

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
MOHAMAD WALID YAMAK**

ONDULEUR MLI À TRANSITION À TENSION NULLE

DECEMBRE 1995

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

À ma femme Fatima

à mes enfants :

Raafat et Salam

RÉSUMÉ

Ce travail de recherche consiste à concevoir un convertisseur statique de type courant continu-courant alternatif pour les applications telles que les entraînements des machines à courant alternatif. L'emphasis de la conception sera dirigée vers la limitation des contraintes sur les composants semi-conducteurs, la réduction des pertes par commutation et par conduction de même que sur la minimisation du poids et du volume. Après considération et analyse de quelques nouveaux montages, nous avons retenu une configuration qui répondait à nos exigences. Cette configuration est basée sur le principe de la transition à tension nulle et elle a été dénommée onduleur à transition à tension nulle et à modulation de largeur d'impulsion (TTN-MLI). C'est une topologie assez remarquable car elle combine les avantages de la technique MLI conventionnelle et ceux de la commutation douce. Tous les interrupteurs de puissance de cette topologie fonctionnent dans des conditions très favorables et elle se caractérise également par le fonctionnement à fréquence fixe ainsi qu'une grande plage d'opération en commutation douce. Pour commander l'onduleur TTN-MLI, on a conçu un modulateur entièrement numérique qui n'utilise ni modulante, ni porteuse, ni

comparateur. Il se caractérise par une grande souplesse de fonctionnement et un volume de mémoire relativement faible. Le but de ce travail est de faire une étude détaillée de cette topologie et voici les principaux points qui y seront traités: les applications, les séquences de fonctionnement, l'étude analytique, la simulation et l'expérimentation.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique industrielle et de commande de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR).

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à tous les professeurs, chercheurs, étudiants et amis qui ont contribué à la réalisation de ce travail. En particulier:

Mon directeur Ahmed Cheriti pour m'avoir accueilli au début de ma maîtrise et pour avoir accepté de diriger ce travail. Sa participation, sa constante disponibilité, ses conseils, ses qualités humaines et son encouragement ont été inestimables. Qu'il soit assuré de l'amitié qui nous lie dorénavant. L'atmosphère chaleureuse qu'il entretenait au sein de la section d'électrotechnique lui procurait l'estime de tous ses étudiants.

Je suis reconnaissant à ma femme pour sa compréhension, sa patience et son encouragement.

J'exprime ma gratitude à tous mes amis en particulier: Driss Abouhdel, Maher Kaffel.

Je tiens également à remercier tous les professeurs du département d'ingénierie de l'UQTR ainsi que le technicien, Monsieur Jacques Poisson.

TABLE DES MATIÈRES

	<u>PAGE</u>
RÉSUMÉ.....	III
REMERCIEMENTS.....	V
TABLE DES MATIÈRES.....	VI
LISTE DES SYMBOLES.....	X
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	XII
INTRODUCTION.....	1

CHAPITRE 1 ONDULEURS À LIEN RÉSONANT

1.1	Introduction.....	6
1.2	Onduleur série.....	7
1.3	Onduleur parallèle.....	12
1.4	Onduleur série-parallèle.....	13
1.5	Topologies récentes.....	14
1.5.1	Onduleur à lien résonant à circuit d'écrêtage actif.....	16
1.5.2	Onduleur MLI à commutation douce.....	17
1.5.3	Onduleur MLI à commutation douce et à transformateur de courant.....	18
1.6	Conclusion.....	20

CHAPITRE 2

ONDULEUR MLI À TRANSITION À TENSION NULLE

2.1	Introduction.....	21
2.2	Abaisseur classique.....	21
2.3	Abaisseur TTN-MLI.....	22
2.3.1	Fonctionnement de l'abaisseur TTN-MLI.....	23
2.4	Onduleur TTN-MLI.....	24
2.5	Séquences de fonctionnement.....	25
2.6	Obtention des expressions I_L , V_{cr} et calcul des durées desséquences de fonctionnement.....	33
2.7	Calcul des courants efficaces.....	36
2.7.1	Interrupteur auxiliaire SO1.....	36
2.7.2	Interrupteur principal S1.....	37
2.7.3	Inductance de résonance.....	38
2.7.4	Diode antiparallèle (DA1, DA2).....	40
2.8	Avantages.....	41
2.8.1	Commutation douce pour les interrupteurs commandés et non commandés.....	41
2.8.2	Contraintes minimales en tension et courant pour les interrupteurs.....	42
2.8.3	Plage de fonctionnement en commutation douce....	43
2.8.4	Opération à fréquence constante.....	44

2.9	Inconvénients.....	44
2.10	Conclusion.....	46

CHAPITRE 3 SIMULATION

3.1	Introduction.....	48
3.2	Simulation.....	48
3.2.1	Résultats de simulation.....	50
3.3	Conclusion.....	57

CHAPITRE 4 RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

4.1	Introduction.....	58
4.2	Application.....	58
4.2.1	Calcul de L_r et de C_r	58
4.3	Design de l'inductance de résonance.....	59
4.3.1	Calcul de A_{pp}	59
4.3.2	Calcul du nombre de spires (N).....	61
4.3.3	Calcul de la surface de bobinage effective (A_w).....	61
4.3.4	Calcul du nombre des spire en parallèle (X_p).....	61
4.4	Description du circuit de puissance-commande.....	61
4.4.1	Circuit de puissance.....	62
4.4.2	Circuit de commande.....	63

4.4.2.1 Description du modulateur à base d'EPROMS.....	63
4.4.2.2 Les circuits de commande IR2110.....	69
4.5 Résultats expérimentaux.....	70
4.6 Conclusion.....	76
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	77
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	79
ANNEXE I.....	83
ANNEXE II.....	91
ANNEXE III.....	95
ANNEXE IV.....	95
ANNEXE V.....	96
ANNEXE VI.....	97

LISTE DES SYMBOLES

\vec{x}	: Regroupe les n variables d'état du système
\vec{u}	: Vecteur de commande et représente les excitations
$[A]$: Matrice de transition (n*n)
$[B]$: Matrice de commande (n*m)
X'	: La dérivée du vecteur d'état
\vec{y}	: Vecteur de sortie
$[C]$: Matrice r*n
$[D]$: Matrice r*m
I_{Lo}	: Courant dans l'inductance de charge L_o
V_{Cr}	: Tension aux bornes du condensateur de résonance
Z	: Impédance de résonance
α	: Rapport cyclique
I_{effSO1}	: Courant efficace de l'interrupteur auxiliaire SO1
I_{effS1}	: Courant efficace de l'interrupteur principal S1
I_{effLr}	: Courant efficace dans l'inductance de résonance
A	: Valeur crête dans l'inductance de résonance
T	: Période de fonctionnement
I_{effDA1}	: Courant efficace dans la diode antiparallèle DA1
C	: Condensateur
$I1$: Courant du thyristor T1
$I2$: Courant du thyristor T2
δ	: Déphasage entre le fondamental du courant de charge et celui de la tension de charge
P_s	: Puissance fournie par la source
f_o	: Fréquence du circuit oscillant

R	: Résistance
L	: Inductance
a	: Amortissement
w	: Fréquence angulaire
I _{cc}	: Courant fournit par l'alimentation
P	: Puissance fournie par l'onduleur
I _{ml}	: Courant moyen dans les thyristors
f	: Fréquence de fonctionnement
Q	: Facteur de surtension
λ	: Inductance (transformateur, câbles de liaison)
L _f	: Inductance de filtre d'entrée
I _{cc}	: Courant tiré de l'alimentation
L _r	: Inductance de résonance
Cr	: Condensateur de résonance
f	: Fréquence de fonctionnement
V _s	: Tension d'entrée
L _o	: Inductance de charge
T _d	: Délai entre les signaux d'amorçage des interrupteurs SO1 et S1
I _{Lr}	: Courant dans l'inductance de résonance
T1	: Délai de la première séquence
T2	: Délai de la deuxième séquence
T3	: Délai de la troisième séquence
T4	: Délai de la quatrième séquence
T5	: Délai de la cinquième séquence
T6	: Délai de la sixième séquence
Dap	: Diode antiparallèle

I_o	: Courant dans la charge
A_{pp}	: Area product
I_{PK}	: Courant maximum
I_{dc}	: Courant moyen
ρ	: Densité volumique du cuivre
B_{max}	: Densité magnétique
K_u	: Facteur de bobinage
P_{cu}	: Perte de cuivre
W_a	: Surface de bobinage
MLT	: Longueur moyenne d'une spire
A_e	: Surface effective
N	: Nombre de spires
A_w	: Surface de bobinage effective
X_p	: Nombre de tours en parallèle
A_{WG}	: American wire gauge

LISTE DES ABRÉVIATIONS

MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
CTN	: Commutation à Tension Nulle.
CCN	: Commutation à Courant Nul.
QRC	: Convertisseur Quasi-Résonant.
MRC	: Commutation à Multi Résonance.
TTN-MLI	: Transition à Tension Nulle-Modulation de Largeur d'impulsion.
CC-CA	: Courant Continu-Courant Alternatif.
TBGI	: Transistor Bipolaire à Grille Isolé.

INTRODUCTION

Dans le développement de la conversion d'énergie statique, nourri par l'apparition puis l'amélioration des composants de puissance à semi-conducteurs, les onduleurs de tension tiennent une place importante. Utilisés pour générer des systèmes de tensions alternatives, ils sont devenus un maillon indispensable dans la constitution d'entraînements à vitesse variable à l'aide des machines à courant alternatif. Le montage de puissance ainsi que la commande par la technique de modulation de largeur d'impulsion d'un onduleur de tension sont maintenant bien connus et largement utilisés. Les recherches portent maintenant sur l'amélioration des conditions de commutation des interrupteurs. Ces onduleurs demeurent parmi les convertisseurs les plus délicats à mettre en oeuvre du fait de leur structure particulière. La nécessité, dans de nombreuses applications, d'utiliser des fréquences de commutation très supérieures à la fréquence fondamentale du signal alternatif généré, amplifie les problèmes de mise en oeuvre. En effet, lorsqu'on veut utiliser des fréquences de commande supérieures à quelques kHz, on se heurte rapidement aux problèmes de pertes par commutation, qui affectent le rendement de façon considérable.

Pour atteindre un fonctionnement à haute fréquence, la technologie classique (commutation dure) n'est plus adaptée; il est par conséquent nécessaire de minimiser les pertes par commutation des semi-conducteurs. Pour atteindre cet objectif il faut réaliser un environnement autour de l'interrupteur qui lui permettra d'avoir une commutation sans perte (fermeture à courant nul ou ouverture à tension nulle). L'utilisation de la technique de résonance permet aux interrupteurs de fonctionner dans un tel environnement.

Différentes topologies à commutation douce ont été proposées[4-7]. Cependant ces nouvelles topologies imposent des contraintes supplémentaires sur les interrupteurs et surtout des pertes substantielles par conduction.

Par exemple dans le convertisseur quasi-résonant (CQR) avec commutation à tension nulle (CTN) l'interrupteur commandé est soumis à des contraintes en courant relativement faibles [4],[5], mais il souffre de contraintes élevées en tension qui sont proportionnelles à la charge [5],[6]. Quant à la diode, vu qu'elle fonctionne à commutation à courant nul (CCN), sa capacité de jonction parasite intervient en causant des oscillations avec l'inductance de résonance. Il en résulte un bruit dans le circuit [7].

La technique de la commutation à tension nulle (CTN) des convertisseurs à multi-résonance (CMR) utilise la majorité des composantes

parasites (condensateur parasite, inductance de fuite) dans le circuit de puissance [6],[8],[9]. Tous les interrupteurs fonctionnent en CTN ce qui réduit substantiellement les pertes et le bruit par commutation; par contre les interrupteurs commandés et non-commandés sont sujets à des contraintes (courant et tension) beaucoup plus grandes que celles de topologies classiques qui fonctionnent en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ces contraintes supplémentaires augmentent les pertes par conduction et ceci nous amène à dire que les pertes par commutation sont éliminées au prix d'une augmentation des pertes par conduction.

Les topologies à forme d'onde quasi-carrée (OQC) fonctionnent en CTN que ce soit pour les interrupteurs commandés ou pour les interrupteurs non-commandés. Les contraintes en tension sont réduites, ce qui est très désirable pour la conversion à haute fréquence où les caractéristiques des MOSFETs utilisés dépendent fortement de la tension nominale. Par contre dans la topologie OQC les interrupteurs commandés souffrent de grandes contraintes en courant qui peuvent atteindre deux fois celles de la topologie MLI équivalent, les pertes par conduction sont par conséquent considérables [13], [14].

On a donc cherché une topologie qui nous permet de minimiser les pertes par conduction tout en profitant des avantages de deux techniques : commutation douce et MLI. La topologie adoptée est celle de la transition à tension nulle à modulation de largeur d'impulsion (TTN-MLI) qui utilise un circuit résonant en parallèle avec les interrupteurs pour minimiser les contraintes (courant-tension) [11]. Le but de ce travail est donc l'analyse en détails de cette nouvelle topologie.

Au chapitre 1, un bref rappel des onduleurs classiques série, parallèle et série-parallèle est présenté. Le convertisseur à lien résonant ainsi que d'autres topologies à commutation douce y sont également abordées. L'onduleur TTN-MLI est introduit au chapitre 2. Dans ce même chapitre les séquences de fonctionnement, le calcul des durées des séquences de fonctionnement et le calcul des courants efficaces des semi-conducteurs sont présentés.

Dans le troisième chapitre, des simulations, développés sur IBM-PC à l'aide du logiciel "MATLAB", afin de vérifier le comportement du convertisseur TTN-MLI sont fournies, ainsi qu'une explication détaillée des avantages de la topologie proposée.

Enfin, le circuit de puissance, le principe du circuit de commande ainsi que les résultats expérimentaux feront l'objet du quatrième chapitre.

Le convertisseur TTN-MLI se veut une amélioration du convertisseur à commutation douce en cas général. Cette amélioration se prononce clairement quand on minimise les pertes par conduction, ceci peut être atteint en ajoutant une inductance auxiliaire de résonance et une diode.

Les performances de l'onduleur TTN-MLI sont très bonnes tant sur le plan de la réduction des contraintes sur les interrupteurs de puissance que sur le plan de l'amélioration du rendement. L'optimisation dans le cas de cette configuration n'est pas aussi importante car celle-ci utilise des semiconducteurs supplémentaires qui permettent un plus grand contrôle de l'énergie du circuit oscillant.

CHAPITRE 1

ONDULEURS À RÉSONANCE

1.1 INTRODUCTION

Le but de ce chapitre est de faire un survol sur quelques topologies d'onduleurs proposées dans la littérature. Nous commençons d'abord par les onduleurs à résonance classiques soit: l'onduleur série, l'onduleur parallèle et l'onduleur serie-parallèle. Une étude approfondie de ces trois topologies introduites il y a plusieurs décennies révèle que leur fonctionnement est basé sur le nouveau concept appelé 'commutation douce'. En effet, le convertisseur à résonance série fonctionne selon le principe de la commutation à courant nul alors que son dual, le convertisseur à résonance parallèle, fonctionne selon le principe de la commutation à tension nulle. Le principal domaine d'application de ces convertisseurs est l'alimentation des fours à induction où la fréquence de résonance va de quelques centaines de Hz à quelques dizaines de kHz.

Nous verrons par la suite quelques topologies introduites récemment afin de remédier aux problèmes de pertes par commutation dans les onduleurs de tension. Le principal domaine d'application de ces onduleurs est l'alimentation des machines à courant alternatif. Les topologies exposées: l'onduleur à lien résonant à circuit d'écrêtage actif, l'onduleur MLI à

commutation douce et l'onduleur MLI à commutation douce et à transformateur de courant se sont succédés et chaque topologie a ses points forts et ses points faibles. L'objectif de chaque topologie est toujours le même: réduire les pertes par commutation sans augmenter les pertes par conduction, la complexité de la commande ou le facteur de surdimensionnement des interrupteurs de puissance. Ces topologies seront exposées dans l'ordre dans lequel elles ont été introduites.

1.2 ONDULEUR SÉRIE

L'onduleur série est constitué par une inductance, une résistance et une capacité en série (fig.1.1). Aux bornes de ce circuit oscillant, on applique une tension continue dans un sens puis dans l'autre.

La commande débloque en premier lieu l'interrupteur T1. La tension continue E est appliquée au circuit oscillant série dans le sens $+E, O$. Un courant s'établit et charge le condensateur C . Lorsqu'il est chargé, le courant s'annule, le thyristor se désamorce. Un transformateur de courant disposé dans le circuit d'utilisation permet de contrôler le passage à zéro du courant; à ce moment, la commande de gâchette débloque l'autre thyristor et la tension continue $-E$ est appliquée au circuit RLC [12].

Comme le montre la figure 1.2, la tension aux bornes du circuit de charge est donc une tension alternative en créneaux de valeur “ $+E$, $-E$ ”.

La fréquence d'oscillation est celle de la résonance du circuit d'utilisation. L'onduleur ne fournit donc que la puissance active et s'accorde continuellement à la fréquence du circuit résonant. Si les caractéristiques de l'un des éléments constitutants (résistance, capacité, inductance) varie en cours du fonctionnement, le générateur s'accorde à la fréquence de résonance [12].

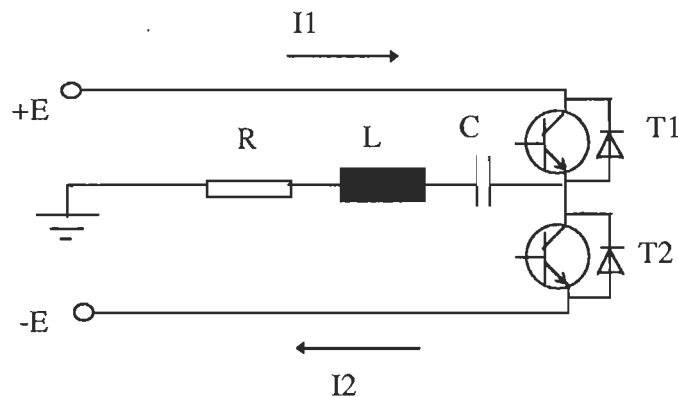


Figure 1.1 Schéma de principe d'un onduleur série à moyennes fréquences

En pratique le courant et la tension ne peuvent être en phase tel que montré à la figure 1.2. Les semi-conducteurs prennent un certain temps à se désamorcer après l'annulation du courant direct. Ce temps de désamorçage est le temps nécessaire aux porteurs pour reprendre leur place.

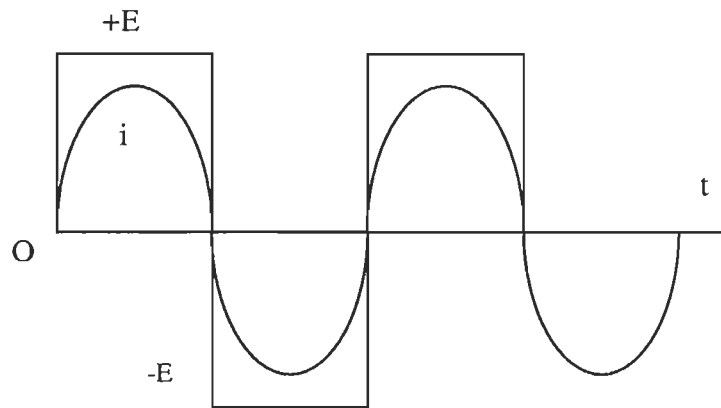


Figure 1.2 Tension et courant débités par l'onduleur série (idéal)

La fréquence de fonctionnement va définir le type d'interrupteurs à utiliser. Ceux-ci seront unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Les formes d'ondes de i et E sont représentées figure 1.3. Il faut donc retarder (ou avancer) la tension ($f < f_0$ ou $f > f_0$) sur le courant d'un certain angle δ , comme le montre la figure 1.3. Pour $f < f_0$, il est nécessaire que l'interrupteur soit un thyristor qui se bloque spontanément par l'annulation naturelle du courant.

Pour $f > f_0$, l'interrupteur doit être un thyristor-dual, celui-ci s'amorcent spontanément lorsque le courant redevient positif. Le thyristor dual est naturellement bidirectionnel en courant.

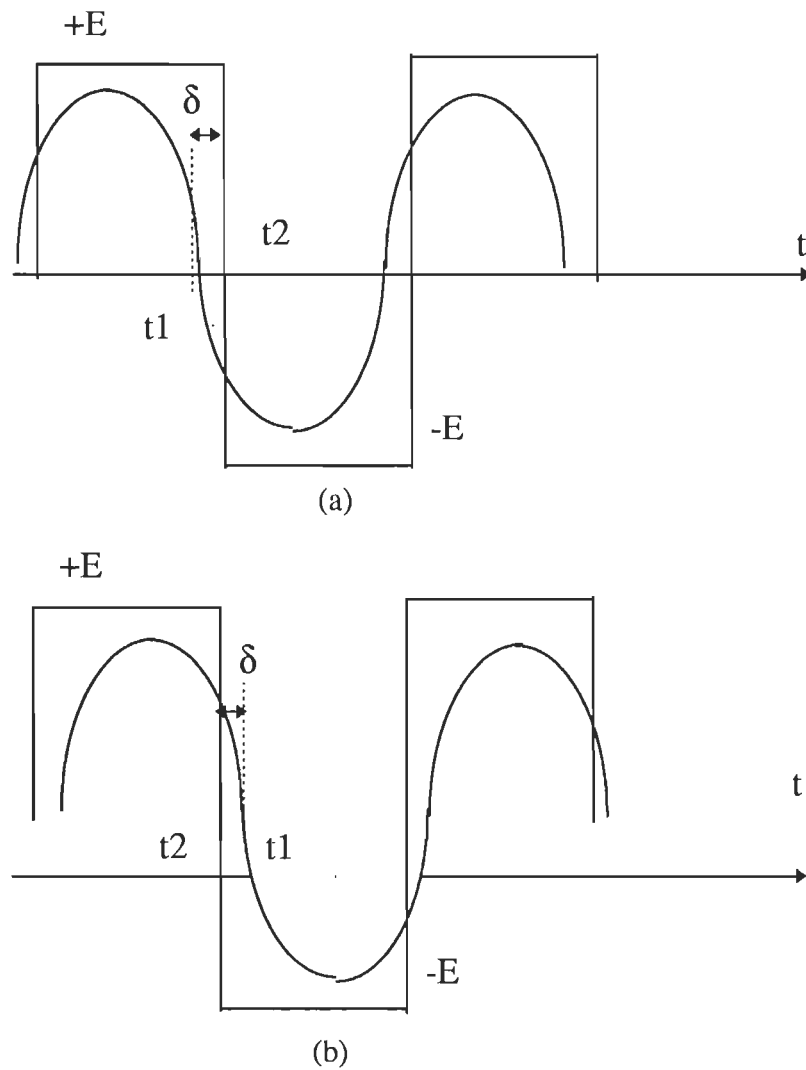


Figure 1.3 Courant et tension du circuit oscillant, avec un retard δ

a) $f < f_0$

b) $f > f_0$

Il faut noter que les interrupteurs dans les deux cas ont des caractéristiques équivalentes en statique (tension directe, courant inverse et direct), mais celles-ci sont parcourues en sens inverse (voir figure 1.4)

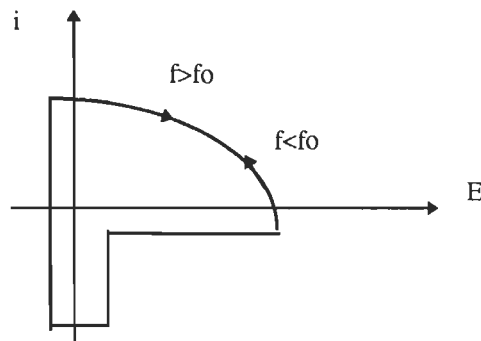


Figure 1.4 Tension et courant débités par l'onduleur série ($f < f_0$, $f > f_0$)

On dispose, en antiparallèle, sur les interrupteurs des diodes de retour. Le schéma ainsi complété est représenté sur la figure 1.5. Après l'annulation du courant dans l'interrupteur K3 au temps t_1 , le courant passe dans la diode D3 jusqu'à l'instant t_2 où l'on débloque l'autre interrupteur. Pendant ce temps le circuit de charge restitue de l'énergie à la source.

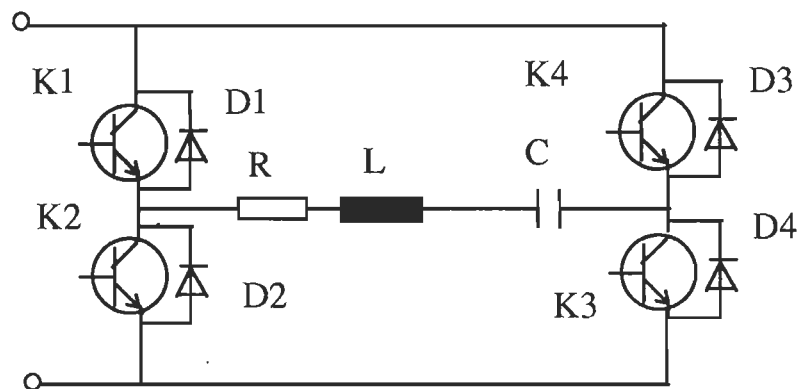


Figure 1.5 Schéma de principe de l'onduleur série

1.3 ONDULEUR PARALLÈLE

Le montage considéré est celui de la figure 1.6. La dualité existante entre les propriétés d'un circuit oscillant parallèle et un circuit oscillant série se répercute sur les deux types d'onduleurs considérés à savoir l'onduleur série et l'onduleur parallèle.

La différence essentielle entre les deux circuits est la suivante:

L'onduleur série bloque les harmoniques de courant, l'échange d'énergie réactive entre la source et l'onduleur se fait en courant par la capacité de filtrage; l'onduleur parallèle bloque les harmoniques de tension, l'échange d'énergie réactive entre la source et l'onduleur se fait donc en tension par l'inductance de lissage.

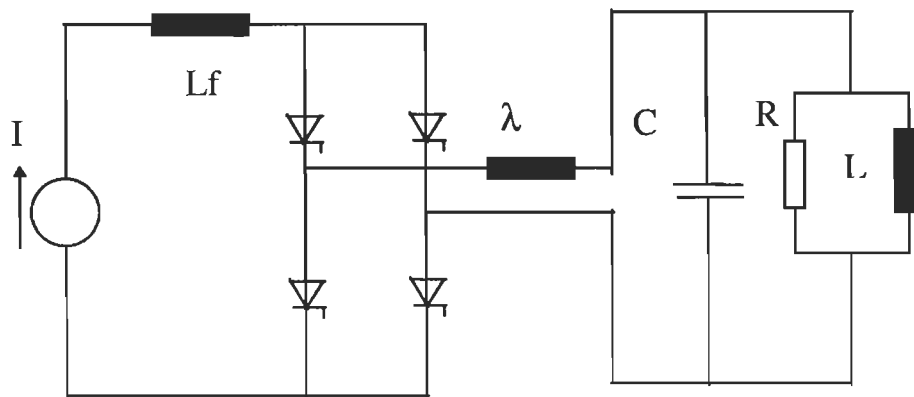


Figure 1.6 Schéma de principe de l'onduleur parallèle

En cas de court-circuit de l'inductance, l'onduleur série cesse d'osciller et s'arrête, tandis que l'onduleur parallèle est fatalement en court-circuit . En cas de rupture l'onduleur série s'arrête aussi, tandis que l'onduleur parallèle, suivant la branche interrompue, part en court-circuit ou fonctionne intempestivement à une fréquence trop élevée.

1.4 ONDULEUR SÉRIE-PARALLÈLE

Le schéma de la figure 1.7 montre un dispositif série-parallèle qui permet d'élever la tension aux bornes de la bobine. Ainsi les valeurs des capacités en série et en parallèle sont égales. La tension aux bornes de la bobine est double de celle de l'onduleur parallèle, d'où un courant dans le circuit oscillant égale à la moitié de celui d'un onduleur parallèle de même puissance.

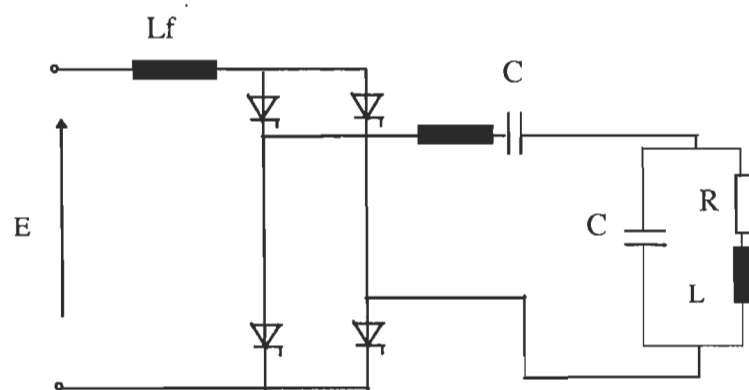


Figure 1.7 Onduleur série-prallèle

Contrairement au circuit résonant série, dans le circuit résonant série-parallèle, le signe du déphasage entre la tension et le courant dans l'inductance I_L dépend des valeurs relatives de f et de f_0 et de la résistance de charge. un calcul analytique élémentaire montre que le courant délivré par l'onduleur est toujours en retard sur la tension lorsque f/f_0 est plus grand que 1. En revanche, quand f/f_0 est plus petit que 1, il existe une valeur particulière de la résistance qui vaut :

$$R_n = \sqrt{L/C} * 1 / \sqrt{1 - (f / f_0)^2} \quad (1.1)$$

en deçà de laquelle le courant de l'onduleur est en retard sur la tension et au delà de laquelle ce courant est en avance. Pour cette valeur particulière R_n de la résistance de charge, le courant I_0 a une amplitude constante I_n définie par

$$I_n = E \sqrt{C / L} \quad (1.2)$$

et indépendante de fonctionnement.

1.5 TOPOLOGIES RÉCENTES

Les topologies récentes que nous allons voir découlent toutes de l'onduleur triphasé MLI (figure 1.8).

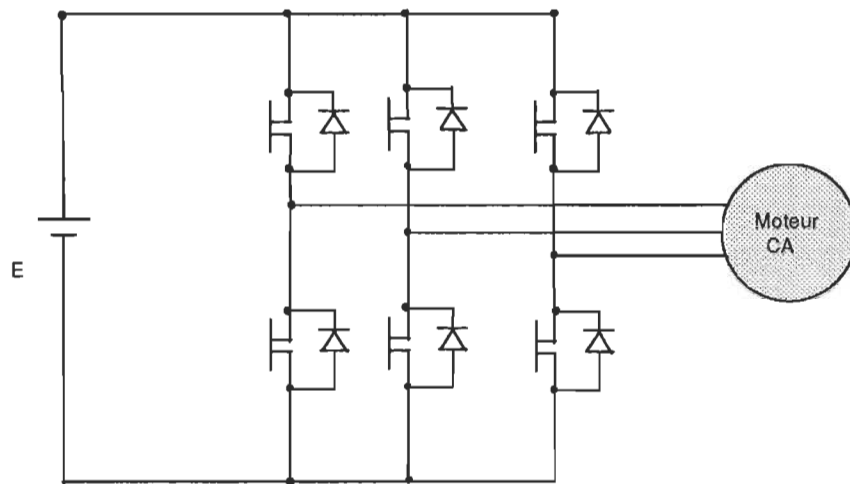


Figure 1.8 Onduleur MLI triphasé

La plupart des onduleurs conventionnels présentent beaucoup d'inconvénients tels que:

- * Pertes par commutation élevées;
- * Limite de fréquence;
- * Vieillessement prématuré des interrupteurs;
- * Variation rapide de tension et du courant dans le temps (di/dt , dv/dt);

Pour supprimer les pertes par commutation, l'approche utilisée par les topologies récentes consiste à éliminer une des commutations en utilisant des interrupteurs à une commutation commandée.

L'utilisation de la commutation douce est devenue très populaire, spécialement pour les applications à haute fréquence. De nombreuses

topologies ont été proposées afin de remédier aux inconvénients de l'onduleur classique. Dans les paragraphes suivants, on présentera trois circuits faisant appel au principe de la commutation douce.

1.5.1 Onduleur à lien résonant à circuit d'écrêtage actif

L'onduleur à lien résonant est un des premiers montage utilisant le principe de la commutation douce. Son principe consiste à ajouter un circuit LC à l'entrée du convertisseur pour rendre la tension continue oscillatoire. Les interrupteurs de l'onduleur à résonance assurent ainsi une double fonction:

- contrôle de l'oscillation de la tension continue,
- contrôle du transfert de puissance à la charge,

et ne sont commutés qu'aux passages par zéro de la tension ou du courant (onduleur à CTN ou onduleur à CCN). Par conséquent, l'objectif du lien résonant est d'éliminer les pertes par commutations pour permettre le fonctionnement à haute fréquence. La figure 1.8 nous montre un circuit appelé "Onduleur à lien résonant à circuit d'écrêtage actif" [16].

La diminution des pertes d'énergie est basée sur l'optimisation des composantes et le choix de la commande optimale de la fermeture et de l'ouverture des interrupteurs de puissance.

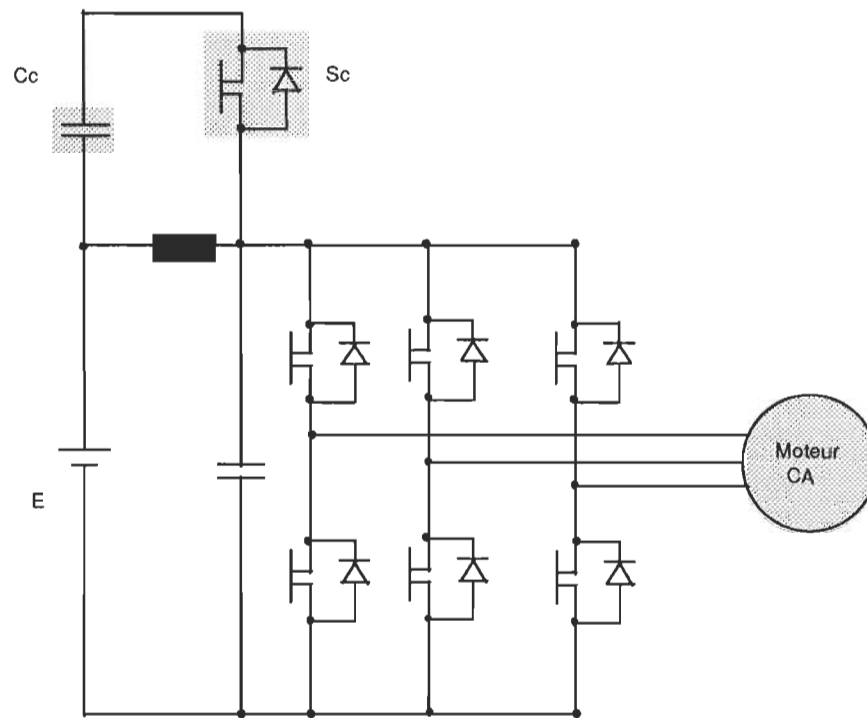


Figure 1.9 Onduleur triphasé à lien résonant à circuit d'écrêtage actif

1.5.2 Onduleur MLI à commutation douce

Un autre circuit proposé récemment qui combine les avantages de la MLI et de la commutation douce est présenté à la figure 1.10 [1]. La minimisation des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance, la commutation à tension nulle et la simplicité de commande (MLI) sont les principales caractéristiques de ce circuit.

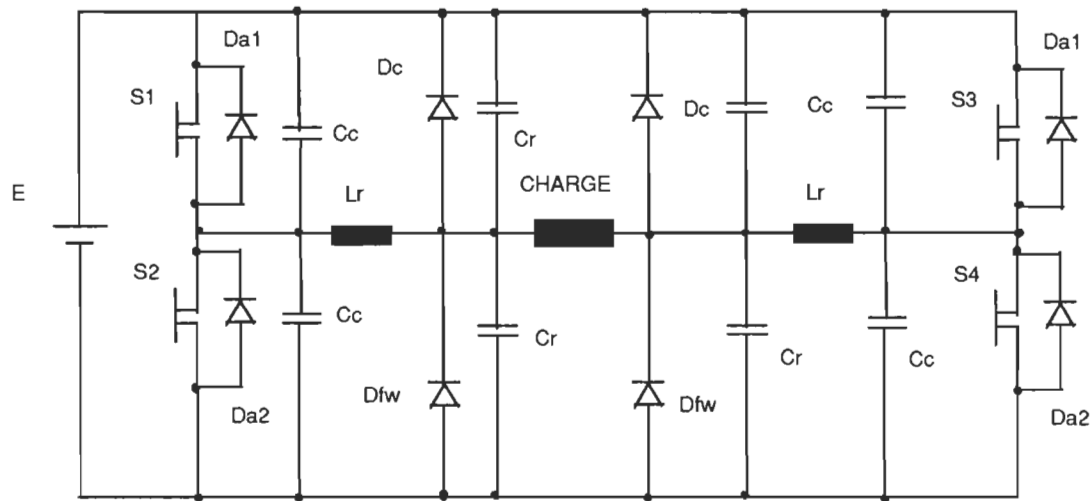


Figure 1.10 Onduleur monophasé MLI à commutation douce

1.5.3 Onduleur à commutation douce MLI à transformateur de courant

Le circuit d'un onduleur monophasé à commutation douce-MLI à transformateur de courant [15] est montré dans la figure 1.11. Il se caractérise par la présence d'un transformateur et d'un condensateur de résonance, qui servent à la détection de la valeur et de la polarité du courant de charge, afin de réaliser la commutation douce.

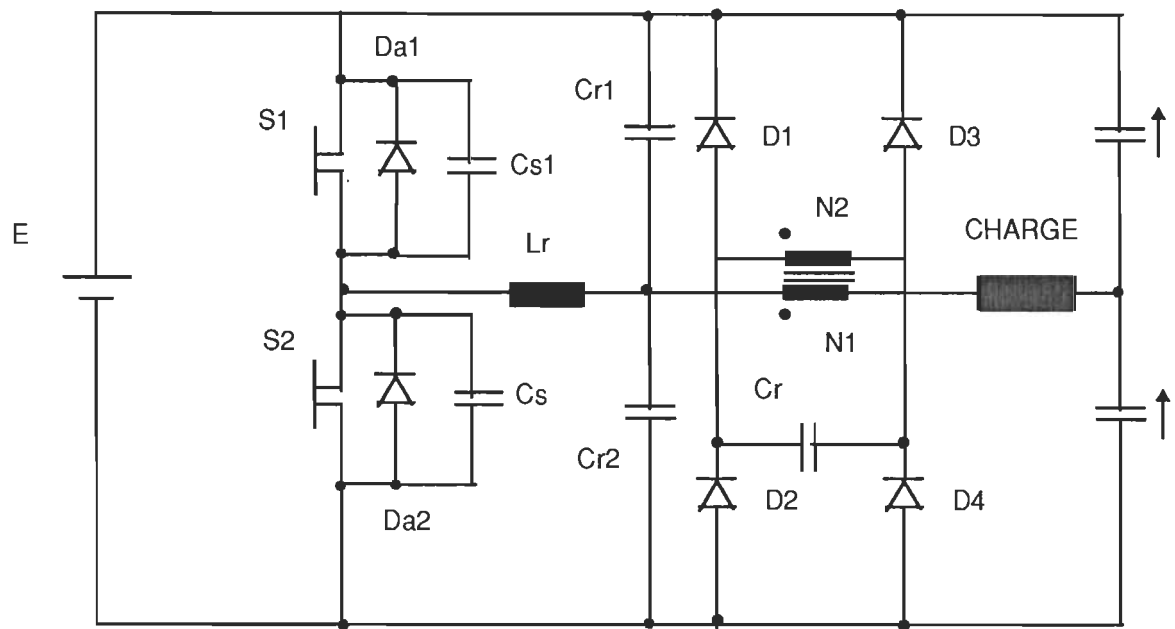


Figure 1.11 OnduleurMLI à commutation douce et à transformateur de courant

Le courant circulant dans l'inductance de résonance du montage MLI à commutation douce a une amplitude double de celle du courant de charge. Par conséquent les pertes par conduction sont plus élevées que dans les topologies classiques. L'objectif principal de ce montage est donc de réduire le courant circulant dans l'inductance de résonance. Ceci a pu être accompli grâce à l'inductance de résonance, au transformateur de courant et au condensateur lié en parallèle avec le secondaire du transformateur.

1.6 CONCLUSION

Les principaux handicaps de la plupart des topologies récentes même s'ils résolvent le problème de pertes par commutation et parfois sans augmenter les pertes par conduction (causé par le courant circulant dans l'inductance de résonance) sont:

- la complexité de la configuration, qui rend la réalisation de la commande difficile.
- l'impossibilité de trouver une solution pour limiter les contraintes en tension et en courant.
- la commutation forcée de la diode qui peut causer des pertes majeures lors du fonctionnement à hautes fréquences.

Donc, il s'agit ici de trouver une topologie qui peut résoudre tous ces problèmes, tout en gardant la facilité de la commande. Au deuxième chapitre, une telle topologie sera analysée de façon détaillée.

CHAPITRE 2

ONDULEUR TTN-MLI

2.1 INTRODUCTION

La plupart des topologies à commutation douce, proposées récemment, causent des contraintes supplémentaires sur les interrupteurs de puissance ce qui cause à des pertes substantielles par conduction.

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie dénommée onduleur à transition nulle et à modulation de largeur d'impulsion (TTN-MLI) est présentée. Cette topologie sera étudiée en profondeur et les détails sur les séquences de fonctionnement, le calcul des courants efficaces des composants et de la durée des séquences de fonctionnement seront données.

2.2 ABAISSEUR CLASSIQUE

Ce montage (figure 2.1) est constitué principalement d'un interrupteur de puissance, d'une diode, d'une inductance et d'un condensateur de filtrage. Le circuit RC aux bornes de l'interrupteur et de la diode joue le rôle d'amortisseur de surtension lors du blocage.

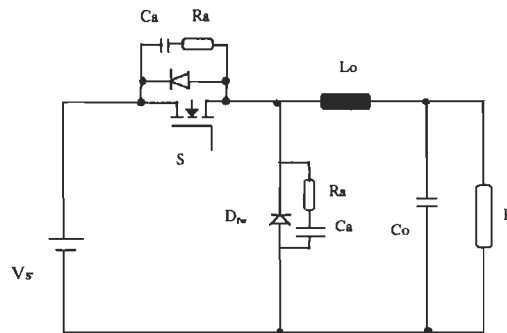


Figure 2.1 Circuit d'un abaisseur classique

2.3 ABAISSEUR TTN-MLI

La figure 2.2 présente le circuit d'un abaisseur TTN-MLI [3] qui découle du montage abaisseur classique. La différence entre ce circuit et le montage précédent est l'existence d'un circuit résonant, qui consiste en une inductance de résonance L_r , un interrupteur auxiliaire S_1 et une diode D_1 . Le condensateur de résonance C_r incorpore la capacité parasite de l'interrupteur de puissance. Notons que les circuits amortisseurs ne sont plus nécessaires dans cette topologie.

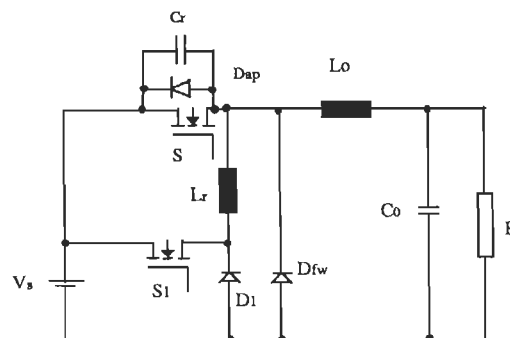


Figure 2.2 Convertisseur abaisseur TTN-MLI

2.3.1 Fonctionnement de l'abaisseur TTN-MLI

L'interrupteur S commute à CTN c.à.d. qu'il ne rentre en commutation que si la tension à ses bornes est nulle.

Au début de fonctionnement, les interrupteurs S et S1 sont bloqués; la diode à roue libre D_{fw} conduit; le condensateur de résonance Cr est chargé à Vs.

On amorce S1. Le courant I_L augmente linéairement jusqu'à I_o où D_{fw} se bloque. En effet son courant s'annule graduellement (la pente est imposée par L_r) et tout de suite après l'annulation du courant, la tension négative appliquée à ses bornes ne varie pas brusquement (elle est limitée par Cr). Les pentes di/dt et dv/dt sont limitées par le circuit oscillant .

Il faut noter que l'amorçage de S1 est protégé par L_r qui réduit la variation du courant qui le traverse. Grâce à des temps de commutation très courts, les pertes au blocage dans un transistor MOS sont bien plus faibles que les pertes dans les transistors bipolaires. Par contre la rapidité de commutation peut provoquer, à cause des inductances du câblage, des surtensions. Dans notre cas le transistor S1 est protégé au blocage par la source de tension qui joue le rôle d'un condensateur de grande valeur. Le courant I_L continue à augmenter dû au phénomène de la résonance (L_r , Cr). Le condensateur Cr se décharge

complètement et à cet instant la diode antiparallèle de S s'amorce. La diode antiparallèle est conductrice. Pour réaliser la CTN, le signal d'amorçage de S doit être appliqué quand sa diode antiparallèle conduit par conséquent les pertes résultant de la commutation de S sont très minimales. On bloque l'interrupteur S1, la source de tension fournit de l'énergie à la charge tant et aussi longtemps que S1 est fermé. On bloque S et Cr se charge linéairement par I_o jusqu'à V_s .

2.4 ONDULEUR TTN-MLI

La figure 2.3 présente le circuit d'un onduleur TTN-MLI qui découle du montage abaisseur TTN-MLI [3].

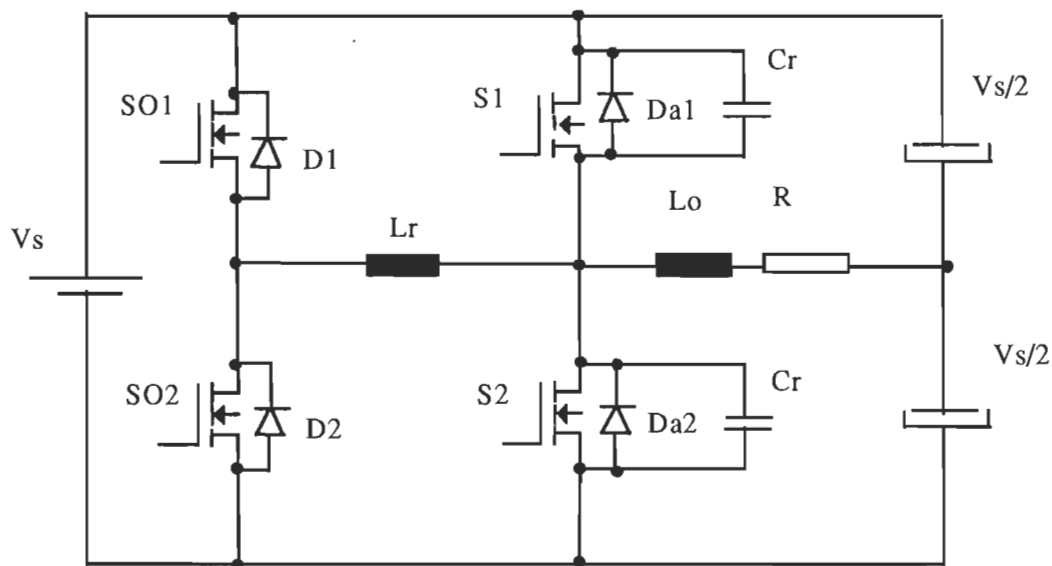


Figure 2.3 Onduleur Monophasé TTN-MLI

2.5 SÉQUENCES DE FONCTIONNEMENT ET ÉQUATIONS D'ÉTAT

L'onduleur TTN-MLI a douze séquences de fonctionnement, six séquences constituent l'alternance positive et six pour l'alternance négative. Ce paragraphe traite celles de l'alternance positive. Pour être en mesure de vérifier le comportement du convertisseur (simulation), il faut obtenir les équations d'état de chaque séquence de fonctionnement. Dans notre cas les variables d'état sont le courant dans l'inductance de résonance, la tension aux bornes du condensateur de résonance et le courant dans la charge. Les formes d'ondes typiques de ce convertisseur apparaissent à la figure 2.4.

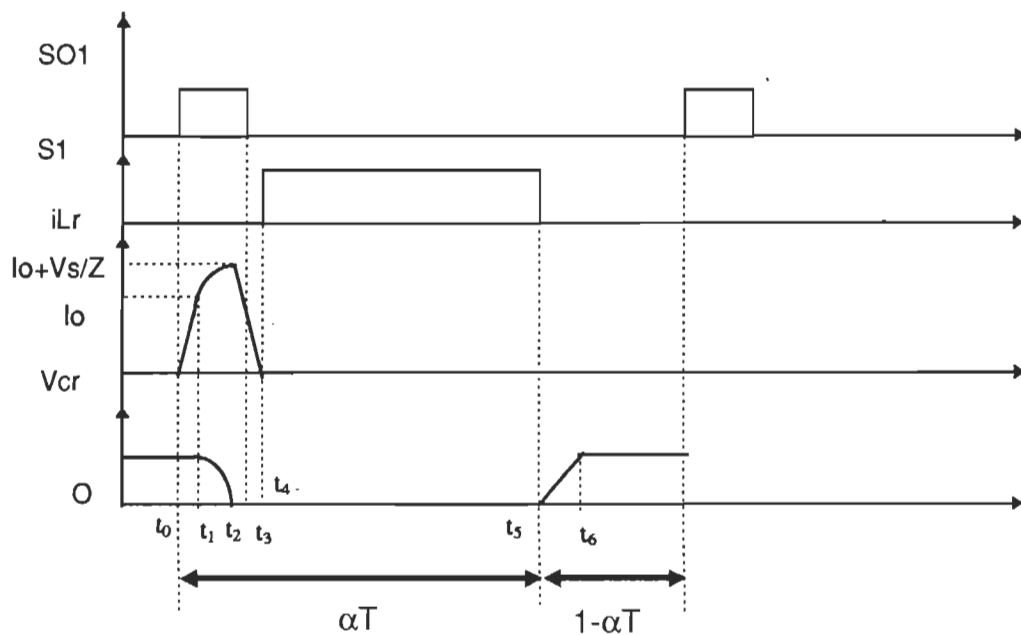


Figure 2.4 Formes d'ondes typiques de I_{SO1} , I_{S1} , i_{Lr} , V_{cr}

Rappel bref sur les équations d'état

L'équation d'état du système s'écrit sous la forme :

$$\vec{x}' = [A]\vec{x} + [B]\vec{u} \quad (2.1)$$

où:

\vec{x} -regroupe les n variables d'état du système

\vec{u} -Vecteur de commande et représente les excitations;

$[A]$ - Matrice de transition (n*n),

$[B]$ - Matrice de commande (n*m);

x' - La dérivée du vecteur d'état;

La réponse de système est donnée par :

$$\vec{y} = [C]\vec{x} + [D]\vec{u}, \quad (2.2)$$

où :

\vec{y} - vecteur de sortie;

$[C]$ - Matrice r*n;

$[D]$ - Matrice r*m;

Les hypothèses qui ont été posé sont les suivantes:

- les interrupteurs sont idéaux: la chute de tension à leurs bornes est nulle et leur temps de commutation est nulle.
- la charge est fortement inductive: le courant dans la charge varie très peu durant une période de commutation.

1) Première séquence T0-T1 (Fig. 2.4):

Initialement les interrupteurs SO1 et S1 sont bloqués; la diode DA2 conduit; le condensateur de résonance est chargé à V_s .

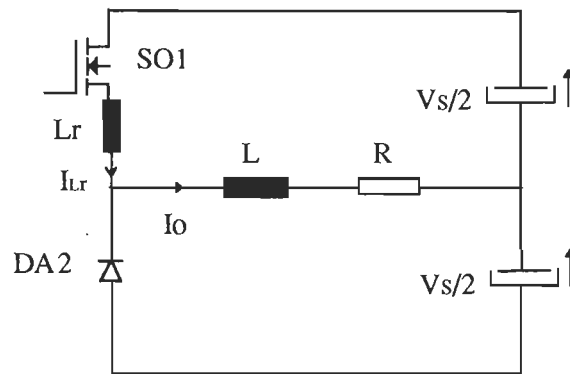


Figure 2.4 Première séquence de fonctionnement

À T_0 on amorce SO1. Le courant I_{Lr} augmente linéairement jusqu'à I_o où DA2 se bloque avec commutation douce. Grâce au contrôle des variations du courant et de la tension (di/dt , dv/dt), le recouvrement inverse de la diode DA2 est négligeable si une diode rapide est utilisée.

V_{Cr} est chargé au maximum or $dv_{Cr}/dt=0$; (2.3)

$$V_S = V_{LR} = L \frac{di_{Lr}}{dt} \Rightarrow \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = V_S / L_r;$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = -V_s / (2 * L_o) - R * i_{Lo} / L_o; \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R / L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 / L_r \\ 0 \\ 1 / (2 * L_o) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.6)$$

2) Deuxième séquence T1-T2 (Fig 2.5):

Le courant i_{Lr} continue à augmenter due au phénomène de la résonance (L_r , C_r). La capacité C_r se décharge complètement jusqu'à zéro, et à ce moment la diode antiparallèle de l'interrupteur S1 s'amorce.

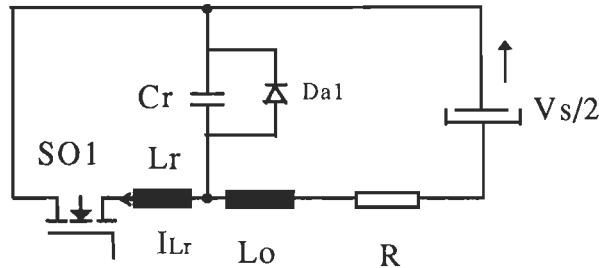


Figure 2.5 Deuxième séquence de fonctionnement

$$\frac{dv_{Cr}}{dt} = (-i_{Lr} + i_{Lo}) / C_r; \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = V_{Cr} / L_r; \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = V_s / (2 * L_o) - R * i_{Lo} / L_o - V_{Cr} / L_o; \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lr}' \\ V_{Cr}' \\ i_{Lo}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/Lr & 0 \\ -1/Cr & 0 & 1/Cr \\ 0 & -1/Lo & -R/Lo \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/(2 * Lo) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.10)$$

3) *Troisième séquence T2-T3 (Fig. 2.6):*

La diode antiparallèle de l'interrupteur S1 est conductrice. Pour réaliser la CTN, le signal d'amorçage de S1 doit être appliqué quand sa diode antiparallèle conduit. En plus, le délai T_d entre les signaux d'amorçage de SO1 et S1 doit satisfaire la relation suivante:

$$T_d > \Delta T_1 + \Delta T_2 \quad (2.11)$$

Donc à $t=T_2$, l'interrupteur S1 reçoit son signal d'amorçage mais il n'est traversé par aucun courant tant et aussi longtemps que sa diode antiparallèle est conductrice.

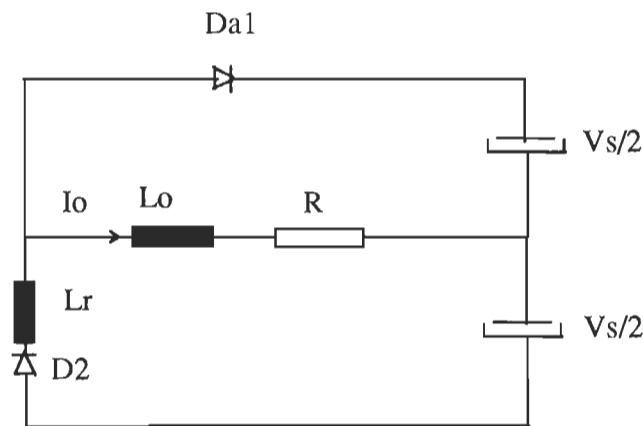


Figure 2.6 Troisième séquence de fonctionnement

$$dv_{cr} / dt = 0; \quad (2.12)$$

$$di_{Lr} / dt = -V_s / L_r; \quad (2.13)$$

$$di_{Lo} / dt = V_s / (2 * L_o) - R * i_{Lo} / L_o; \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R / L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 / L_r \\ 0 \\ 1 / (2 * L_o) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.15)$$

4) Quatrième séquence T3-T4 (Fig. 2.7):

À l'instant $t=T_3$, l'interrupteur SO1 reçoit le signal de blocage. Le courant i_{Lr} est retourné à la source V_s par les diodes D2 et Da1. Lorsque le courant i_{Lr} devient égal à I_o , l'interrupteur S1 entre en conduction et il restera dans cette condition jusqu'à ce qu'il reçoive le signal de blocage. La durée de cette séquence est donc déterminée par le circuit de commande.

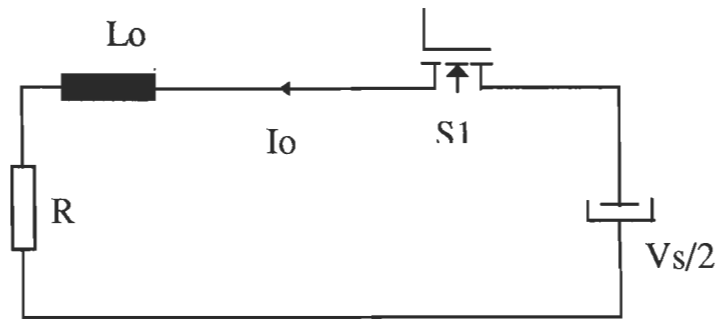


Figure 2.7 Quatrième séquence de fonctionnement

$$dv_{cr} / dt = 0; \quad (2.16)$$

$$di_{Lr} / dt = 0; \quad (2.17)$$

$$di_{Lo} / dt = V_s / (2 * L_o) - R * i_{Lo} / L_o; \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R / L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 / (2 * L_o) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.19)$$

5) Cinquième séquence T4-T5 (Fig. 2.8):

On bloque S1 et Cr se charge linéairement par Io jusqu'à Vs.

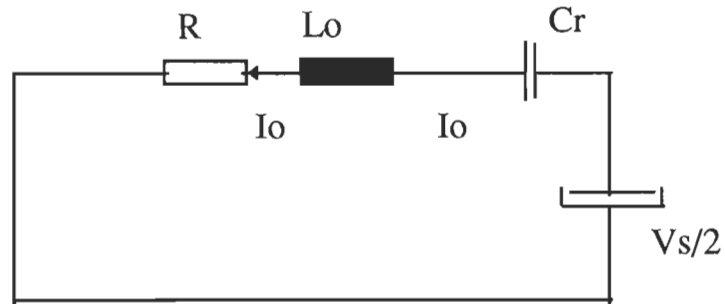


Figure 2.8 Cinquième séquence de fonctionnement

$$dv_{cr} / dt = i_{Lo} / C_r; \quad (2.20)$$

$$di_{Lr} / dt = 0; \quad (2.21)$$

$$di_{Lo} / dt = V_s / (2 * L_o) - R * i_{Lo} / L_o - V_{cr} / L_o; \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} i_L \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/Cr \\ 0 & -1/L_o & -R/L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/(2*L_o) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.23)$$

6) Sixième séquence T5-T6 (Fig. 2.9):

Lorsque $V_{cr}=V_s$, la diode DA2 se met à conduire. Durant cette séquence l'énergie est retournée à la source de tension. Pour mettre fin à cette phase, on amorce SO1 à nouveau.

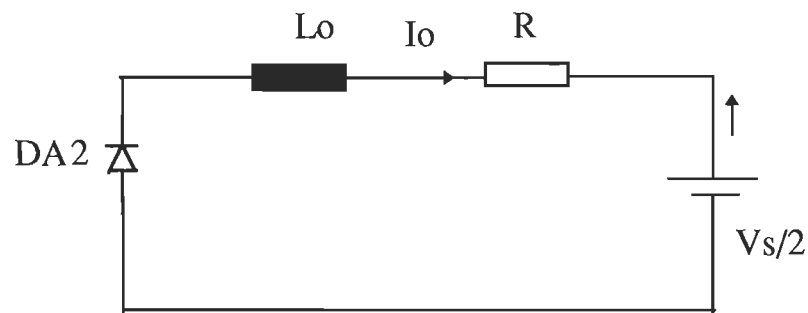


Figure 2.8 Sixième séquence de fonctionnement

$$dv_{cr} / dt = 0; \quad (2.24)$$

$$di_L / dt = 0; \quad (2.25)$$

$$di_{Lo} / dt = -R/L_o * i_{Lo} - V_s/(2*L_o); \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{cr} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/Lr \\ 0 \\ -1/(2 * L_o) \end{bmatrix} * V_s \quad (2.27)$$

2.6 OBTENTION DES EXPRESSIONS I_{Lr} V_{CR} ET CALCUL DES DURÉES DES SÉQUENCES DE FONCTIONNEMENT

Le plan de phase théorique qui représente le traçage de la tension du condensateur (V_{cr}) en fonction du courant dans l'inductance de résonance (I_{Lr}) apparaît à la figure 2.9. Il a été déduit à partir des séquences de fonctionnement que nous venons de décrire. Il nous permet d'obtenir, les expressions de I_{Lr} et V_{cr} et de calculer les durées des séquences de fonctionnement.

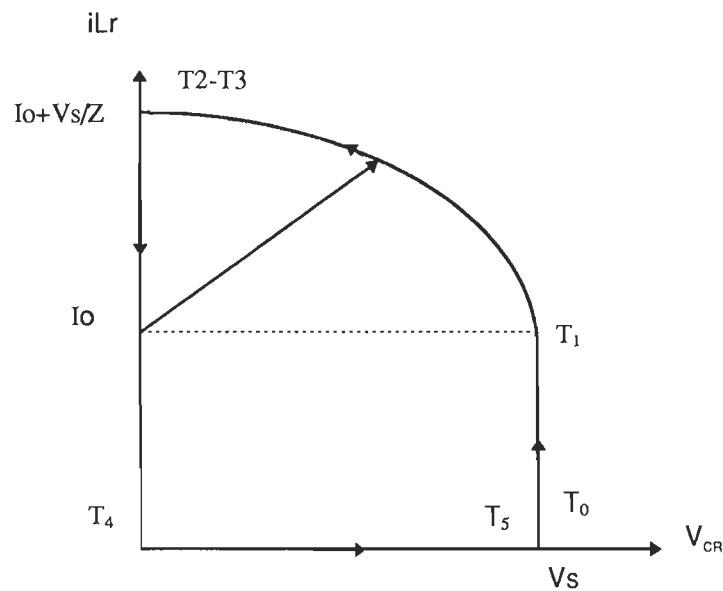


Figure 2.9 Plan de phase théorique

T0-T1

$$I_{Lr} = V_s / L_r * (t - t_0) \quad (2.28)$$

$$V_{cr} = V_s; \quad (2.29)$$

$$\text{À } t = t_0 \text{ on a } I_{Lr} = 0 \Leftrightarrow V_s / L_r * t_0 + c = 0 \quad \text{Donc } c = 0$$

$$\text{à } t = t_1, I_{Lr} = I_0 \text{ or } V_s / L_r * t_1 + 0 = I_0 \Leftrightarrow$$

$$T_1 = L * I_0 / V_s \quad (2.30)$$

T1-T2

$$i_{Lr} = I_0 + V_s \sin w(t - t_1) / Z \quad (2.31)$$

$$V_{cr} = V_s \cos w(t - t_1) \quad (2.32)$$

$$\text{à } t = t_2, \text{ on a } I_{Lr} = I_0 + V_s / Z \text{ or } I_0 + V_s \sin w t_2 / Z = I_0 + V_s / Z \Leftrightarrow$$

$$T_2 = \pi / (2 * w) \quad (2.33)$$

T2-T3

À partir des équations (2.12) et (2.13) on peut obtenir i_{Lr} et V_{cr} .

$$i_{Lr} = -V_s / L_r * t + c \quad (2.34)$$

$$\text{à } t = t_2, I_{Lr} = I_0 + V_s / Z \text{ or } -V_s / L_r * t + c = I_0 + V_s / Z \Rightarrow c = I_0 + V_s / Z + (V_s / L_r) * \pi / (2 * w)$$

$$i_{Lr} = -V_s / L_r * t + I_0 + V_s / Z + (V_s / L_r) * \pi / (2 * w) \quad (2.35)$$

$$V_{cr} = 0 \quad (2.36)$$

$$\text{à } t = t_3, I_{Lr} = 0 \Rightarrow -V_s/L_r * t_3 + c = 0 \Rightarrow t_3 = c * L_r / V_s \Rightarrow$$

$$T_3 = L_r * I_0 + L/Z * V_s + V_s * \pi / (2 * w) \quad (2.37)$$

T3-T4

$$I_{Lr} = 0 \quad (2.38)$$

$$V_{cr} = 0 \quad (2.39)$$

À partir des formes d'ondes typiques (figure 2.4) on peut déduire la valeur de

T_4 :

$T_4 = \alpha * T - (T_1 + T_2 + T_3)$, donc:

$$T_4 = \alpha * T - [\pi / (2 * w) * (V_s + 1) + L_r * (I_0 + I_0 / V_s + 1 / Z)] \quad (2.40)$$

où:

α est le rapport cyclique

T4-T5

$$i_{LR} = 0 \quad (2.41)$$

$$\text{L'équation (2.20), nous donne: } V_{cr} = I_0 / C * t + C \quad (2.42)$$

à $t = t_4$; $V_{cr} = 0$ donc $I_0 / C * t_4 + C = 0 \Rightarrow C = - I_0 / C * t_4$, or:

$$C = - I_0 / C * \{ \alpha * T - [\pi / (2 * w) * (V_s + 1) + L_r * (I_0 + I_0 / V_s + 1 / Z)] \}$$

à $t = t_5$; $V_{cr} = V_s$ donc:

$$V_s = I_0 / Cr * t_s - I_0 / Cr * \{ \alpha * T - [\pi / (2 * \omega) * (V_s + 1) + Lr * (I_0 + I_0 / V_s + 1 / Z)] \}$$

$$T5 = Cr * V_s / I_0 + I_0 / Cr * \{ \alpha * T - [\pi / (2 * \omega) * (V_s + 1) + Lr * (I_0 + I_0 / V_s + 1 / Z)] \} \quad (2.43)$$

T5-T6

Les équations (2.24) et (2.25) nous donnent:

$$I_{Lr} = 0 \quad (2.44)$$

$$V_{Cr} = 0 \quad (2.45)$$

À partir de la figure 2.4 on peut déduire la valeur de $T6 = [(1 - \alpha T) - T5]$ donc

$$T6 = (1 - \alpha T) - Cr * \frac{V_s}{I_0} + \frac{I_0}{Cr} * \{ \alpha * T - [\frac{\pi}{2 * \omega} * (V_s + 1) + Lr * (I_0 + \frac{I_0}{V_s + 1 / Z})] \} \quad (2.46)$$

2.7 CALCUL DES COURANTS EFFICACES

Le calcul qui sera fait dans ce paragraphe est effectué en tenant compte des conditions suivants (schéma figure 2.3):

$$V_s = 100 \text{ V}, Lr = 20 \mu\text{H}, Cr = 0.1 \mu\text{F}, R = 5 \Omega, Lo = 1.5e-3 \text{ H}.$$

2.7.1 Interrupteur auxiliaire SO1

L'interrupteur SO1 conduit durant la première et la deuxième séquence de fonctionnement, son courant efficace peut être obtenu par la formule suivante :

$$I_{\text{effso1}} = \sqrt{(1/T_c) \left[\int_0^{T_1} (V_s * t / L_r)^2 dt + \int_0^{T_2} (I_o + (V_s / Z) * \sin wt)^2 dt \right]} \quad (2.47)$$

La solution est sous la forme de:

$$I_{\text{effso1}} = \sqrt{(1/T_c) \left[\frac{L_r * I_o^3}{3 * V_s} + \frac{I_o^2 * \pi}{2 * w} + \frac{\pi * V_s^2}{4 * Z^2 * w} + \frac{2 * I_o * V_s}{Z * w} \right]} \quad (2.48)$$

La figure 2.10 présente la courbe de variation du courant efficace de l'interrupteur SO1 en fonction du courant de charge (voir annexe 3).

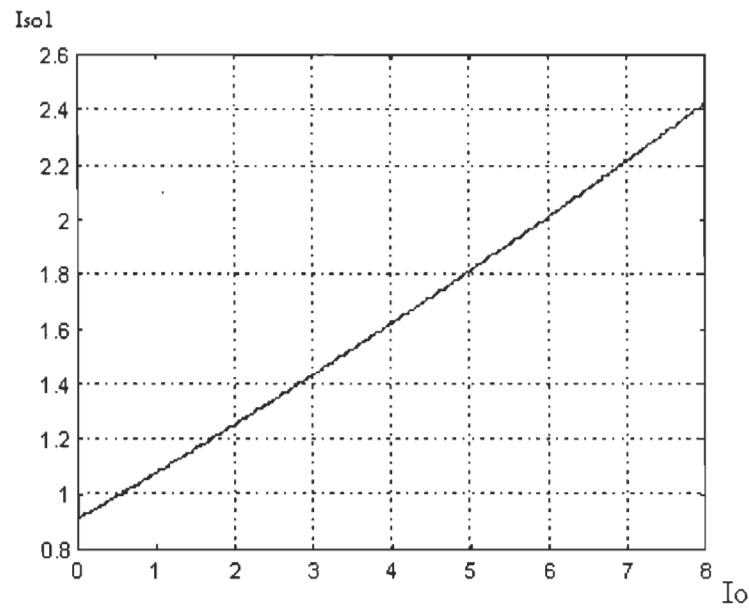


Figure 2.10 Courant efficace de SO1 en fonction du courant de charge

2.7.2 Interrupteur principal S1

L'interrupteur S1 conduit durant la quatrième séquence de fonctionnement, son courant efficace peut être obtenu par la formule suivante :

$$I_{\text{effs1}} = \sqrt{(1/T_c) \left[\int_0^{T_4} I_o^2 dt \right]} \quad (2.48)$$

La résolution de 2.47 nous donne :

$$I_{\text{effs1}} = \sqrt{I_o^2 * (\alpha - \pi / (w * T_c)) - L_r / (Z / T_c)) - 2 * L_r * I_o^3 / (V_s * T_c)} \quad (2.49)$$

La figure 2.11 présente la courbe de variation du courant efficace de l'interrupteur SO1 en fonction du courant de charge (voir annexe 4).

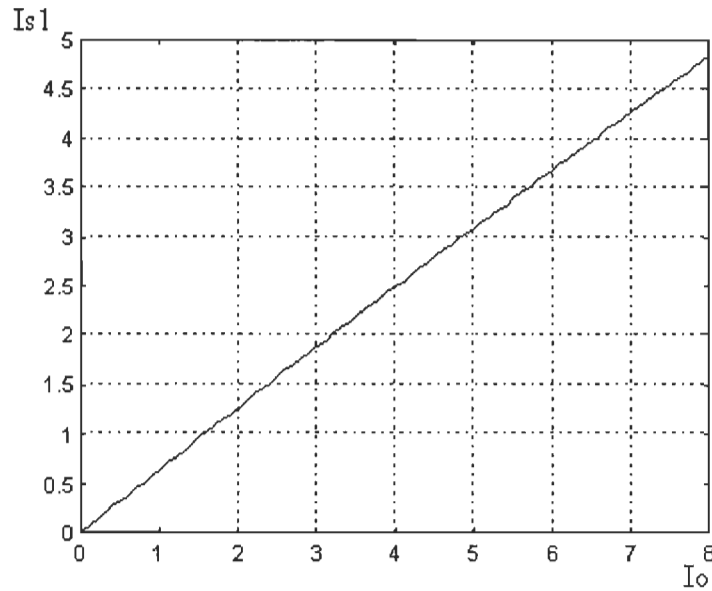


Figure 2.11 Courant efficace de S1 en fonction du courant de charge

2.7.3 Inductance de résonance

Le calcul de la valeur efficace du courant dans l'inductance de résonance est complexe, si on tient compte de toutes les expressions constituant ce courant.

Cependant, d'après la figure 2.4, on peut approximer l'oscillation qui est de faible durée par une variation linéaire. Le courant de l'inductance a donc la forme d'onde typique de la figure 2.12.

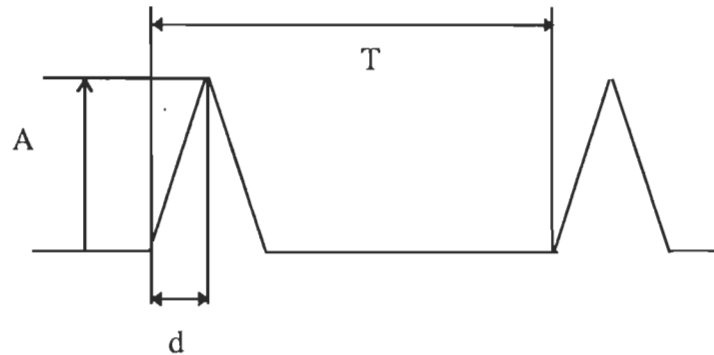


Figure 2.12 Courant dans l'inductance de résonance (Approximatif)

La formule utilisée pour le calcul du courant efficace dans l'inductance est :

$$I_{\text{effsLr}} = 2 * A \sqrt{d / (3 * T)} \quad (2.49)$$

où

A- la valeur crête du courant

T- la période

d- le temps de montée plus le temps de descente divisé par deux

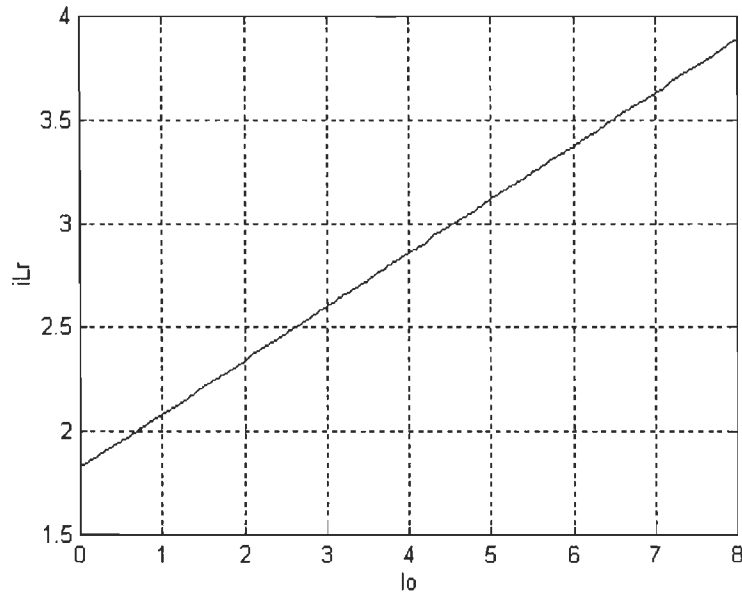


Figure 2.13 Courant efficace dans Lr en fonction du courant de charge

2.7.4 Diode antiparallèle (DA1, DA2)

Le courant dans la diode antiparallèle peut être calculé par la formule suivante:

$$I_{\text{effDap}} = \sqrt{(1/T_c) \left[\int_0^{T_3} [(1-\alpha) * I_o]^2 dt \right]} \quad (2.50)$$

En résolvant l'équation précédente, on a obtenu l'expression suivante:

$$I_{\text{effDap}} = \sqrt{(1/T_c) [0.25 * I_o^2 * ((Lr / Vs) * I_o + (Lr / Z) + \pi / (2 * w))]} \quad (2.51)$$

La figure 2.14 montre la courbe de variation du courant efficace dans la diode antiparallèle en fonction du courant de charge (voir annexe 5).

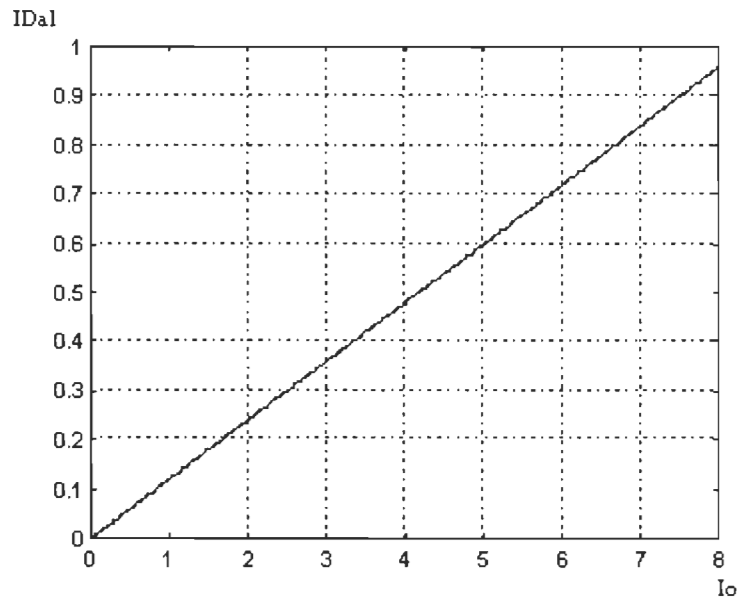


Figure 2.14 Courant efficace dans la diode Da1 en fonction du courant de charge

2.8 AVANTAGES

En se basant sur l'analyse précédente, ce circuit a les avantages suivants :

2.8.1 Commutation douce pour les interrupteurs commandés et non commandés

Il est remarquable qu'en plus de l'interrupteur de puissance, la diode de roue libre fonctionne aussi à commutation douce. L'élimination du problème de recouvrement inverse rend le montage TTN-MLI très viable pour la conversion à haute tension. Par exemple, dans la correction du facteur de puissance où les deux semi-conducteurs (diode et transistor) sont sujets à des hautes tensions. Si

l'on utilise un montage MLI classique ou un montage à CTN-QRC ou CTN-MLI, à cause du recouvrement inverse des porteurs minoritaires de diode, on se retrouve avec de pertes par commutation, du bruit EMI, et un vieillissement rapide des interrupteurs.

Donc une telle implantation de la commutation douce pour la diode et le transistor est particulièrement désirable.

2.8.2 Contraintes minimales en tension et en courant pour les interrupteurs

À partir de la figure 3.2, on peut voir que la courbe de tension aux bornes du condensateur de résonance est essentiellement un signal carré sauf durant les intervalles d'ouverture et de fermeture. Pendant la transition à tension nulle la diode et l'interrupteur sont sujets à des contraintes minimales.

En plus, les intervalles T_0 - T_3 et T_5 - T_6 (Fig. 2.4) sont très courts en comparaison avec la période donc, le fonctionnement de cet onduleur ressemble à l'onduleur MLI dans la plupart de ses séquences. L'énergie requise pour réaliser la commutation à tension nulle est minimisée, l'interrupteur auxiliaire est de puissance réduite en comparaison avec le principal car, il conduit pendant une petite fraction de l'intervalle de résonance. Donc les pertes par

conduction sont minimales grâce à la minimisation des contraintes en courant et en tension.

2.8.3 Plage de fonctionnement en commutation douce

Un des inconvénients de la technique CTN-QRC, est que la réalisation de la commutation douce dépend fortement du courant dans la charge et de la tension d'entrée. À faible charge la CTN est difficile à maintenir, car l'énergie stockée dans l'inductance de résonance n'est pas suffisante pour décharger le condensateur de résonance complètement avant l'amorçage de l'interrupteur commandé [11].

Dans nos jours les interrupteurs TBGI sont fréquemment utilisés dans les alimentations à découpage. Afin de réduire les pertes de blocage et adoucir la commutation de l'interrupteur TBGI, on met un grand condensateur à ses bornes. Parfois, si la commutation à tension nulle est perdue ou partiellement perdue (faibles charges ou de grands V_s), ce condensateur cause des contraintes excessives en courant et des pertes capacitatives intolérables. Ces pertes causent en plus des problèmes thermiques induisant du bruit EMI qui peut être intolérable lors de la réalisation du circuit pratique.

La situation est au contraire dans notre cas, I_L diminue quand I_o est réduit ou quand la tension d'entrée augmente.

À partir de l'équation (2.11), on peut constater que si I_o augmente, ΔT_1 diminue et ΔT_2 reste constant. Donc tant que l'équation (2.11) est satisfaite, la commutation douce sera assurée pour toute la gamme de charge et de tension d'entrée.

Cette caractéristique unique est très importante; elle améliore la technique de la commutation douce, moins de pertes par conduction et une diminution du prix de convertisseur.

2.8.4 Opération à fréquence constante

Grâce à la fréquence constante, l'optimisation du dimensionnement du circuit est facilement atteinte. En plus, comme le fonctionnement de ce circuit est semblable à celui de MLI sauf durant la transition à tension nulle, le contrôle par mode courant (current-mode) peut être directement appliqué à ce circuit.

2.9 INCONVÉNIENT

L'inconvénient de cette topologie réside dans le blocage non protégé des interrupteurs auxiliaires. En effet, le blocage des interrupteurs auxiliaires n'est pas une commutation douce du fait que la tension aux bornes de ces derniers est indépendante du circuit résonant. Il faut donc accélérer cette commutation pour minimiser les pertes.

Un tableau comparatif du montage MLI et du montage TTN-MLI est présenté au figure 2.15

Onduleur TTN-MLI	Onduleur MLI
Fonctionnement à haute fréquence	Fonctionnement à bas fréquence
Élimination des pertes par commutation	Pertes par commutation
Faibles pertes par conduction	Faibles pertes par conduction
Besoin de protection au blocage	Besoin de protection au blocage et à l'amorçage
Fréquence fixe	Fréquence variable
Commutation douce pour les diodes antiparallèles	Commutation forcée pour les diodes antiparallèles

Figure 2.15 Tableau comparatif du montage MLI et du montage TTN-MLI

2.10 CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre les séquences de fonctionnement, ainsi qu'une étude analytique du convertisseur TTN-MLI ont été présentées. La description du fonctionnement nous a permis de mettre en évidence les particularités de ce convertisseur, soit la commutation douce de l'interrupteur principal et de la diode et l'opération à fréquence constante.

Concernant l'étude analytique, dans un premier temps, on a obtenu les équations d'état du convertisseur en fonction des paramètres suivants: courant dans l'inductance de résonance, tension aux bornes du condensateur de résonance et courant de charge. Une telle analyse est nécessaire pour la simulation décrite au chapitre suivant.

Deuxièmement on a calculé les durées de fonctionnement de chaque séquence de fonctionnement. On a vu que les intervalles de transition sont relativement négligeables, ce qui confirme la ressemblance de ce convertisseur à la topologie MLI élémentaire.

Troisièmement on a obtenu les expressions des courants efficaces des semi-conducteurs (transistors et diodes), et de l'inductance de résonance en fonction du courant dans la charge. Ceci nous sera d'une grande utilité lors du choix des composants.

CHAPITRE 3

SIMULATION

3.1 INTRODUCTION

La simulation est un outil fort puissant pour pouvoir vérifier le comportement du convertisseur proposé. La simulation a été entreprise à l'aide du logiciel MATLAB en se servant des équations d'état développées pour les différentes séquences au chapitre précédent.

3.2 SIMULATION

On doit disposer d'un outil numérique pour étudier le comportement du convertisseur en régime statique et pour élaborer les courbes des paramètres décrivant l'évolution des courants, des tensions sur les composants du convertisseur en rapport à la fréquence d'opération, de la tension de source et de l'impédance de la charge.

Le programme réalisé à l'aide du logiciel MATLAB est un programme de simulation pour étudier le fonctionnement des convertisseurs rencontrés en électronique de puissance.. L'ordinogramme du programme utilisé est présenté au figure 3.1. où $t_1=a+j-1$.

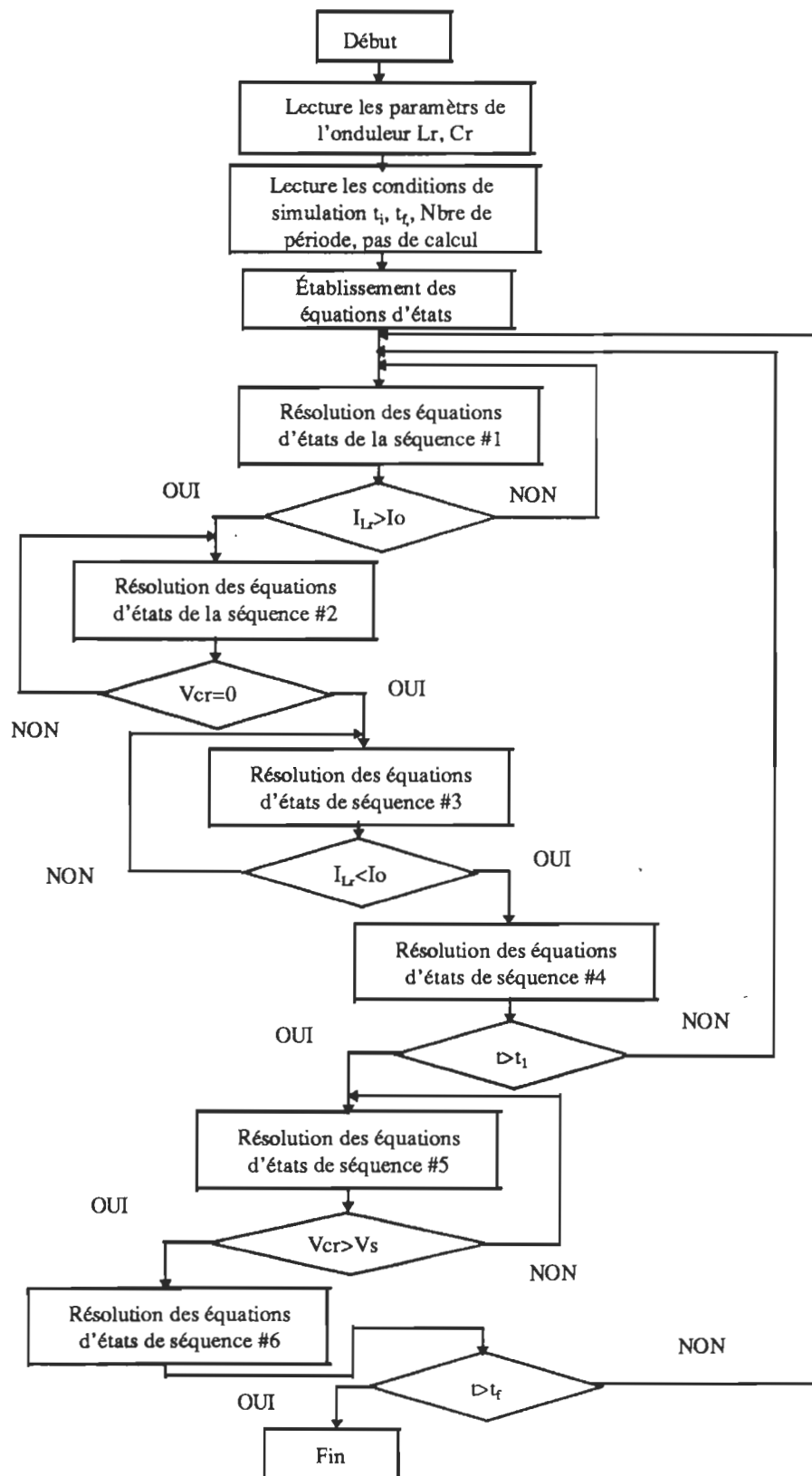


Figure 3.1 Ordinogramme du programme utilisé

Données utilisées dans la simulation

Un onduleur monophasé TTN-MLI (figure 2.3) a été simulé avec les paramètres suivants:

$V_s=100$ V, $C_r=0.1\mu\text{F}$, $L_r=20\mu\text{H}$, $R_{ch}=5\ \Omega$, $L_{ch}=1.5\text{mH}$.

La commande a été réalisé par la modulation sinusoïdale échantillonnée de largeurs d'impulsion. Dans cette technique la largeur d'impulsion varie selon l'équation (3.1).

$$t_{pw}=T_p/2[1+M(\sin(w_mt_1))] \quad (3.1)$$

où :

t_{pw} - largeur d'impulsion d'un signal MLI

T_p - fréquence de porteuse

M - amplitude du signal modulant

t_1 - instant de l'intersection de la porteuse avec le sinus de référence

3.2.1 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation mettent en évidence que:

- le courant dans l'inductance de résonance augmente linéairement au début puis il continue à augmenter durant la période de résonance et enfin il se

décharge linéairement à zéro ce qui est tout à fait conforme à l'étude théorique (voir figure 3.3).

- la tension aux bornes de condensateur est une onde carrée sauf, pour les transitions où les intervalles sont relativement courts. On voit clairement la charge linéaire et le décharge avec résonance (voir figure 3.4).

- La minimisation des contraintes sur les interrupteurs est établie (voir figures 3.5 et 3.6).

- La réduction du surintensité est effectuée (voir figures 3.7 et 3.8).

La simulation d'un onduleur MLI (figure 3.2) fonctionnant dans les mêmes conditions d'opération (voir annexe 2) a été réalisé pour comparer le courant de sortie des deux onduleurs.

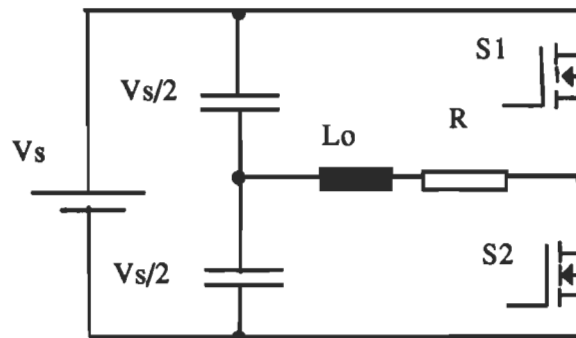


Figure 3.2 Onduleur MLI à commutation dure

Une telle comparaison nous montre que l'onduleur proposé a presque la même valeur du courant de sortie (voir figures 3.9 et 3.10). Enfin le plan de phase est

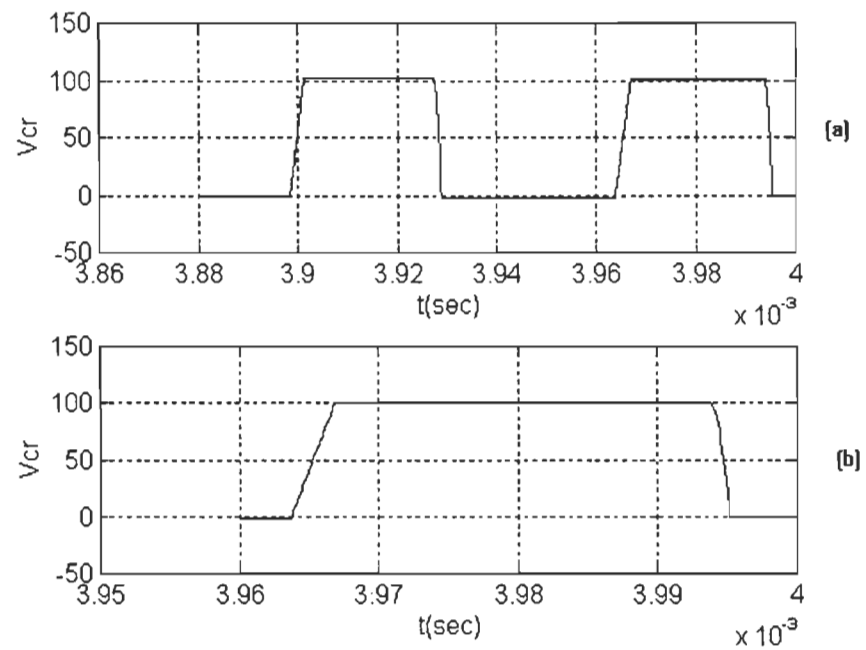


Figure 3.4 a) Tension aux bornes du condensateur de résonance
b) Tension aux bornes du condensateur de résonance (agrandit)

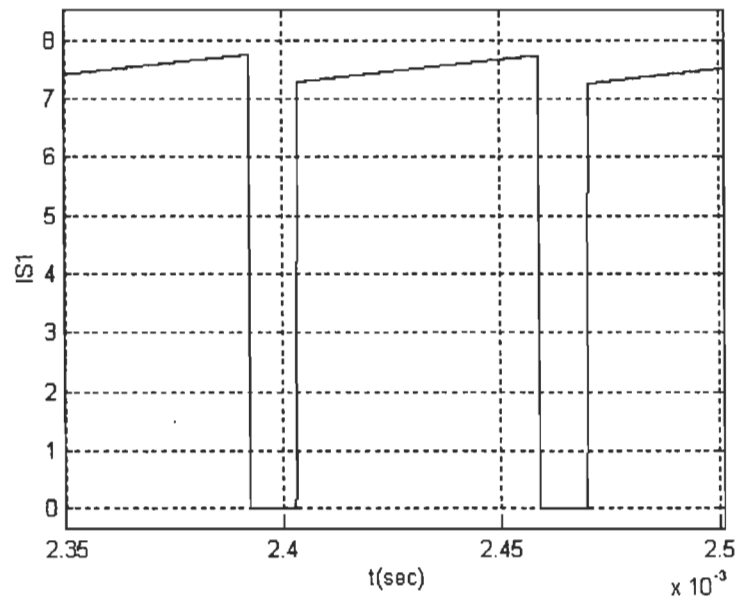


Figure 3.5 Courant des interrupteurs principaux ($S1$, $S2$)

montré à la figure 3.11). Les figures 3.3 à 3.8 ont été tracées lorsque la valeur instantanée du courant de charge était de $I_o=8$ A et pour un rapport cyclique de 75%.

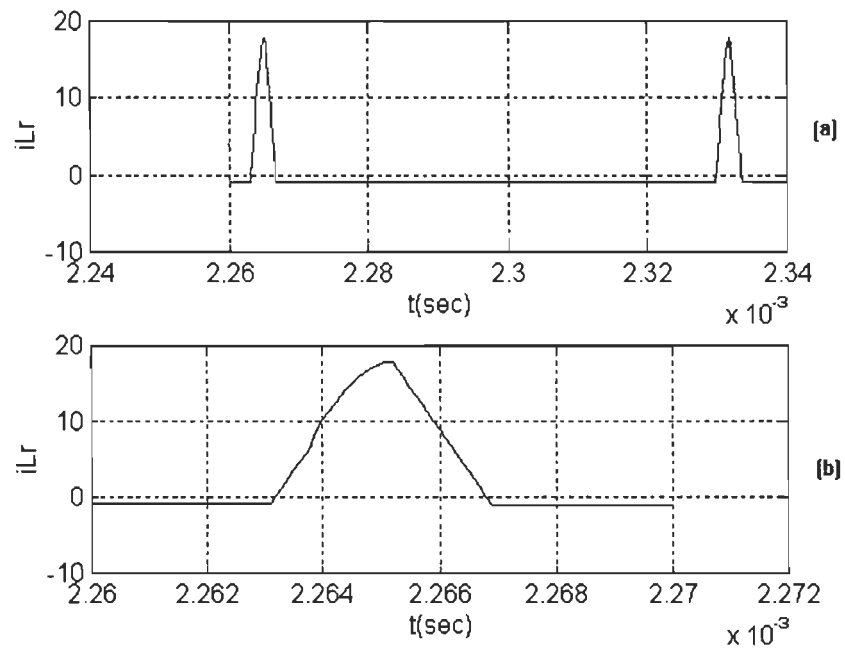


Figure 3.3 a) Courant dans l'inductance de résonance

b) Courant dans l'inductance de résonance (agrandit)

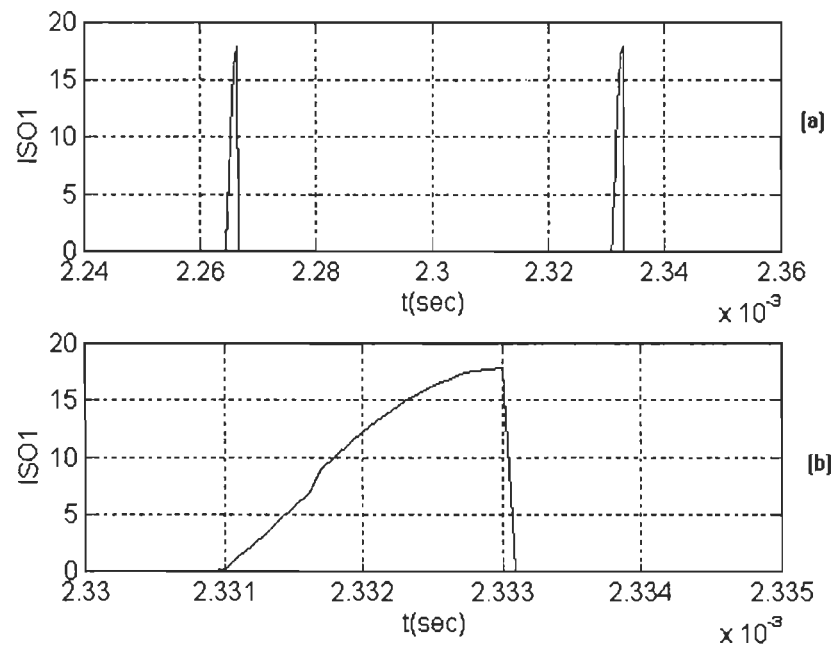


Figure 3.6 Courant des interrupteurs auxiliaires (SO1, SO2)

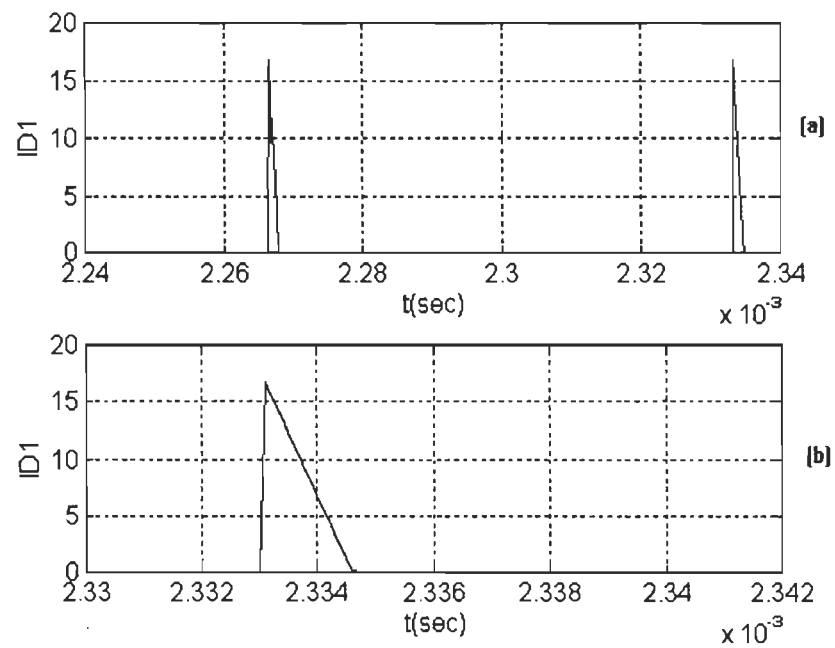


Figure 3.7 Courant dans les diodes auxiliaires (D1, D2)

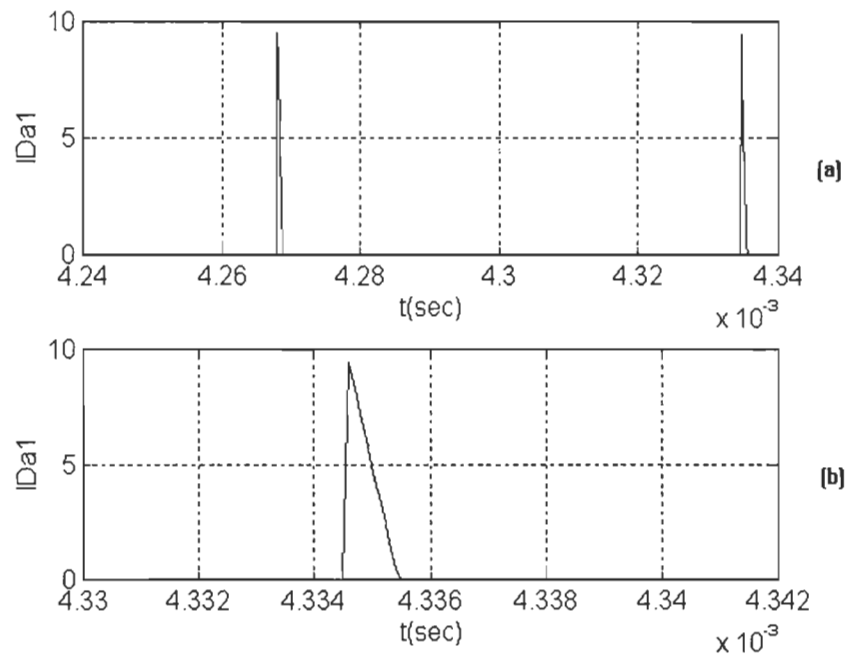


Figure 3.8 (a) Courant dans les diodes antiparallèles (DA1, DA2)
 (b) Courant dans les diodes antiparallèles (DA1, DA2) (agrandit)

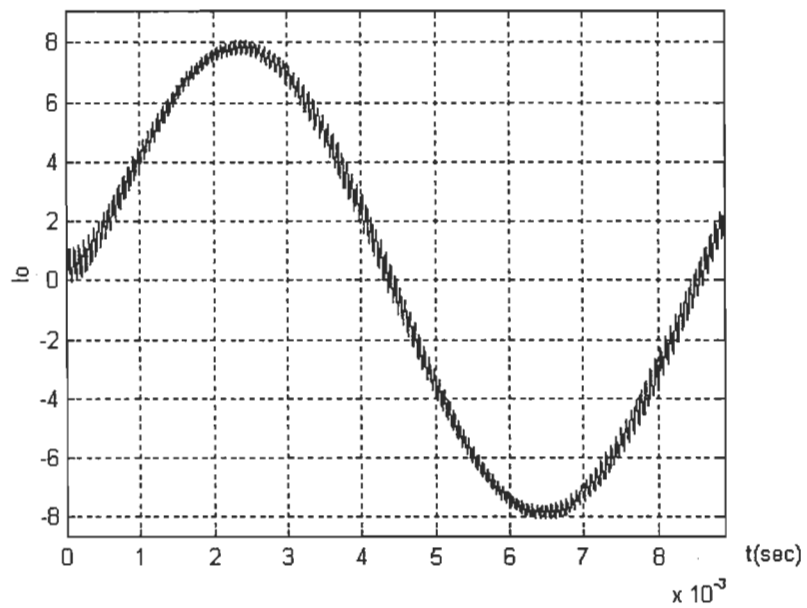


Figure 3.9 Courant dans la charge (onduleur classique)

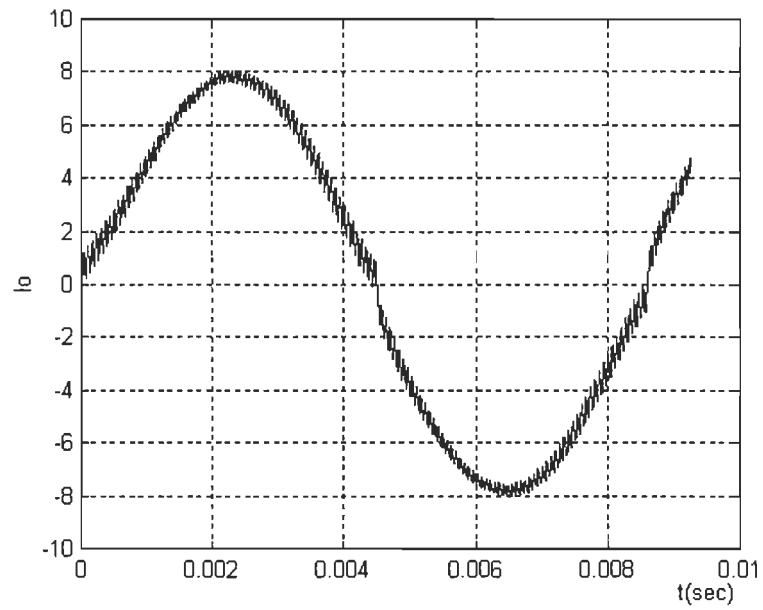


Figure 3.10 Courant dans la charge (onduleur TTN-MLI)

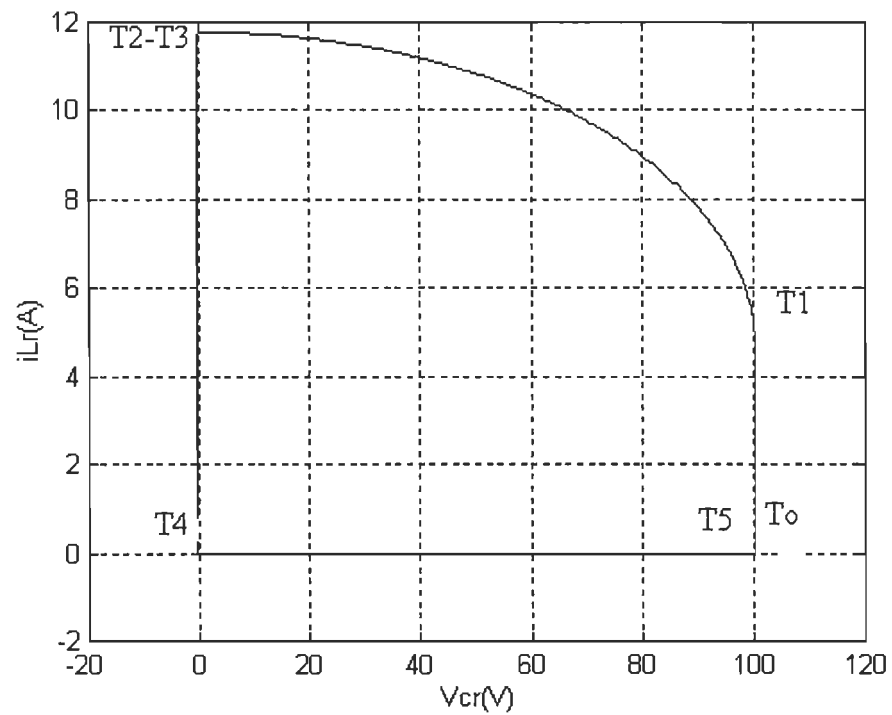


Figure 3.11 Plan de phase

3.3 CONCLUSION

Les courbes des tensions et courants tracées à l'aide de la simulation du convertisseur TTN-MLI mettent en évidence le fait de pouvoir effectivement minimiser les contraintes sur les semi-conducteurs en utilisant un circuit résonant de puissance réduite.

Une comparaison du convertisseur TTN-MLI avec celui MLI classique nous montre presque le même courant de sortie, ce qui prouve la performance du convertisseur proposé.

Les avantages du circuit proposé ont été aussi mis en évidence dans ce chapitre, à savoir:

- le fonctionnement à fréquence fixe;
- la commutation douce pour les interrupteurs commandés et non-commandés;
- la grande plage de fonctionnement.

CHAPITRE 4

RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

4.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est divisé en trois parties. Dans la première partie un exemple du dimensionnement de l'inductance de résonance sera détaillé. À la deuxième partie, on exposera des éléments généraux concernant le circuit de puissance de l'onduleur TTN-MLI utilisant des transistors de type transistor bipolaire à grille isolée (TBGI, IGBT en anglais) comme semi-conducteurs de puissance, ainsi que la description du circuit de commande. Les résultats expérimentaux et une discussion feront l'objet de la troisième partie.

4.2 APPLICATION

On désire réaliser un prototype d'un onduleur monophasé (figure 2.1) de faible puissance fonctionnant dans les conditions suivantes:

$$\bar{V}_s = 100\text{V}, f_c = 20\text{ KHz}, I_{ch} = 8\text{ A}, R_{ch} = 1\ \Omega, L_{ch} = 1\text{ mH}.$$

4.2.1 Calcul de L_r et de C_r

On suppose que le temps de charge de l'inductance désiré est égal à la période divisée par trente. D'après l'équation (2.30), on a: $T_1 = L_r \cdot I_0 / V_s$, or $T_1 = T_c / 30 \Rightarrow L_r = T_c \cdot V_s / (30 \cdot I_0)$ $L_r = (1/20e3) \cdot 100 / (30 \cdot 8) = 20\ \mu\text{H}.$

On suppose également que le temps de charge du condensateur jusqu'à V_s désiré égal à $T_c/20$. Il est égal à l'intervalle T_3-T_4 (voir figure 2.9).

$$V_{cr}=(t-t_3)*I_o/C_r$$

à $t=T_4$, on a $V_{cr}=V_s$, or $V_s=(T_4-T_3)*I_o/C_r \Rightarrow T_4-T_3=C_r*V_s/I_o$. Donc $T_4-T_3=T_c/20$

$$C_r*V_s/I_o=T_c/20 \Rightarrow C_r=T_c*I_o/(20*V_s)$$

$$C_r=(1/20000)*8/(20*100)=0.2 \mu F$$

4.3 DIMENTIONNEMENT DE L'INDUCTANCE DE RÉSONANCE

4.3.1 Calcul de A_{pp}

La grosseur du noyau sera déduit à partir de l'équation suivante [17]

$$A_{pp} = \frac{L_r^2 * I_{pk}^2 * I_{dc}^2 * \rho}{B_{max}^2 * K_u * P_{cu}} \quad (5.1)$$

Pour effectuer le calcul, on va supposer que :

- La densité de la résistivité du cuivre à 100^0C $\rho=2.3e-8 \Omega.m$
- La densité d'induction magnétique $B=0.25T$
- La facteur d'utilisation du transformateur $K_u=0.25$
- Perte du cuivre $P_{cu}=1W$

D'après la simulation, la forme du courant dans l'inductance de résonance est présentée à la figure 4.1

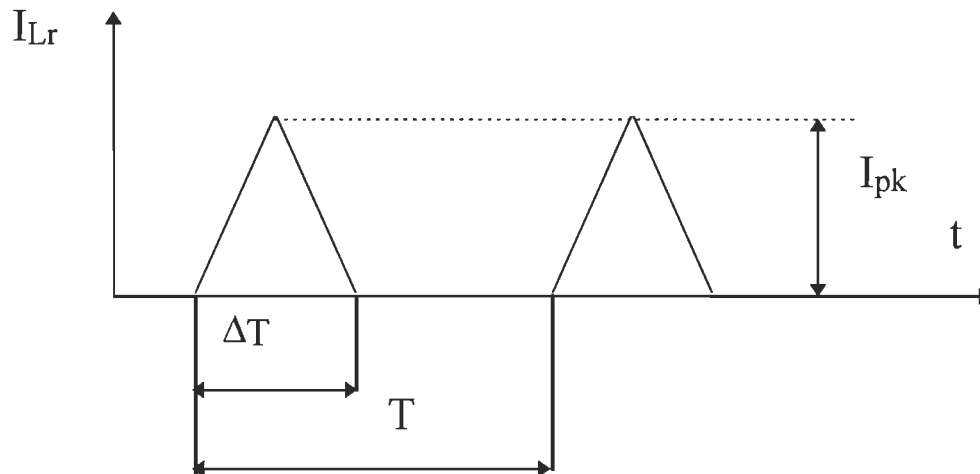
$$I_{dc} = I_{pk} * \Delta T * 1/T = 18 * 0.007 / 0.065 = 1.58 \text{ A.}$$

$L_r = 2e-5 \text{ H}$; ΔT , T : sont des donnés

$I_{pk} = 18$ et il représente la valeur maximale de i_{Lr} (voir figure 3.2).

$$A_{pp} = 3.17e-13 \text{ cm}^5$$

Pour le calcul pratique on calculera les A_{pp} de plusieurs grosseurs de noyaux de type RM puis on les comparera avec le résultat théorique, on choisit celui la plus proche.



— Figure 4.1 Allure de courant dans l'inductance de résonance
RM14/1

$$W_a = D * (E - F) = 10.5(29.6 - 14.7) = 156.45 \text{ mm}^2 = 156.45e-2 \text{ m}^2$$

$$MLT = 6.96 \text{ cm}$$

$$A_{pp} = w_a * A_e^2 / MLT = 156.45e-6 * (200e-6)^2 / 0.0696 = 8.9e-11 \text{ cm}^5$$

RM5/1

$$w_a = D \cdot (E - F) = 3.3(10.4 - 4.8) = 0.18 \text{e-3 cm}^2$$

$$MLT = \pi/2 \cdot (E + F) = \pi/2 \cdot (10.4 + 4.8) = 2.39 \text{ cm}$$

$$A_{pp} = 0.018 \text{e-3} \cdot (25.2 \text{e-6})^2 / 0.0239 = 4.7 \text{e-13 cm}^5.$$

Donc le noyau choisi est le RM/5.

4.3.2 Calcul du nombre de spires (N)

$$N = L_r \cdot I_{pk} / (A_e \cdot B_{max}) = 2 \text{e-5} \cdot 14.71 / (25.2 \text{e-6} \cdot 0.25) = 47 \text{ spires}$$

4.3.3 Calcul de la surface effective du bobinage A_w

$$A_w = K_u \cdot W_a / N = 0.5 \cdot 18 \text{e-6} / 47 = 1.9 \text{e-3 cm}^2$$

4.3.4 Calcul du nombre des spire en parallèle (X_p)

À cause de l'effet de peau, le plus petit conducteur que l'on peut utiliser est le

$$AWG\#28 \text{ dont la section est égale à : } AWG\#28 = 0.00081 \text{ cm}^2$$

$$X_p = A_w / AWG$$

$$X_p = 1.9 \text{e-7} / 0.00081 = 2.3580, \text{ on prendra } 3.$$

4.4 DESCRIPTION DE CIRCUIT PUISSANCE-COMMANDE

L'ensemble onduleur-circuit de commande est présenté schématiquement à la figure 4.2.

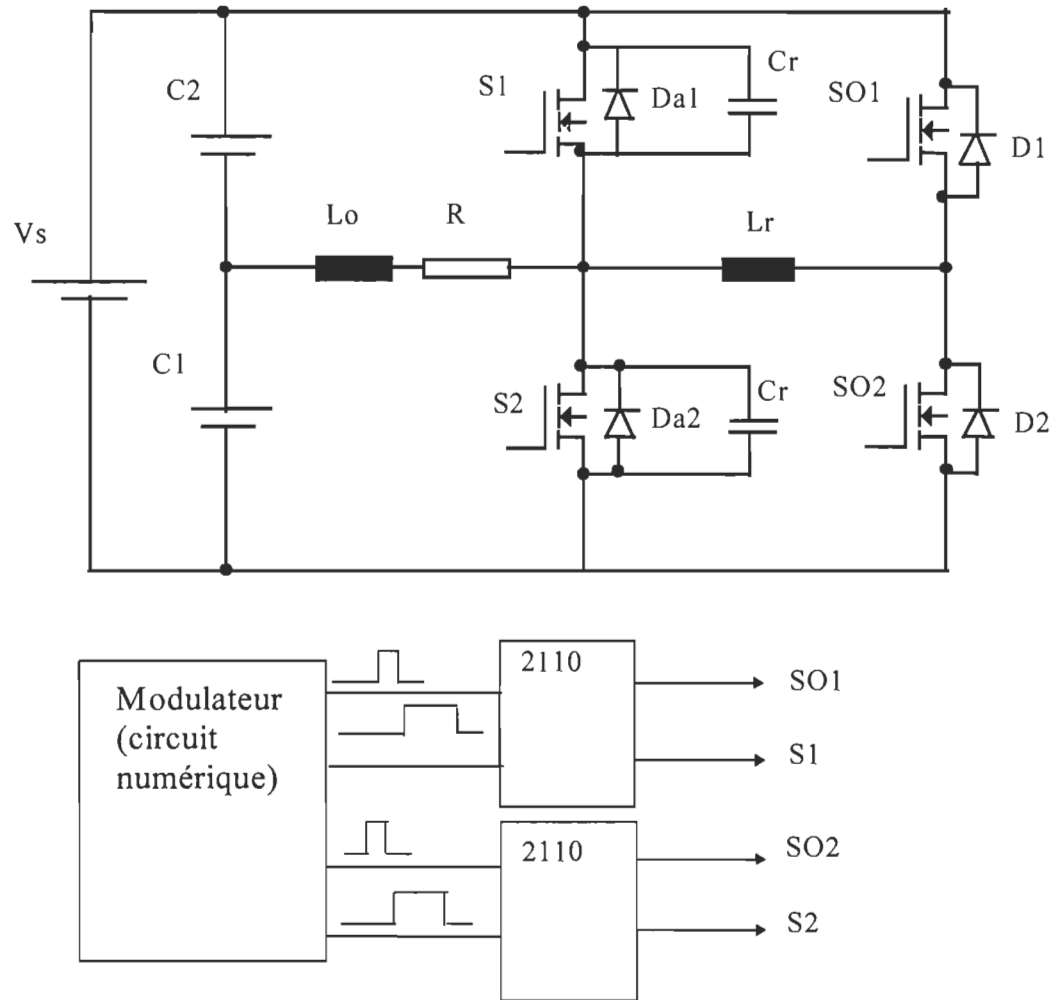


Figure 4.2 Schéma de l'ensemble onduleur-commande

4.4.1 Circuit de puissance

Le circuit de puissance se compose:

- a) d'une source de tension continue variable de 0 à 100 Vcc.
- b) de quatre interrupteurs IGBT: IRGP40U (deux principaux et deux auxiliaires) qui se caractérisent par la capacité de fonctionner à haute fréquence et à grande

puissance ainsi qu'une mise en conduction et un blocage aussi simple que ceux du MOSFET);

c) de quatre diodes ultra-rapides MR876 placées en antiparallèles avec les interrupteurs;

d) d'une inductance et de deux condensateurs de résonance;

e) d'une charge fortement inductive ($R=1\Omega$, $L=1\text{MH}$);

4.4.2 Circuit de commande

Le circuit de commande comprend un modulateur à base d'EPROMs et de deux circuits de puissance.

4.4.2.1 Description du modulateur à base d'EPROMs

Circuit du modulateur

Le modulateur conçu pour commander l'onduleur TTN-MLI est entièrement numérique et il n'utilise ni modulante, ni porteuse, ni comparateur. Il se caractérise par une grande souplesse de fonctionnement et un volume de mémoire relativement faible [2].

Le modulateur monophasé est principalement constitué (figure 4.3) de deux mémoires EPROM de 512 kilobytes chacune (EPROM 1 et EPROM 2) et d'un certain nombre de circuits auxiliaires tels que: un convertisseur A/N à 8 bits (CAN), deux compteurs à 8 bits (C1 et C2), un oscillateur commandé par tension

(OCT) et une bascule D. Le modulateur possède deux entrées analogiques sur lesquelles on applique deux tensions V_i et F_i qui représentent :

- l'amplitude de la composante fondamentale de l'onde de sortie;
- la fréquence de cette onde de sortie.

Il fournit quatre signaux dont deux sont modulés en largeur d'impulsion destinés aux interrupteurs principaux. Les deux autres ont de largeur fixe et servent aux interrupteurs auxiliaires.

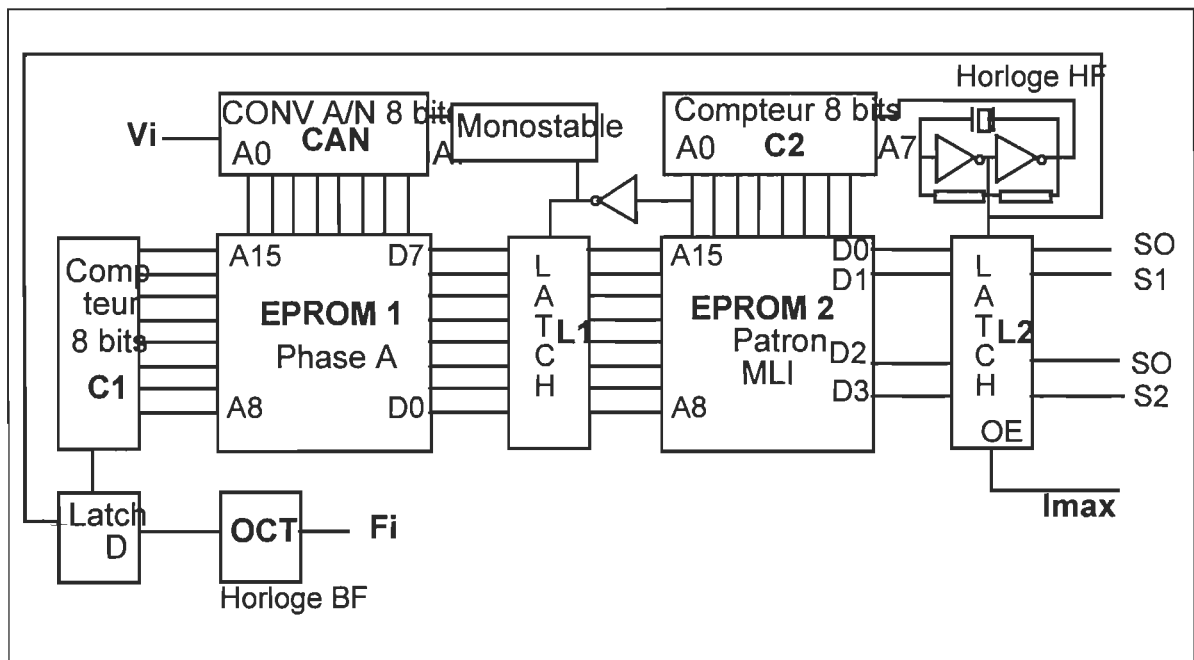


Figure 4.3 Schéma de principe d'un modulateur monophasé

Contenu de l'EPROM 1

L'EPROM 1 contient les tableaux des rapports cycliques. Ces rapports cycliques

ont été calculés de façon à exprimer la largeur des impulsions résultant de la comparaison d'un signal sinusoïdal échantillonné et d'un signal triangulaire.

Le signal modulant est à amplitude variable alors que le signal de porteuse est à amplitude fixe.

Le signal sinusoïdal est échantillonné en 256 niveaux et son amplitude varie de 0 à 1 par pas de $1/256$. Une mémoire de 512 kilobytes (TMX27C512) est donc utilisée et son adressage comporte deux parties (figure. 4.4):

- La première (A0-A7), commandée par le CAN, sélectionne le tableau de la mémoire correspondant à l'amplitude désirée du fondamental de l'onde de sortie.

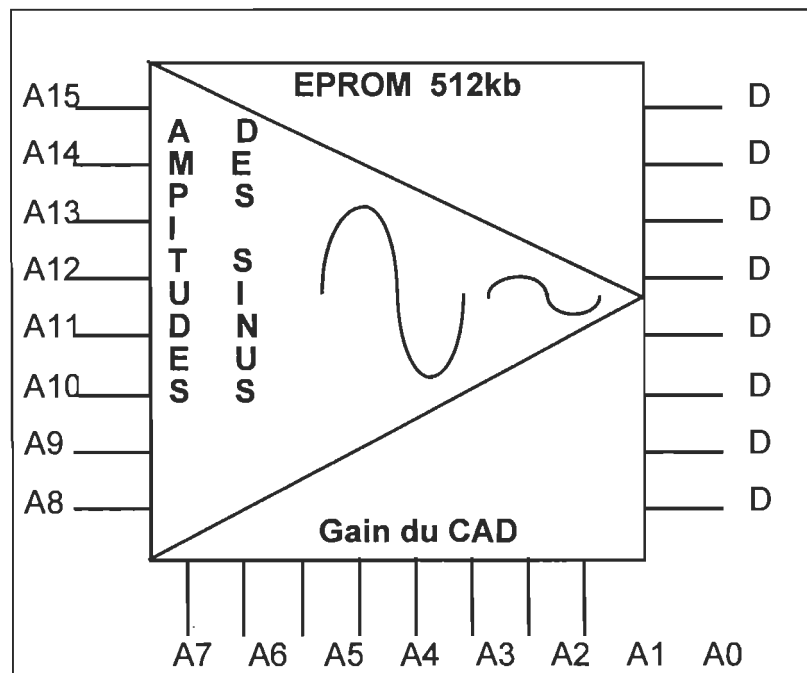


Figure 4.4 Organisation de l'EPROM 1

- La deuxième (A8-A15), commandée par C1, assure la lecture séquentielle de ce tableau à une cadence qui détermine la fréquence de l'onde de sortie. Cette fréquence peut aller de 0 à quelques centaines de Hz, elle n'est en effet limitée que par le temps d'accès des mémoires.

Contenu de l'EPROM 2

Organisée pareillement à l'EPROM 1: 256 tableaux de 256 cases mémoires chacun, l'EPROM 2 contient l'information qui sert à générer les quatre signaux de commande. Chaque tableau contient une valeur distincte du rapport cyclique qui varie de 0 à 100% par pas de 1/256. L'adressage de l'EPROM 2 comporte deux parties (figure. 4.5):

- La première (A8-A15), commandée par le bus de données de l'EPROM 1, sélectionne le tableau où se trouve le rapport cyclique désiré;
- la seconde (A0-A7), commandée par C2, assure la lecture séquentielle de ce tableau à une fréquence égale à 256 fois la fréquence de fonctionnement des interrupteurs de puissance.

Les tableaux sont balayés par une horloge à haute fréquence et le signal MLI apparaît sur le bus de données. Les signaux de commande pour les

interrupteurs sont recueillis sur les bits D_0 à D_3 . Les autres bits (D_4 à D_7) ne sont pas utilisés.

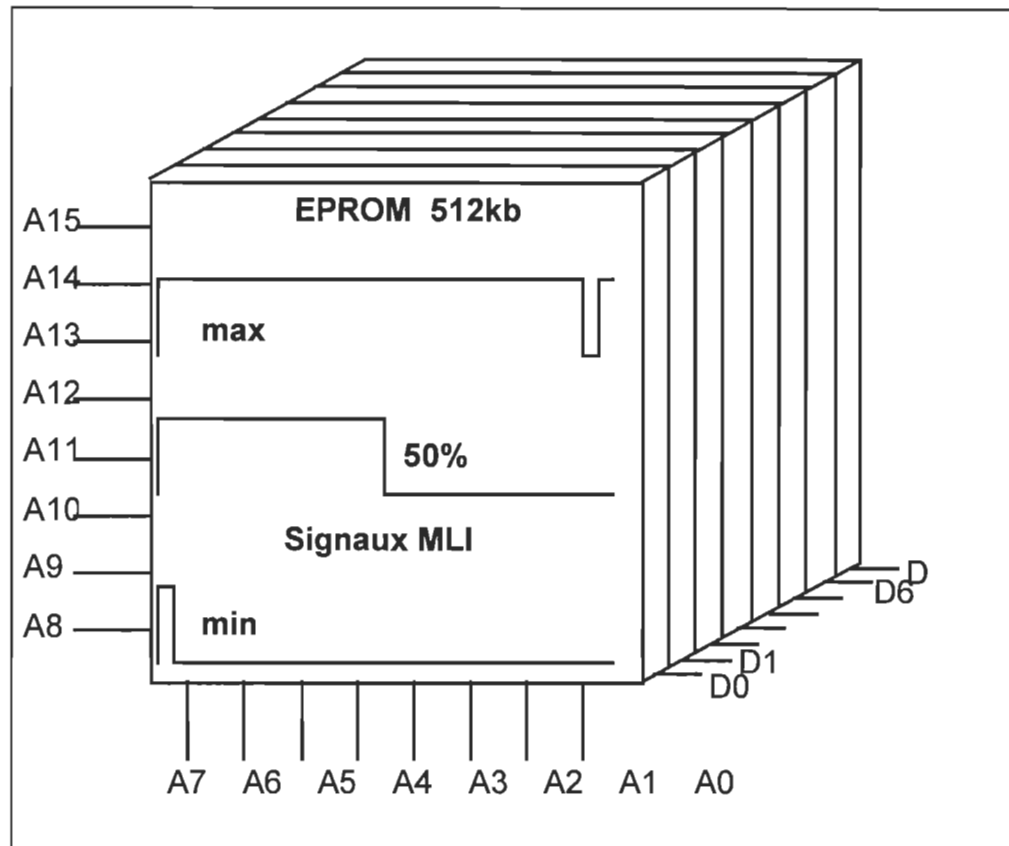


Figure 4.5 Organisation de l'EPROM 2

Les programmes qui servent à générer les données à stocker dans ces deux EPROMs sont donnés à l'annexe 7. La longueur de ces programmes démontrent, une fois de plus, la simplicité de ce modulateur.

Principe de fonctionnement du modulateur

Si l'on considère de nouveau le schéma représenté à la figure 4.3, on s'aperçoit que la tension analogique V_i est discrétisée par le convertisseur

analogique numérique à 8 bits. Les sorties du CAN sont appliquées aux adresses (A8-A15) de l'EPROM 1. On dispose donc de 256 niveaux de tensions fondamentales possibles.

La tension analogique F_i , représentative de la fréquence de l'onde désirée, commande un oscillateur à fréquence variable (OCT). La fréquence de cet oscillateur est choisie de manière à ce qu'elle soit égale à 256 fois la fréquence de l'onde de sortie. Le signal issu de l'oscillateur entre dans le compteur C1, dont l'état est déterminé à chaque instant par 8 bits. Les 8 bits du compteur complètent l'adressage de l'EPROM 1, ce qui permet de lui extraire un mot et de l'envoyer sur le bus de données (D0-D7). Ce mot de 8 bits, représentatif du rapport cyclique du prochain signal de commande, est appliqué à l'EPROM 2 à travers un circuit de verrouillage. L'EPROM 2 joue le rôle d'un générateur programmable: par l'intermédiaire du compteur C2, il génère les signaux modulés selon la spécification reçue à ses entrées A8-A15. La fréquence de l'horloge à haute fréquence doit être choisie de manière à respecter le temps d'accès des mémoires. Cette horloge pilote le circuit de verrouillage L2, chargé d'aiguiller le bus de données (D0-D7) de l'EPROM 2

aux circuits d'amorçages de l'onduleur. Elle pilote aussi le convertisseur CAD par l'intermédiaire d'un diviseur de fréquence.

Ce montage fonctionne d'une façon qu'on peut qualifier d'asynchrone dans le sens que les horloges BF et HF sont complètement indépendantes. Pour éviter que des mauvaises commandes ne soient envoyées aux circuits d'amorçage de l'onduleur, une certaine synchronisation doit exister entre les différents circuits constituant ce montage. Par exemple, la bascule D empêche l'EPROM 1 de changer d'état alors que le circuit de verrouillage L1 est activé et l'inverseur placé entre C2 et L1 change le front d'activation de L1.

Enfin, mentionnons que l'entrée OE du circuit L2 peut être utilisée pour bloquer tous les signaux de commande en cas de défaut dans le circuit de puissance.

4.4.2.2 Les circuits de commande IR2110

Ces circuits de commande sont utilisés car ils simplifient la tâche de d'amorçage des interrupteurs dont l'émetteur n'est pas à la masse de puissance. Ces circuits utilisent le principe de "bootstrap" et possèdent un temps de réponse inférieur à 30 ns et une entrée de type FET, donc ils

n'influencent pas le circuit de commande. La consommation de ces "drivers" est négligeable, puisqu'ils sont réalisés selon la technologie CMOS.

4.5 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Dans ce paragraphe on présentera les différents résultats expérimentaux obtenus pour un onduleur TTN-MLI en utilisant le modulateur monophasé comme circuit de commande.

Les formes d'ondes de signaux de commande des quatre interrupteurs (S1, SO1, S2, SO2) sont présentées aux figures 4.6.

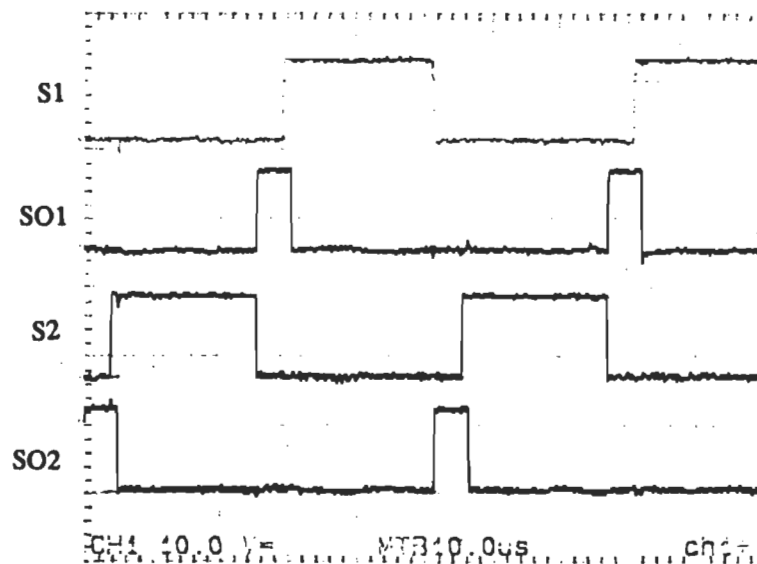


Figure 4.6 Signaux de commande (10μs/div)

Les signaux des interrupteurs auxiliaires ont une largeur de $5\mu\text{s}$ et arrivent à $0.7\mu\text{s}$ avant les signaux des interrupteurs principaux.

Les durées ont été ajustées expérimentalement et pour les modifier, on a à reprogrammer l'EPROM. Mentionons aussi que ces durées nous assurent une commutation à tension nulle des interrupteurs principaux et aucune détection du passage par zéro de la tension n'est requise.

Les signaux principaux sont modulés en largeur selon la commande V_i .

La figure 4.7 montre le courant dans l'inductance de résonance où l'on aperçoit la charge avec résonance et la décharge linéaire.

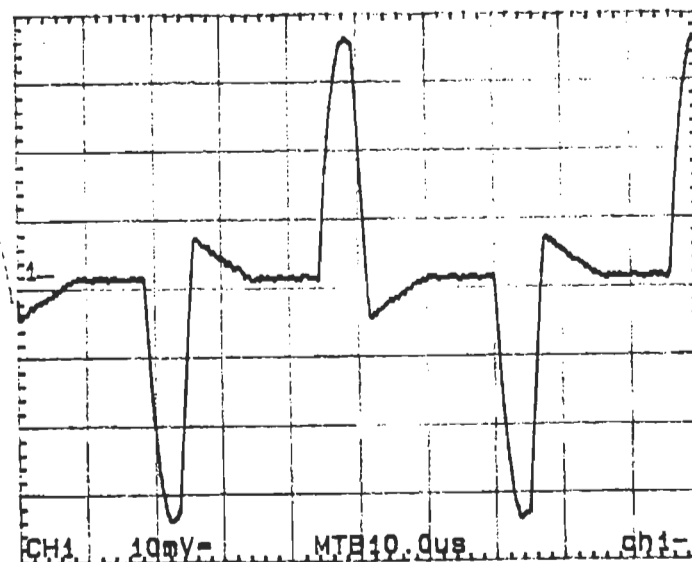


Figure 4.7 Courant dans l'inductance de résonance (0.5 A/div)

La figure 4.8 montre les formes d'ondes de tension aux bornes de la diode D1 en comparaison avec le courant dans l'inductance de résonance.

Tel que prévue, la tension aux bornes du condensateur est une onde carrée sauf, pour les transitions où les intervalles sont courts (voir fig. 4.9).

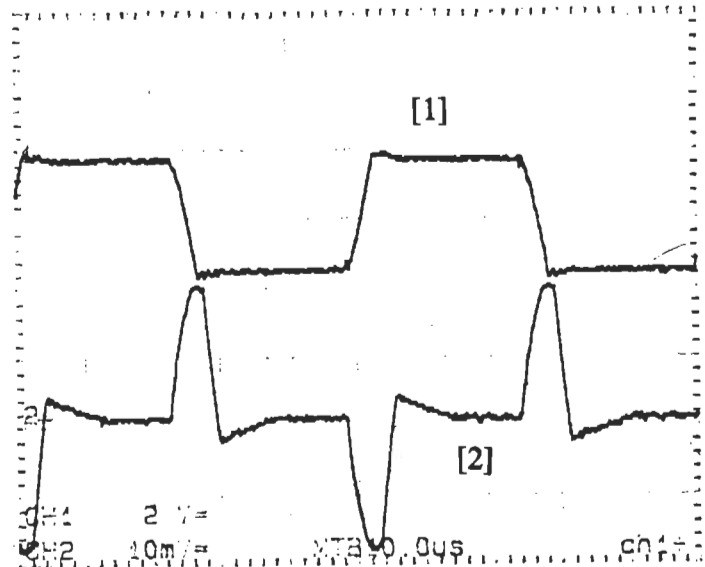


Figure 4.8 [1]- Tension aux bornes de la diode D1 (20V/div, 10μs/div)

[2]-Courant dans l'inductance de résonance

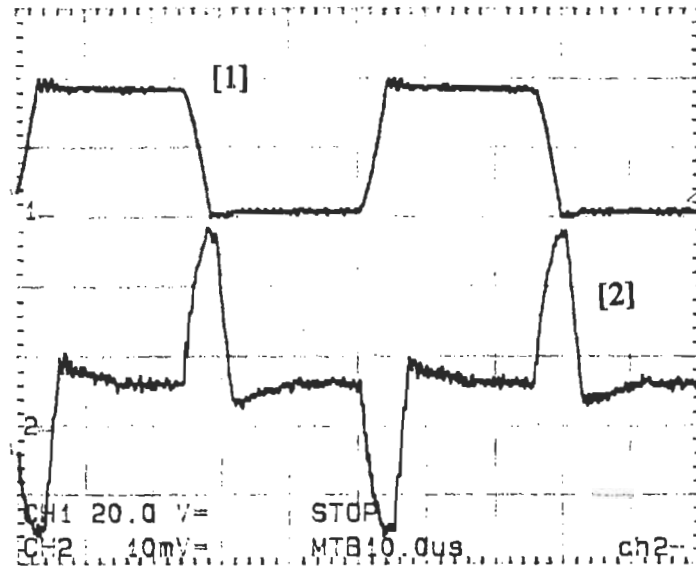


Figure 4.9 [1]- Tension aux bornes du condensateur de résonance (20V/div)

[2]- Courant dans l'inductance de résonance (2A/div)

À la figure 4.10, on expose les formes d'ondes typiques du courant dans l'inductance avec la tension aux bornes de l'interrupteur S1.

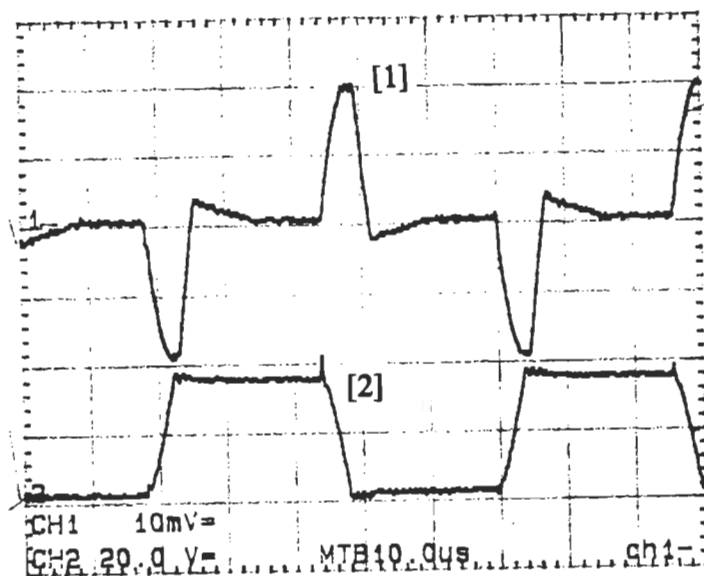


Figure 4.10 [1]- Courant dans l'inductance de résonance (1A/div.)

[2]- Tension aux bornes de S1 (20 V/div)

Une comparaison de la tension aux bornes de l'interrupteur S1 avec son signal de grille nous montre la fonctionnement à commutation à tension nulle où on voit clairement que le signal d'attaque est appliqué après que la tension devienne nulle (voir figure 4.11).

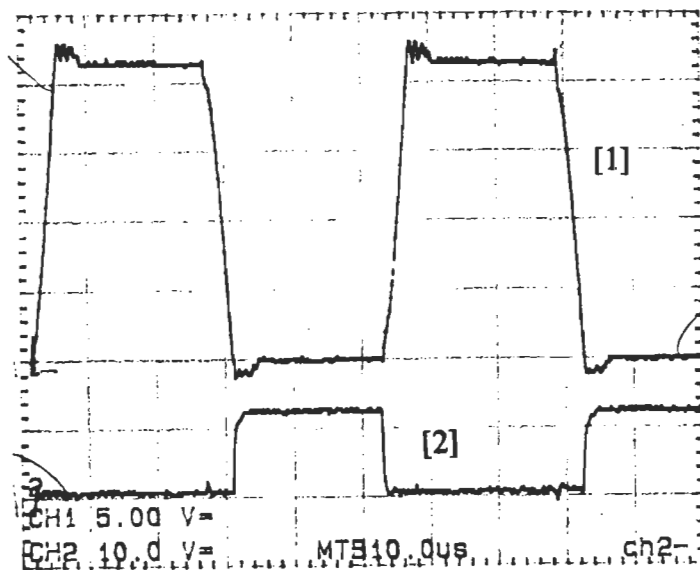


Figure 4.11 [1]- Tension aux bornes de S1 (5V/div)

[2]- Signal de commande de S1(10V/div)

Les interrupteurs auxiliaires fonctionnent seulement durant la transitions c.à.d. lors de la mise en conduction des interrupteurs principaux (voir figure 4.12).

4.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, il a été question de l'expérimentation du montage de l'onduleur TTN-MLI. L'expérimentation nous a servi à valider l'étude théorique exposée au chapitre 2 ainsi que les résultats de simulation obtenus à la fin du même chapitre. En comparant les formes d'ondes théoriques et expérimentales, nous constatons qu'il y a une bonne concordance entre la théorie et la pratique.

L'utilisation du circuit numérique (EPROM) qui se caractérise par la précision et la simplicité nous a permis de réaliser un circuit de commande efficace et robuste. Enfin l'utilisation des circuits IR2110 nous a permis de simplifier la commande de TBGI.

l'énergie du circuit oscillant. La configuration TTN-MLI a un avantage économique important par rapport à la configuration CTN-QRC : la réduction du coût; mais ce n'est qu'en observant les critères de conception sus-mentionnés que la TTN-MLI peut vraiment rivaliser la CTN-QRC.

Enfin, mentionnons que la continuité de ce travail est en cours et nous sommes entrain de réaliser un onduleur triphasé.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Ahmed Chériti, Kamal Al-Haddad, A. Dessaint, A. Meynard, and D. Mukhedkar, "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, VOL 7, NO 2, April 1992, pp. 385-392.
- [2] Ahmed Cheriti, Thèse du doctorat "Etude D'onduleurs Triphasés à Haute Fréquence et à Commutation Douce", Université de Montréal, Mai 1993, pp. 80-93.
- [3] M. W. Yamak, A. Chériti et D. Abouhdel "Convertisseur Abaisseur à Transition à Tension Nulle-Modulation de Largeur d'Impulsion", Congrès Canadien du Génie Electrique et d'informatique, Septembre 1995.
- [4] K. H Liu, and Fred C. Y. Lee "Zero Voltage Switching Technique in dc-dc Converters", in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.,1986, pp. 58-70.
- [5] W. A. Tabisz, P. Gradzki, and Fred C. Y. Lee "Zero Voltage Switched Quasi Resonant Buck and Flyback Converter-Experimental Results at

10MHz” IEEE Transactions on power electronics. Vol 4, No 2, April 1989 pp. 194-204.

- [6] W. A. Tabisz, P. Gradzki, and Fred C. Y. Lee “Zero Voltage Switching Multiresonant-Resonant technique a Novel Approach to Improve Performance of High Frequency Quasi-Resonant Converters”, in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1988, pp. 9-17.
- [7] M. M. Jovanic and Fred C. Y. Lee “DC Characteristics and Stability Analysis of Push-Pull and Bridge-Type Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics. VOL 3, NO 3, July 1989, pp.218-225.
- [8] F. C. Lee, W. A. Tabisz and M. M. Jovanic, “ Recent developpment in High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converters Technologies”, in 3rd European Conf. Power Electronics and Applications, 1989, pp. 401-410.
- [9] M. M. Jovanic, W.A.Tabisz and F. C. Lee, “ Zero Voltage Switching Technique in High Frequency Off-Line Converters “, in IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc., pp. 22-32.

- [10] Guichao Hua, and Fred C. Y. Lee, “ A New Class of Zero-Voltage - Switched PWM Converter”, in High Frequency Power Conversion Conf. Proc., 1991, pp. 241-251.
- [11] Guichao Hua, Ching-shan Leu, Yimin Jiang, and Fred C. Y. Lee “Novel Zero Voltage Transition PWM Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, No 2, March 1994, pp. 213-219.
- [12] FRANCIS BRICHANT “Les Onduleurs Autonomes; Conception et Applications Industrielles”, Bordas, Paris, 1982.
- [13] V. Vorperian, “Quasi-Square Waves Converters: Topologies and Analysis”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 3, No 2, April 1988, pp. 183-191.
- [14] C. P. Henz, H. C. Martin and D. W. Persley, “Zero-Voltage-Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation”, in IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc., 1988, pp. 33-40.
- [15] Hirofumi Matsuo, Katsuji Iida, Fujio Kurokawa and Kouichi Harada “New Soft-Commutated PWM Inverter with AC Current Transformer” in IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc., 1993, pp. 1275-1280.

- [16] J. S. Lai, R. W. Young and J. W. McKeever “Efficiency Consideration of DC link Soft-Switching Inverters for Motor Drive Application”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, No 2, March 1994, pp. 1003-1010.
- [17] Slobodan Cuk “Basics of Switched-Mode Power Conversion: Topologies, Magnetics, and Control”, Power Conversion International, 32 pp., August, September, October 1981, pp. 265-296.
- [18] S. R. Bowes and M. J. Mount “Microprocessor Control of PWM Inverters”, IEE PROC., Vol.128, Pt. B, No. 6, November 1981, pp. 293-305.

ANNEXE 1

Programme de simulation complet d'un onduleur TTN-MLI

```
#####PROGRAMME DE SIMULATION#####
#####D'UN ONDULEUR TTN-MLI#####
#####COMPLET#####
```

```
k=menu('Choisir une commande','Reprendre depuis le début','Continuer la
simulation');
```

```
if k==1;
```

```
Vs=100;L0=1.5e-3;R=5;Lr=2e-5;Cr=1e-
7;Ct1=0;Ct2=0;Ct3=0;Ct4=0;Ct5=0;Ct6=0;
T=1/15000;dT=0.5e-6;f=120;W1=2*pi*f;A=.88;
```

```
A1=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B1=[1/Lr;0;-1/(2*L0)];C1=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D1=[0;0;0];
A2=[0 1/Lr 0;-1/Cr 0 1/Cr;0 -1/L0 -R/L0];B2=[0;0;1/(2*L0)];C2=[1 0 0;0 1 0
;0 0 1];D2=[0;0;0];
A3=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B3=[-1/Lr;0;1/(2*L0)];C3=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D3=[0;0;0];
A4=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B4=[0;0;1/(2*L0)];C4=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D4=[0;0;0];
A5=[0 0 0;0 0 1/Cr;0 -1/L0 -R/L0];B5=[0;0;1/(2*L0)];C5=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D5=[0;0;0];
A6=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B6=[0;0;-1/(2*L0)];C6=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D6=[0;0;0];
A7=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B7=[-1/Lr;0;+1/(2*L0)];C7=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D7=[0;0;0];
A8=[0 -1/Lr 0;+1/Cr 0 -1/Cr;0 +1/L0 -R/L0];B8=[0;0;-1/(2*L0)];C8=[1 0 0;0
1 0;0 0 1];D8=[0;0;0];
A9=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B9=[1/Lr;0;-1/(2*L0)];C9=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D9=[0;0;0];
A10=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0];B10=[0;0;-1/(2*L0)];C10=[1 0 0;0 1 0;0 0 1
];D10=[0;0;0];
A11=[0 0 0;0 0 -1/Cr;0 1/L0 -R/L0];B11=[0;0;-1/(2*L0)];C11=[1 0 0;0 1 0;0
0 1];D11=[0;0;0];
```



```

A12=[0 0 0;0 0 0;0 0 -R/L0 ];B12=[0;0;1/(2*L0)];C12=[1 0 0 ;0 1 0 ;0 0 1
;];D12=[0;0;0];
I=0;XW=[0;Vs;0];J=0;t=0;Xf=[];Ct1=0;Ct2=0;Ct3=0;w=1;IN=0;

```

```

else
clear X;clear t;clear U;clear Y;clear Ts1;clear Ts2;I=0;J=0;
end

```

```

G=menu('Choisir le nombre de cycles','1','5','20','68','100','140');

```

```

if G==1;
    n=1;
elseif G==2;
    n=5;
elseif G==3;
    n=20;
elseif G==4;
    n=68;
elseif G==5;
    n=100;
else
    n=140;
end

```

```

%*****
%***** Génération des vecteurs de commande *****
%*****

```

```

t=dT:dT:(J+n)*T;

```

```

U=ones(length(t),1)*Vs;

```

```

for J=J+1:n+J;

```

```

J
%*****
%***** Simulation séquence 1 *****
%*****

```

```

if IN==0;
a=(T/2)*(1+A*sin(W1*J*T))/T;
Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(a+J-1)*T;

NPT=length(Ts1);
h=1;

for I=1:NPT;
    if h==1
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);
        if X(1,I)<=X(3,I)
            h=1;
        else
            h=2;
        end
    end

%*****
%***** Simulation séquence 2 *****
%*****

    if h==2
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);
        if X(2,I)>0
            h=2;
        else
            h=3;
        end
    end

%*****
%***** Simulation séquence 3 *****
%*****

    if h==3
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A3,B3,C3,D3,U(I),dT,XW);
        if X(1,I)>0
            h=3;
        end
    end

```

```

        else
            h=4;
        end
    end

%*****
%***** Simulation séquence 4 *****
%*****

    if h==4
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A4,B4,C4,D4,U(I),dT,XW);

    end
end
%*****
%***** Simulation séquence 5 *****
%*****

    Ts2=(a+J-1)*T+dT:dT:J*T;
    NPT=length(Ts2);h=5;
    for I=I+1:I+NPT;

        if h==5
            [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A5,B5,C5,D5,U(I),dT,XW);
            if X(2,I)< Vs
                h=5;
            else
                h=6;
            end
        end

%*****
%***** Simulation séquence 6 *****
%*****

        if h==6

            [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A6,B6,C6,D6,U(I),dT,XW);
            if X(3,I)<=0
                IN=1
            end
        end
    end
end

```

end

%***** stockage du vecteur X *****

Xf=[Xf,X];

clear X;

clear Y;

else

%*****

%***** Simulation séquence 7 *****

%*****

a=1-(T/2)*(1+A*sin(W1*J*T))/T;

Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(a+J-1)*T;

NPT=length(Ts1);

h=7;

for I=1:NPT;

if h==7

[X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A7,B7,C7,D7,U(I),dT,XW);

Ct1=Ct1+1;

if X(1,I)>=X(3,I)

h=7;

else

h=8;

end

end

%*****

%***** Simulation séquence 8 *****

%*****

```

    if h==8
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A8,B8,C8,D8,U(I),dT,XW);
        Ct2=Ct2+1;
        if X(2,I)>0
            h=8;
        else
            h=9;
        end
    end
end

%*****
%***** Simulation séquence 9 *****
%*****

    if h==9
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A9,B9,C9,D9,U(I),dT,XW);
        Ct3=Ct3+1;
        if X(1,I)<0
            h=9;
        else
            h=10;
        end
    end
end

%*****
%***** Simulation séquence 10 *****
%*****

    if h==10
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A10,B10,C10,D10,U(I),dT,XW);
        Ct4=Ct4+1;

    end
end

%*****
%***** Simulation séquence 11 *****
%*****

    Ts2=(a+J-1)*T+dT:dT:J*T;
    NPT=length(Ts2);

```

```

        h=11;
        for I=I+1:I+NPT;

            if h==11
                [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A11,B11,C11,D11,U(I),dT,XW);
                Ct5=Ct5+1;
                if X(2,I)< Vs
                    h=11;
                else
                    h=12;
                end
            end
        end
%*****
%***** Simulation séquence 12 *****
%*****
        if h==12

            [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A12,B12,C12,D12,U(I),dT,XW);
            if X(3,I)>=0
                IN=0
            end

            Ct6=Ct6+1;
        end
    end

%***** stockage du vecteur X *****

Xf=[Xf,X];
clear X;
clear Y;
end
plot(Xf(3,:))
end

```

ANNEXE 2

Programme de simulation complet d'un onduleur classique

```
#####PROGRAMME DE SIMULATION#####
#####D'UN ONDULEUR #####
#####ÉLEMENTAIRE#####
```

```
k=menu('Choisir une commande','Reprendre dès le début','Continuer la
simulation');
```

```
if k==1;
```

```
clear
```

```
k=1;
```

```
%*****
%***** Initialisations *****
%*****
```

```
Vs=100;L=1.5e-3;R=5;
T=1/15000;dT=0.5e-6;f=120;W1=2*pi*f;A=.8;
```

```
A1=[-R/L];B1=[1/(2*L)];C1=[1 ];D1=[0];
A2=[-R/L];B2=[-1/(2*L)];C2=[1 ];D2=[0];
```

```
I=0;XW=[0];J=0;t=0;Xf=[];Ct1=0;Ct2=0;Ct3=0;W=1;
```

```
else
```

```
clear X;clear t;clear U;clear Y;clear Ts1;clear Ts2;I=0;
end
```

```
G=menu('Choisir le nombre de cycles','10','20','50','100','150','250');
```

```
if G==1;
    n=10;
elseif G==2;
```



```

        n=20;
    elseif G==3;
        n=50;
    elseif G==4;
        n=100;
    elseif G==5;
        n=150;
    else
        n=250;
    end

%*****
%***** Génération des vecteurs de commande *****
%*****

t=dT:dT:(J+n)*T;

U=ones(length(t),1)*Vs;

for J=J+1:n+J;

J
%*****
%***** Simulation séquence 1 *****
%*****
a=(T/2)*(1+A*sin(W1*J*T))/T

    Ts1=(J-1)*T+dT:dT:(a+J-1)*T;
    NPT=length(Ts1);

    for I=1:NPT;
        [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A1,B1,C1,D1,U(I),dT,XW);
    end
end

```

```

%*****
%***** Simulation séquence 2 *****
%*****

Ts2=(a+J-1)*T+dT:dT:J*T;
NPT=length(Ts2);

for I=I+1:I+NPT;
    [X(:,I),Y(:,I),XW] = Srk(A2,B2,C2,D2,U(I),dT,XW);
end

Xf=[Xf,X];
clear X;
clear Y;
end

plot(Xf)

```

ANNEXE 3

```
#####PROGRAMME DE CALCUL #####
##### DU COURANT EFFICACE DE L'INTERRUPTEUR#####
###AUXILIAIRE SO1 EN FONCTION DU COURANT DE CHARGE####
clear;
clg;
i=1;
for I=0:0.01:8;
Ief(i)=sqrt(15000*((2e-7/3)*I*I*I+I*I*2.2214e-006+5.5538e-005+2.0003e-
005*I));
I1(i)=I;
i=i+1;
end
plot(I1,Ief)
grid
```

ANNEXE 4

```
#####PROGRAMME DE CALCUL DU COURANT #####
####EFFICACE DE L'INTERRUPTEUR PRINCIPAL S1 EN#####
#####FONCTION DU COURANT DE CHARGE#####
clear;
clg;
i=1;
for I=0:0.1:8
Ief(i)=sqrt(I*I*(0.5-0.066-0.0212)-0.0060*I*I*I);
I1(i)=I;
i=i+1;
end
plot(I1,Ief)
grid
```

ANNEXE 5

```
#####PROGRAMME DE CALCUL#####
#####DU COURANT#####
#####EFFICACE DE LA DIODE ANTI-PARALLÈLE EN#####
#####FONCTION DU COURANT DE CHARGE#####
clear;
clg;
i=1;
for I=0:0.01:8;
Ief(i)=sqrt(15000*(0.25*I^2*(2e-7+3.63e-6)));
I1(i)=I;
i=i+1;
end
plot(I1,Ief)
grid
```

ANNEXE 6

Listage du programme des EPROMS

Programme pour le calcul des données pour l'eprom 1

```

clear

dteta=2*pi/256;
for A=1:1:256;
    teta=dteta:dteta:2*pi;
    Y(A1:256)=round(128+(A/2)*sin(teta));
end
X=Y';
fid=fopen('c:data.bin', 'w+');
    for I=1:256
        for j=1:256
            fprintf (fid,'%c',X(i,j));
        end
    end
fclose(fid)

```

Programme pour le calcul des données pour l'eprom 2

```

clear

A=25;
P=5;
D=A-P;E=256-2*A;F=256-A;

```

```
IMP=[ones(A,D)*254 ones(A,P)*252 ones(A,E)*253 ones(A,D)*251
ones(A,P)*243];
```

```
for i=A+1:F
```

```
    IMP(i,1:256)=[ones(1,D)*254 ones(1,P)*252 ones(1,F-i)*253
ones(1,D)*251 ones(1,P)*243 ones(1,i-A)*247];
```

```
end
```

```
for i=F+1:256
```

```
    IMP(i,1:256)=IMP(F,1:256);
```

```
end
```

```
fid=fopen('TTN2.BIN','w');
```

```
for i=1:256
```

```
    for j=1:256
```

```
        fprintf(fid,'%c',IMP(i,j));
```

```
    end
```

```
end
```

```
fclose(fid)
```

```
end
```