courant et sur les réversibilités qui peut être demandées à ces sources.

Dans un deuxième temps, il est possible, une fois la structure établie, de prendre comme modèle des sources, un réseau électrique plus proche des propriétés réelles de ces sources. Par exemple, tout réseau électrique présentant une inductance série est identifié à « une source de courant », tout réseau électrique comportant une capacité en parallèle est identifié à « une source de tension ».

Les applications des hacheurs sont nombreuses :

En forte puissance, ils interviennent comme organe de réglage de puissance électrique en continu, généralement dans les systèmes de contrôle de vitesse ou de couple de machines électriques. Ils peuvent être associés à d'autres convertisseurs pour contribuer à des conversions indirectes de type alternatif-continu, continu-alternatif ou alternatif-alternatif. On peut généralement identifier les circuits d'entrée et de sortie comme ayant des natures différentes : l'un source de tension et l'autre source de courant. Les structures directes qui font l'objet de ce chapitre répondent alors au cahier des charges.

En petite et moyenne puissance les problèmes se posent d'une manière différente. Dans les alimentations de courant par exemple, le cahier des charges impose à la sortie du convertisseur une tension parfaitement continue (avec un taux d'ondulation négligeable), l'entrée étant une source de courant constante. A la structure élémentaire du hacheur viennent alors s'associer des éléments linéaires (inductance, capacité) qui sont des éléments d'adaptation (transformation d'une source de courant en source de tension) et de filtrage.

2.2 Structure hacheur survolteur

2.2.1 Configuration de base

Les rôles de générateur et de récepteur sont inversés entre la source de tension et la source de courant. Le générateur à la nature d'une source de courant continu constant d'amplitude I ; il est unidirectionnel en tension.

Le récepteur à la nature d'une source de tension unidirectionnelle en courant et sa structure est telle que la tension à ses bornes peut être considérée comme constante et d'amplitude E (cette condition est généralement assurée par un condensateur en parallèle de valeur élevée).

Les différentes possibilités d'interconnexion de ces deux sources sont représentées sur la figure 8. On en déduit le schéma fonctionnel du hacheur élévateur représenté sur la figure 9.

2.2.2 Hacheur élévateur : structure et formes d'onde

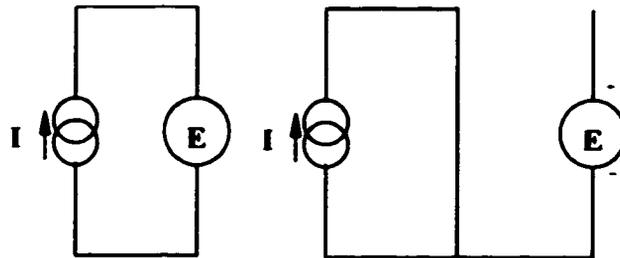


Figure 8 Les différentes possibilités d'interconnexion des deux sources dans un hacheur élévateur

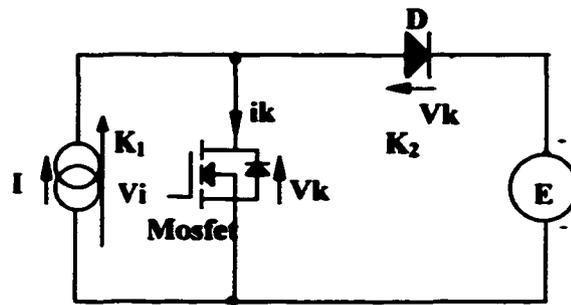


Figure 9 Schéma fonctionnel du hacheur élévateur

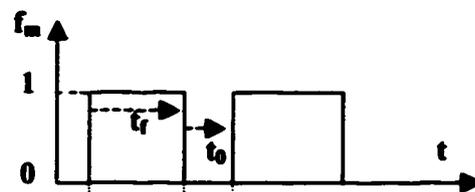


Figure 10 La fonction de modulation f_m en fonction des temps de conduction de K_1 et K_2

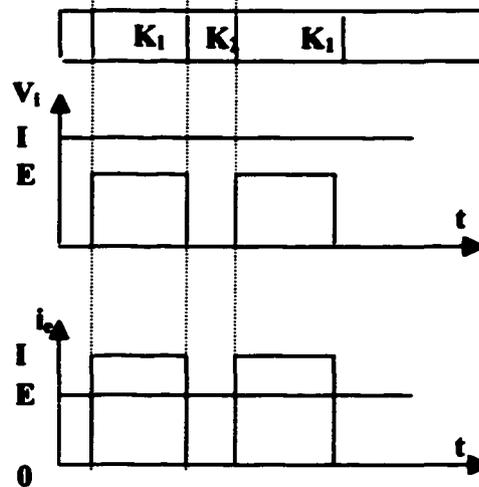


Figure 11 Les formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie dans un hacheur élévateur

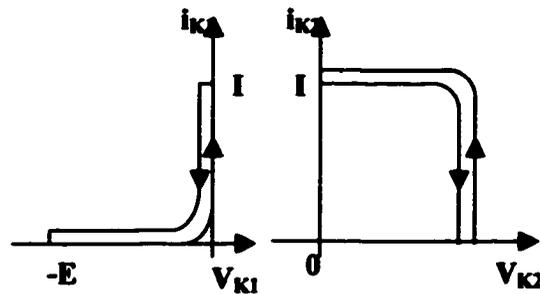


Figure 12 les cycles de fonctionnement $i_k(V_k)$ des interrupteurs

2.2.3 Grandeur d'entrée et de sortie

Le fonctionnement sur une période se décompose en deux séquences :

Pendant la phase active (temps t_f) :

K_1 est conducteur : $V_i = E$ et K_2 est bloqué : $i_s = I$; on a $P = E.I$

Pendant la phase de roue libre (temps t_0) :

K_1 est bloqué : $V_i = 0$ et K_2 est conducteur : $i_s = 0$; on a $P = 0$

Soit f_m la fonction de modulation définie en fonction des temps de conduction de K_1 et K_2 et représentée sur la figure 10. Nous pouvons écrire :

$$V_i = f_m \cdot E \quad i_s = f_m \cdot I \quad P = f_m \cdot E \cdot I$$

Les relations sur les valeurs moyennes de la tension V_i et du courant i_c sont alors :

$$V_i(\text{moy}) = \alpha \cdot E \quad i_s(\text{moy}) = \alpha \cdot I \quad P = \alpha \cdot E \cdot I$$

Avec $\alpha = \frac{t_f}{t_f + t_0}$ qui est la valeur moyenne de la fonction de modulation et que l'on

appelle « rapport cyclique ».

Si l'on raisonne sur les valeurs moyennes, cette structure de hacheur apparaît comme un transformateur de tension de rapport variable, élévateur de tension, d'où son nom de « hacheur élévateur ». Nous voyons qu'il est abaisseur de courant.

La figure 11 présente les formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie.

2.2.4 Identification des interrupteurs

L'évolution des grandeurs d'entrée et de sortie pendant une période permet de tracer les cycles de fonctionnement $i_k(v_k)$ des interrupteurs (figure 12). L'observation de ces cycles permet de les identifier :

- K_1 est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant, à amorçage et blocage spontané, c'est donc une diode.
- K_2 est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant, commandé à l'amorçage et au blocage (par exemple transistor, Mosfet,...).

On en déduit le schéma fonctionnel du hacheur survolteur représenté sur la figure 9. Cette structure est souvent appelée « hacheur parallèle », compte tenu de la position de l'interrupteur commandé. L'existence d'une commutation au blocage impose que le récepteur soit effectivement une source de tension, d'où nécessité d'un découplage par condensateur. Si la commutation au blocage ne peut pas être mise en œuvre, on a recours à la commutation forcée.

La structure non-réversible du hacheur survolteur n'est pas d'une utilisation courante dans le domaine de forte puissance. Elle présente un intérêt plus grand dans le domaine des alimentations continu-continu de faible et moyenne puissance.

Toutefois, pour assurer la réversibilité d'un hacheur, les structures correspondantes (réversible en tension ou en courant) sont telles qu'elles peuvent fonctionner soit en dévolteur (sens direct de la puissance) soit en survolteur (sens inverse de la puissance).

2.3 Étude bibliographique sur les convertisseurs CC-CC

2.3.1 Convertisseur CC-CC

Pietkiewicz, A., Tollik, D., 1995, [6]:

L'utilisation du circuit d'aide à la commutation et de la mise en parallèle approprié des Mosfets de puissance sont les questions très importantes pour le facteur de

puissance. Cet article prouve que l'approche pratique au problème d'aide à la commutation est la commande de $\frac{di}{dt}$ de la transition de recouvrement inverse de la diode. La mise en place d'un tel circuit d'aide à la commutation dans des hacheurs élévateurs avec les commutateurs mis en parallèle de transistor MOSFET est alors discutée.

Le convertisseur hacheur élévateur avec un simple interrupteur

Pour minimiser les pertes de commutations liées au recouvrement inverse de la diode, il est nécessaire d'isoler le drain du Mosfet de l'anode de la diode par une petite inductance du circuit d'aide à la commutation. À cause de cette inductance, la tension drain-source, dans le contraste de cette situation tombe à 0 avant l'apparition d'un courant de drain important. En plus, le défaut dans la pente du courant de la diode est limité par l'inductance ainsi elle réduit le peak du courant durant le recouvrement inverse (I_{RM}). L'énergie réservée dans l'inductance du circuit d'aide à la commutation doit être transformée à travers un chemin non-dissipatif vers la sortie. Une topologie intéressante d'un tel du circuit d'aide à la commutation est présentée à la figure 13.

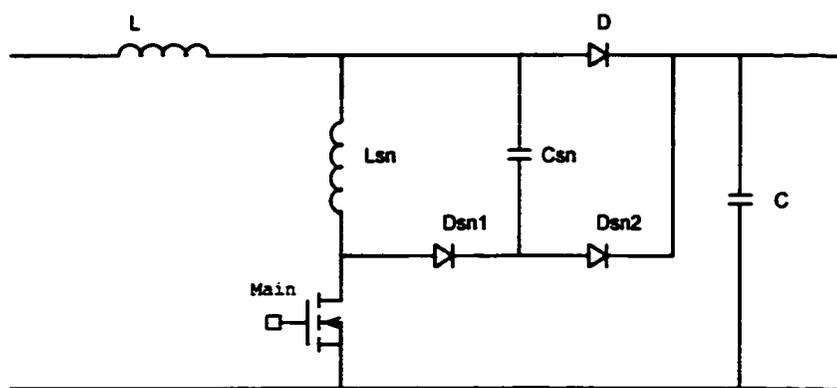


Figure 13 Hacheur élévateur avec un circuit d'aide à la commutation

Dans ce qui suit, 2 solutions possibles permettent l'adaptation du circuit d'aide à la commutation passif. L'approche la plus évidente est la mise en parallèle des MOSFET comme montré sur la figure 14. Dans cette solution on ne peut pas éviter les variations des valeurs de la tension seuil gachette-source et la capacité C_{gs} gachette-source inégalité de pertes de commutations. Car les 1^{ères} pertes (Pertes liées au recouvrement inverse de la diode) sont éliminées par le circuit d'aide à la commutation, seulement la distribution du 2^{ème} (Pertes de décharge de la capacité C_{ds} de l'interrupteur principal) et 3^{ème} (Pertes à l'ouverture) doit être considérée.

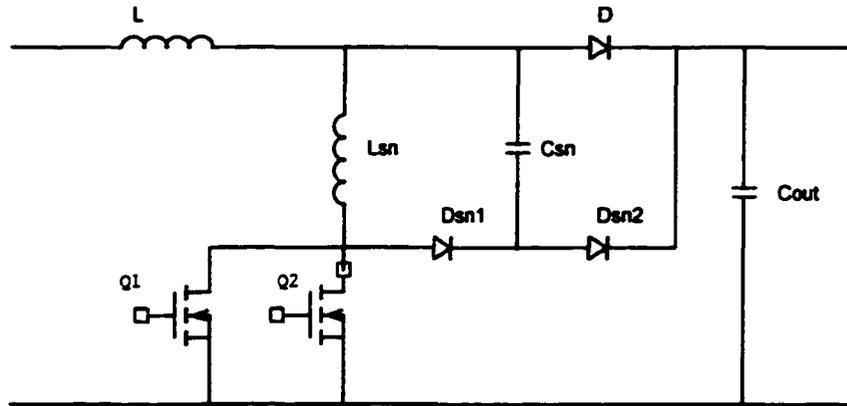


Figure 14 Topologie du circuit d'aide à la commutation avec des interrupteurs Mosfets parallèles

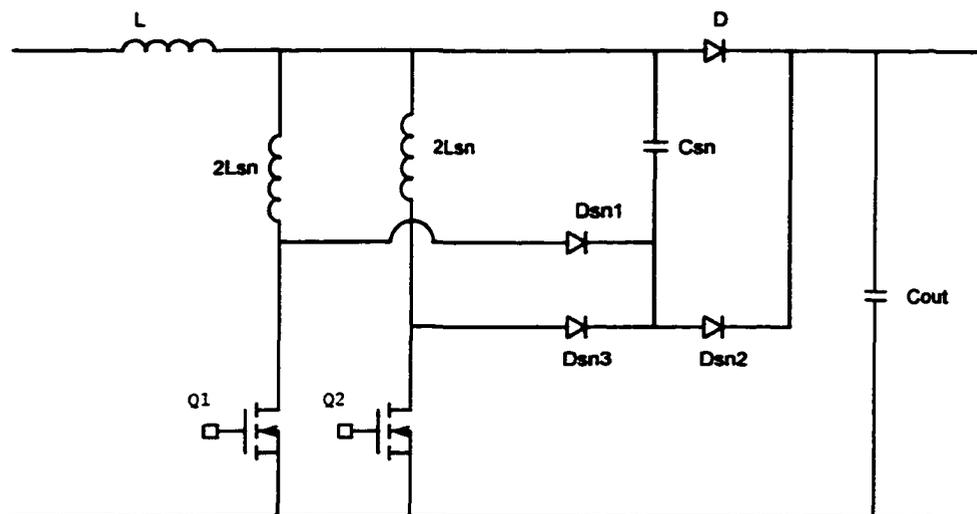


Figure 15 Extension du circuit d'aide à la commutation à deux Mosfets

Dans quelques applications du facteur PFC, on a besoin d'augmenter le nombre d'interrupteur du système à plus qu'un interrupteur.

Une bonne approche, présenté à la figure 15, est d'ajouter une inductance et une diode au circuit d'aide à la commutation de la figure 14. À cause que les drains de tous les interrupteurs sont isolés par l'inductance du circuit d'aide à la commutation, chaque Mosfet doit décharger sa propre capacité drain-source durant le processus de fermeture. En outre, si un des interrupteurs (Q_1) est ouvert le 1^{ier} plutôt que les autres et sa tension drain monte à V_{out} (est alors agrafé par D_{sm1} et D_{sm2}) seulement un courant supplémentaire peut être construit dans Q_2 après qu'il devient aussi fermé. Ce mécanisme réduit remarquablement l'infavorable distribution de pertes de commutations entre les interrupteurs parallèle sans nécessité de précautions d'égalités de caractéristiques etc.

Conclusion

Cet article discute 2 issues pratiques, important pour le correcteur de facteur de puissance PFC, l'utilisation du circuit de séparateur et la mise en parallèle appropriée du commutateur de puissance. L'approche pratique du problème d'aide à la commutation et un séparateur d'ouverture simple avec la commande du $\frac{di}{dt}$ de la transition du temps de recouvrement inverse de la diode. La mise en parallèle d'un tel séparateur dans les convertisseurs avec les commutateurs mis en parallèle de Mosfet est alors discuté.

Milan M. Jovanovic et Yungtaek Jang, 1999, [9]:

Un hacheur élévateur qui emploie un circuit d'aide à la commutation actif isolé pour réduire les pertes causées par le recouvrement inverse de la diode D et les pertes de décharge de la capacité interne du Mosfet principal avec la technique ZVS. Le circuit d'aide à la commutation actif isolé proposé consiste en une inductance couplée, un condensateur et un Mosfet de type n. La performance du convertisseur proposé est évaluée sur 1 kW.

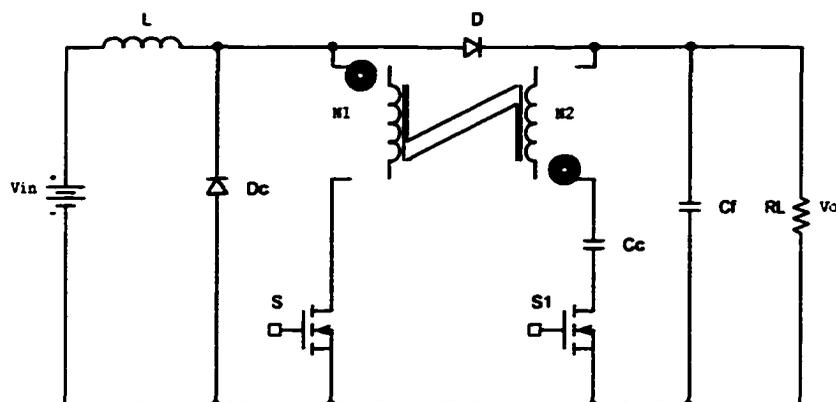


Figure 16 Hacheur élévateur avec circuit d'aide à la commutation isolé

Milan M. Jovanovic et Yungtaek Jang, 2000, [8]:

Le hacheur élévateur est présenté avec circuit d'aide à la commutation actif qui est mis en oeuvre avec un nombre minimal de composants. Ce circuit d'aide à la commutation consiste en une inductance, un commutateur auxiliaire et une diode. La technique ZVS améliore la performance du convertisseur, en réduisant le recouvrement inverse de la diode qui cause les pertes dans le Mosfet principal. Cette technique contrôle le $\frac{di}{dt}$ du courant de la diode avec l'inductance du circuit d'aide à la commutation. Les tensions des composants dans le circuit d'aide à la commutation actif proposé sont à commutation forcée (hard switching).

Le circuit du hacheur élévateur utilise une nouvelle technique pour les réductions des pertes de recouvrement inverse montrée à la figure 17.

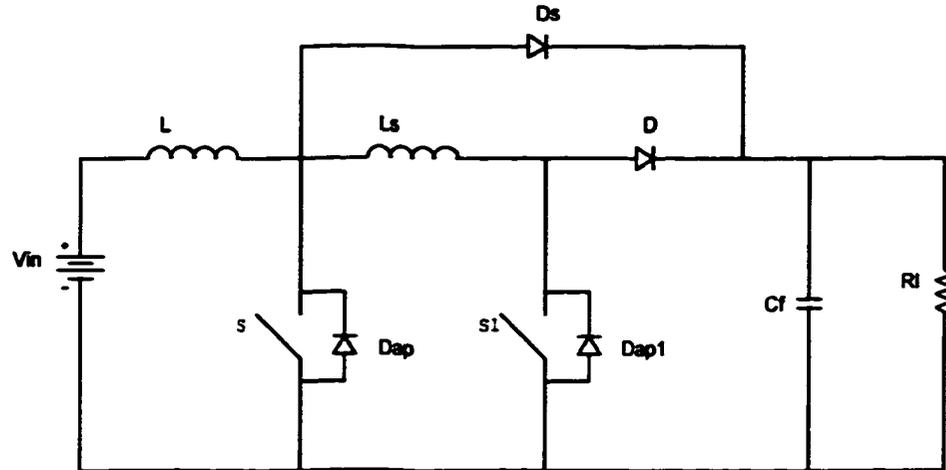


Figure 17 Hacheur élévateur avec circuit d'aide à la commutation

Le circuit de la **figure 17** utilise une inductance d'aide à la commutation L_s , connectée en série avec l'interrupteur S du hacheur élévateur et la diode D pour le contrôle du $\frac{di}{dt}$ du redresseur. Le circuit d'aide à la commutation est contrôlé par un interrupteur auxiliaire S_1 connecté entre l'anode de la diode D et la masse du circuit. La fonction de la diode D_s est de fixer la tension à travers l'interrupteur principal S vers la tension de sortie après que l'interrupteur S s'ouvre.

Pour simplifier l'analyse de l'opération, on suppose que l'inductance du hacheur élévateur (d'entrée) est très grande au point qu'elle peut être représentée par une source de courant constant I_m , et que les ondulations de la tension de sortie sont négligeables de telle sorte que la capacité du filtre de sortie peut être représentée par une source de tension constante V_0 . Aussi, on suppose qu'à la fermeture les semi-conducteurs deviennent de court-circuit. Cependant, la capacité de sortie des interrupteurs et la charge du recouvrement inverse du redresseur sont négligés dans cette analyse. Le diagramme du circuit du convertisseur simplifié est montré sur la **figure 18**.

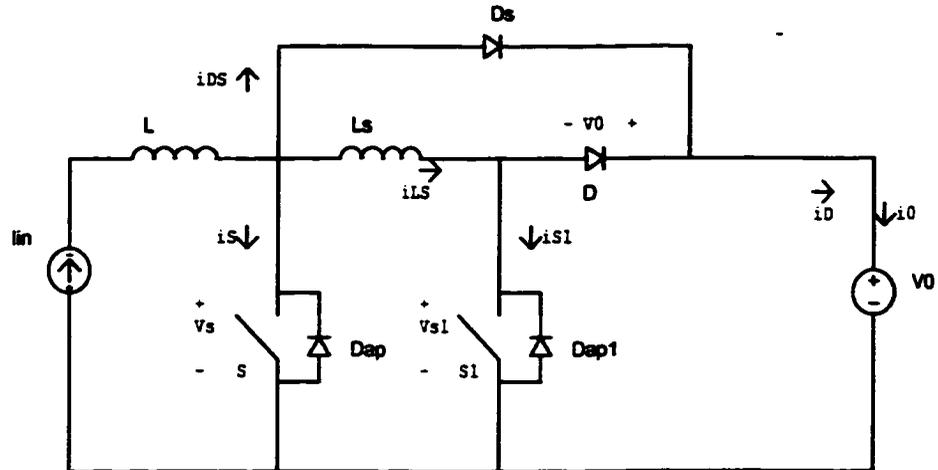


Figure 18 Diagramme simplifié du circuit hacheur élévateur mentionnant les références de courants et de tensions

2.4 Exigences du cahier de charge du convertisseur élévateur

2.4.1 Côté alimentation

La tension d'alimentation varie entre 40 V et 60 V, **40 volts $\leq V_c \leq 60$ volts.**

La sortie est également considérée comme une source de tension continue **$V_s = 180$ Volts CC.**

Les pertes dans le hacheur sont supposées négligeables, de sorte que la puissance moyenne P_c fournie par la source est pratiquement égale à la puissance P_s fournie à la charge ; alors : **$P_s = P_c = 1$ kW.**

Dans ces conditions, la valeur du courant de la source I_c est :

$$I_c = \frac{P_c}{V_c} = 25A. \quad (2.1)$$

Considérons une ondulation du courant d'entrée de 500 mA $\Rightarrow \Delta I_c = 0.5A.$

Donc, du côté alimentation on a les données suivantes :

Tableau IV
Cahier de charge côté alimentation.

Tension d'alimentation V_e	40 volts $\leq V_e \leq$ 60 volts
Courant dans la source I_e	$I_e = 25$ A
Puissance fournie par la source P_e	$P_e = 1$ kW
Ondulation du courant d'entrée ΔI_e	$\Delta I_e = 0.5$A

2.4.2 Côté charge

La tension moyenne de sortie V_S est égale à 180 V, $V_S = 180$ volts CC.

La puissance maximale fournie par le hacheur est : $P_S = 1$ kW.

La valeur du courant dans la charge est:

$$I_S = \frac{P_S}{V_S} = 5.55 \text{ A} \quad (2.2)$$

Ce qui permet de calculer la valeur minimale de la résistance de charge R_0 :

$$R_{0\min} = \frac{(V_S)^2}{P_S} = 32.4 \Omega \quad (2.3)$$

Considérons une ondulation de la tension aux bornes de la capacité de sortie de 500 mV $\Rightarrow \Delta V_S = 0.5$ volts.

Alors du côté charge on a :

Tableau V
Cahier de charge côté charge

Tension moyenne de sortie V_S	$V_S = 180$ volts
Courant dans la charge I_S	$I_S = 5.55$A
Puissance fournie à la charge P_S	$P_S = 1$ kW
Ondulation de la tension de sortie ΔV_S	$\Delta V_S = 0.5$volts

hypothèses simplificatrices:

Durant ce travail on suppose que :

- ❖ Les pertes dans les semi-conducteurs sont négligeables,
- ❖ Les temps de commutation dans les semi-conducteurs sont négligeables,
- ❖ Les composants sont idéaux.

Pour obtenir effectivement une source de tension aux bornes de la charge, on place un condensateur C en parallèle avec R , et pour respecter les règles de connexion entre sources, il faut disposer une inductance L , entre l'entrée et la sortie. La position de cette inductance va déterminer la structure du convertisseur. Dans notre cas, la bobine est placée à l'entrée, en amont des semi-conducteurs : on transforme l'entrée en une branche de courant.

2.4.3 Choix des composants passifs du circuit

Dans ces conditions le rapport cyclique α varie entre deux valeurs extrêmes données par :

$$\alpha_{\min} = 0.50 \quad (2.4)$$

$$\alpha_{\max} = 1 - \frac{V_{e\min}}{V_s} = 0.78 \quad (2.5)$$

La fréquence d'échantillonnage f est choisie égale à 20 kHz, ce qui correspond à une période de fonctionnement : $T = 50 \mu\text{sec}$. Avec un rapport cyclique $\alpha = 84\%$, une fréquence d'échantillonnage $f = 20 \text{ kHz}$ et les valeurs d'ondulations du courant et celle de la tension mentionnées dans les tableaux IV et V, on peut calculer la valeur de la bobine et celle du condensateur à partir des équations suivantes :

$$L = \frac{V_s \cdot \alpha}{f \cdot \Delta I_e} \quad (2.6)$$

$$C = \frac{I_e \cdot \alpha}{f \cdot \Delta V_s} \quad (2.7)$$

2.4.4 Choix du condensateur de sortie

a) Pour $\alpha = 0.50$

$$C = 277 \mu\text{F}$$

b) Pour $\alpha = 0.78$

$$C = 433 \mu\text{F}$$

Alors : $277 \mu\text{F} \leq C \leq 433 \mu\text{F}$.

2.4.5 Calcul de l'inductance du hacheur élévateur

a) $\alpha=0.50$, $V_e=40 \text{ V}$.

$$L = 2 \text{ mH.}$$

b) $\alpha=0.78$, $V_e=40 \text{ V}$.

$$L = 3.12 \text{ mH.}$$

Alors, $2 \text{ mH} \leq L \leq 3.12 \text{ mH}$.

On choisit : $C = 433 \mu\text{F}$ et $L = 2 \text{ mH}$.

2.4.6 Calcul du taux d'ondulation du courant

En supposant que le courant d'entrée i_e est continu, le taux d'ondulation maximal du courant d'entrée, sur une période d'échantillonnage T et à charge maximale, peut être calculé à partir de l'expression suivante :

$$\left[\frac{\Delta i_e}{i_e} \right]_{\max} = \frac{R_{o\min}}{Lf} \left[(1-\alpha)^2 \alpha \right]_{\max} = 3.05\% \quad (2.8)$$

2.4.7 Calcul du taux d'ondulation de la tension

La valeur du condensateur choisie permet de limiter le taux d'ondulation de la tension de sortie sur une période d'échantillonnage T à :

$$\left[\frac{\Delta V_s}{V_s} \right] = \frac{\alpha_{\max}}{R_{o\min} \cdot C \cdot f} \leq \frac{1}{R_{o\min} \cdot C \cdot f} = 0.35\% \quad (2.9)$$

2.4.8 Schéma et principe de fonctionnement du hacheur élévateur en régime permanent

Le processus, tel présenté à la figure 19, n'est autre qu'un hacheur élévateur classique.

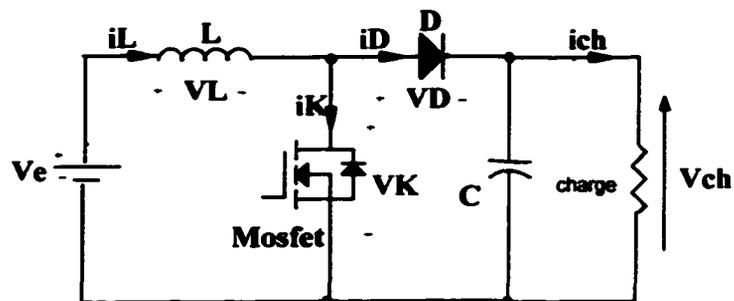


Figure 19 Hacheur élévateur

Ce montage se caractérise par deux séquences de fonctionnement :

Séquence # 1:

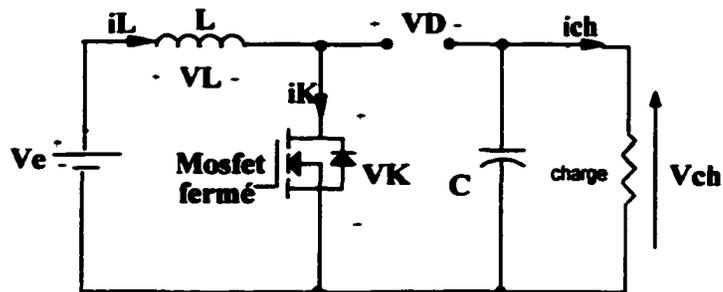


Figure 20 Séquence #1 du Hacheur élévateur

Pour $0 < t < \alpha T$, l'interrupteur K (le MOSFET) est fermé, l'énergie est stockée dans L par l'intermédiaire de la première maille du circuit alors que la diode D est bloquée empêche le condensateur de sortie C de se décharger dans l'interrupteur, ce qui permet à la source d'entrée de charger l'inductance et au condensateur de sortie C d'alimenter la résistance de charge.

On a les équations suivantes :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

$$R \cdot i_s + \frac{1}{C} \int i_s \cdot dt = 0 \quad (2.11)$$

Durant cette séquence la tension inverse aux bornes de la diode D est égale à V_S tant dis que le courant dans l'interrupteur est égal à celui de l'inductance.

$$i_L = \frac{V_e}{L} t + I_{\min} \quad (2.12)$$

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (2.13)$$

Séquence # 2:

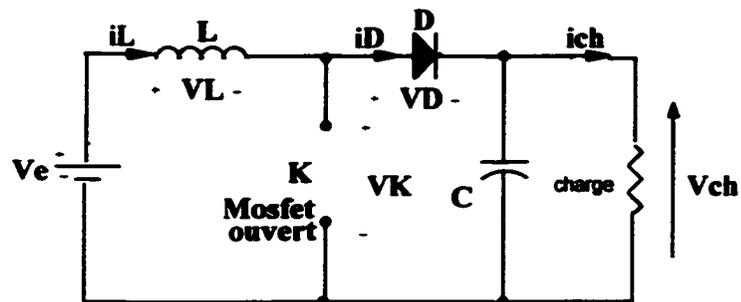


Figure 21 Séquence # 2 du hacheur élévateur

Pour $\alpha T < t < T$, l'interrupteur est ouvert, l'inductance de la source elle-même délivre de l'énergie à la charge, et dans ce cas $V_L < 0$.

On aura alors : $V_S = V_e - V_L$. (2.14)

Et par suite : $V_S > V_e$. (2.15)

Le blocage de l'interrupteur entraîne la décharge de l'inductance dans la charge R. La valeur de la tension du côté de la charge est plus élevée que la tension du côté de la source. En revanche le courant i_e délivré par la source est un courant ondulé et le courant dans la charge est discontinu. La tension aux bornes de l'interrupteur est égale à V_S .

On a les équations suivantes :

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} + V_S \quad (2.16)$$

$$i_L = \frac{V_e - V_S}{L} \cdot (t - T) + i_e(t = T) \quad (2.17)$$

2.4.9 Formes d'onde idéale en régime permanent

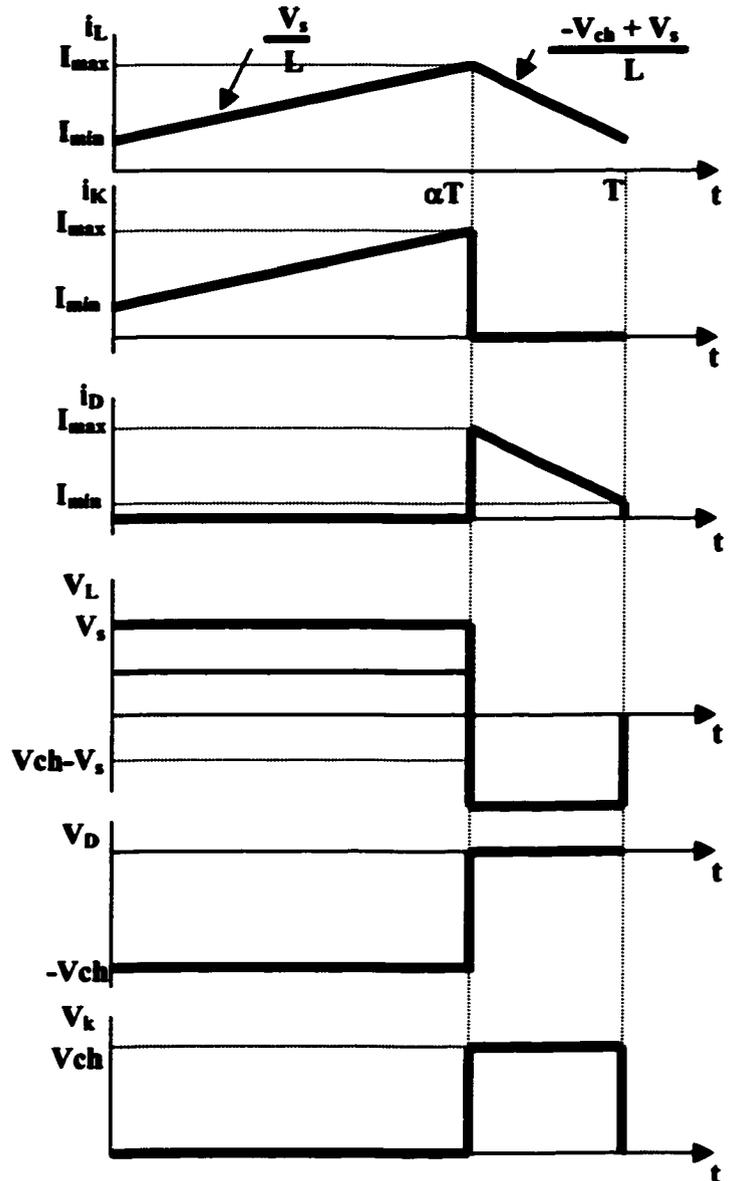


Figure 22 Formes d'onde idéale pour un hacheur élévateur en régime permanent

2.5 Structure du circuit de puissance (partie hacheur élévateur)

2.5.1 Hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

La tendance dans le convertisseur de puissance est vers des densités de puissance de plus en plus élevées. Habituellement, la méthode pour réaliser ceci est d'augmenter la fréquence de commutation, qui permet une réduction de la taille du composant de filtre. Augmentant la fréquence de commutation cependant, augmente de manière significative les pertes de commutation du système.

Pour faciliter les commutations, on utilise le circuit d'aide à la commutation [9]. Donc, le Mosfet utilisé comme interrupteur peut fonctionner avec une très grande fiabilité, jusqu'à des fréquences très élevées à celles autorisées par le Mosfet [2], à puissance commutée comparable.

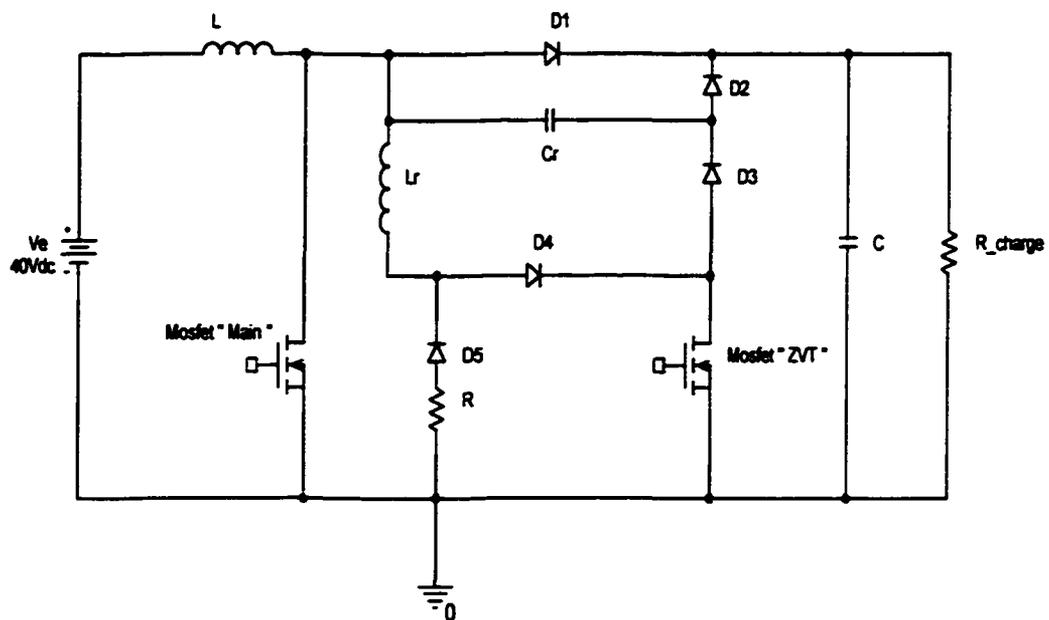


Figure 23 Structure du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

Afin d'augmenter la fréquence de commutation tandis que l'efficacité acceptable de mise à jour, plusieurs techniques de commutation douces ont été développées. La

plupart de ces techniques résonnantes augmentent l'effort de courant et/ou de tension de semi-conducteur [6], menant à de plus grands dispositifs et à des pertes accrues de conduction dus à un plus grand courant de circulation [5]. Une topologie, cependant, qui permet une diminution des pertes de commutation, tout en surmontant la plupart des inconvénients des techniques résonnantes. Le convertisseur auxiliaire ZVT fonctionne à une fréquence fixe tandis que tout en réalisant la mise en fonction nulle de tension du commutateur principal. Ceci est accompli en utilisant la résonance seulement pendant les transitions de commutation. Pendant le reste du cycle, le réseau résonnant est essentiellement retiré du circuit [18].

2.5.2 Mode de fonctionnement

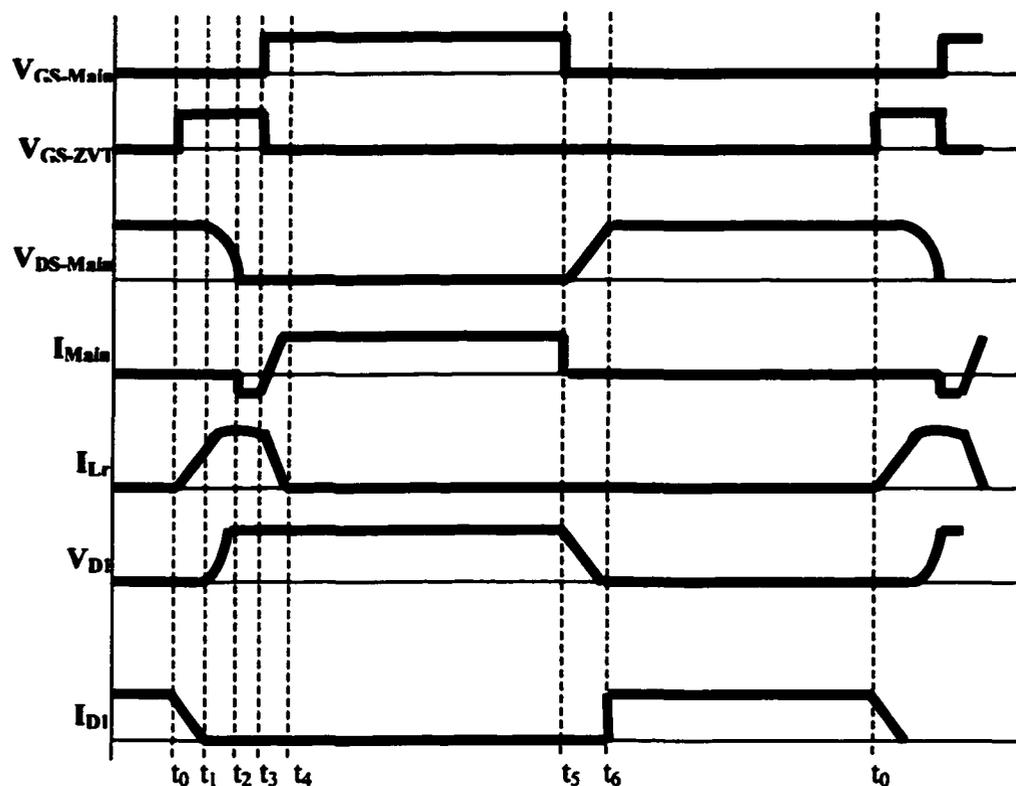


Figure 24 Mode de fonctionnement du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

0-t₀ Le mosfet principal est ouvert et la diode D₁ conduit le courant de charge complet.

t₀-t₁ Le mosfet auxiliaire ZVT est mis en marche. Il assure la circulation du courant i_c à travers L_r qui augmente linéairement. Le courant dans la diode D₁ diminue jusqu'à tomber à zéro, donc la diode se bloque. La tension à travers le mosfet principal (Main) est V₀, et donc le temps requis à la rampe jusqu' à i_c est:

$$t = \frac{i_c}{V_0 * L_r} \quad (2.18)$$

t₁-t₂ Le courant de L_r a atteint i_c et L_r et C_m commenceront à résonner. Ce cycle résonnant décharge le condensateur C_m jusqu'à ce qu'à zéro de tension. Le $\frac{dv}{dt}$ de la tension de drain est contrôlé par C_m (le C_m est la combinaison du C_{ds} et du C_{oss} externes du mosfet principal). Le courant par L_r continue à augmenter tandis que C_m se décharge. Le temps requis pour la tension de drain pour atteindre zéro est 1/4 de la période résonnante. À la fin de cette période la diode interne du mosfet principal conduit pendant :

$$t = \frac{\pi}{2} * \sqrt{L_r * C_m} . \quad (2.19)$$

La tension de drain du mosfet principal à atteint 0V et la diode anti-parallèle est en état passant. Le courant par cette diode est piloté par l'inductance L_r.

t₂-t₃ La tension aux bornes de la diode D₁ est égale à V₀. Le signal de commande du ZVT restera ON jusqu'à l'état zéro de tension du mosfet principal (Main) c'est à dire jusqu'à le temps de déchargement (le temps de décharge d'oscillateur est la largeur d'impulsion du maximum ZVT). Ceci permet au commutateur de ZVT d'être allumé seulement pour aussi longtemps selon les besoins.

t₃-t₄ La tension à travers le Main est zéro et donc à ce moment, le mosfet principal peut être mis en marche pour réaliser la commutation zéro de tension (Zero Voltage switching). La période commence quand l'oscillateur commence à se décharger.

Après que le mosfet auxiliaire ZVT se bloque, l'énergie en L_r est déchargée linéairement par D₄ dans la charge, pilotant la diode D₁ au blocage.

t_4-t_5 Le courant dans le mosfet principal est égale au courant d'entrée I_{in} . Tandis que la diode principale et le mosfet auxiliaire sont bloqués. À la fin de cette période, le commutateur principal se bloque.

t_5-t_6 La capacité C de sortie est chargée à V_0 et la diode principale commence à fournir le courant à la charge. Puisque la capacité interne du mosfet principal (Main) tient au commencement la tension de drain à partir de zéro, les pertes sont sensiblement réduites. Après avoir réduit sensiblement les pertes de commutation, la fréquence de fonctionnement peut être augmentée sans pénalité d'efficacité. La diode fonctionne également avec des pertes beaucoup inférieures et donc elle fonctionnera à une plus basse température, augmentant la fiabilité.

2.5.3 Conditions du circuit de Commande

Afin de mettre à jour la commutation zéro de tension pour le commutateur principal, le commutateur auxiliaire (ZVT) doit être amorcé jusqu'à ce que la tension sur la capacité interne résonne à zéro. Une fois que la tension V_{DS} du mosfet principal (Main) tombe à zéro, son signal d'entraînement peut passer à 1 et celui du mosfet auxiliaire (ZVT) à 0 [7].

N .B : Les circuits présentant les séquences de fonctionnement du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation sont présentés l'annexe I.

CHAPITRE 3

ÉTAGE CC-CA : ONDULEUR MONOPHASÉ

3.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur capable de transformer de l'énergie à partir d'une source de tension ou de courant continu vers un récepteur. Dans le récepteur, l'énergie est présente sous forme de tension et de courant alternatifs, c'est à dire de tension et de courant à valeur moyenne nulle. La puissance moyenne reçue sera par contre non nulle sauf exception, car elle sera égale à la somme.

La puissance active P circule de l'entrée vers la sortie, c'est à dire du côté continu au côté alternatif. Cette puissance dépend du type de la charge. En fait, la puissance active est maximale pour un angle de déphasage $\alpha=0^\circ$, et s'annule pour $\alpha=180^\circ$. La puissance réactive de l'onde fondamentale est nulle pour $\alpha=0^\circ$ et 180° et devient maximale pour $\alpha=90^\circ$.

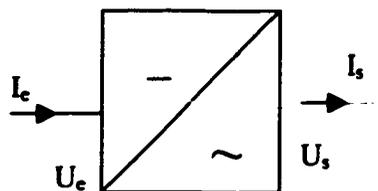


Figure 25 Principe d'un onduleur

On étudiera ci-dessous le fonctionnement de l'onduleur en montage en pont monophasé.

Le schéma de montage est représenté par la figure 26 où l'on a aussi indiqué la charge, connectée aux bornes de sortie de l'onduleur. La charge est constituée d'une résistance ohmique R et d'une inductance L . On examinera d'abord les différents états de conduction possibles dans ce montage pour démontrer ensuite la composition de l'allure de la tension U et du courant i à la sortie de l'onduleur.

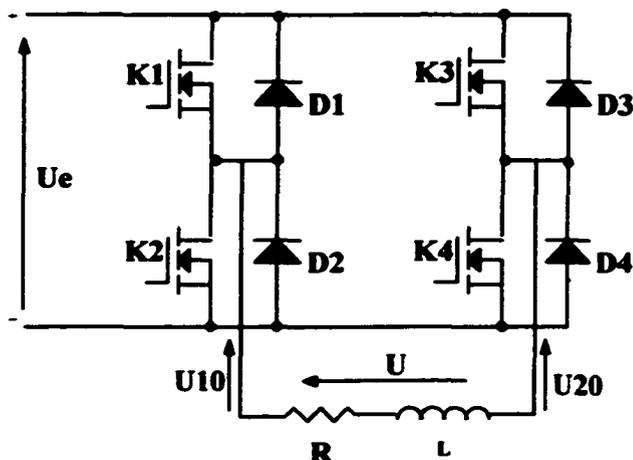


Figure 26 Onduleur monophasé

3.2 Convertisseur CC-CA

Xiao Sun, Dehong Xu, Frank leung, Yousheng Wang et Yim-Shu Lee, 1999, [38]:

Ce papier(journal) propose le contrôle du réseau pour les alimentations sans interruptions (UPS) pour améliorer leur réponse et les adapter aux différentes charges. Deux modèles de simulation sont construits pour obtenir des modèles. On a un contrôleur à boucle de réactions multiple pour des charges linéaires et un autre contrôleur idéalisé particulièrement conçu pour des charges non-linéaires. Le dernier contrôleur à une référence incorporée et le courant de charge est forcé de suivre à la trace cette référence. Les modèles d'exemple dans des conditions de différentes charges sont utilisés dans la formation autonome, qui est fait aussi simple que possible de réduire le temps de calcul. Quand la formation est achevée, le réseau neural est utilisé pour contrôler l'UPS en ligne. Le développement de modèles d'exemple et la formation du réseau neural sont fait utilisant MATLAB et SIMULINK et la vérification de résultats est faite utilisant Pspice. Il est trouvé que le réseau neural proposé peut fournir à la bonne tension de production de simulation à basse distorsion Harmonique Totale (THD) avec différents types de charge.

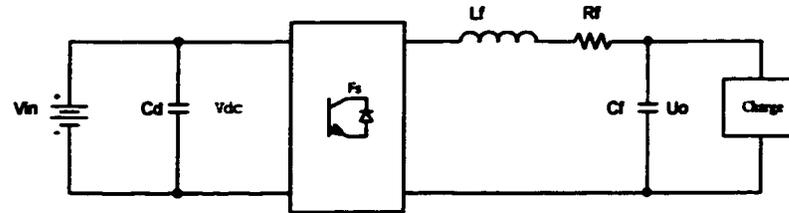


Figure 27 Onduleur monophasé UPS

Olorunfemi Ojo, Obasohan Omozusi, Antonio Ginart, Ben Gonoh, 1999, [16]:

On présente l'exécution équilibrée et la dynamique d'un onduleur monophasé autonome. Une batterie alimentant l'inverseur fournit la vraie puissance au générateur quand la demande de chargement est plus grande que l'énergie alimentation par le moteur. Quand la vraie puissance assurée par la turbine excède la demande de charge, la puissance excessive charge la batterie. L'alimentation électrique réactive est pertinemment satisfaite par l'inverseur avec un condensateur de shunt relié à travers le chargement. Les résultats expérimentaux obtenus à partir du générateur, alimentant un chargement d'impédance, prouvent que l'arrangement de générateur a d'excellentes caractéristiques d'exécution.

3.3 Convertisseur CC-CC-CA

Zaohong Yang et Paresh C. Sen, 2000, [21]:

Le convertisseur CC-CA utilisant un étage CC-CC à la configuration de convertisseur CC à beaucoup d'avantages sur l'onduleur. On propose un nouveau circuit bidirectionnel avec le contrôle robuste non-linéaire dans ce papier(journal) pour surmonter ces inconvénients. Cet inverseur peut dynamiquement stabiliser la tension de sortie quand elle est soumise à de grandes perturbations dans la tension d'entrée ou la charge. L'analyse de stabilité est présentée. Le système de commande de la boucle fermée est examiné avec les contrôleurs P, PI, PD et PID de la boucle de tension pour différents types de charges. Les résultats montrent que le contrôleur PD est le meilleur choix.

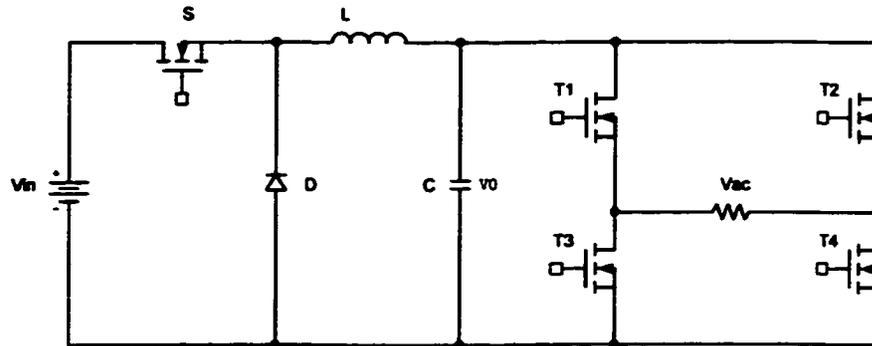


Figure 28 Onduleur CC-CA avec la topologie du convertisseur CC-CC

Caceres, R.; Barbi, I., 1995, [11]:

Ce papier propose un convertisseur qui produit une tension CA à partir d'une tension CC à l'entrée. L'attribut principal de cette topologie est le fait qu'il produise une tension de production CA plus grande que l'entrée CC. L'opération, l'analyse, la modulation, le contrôle, la stratégie et des résultats expérimentaux sont inclus dans ce papier (journal). Ce convertisseur est destiné pour être utilisé dans la conception d'UPS, chaque fois qu'une tension CA plus grande que la tension de liaison de CC est nécessaire, sans avoir besoin d'une deuxième étape de conversion de puissance.

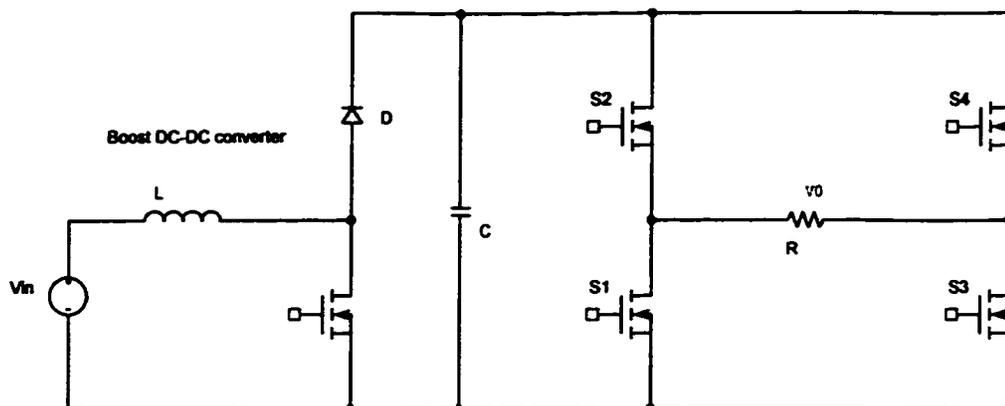


Figure 29 Le circuit utilisé pour générer une tension CA plus élevée que la tension d'entrée CC

Ramón O. Cáceres, et Ivo Barbi, 1999, [5]:

Cet article propose un nouvel inverseur de source de tension (VSI) visé comme un convertisseur CC-CA. L'attribut principal de la nouvelle topologie est le fait qu'il produise d'une tension de sortie à C.A. plus grande que l'entrée de C.C, selon le coefficient d'utilisation instantané. Cette propriété n'est pas trouvée dans le VSI classique, qui produit une tension instantanée sortie par courant alternatif toujours inférieure à l'entrée de C.C une. Afin d'optimiser la dynamique du convertisseur, tout en assurant l'exécution correcte avec n'importe quel type de charge, on propose un contrôleur de mode coulissant. L'avantage principal de ce contrôleur de mode est sa robustesse pour des variations de paramètre, qui mène la dynamique invariable et la réponse équilibrée dans le cas idéal. L'exécution, l'analyse, la stratégie de commande, et les résultats expérimentaux sont inclus en cet article. Ce convertisseur est destiné pour être utilisé dans l'alimentation d'énergie sans interruption (UPS) sans le besoin d'une deuxième étape de conversion de puissance.

Xiaoming Yuan, et Ivo Barbi, 2000, [18]:

Cet article propose un onduleur avec un transformateur de commutation de zéro-tension avec une modulation à largeur d'impulsion (PWM). Comme commutateur auxiliaire-résonnant, la proposition garantit la commutation de zéro-tension du commutateur principal et la commutation zéro-actuelle du commutateur auxiliaire, avec un circuit auxiliaire de petite puissance et une pleine capacité de PWM. En particulier, les problèmes tel que la complexité de commande, protection auxiliaire de commutateur, etc., sont résolus dans la proposition. Le processus de commutation est discuté point par point dans le papier. Une analyse détaillée pour le circuit auxiliaire en ce qui concerne la limitation de la commutation, courant résonnant de commutateur du condensateur RMS, comme la perte de tension de sortie sont présentées après. Une méthodologie de conception pour le circuit auxiliaire est recommandée. La proposition est expérimentalement vérifiée avec un prototype de 4,25 kW.

Zaohong Yang, et Paresh C. Sen, 2000, [21]:

Le convertisseur CC-CA utilisant une configuration de convertisseur de CC-CC a beaucoup d'avantages par rapport à l'inverseur bridge-type traditionnel. On propose un circuit bidirectionnel avec la commande robuste non linéaire en cet article pour surmonter ces inconvénients. Cet inverseur peut dynamiquement stabiliser la tension de sortie une fois soumis à de grandes perturbations dans la charge. L'analyse de stabilité est présentée. Le système de commande en boucle bloquée sous la commande de P, la commande de PI, la commande de palladium, et la commande de PID de la boucle de tension pour différents types de charge sont étudiés.

Les résultats prouvent que la commande de palladium est le meilleur choix. L'exécution du circuit est également étudiée. La simulation sur ordinateur et les résultats expérimentaux sont fournis.

Li Li et Dariusz Czarkowski, 2000, [29]:

La méthode harmonique sélective de la modulation à largeur d'impulsion est systématiquement appliquée pour la première fois aux inverseurs connectés en série à multiniveau de la tension-source. La méthode appliquée est basée sur des techniques d'optimisation. Le point de départ d'optimisation est obtenu en utilisant une approche harmonique de suppression de déphasage. On propose une autre technique harmonique moins de calcul exigeant de suppression, appelée un miroir la méthode harmonique en surplus, pour les inverseurs (five-level) de double-cellule. Des résultats théoriques des deux méthodes sont vérifiés par des expériences et des simulations pour un inverseur de double-cellule. Des résultats de simulation pour un inverseur de la cinq-cellule (11-level) sont également présentés pour la méthode à multiniveau.

3.4 Fonctionnement de l'onduleur

3.4.1 Modulation +E , -E

La figure 31 explique en détaille ce type de modulation. Si E et V_c désignent les tensions d'entrée et de sortie, quel que soit le signe de I_c , la tension de sortie a pour valeur moyenne :

$$V_{cmoy} = T [E \alpha T - E (1 - \alpha) T] = (2 \alpha - 1) E \quad (3.1)$$

avec α = rapport cyclique.

Le rapport cyclique détermine donc la valeur moyenne de la tension de sortie.

3.4.2 Modulation +E 0 et -E 0

La figure 31 présente la modulation +E 0 (+ α) et la modulation -E 0 (- α).

Les relations pour les deux modes de fonctionnement sont :

$$V_{cmoy} = + E \alpha.$$

$$V_{cmoy} = - E \alpha.$$

Ces relations traduisent bien que le fonctionnement dans les quatre quadrants est obtenu par le mode de contrôle de la grandeur α .

3.4.3 Modulation +E -E et forme d'onde théorique

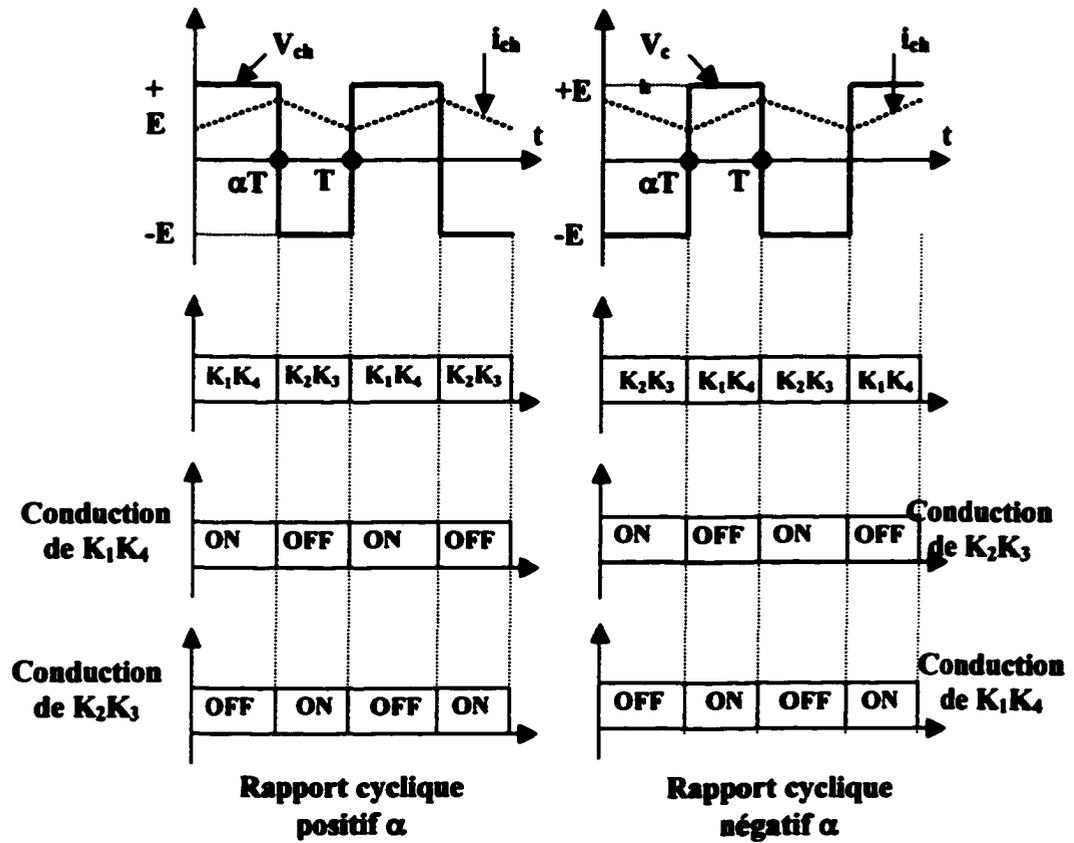


Figure 30 Forme d'onde théorique de la modulation +E -E

3.4.4 forme d'onde théorique des modulations +E 0 et -E 0

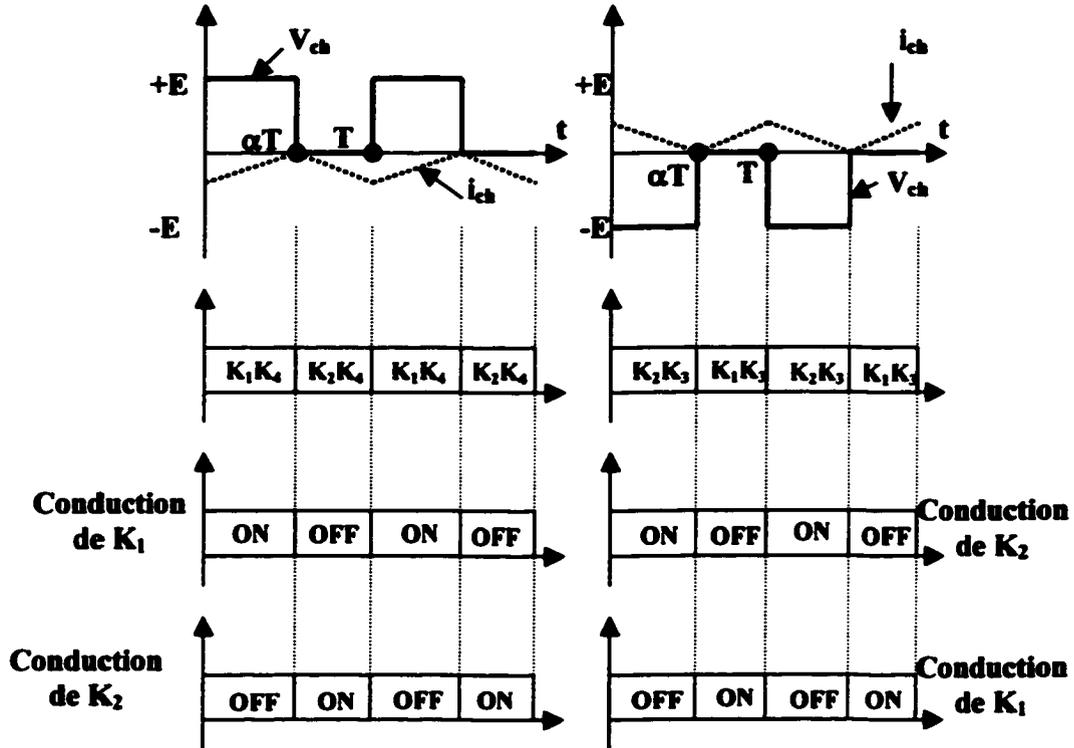


Figure 31 Forme d'onde théorique de la modulation +E 0 et -E 0

3.4.5 États de conduction

Les différents états de conduction possibles pour les contacteurs statiques et les diodes dans un onduleur en pont monophasé sont représentés à la figure 32. Pour chaque polarité du courant de charge i_{ch} (figure 32 (a) à (d) et 33 (e) à (h)) il existe quatre possibilités, tension de sortie U positive, négative, nulle au potentiel négatif et nulle au potentiel positif. Si le courant et la tension ont le même signe, le courant circule à travers deux contacteurs statiques (figure 32 (a) et figure 33 (e)). Si le signe est opposé, le courant circule à travers deux diodes (figure 32 (c) et figure 33 (g)). Si la tension U est nulle, le courant passe à travers un contacteur statique dans une branche et à travers une diode dans l'autre branche (figure 32 (b) et (d), et figure 32

(f) et (h)). Dans ces cas, la charge est court-circuitée et aucun courant ne passe au travers de la source d'alimentation (tension d'entrée U_e). Avec une séquence de commande appropriée sur les contacteurs statiques, on peut passer d'un état de conduction à un autre et influencer ainsi l'allure de la tension aux bornes de la charge, comme on le décrira dans les paragraphes suivants.

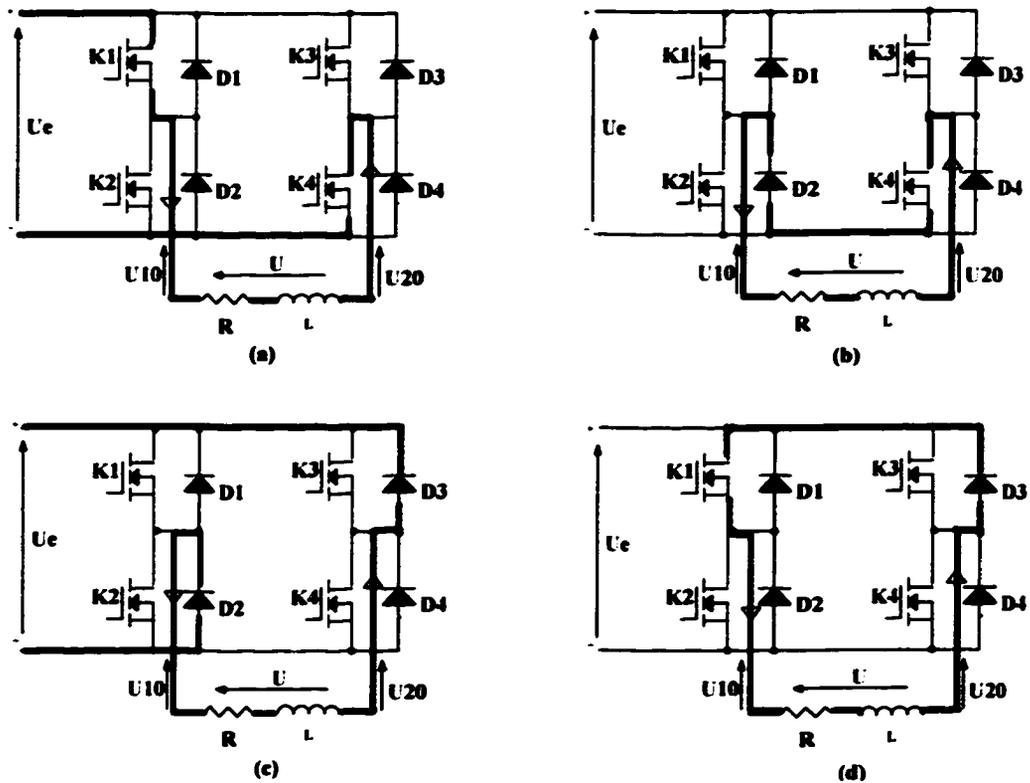


Figure 32 Séquences de conduction d'un onduleur monophasé. Le courant dans la charge circule en sens positif

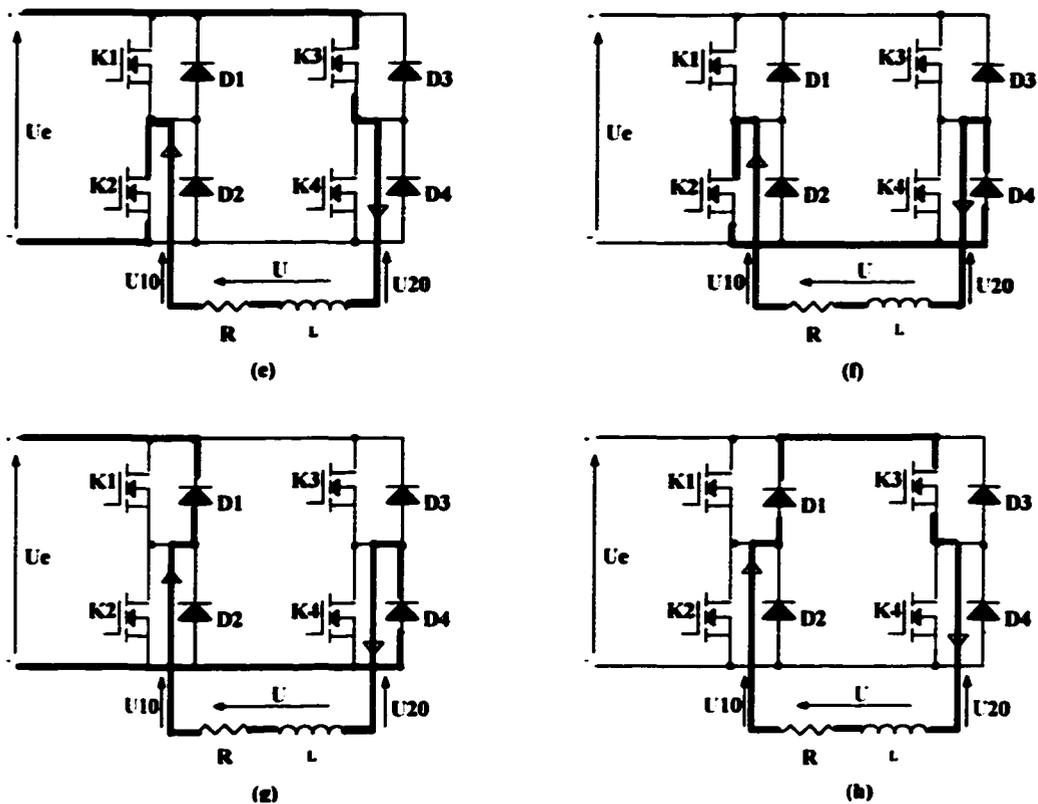


Figure 33 Séquences de conduction d'un onduleur monophasé. Le courant dans la charge circule en sens négatif

3.4.6 Composition de la tension alternative

Pour déterminer l'allure de la tension U fournie par l'onduleur monophasé, il est judicieux de construire d'abord les tensions de branche U_{10} et U_{20} entre la borne de sortie de chaque branche et la borne négative de la tension d'entrée U_e (figure 34).

La tension U_{10} est égale à U_e si le contacteur statique K_1 ou la diode D_1 conduit selon le sens du courant sortant de la branche. La tension U_{10} est nulle lorsque le contacteur statique K_2 ou la diode D_2 conduit. Les mêmes relations existent pour l'autre branche, c'est à dire pour la tension U_{20} .

Pour obtenir la tension alternative U maximale, on commande les contacteurs statiques de telle manière que la tension U_{10} soit égale à U_e pendant la première demi-période et égale à zéro pendant la deuxième demi-période. La tension U_{20}

présente la même allure, mais elle est décalée de $T/2$ par rapport à U_{10} (figure 34). T est la période fondamentale de la tension alternative.

La tension U à la sortie de l'onduleur monophasé est donnée par : $U = U_{10} - U_{20}$ comme il découle de la figure 26.

L'allure de la tension U est rectangulaire; elle est représentée à la figure 34. Dans ce mode de fonctionnement on déclenche en même temps deux contacteurs statiques K_1 et K_4 ou K_2 et K_3 , en passant directement d'une polarité à l'autre de la tension U . Les états de conduction se réfèrent à la figure 32 et la figure 33.

La charge ohmique et inductive ne permet pas une variation rapide du courant i . Ce dernier varie d'une manière exponentielle selon la constante de temps $\frac{L}{R}$ de la charge. Il tend toujours asymptotiquement vers $+\frac{U_e}{R}$ ou $-\frac{U_e}{R}$ de la charge. Il existe un certain laps de temps, pendant lequel le courant de charge doit circuler à travers deux diodes (état de conduction g ou c). Lorsque le courant de charge passe par zéro, il faut enclencher les contacteurs statiques relatifs, afin de garantir la continuité du courant (état de conduction a ou e).

Dans ce but on applique normalement un train d'impulsions d'allumage, parce que le passage par zéro du courant i n'est pas connu à priori, la durée de ce train d'impulsion doit être un peu inférieure à une demi-période de la tension de sortie. Il faut en tout cas éviter d'enclencher en même temps deux contacteurs statiques situés dans la même branche du pont (Par exemple K_1 et K_2 de la figure 26). Cela provoquerait un court-circuit de la branche. Les impulsions destinées à enclencher et déclencher les différents contacteurs statiques sont aussi représentées à la figure 30.

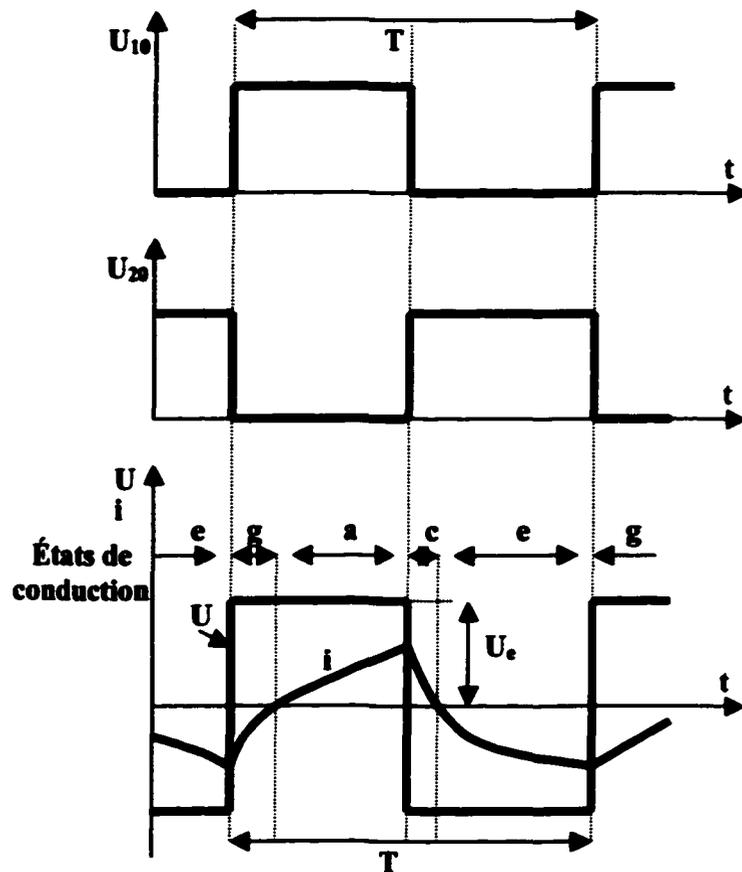


Figure 34 Composition de la tension alternative

3.5 Cahier de charge de l'onduleur

3.5.1 Dimensionnement de la charge

Ayant une puissance active $P = 1\text{kW}$ et une tension efficace de 120 Volts, on peut déterminer la charge de notre onduleur monophasé.

Charge purement résistive :

Cette charge correspond à une impédance

$$Z = R = \frac{V^2}{P} = 14.4\Omega \quad (3.2)$$

Charge inductive :

Cette charge correspond à une impédance

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad (3.3)$$

Donc, pour $L = 1\text{mH}$ on aura

$$R = \sqrt{Z^2 - L^2 \omega^2} \quad (3.4)$$

Alors : $R = 14.3951 \Omega$

3.5.2 Dimensionnement du filtre de sortie

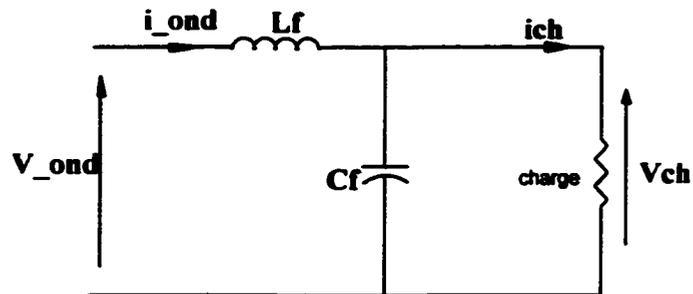


Figure 35 Filtre de sortie de l'onduleur

On choisit la fréquence de résonance f_c du filtre de sortie de l'onduleur de telle sorte que :

$$10f_0 \leq f_c \leq 10f_d \quad (3.5)$$

Avec $f_0 = 60\text{ Hz}$ et $f_d = 20\text{ kHz}$.

$$10 \cdot 60 \leq \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \leq 10 \cdot 20\text{kHz} \quad (3.6)$$

$$2\pi \cdot 600 \leq \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \leq 2\pi \cdot 200\text{kHz} \quad (3.7)$$

$$\frac{1}{(2\pi \cdot 200\text{kHz})^2} \leq L_f C_f \leq \frac{1}{(2\pi \cdot 600)^2} \quad (3.8)$$

On choisit $L = 1\text{mH}$, alors : $6.33\mu\text{F} \leq C_f \leq 70\mu\text{F}$ (3.9)

On prend $C = 20\mu\text{F}$.

CHAPITRE 4

ÉTUDE DU SYSTÈME DE COMMANDE

4.1 Système de réglage

4.1.1 Hacheur élévateur

Le travail qui suit, fait suite à une étude théorique du système de réglage associé à un hacheur élévateur et se propose de présenter, de tester et de valider, par simulation, le système de commande. Notre convertisseur assure une conversion DC-DC à l'aide d'un hacheur élévateur. Dans cette partie du rapport, on présentera le système de réglage associé au hacheur élévateur en boucle fermée, ceci en faisant une synthèse de la boucle de courant et celle de la tension, qui permet de commander l'interrupteur principal du convertisseur (Mosfet).

4.1.1.1 Régulateur de la tension de sortie et régulateur du courant d'entrée

Dans cette partie, on se propose d'établir le système de réglage qui ajustera les performances du processus auquel il est associé, selon un cahier de charges bien déterminé. Le processus n'est autre que le hacheur élévateur décrit auparavant.

La tension de sortie du processus servira comme référence de courant, et un régulateur sera calculé de façon à ce que le courant d'entrée réel (qui circule dans l'inductance de lissage) suit aussi fidèlement que possible la consigne qui lui était imposée .

De plus, on s'efforcera à maintenir la tension de sortie du hacheur constante. Un régulateur sera conçu pour cette fin.

Les lignes qui suivent commenceront par une description générale du système de réglage. La synthèse de la boucle de courant et de la boucle de tension fera l'objet des deux derniers paragraphes qui clôtureront cette partie du rapport.

4.1.1.2 Présentation générale du système de réglage

Il s'agit d'imaginer un dispositif d'étude capable de maîtriser la forme du courant fourni par la source de courant et la forme de la tension appliquée à la charge.

l'objectif étant de prélever un courant lissé, la batterie fournit une puissance de $V_e \cdot I_e$, tandis que la charge absorbe (pour une tension V_S continue) une puissance continue égale à $\frac{V_S^2}{R}$.

Pour respecter les règles d'interconnexion des sources, on doit mettre une inductance à l'entrée de notre convertisseur.

Le réglage du transfert de puissance, pour satisfaire la forme du courant recherchée. La loi de commande doit permettre le réglage de la puissance fournie par la source de courant.

Les hacheurs élévateurs se révèlent de bons candidats au respect de ce cahier des charges. En pratique, on s'interdit les discontinuités de courant à la fréquence de découpage à l'entrée du boost et seul le hacheur élévateur voit actuellement un développement industriel.

En préambule à l'étude détaillée du dispositif, quelques remarques de base sur les spécificités du fonctionnement s'imposent.

Lorsque le Mosfet principal « Main » est passant [$C(t)=1$], la diode D est bloquée

$$(V_D = -V_s) \text{ et l'on écrit : } L \frac{di_e}{dt} = V_e \quad (4.1)$$

Lorsque le Mosfet principal « Main » est bloqué [$C(t)=0$], la diode D est passante ($I_D = I_e$) et l'on écrit :

$$L \frac{di_e}{dt} = V_e - V_s \quad (4.2)$$

Ces deux relations montrent que tant que $V_S < V_e$, $L \frac{di_e}{dt} > 0$, quelque soit l'état du

Main. Pendant cette phase transitoire, le convertisseur ne gouverne pas le fonctionnement et I_e croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur c atteigne la valeur $V_S = V_e$. L'état ON/OFF du Mosfet ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition $V_S > V_e$. Ce procédé opère donc un contrôle indirect du courant par action sur sa pente selon l'état 0/1 du signal de commande

$C(t)$. Le réglage du rapport durée à l'état 1 / durée à l'état 0 de la commande, permet globalement d'augmenter ou de diminuer I_e . Le rapport cyclique du signal de commande variera en conséquence.

Au départ de chaque demi-période secteur, la croissance du courant I_e est commandée par la mise à l'état ON du MOS. La vitesse de croissance de I_e est alors imposée par la tension V_e et la valeur de l'inductance L . Il en résulte pendant un certain temps, une loi d'évolution du courant I_e imposée et non corrigible par la commande.

La puissance fournie est égale à $V_e * I_e$. En admettant le dispositif sans pertes, cette puissance moyenne correspond à celle consommée par la charge. Pour que cette puissance consommée soit continue, le condensateur de stockage doit cycliquement absorber puis restituer l'écart avec la puissance fournie par la batterie. La capacité de stockage nécessaire au maintien de la tension V_S devra tenir compte de ces variations de charge en vue de son dimensionnement.

4.1.1.3 Modélisation du convertisseur

Soit $C(t)$ la commande du Mosfet,

Lorsque $C(t) = 1$; l'interrupteur principal est à l'état ON $\rightarrow V_{Main} = 0$

D est à l'état OFF $\rightarrow I_D = 0$

Lorsque $C(t) = 0$; D est à l'état ON $\rightarrow I_D = I_e$

L'interrupteur principal est à l'état OFF $\rightarrow V_{Main} = V_S$

Il vient les 4 relations du convertisseur :

$$V_e = [1-C(t)] * V_S \quad (4.3)$$

$$I_D = [1-C(t)] * I_e \quad (4.4)$$

$$L \frac{di_e}{dt} = V_e - V_{Main} \quad (4.5)$$

$$I_D = C * \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} \quad (4.6)$$

Bien que les multiplications intervenant dans les équations 1 et 2 donnent un caractère non linéaire au modèle du convertisseur, nous utiliserons pour des commodités de représentation l'opérateur S permettant d'établir le schéma fonctionnel de la figure 36.

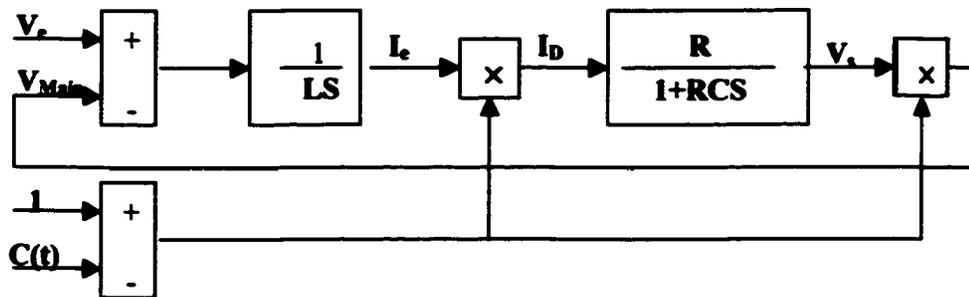


Figure 36 Schéma fonctionnel de la modélisation du convertisseur

4.1.1.4 Étude de la boucle de courant

On distingue 2 types de stratégies de commande :

- Celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par **modulation de largeur d'impulsions**. Le rapport cyclique du signal de commande $C(t)$ peut être déterminé de différentes façons.
- Celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de **commande par hystérésis** ou par fourchette de courant.

Nous retiendrons pour l'étude cette seconde solution car elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur ; tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur (2 multiplications). Néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des Mosfets et selon ses possibilités de refroidissement.

La figure 37 illustre le principe retenu du contrôle du courant I_e . La bande d'hystérésis imposée permettra effectivement une poursuite correcte de la consigne.

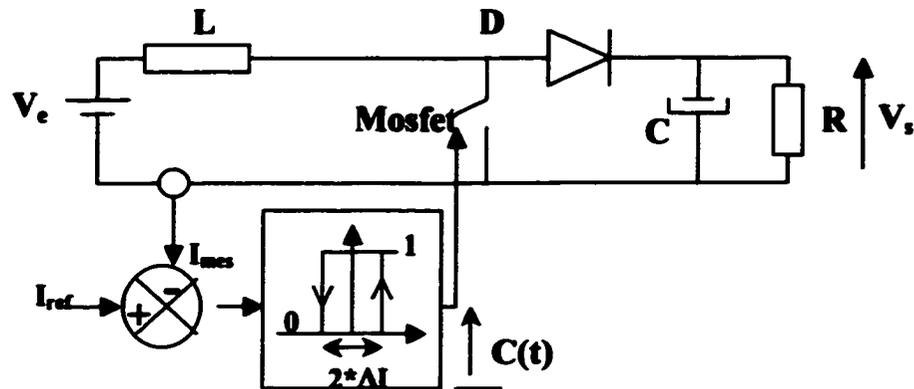


Figure 37 Principe de contrôle du courant d'entrée

Étant donné que la fonction de transfert de notre système est :

A l'aide de Matlab, on obtient le diagramme de Bode qui nous permet de prélever la fréquence de coupure F_c :

En considérant V_s constant et V_e constant sur une période de découpage, on peut

écrire :

$$F_d = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{T_d} = 20Khz \quad (4.7)$$

4.1.1.5 Étude de la boucle de tension

Principe : la commande en courant impose la puissance moyenne $V_e \cdot I_e$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension V_s d'évoluer selon la charge R dans le rapport $\frac{V_s^2}{R}$.

En général, les utilisateurs demandent des générateurs de tension. Il s'en suit la nécessité d'une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations pour maintenir V_s . Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension V_s dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courant I_e . Le schéma de principe complet devient celui de la figure 38.

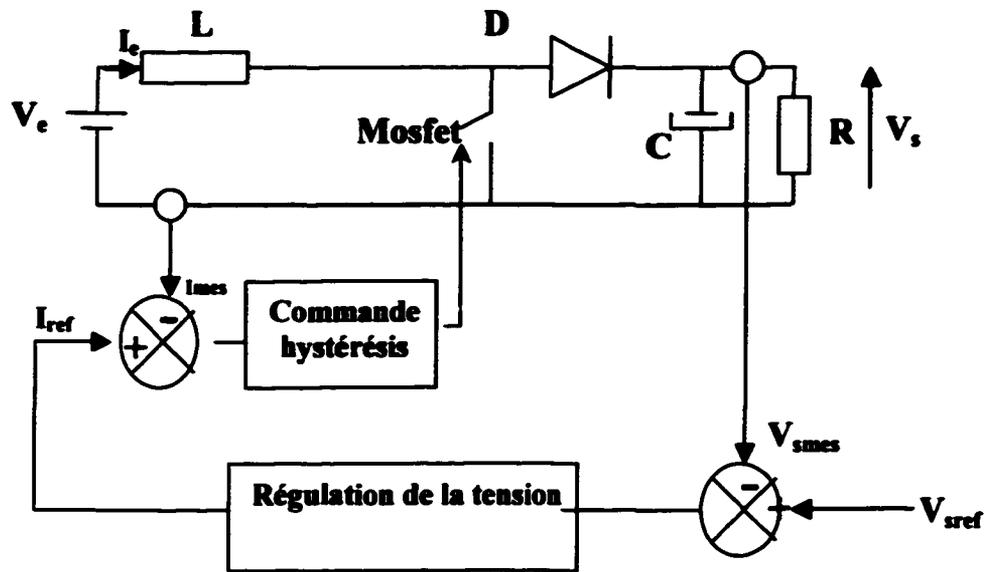


Figure 38 Principe de commande du système

Une première remarque s'impose. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente pour ne pas dégrader la contrainte de forme.

Modélisation par bilan de puissances : faire l'approximation $I_e \cong I_{ref}$ est tout à fait légitime. En effet, une inductance L pour réduire la durée de la distorsion du courant I_e et une fenêtre d'hystérésis très serrée font que au prix d'un accroissement de $(F_d)_{Max}$, $I_e(t) \Rightarrow I_{ref}(t)$. Cependant, poser $I_e = I_{ref}$ présente un inconvénient important pour la suite de l'étude car le signal de commande $C(t)$ n'est plus déterminé. L'état du Mosfet principal et celui de la diode D ne peuvent plus s'exprimer. Nous perdons le lien mathématique entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

Le raisonnement par les bilans de puissance fournit une expression utilisable pour modéliser le système et assurer l'asservissement de la tension V_s .

$$\frac{V_e * I_e}{V_s} = C \cdot \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad (4.8)$$

Hormis la mise sous tension qui est un événement unique non contrôlable par la commande et donc de peu d'intérêt pour la modélisation, cette approche à l'avantage

de valider un comportement grâce à une équation portant sur des grandeurs continues équivalentes mais non linéaire.

Calcul du correcteur de tension : Pour le calculer, on peut chercher à simplifier encore le modèle en vue de le linéariser. La simulation devra permettre de conclure quant à la validité de la démarche. Il est certain que l'ondulation de la tension de sortie n'intéresse en rien le calcul du correcteur de tension dont la bande passante sera très faible (quelques Hz en pratique), pour satisfaire la contrainte de forme du courant I_e .

On peut donc sans modifier le résultat, considérer que l'équation établie aux puissances instantanées peut être réduite à celle des puissances moyennes. La différence essentielle concernera la disparition des ondulations de cette tension, ondulations dues à la puissance fluctuante.

L'action du correcteur sera de maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie et non la valeur instantanée. Sous cette hypothèse, la relation devient :

$$V_e * I_e = V_s \left(C \cdot \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} \right) \quad (4.9)$$

Le réglage de V_s (sortie) est rendu possible par action sur l'amplitude du courant I_e (entrée). La contrainte de forme du courant I_e est supposée respectée. On en conclue que le réglage de V_s par I_e nécessite des variations très lentes de I_e .

Malheureusement, le calcul du correcteur de tension reste très délicat car l'équation du système reste non linéaire. On peut néanmoins linéariser l'équation autour d'un point de fonctionnement afin de déterminer un correcteur dans le cadre d'une théorie linéaire. L'utilisation de la simulation permettra de vérifier le bien fondé ou non de la méthode en soumettant le système à différentes excitations.

$$\text{On écrit :} \quad V_e * I_e = \frac{C}{2} \cdot \frac{dV_s^2}{dt} + \frac{V_s^2}{R} \quad (4.10)$$

$$\text{Avec} \quad [V_s]^2 = [(V_s)_0 + \delta V_s]^2 \quad (4.11)$$

$$\text{Pour} \quad I_e = (I_e)_0 + \delta I_e \quad (4.12)$$

$$\text{et} \quad \frac{(V_s^2)_0}{R} = V_e * (I_e)_0 \quad (4.13)$$

Utilisons de nouveau la bonne règle du 1/10. Si $(\delta V_s)^2 \leq \frac{(V_s)_0^2}{10}$ alors :

$$V_s^2 = (V_s^2)_0 + 2 * \delta V_s * (V_s)_0 \quad (4.14)$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante:

$$\frac{\delta V_s}{\delta \alpha_c} = \frac{V_c}{4 * (V_s)_0} * \frac{R}{1 + \frac{RCS}{2}} \quad (4.15)$$

La nécessité de fonctionner à $(V_s)_0 > V_c$, nous permet une modélisation linéaire du dispositif même pour de fortes variations de la tension V_s .

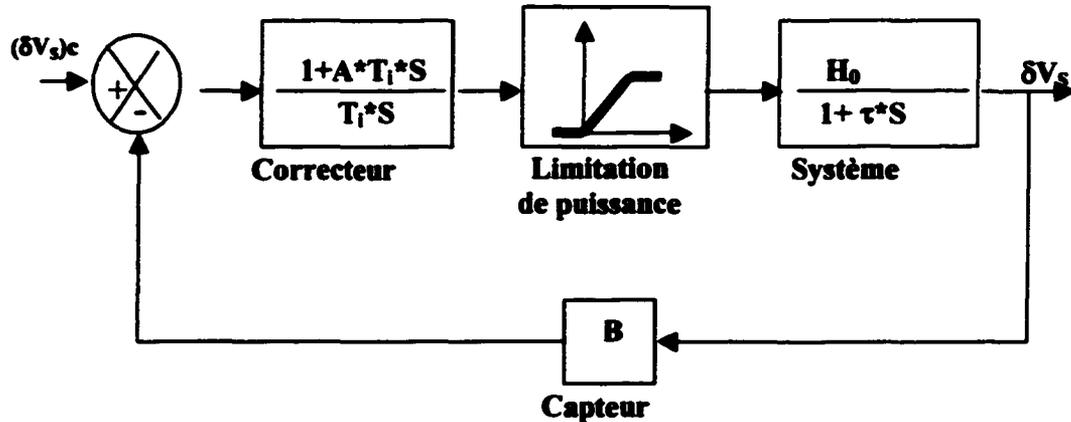


Figure 39 Schéma de l'asservissement de la tension

Avec H_0 étant la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

Pour simplifier, on considère l'étude du hacheur élévateur sans le circuit d'aide à la commutation. On a les équations suivantes :

On trouve :

$$H_0 = \frac{R.(1-\alpha)}{LRS^2 + LS + \alpha.R.(1-\alpha)} \quad (4.16)$$

Le calcul du correcteur PI peut alors s'opérer de façon classique par compensation du pôle dominant et l'imposition d'une dynamique en boucle fermée, d'où

$$A * T_i = \frac{RC}{2}. \quad (4.17)$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\delta V_s}{(\delta V_s)_c} = \frac{1}{B} * \frac{1}{1 + \frac{T_i}{H_0 \cdot B} \cdot S} \quad (4.18)$$

de pulsation de coupure :

$$\frac{1}{(2 * \pi * f_c)} = \frac{T_i}{V_e * R * B} \quad (4.19)$$

$$4 * (V_s)_0$$

On en déduit les deux paramètres du correcteur, soit :

$$T_i = \frac{B * R * V_e}{8 * \pi * (f_c)_{BF} * (V_s)_0} \quad (4.20)$$

et

$$A = \frac{R * C}{2 * T_i} \quad (4.21)$$

Donc,

$$H_0 = \frac{5.184}{0.0648 S^2 + 0.002 S + 4.355} \quad (4.22)$$

En traçant le diagramme de Bode (figure 40) on trouve $\omega_c = 8$ (rad/s), ce qui correspond à une fréquence de coupure de $f_c = 1.27$ Hz.

Nous avons : $B = 5/180$; $V_e = 40$ V ; $(V_s)_0 = 180$ V ; $R = 32.4\Omega$; $C = 336 \mu\text{F}$

Par conséquent : $T_i = 0.63$ et $A = 9.58$

Pour ces dispositifs, le temps de réponse sera toujours important afin de limiter la fréquence de coupure de la boucle de tension à des valeurs inférieures à 10 Hz environ. Leur champ d'utilisation s'orientera plus vers la pré-régulation de tension.

À l'aide de Matlab, on a tracé le diagramme de Bode de la fonction de transfert H_0 .

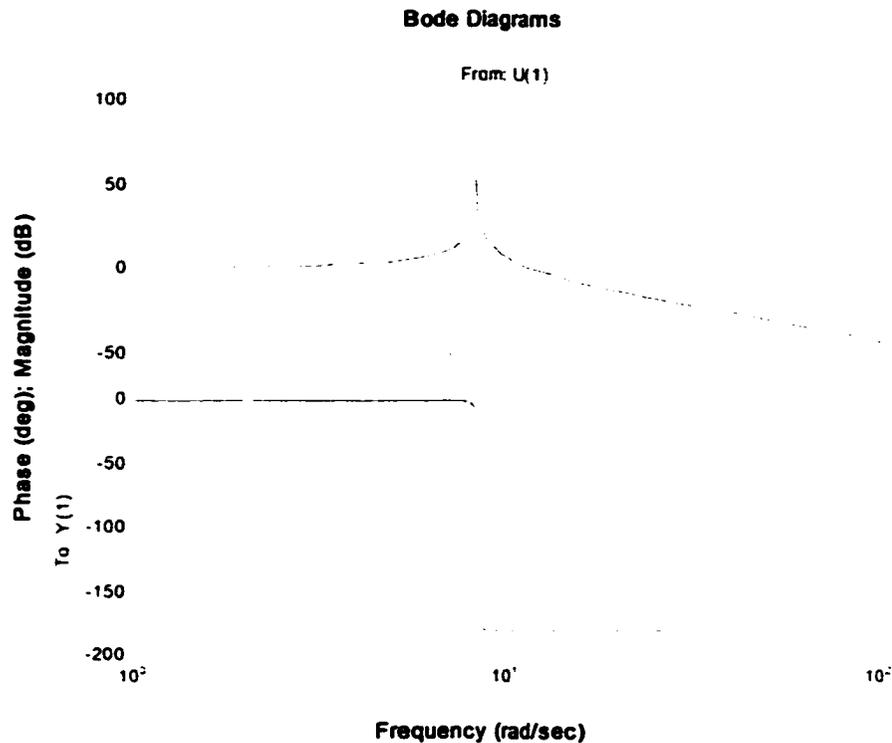


Figure 40 Diagramme de Bode

4.1.1.6 Conclusion

En conclusion, l'étude de ces convertisseurs de courant doit être conduite en deux temps et pour deux domaines fréquentiels distincts.

Les performances requises de la boucle de courant déterminent le choix de l'inductance de liaison et de la fréquence de découpage. Nous avons proposé une technique de commande pour laquelle le calcul d'un correcteur a disparu. La dynamique de cette boucle étant à l'échelle du découpage, sa réponse peut être admise instantanée et sans erreur vis à vis de la boucle de tension.

L'étude de la boucle de tension est théoriquement un problème très délicat car certaines grandeurs sont échantillonnées et les équations non linéaires. Nous avons bâti une méthodologie simple de dimensionnement, basée sur un ensemble d'approximations justifiées pour aboutir à une équation linéaire du premier ordre. Le calcul du correcteur est alors simple et les relevés de simulation sur le système réel sont satisfaisants. L'apport de la simulation en tant qu'outil de validation est essentiel.

4.1.2 Onduleur monophasé

Les onduleurs de tension sont, par essence, réversibles en puissance. Dans l'hypothèse d'une commande en MLI, ils se comportent, de surcroît, comme des amplificateurs de puissance, ce qui permet de contrôler quasiment à volonté le courant et la tension du côté alternatif. On peut donc donner un schéma de représentation général qui serait celui de la figure 41.

Cette figure fait clairement apparaître l'asservissement de la tension alternative de sortie de fréquence $F_s = 60\text{Hz}$ évidemment très inférieure à la fréquence de découpage F_d de l'onduleur. On suppose que l'inductance L_f est telle que l'ondulation du courant I_{ch} due au découpage est négligeable devant la composante basse fréquence de ce courant.

Avec ces hypothèses, il est possible de contrôler le courant dans la maille alternative en agissant sur la tension de sortie de l'onduleur. Dans le principe, l'onduleur commandé en modulation de largeur d'impulsion permet d'imposer, dans la limite de sa "bande passante" (découpage), une tension quelconque et par conséquent une tension sinusoïdale de même fréquence que V_o (sans tenir compte des harmoniques de découpage), de déphasage et d'amplitude réglables. On conçoit aisément qu'il sera alors possible, dans des limites d'amplitude dépendant de la tension E de l'onduleur, d'imposer un courant sinusoïdal I_{ch} lui-même réglable à volonté en phase et en amplitude. La sortie du régulateur PI doit être égale à la valeur efficace du courant I_{ch} qu'on veut imposer.

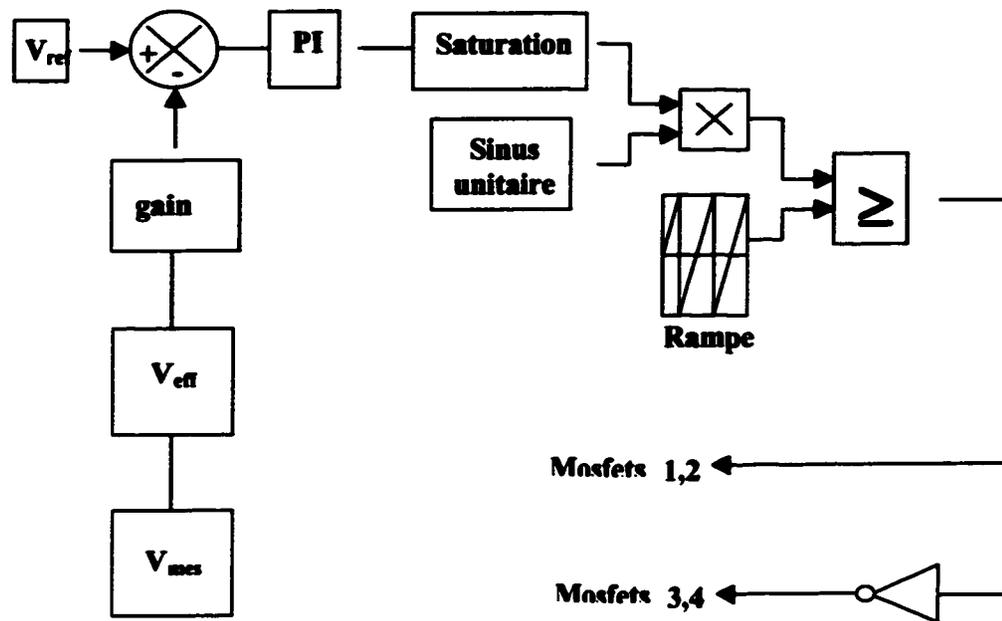


Figure 41 Le schéma bloc de l'asservissement de l'onduleur

Dans la mesure où l'on veut contrôler le courant dans la maille alternative [30], On prend la sortie de notre régulateur PI (l'image du courant de référence qu'on veut imposer), qui sera multiplié avec le sinus unitaire de fréquence 60 Hz, pour la comparer avec une rampe de fréquence 20 kHz [34]. C'est donc ce qui est représenté sur le schéma de la figure 41.

Dans toutes ces configurations, la puissance active transite de V_o vers la source continue [5]. Cette dernière est donc uniquement réceptrice. Elle peut se résumer à un condensateur qui jouera donc le rôle de source de tension. L'ensemble doit alors absolument être muni d'une boucle de régulation de la tension d'entrée de l'onduleur. La valeur de la tension V_c appliquée à l'entrée de l'onduleur monophasé dépend de la puissance mises en jeu dans le système. La régulation de cette tension, qui est en fait la tension de sortie du hacheur élévateur, a été discutée dans la première partie de ce chapitre.

CHAPITRE 5

RÉSULTATS DE SIMULATION ET RÉSULTATS PRATIQUE

5.1 Introduction

Après avoir détaillé dans les chapitres précédents l'analyse de notre convertisseur, dans cette partie de notre étude, nous présentons les résultats de simulation avec les valeurs calculées auparavant dans les sections précédentes. Nous donnons au début le schéma de simulation, ensuite nous montrons les résultats obtenus.

5.2 Simulation

Le schéma de simulation du circuit de puissance en boucle fermée, obtenu à l'aide de la boîte à outil **Power System Blockset** opérant dans l'environnement **Matlab/Simulink** est le suivant :

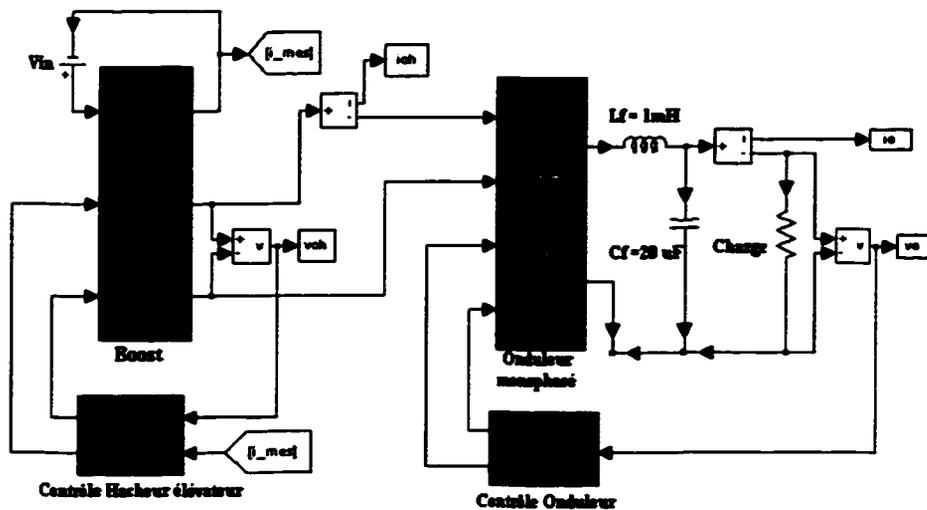


Figure 42 Schéma de simulation du circuit de puissance

Dans ce schéma, le principe du hacheur élévateur et de celui de l'onduleur monophasé ainsi que la boucle de contrôle pour chacun sont présentés dans des sous-systèmes, dont le contenu sera développé dans les paragraphes qui suivent.

5.2.1 Hacheur élévateur

Durant la simulation, on a imposé des conditions initiales nulles. Les paramètres de simulation étaient :

$V_{in} = 40V$, $L = 2mH$, $L_r = 5\mu H$, $C_r = 0.1\mu F$, $C = 2200\mu F$.

Les paramètres du régulateur PI sont : $K_p = 8.2$ et $K_i = 0.5$.

La saturation = ± 16 .

Le circuit RC d'aide à la commutation des MOSFETs est : $R = 2\Omega$ et

$C = 0.01\mu F$, et celui des Diodes est : $R = 2\Omega$ et $C = 0.01\mu F$.

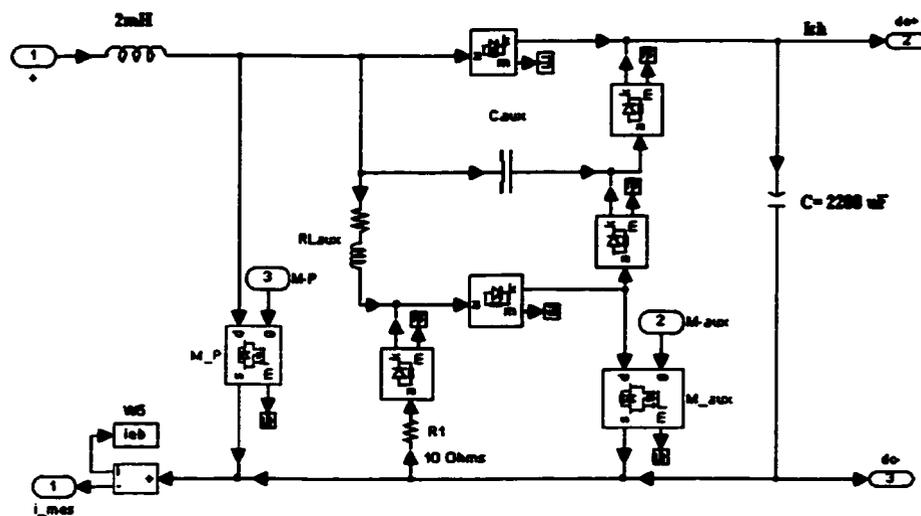


Figure 43 Schéma de simulation du hacheur élévateur

5.2.1.1 Boucle de contrôle du hacheur élévateur et résultats de simulation

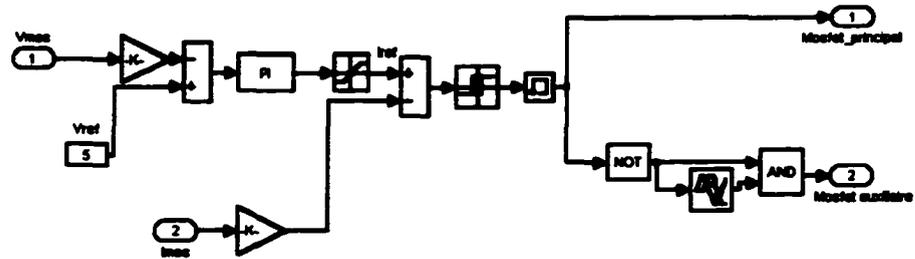


Figure 44 Boucle de contrôle du circuit hacheur élévateur en simulation

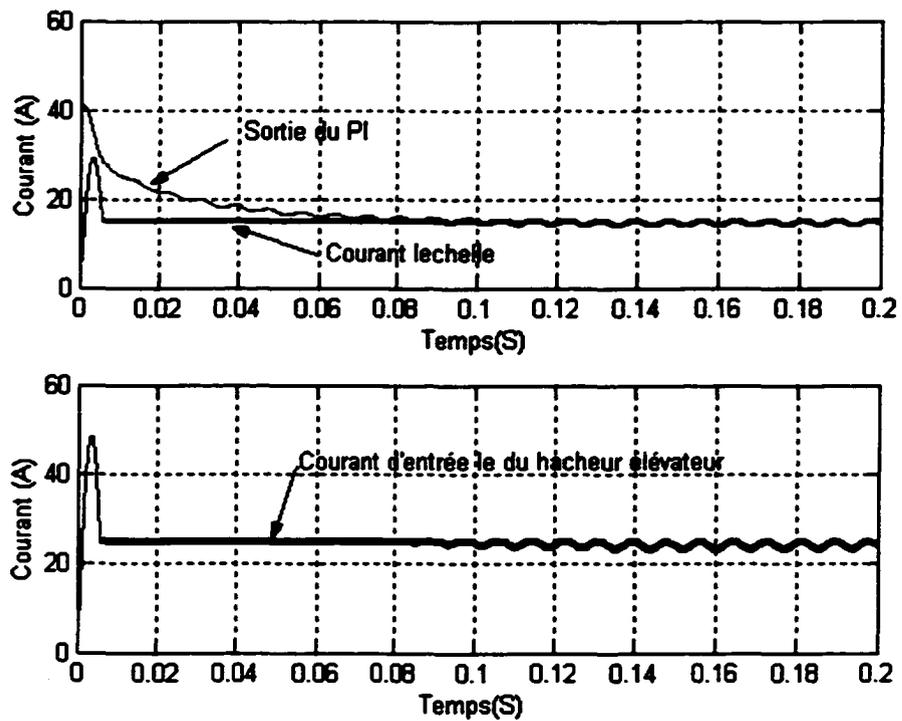


Figure 45 Résultats de simulation. Courant d'entrée et sortie du PI de la boucle de contrôle du hacheur élévateur

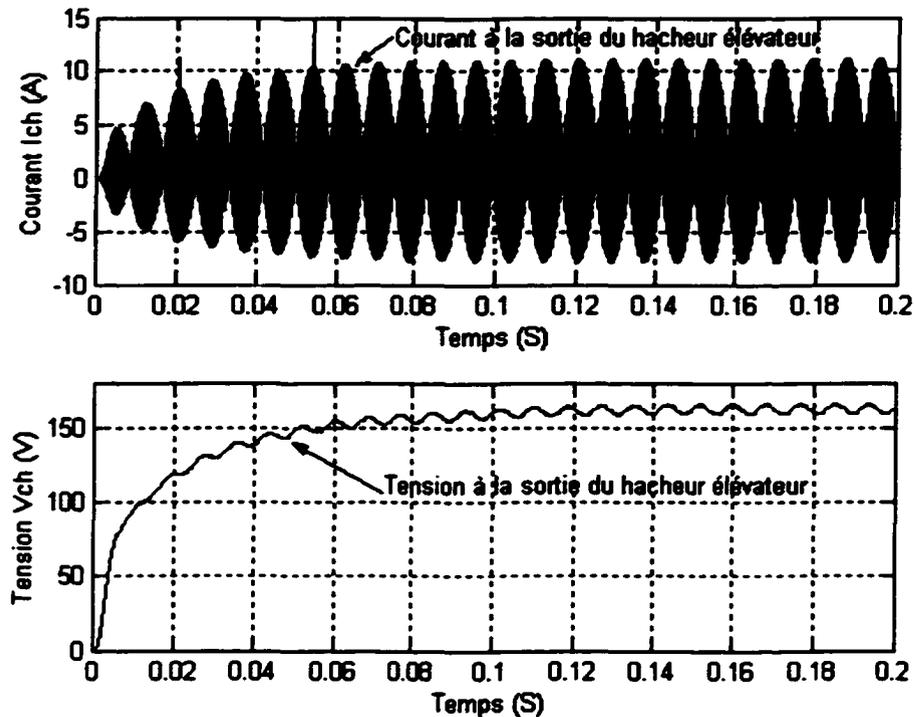


Figure 46 Résultats de simulation. Tension et courant de sortie du hacheur élévateur

5.2.2 Onduleur monophasé – schéma de principe

Les paramètres de simulation étaient :

$L_r = 1\text{mH}$, $C_f = 20\mu\text{F}$, $R = 14.4\ \Omega$ (charge résistive), $R = 13.39\ \Omega$ et $L = 1\text{mH}$ (charge inductive) .

Les paramètres du régulateur PI sont : $K_p = 5.8$ et $K_i = 11$.

La saturation = ± 16 , la fréquence de la rampe est 20 KHz.

Le circuit RC d'aide à la commutation des MOSFETs est : $R = 100\ \Omega$ et $C = 0.01\mu\text{F}$.

En pratique, il existe plusieurs méthodes de synthèse des paramètres du régulateur PI. Par exemple, méthode de Ziegler Nichols.

Dans ce travail, on a évalué ces paramètres en se basant sur les résultats de simulation.

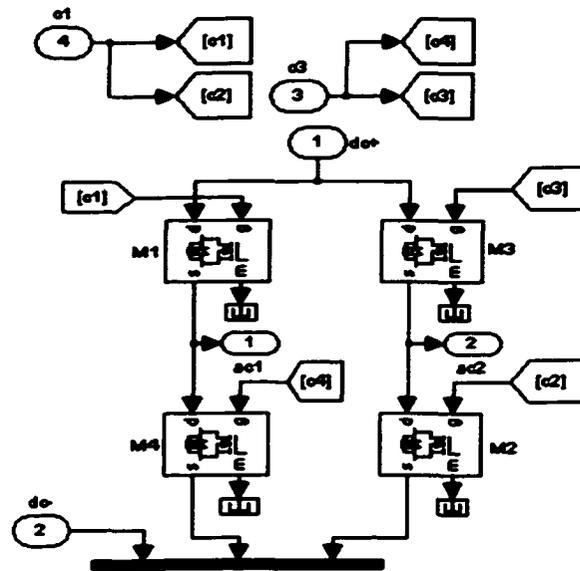


Figure 47 Schéma de principe de l'onduleur monophasé

5.2.2.1 Boucle de contrôle de l'onduleur monophasé et résultats de simulation

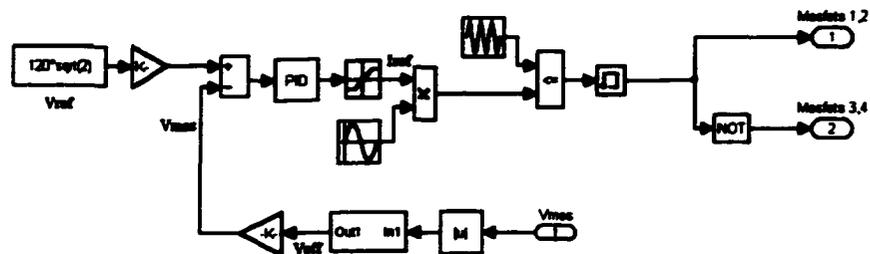


Figure 48 Boucle de contrôle de l'onduleur monophasé en simulation

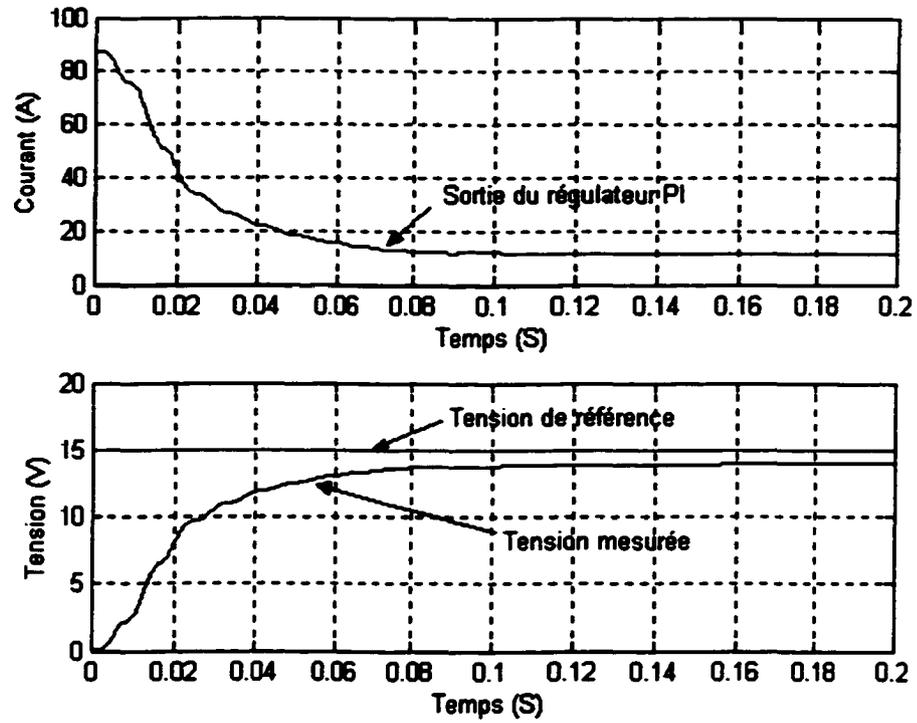


Figure 49 Résultats de simulation. Sortie du régulateur PI (courbe 1), tension de référence et tension mesurée de la boucle de contrôle de l'onduleur (courbe 2)

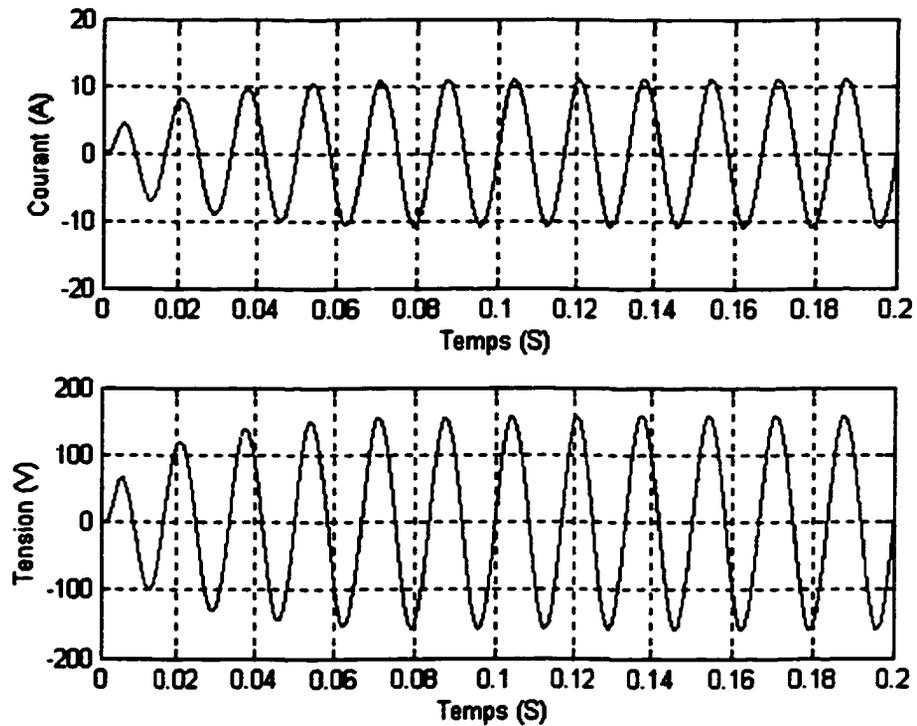


Figure 50 Résultats de simulation. Tension et courant de sortie de l'onduleur après le filtre pour une charge résistive, $R = 14.4 \Omega$

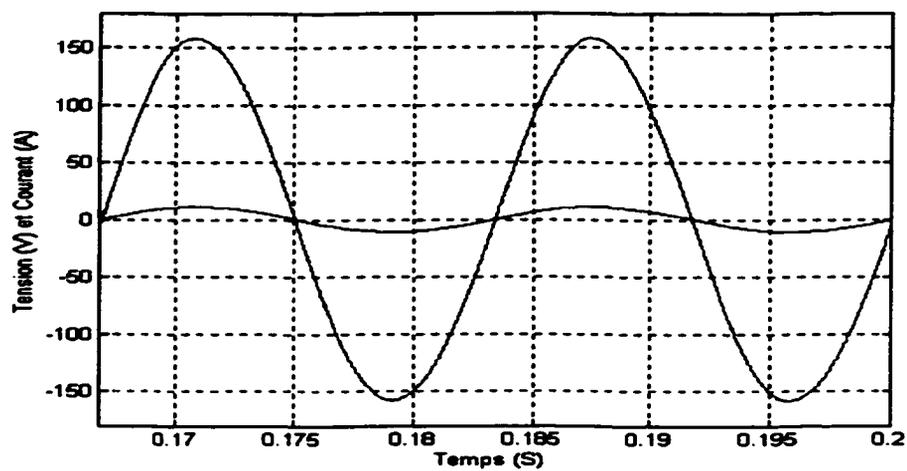


Figure 51 Résultats de simulation. Courant et tension à la sortie de l'onduleur après le filtre pour une charge inductive $R = 14.39 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$

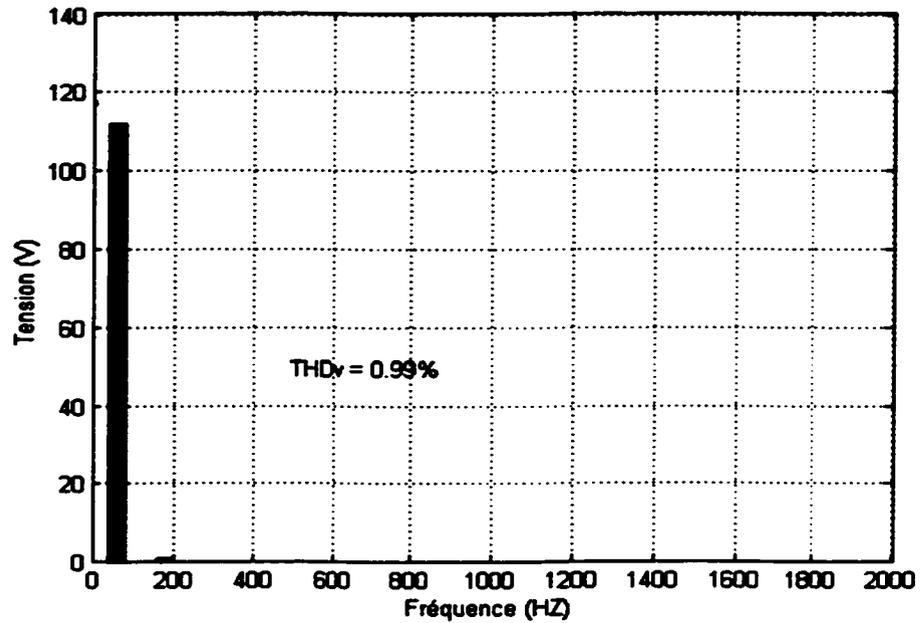


Figure 52 Spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur avec une charge inductive

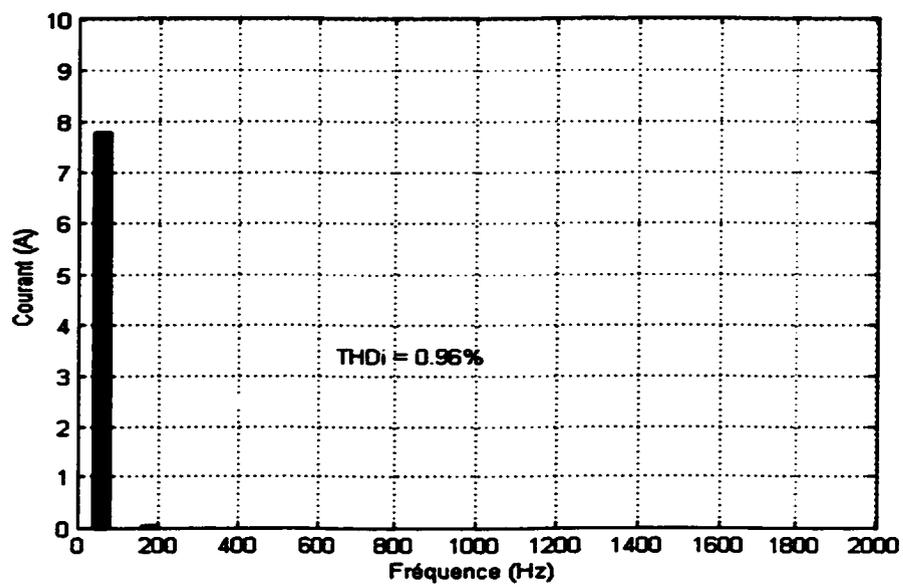


Figure 53 Spectre harmonique du courant de sortie de l'onduleur avec une charge inductive

5.2.3 Conclusion

Durant la simulation du circuit de puissance, le courant d'entrée et la tension de sortie du hacheur élévateur étaient affecté par la deuxième harmonique. Ceci a influencé sur la tension CA de l'onduleur qui contenait des harmoniques.

On a eu recours d'augmenter la valeur de la capacité de sortie du boost ($C = 2200 \mu\text{F}$) dont le but de maintenir un niveau CC avec un minimum d'ondulation. Par conséquent, on a pu améliorer le THD de la tension CA de l'onduleur.

Nous pouvons remarquer que le courant et la tension CA sont parfaitement sinusoïdale, donc des signaux très propres, point de vue électrique et magnétique ce qui permet de concevoir des systèmes avec peu de perturbations électromagnétiques.

N.B : Le programme qu'on a utilisé pour calculer le THD de la tension et du courant se trouve dans l'annexe 3.

5.3 Expérimentation

5.3.1 Hacheur élévateur

Durant la pratique, on a utilisé les conditions suivantes :

$V_{in} = 10\text{V}$, $L = 1\text{mH}$, $L_r = 4.5\mu\text{H}$, $C_r = 0.1\mu\text{F}$, $C = 2200 \mu\text{F}$.

MOSFETs Types IRF350 et des Diodes types HFA25PB60.

Dans la figure 54, on présente le circuit analogique qui permet de générer les impulsions pour les deux Mosfets du hacheur élévateur. Ce circuit était réalisé au Groupe de Recherche d'Électronique de Puissance et Commande Industriel (GREPCI) de l'École de Technologie Supérieure. Utilisant des amplificateur opérationnels, opérant comme comparateur, régulateur PI, soustracteur et hystérésis.

Le circuit HCPL-3150 (optocoupleur) envoie un signal de gâchette de 0.4 A de 0 à 15 V pour commander les Mosfets. Le hacheur élévateur muni du circuit d'aide à la commutation est commandé de telle façon que seulement l'un des trois interrupteurs soit commandé. (Mosfet principal, Mosfet auxiliaire et diode principale).

Si le Mosfet principal conduit, alors la diode principale ainsi que le Mosfet auxiliaire sont ouverts. Le temps d'ouverture du Mosfet auxiliaire doit être partagé entre les deux autres interrupteurs. Une fois la commande de gâchette du Mosfet principal est tombé à zéro, on fait un retard à la commande pour le Mosfet auxiliaire à l'aide du NE555 pour laisser conduire la diode principale au début et puis après le Mosfet auxiliaire. Ce dernier conduit pendant quelques microsecondes pour avoir la résonance entre le condensateur interne du mosfet principal et la bobine L_r ; donc la tension aux bornes de l'interrupteur principal tombe à zéro, ce qui permet de réaliser la commutation à zéro tension (ZVS).

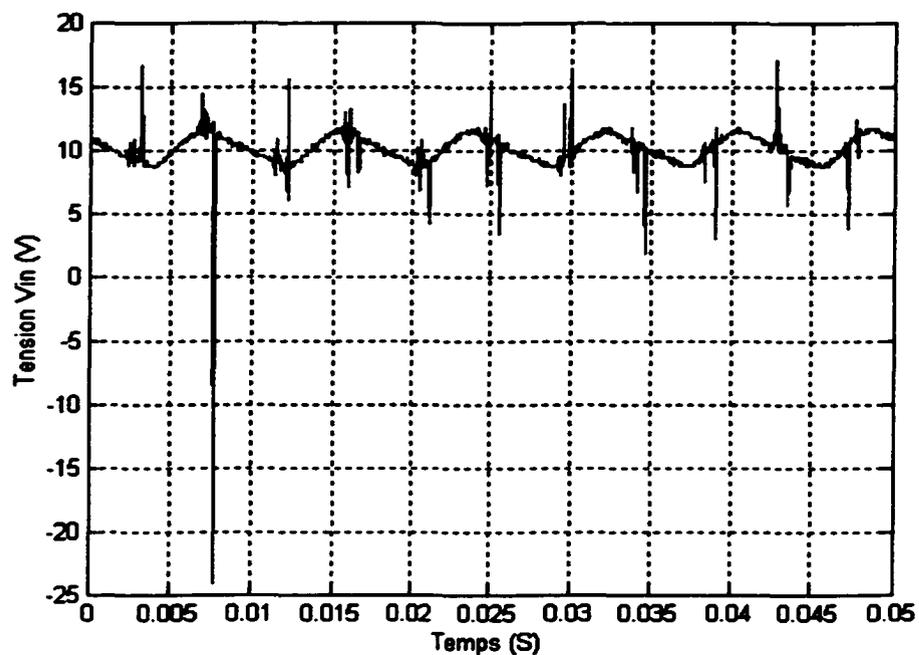


Figure 55 Résultats pratiques de la tension CC à l'entrée du hacheur élévateur

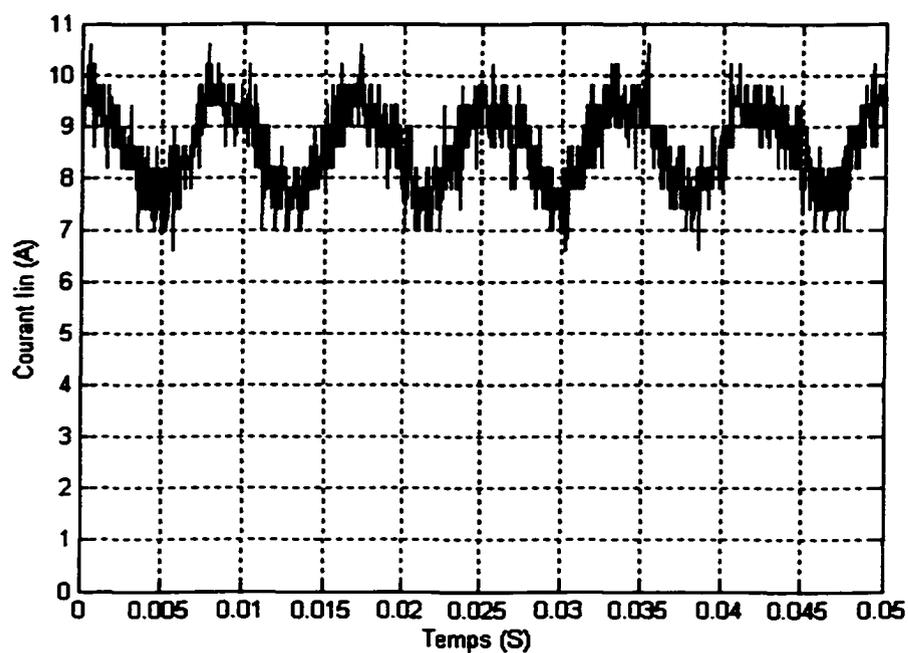


Figure 56 Résultats pratique du courant CC à l'entrée du hacheur élévateur

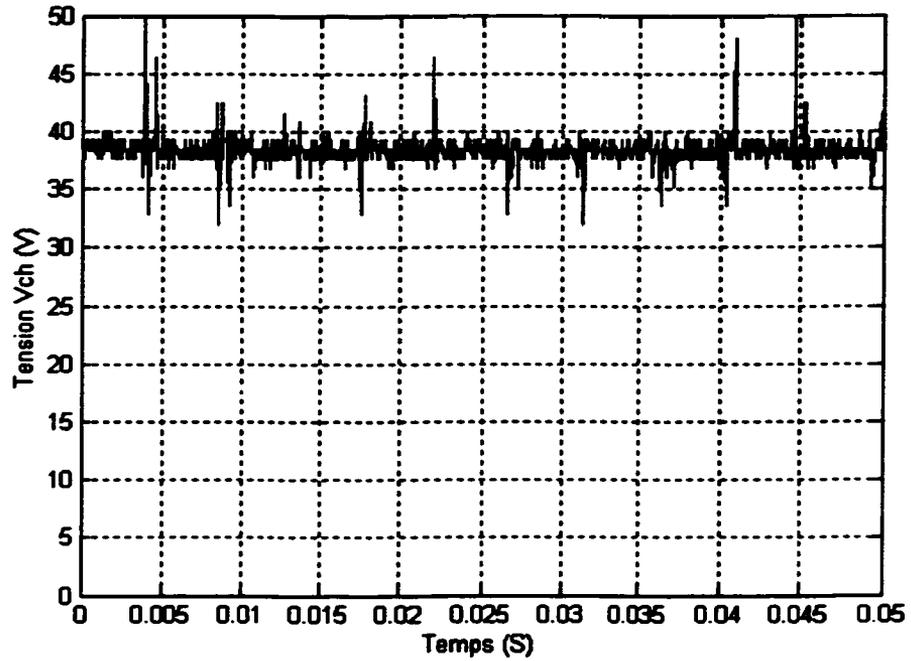


Figure 57 Résultats pratique de la tension CC à la sortie du hacheur élévateur

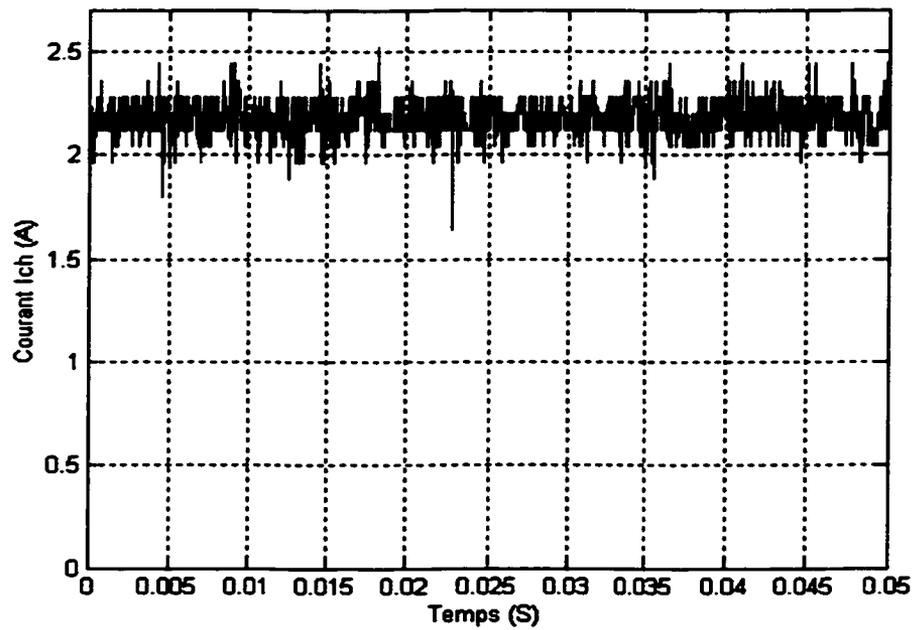


Figure 58 Résultats pratique du courant CC à la sortie du hacheur élévateur (I_{ch})

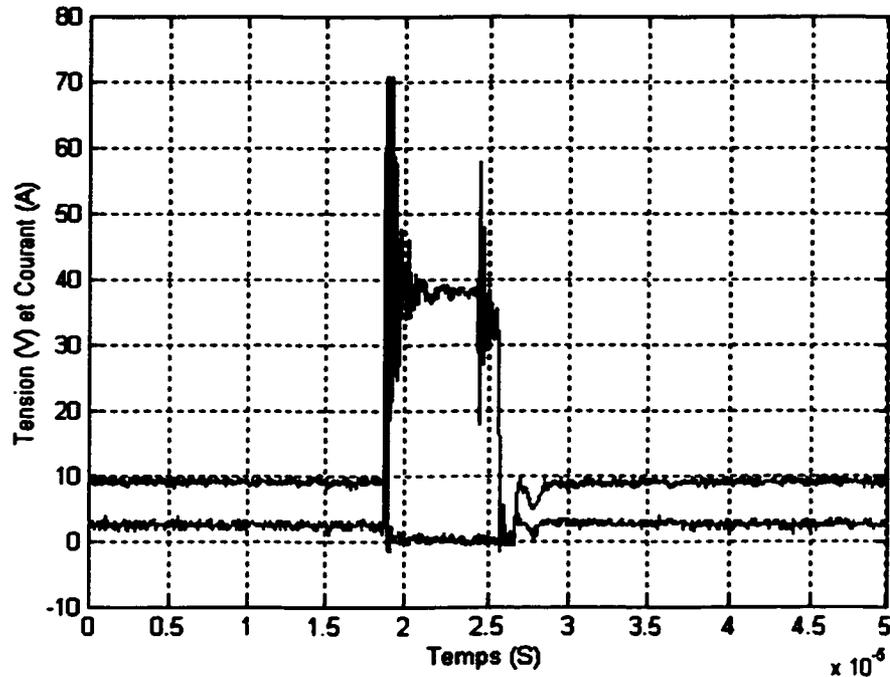


Figure 59 Tension et courant dans le Mosfet principal (commutation à zéro tension)

5.3.2 Onduleur monophasé

Durant la pratique, on a utilisé les conditions suivantes :

$L_f = 1\text{ mH}$, $C_f = 20\ \mu\text{F}$.

MOSFETs Types IRF350 avec un circuit RC : $R = 25\ \Omega$ et $C = 0.047\ \mu\text{F}$.

Charge $R = 15\ \Omega$.

5.3.2.1 Circuit générateur des impulsions pour commander les Mosfets

Le Circuit générateur des impulsions pour commander les Mosfets se présente à la figure 60. Ce dernier était réalisé au Groupe de Recherche d'Électronique de Puissance et Commande Industriel (GREPCI) de l'École de Technologie Supérieure. Il génère les impulsions pour les deux bras d'un Onduleur monophasé. Le circuit utilise des amplificateur opérationnels, opérant comme comparateur, régulateur PI, soustracteur et générateur de fonction sinus (Pont de Wien).

Le circuit intégré AD534 est utilisé comme multiplicateur de la sortie du régulateur PI et du sinus unitaire. Le circuit intégré TL594 sert à générer une rampe de 20 kHz qu'on compare avec le sinus pour réaliser la modulation à largeur d'impulsion.

Le circuit IR2110 d'International Rectifiers, développé pour commander des transistors, MOSFETs et IGBTs. Il a deux canaux de sortie indépendants de haute vitesse qui sont référencés par haut et bas niveaux de tension. Les sorties ont une capacité de 2 ampères de courant maximum pour commander un MOSFET avec une tension entre l'émetteur et le point commun de jusqu'à 500 Volts. Ces entrées logiques H_{in} et L_{in} sont compatibles avec les circuits intégrés CMOS/LSTTL.

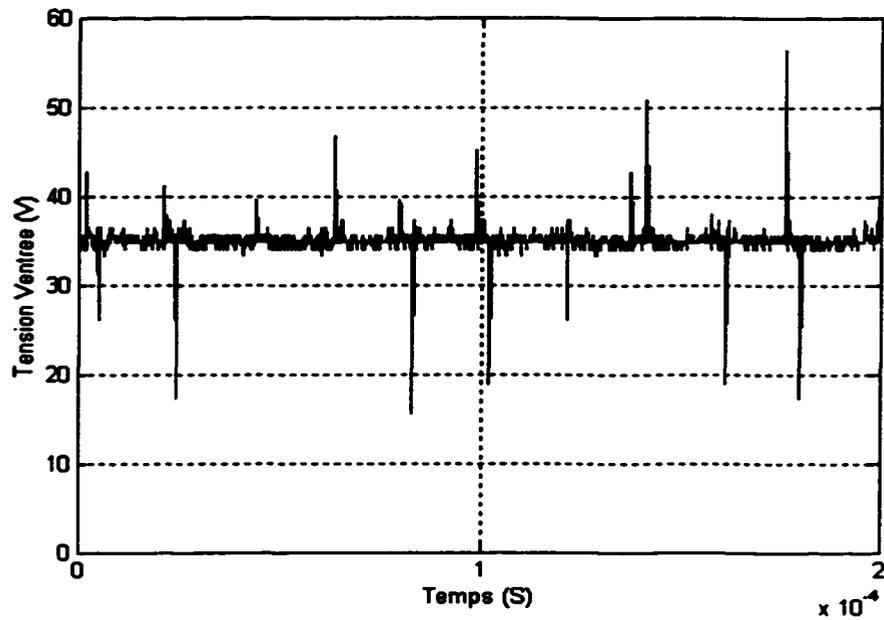


Figure 61 Résultats pratiques de la tension à l'entrée de l'onduleur

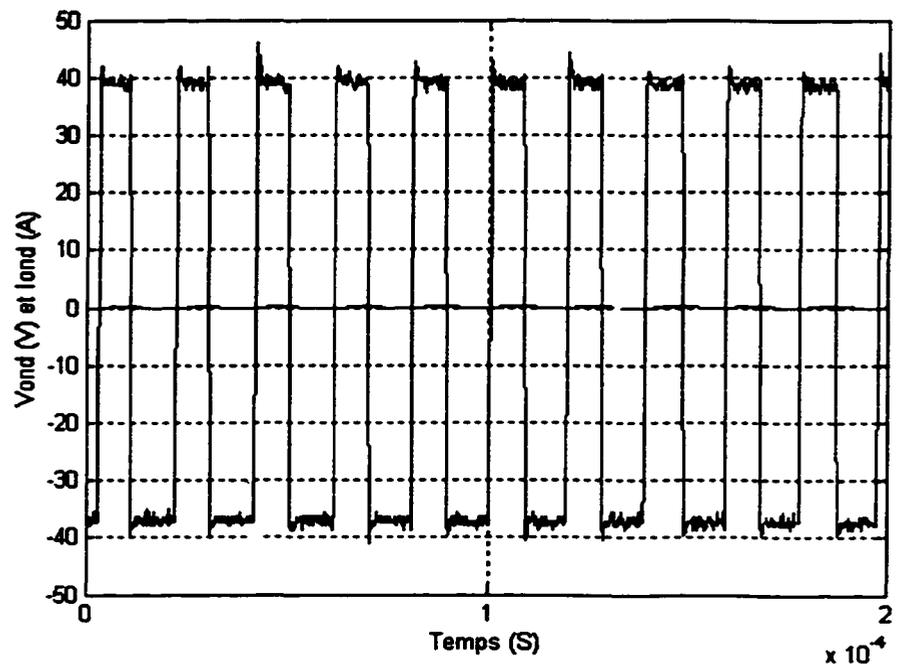


Figure 62 Résultats pratiques de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur (avant le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$

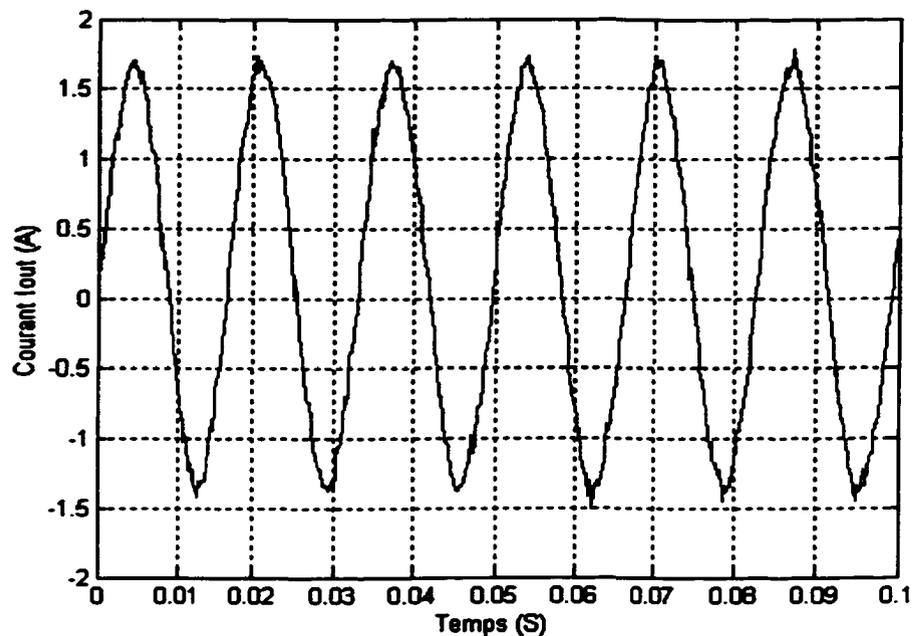


Figure 63 Résultats pratique du courant à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$

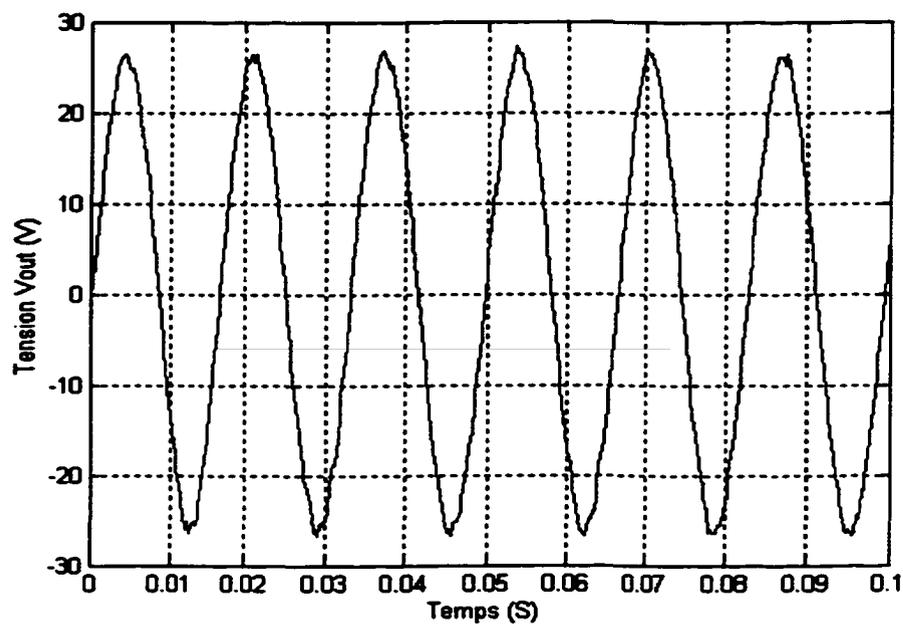


Figure 64 Résultats pratique de la tension à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$

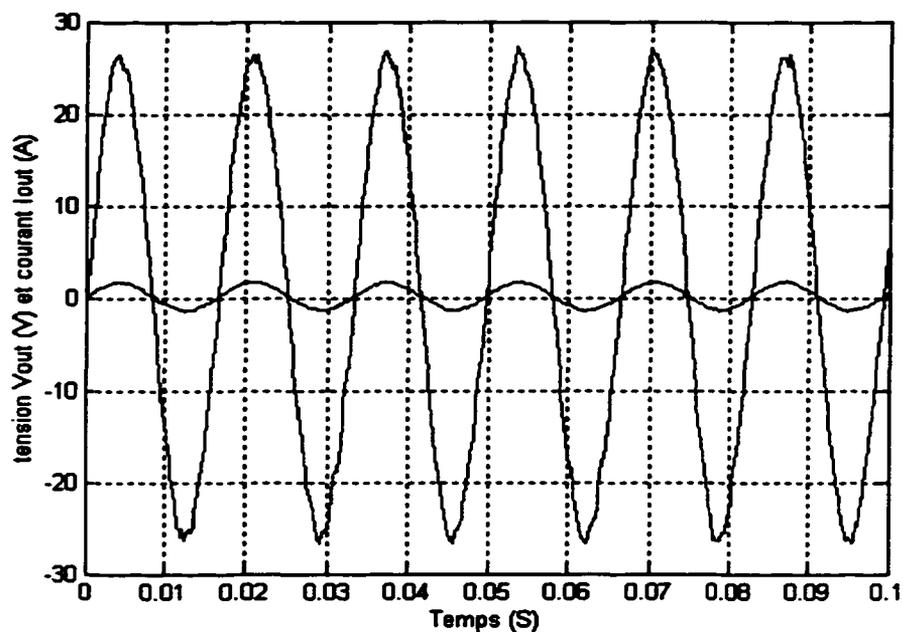


Figure 65 Résultats pratique du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur (après le filtre) avec une charge résistive $R = 15 \Omega$

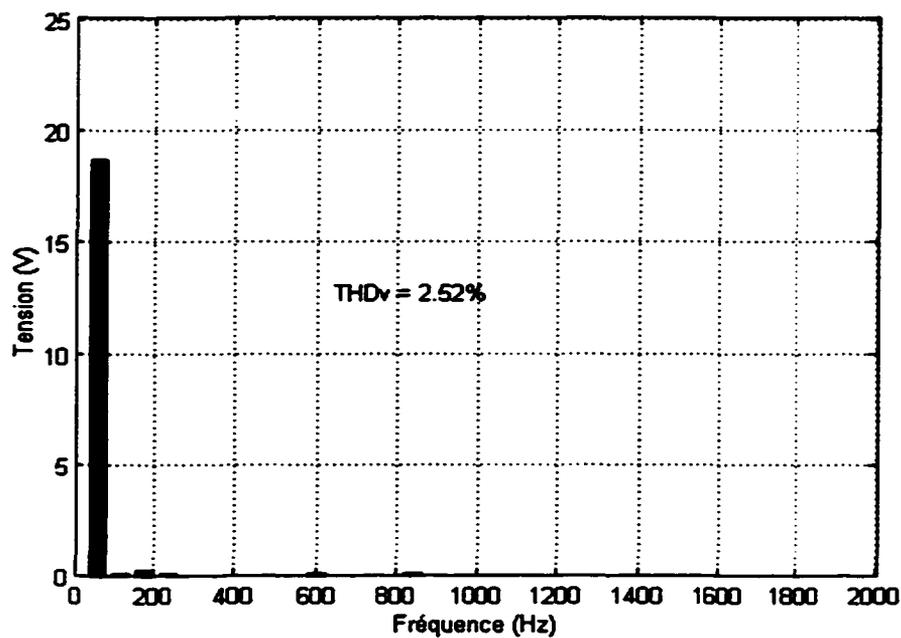


Figure 66 Spectre harmonique de la tension à la sortie de l'onduleur pour une charge résistive $R = 15 \Omega$

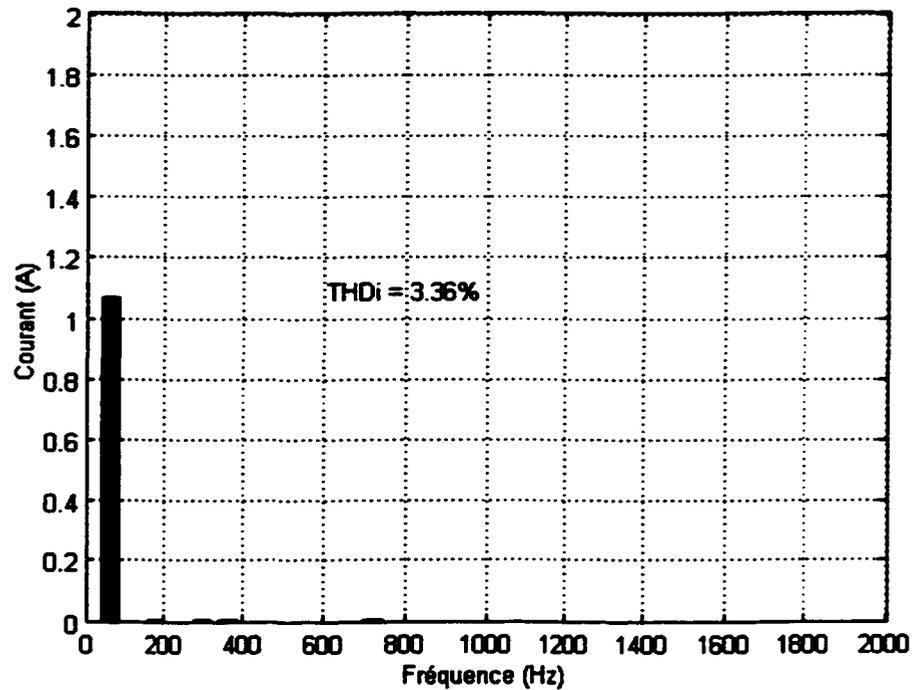


Figure 67 Spectre harmonique du courant à la sortie de l'onduleur pour une charge résistive $R = 15 \Omega$

5.3.2.1 Conclusion

L'objectif de ce projet est d'avoir une tension alternative avec un contenu harmonique très faible. Cependant la commande quand on utilisé dans la réalisation pratique nous a permis d'obtenir une tension et un courant alternatifs de fréquence 60 Hz et un THD assez faible.

CONCLUSION

Le but de notre projet est de concevoir et de réaliser un convertisseur continu-alternatif réversible apte à assurer les échanges d'énergie entre le secteur basse tension et une charge monophasé. Cet appareil est composé de deux convertisseurs (CC/CC et CC/CA) réversibles.

Ce projet est mené dans le but de respecter les exigences du cahier de charge en matière de compatibilité électromagnétique, et de concevoir un système avec un faible taux de distorsion harmonique.

Les notions requises pour un tel projet sont l'électronique de puissance et l'électronique de commande. La reprise d'un projet tel que celui-ci nécessite beaucoup de temps avant de maîtriser les principes de fonctionnement et de comprendre les solutions retenues. C'est pourquoi il nous a fallu faire preuve de patience avant de voir s'éclaircir certains points délicats.

Le fait de réaliser le circuit de puissance afin de tester ce que nous avons mis sur le papier s'est avéré intéressant car cela nous a permis d'avoir une approche plus pragmatique de l'électronique, qui jusqu'ici, se résumait à la résolution d'équations. De plus, nous avons mené une campagne de tests relativement enrichissante. Ceci nous a permis de voir les premiers pas du convertisseur.

Les résultats de la simulation montrent que la puissance électrique produite reste modeste. Il faut cependant souligner que le but principal du projet est d'atteindre un rendement électrique maximum. Le rendement total de cette interface convertisseur/onduleur s'élève à 93%.

L'électricité produite sera injectée dans le réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de courant continu (élévation de la tension) et d'un onduleur (transformation du courant continu en courant alternatif).

Cette analyse des structures CC/CA fonctionnant avec des fréquences de plusieurs dizaines de kHz est un complément logique aux études déjà réalisées. Elle montre que cette structure moderne peut être adaptée à des fréquences de plusieurs kilohertz. Il faut alors prendre en compte l'influence du circuit d'aide à la commutation du convertisseur CC/CC.

La topologie proposée ici peut facilement être adaptée à plusieurs applications à partir des paramètres d'utilisation souhaités dans les applications réelles qui nécessitent des moyens de stockage d'énergie. Cette quantité d'énergie stockée permet de réaliser aussi bien des systèmes d'appoint aux réseaux de distribution et d'augmenter les performances des systèmes d'alimentation.

Comme perspective de ce travail, il est recommandé d'appliquer un système de commande monobloc pour commander le hacheur élévateur ainsi que l'onduleur monophasé. Une modélisation plus approfondie des deux étages, plus la conception de nouvelles lois de commande non linéaire de type linéarisante ou commande avec retour linéarisant. Finalement, L'unité doit également permettre le fonctionnement en mode parallèle avec d'autres unités afin de pouvoir fournir une puissance maximale pouvant atteindre plusieurs KVA.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Canesin, C.A., Barbi, I. (1999). A Novel Single-Phase ZCS-PWM High-Power-Factor Boost Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(4), 629 – 635.
- [2] Himmelstoss, F.A., Mossavinasab, A., Zach, F.C. (1992). A special buck-boost converter. *Telecommunications Energy Conference*, 14, 438-444.
- [3] Ryan M. J., Brumsickle W. E., Divan D. M., Lorenz R. D. (1998). A New ZVS LCL-Resonant Push-Pull DC-DC Converter Topology. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(5), 1164 –1174.
- [4] Corzine, K.A., Majeetha, S.K. (2000). Analysis of a Novel Four-Level DC/DC Boost Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(5), 1342 –1350.
- [5] Caceres, R.O., Barbi, I. (1999). A Boost DC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation. *IEEE Transactions on power Electronics*, 14(1), 134 – 141.
- [6] Pietkiewicz, A., Tollik, D. (1995). Snubber circuit and MOSFET paralleling considerations for high power boost-based power-factor correctors. *Telecommunications Energy Conference*. 17, 41 –45.
- [7] Pietkiewicz, A., Tollik, D. (1994). Operation of high power soft-switched phase-shifted Full-bridge dc-dc converter under extreme conditions. *Telecommunications Energy Conference*. 16, 142 –147.
- [8] Jovanovic, M.M., Yungtaek Jang. (2000). A Novel Active Snubber for High-Power Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 15(2), 278 – 284.
- [9] Jovanovic, M.M., Yungtaek Jang. (1999). A New, Soft-Switched Boost Converter with Isolated Active Snubber. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 35(2), 496 -502.
- [10] Caceres, R.O., Barbi, I. (1996). Sliding mode controller for the boost inverter. *Power Electronics Congress. Technical Proceedings*, 5, 247 –252.
- [11] Caceres, R.O., Barbi, I. (1999). A boost DC-AC converter: operation, analysis, control and experimentation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1), 134 –141.

- [12] Holtz J., Salama S., Werner K. H. (1989). A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(4), 620-626.
- [13] Deng Y., Ye H., He X. (2000). Unified Passive Circuit for Snubber Energy Recovery in UPS Inverters. *International Telecommunications Energy Conference*. 22, 119-124.
- [14] Smith K. M., Smedley K. M. (2000). Lossless Passive Soft-Switching Methods for Inverters And Amplifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(1), 164 -173.
- [15] Divan D. M., Venkataramanan G., DeDoncker R. W. A. (1993). Design Methodologies for Soft Switched Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1), 126 -135.
- [16] Ojo O., Omozusi O., Ginart A., Gonoh B. (1999). The Operation of a Stand-Alone, Single-Phase Induction Generator Using a Single-Phase, Pulse Width Modulated Inverter With a Battery Supply. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(3), 526 -531.
- [17] Kawamura A., Chuarayapratip R., Haneyoshi O. (1988). Deadbeat Control of PWM Inverter With Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35(2), 295 -300.
- [18] Yuan X., Barbi I. (2000). Analysis, Designing, and Experimentation of a Transformer-Assisted PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(1), 72 -82.
- [19] Taniguchi K., Ogino Y., Irie H. (1988). PWM Technique for Power MOSFET Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(3), 328 -334.
- [20] Kazimierczuk M. K., Szaraniec W. (1992). Class-D Zero-Voltage-Switching Inverter With Only One Shunt Capacitor. *IEEE Proceedings-B*, 139(5), 449 -456.
- [21] Yang Z., Sen P. C. (2000). Analysis of a Novel Bidirectional DC-to-AC Inverter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 47(5), 747 -757.
- [22] Kawakami N., Ueda S., Hombu M., Ueda A., Jifuku Y. (1993). A Large-Capacity GTO Inverter With Low-Loss Snubber Circuits. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(6), 1084 -1089.
- [23] Metz M., Roux J., Ben Doua S., Arches J. P., Foch H. (1992). New ZVS-PWM Inverter Switching Limits and Operating Area. *IEEE Proceedings-B*, 139(2), 86 -95.

- [24] Brambilla A., Dallago E. (1992). Snubber Circuits and Losses of Voltage-Source GTO Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(1), 231-239.
- [25] He J., Mohan N., Wold B. (1993). Zero-Voltage-Switching PWM Inverter for High-frequency DC-AC Power Conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(5), 959 -968.
- [26] Jain P., Dewan S. B. (1992). Analysis and Design of a High-Frequency High-Power Series Resonant Inverter Using Asymmetrical Thyristors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(4), 693 -706.
- [27] Edelmoser K. H., Himmelstoss F.A. (1999). Analysis of a New High-Efficiency DC-to-AC Inverter. *IEEE transactions on Power Electronics*, 14(3), 454 -460.
- [28] Key T. S., Lai J.-S. (1993). Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(4), 688 -695.
- [29] Li L., Czarkowski D., liu Y., Pillay P. (2000). Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters. *IEEE transactions on Industry Applications*, 36(1), 160 -170.
- [30] Hirachi K., Tomokuni Y. (1997). A Novel Control Strategy on Single-Phase PWM Current Source Inverter Incorporation Pulse Area Modulation. *Proceedings of the Power Conversion*, 1, 289-294.
- [31] Divan D.M., Venkataramanan G., DeDoncker R.W.A.A. (1993). Design methodologies for soft switched inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1), 126 -135.
- [32] Cheriti A., Al-Haddad K., Dessaint L.A., Meynard T.A., Mukhedkar D. (1992). A rugged soft commutated PWM inverter for AC drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(2), 385 -392.
- [33] Peres A., Barbi I. (1999). A New ZVS PWM Voltage Source Inverter With Active Voltage Clamping. *Telecommunication Energy Conference*, 21, 489-494
- [34] Divan D.M. (1991). Inverter topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 6, 81 -87.

- [35] De Pra U., Kuyken H. (1995). A modular, redundant inverter system built up with several microprocessor controlled PWM inverters. *Telecommunications Energy Conference*. 17, 597 –601.
- [36] Smith K.M., Smedley K.M. (2000). Lossless passive soft-switching methods for inverters and amplifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(1), 164 –173.
- [37] Michael A., Ziogas P. D. (1989). Towards a Zero-Output Impedance UPS System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(3), 408 –418.
- [38] Sun X., Xu D., leung F. H. F, Wang Y., Lee Y.-S. (1999). Neural-Network-Controlled Single-Phase UPS Inverters With Improved Transient Response and Adaptability to Various Loads. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2, 865 -870.
- [39] Ashari M., Keerthipala W. W. L., Nayar C. V. (2000). A Single Phase Parallely Connected Uninterruptible Power Supply/Demand Side management System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(1), 97 - 102.
- [40] Karve S., (2000). Three of a kind [UPS topologies, IEC standard]. *IEE Review*, 46(2), 27 –31.
- [41] Beck B.J. (1989). The design and performance of a rotary UPS system. *IEE Colloquium on Safeguarding Industrial Plant During Power System Disturbances*, 19/1-19/6
- [42] Hossack P.G. (1989). Planning and installing a UPS system. *IEE Colloquium on Safeguarding Industrial Plant During Power System Disturbances*, 16/1 - 16/4.

ANNEXE 1

SÉQUENCE DE FONCTIONNEMENT DU HACHEUR ÉLEVATEUR AVEC LE CIRCUIT D'AIDE À LA COMMUTATION

Séquence # 1 : les deux interrupteurs principal et auxiliaire sont ouverts. Donc, on aura le montage hacheur élévateur ordinaire. La bobine L restitue de l'énergie à la charge à travers la diode D_1 .

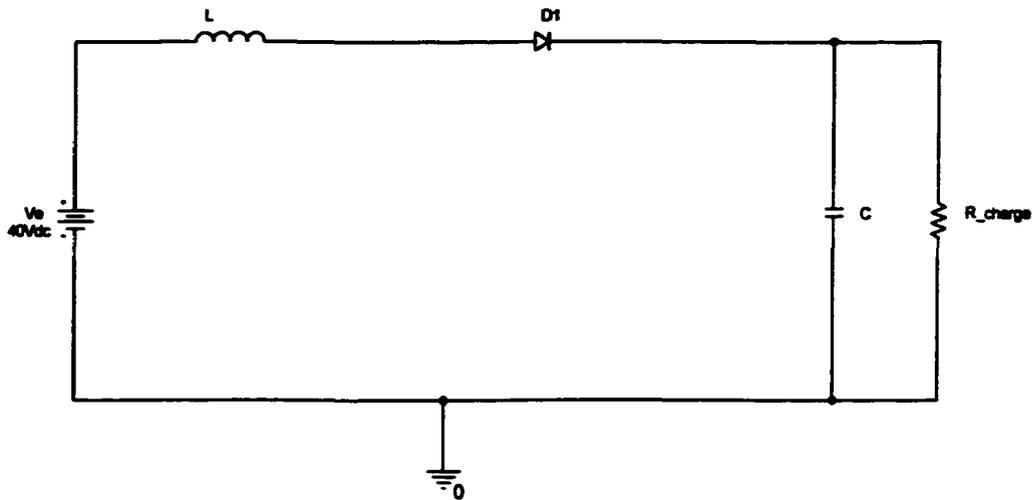


Figure 68 Séquence # 1 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

On a les équations suivantes:

$$V_e = V_L + V_S$$

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} + R i_S$$

Et

$$i_e = i_L = i_c + i_S$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt$$

$$i_S = \frac{V_S}{R}$$

$$i_c = C \cdot \frac{dV_S}{dt}$$

Séquence # 2 : On amorce le mosfet auxiliaire (ZVT), le mosfet principal (Main) est encore ouvert. Le courant commence à diminuer dans la diode D_1 jusqu'à qu'il s'annule; tandis qu'il commence à augmenter dans la bobine L_r .

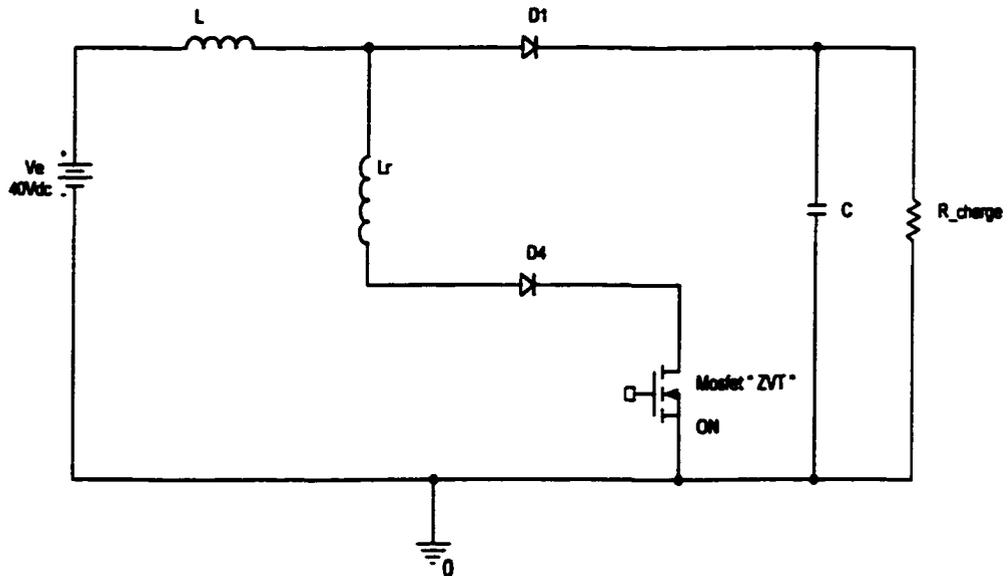


Figure 69 Séquence # 2 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$\begin{aligned}
 V_e &= V_L + V_s & i_e &= i_L = i_{Lr} + i_C + i_s \\
 V_e &= L \frac{di_e}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt = L \frac{di_e}{dt} + R_s i_s & i_{Lr} &= \frac{1}{L_r} \int V_{Lr} dt \\
 \text{On a :} & & & & \text{Et} & i_L &= \frac{1}{L} \int V_L dt \\
 V_s &= R_s i_s = \frac{1}{C} \int i_C dt = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_{Lr} & & & & i_s &= \frac{V_s}{R} \\
 V_e &= L \frac{di_e}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} & & & & i_C &= C \frac{dV_s}{dt}
 \end{aligned}$$

Séquence # 3 : Durant cette séquence, la capacité du mosfet principal (Main) commence à résonner avec la bobine L_r . le courant s'est annulé dans la diode D_1 , donc elle se bloque.

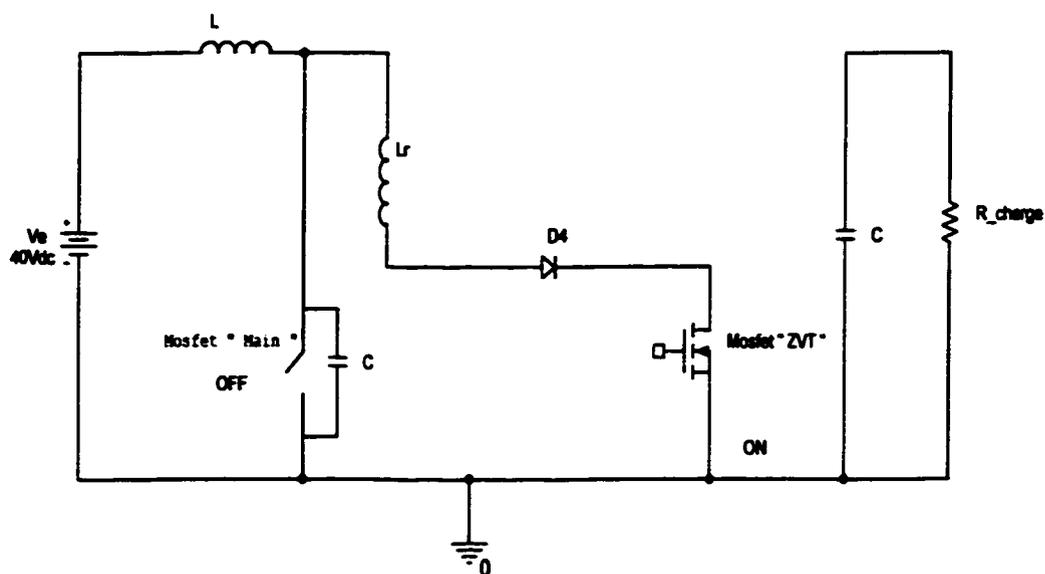


Figure 70 Séquence # 3 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$\begin{aligned}
 V_e &= V_L + V_{Lr} = V_L + V_{Main} & i_e &= i_L = i_{C_m} + i_{Lr} \\
 V_e &= L \frac{di_e}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = L \frac{di_e}{dt} + \frac{1}{C_m} \int i_{C_m} . dt & i_L &= \frac{1}{L} \int V_L . dt \\
 V_s &= R_s . i_s = \frac{1}{C} \int i_c . dt & \text{Et} & i_{C_m} = C_m \cdot \frac{dV_{Lr}}{dt} \\
 V_{C_m} &= V_{Lr} \Rightarrow \frac{1}{C_m} \int i_{C_m} . dt = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} & i_{Lr} &= \frac{1}{L_r} \int V_{Lr} . dt
 \end{aligned}$$

Séquence # 4 : La diode anti-parallèle du mosfet principal (Main) conduit. Le condensateur de sortie se décharge dans la résistance de la charge.

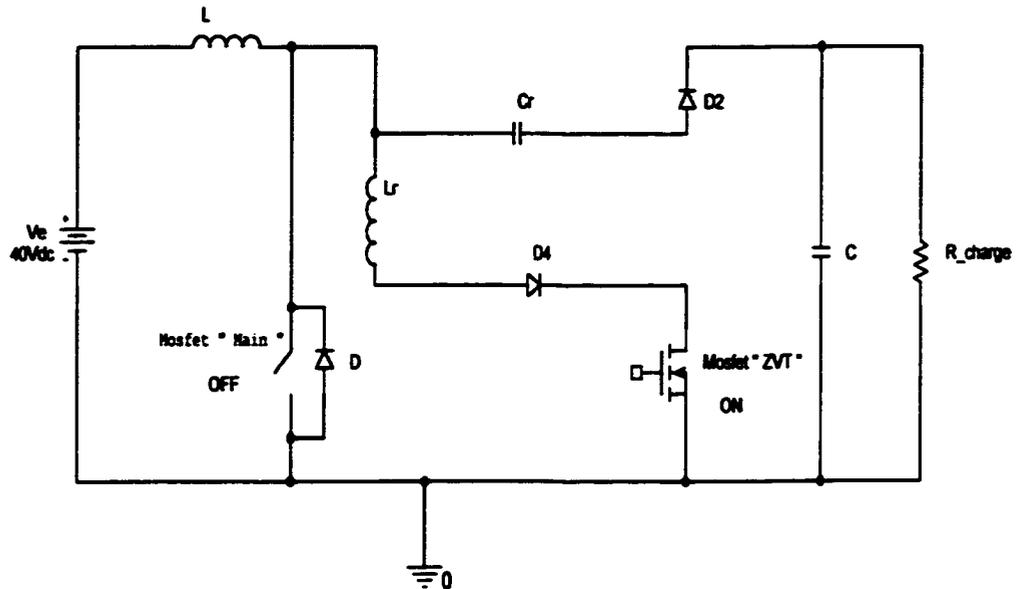


Figure 71 Séquence # 4 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$V_e = V_L + V_{L_r}$$

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} + L_r \frac{di_r}{dt}$$

$$V_s = R_s i_s = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$V_{L_r} = 0 \Rightarrow i_{L_r} = i_L = cte.$$

Et

$$i_e = i_L$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt$$

$$i_c = -i_{ch} = -\frac{V_s}{R}$$

Séquence # 5 : On amorce le mosfet principal (Main), le mosfet auxiliaire (ZVT) conduit toujours. Le courant dans la bobine L_r s'annule. Le condensateur C_r se vide dans la charge à travers la diode D_2 .

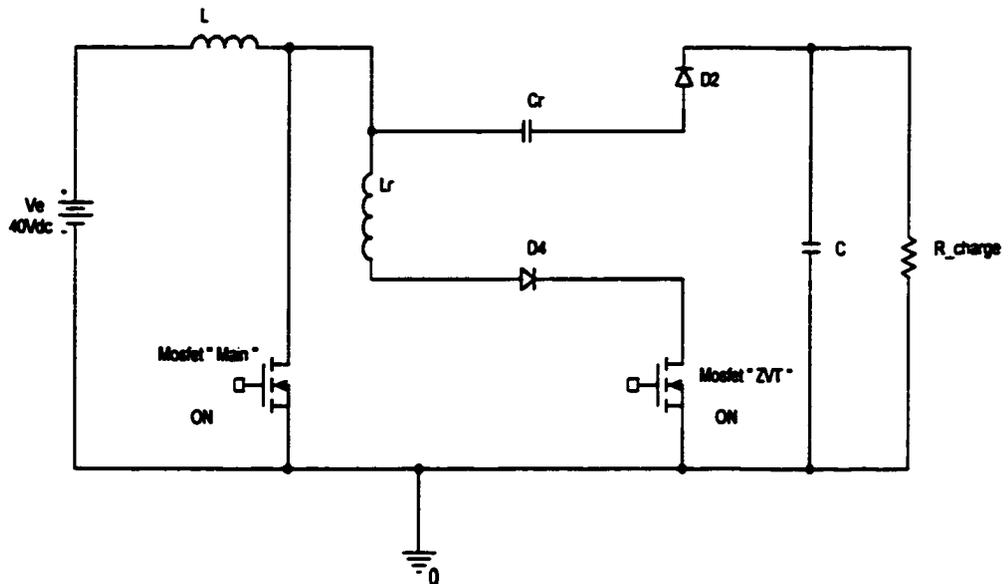


Figure 72 Séquence # 5 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$V_e = V_L + V_{Lr}$$

$$V_{Lr} = 0 \Rightarrow V_e = V_L$$

$$V_C = V_S$$

Et

$$i_e = i_L = i_{main} + i_{Lr}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt$$

$$i_{Lr} = \frac{1}{L_r} \int V_{Lr} dt$$

Séquence # 6 : Cette séquence est caractérisée par la récupération d'énergie dans la première maille du mosfet principal (Main) et de la décharge du condensateur C de sortie dans la charge.

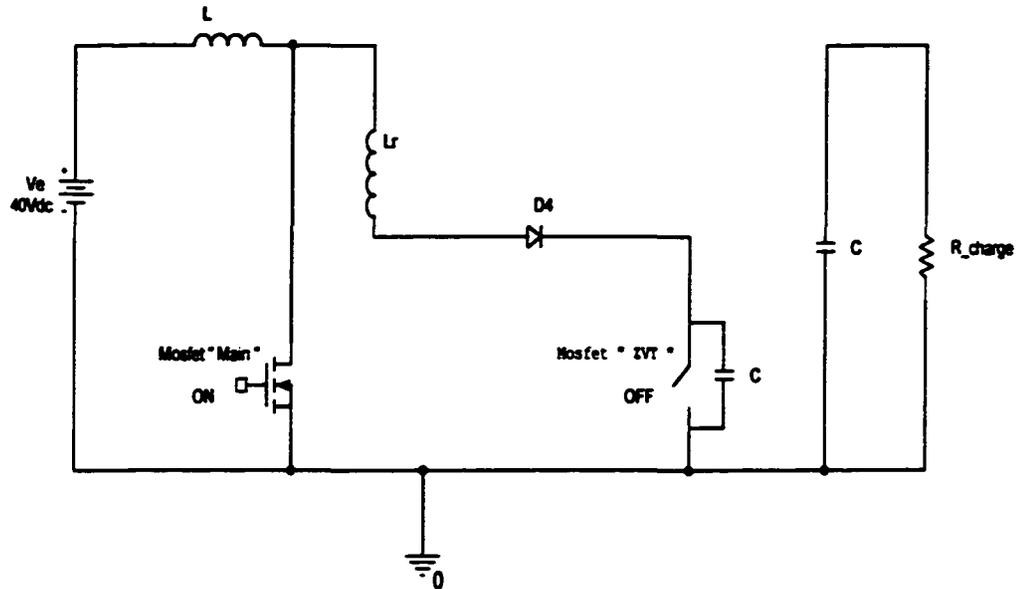


Figure 73 Séquence # 6 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$V_e = V_L + V_{Lr} + V_{Cz}$$

$$V_{Cz} + V_{Lr} = V_{charge}$$

Et

$$i_e = i_L = i_{main} + i_{Lr}$$

$$i_{Lr} = i_{Cz}$$

$$i_{Cz} = C_z \cdot \frac{dV_{Cz}}{dt}$$

Séquence # 7 : Le mosfet auxiliaire (ZVT) est ouvert, le mosfet principal (Main) conduit toujours. La diode anti-parallèle du mosfet auxiliaire (ZVT) commence à se décharger dans la charge via les diodes D_2 et D_3 .

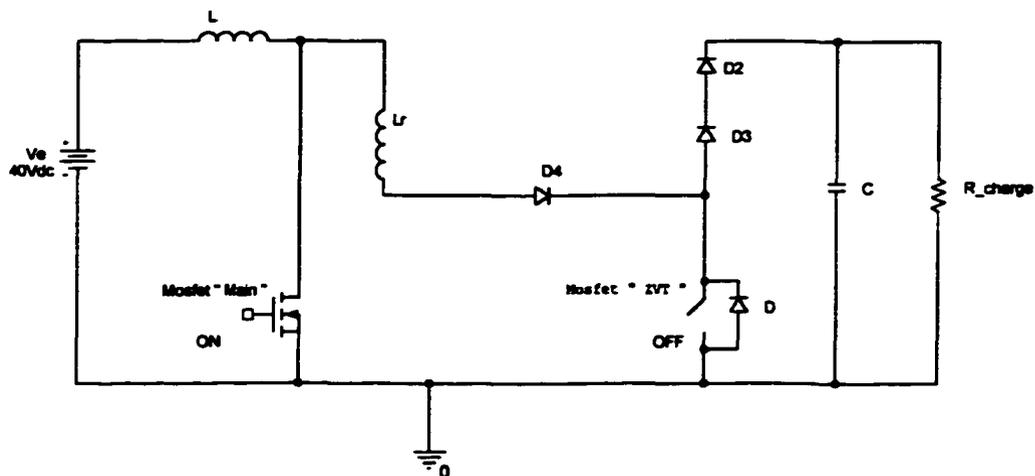


Figure 74 Séquence # 7 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$V_e = V_L + V_{L'} + V_{Cz}$$

$$V_{Cz} = V_{charge}$$

Et

$$i_e = i_L = i_{main} + i_{L'}$$

$$i_{L'} = i_{Cz} + i_C + i_{ch}$$

$$i_{Cz} = C_z \cdot \frac{dV_{Cz}}{dt}$$

Séquence # 8 : Le Main est fermé. La diode D_5 commence à conduire ce qui permet le passage du courant dans la bobine L_r afin de contrôler le recouvrement inverse de la diode D_1 .

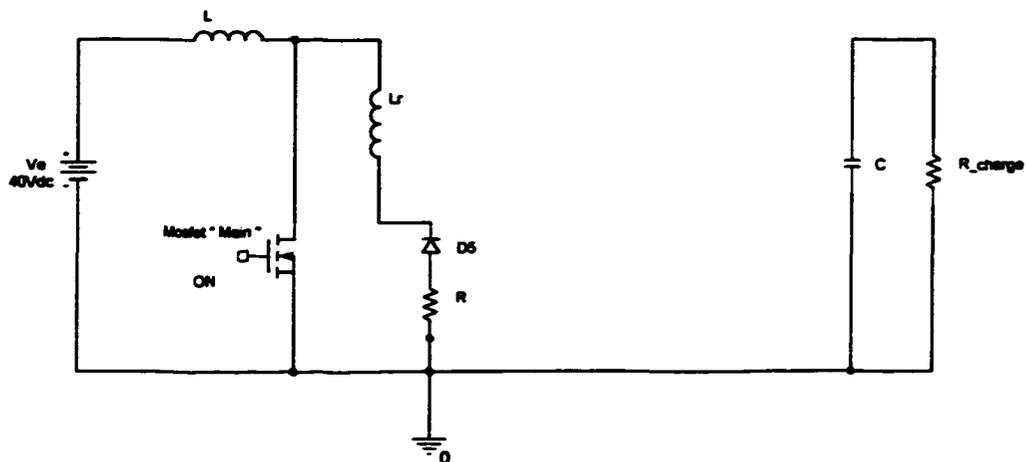


Figure 75 Séquence # 8 du hacheur élévateur avec le circuit d'aide à la commutation

$$V_e = V_i$$

$$V_{charge} = V_C$$

$$V_R = -V_{Lr}$$

Et

$$i_e = i_L$$

$$i_R = i_{Lr}$$

$$i_C = i_{ch}$$

ANNEXE 2

RÉSULTATS PRATIQUE

HACHEUR ÉLÉVATEUR AVEC LE CIRCUIT D'AIDE À LA COMMUTATION

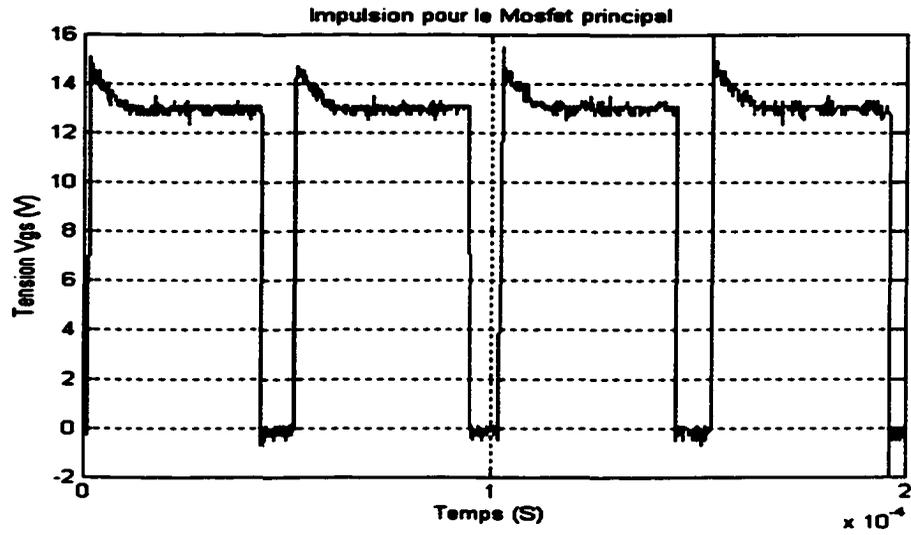


Figure 76 Impulsion pour le Mosfet principal

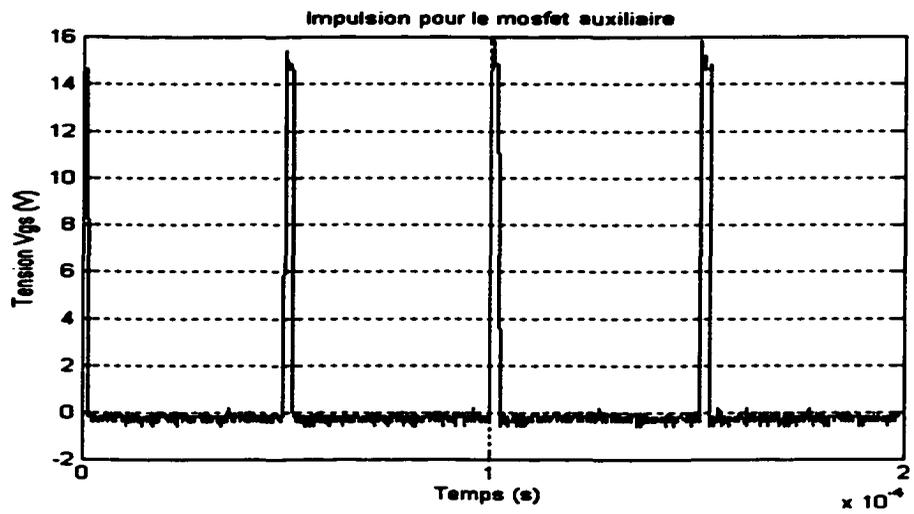


Figure 77 Impulsion pour le mosfet auxiliaire

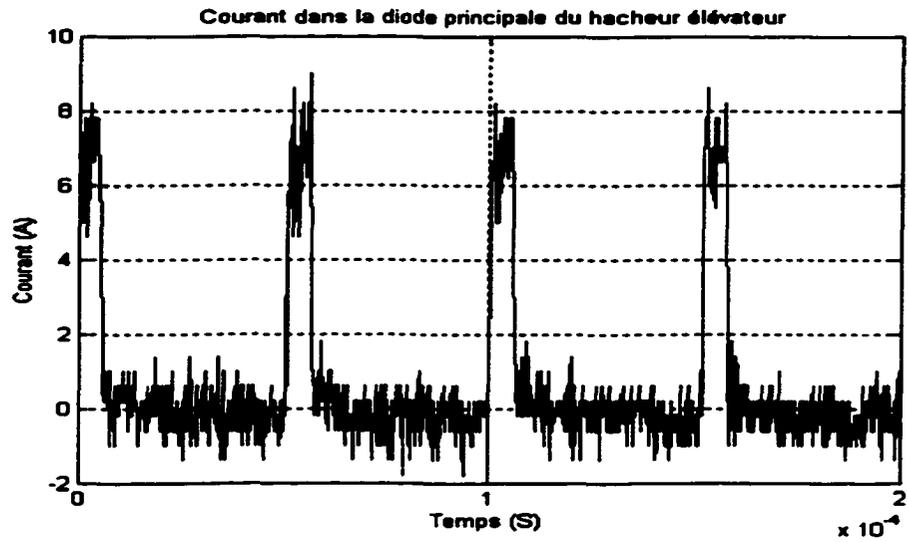


Figure 78 Courant dans la diode principale

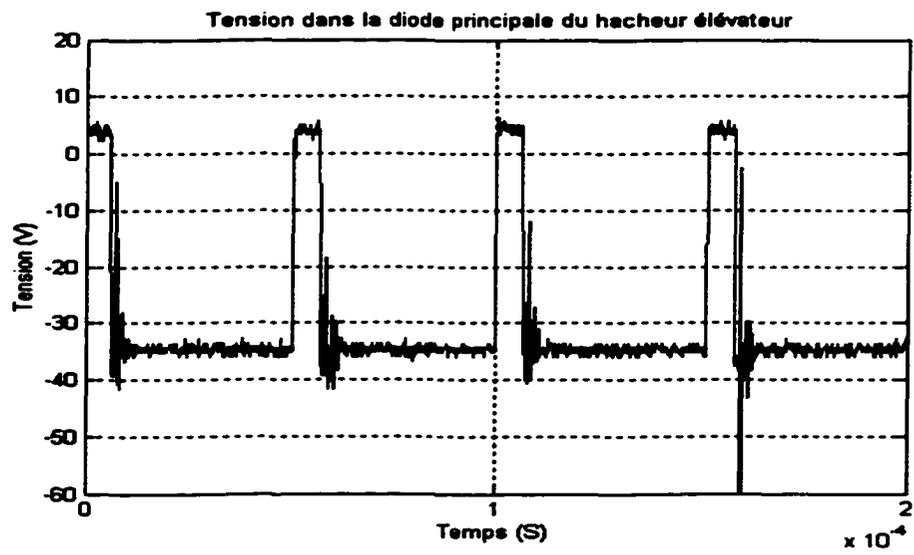


Figure 79 Tension dans la diode principale

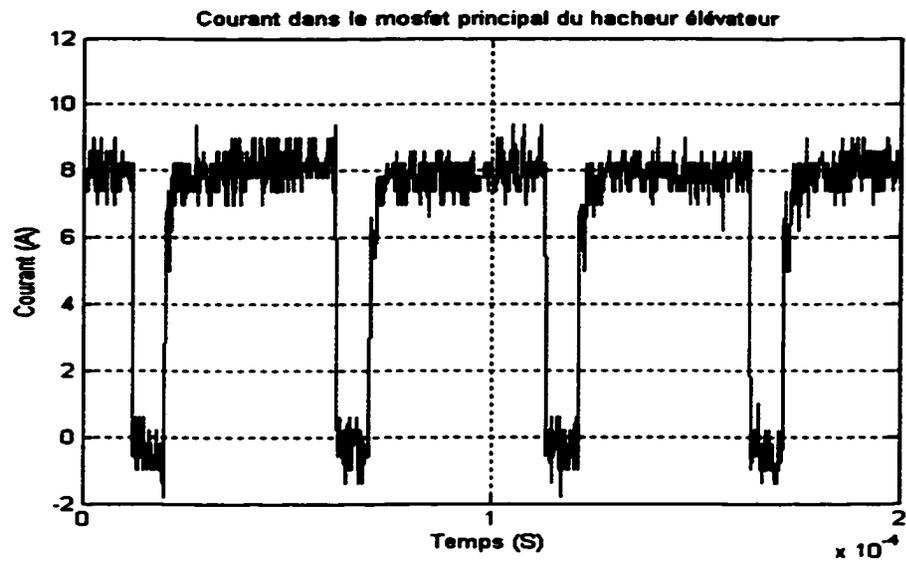


Figure 80 Courant dans le mosfet principal

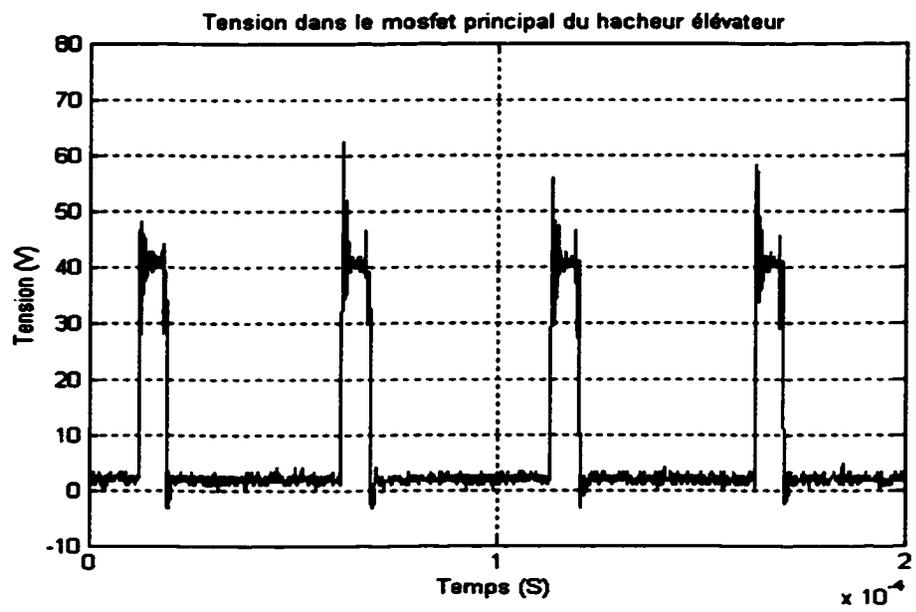


Figure 81 Tension dans le mosfet principal

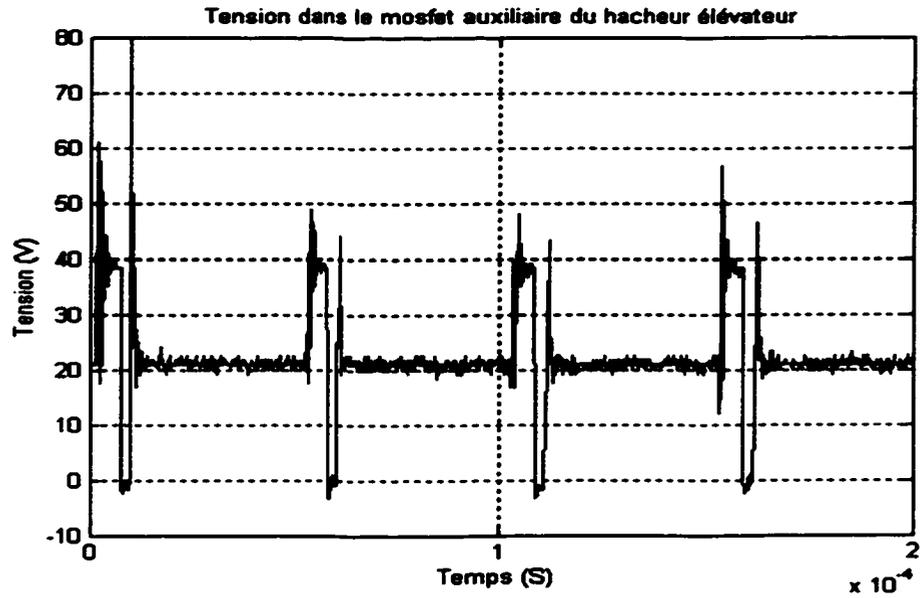


Figure 82 Tension dans le mosfet auxiliaire

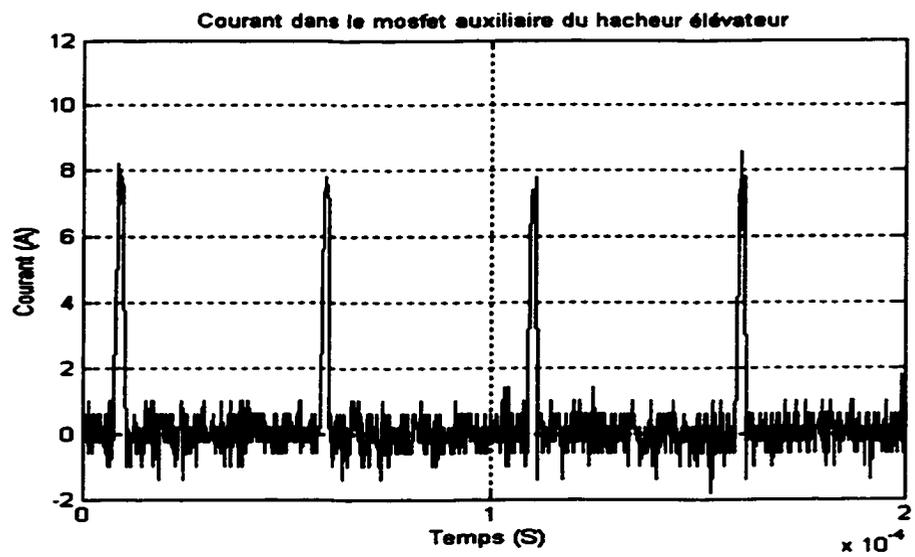


Figure 83 Courant dans le mosfet auxiliaire

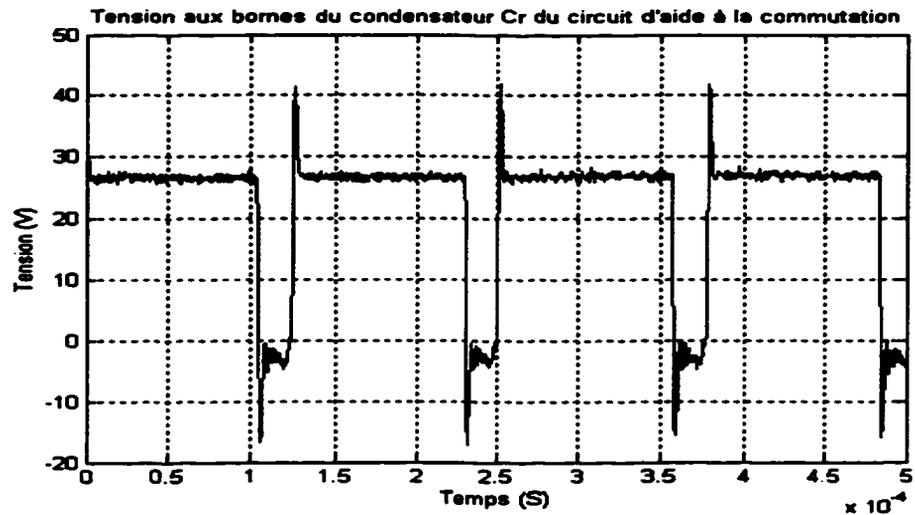


Figure 84 Tension aux bornes du condensateur C_r du circuit d'aide à la commutation

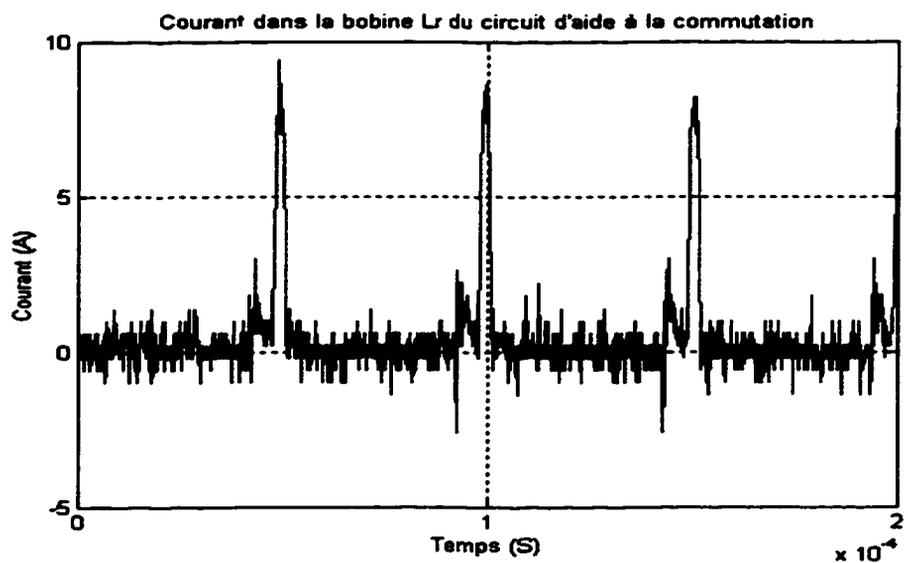


Figure 85 Courant dans la bobine L_r du circuit d'aide à la commutation

ONDULEUR MONOPHASÉ

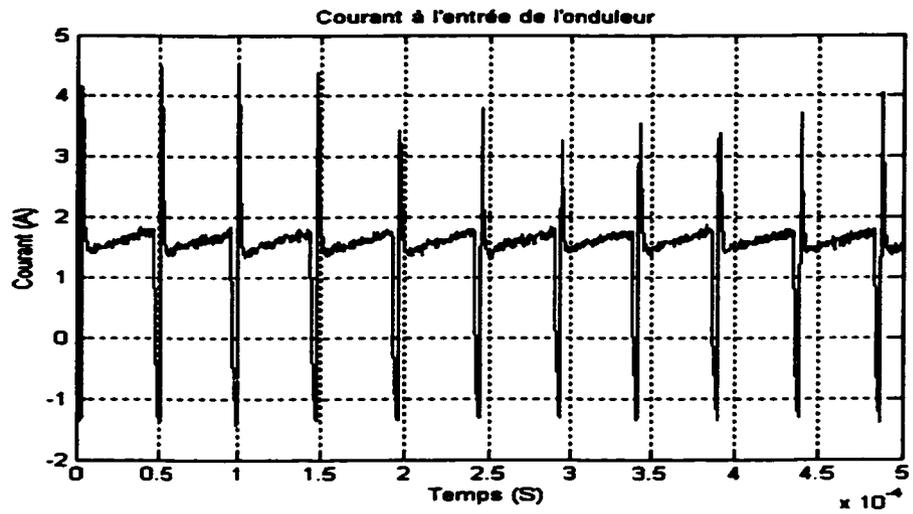


Figure 86 Courant à l'entrée de l'onduleur

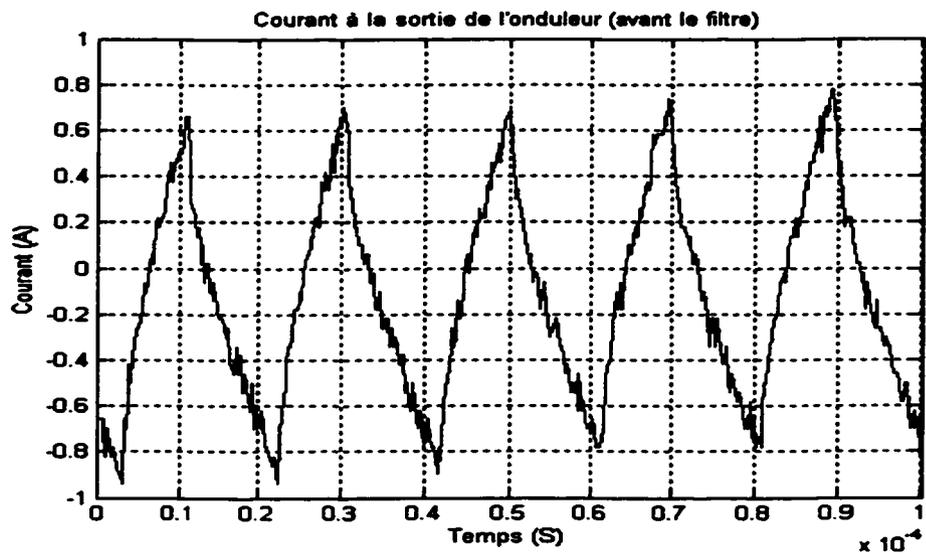


Figure 87 Courant à la sortie de l'onduleur (avant le filtre)

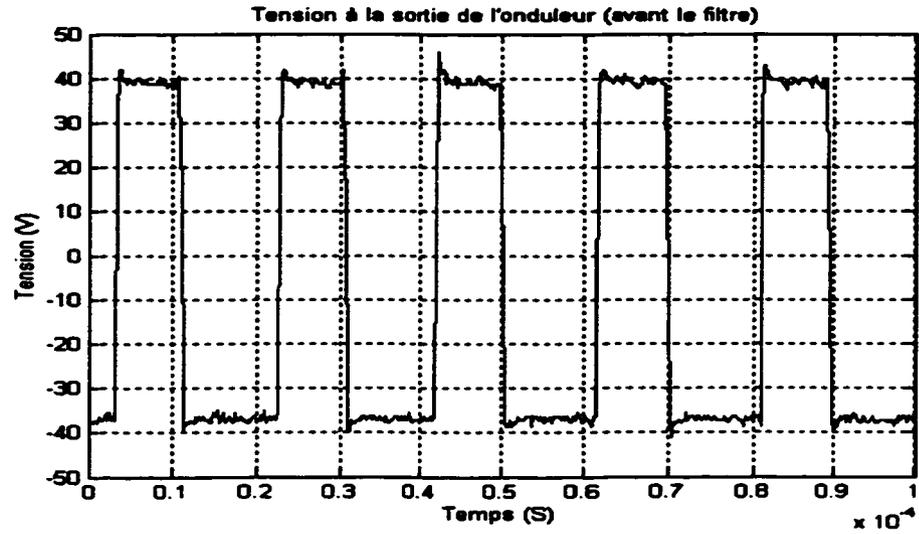


Figure 88 Tension à la sortie de l'onduleur (avant le filtre)

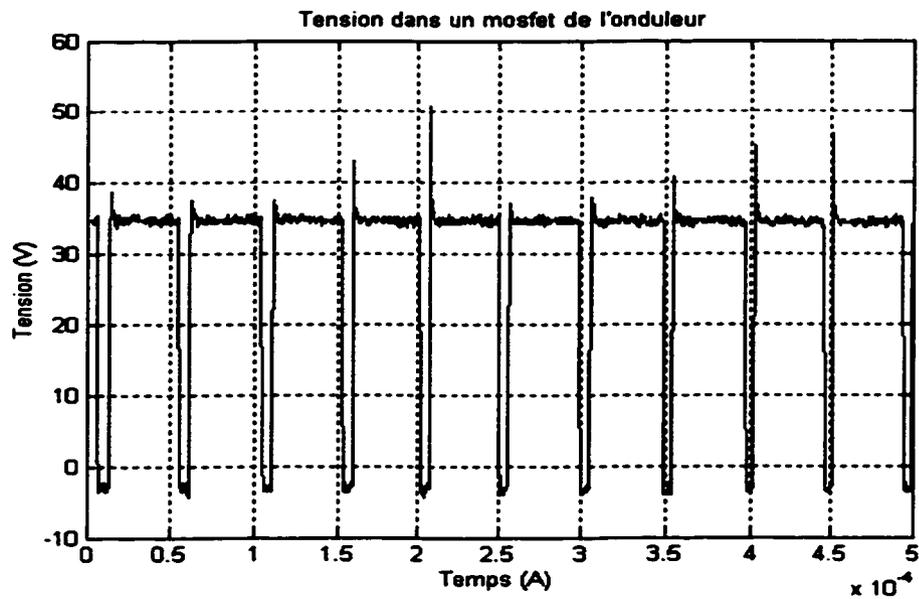


Figure 89 Tension dans un mosfet de l'onduleur

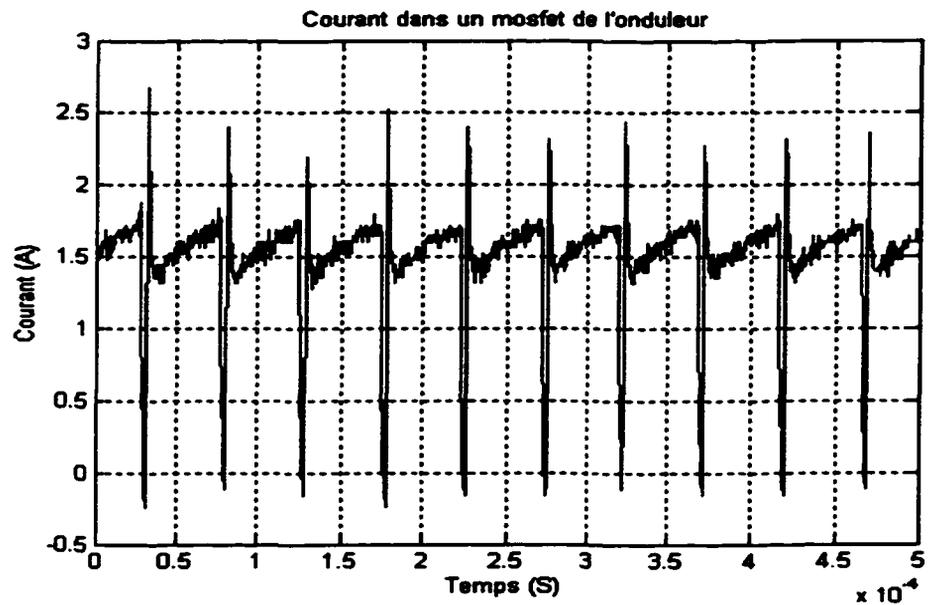


Figure 90 Courant dans un mosfet de l'onduleur

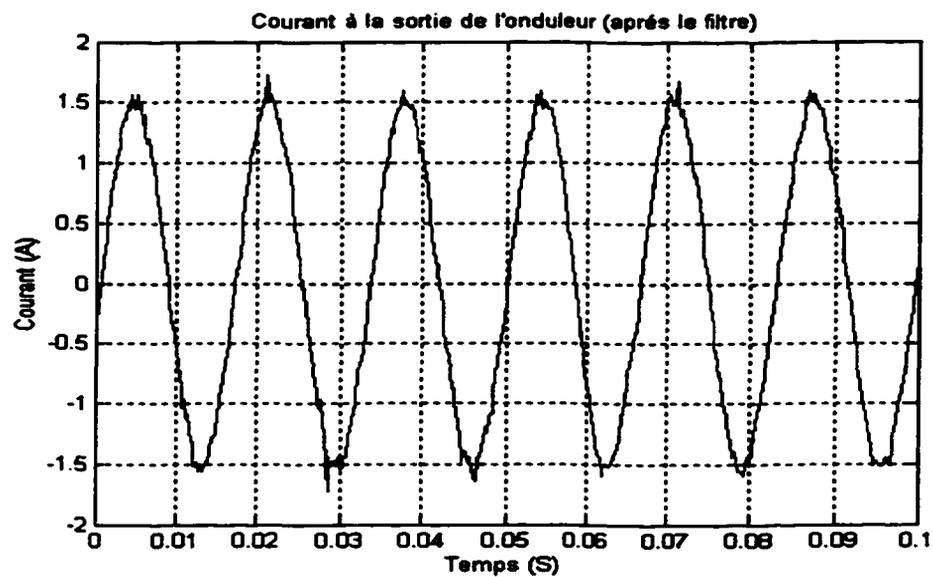


Figure 91 Courant à la sortie de l'onduleur (après le filtre)

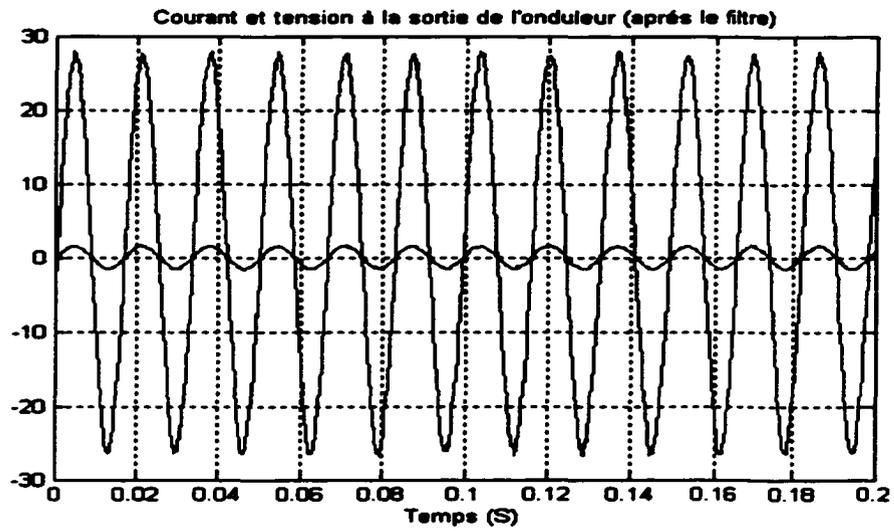


Figure 92 Courant et tension à la sortie de l'onduleur

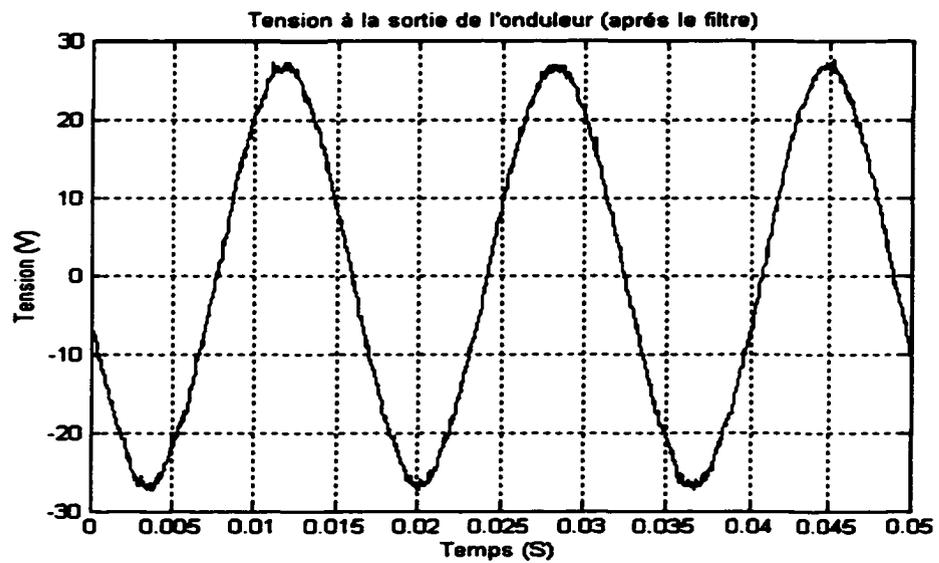


Figure 93 Tension à la sortie de l'onduleur

ANNEXE 3

PROGRAMME SERVANT À CALCULER LE THD

```

I=it(:,1);
t=it(:,2);
bsup=length(t); %pour voir le spectre de la dernière période
tf=t(bsup);
w=bsup-1;
while (tf-t(w))<(1/60)
    w=w-1;
end
binf=w;
I=I(binf:bsup);
tx=t(binf:bsup);
plot(tx,I)
figure
F=fft(I);
T=1/60;
L=length(I);
for y=2:1:L/2-1
    f(y)=(y-1)*(1/T); % la fréquence
    M(y)=abs(F(y))*(2/L); % *2 car le spectre est symétrique
end
% plot (f,M*100/(Pn/(VPHmax*1.5)))
% 5000 car on veut visualiser jusqu'à 5 fois la fréquence de découpage 1260 Hz
%plot(f,M)
bar(f,M/sqrt(2),0.3)
axis([0 2000 0 200])

% calcul du THD
ISeff=M(2);
y=3;
fd=60; % fondamentale
Ihn=0;
% selon les normes du THD en prenant en considération la 333 ième harmonique

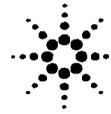
while (f(y)/fd < 335)
    Ihn=Ihn+((M(y)/ISeff)^2);
    y=y+1;
end

THD=(sqrt(Ihn))*100

```

ANNEXE 4

FICHES TECHNIQUES



0.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

Features

- **0.5 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V**
- **1.0 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive**
- **$I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts**
- **0.5 μ s Maximum Propagation Delay**
- **+/- 0.35 μ s Maximum Delay Between Devices/Channels**
- **Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C**
- **HCPL-315J: Channel One to Channel Two Output Isolation = 1500 Vrms/1 min.**
- **Safety and Regulatory Approval:**
UL Recognized (UL1577)
2500 Vrms/1 min. (HCPL-3150)
3750 Vrms/1 min. (HCPL-315J) pending

VDE 0884 Approved

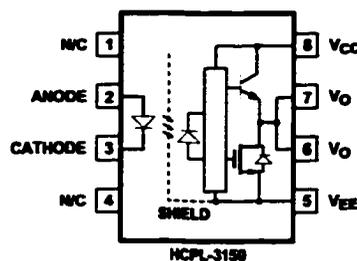
$V_{IORM} = 630$ V_{peak}
(HCPL-3150 Option 060 only)

$V_{IORM} = 891$ V_{peak} (HCPL-315J) pending
CSA Certified

Applications

- **Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC and Brushless DC Motor Drives**
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies (SMPS)**
- **Uninterruptable Power Supplies (UPS)**

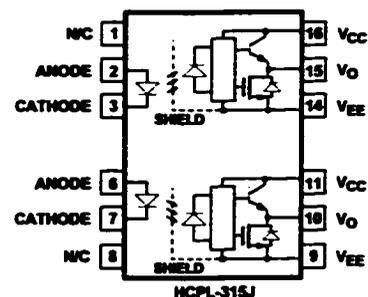
Functional Diagram



HCPL-3150 (Single Channel) HCPL-315J (Dual Channel)

Description

The HCPL-315X consists of a LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/50 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3150/315J can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "Positive Going" (I.e., Turn-On)	$V_{CC} - V_{EE}$ "Negative-Going" (I.e., Turn-Off)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between the V_{CC} and V_{EE} pins for each channel.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Selection Guide: Inverter Gate Drive Optoisolators

Package Type	8-Pin DIP (300 mil)				Widebody (400 mil)	Small Outline SO-16		
Part Number	HCPL-3150	HCPL-3120	HCPL-J312	HCPL-J314	HCNW-3120	HCPL-315J	HCPL-316J	HCPL-314J
Number of Channels	1	1	1	1	1	2	1	2
VDE 0884 Approvals	V_{ORM} 630 V_{peak} Option 060		V_{ORM} 891 V_{peak}		V_{ORM} 1414 V_{peak}	V_{ORM} 891 V_{peak}		
UL Approval	2500 Vrms/1 min.		3750 Vrms/1 min.		5000 Vrms/1 min.	3750 Vrms/1 min.		
Output Peak Current	0.5A	2A	2A	0.4A	2A	0.5A	2A	0.4A
CMR (minimum)	15 kV/ μ s			10 kV/ μ s	15 kV/ μ s			10 kV/ μ s
UVLO	Yes			No	Yes			No
Fault Status	No						Yes	No

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired)

Example

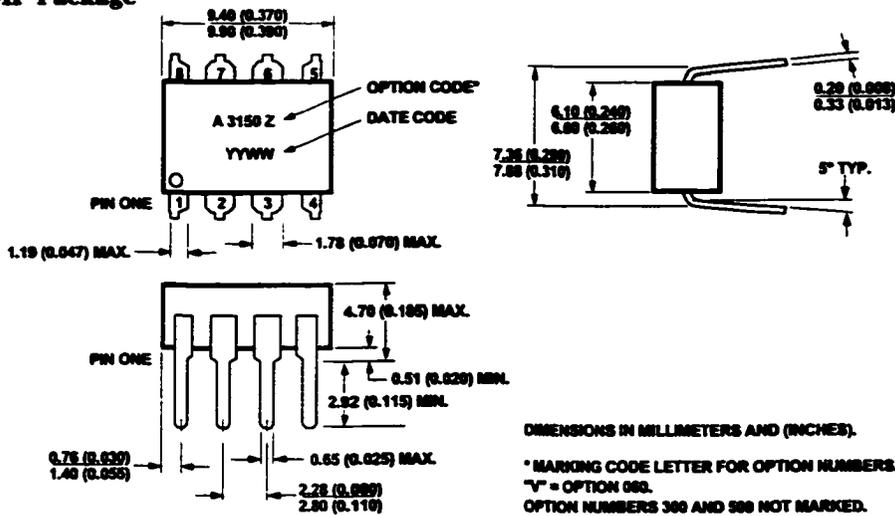
HCPL-315Y#XXX

- No Option = Standard DIP package, 50 per tube.
- 060 = VDE 0884 V_{ORM} = 630 V_{peak} Option, 50 per tube. (HCPL-3150 only)
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option, 50 per tube. (HCPL-3150 only)
- 500 = Tape and Reel Packaging Option. HCPL-3150; 1000 per reel. HCPL-315J; 850 per reel..
- \emptyset = Single Channel, 8-pin PDIP.
- J = Dual Channel, SO16.

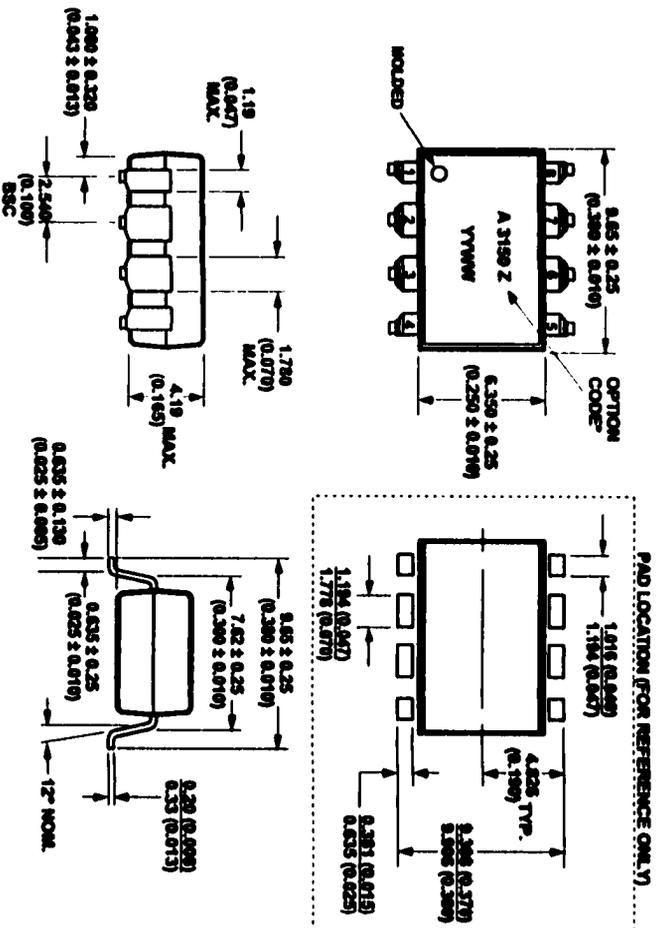
Option data sheets available. Contact Agilent sales representative or authorized distributor.

Package Outline Drawings

Standard DIP Package



Package Outline Drawings Gull-Wing Surface-Mount Option 300

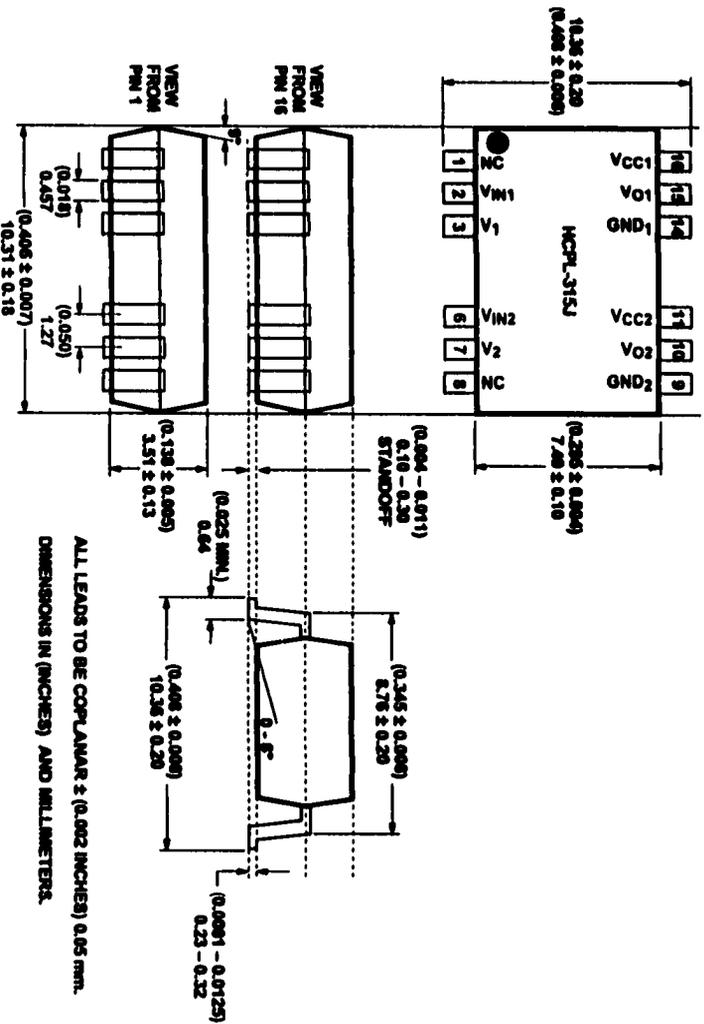


DIMENSIONS IN MILLIMETERS (INCHES).
TOLERANCES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED):
LEAD COPPLANARITY
MAXIMUM: 0.102 (0.004)

STAIR = 0.01
ZDRX = 0.005

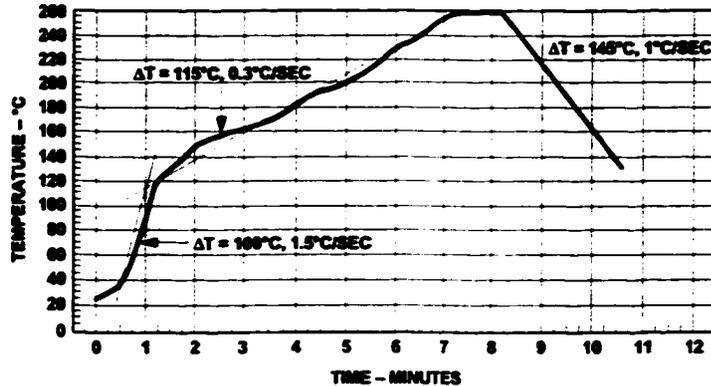
MARKING CODE LETTER FOR OPTION
NUMBERS.
"Y" = OPTION 000.
OPTION NUMBERS 300 AND 500 NOT MARKED.

16 - Lead Surface Mount



ALL LEADS TO BE COPPLANAR ± (0.002 INCHES) 0.05 mm.
DIMENSIONS IN (INCHES) AND MILLIMETERS.

Reflow Temperature Profile



MAXIMUM SOLDER REFLOW THERMAL PROFILE
(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Regulatory Information

The HCPL-3150 and HCPL-315J have been approved by the following organizations:

UL

Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

VDE

Approved under VDE 0884/06.92 with $V_{IORM} = 630$ Vpeak (HCPL-3150#060). Certification for HCPL-315J is pending.

VDE 0884 Insulation Characteristics

Description	Symbol	HCPL-3150#060	HCPL-315J**	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 150 Vrms for rated mains voltage ≤ 300 Vrms for rated mains voltage ≤ 600 Vrms		I-IV I-III	I-IV I-III I-II	
Climatic Classification		55/100/21	55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	630	891	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	1670	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 60$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	945	1336	Vpeak
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage $t_{ini} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	6000	Vpeak
Safety-Limiting Values – Maximum Values Allowed in the Event of a Failure, Also See Figure 37, Thermal Derating Curve.				
Case Temperature	T_S	175	175	°C
Input Current	$I_S, INPUT$	230	400	mA
Output Power	$P_S, OUTPUT$	600	1200	mW
Insulation Resistance at $T_S, V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	$\geq 10^9$	Ω

**Approval Pending.

*Refer to the front of the optocoupler section of the current Catalog, under Product Safety Regulations section, (VDE 0884) for a detailed description of Method a and Method b partial discharge test profiles.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	HCPL-3150	HCPL-315J	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	8.3	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	8.3	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	≥ 0.5	mm	Through insulation distance conductor to conductor.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	≥ 175	≥ 175	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	T_S	-55	125	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	100	°C	
Average Input Current	$I_{F(AVG)}$		25	mA	1, 16
Peak Transient Input Current (< 1 μ s pulse width, 300 pps)	$I_{F(TRAN)}$		1.0	A	
Reverse Input Voltage	V_R		5	Volts	
"High" Peak Output Current	$I_{OH(PEAK)}$		0.6	A	2, 16
"Low" Peak Output Current	$I_{OL(PEAK)}$		0.6	A	2, 16
Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	0	35	Volts	
Output Voltage	$V_{O(PEAK)}$	0	V_{CC}	Volts	
Output Power Dissipation	P_O		250	mW	3, 16
Total Power Dissipation	P_T		295	mW	4, 16
Lead Solder Temperature	260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane				
Solder Reflow Temperature Profile	See Package Outline Drawings Section				

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	15	30	Volts
Input Current (ON)	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
Input Voltage (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Operating Temperature	T_A	-40	100	°C

Electrical Specifications (DC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(ON)} = 7$ to 16 mA, $V_{F(OFF)} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$, each channel) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
High Level Output Current	I_{OH}	0.1	0.4		A	$V_O = (V_{CC} - 4 \text{ V})$	2, 3,	5
		0.5				$V_O = (V_{CC} - 15 \text{ V})$	17	2
Low Level Output Current	I_{OL}	0.1	0.6		A	$V_O = (V_{EE} + 2.5 \text{ V})$	5, 6,	5
		0.5				$V_O = (V_{EE} + 15 \text{ V})$	18	2
High Level Output Voltage	V_{OH}	$(V_{CC} - 4)$	$(V_{CC} - 3)$		V	$I_O = -100 \text{ mA}$	1, 3, 19	6, 7
Low Level Output Voltage	V_{OL}		0.4	1.0	V	$I_O = 100 \text{ mA}$	4, 6, 20	
High Level Supply Current	I_{CCH}		2.5	5.0	mA	Output Open, $I_F = 7$ to 16 mA	7, 8	16
Low Level Supply Current	I_{CCL}		2.7	5.0	mA	Output Open, $V_F = -3.0$ to $+0.8 \text{ V}$		
Threshold Input Current Low to High	I_{FLH}		2.2	5.0	mA	HCPL-3150	$I_O = 0 \text{ mA}$, $V_O > 5 \text{ V}$	9, 15, 21
			2.6	6.4		HCPL-315J		
Threshold Input Voltage High to Low	V_{FHL}	0.8			V			
Input Forward Voltage	V_F	1.2	1.5	1.8	V	HCPL-3150	$I_F = 10 \text{ mA}$	16
			1.6	1.95		HCPL-315J		
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F / \Delta T_A$		-1.6		mV/°C	$I_F = 10 \text{ mA}$		
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	5			V	HCPL-3150	$I_R = 10 \mu\text{A}$	
		3				HCPL-315J	$I_R = 10 \mu\text{A}$	
Input Capacitance	C_{IN}		70		pF	$f = 1 \text{ MHz}$, $V_F = 0 \text{ V}$		
UVLO Threshold	V_{UVLO+}	11.0	12.3	13.5	V	$V_O > 5 \text{ V}$,	22,	
	V_{UVLO-}	9.5	10.7	12.0		$I_F = 10 \text{ mA}$	36	
UVLO Hysteresis	$UVLO_{HYS}$		1.6		V			

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30 \text{ V}$, unless otherwise noted.

Switching Specifications (AC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(ON)} = 7$ to 16 mA, $V_{F(OFF)} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$, each channel) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note	
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{PLH}	0.10	0.30	0.50	μs	$R_g = 47 \Omega$, $C_g = 3 \text{ nF}$, $f = 10 \text{ kHz}$, Duty Cycle = 50%	10, 11, 12, 13, 14, 23	14	
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{PHL}	0.10	0.3	0.50	μs				
Pulse Width Distortion	PWD			0.3	μs				
Propagation Delay Difference Between Any Two Parts or Channels	PDD ($t_{PHL} - t_{PLH}$)	-0.35		0.35	μs			34,35	10
Rise Time	t_r		0.1		μs			23	
Fall Time	t_f		0.1		μs				
UVLO Turn On Delay	$t_{UVLO ON}$		0.8		μs	$V_O > 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$	22		
UVLO Turn Off Delay	$t_{UVLO OFF}$		0.6		μs	$V_O < 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$			
Output High Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	15	30		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 10$ to 16 mA , $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$	24	11, 12	
Output Low Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	15	30		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_F = 0 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$		11, 13	

Package Characteristics (each channel, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{ISO}	HCPL-3150	2500			Vrms	RH < 50%, t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$		8, 9
		HCPL-315J	3750						
Output-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{O-O}	HCPL-315J	1500			Vrms	RH < 50% t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$		17
Resistance (Input - Output)	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 V_{DC}$		9
Capacitance (Input - Output)	C_{I-O}	HCPL-3150		0.6		pF	f = 1 MHz		
		HCPL-315J		1.3					
LED-to-Case Thermal Resistance	θ_{LC}	HCPL-3150		391		$^\circ\text{C/W}$	Thermocouple located at center underside of package	28	18
LED-to-Detector Thermal Resistance	θ_{LD}	HCPL-3150		439		$^\circ\text{C/W}$			
Detector-to-Case Thermal Resistance	θ_{DC}	HCPL-3150		119		$^\circ\text{C/W}$			

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30\text{ V}$, unless otherwise noted.

**The Input-Output/Output-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output/output-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to your equipment level safety specification or Agilent Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

Notes:

- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Maximum pulse width = $10\ \mu\text{s}$, maximum duty cycle = 0.2%. This value is intended to allow for component tolerances for designs with I_O peak minimum = 0.5 A . See Applications section for additional details on limiting I_{OH} peak.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $4.8\text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $5.4\text{ mW}/^\circ\text{C}$. The maximum LED junction temperature should not exceed 125°C .
- Maximum pulse width = $50\ \mu\text{s}$, maximum duty cycle = 0.5%.
- In this test V_{OH} is measured with a dc load current. When driving capacitive loads V_{OH} will approach V_{CC} as I_{OH} approaches zero amps.
- Maximum pulse width = 1 ms , maximum duty cycle = 20%.
- In accordance with UL1577, each HCPL-3150 optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 3000\text{ Vrms}$ ($\geq 5000\text{ Vrms}$ for the HCPL-315J) for 1 second (leakage detection current limit, $I_{LO} \leq 5\ \mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (method b) shown in the VDE 0884 Insulation Characteristics Table, if applicable.
- Device considered a two-terminal device: pins on input side shorted together and pins on output side shorted together.
- The difference between t_{PHL} and t_{PLH} between any two parts or channels under the same test condition.
- Pins 1 and 4 (HCPL-3150) and pins 3 and 4 (HCPL-315J) need to be connected to LED common.
- Common mode transient immunity in the high state is the maximum tolerable $|dV_{CM}/dt|$ of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in the high state (i.e., $V_O > 15.0\text{ V}$).
- Common mode transient immunity in a low state is the maximum tolerable $|dV_{CM}/dt|$ of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a low state (i.e., $V_O < 1.0\text{ V}$).
- This load condition approximates the gate load of a $1200\text{ V}/25\text{ A}$ IGBT.
- Pulse Width Distortion (PWD) is defined as $|t_{PHL} - t_{PLH}|$ for any given device.
- Each channel.
- Device considered a two terminal device: Channel one output side pins shorted together, and channel two output side pins shorted together.
- See the thermal model for the HCPL-315J in the application section of this data sheet.

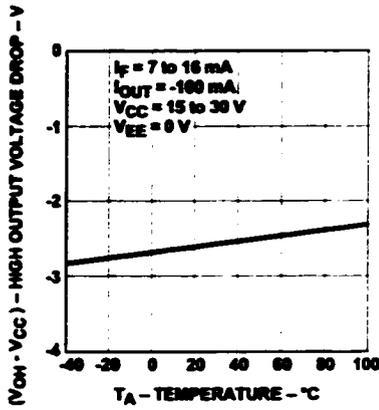


Figure 1. V_{OH} vs. Temperature.

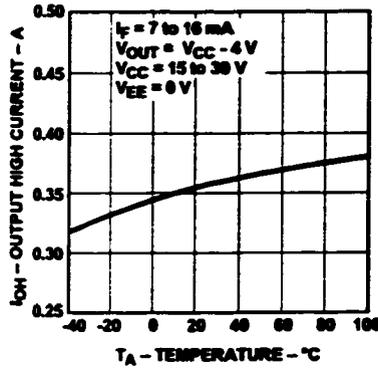


Figure 2. I_{OH} vs. Temperature.

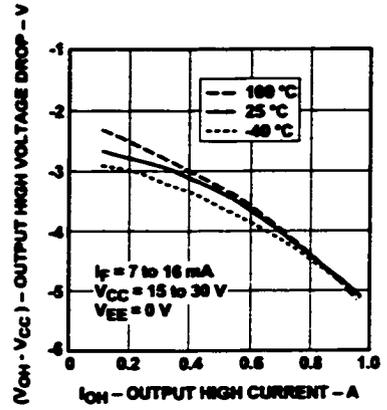


Figure 3. V_{OH} vs. I_{OH} .

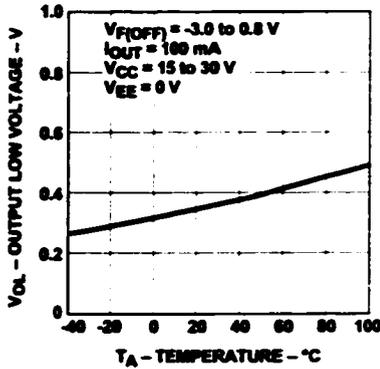


Figure 4. V_{OL} vs. Temperature.

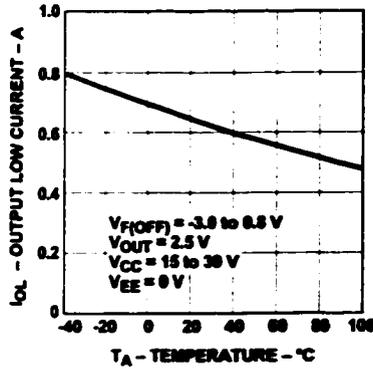


Figure 5. I_{OL} vs. Temperature.

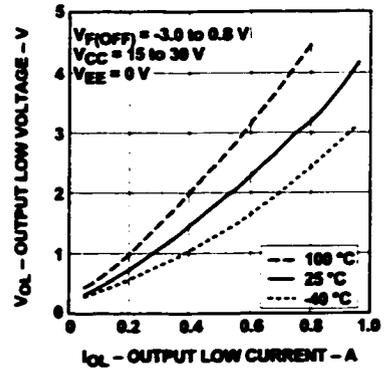


Figure 6. V_{OL} vs. I_{OL} .

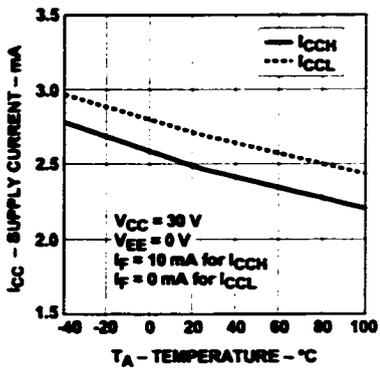


Figure 7. I_{CC} vs. Temperature.

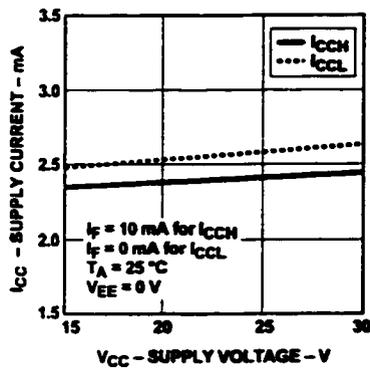


Figure 8. I_{CC} vs. V_{CC} .

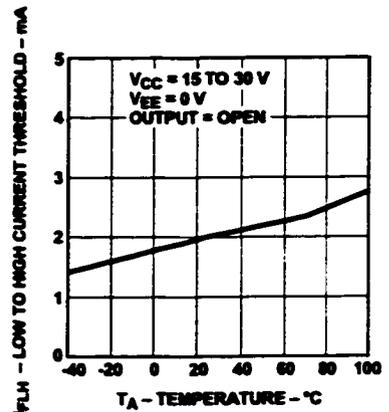


Figure 9. I_{FLH} vs. Temperature.

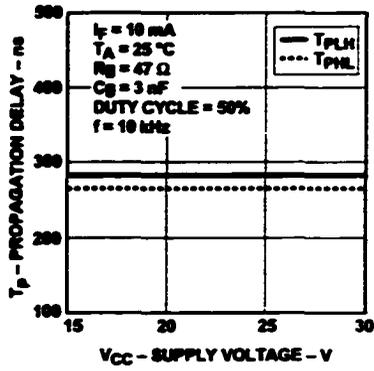


Figure 10. Propagation Delay vs. V_{CC} .

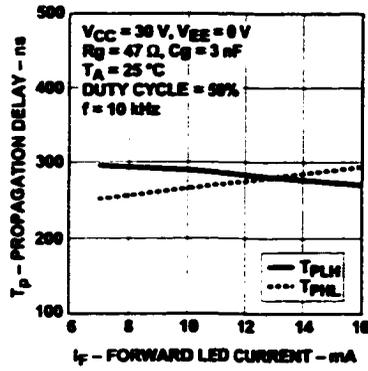


Figure 11. Propagation Delay vs. I_f .

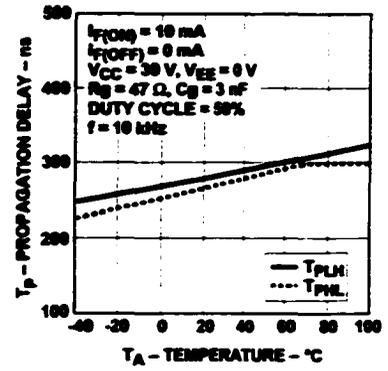


Figure 12. Propagation Delay vs. Temperature.

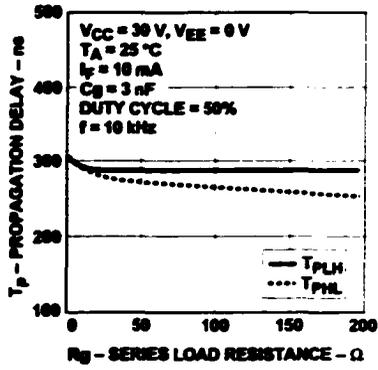


Figure 13. Propagation Delay vs. R_g .

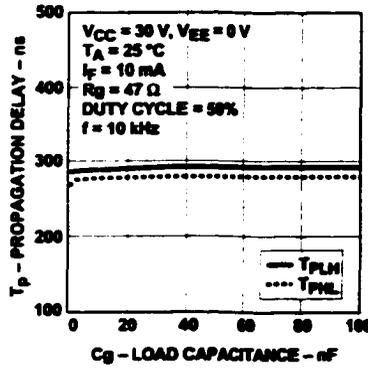


Figure 14. Propagation Delay vs. C_g .

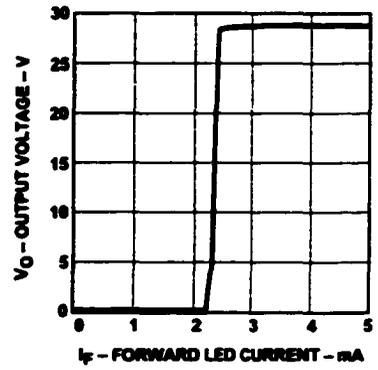


Figure 15. Transfer Characteristics.

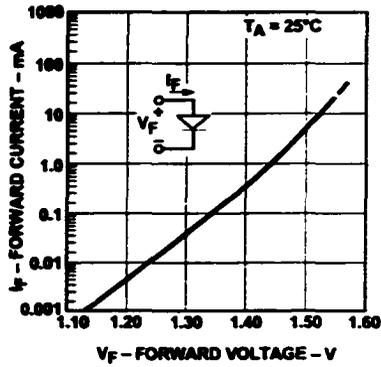


Figure 16. Input Current vs. Forward Voltage.

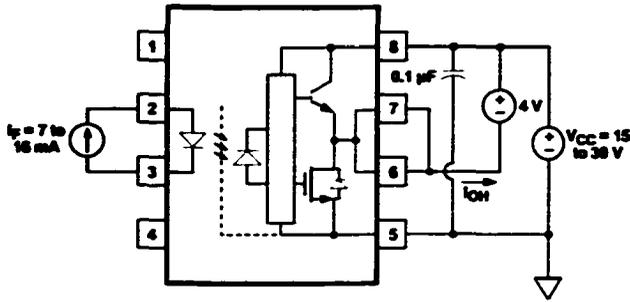


Figure 17. I_{OH} Test Circuit.

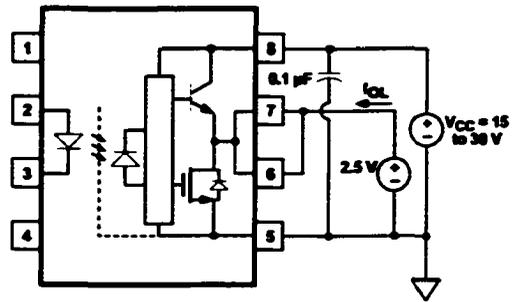


Figure 18. I_{OL} Test Circuit.

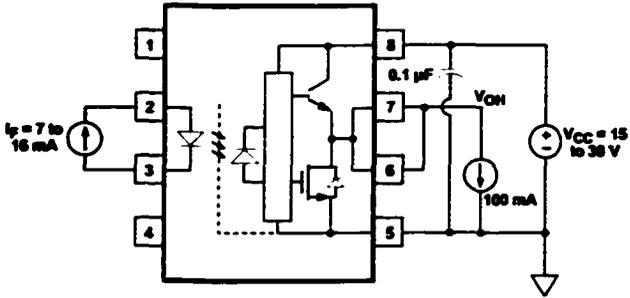


Figure 19. V_{OH} Test Circuit.

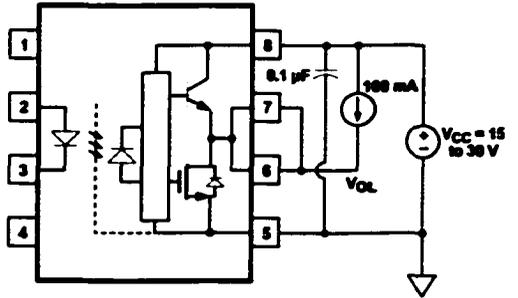


Figure 20. V_{OL} Test Circuit.

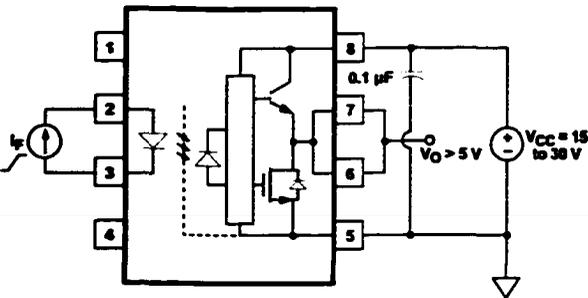


Figure 21. I_{PLH} Test Circuit.

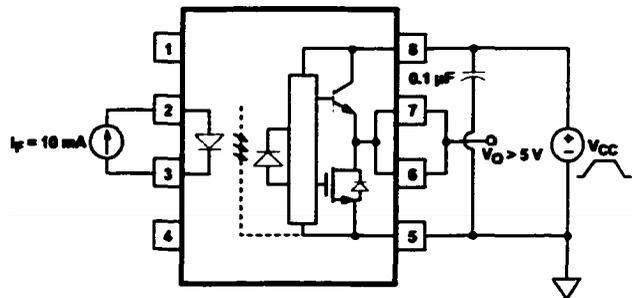


Figure 22. UVLO Test Circuit.

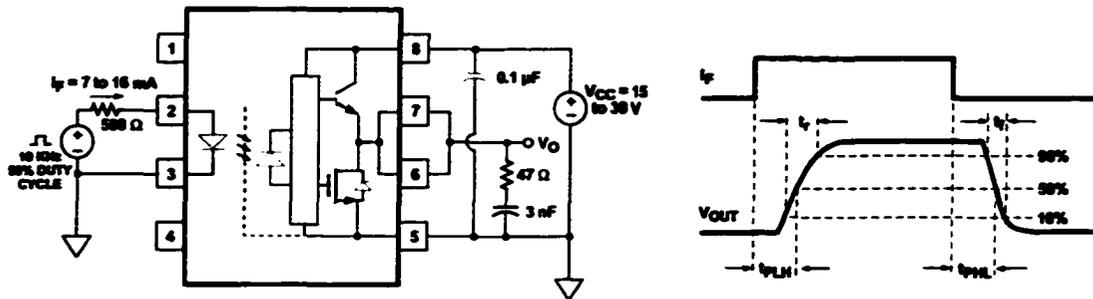


Figure 23. t_{PLH} , t_{PHL} , t_r , and t_f Test Circuit and Waveforms.

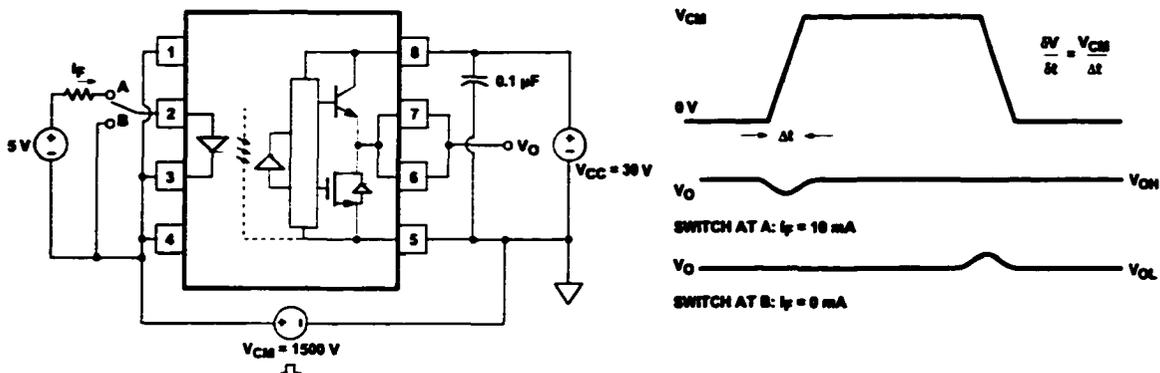


Figure 24. CMB Test Circuit and Waveforms.

Applications Information Eliminating Negative IGBT Gate Drive

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3150/315J has a very low maximum V_{OL} specification of 1.0 V. The HCPL-3150/315J realizes this very low V_{OL} by using a DMOS transistor with 4 Ω (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-3150/315J is in the low state, the IGBT gate is shorted to

the emitter by $R_g + 4 \Omega$. Minimizing R_g and the lead inductance from the HCPL-3150/315J to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-3150/315J on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the IGBT collector or

emitter traces close to the HCPL-3150/315J input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3150/315J and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3150/315J input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3150/315J.)

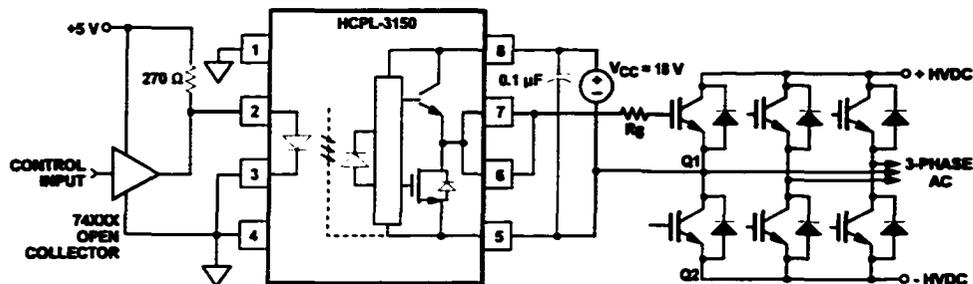


Figure 25a. Recommended LED Drive and Application Circuit.

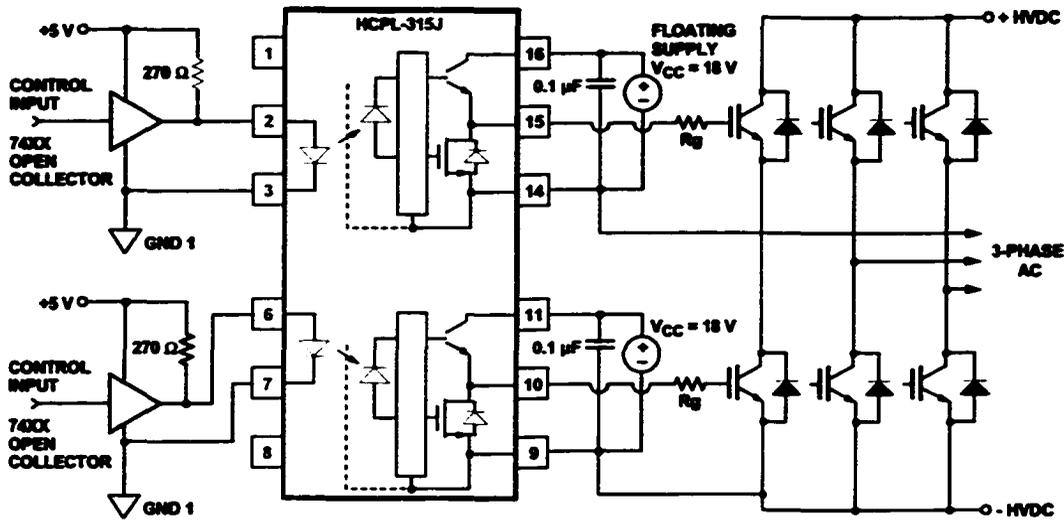


Figure 25b. Recommended LED Drive and Application Circuit (HCPL-315J).

Selecting the Gate Resistor (R_g) to Minimize IGBT Switching Losses.

Step 1: Calculate R_g Minimum From the I_{OL} Peak Specification. The IGBT and R_g in Figure 26 can be analyzed as a simple RC circuit with a voltage supplied by the HCPL-3150/315J.

$$\begin{aligned} R_g &\geq \frac{(V_{CC} - V_{EE} - V_{OL})}{I_{OLPEAK}} \\ &= \frac{(V_{CC} - V_{EE} - 1.7 V)}{I_{OLPEAK}} \\ &= \frac{(15 V + 5 V - 1.7 V)}{0.6 A} \\ &= 30.5 \Omega \end{aligned}$$

The V_{OL} value of 2 V in the previous equation is a conservative value of V_{OL} at the peak current of 0.6 A (see Figure 6). At lower R_g values the voltage supplied by the HCPL-3150/315J is not an ideal voltage step. This results in lower peak currents (more margin) than predicted by this analysis. When negative gate drive is not used V_{EE} in the previous equation is equal to zero volts.

Step 2: Check the HCPL-3150/315J Power Dissipation and Increase R_g if Necessary. The HCPL-3150/315J total power dissipation (P_T) is equal to the

sum of the emitter power (P_E) and the output power (P_O):

$$\begin{aligned} P_T &= P_E + P_O \\ P_E &= I_F \cdot V_F \cdot \text{Duty Cycle} \\ P_O &= P_{O(BIAS)} + P_{O(SWITCHING)} \\ &= I_{CC} \cdot (V_{CC} - V_{EE}) \\ &\quad + E_{SW}(R_G, Q_G) \cdot f \end{aligned}$$

For the circuit in Figure 26 with I_F (worst case) = 16 mA, R_g = 30.5 Ω , Max Duty Cycle = 80%, Q_G = 500 nC, f = 20 kHz and T_A max = 90°C:

$$P_E = 16 \text{ mA} \cdot 1.8 \text{ V} \cdot 0.8 = 23 \text{ mW}$$

$$\begin{aligned} P_O &= 4.25 \text{ mA} \cdot 20 \text{ V} \\ &\quad + 4.0 \mu\text{F} \cdot 20 \text{ kHz} \\ &= 85 \text{ mW} + 80 \text{ mW} \\ &= 165 \text{ mW} \\ &> 154 \text{ mW } (P_{O(MAX)} @ 90^\circ\text{C}) \\ &= 250 \text{ mW} - 20^\circ\text{C} \cdot 4.8 \text{ mW/C} \end{aligned}$$

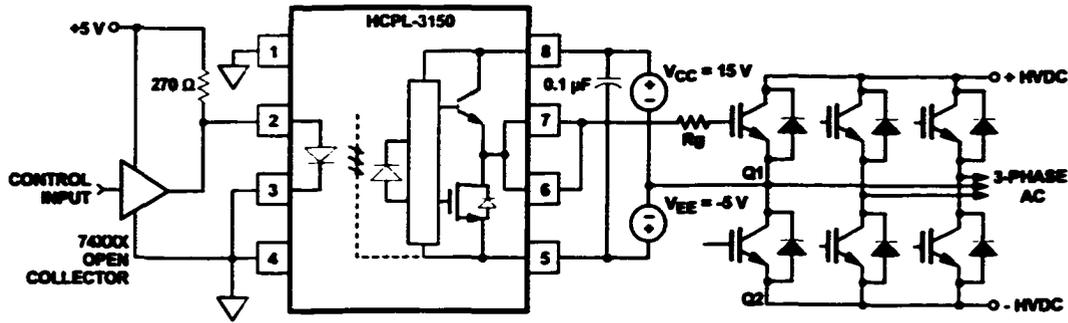


Figure 26a. HCPL-3150 Typical Application Circuit with Negative IGBT Gate Drive.

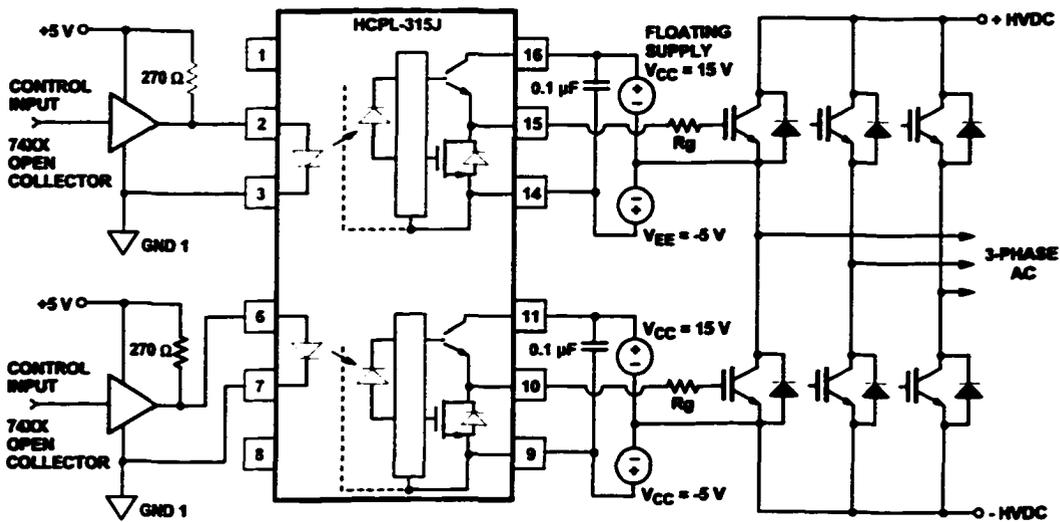


Figure 26b. HCPL-315J Typical Application Circuit with Negative IGBT Gate Drive.

P_E Parameter	Description
I_F	LED Current
V_F	LED On Voltage
Duty Cycle	Maximum LED Duty Cycle

P_O Parameter	Description
I_{CC}	Supply Current
V_{CC}	Positive Supply Voltage
V_{EE}	Negative Supply Voltage
$E_{sw}(R_g, Q_g)$	Energy Dissipated in the HCPL-3150/315J for each IGBT Switching Cycle (See Figure 27)
f	Switching Frequency

The value of 4.25 mA for I_{CC} in the previous equation was obtained by derating the I_{CC} max of 5 mA (which occurs at -40°C) to I_{CC} max at 90°C (see Figure 7).

Since P_O for this case is greater than $P_{O(\text{MAX})}$, R_g must be increased to reduce the HCPL-3150 power dissipation.

$$\begin{aligned} P_{O(\text{SWITCHING MAX})} &= P_{O(\text{MAX})} - P_{O(\text{BIAS})} \\ &= 154 \text{ mW} - 85 \text{ mW} \\ &= 69 \text{ mW} \\ P_{\text{SW}(\text{MAX})} &= \frac{P_{O(\text{SWITCHING MAX})}}{f} \\ &= \frac{69 \text{ mW}}{20 \text{ kHz}} = 3.45 \mu\text{J} \end{aligned}$$

For $Q_g = 500 \text{ nC}$, from Figure 27, a value of $E_{\text{SW}} = 3.45 \mu\text{J}$ gives a $R_g = 41 \Omega$.

Thermal Model (HCPL-3150)

The steady state thermal model for the HCPL-3150 is shown in Figure 28a. The thermal resistance values given in this model can be used to calculate the temperatures at each node for a given operating condition. As shown by the model, all heat generated flows through θ_{CA} which raises the case temperature T_C accordingly. The value of θ_{CA} depends on the conditions of the

board design and is, therefore, determined by the designer. The value of $\theta_{CA} = 83^{\circ}\text{C/W}$ was obtained from thermal measurements using a 2.5 x 2.5 inch PC board, with small traces (no ground plane), a single HCPL-3150 soldered into the center of the board and still air. The absolute maximum power dissipation derating specifications assume a θ_{CA} value of 83°C/W .

From the thermal mode in Figure 28a the LED and detector IC junction temperatures can be expressed as:

$$T_{JE} = P_E \cdot (\theta_{LC} || (\theta_{LD} + \theta_{DC}) + \theta_{CA}) + P_D \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right) + T_A$$

$$T_{JD} = P_E \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right) + P_D \cdot (\theta_{DC} || (\theta_{LD} + \theta_{LC}) + \theta_{CA}) + T_A$$

Inserting the values for θ_{LC} and θ_{DC} shown in Figure 28 gives:

$$\begin{aligned} T_{JE} &= P_E \cdot (230^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (49^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A \\ T_{JD} &= P_E \cdot (49^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (104^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A \end{aligned}$$

For example, given $P_E = 45 \text{ mW}$, $P_D = 250 \text{ mW}$, $T_A = 70^{\circ}\text{C}$ and $\theta_{CA} = 83^{\circ}\text{C/W}$:

$$\begin{aligned} T_{JE} &= P_E \cdot 313^{\circ}\text{C/W} + P_D \cdot 132^{\circ}\text{C/W} + T_A \\ &= 45 \text{ mW} \cdot 313^{\circ}\text{C/W} + 250 \text{ mW} \cdot 132^{\circ}\text{C/W} + 70^{\circ}\text{C} = 117^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{JD} &= P_E \cdot 132^{\circ}\text{C/W} + P_D \cdot 187^{\circ}\text{C/W} + T_A \\ &= 45 \text{ mW} \cdot 132^{\circ}\text{C/W} + 250 \text{ mW} \cdot 187^{\circ}\text{C/W} + 70^{\circ}\text{C} = 123^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

T_{JE} and T_{JD} should be limited to 125°C based on the board layout and part placement (θ_{CA}) specific to the application.

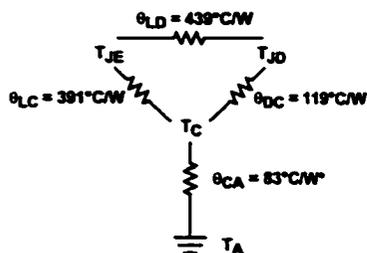


Figure 28a. Thermal Model.

T_{JE} = LED junction temperature
 T_{JD} = detector IC junction temperature
 T_C = case temperature measured at the center of the package bottom
 θ_{LC} = LED-to-case thermal resistance
 θ_{LD} = LED-to-detector thermal resistance
 θ_{DC} = detector-to-case thermal resistance
 θ_{CA} = case-to-ambient thermal resistance
 θ_{CA} will depend on the board design and the placement of the part.

Thermal Model Dual-Channel (SOIC-16) HCPL-315J Optoisolator

Definitions

$\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7, \theta_8, \theta_9, \theta_{10}$: Thermal impedances between nodes as shown in Figure 28b. Ambient Temperature: Measured approximately 1.25 cm above the optocoupler with no forced air.

Description

This thermal model assumes that a 16-pin dual-channel (SOIC-16) optocoupler is soldered into an 8.5 cm x 8.1 cm printed circuit board (PCB). These optocouplers are hybrid devices with four die: two LEDs and two detectors. The temperature at the LED and the detector of the optocoupler can be calculated by using the equations below.

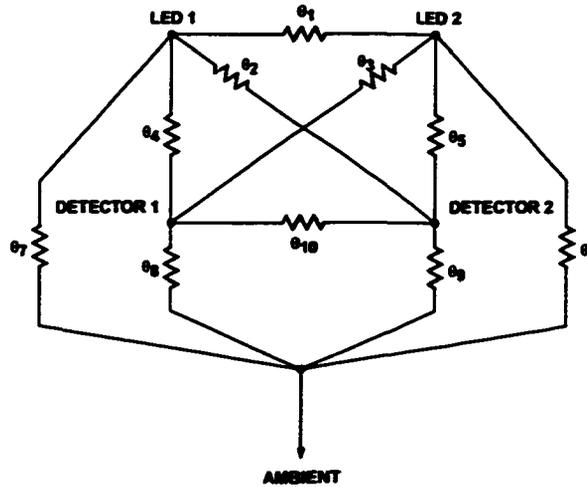


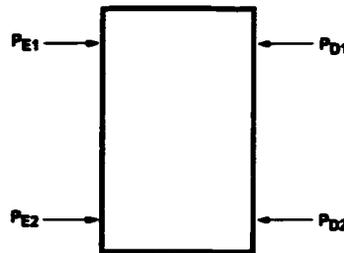
Figure 28b. Thermal Impedance Model for HCPL-315J.

$$\Delta T_{E1A} = A_{11}P_{E1} + A_{12}P_{E2} + A_{13}P_{D1} + A_{14}P_{D2}$$

$$\Delta T_{E2A} = A_{21}P_{E1} + A_{22}P_{E2} + A_{23}P_{D1} + A_{24}P_{D2}$$

$$\Delta T_{D1A} = A_{31}P_{E1} + A_{32}P_{E2} + A_{33}P_{D1} + A_{34}P_{D2}$$

$$\Delta T_{D2A} = A_{41}P_{E1} + A_{42}P_{E2} + A_{43}P_{D1} + A_{44}P_{D2}$$



where:

- ΔT_{E1A} = Temperature difference between ambient and LED 1
- ΔT_{E2A} = Temperature difference between ambient and LED 2
- ΔT_{D1A} = Temperature difference between ambient and detector 1
- ΔT_{D2A} = Temperature difference between ambient and detector 2
- P_{E1} = Power dissipation from LED 1;
- P_{E2} = Power dissipation from LED 2;
- P_{D1} = Power dissipation from detector 1;
- P_{D2} = Power dissipation from detector 2
- A_{xy} thermal coefficient (units in $^{\circ}\text{C}/\text{W}$) is a function of thermal impedances θ_1 through θ_{10} .

Thermal Coefficient Data (units in $^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

Part Number	A_{11}, A_{22}	A_{12}, A_{21}	A_{13}, A_{31}	A_{24}, A_{42}	A_{14}, A_{41}	A_{23}, A_{32}	A_{33}, A_{44}	A_{34}, A_{43}
HCPL-315J	198	64	62	64	83	90	137	69

Note: Maximum junction temperature for above part: 125 $^{\circ}\text{C}$.

LED Drive Circuit Considerations for Ultra High CMR Performance

Without a detector shield, the dominant cause of optocoupler CMR failure is capacitive coupling from the input side of the optocoupler, through the package, to the detector IC as shown in Figure 29. The HCPL-3150/315J improves CMR performance by using a detector IC with an optically transparent Faraday shield, which diverts the capacitively coupled current away from the sensitive IC circuitry. However, this shield does not eliminate the capacitive coupling between the LED and optocoupler pins 5-8 as shown in Figure 30. This capacitive coupling causes perturbations in the LED current during common mode transients and becomes the major source of CMR failures for a shielded optocoupler. The main design objective of a high CMR LED drive circuit becomes keeping the LED in the proper state (on or off) during common mode transients. For example, the recommended application circuit (Figure 25), can achieve 15 kV/ μ s CMR while minimizing component complexity.

Techniques to keep the LED in the proper state are discussed in the next two sections.

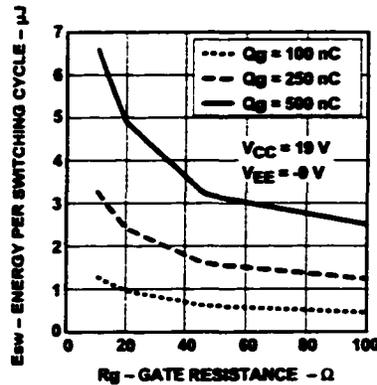


Figure 27. Energy Dissipated in the HCPL-3150 for Each IGBT Switching Cycle.

CMR with the LED On (CMR_{DP})

A high CMR LED drive circuit must keep the LED on during common mode transients. This is achieved by overdriving the LED current beyond the input threshold so that it is not pulled below the threshold during a transient. A minimum LED current of 10 mA provides adequate margin over the maximum I_{FLH} of 5 mA to achieve 15 kV/ μ s CMR.

CMR with the LED Off (CMR_{D})

A high CMR LED drive circuit must keep the LED off ($V_F \leq V_{F(OFF)}$) during common mode transients. For example, during a $-dV_{CM}/dt$ transient in Figure 31, the current flowing through C_{LEDP} also flows through the R_{SAT} and V_{SAT} of the logic gate. As long as the low state voltage developed across the

logic gate is less than $V_{F(OFF)}$, the LED will remain off and no common mode failure will occur.

The open collector drive circuit, shown in Figure 32, cannot keep the LED off during a $+dV_{CM}/dt$ transient, since all the current flowing through C_{LEDN} must be supplied by the LED, and it is not recommended for applications requiring ultra high CMR_L performance. Figure 33 is an alternative drive circuit which, like the recommended application circuit (Figure 25), does achieve ultra high CMR performance by shunting the LED in the off state.

Under Voltage Lockout Feature

The HCPL-3150/315J contains an under voltage lockout (UVLO) feature that is designed to protect the IGBT under fault conditions which cause the HCPL-3150/315J supply voltage (equivalent to the fully-charged IGBT gate voltage) to drop below a level necessary to keep the IGBT in a low resistance state. When the HCPL-3150/315J output is in the high state and the supply voltage drops below the HCPL-3150/315J V_{UVLO-} threshold ($9.5 < V_{UVLO-} < 12.0$), the optocoupler output will go into the low state with a typical delay, UVLO Turn Off Delay, of 0.6 μ s. When the HCPL-3150/315J output is in the low state and the supply voltage rises above the HCPL-3150/315J V_{UVLO+} threshold ($11.0 < V_{UVLO+} < 13.5$), the optocoupler will go into the

high state (assuming LED is "ON") with a typical delay, UVLO TURN On Delay, of 0.8 μ s.

IPM Dead Time and Propagation Delay Specifications

The HCPL-3150/315J includes a Propagation Delay Difference (PDD) specification intended to help designers minimize "dead time" in their power inverter designs. Dead time is the time period during which both the high and low side power transistors (Q1 and Q2 in Figure 25) are off. Any overlap in Q1 and Q2 conduction will result in large currents flowing through the power devices from the high- to the low-voltage motor rails.

To minimize dead time in a given design, the turn on of LED2 should be delayed (relative to the turn off of LED1) so that under worst-case conditions, transistor Q1 has just turned off when transistor Q2 turns on, as shown in Figure 34. The amount of delay necessary to achieve this conditions is equal to the maximum value of the propagation delay difference specification, PDD_{MAX} , which is specified to be 350 ns over the operating temperature range of -40°C to 100°C.

Delaying the LED signal by the maximum propagation delay difference ensures that the minimum dead time is zero, but it does not tell a designer what the

maximum dead time will be. The maximum dead time is equivalent to the difference between the maximum and minimum propagation delay difference specifications as shown in Figure 35. The maximum dead time for the HCPL-3150/315J is 700 ns (= 350 ns - (-350 ns)) over an operating temperature range of -40°C to 100°C.

Note that the propagation delays used to calculate PDD and dead time are taken at equal temperatures and test conditions since the optocouplers under consideration are typically mounted in close proximity to each other and are switching identical IGBTs.

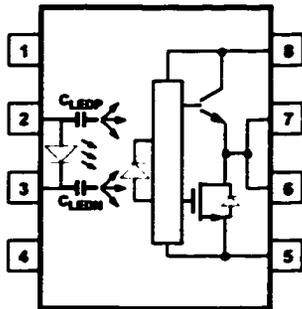


Figure 29. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Unshielded Optocouplers.

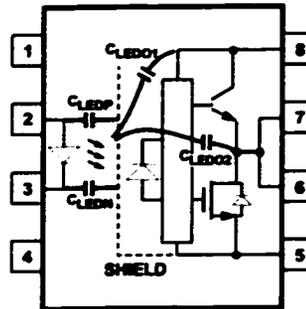


Figure 30. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Shielded Optocouplers.

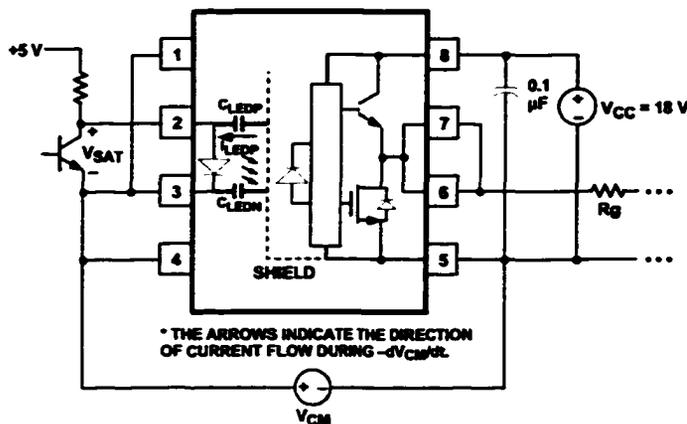


Figure 31. Equivalent Circuit for Figure 25 During Common Mode Transient.

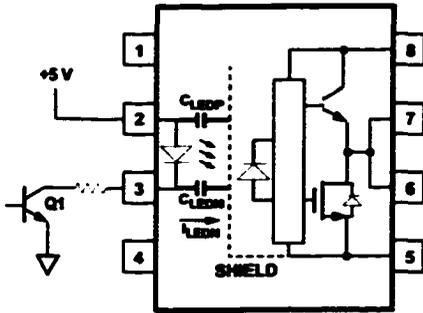


Figure 32. Not Recommended Open Collector Drive Circuit.

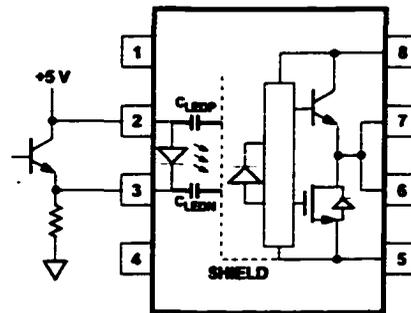
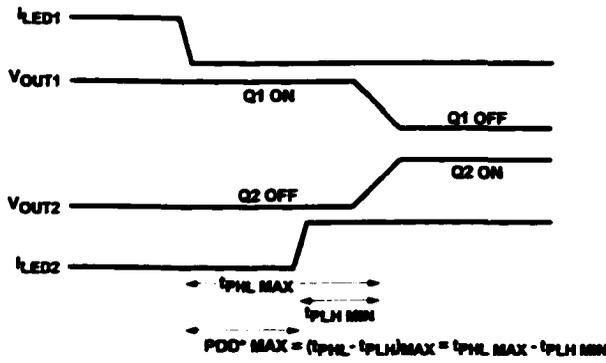
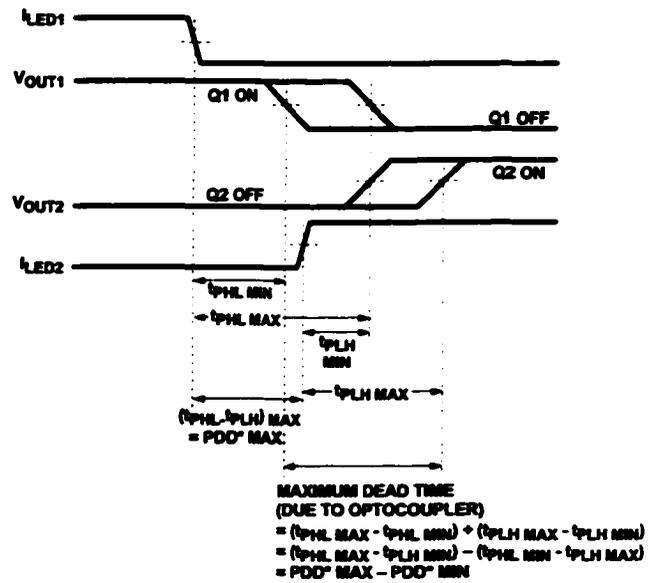


Figure 33. Recommended LED Drive Circuit for Ultra-High CMR.



*POD = PROPAGATION DELAY DIFFERENCE
NOTE: FOR POD CALCULATIONS THE PROPAGATION DELAYS ARE TAKEN AT THE SAME TEMPERATURE AND TEST CONDITIONS.

Figure 34. Minimum LED Skew for Zero Dead Time.



*POD = PROPAGATION DELAY DIFFERENCE
NOTE: FOR DEAD TIME AND POD CALCULATIONS ALL PROPAGATION DELAYS ARE TAKEN AT THE SAME TEMPERATURE AND TEST CONDITIONS.

Figure 35. Waveforms for Dead Time.

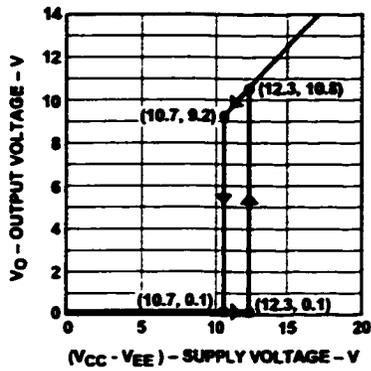


Figure 36. Under Voltage Lock Out.

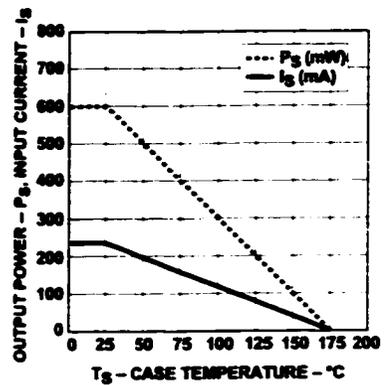


Figure 37a. HCPL-3150: Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 0884.

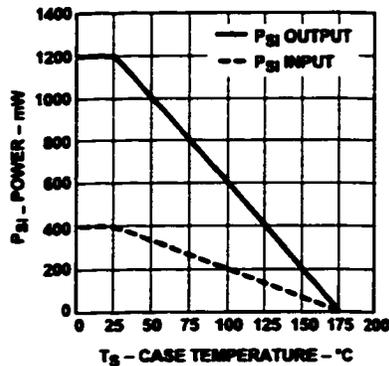


Figure 37b. HCPL-315J: Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 0884.

IR2110/IR2113 (S)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

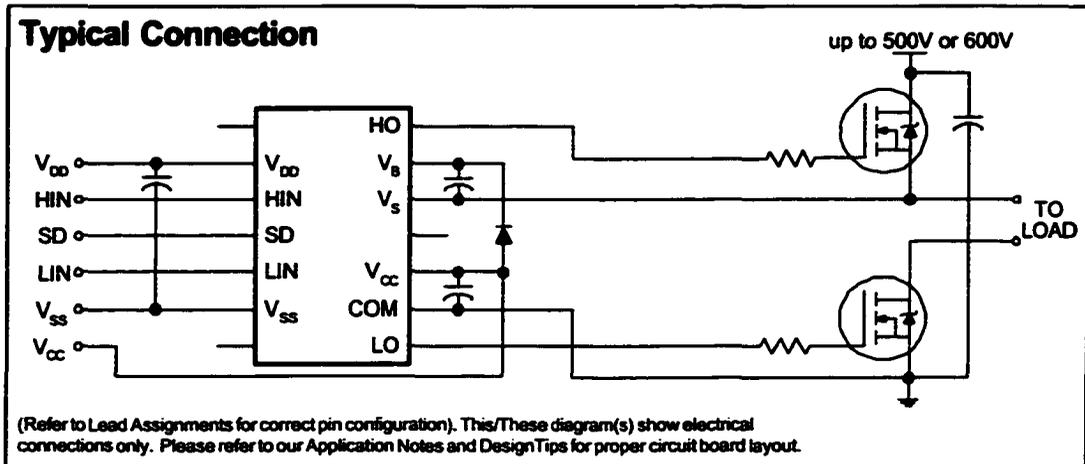
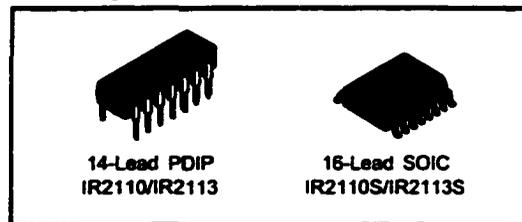
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Product Summary

V _{OFFSET} (IR2110) (IR2113)	500V max. 600V max.
I _{O+/-}	2A / 2A
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

Packages



IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_BS. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, CL = 1000 pF, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
ton	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	VS = 0V
toff	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		VS = 500V/600V
tstd	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		VS = 500V/600V
tr	Turn-on rise time	10	—	25	35		
tf	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	—	10		

Static Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The VIN, VTH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The VO and IO parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
VIH	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
VIL	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
VOH	High level output voltage, VBIAS - VO	14	—	—	1.2		IO = 0A
VOL	Low level output voltage, VO	15	—	—	0.1		IO = 0A
ILK	Offset supply leakage current	16	—	—	50	µA	VB=VS = 500V/600V
IQBS	Quiescent VBS supply current	17	—	125	230		VIN = 0V or VDD
IQCC	Quiescent VCC supply current	18	—	180	340		VIN = 0V or VDD
IQDD	Quiescent VDD supply current	19	—	15	30		VIN = 0V or VDD
IIN+	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		VIN = VDD
IIN-	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		VIN = 0V
VBSUV+	VBS supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
VBSUV-	VBS supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
VCCUV+	VCC supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
VCCUV-	VCC supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
IO+	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	VO = 0V, VIN = VDD PW ≤ 10 µs
IO-	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		VO = 15V, VIN = 0V PW ≤ 10 µs

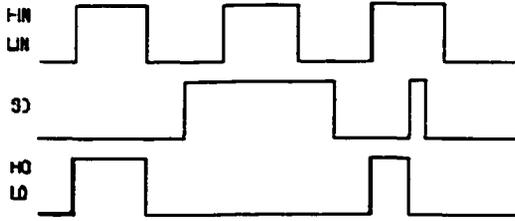


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

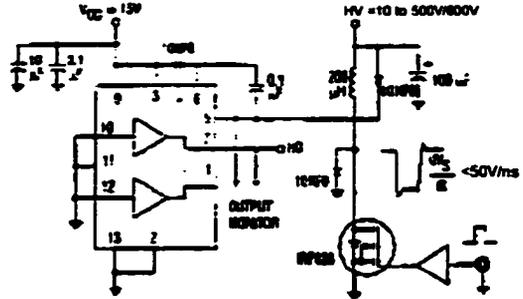


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

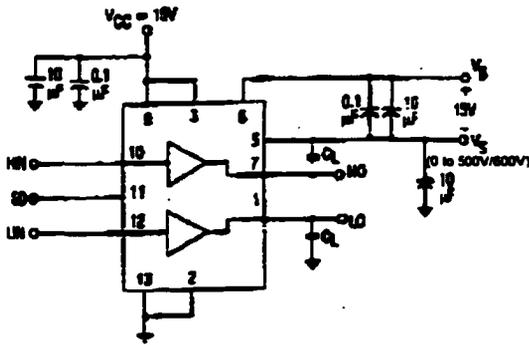


Figure 3. Switching Time Test Circuit

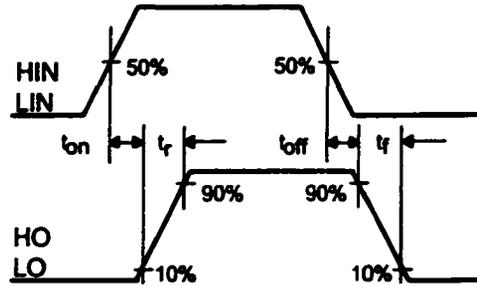


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

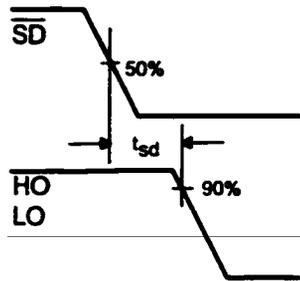


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

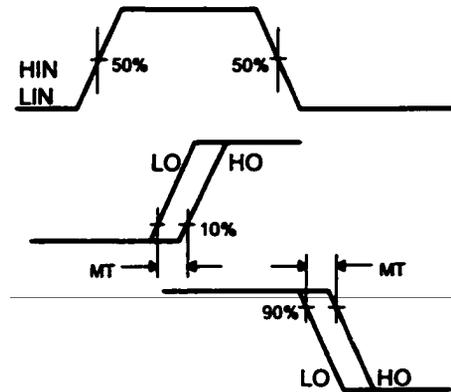


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

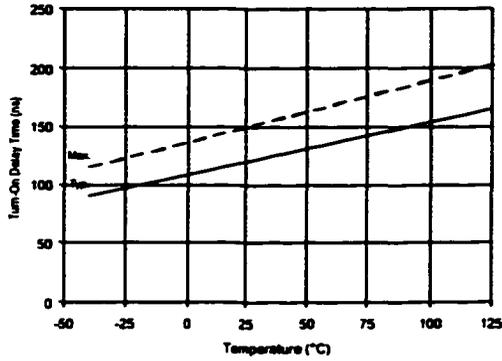


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

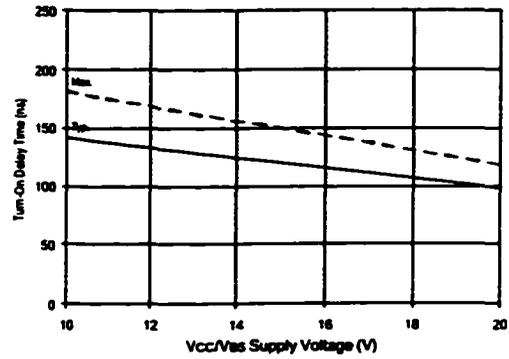


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Ves Supply Voltage

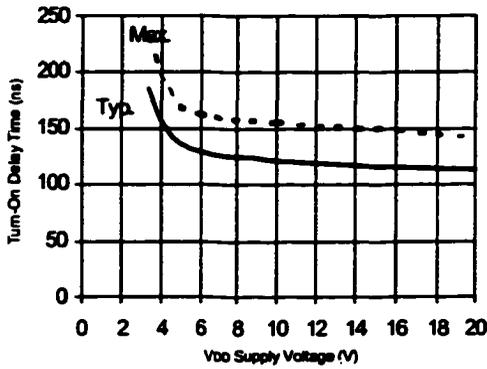


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

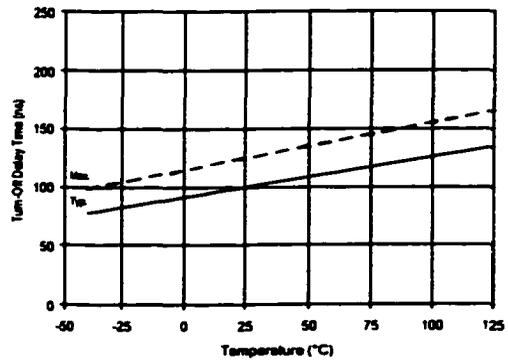


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

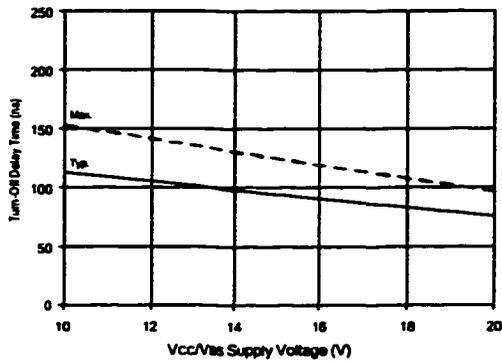


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Ves Supply Voltage

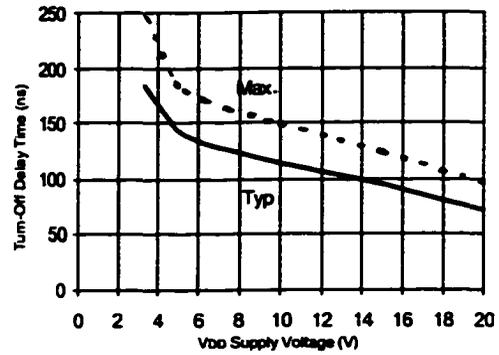


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

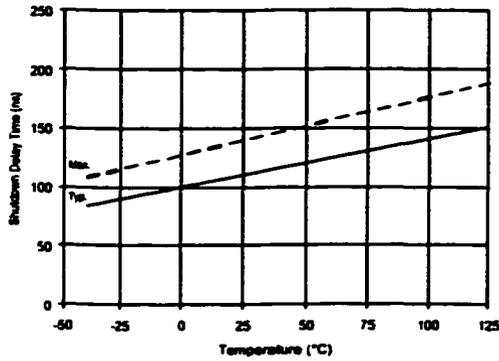


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

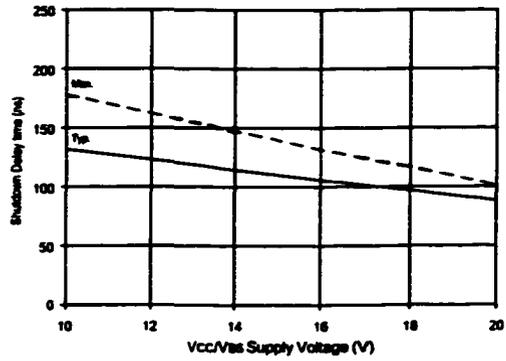


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vds Supply Voltage

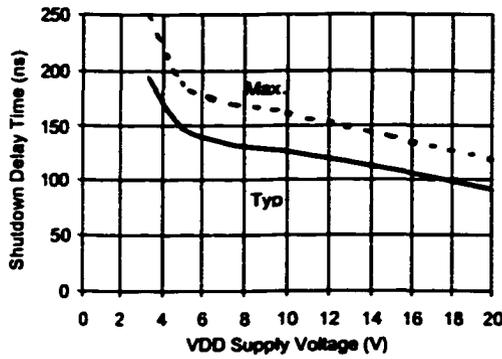


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

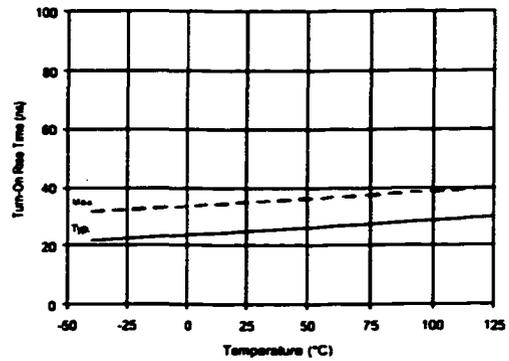


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

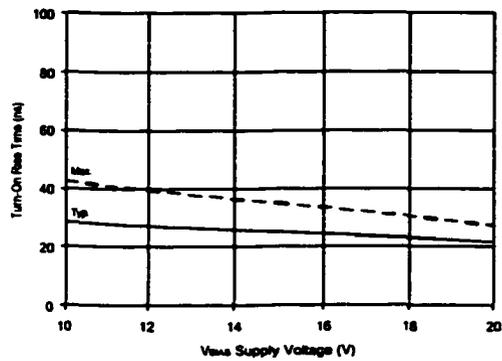


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

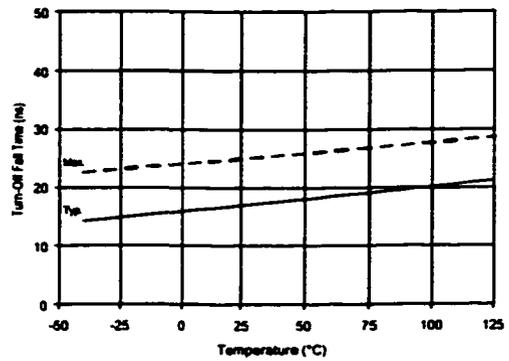


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

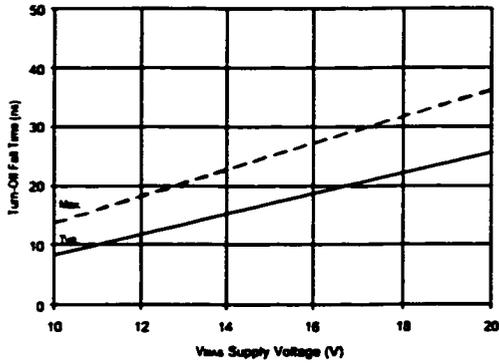


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

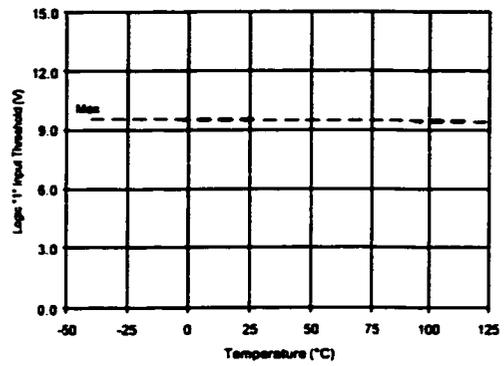


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

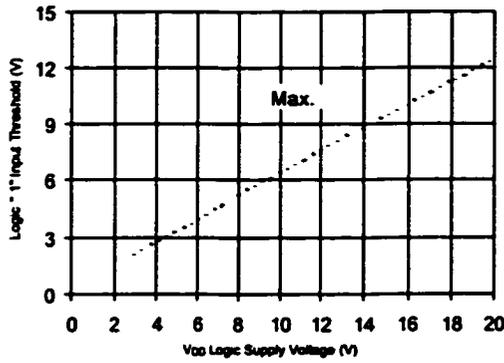


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

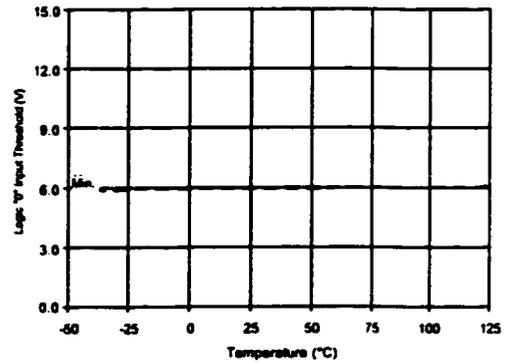


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

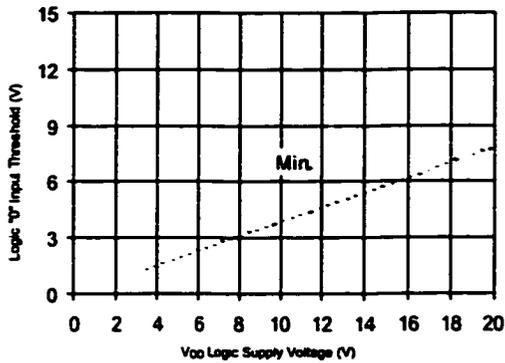


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

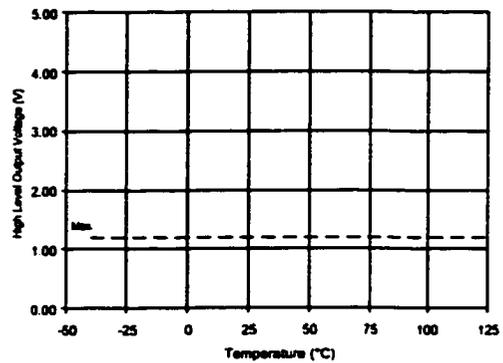


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

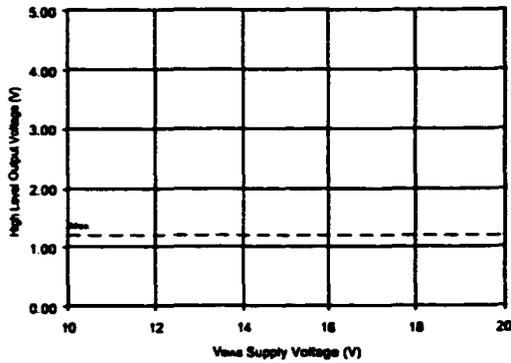


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

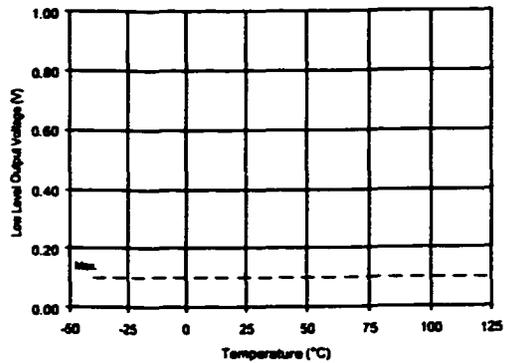


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

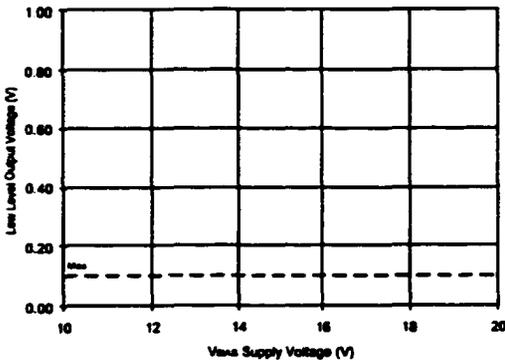


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

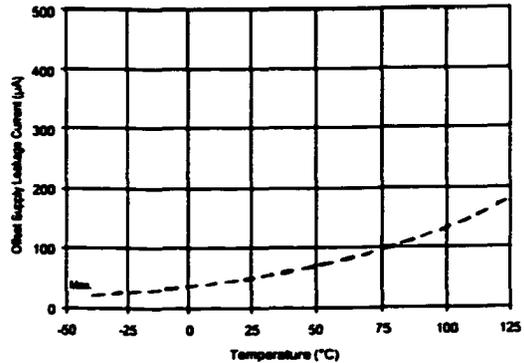


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

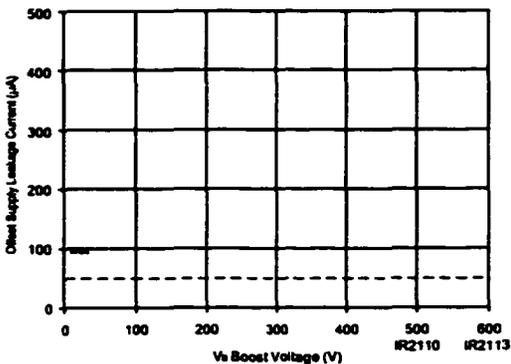


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

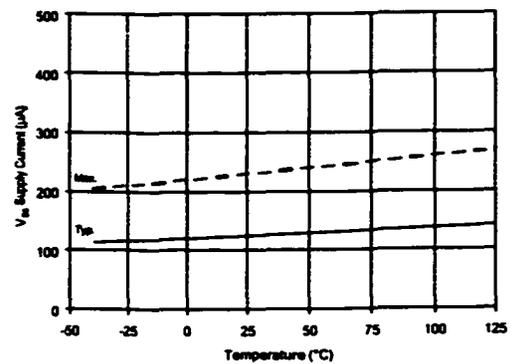


Figure 17A. Vds Supply Current vs. Temperature

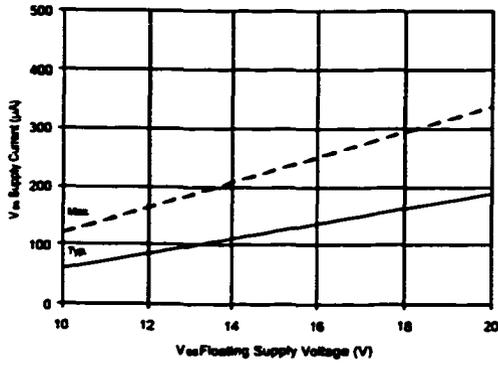


Figure 17B. V_{ss} Supply Current vs. Voltage

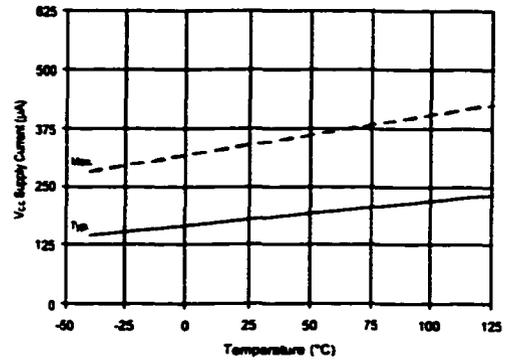


Figure 18A. V_{cc} Supply Current vs. Temperature

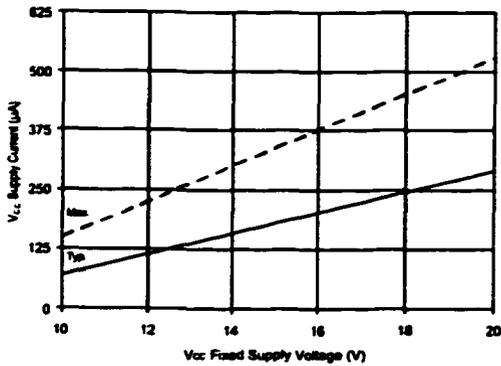


Figure 18B. V_{cc} Supply Current vs. Voltage

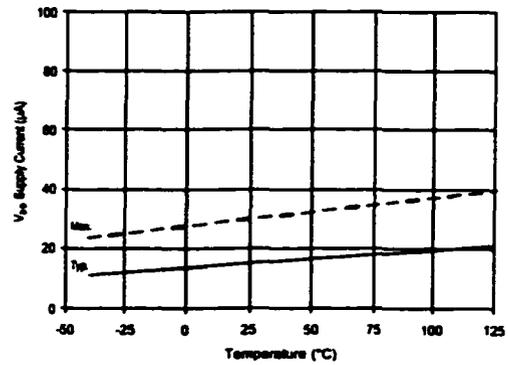


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

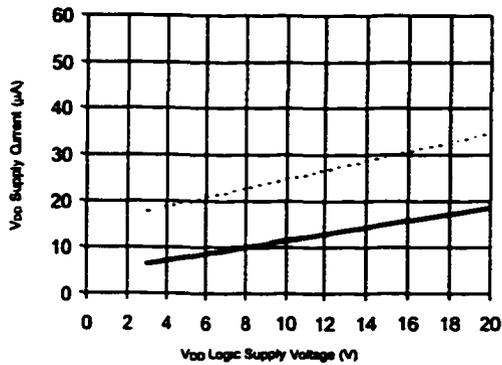


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

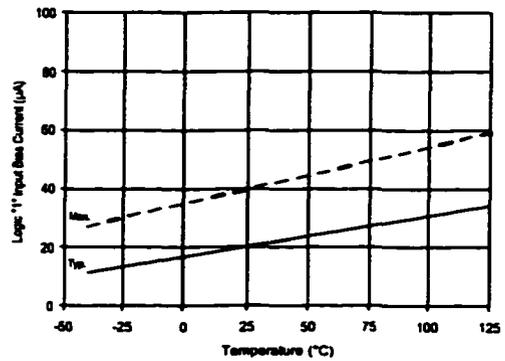


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

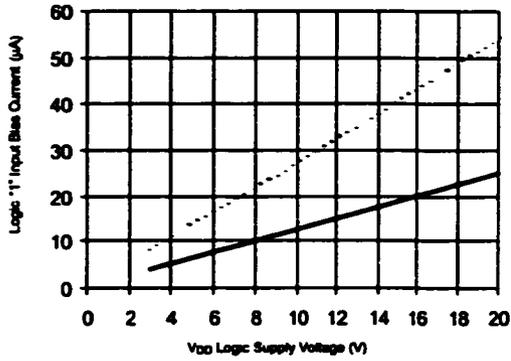


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

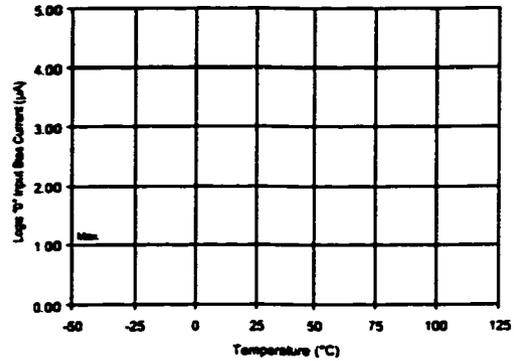


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

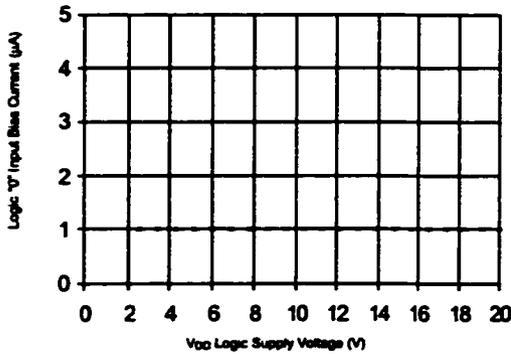


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

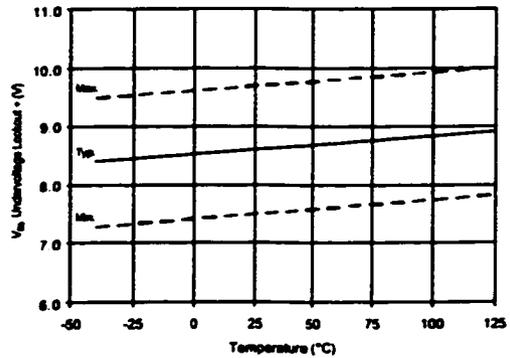


Figure 22. V_{AS} Undervoltage (+) vs. Temperature

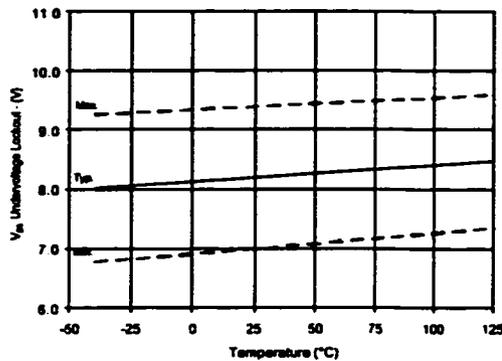


Figure 23. V_{AS} Undervoltage (-) vs. Temperature

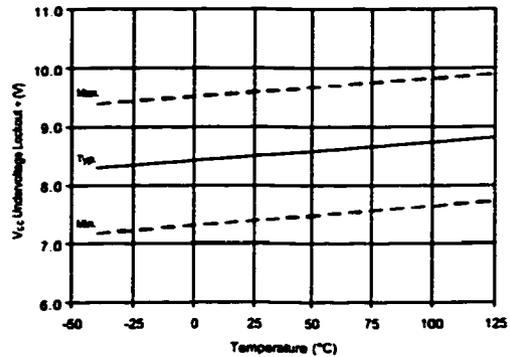


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

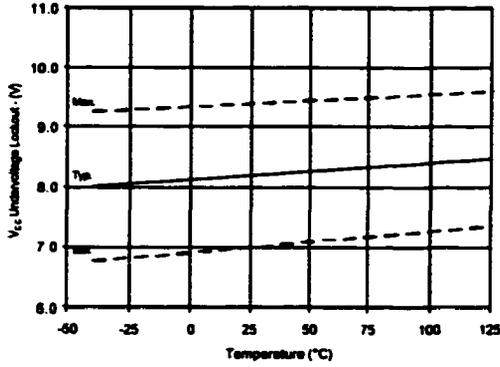


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

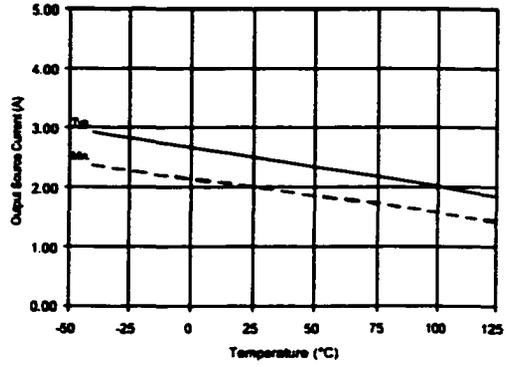


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

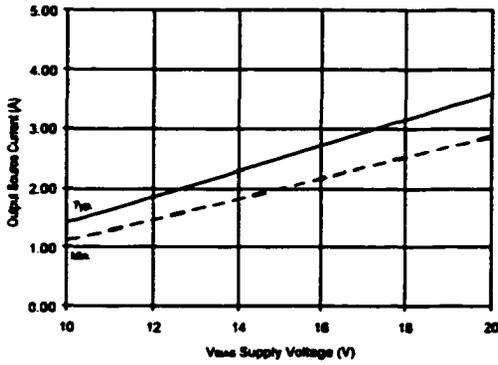


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

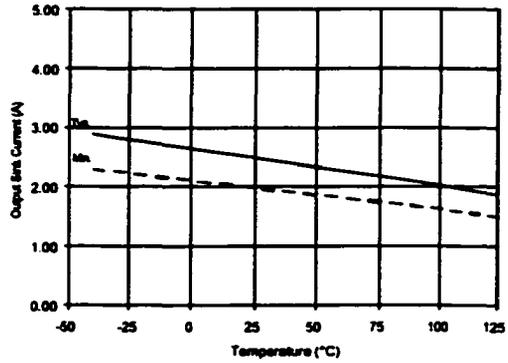


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

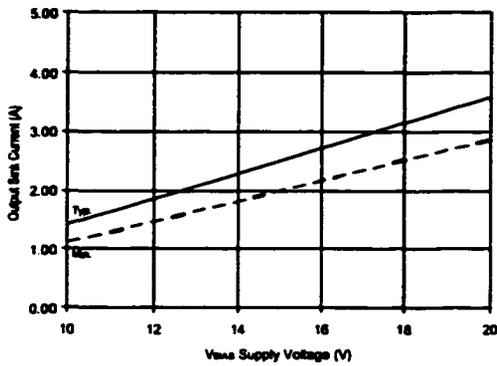


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

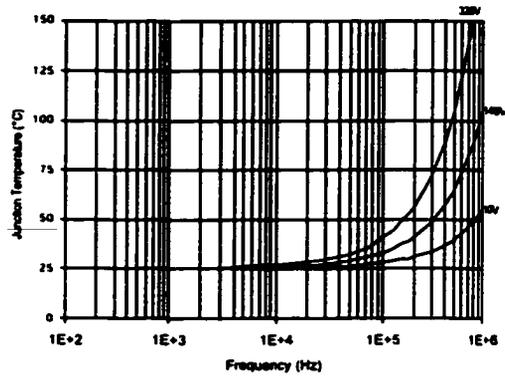


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

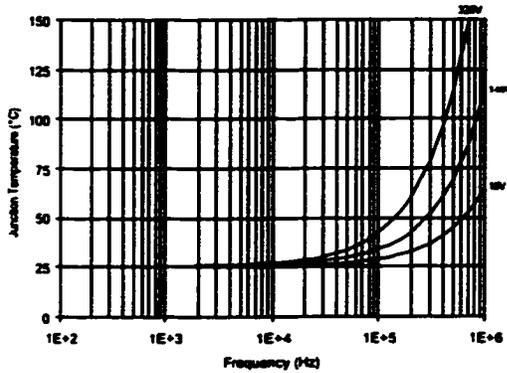


Figure 29. IR2110/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

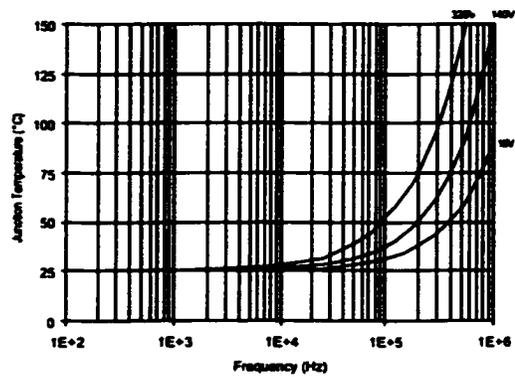


Figure 30. IR2110/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

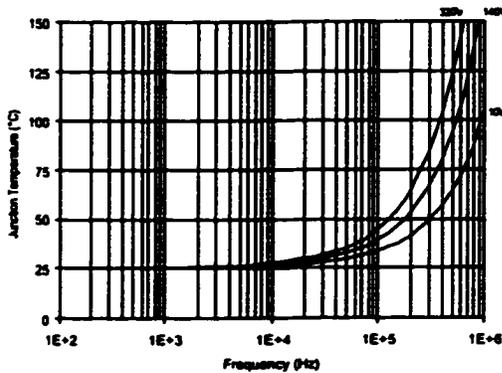


Figure 31. IR2110/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

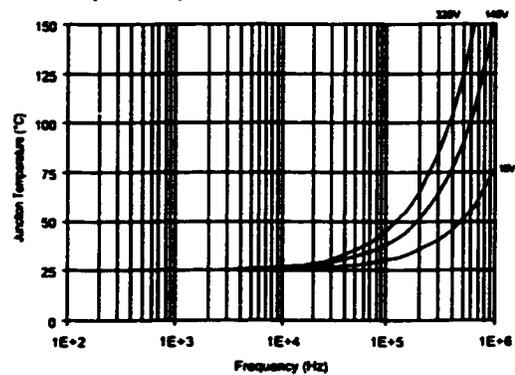


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

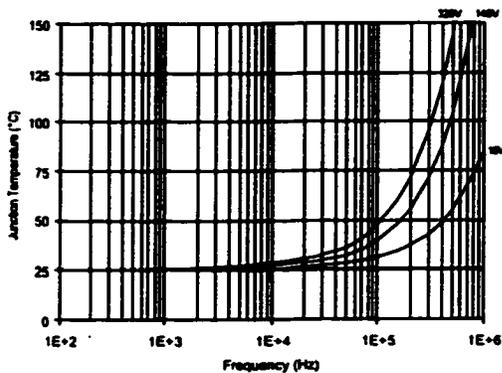


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

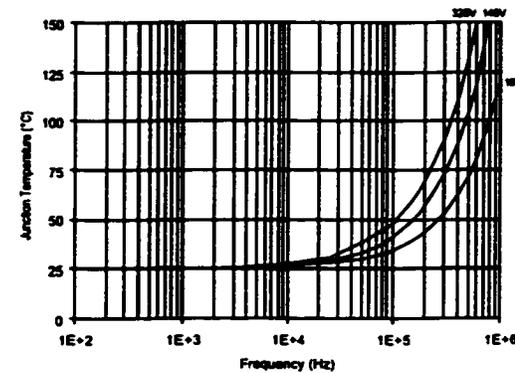


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

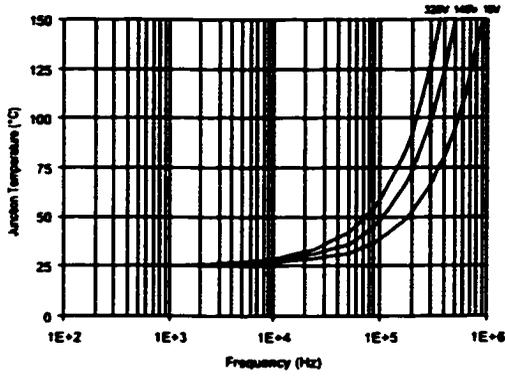


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

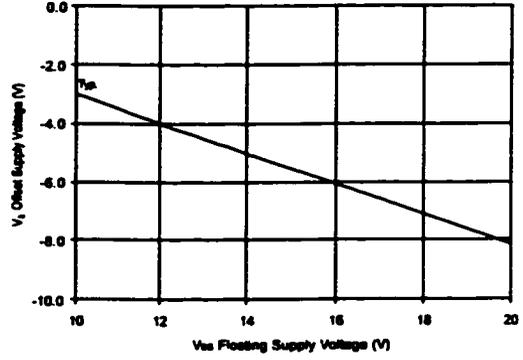


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{SS} Supply Voltage

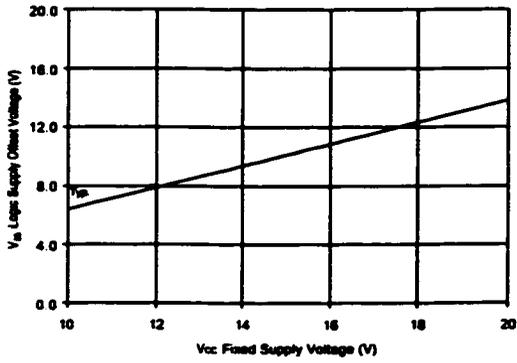
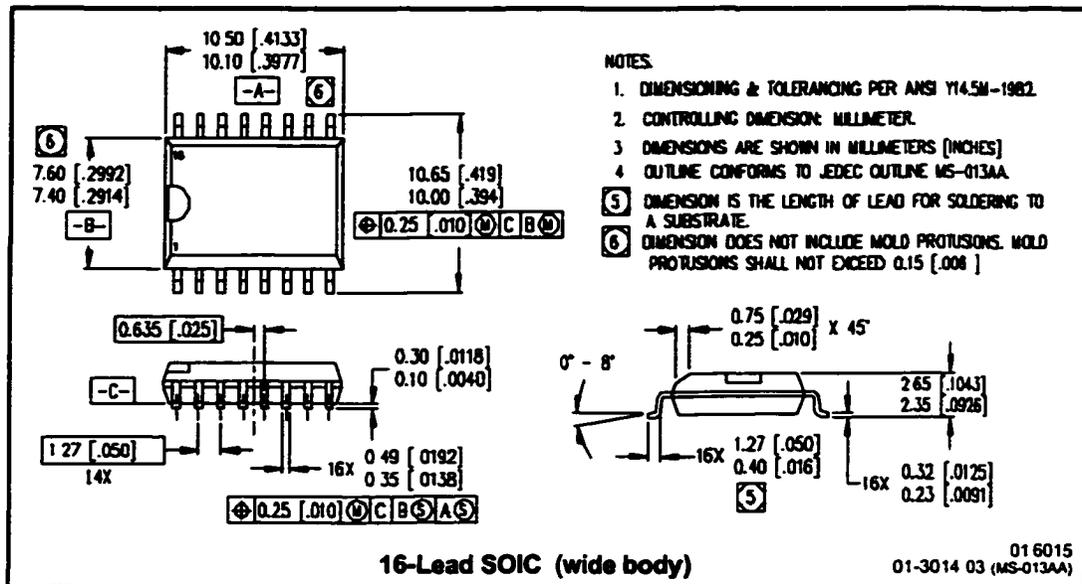
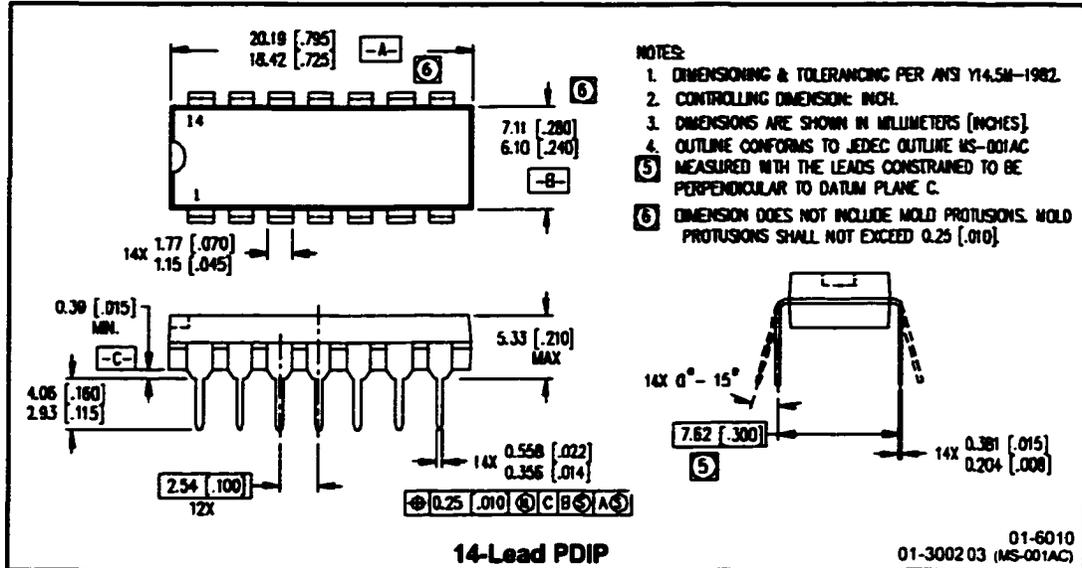


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

Case Outlines



WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 1/24/2002