

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

THESE

Présentée au

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة —
BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique
en vue de l'obtention du

Grade de MAGISTER

EN ELECTROTECHNIQUE

Option : ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET COMMANDE

PAR

M. DEHBI Adel

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique
de l'Ecole Nationale Polytechnique

THEME

ANALYSE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A RESONANCE COMMANDE PAR LES MODES GLISSANTS

Soutenue publiquement le 07/05/1997 devant le jury d'examen composé de:

MM. M.S. BOUCHERIT
M.C. SOUAMI
F. BOUDJEMA
B. HEMICI
H. CHEKIREB
M.O. MAHMOUDI

Maître de conférences à l'ENP
Chargé de cours à l'ENP
Maître de conférences à l'ENP
Chargé de cours à l'ENP
Chargé de cours à l'ENP
Chargé de cours à l'ENP

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

AVANT-PROPOS



Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Puissance et de Commande de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

A Messieurs F. BOUDJEMA, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique et M.C SOUAMI, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en assurant la direction scientifique de mes travaux. Je ne saurai les remercier assez pour leur suivi attentif tout au long de notre travail, pour leurs critiques constructives et leurs conseils judicieux.

Je voudrai remercier très sincèrement M.S BOUCHERIT, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de présider l'honorable jury.

Je tiens à exprimer ma vive gratitude à Messieurs B. HEMICI, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, H. CHEKIREB, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique et M.O. MAHMOUD, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à mon travail en acceptant de le juger.

Pour terminer, j'associe volontier à ces remerciements tous mes collègues et mes amis, particulièrement les post-graduants du département de génie électrique: MM. TOUATI said, LOUDINI Malik et NAIT SEGHIR Amirouche, pour la précieuse aide qu'ils m'ont prodiguée, pour leur soutien moral et pour l'ambiance agréable qu'ils ont su créer autour de moi.

SOMMAIRE



Introduction générale.....	1
CHAPITRE I : Introduction aux onduleurs à résonance à commutation douce.....	5
I.1 Onduleur monophasé à résonance à commutation douce.....	6
I.2 Fonctionnement du pôle résonnant.....	8
I.3 Analyse du fonctionnement du pôle résonnant.....	11
I.4 Conclusion.....	16
CHAPITRE II : Analyse d'un onduleur triphasé à résonance à commutation douce.....	17
II.1 Fonctionnement et analyse de l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce.....	18
II.2 Commande en courant d'hystérésis.....	26
II.3 Construction de l'onduleur triphasé à résonance à commutation douce.....	31
II.4 Résultats de simulation et interprétations.....	32
II.5 Conclusion.....	35
CHAPITRE III : Application des modes glissants à l'onduleur à résonance à commutation douce.....	37
III.1 Hypothèses simplificatrices.....	38
III.2 Equations d'état du système global à régler.....	42
III.3 Choix des pôles.....	47
III.4 Influence du choix des pôles sur la dynamique du système.....	48
III.5 Détermination de k^* dans le cas sans régulateur.....	49
III.6 Commande avec intervention de l'action intégrale.....	50
III.7 Equation d'état en mode de glissement.....	52
III.8 Interprétation des résultats de simulation.....	54
III.9 Conclusion.....	59
IV. Conclusion générale.....	61
ANNEXE.....	64
Bibliographie.....	83

SYMBOLES UTILISES

V_s	tension continue de la source
C_r	capacité du circuit résonnant
L_r	self du circuit résonnant
C_f	capacité de filtrage
R	résistance
Z_r	impédance caractéristique du circuit oscillant $L_r C_r$
$S_{1(i-1,6)}$	interrupteurs
$T_{1(i-1,6)}$	Transistors
$D_{1(i-1,6)}$	Diodes
i_L	courant dans la self de résonance
I_p	référence positive de I_L
V_n	tension
I_o	courant de charge
V_o	tension de sortie
V_{Cr}	tension aux bornes de C_r
I_1	courant initial dans l'inductance L_r
$I_{1(i-1,4)}$	valeurs du courant I_{Lr} avant chaque commutation
I_m	valeur minimale I_{Lr}
I_n	courant de référence
$V_{a,b,c}$	tensions de sortie de l'onduleur triphasé
f_s	fréquence de commutation
u	grandeur de commande de l'onduleur
x	vecteur d'état
y	grandeur de sortie
$s(x)$	loi de commutation ou surface de glissement
u_{max}, u_{min}	valeurs extrêmes de u
n	dimension
w	grandeur de consigne
k^r	vecteur ligne de la contre réaction
k_w	coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.
u_{ec}	commande équivalente de u

A	matrice
p	pôle
P(s)	pôlynomé caractéristique
x_i	grandeur d'état du régulateur intégrateur
k_i	coefficient de contre réaction de x_i
T_i	constante d'intégration
x'	vecteur d'état en régime stationnaire
y'	grandeur de sortie en régime stationnaire
c_i	matrice de sortie en régime stationnaire
v	grandeur de perturbation
q	pôle réel
p	affixes des pôles complexes
α_i	coefficients de l'équation caractéristique
e_r	
$u_{1,2,3}$	grandeurs de commandes de chaque bras de l'onduleur triphasé
$E_{a,b,c}$	f.e.m du moteur asynchrone
CALC	circuit d'aide à la commutation

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès importants réalisés ces dernières années en matière d'électronique de puissance ont apporté une meilleure maîtrise du traitement électronique de l'énergie électrique et sa conversion en des formes plus souples à utiliser [1].

Le besoin en convertisseurs de plus petites dimensions conduit à augmenter la fréquence de fonctionnement, ce qui oblige, pour diminuer les pertes lors des commutations, à utiliser des nouvelles structures de convertisseurs. Elles associent plus étroitement des composants passifs aux commutateurs. Ces nouvelles structures diminuent les contraintes exercées sur les composants actifs lors des commutations, mais au prix de contraintes assez sévères sur les composants passifs. C'est d'autant plus vrai que les fréquences de commutation sont élevées [1].

Récemment, l'utilisation des circuits résonnants qui permettent en particulier d'exploiter les propriétés de la commutation naturelle des semi-conducteurs, a permis non seulement de minimiser les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique, mais aussi de minimiser les pertes par commutation.

Pour les onduleurs à modulation de largeur d'impulsions la conduction et l'extinction des semi-conducteurs peuvent être faites à tout moment. En mode de résonance, la mise en conduction peut être quelconque mais l'extinction doit se faire à des moments précis ou vice versa. Ces structures sont connues sous le nom générique de "résonnants".

L'utilisation des propriétés de la résonance permet de particulariser la nature des commutations des interrupteurs et d'exploiter les propriétés de la commutation naturelle du semi-conducteur en envisageant un fonctionnement en onde entière du convertisseur.

Les onduleurs autres que les onduleurs à résonance imposent à la charge la tension ou le courant et la fréquence. Dans les onduleurs monophasés à résonance la charge est constituée par un circuit oscillant peu amorti, de ce fait:

- Les commutations sont toujours de même nature donc interrupteurs faciles à réaliser.
- La grandeur de sortie courant ou tension non imposée par la source a une forme d'onde très voisine de la sinusoïde.
- La source continue fournit l'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations.
- On commande les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Si les caractéristiques de celle-ci varient, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est pas autonome [2].

Les composants semi-conducteurs associés à des diodes possédant une commutation commandée et une commutation spontanée, sont dits à commutation douce [3].

La commutation douce est donc un moyen pour réduire les pertes et les contraintes sur les composants semi-conducteurs notamment lorsque la fréquence augmente. Pour jouir des

avantages que procure la commutation douce, il faut la présence d'une source de tension ou d'une source de courant alternative, la résonance est justement un moyen pour obtenir une source alternative.

Les contraintes apparaissent également sur les composants passifs (inductances, transformateurs, condensateurs, ...) et tout l'art du concepteur consiste à déterminer le circuit qui saura le mieux mettre les imperfections des composants passifs au service de la commutation des interrupteurs (inductance de fuites des transformateurs et capacités parasites formant les circuits résonnants de la commutation douce) [1].

Pratiquement la fréquence de commutation peut être élevée seulement si les problèmes des contraintes des semi-conducteurs telles que les pertes par commutation peuvent être surmontées. Les contraintes sur les interrupteurs peuvent être réduites en associant des circuits dissipatifs appelés CALC (snubbers) en série et en parallèle avec les interrupteurs [4]. En combinant les différentes topologies propres des convertisseurs et les stratégies de commutation, on peut surmonter les contraintes sur les semi-conducteurs et les pertes par commutation seulement en commutant les interrupteurs sous tension nulle ou quand le courant qui y circule est nul.

Les convertisseurs de l'électronique de puissance suscitent un intérêt toujours actuel pour ce qui est de leur modélisation et de leur commande. Ils comportent des circuits électriques à changement de structures par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent le mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes à structures variable et permet d'obtenir des lois de commande performantes et robustes. Ils sont un cas particulier des systèmes à structures variables. En asservissement, ceci conduirait naturellement à les utiliser directement pour appliquer les méthodes de commandes inhérentes en l'occurrence la commande par les modes glissants.

La théorie des systèmes à structures variables (SSV) et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement.

En mode de glissement le système bouclé devient insensible à certaines variations de paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimensions inférieur ce qui réduit donc l'ordre du système.

ORGANISATION DU MEMOIRE DE THESE:

Au premier chapitre, nous présentons une introduction aux onduleurs monophasés à résonance comportant une analyse de leur fonctionnement.

Le deuxième chapitre présente la structure finale adoptée de l'onduleur à résonance à commutation douce qui sera suivie d'une analyse détaillée de son fonctionnement afin de mettre en évidence les performances des circuits résonnants sur les réponses dynamiques de ce convertisseur.

Le troisième chapitre est l'aboutissement de l'étude théorique présentée en annexe. Nous présentons à cet effet les performances et les avantages de cette technique de commande. Au préalable, une modélisation de ce convertisseur à résonance est faite sous une hypothèse simplificatrice justifiée.

Un annexe est consacré à la présentation de quelques éléments théoriques sur les systèmes à structures variables et les modes glissants associés.

Ce mémoire de thèse est clôturé par une conclusion générale de notre travail comportant quelques recommandations jugées utiles.

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX ONDULEURS A
RESONANCE A COMMUTATION DOUCE

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX ONDULEURS A RESONANCE A COMMUTATION DOUCE

Introduction

L'amélioration des performances dans les convertisseurs de puissance a conduit à leur fonctionnement en hautes fréquences, tout en minimisant les pertes par commutation dans les semi-conducteurs. Pour atteindre ce but, une nouvelle technique d'utilisation des semi-conducteurs a été développée: La commutation douce [3].

Pratiquement la fréquence de commutation peut être élevée seulement si les problèmes liés aux contraintes des semi-conducteurs telles que les pertes par commutation ont été réduites.

L'idée de base est qu'au moment de la commutation le courant circulant dans le semi-conducteur ou la tension à ses bornes doit être nul.

En combinant les différentes topologies propres des convertisseurs et les stratégies de commande, on peut surmonter (ou réduire) les contraintes sur les semi-conducteurs et les pertes par commutation seulement en commutant les interrupteurs

lorsque la tension à leurs bornes est nulle ou le courant qui y circule est nul .

Il a été démontré que la commutation sous tension nulle est plus appropriée que la commutation à courant nul pour les convertisseurs à haute fréquence de résonance [7,8,9].

Différentes topologies d'onduleur à commutation douce ont été proposées dans [10,11,12,13,14]. Les circuits proposés restent cependant compliqués et les semi-conducteurs sont soumis à des niveaux de tension supérieurs à la tension de source comparé à l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI) [15].

Dans ce chapitre, on présentera quelques circuits d'onduleur monophasé à résonance à commutation douce et les modifications qui leurs sont apportées afin d'aboutir à la structure finale de l'onduleur à résonance monophasé à commutation douce qui permettra l'extension à l'onduleur triphasé.

I.1 Onduleur monophasé à résonance à commutation douce

Le concept de la commutation douce dans les onduleurs de tension à puissance élevée a suscité beaucoup d'attention dans le domaine de l'électronique de puissance [11,12,16,17,18].

Un convertisseur à commutation douce est caractérisé par ses modes intrinsèques de fonctionnement qui permettent un soulagement des interrupteurs par une circulation appropriée de l'énergie stockée par les éléments du CALC notamment les éléments L et C [11].

La Figure I.1 présente la topologie d'un onduleur à résonance monophasé à commutation douce proposé dans [6].

Afin de réduire au minimum les pertes par commutation une autre topologie d'onduleur à résonance a été proposée par D.M.Divan (figure I.2) [6].

Le concept du pôle résonnant dans la conversion dc/dc à des puissances élevées a été proposée dans [6].

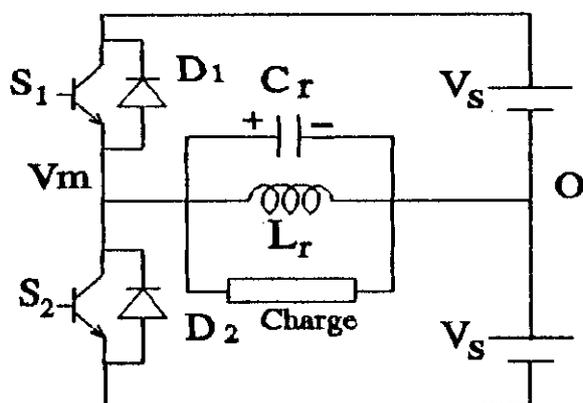


Figure I.2 schéma du circuit du pôle résonnant

La figure I.2 présente le schéma du circuit à pôle résonnant. Deux transistors T_1 et T_2 sont configurés en un onduleur demi-pont. Un circuit $L_r C_r$ a été placé au bornes de la charge pour assurer la commutation sous tension nulle des composants semi-conducteurs.

A l'aide de ce circuit, la contrainte de tension sur les semi-conducteurs est limitée seulement à la tension d'alimentation V_s .

I.2 Fonctionnement du pôle résonnant

Le transistor T_1 est maintenu fermé pendant que i_L croît linéairement pour atteindre sa référence positive I_p (Fig I.3). En bloquant T_1 à cet instant, la capacité C_r se décharge en mode de résonance pour inverser la tension V_m . Quand V_m atteint $-V_s$, la diode en antiparallèle avec T_2 devient passante. On peut alors

amorcer T_1 , sans pertes de commutation pour bloquer la diode D_1 . Le courant, i_{Lr} , décroît linéairement jusqu'à sa référence négative $-I_p$. A ce moment, T_1 peut être bloqué, ce qui achèvera un cycle de commutation. Les formes d'ondes de V_m et i_{Lr} sont présentées sur la figure I.3.

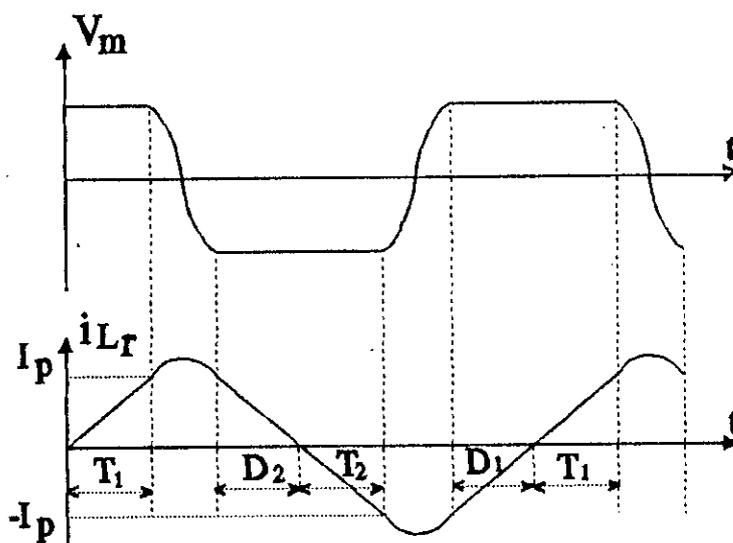


Figure I.3 Formes d'onde de V_m et I_{Lr}

Le courant dans l'inductance L_r croît linéairement et décroît aussi linéairement. Sa valeur moyenne étant nulle à l'exception de l'intervalle de résonance. Afin d'assurer une commutation sous tension nulle des transistors, le courant crête i_{Lr} doit être supérieur à $2I_o$ pour pouvoir osciller la tension aux bornes de la capacité C_r de V_m à $-V_m$ et vice versa.

Puisque ce courant qui ne contribue pas au transfert de puissance évolue suivant le courant de charge I_o , ce qui implique des pertes par conduction considérables.

Pour le fonctionnement en onduleur, la topologie du pôle résonnant (Fig I.1) est modifiée de sorte que le courant dans l'inductance L_r joue un rôle majeur dans le processus de transfert de puissance .

Afin d'utiliser le pôle résonnant dans la conversion dc/ac (fonctionnement en onduleur), une capacité de filtrage C_f est placée en série avec l'inductance L_r (figure I.4). La charge se trouve placée aux bornes de cette capacité C_f .

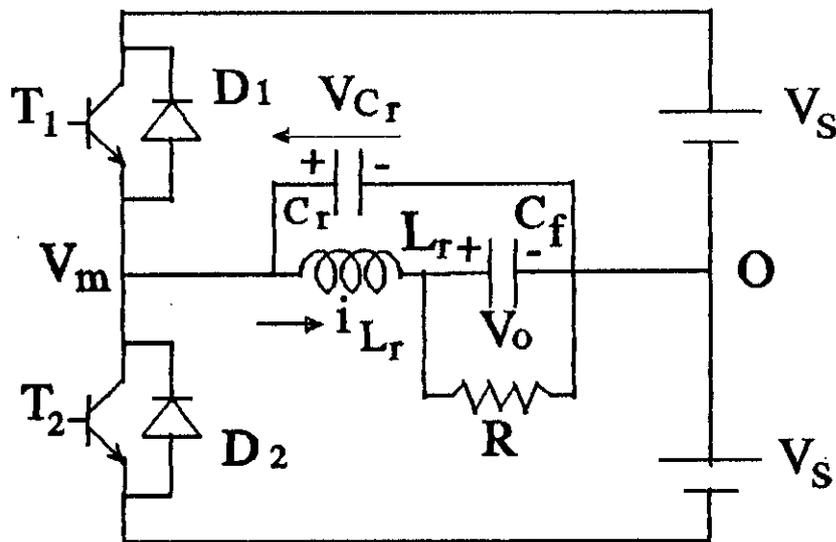


Figure I.4 Onduleur à pôle résonnant monophasé

Considérons le cas où l'on veut générer une tension de sortie continue V_o aux bornes d'une résistance R . Si les références positive et négative du courant i_{L_r} , correspondant respectivement à I_r et $-I_r$, sur la figure I.3, varient de sorte que la valeur moyenne du courant i_{L_r} dans la self L_r soit égal à V_o/R , la tension de sortie est alors égale à V_o .

En effet on a :

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{L_r} dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_R dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_f} dt = \frac{V_o}{R} \quad (1.1)$$

V_o étant continue, de ce fait:

$$i_{C_f} = C_f \frac{dV_o}{dt} = 0 \quad \text{d'où} \quad \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_f} dt = 0 \quad (1.2)$$

par conséquent:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{L_r} dt = 0 \quad (1.3)$$

Le fait de varier les références positive et négative de i_{L_r} , la valeur moyenne de i_{L_r} varie aussi c'est à dire soit elle est positive, soit elle est négative. Ceci est vrai aussi pour la tension de sortie V_o générée d'où possibilité de fonctionnement en onduleur [12].

I.3 Analyse du fonctionnement du pôle résonnant

Le pôle résonnant opère en deux modes distincts (mode 1 et mode 2), qui se répètent chaque demi-cycle de commutation. La figure I.5 présente les formes d'ondes pour la synthèse d'un courant alternatif sinusoïdal. Les équations d'état caractérisant le mode 1 sont:

$$V_{C_x} = V_s \quad (1.4)$$

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = (V_s - v_o) / L_r \quad (1.5)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = (i_{L_r} - \frac{v_o}{R}) / C_f \quad (1.6)$$

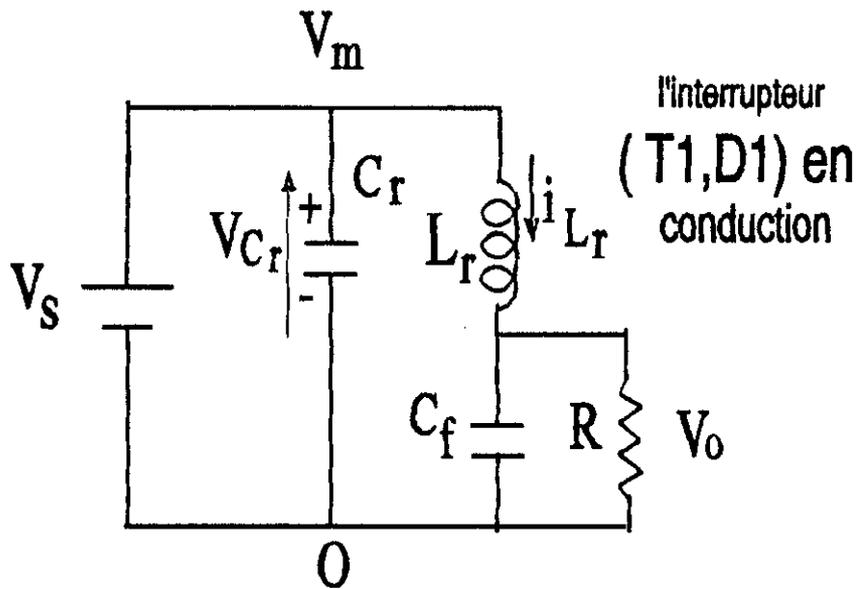


Fig i.5 Circuit équivalent au mode 1

Pour le mode 2, la tension de la capacité C_r est maintenant régie par l'équation d'état suivante:

$$i_{C_r} = -i_{L_r} \quad \text{d'où} \quad \frac{dV_{C_r}}{dt} = -\frac{i_{L_r}}{C_r} \quad (1.7)$$

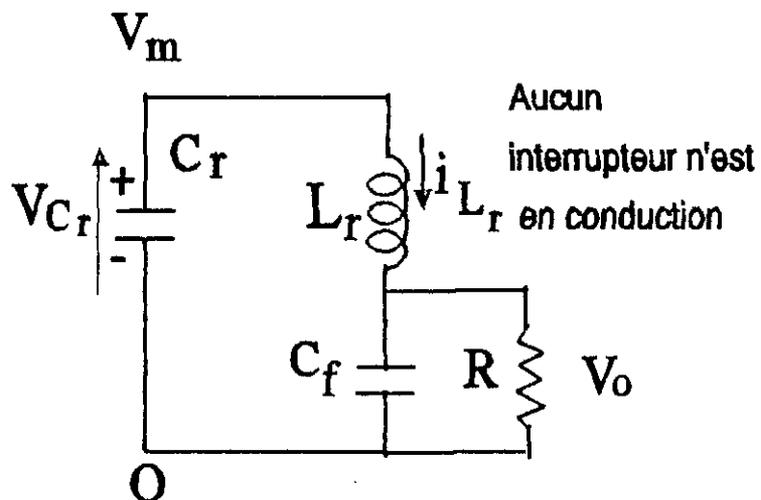


Fig I.6 Circuit équivalent au mode 2

La détermination des conditions de commutation est basée sur deux contraintes:

* La commutation sous tension nulle nécessite la conduction du semi-conducteur qu'on veut bloquer. Ceci est suffisant pour l'inversion de la tension V_s au moment de la commutation (on suppose C_r très grand devant C_f).

En appliquant la conservation d'énergie ,le courant minimum I_{Lr0} nécessaire pour l'inversion de la tension V_s est

$$I_{Lr0} = \frac{2}{Z_o} \sqrt{V_s V_o} \quad (1.8)$$

ou Z_o est l'impédance caractéristique du circuit oscillant $L_r C_r$ donnée par

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

*La deuxième contrainte qui limite les performances est la variation de la fréquence de commutation avec la tension de sortie. En effet, en supposant que i_{Lr} a une forme triangulaire, comme V_o varie lentement contrairement à V_{cr} , on peut considérer que V_o est constante. Pour un courant de sortie $I_o = V_o / R$, la période de commutation peut être calculée comme suit :

$$T_s = \frac{4 V_s I_o L_r}{(V_s^2 - V_o^2)} \quad (1.9)$$

Z_o est relativement grand, c'est à dire on néglige l'intervalle de résonance du circuit $L_r C_r$ devant la période de commutation.

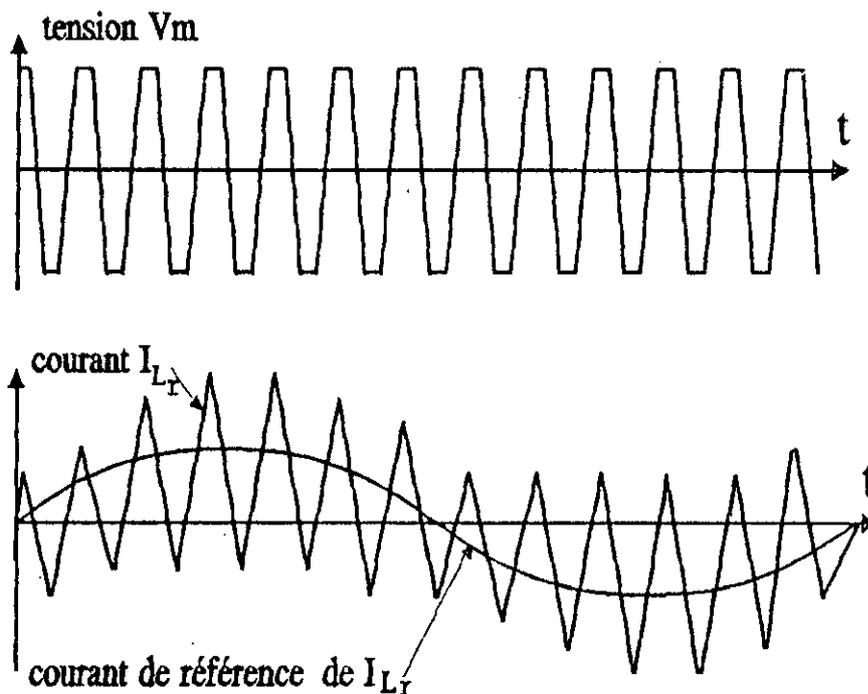


Figure I.7 formes d'ondes de V_m , i_{Lr} .

La modification apportée au circuit de la figure I.4 permet d'aboutir à la structure finale de l'onduleur à résonance monophasé à commutation douce comme il est représenté sur la figure I.8. Les capacités de résonance C_r et de filtrage C_f sont placées d'une façon symétrique.

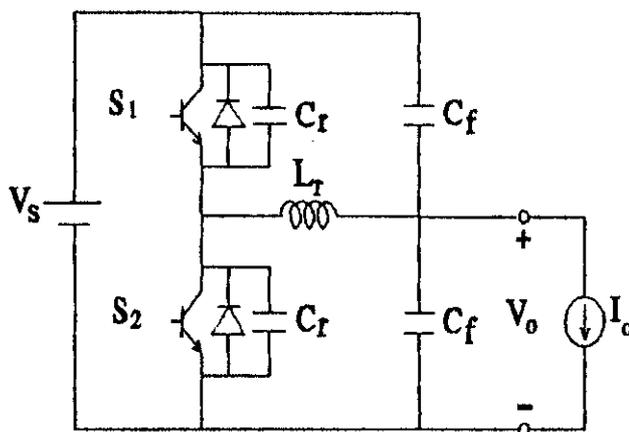


Figure I.8 Onduleur à résonance à commutation douce.

Avec le circuit de la figure I.8, il est très simple d'obtenir un onduleur à résonance triphasé à commutation douce. Pour ce faire, il suffit de connecter trois onduleurs monophasés à commutation douce en parallèle avec la source V_s .

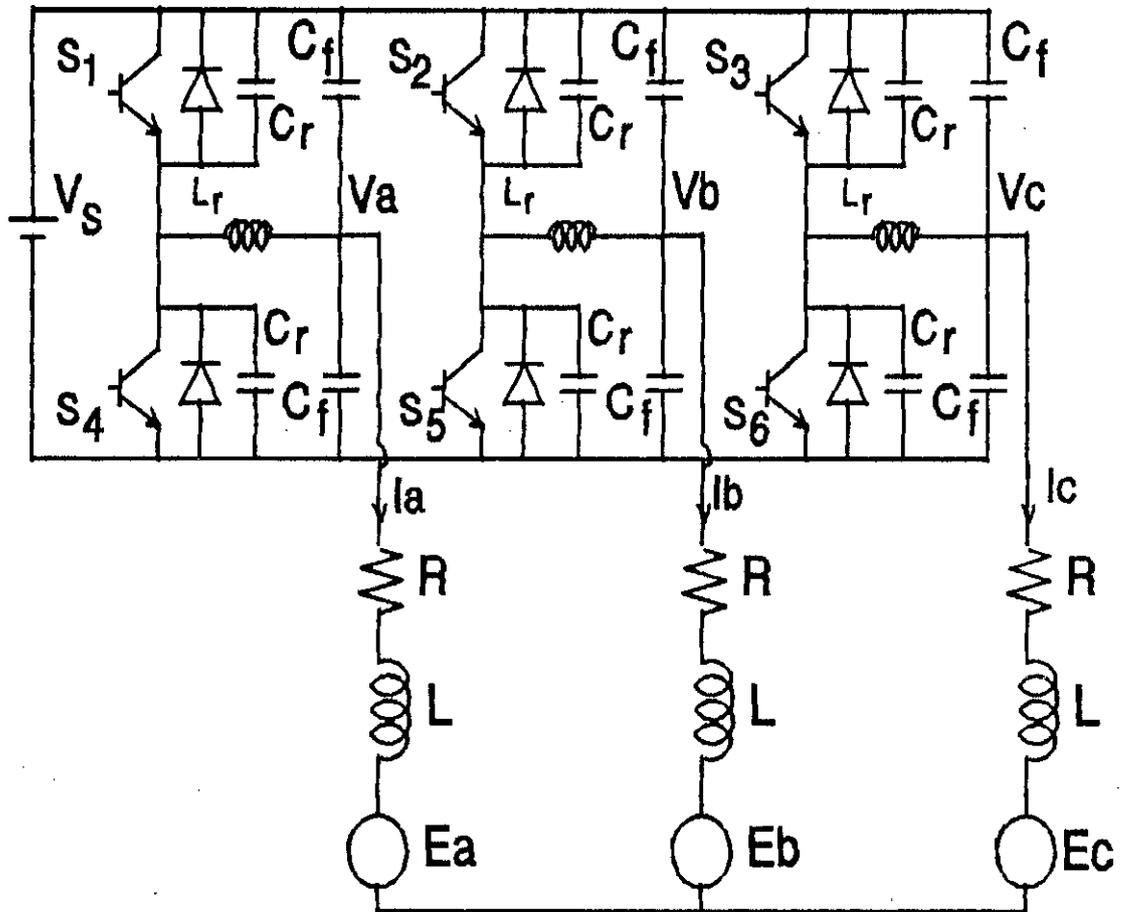


Fig I.9 Onduleur à résonance triphasé à commutation douce associé à un moteur asynchrone.

Le schéma du circuit de l'onduleur à résonance triphasé à commutation douce est présenté à la figure I.4. Un circuit similaire à celui présenté sur la figure I.8 a été proposé dans [6] pour la conversion dc/dc et qui présente aussi un fonctionnement similaire.

I.4 Conclusion

Après avoir établi le circuit final de l'onduleur à résonance à commutation douce, nous nous intéressons au chapitre II à l'analyse de son fonctionnement ainsi qu'à sa commande afin de mettre en évidence l'intérêt de la résonance et de la commutation douce sur les performances des onduleurs.

CHAPITRE II

ANALYSE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A RESONANCE A COMMUTATION DOUCE

CHAPITRE II

ANALYSE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A RESONANCE A COMMUTATION DOUCE

Introduction

La motivation de l'utilisation des onduleurs à commutation douce provient de l'intérêt de vouloir augmenter la fréquence de commutation donc d'avoir de haute performance de fonctionnement des onduleurs [5].

L'objectif principal dans la sélection du fonctionnement en mode de résonance des onduleurs est la diminution des pertes par commutation [6].

L'approche utilisée dans la conception de cet onduleur est la commutation sous tension nulle basée sur le phénomène de résonance par des circuits oscillants LC.

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse du fonctionnement de la structure finale de l'onduleur à résonance monophasé à commutation douce établie au chapitre précédent. Nous présenterons également l'intérêt de l'application de la commande en courant d'hystérésis à cet onduleur et on terminera par une

extension à l'onduleur à résonance triphasé à commutation douce qu'on associera à un moteur asynchrone. Une analyse des performances des résultats de la simulation mettra en évidence l'intérêt de la résonance sur les réponses dynamiques du système globale.

II.1 Fonctionnement et analyse de l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce

Après avoir établi le circuit final de l'onduleur à résonance à commutation douce (Fig I.8), nous nous intéressons maintenant à l'analyse de son fonctionnement ainsi qu'à sa commande.

L'analyse du fonctionnement de cet onduleur a été faite en régime permanent du moteur asynchrone (f.e.m supposée sinusoidale).

On suppose que la tension aux bornes de la capacité de filtrage C_f est constante durant la commutation. Une période de commutation est divisée en 4 modes dont les circuits équivalents sont représentés sur les figures II.1, 2, 3 et 4.

On suppose initialement que les deux interrupteurs $S_1(D_1, T_1)$ et $S_2(D_2, T_2)$ sont bloqués. La tension initiale aux bornes de C_f est V_0 . Le courant initial dans l'inductance est I_1 .

A l'instant $t=t_0$ débute un cycle de commutation avec

$$v_{C_{r1}}(t_0) = 0; v_{C_{r2}}(t_0) = V_B; i_{L_r}(t_0) = I_1 \quad (2.1)$$

(a) Mode 1 (t_0, t_1) $S_1(D_1, T_1)$:fermé , $S_2(D_2, T_2)$:ouvert

A $t=t_0$, la diode D_1 devient passante court-circuitant ainsi le condensateur C_{r1} . Pendant toute la conduction de D_1 , nous avons considéré que la tension de sortie est V_0 . Le circuit équivalent pour ce mode est présenté sur la figure II.1.

Tant que la diode D_1 conduit, le transistor T_1 est bloqué. A l'instant où le courant i_{Lr} passe par la valeur 0 pour croître positivement, on amorce T_1 . La diode D_1 et le transistor T_1 sont bloqués durant ce mode.

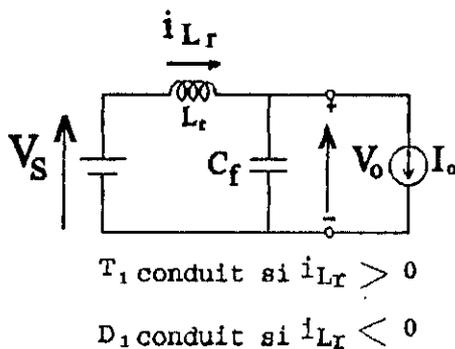


Figure II.1 Circuit équivalent du mode (a)

Le courant i_{Lr} croît linéairement de I_1 suivant l'équation:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_s - V_o}{L_r} (t - t_0) + I_1 \quad (2.2)$$

A l'instant $t=t_1$, i_{Lr} atteint la valeur I_2 de référence positive donnée par l'équation (2.3) et on bloque le transistor T_1 .

$$I_2 = \frac{V_s - V_o}{L_r} t_1 + I_1 \quad (2.3)$$

Les tensions aux bornes des capacités de résonance deviennent

$$v_{C_{r1}}(t_0) = 0; v_{C_{r2}}(t_0) = V_s \quad (2.4)$$

Le transistor T_1 ne peut s'amorcer puisque il ne reçoit pas

d'impulsion. La diode D_2 est bloquée car la tension $v_{C_{r2}}$ est positive, $v_{D_2} = -v_{C_{r2}}$. La diode D_1 également $v_{D_1} = v_{C_{r1}} = 0$.

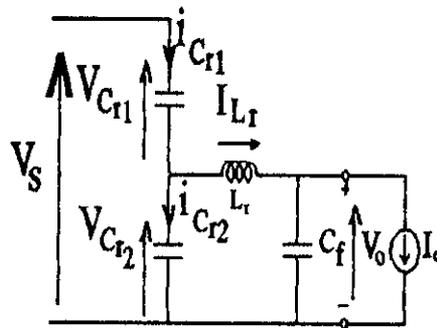
Donc à partir de l'instant t_1 , aucun composant ne conduit et on a un régime oscillant entre les composants passifs.

(b) Mode 2 (t_1, t_2) S_1 (D_1, T_1):ouvert, S_2 (D_2, T_2):ouvert

A $t=t_1$, T_1 est bloqué sous tension nulle puisqu'on a $v_{C_{r1}} = 0$. Le circuit oscillant $L_r C_{r2}$ entre en résonance sous les conditions

$$v_{C_{r1}}(t_1) = 0 ; v_{C_{r2}}(t_1) = V_s ; i_{L_r}(t_1) = I_2 \quad (2.5)$$

Le circuit équivalent pour ce mode est donné sur la figure II.2.



Aucun composant semi-conducteur n'est conducteur

Figure II.2 Circuit équivalent du mode (b)

Ce mode est décrit par les équations suivantes:

$$i_{C_{r1}} = i_{L_r} + i_{C_{r2}} \quad (2.6)$$

$$V_s = v_{C_{r1}} + v_{C_{r2}} \quad (2.7)$$

$$V_o + L_r \frac{di_{L_r}}{dt} - v_{C_{r2}} = 0 \quad (2.8)$$

d'où on tire l'équation différentielle décrivant la tension v_{Cr_2}

$$\frac{d^2 v_{Cr_2}}{dt^2} + \frac{1}{2L_r C_r} v_{Cr_2} - \frac{V_o}{2L_r C_r} = 0 \quad (2.9)$$

Rappelons que $C_{r_1} = C_{r_2} = C_r$. Après résolution de l'équation différentielle, tenant compte des conditions initiales, on a :

$$V_{Cr_2}(t) = (V_B - V_o) \cos(\omega_r t) - I_2 Z_r \sin(\omega_r t) + V_o \quad (2.10)$$

$$V_{Cr_1}(t) = (V_B - V_o) + (V_o - V_B) \cos(\omega_r t) + I_2 Z_r \sin(\omega_r t) \quad (2.11)$$

Le courant est donné alors par

$$i_{L_r}(t) = I_2 \cos(\omega_r t) + \frac{V_B - V_o}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (2.12)$$

$$\text{ou } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_r}} \quad \text{et} \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}} \quad (2.13)$$

A l'instant t_2 , $v_{Cr_2} = 0$ et $v_{Cr_1} = V_B$; la diode D_2 devient passante. T_1 ne peut conduire puisqu'il ne reçoit pas d'impulsion. La diode D_1 est bloquée par $v_{Cr_1} > 0$ cad $v_{D_1} < 0$.

Le courant i_{L_r} atteint la valeur I_3 donné par

$$I_3 = \left[I_2^2 + \frac{V_B}{Z_r^2} (V_B - 2V_o) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.14)$$

(c) Mode 3 (t_2, t_3): S_1 (D_1, T_1):ouvert , S_2 (D_2, T_2):fermé

A $t=t_2$, la diode D_2 devient passante court-circuitant ainsi le condensateur C_f . Le circuit équivalent pour ce mode est présenté sur la figure II.3.

Tant que la diode D_2 conduit, le transistor T_2 est bloqué. A l'instant où le courant i_{Lr} passe par la valeur 0 pour décroître négativement, on amorce T_2 . La diode D_1 et le transistor T_1 sont bloqués durant ce mode.

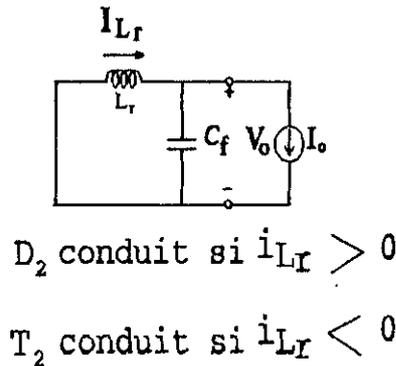


Figure II.3 Circuit équivalent du mode (c)

Le circuit est décrit par l'équation suivante

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_0 = 0 \quad (2.15)$$

Le courant i_{Lr} décroît linéairement de $i_{Lr}(t_2) = I_3$, selon l'équation:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_0}{L_r} (t - t_2) + I_3 \quad (2.16)$$

A l'instant $t=t_3$, i_{Lr} atteint la valeur I_4 de référence négative donnée par l'équation (2.17) et on bloque le transistor T_2 .

$$I_4 = -\frac{V_0}{L_r} (t_3 - t_2) + I_3 \quad (2.17)$$

Les tensions aux bornes des capacités de résonance deviennent

$$v_{C_{r1}}(t_3) = V_s ; v_{C_{r2}}(t_3) = 0 \quad (2.18)$$

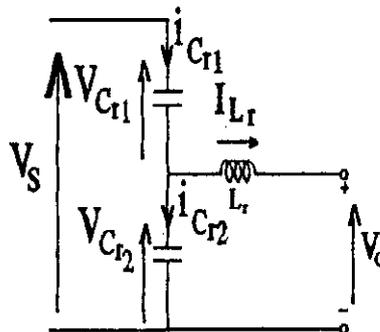
Le transistor T_1 ne peut s'amorcer puisque il ne reçoit pas d'impulsion. La diode D_1 est bloquée car la tension $v_{C_{r1}}$ est positive, $v_{D_1} = -v_{C_{r1}}$. La diode D_2 également $v_{D_2} = v_{C_{r2}} = 0$. Donc à partir de l'instant t_3 , aucun composant ne conduit et on a un régime oscillant entre les composants passifs.

(d) Mode 4 (t_3, t_4) S_1 (D_1, T_1):ouvert, S_2 (D_2, T_2):ouvert

A $t=t_3$, T_2 est bloqué sous tension nulle puisqu'on a $v_{C_{r2}} = 0$. Le circuit oscillant $L_r C_{r2}$ entre en résonance sous les conditions

$$v_{C_{r1}}(t_3) = V_s ; v_{C_{r2}}(t_3) = 0 ; i_{L_r}(t_3) = I_4 \quad (2.19)$$

Le circuit équivalent pour ce mode est donné sur la figure II.4.



Aucun composant semi-conducteur n'est conducteur

Figure II.4 Circuit équivalent du mode (d)

Ce mode est décrit par les équations suivantes:

$$i_{C_{r_1}} = i_{L_r} + i_{C_{r_2}} \quad (2.20)$$

$$V_s = V_{C_{r_1}} + V_{C_{r_2}} \quad (2.21)$$

$$V_o + L_r \frac{di_{L_r}}{dt} - V_{C_{r_2}} = 0 \quad (2.22)$$

d'où on tire l'équation différentielle décrivant la tension $v_{C_{r_2}}$

$$\frac{d^2 v_{C_{r_2}}}{dt^2} + \frac{1}{2L_r C_r} v_{C_{r_2}} - \frac{1}{2L_r C_r} V_o = 0 \quad (2.23)$$

Après résolution en tenant compte des nouvelles conditions initiales on obtient alors

$$V_{C_{r_1}}(t) = (V_s - V_o) + V_o \cos(\omega_r t) + I_4 Z_r \sin(\omega_r t) \quad (2.24)$$

$$V_{C_{r_2}}(t) = -V_o \cos(\omega_r t) - I_4 Z_r \sin(\omega_r t) + V_o \quad (2.25)$$

Le courant i_{L_r} est donné alors par

$$i_{L_r}(t) = I_4 \cos(\omega_r t) - \frac{V_o}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (2.26)$$

$$\text{ou } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_r}} \quad \text{et} \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}} \quad (2.27)$$

A l'instant t_4 , $v_{Cr1} = 0$ et $v_{Cr2} = V_s$; la diode D_1 devient passante. T_1 ne peut conduire puisqu'il ne reçoit pas d'impulsion. La diode D_2 est bloquée par $v_{Cr2} > 0$ cad $v_{D2} < 0$.

Le courant i_{Lr} atteint sa valeur initiale I_1 , donné par

$$I_1 = [I_4^2 - \frac{V_s}{Z_r^2} (V_s - 2V_o)]^{\frac{1}{2}} \quad (2.28)$$

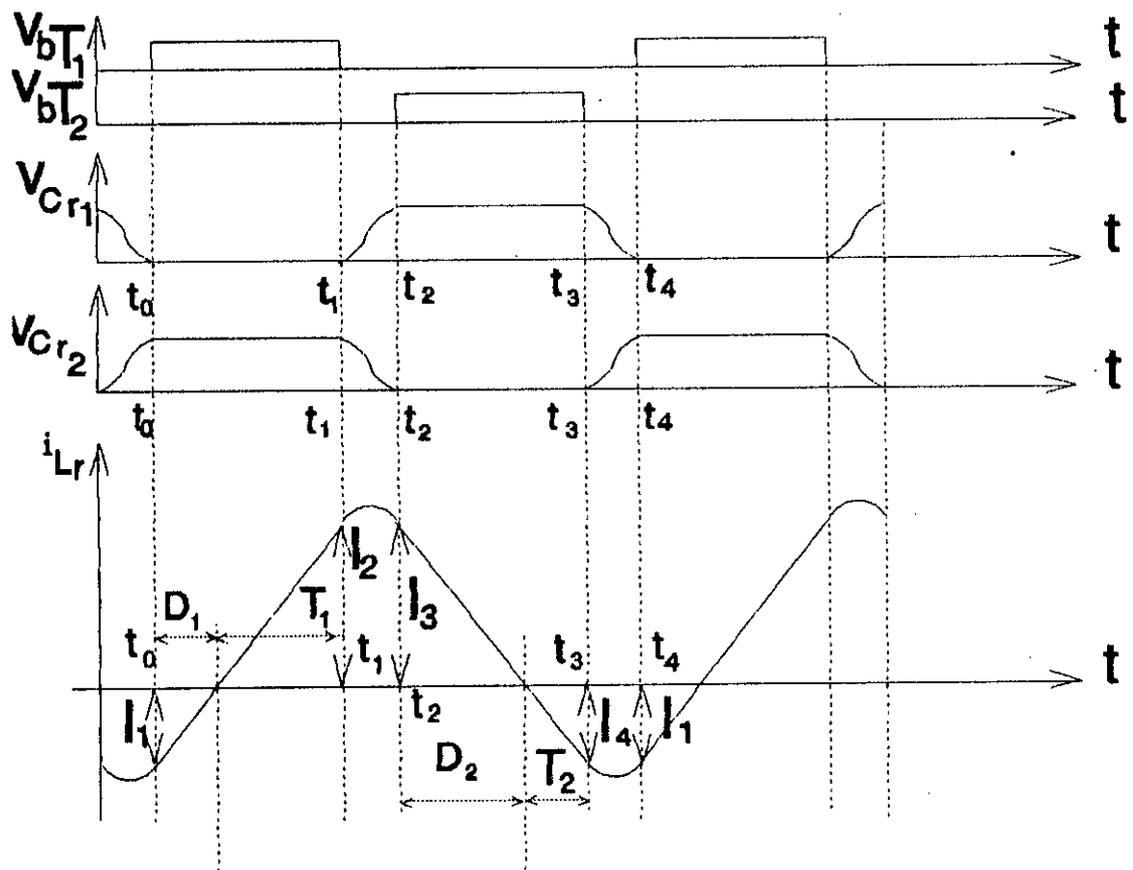


Fig II.5 Formes d'ondes de v_{Cr1} , v_{Cr2} et i_{Lr} pendant un cycle de commutation

II.2 Commande en courant d'hystérésis

D'après l'analyse faite précédemment, nous pouvons schématiser l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce de la figure I.8 par un circuit équivalent tel que sur la figure II.6 où u est la nouvelle tension d'entrée de l'onduleur.

D'après le paragraphe précédent, on montre facilement que pour pouvoir commuter les interrupteurs sous tension nulle, le courant initial dans l'inductance L_r au début de chaque cycle de commutation doit être supérieur à une certaine valeur minimale I_m donnée par la relation

$$I_m = \frac{\sqrt{2V_s V_m}}{Z_r} \tag{2.29}$$

où V_m est l'amplitude de la tension de sortie V_o définie par

$$V_m = \left| V_o - \frac{V_s}{2} \right| \tag{2.30}$$

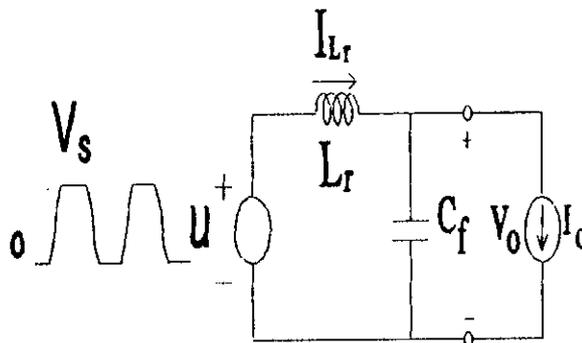


Figure II.6 circuit équivalent de l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce.

Sur la figure II.7, nous avons tracé la relation liant I_m à l'amplitude normalisée de la tension V_m/V_s .

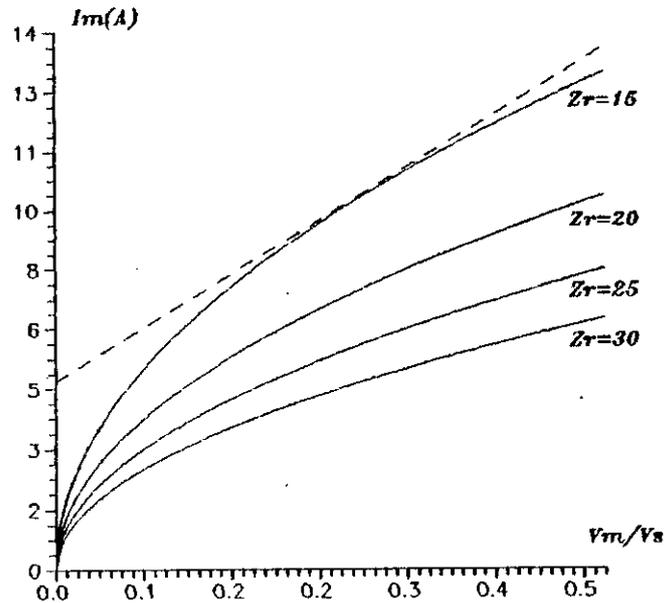


Figure II.7 Variation de I_m en fonction de l'amplitude normalisée de la tension de sortie

On voit que la relation entre I_m et V_m/V_s n'est pas linéaire. Pour des raisons simplificatrices en simulation, on approxime cette relation par la droite tracée en pointillé sur la figure II.7 et qui a pour équation [15]

$$I_m = 18 \frac{V_m}{V_s} + 5 \quad (2.31)$$

Le courant i_{L_r} de la self de résonance L_r évolue entre deux limites suivant le courant de charge I_o . De ce fait, l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce peut être facilement commandé à l'aide d'une commande en courant d'hystérésis [15].

La commande en courant d'hystérésis présente deux méthodes à savoir:

- La commande à bande d'hystérésis fixe (figure I.12).
- La commande à bande d'hystérésis variable (figure I.13).

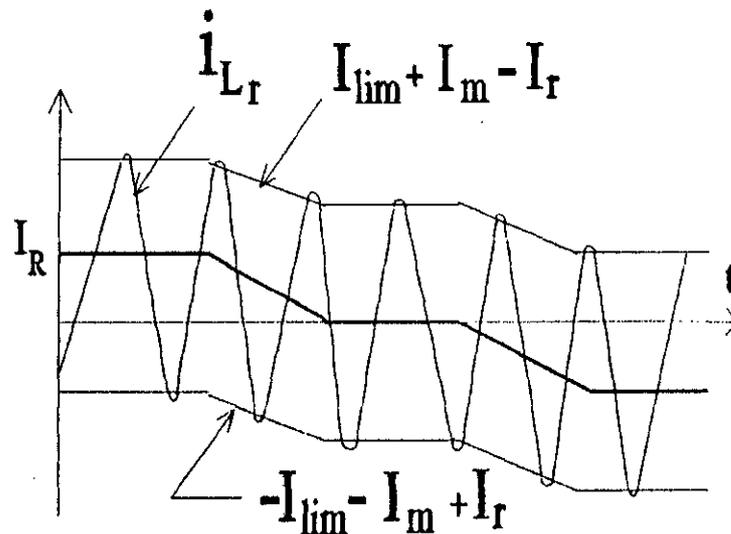


Figure II.8 Bande d'hystérésis fixe.

En commande à bande d'hystérésis fixe, la bande d'hystérésis ΔI est fixe et doit être assez large pour la commande en courant. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta I = 2(I_{lim} + I_m) \quad (2.32)$$

Puisque ΔI est fixe, la fréquence de commutation est aussi fixe. Cette méthode présente l'inconvénient d'augmentation des pertes par conduction des semi-conducteurs.

La méthode à bande d'hystérésis variable est similaire à celle utilisée pour la commande de l'onduleur à résonance à commutation douce proposé dans [13].

Le courant initial I_{Lr} est toujours maintenu à sa valeur I_a donné par la relation (2.29) seulement en variant la bande d'hystérésis ΔI . La variation de ΔI suivant le courant de référence I_r est donnée par

$$\Delta I = 2(I_R + I_m) \quad (2.33)$$

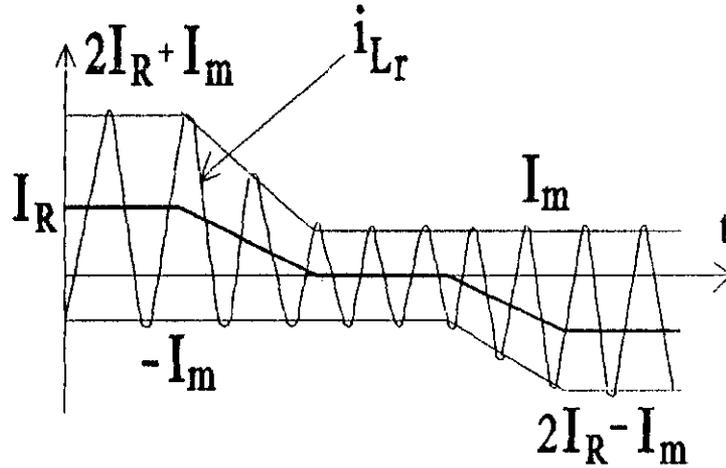


Figure II.9 Bande d'hystérésis variable.

La fréquence de commutation est aussi variable. Elle est inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis ΔI . La limite supérieure de ΔI et de la fréquence de commutation est déterminée par I_m et la période de résonance (durée des modes b et d sur la figure II.5).

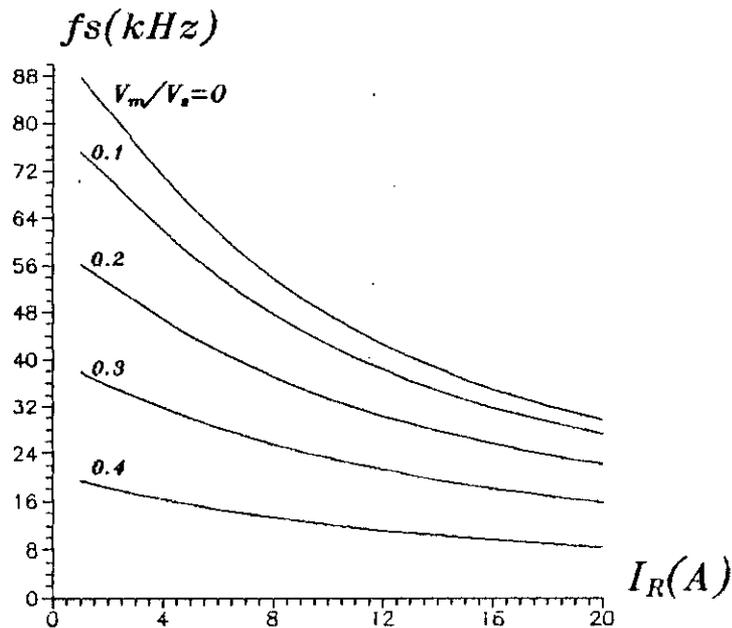


Figure II.10 Variation de la fréquence de commutation f_s en fonction du courant de référence I_R .

D'autre part, la limite supérieure de la fréquence de commutation est déterminée par le courant de référence maximum I_{Lm} . La variation de la fréquence de commutation en fonction du courant de référence est représentée sur la figure II.10.

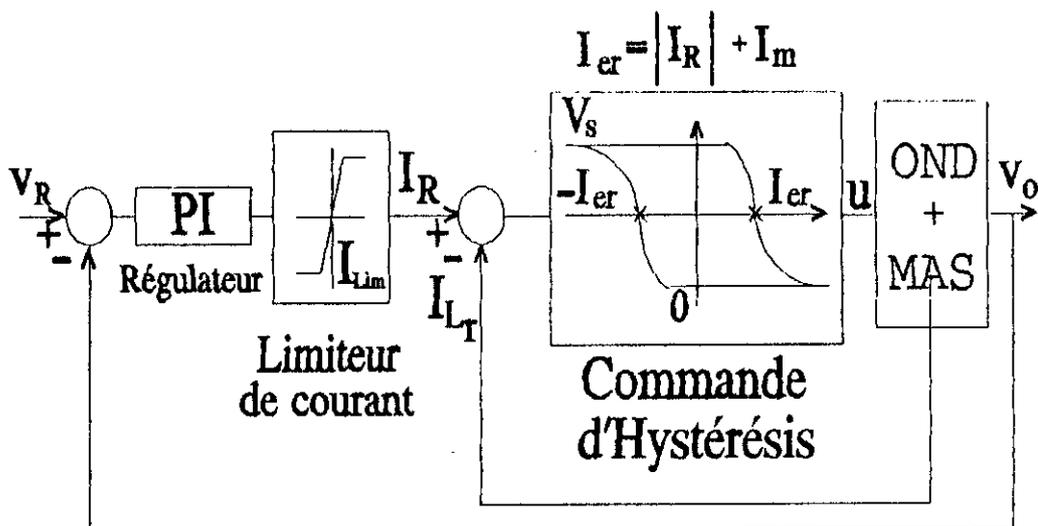


Figure II.11 Diagramme bloc de la boucle fermée.

La boucle fermée pour la commande de la tension de sortie V_o est complétée par un régulateur PI. Puisque, en boucle ouverte, la fonction de transfert du système est de type 0. L'intervention d'une action intégrale permet d'éliminer l'erreur statique.

Pour le modèle du système, on suppose que la tension de sortie varie très lentement par rapport à la variation du courant I_{Lr} de la self de résonance L_r . Le système est invariant dans le temps. Le diagramme bloc de la boucle fermée ainsi que la commande en courant d'hystérésis du système est représenté sur la figure II.11. Cet onduleur présente une haute performance spectrale sans altérer la dynamique du système.

La commande des tensions de phase est simplifiée du fait que chaque onduleur monophasé est commandé indépendamment des deux autres avec la tension et la fréquence de sortie désirées. Pour obtenir la tension de phase d'amplitude V_m et de fréquence ω , respectivement, les tensions de référence de chaque phase sont:

$$V_{Ra} = V_m \sin(\omega t) + \frac{V_B}{2} \quad (2.34)$$

$$V_{Rb} = V_m \sin(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) + \frac{V_B}{2} \quad (2.35)$$

$$V_{Rc} = V_m \sin(\omega t + 2\frac{\pi}{3}) + \frac{V_B}{2} \quad (2.36)$$

Sachant que la tension v_o de sortie de l'onduleur est donnée par

$$v_o = V_m \sin(\omega t) + \frac{V_B}{2} \quad (2.34)$$

La tension entre phase devient donc

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (2.37)$$

Il est évident que sa valeur moyenne est nulle.

II.3 Construction de l'onduleur triphasé à résonance à commutation douce

La connexion de trois onduleurs monophasés à résonance à commutation douce proposés au chapitre précédent (fig I.8) en parallèle avec la source V_s permet d'obtenir l'onduleur triphasé à résonance de la figure I.9. La topologie de cette configuration est similaire à celle de l'onduleur triphasé conventionnel à MLI à l'exception du circuit oscillant $L_r C_r$ et les éléments du filtre L_f et C_f pour la commutation douce sous

tension nulle. Le fait d'avoir un filtre $L_r C_r$ de petites dimensions permet de négliger la dynamique de l'onduleur par rapport à celle de la charge. De cette façon, nous sommes loin d'altérer toutes les dynamiques du système puisque l'onduleur en question possède une performance spectrale très élevée.

II.4 Résultats de simulation et interprétations

Afin de mettre en évidence le fonctionnement de l'onduleur à résonance monophasé à commutation douce, une simulation faite en régime permanent sur le modèle de l'onduleur monophasé et triphasé, commandé en courant à bande d'hystérésis variable, associé à un moteur asynchrone a montré les hautes performances de cet onduleur. Les paramètres physiques de l'onduleur à résonance à commutation douce associé à un moteur asynchrone modélisé par une charge R - L avec une f_{cem} e d'amplitude E_m sont donnés comme suit:

Paramètres de l'onduleur:

$$V_g=200 [V], C_f=27 [\mu F], L_r=33 [\mu H], C_r=0.154 [\mu F]$$

Paramètres du moteur asynchrone:

$$R=2 [\Omega], L=1 [mH], E_m=50 [V], \phi=10^\circ.$$

Les formes d'ondes désirées apparaissent très satisfaisantes. La tension de sortie est obtenue avec une modulation de très haute fréquence et un déchet d'harmoniques très réduit. On voit que la tension de sortie V_o suit convenablement sa tension de référence. Les résultats de simulation présentent aussi un courant de charge avec un taux d'ondulation presque nul. Les différentes formes d'ondes de V_o , I_o , et I_L ainsi que V_a , V_b , V_c sont présentées respectivement sur les figures II.12, II.13, II.14 et II.15.

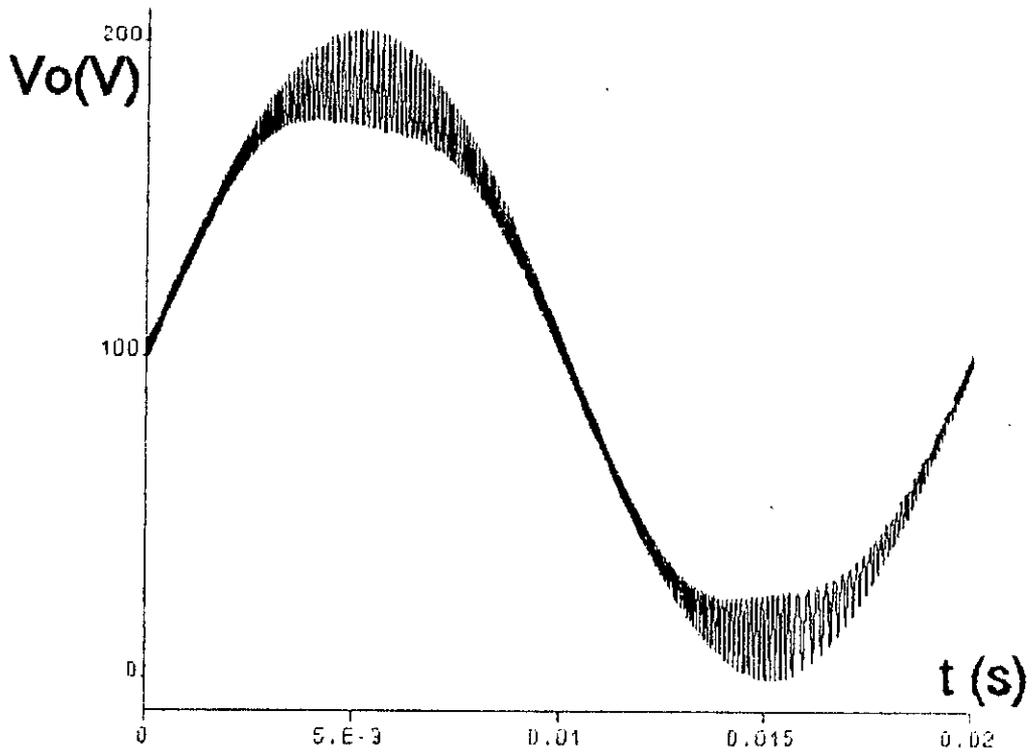


Figure II.12 tension de sortie V_o .

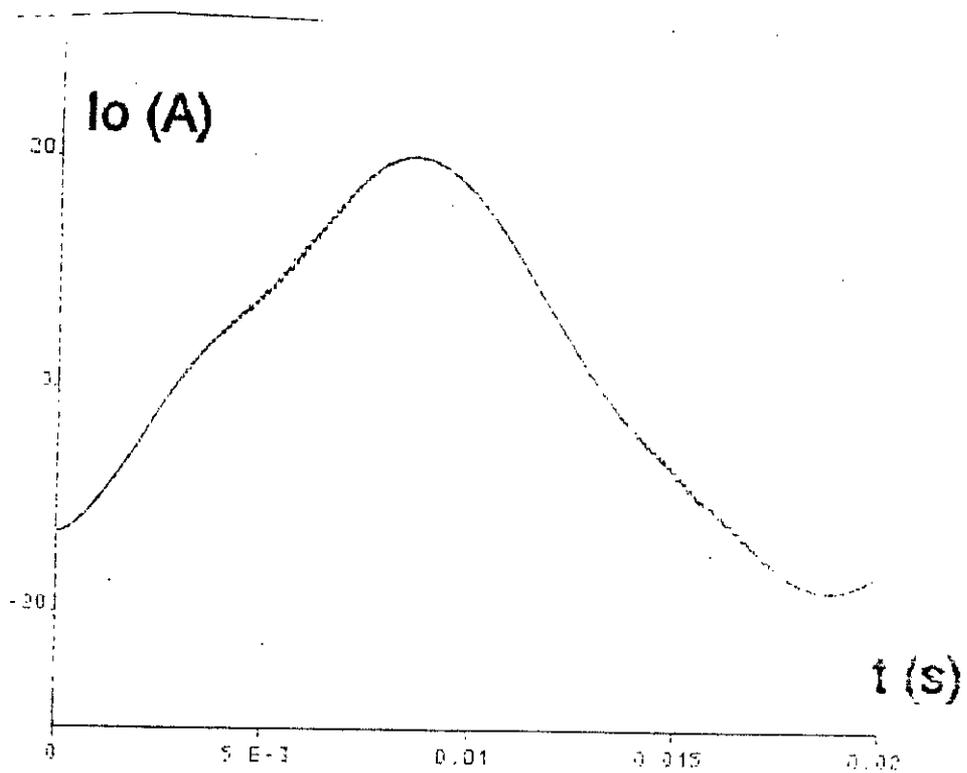


Figure II.13 Courant de charge I_o .

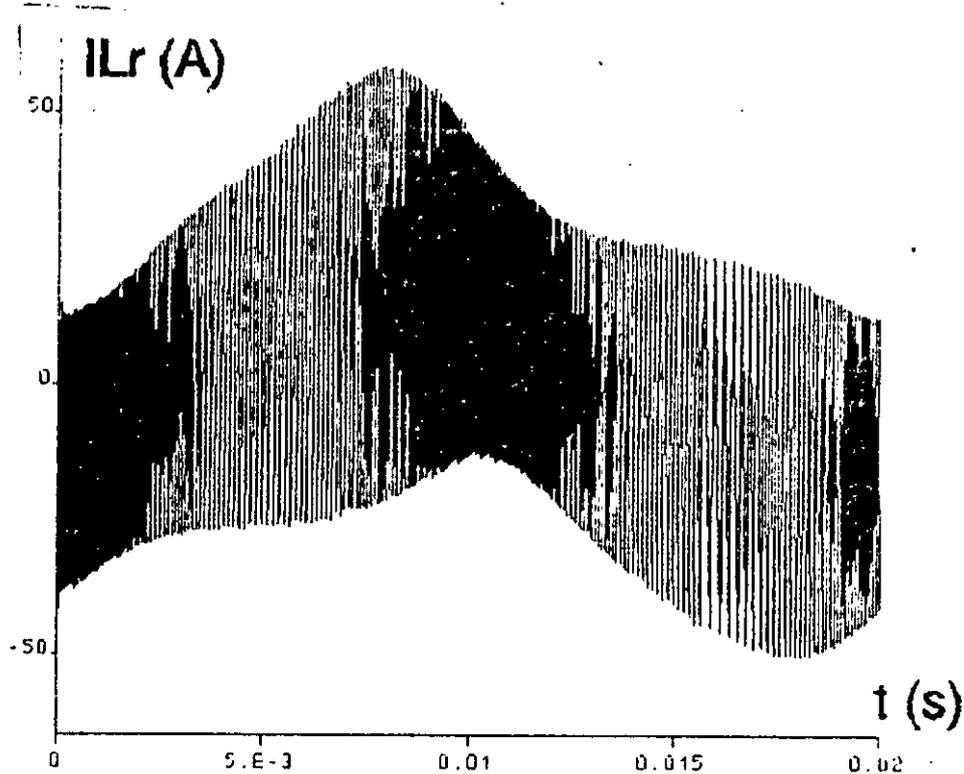


Figure II.14 Courant I_{Lr}

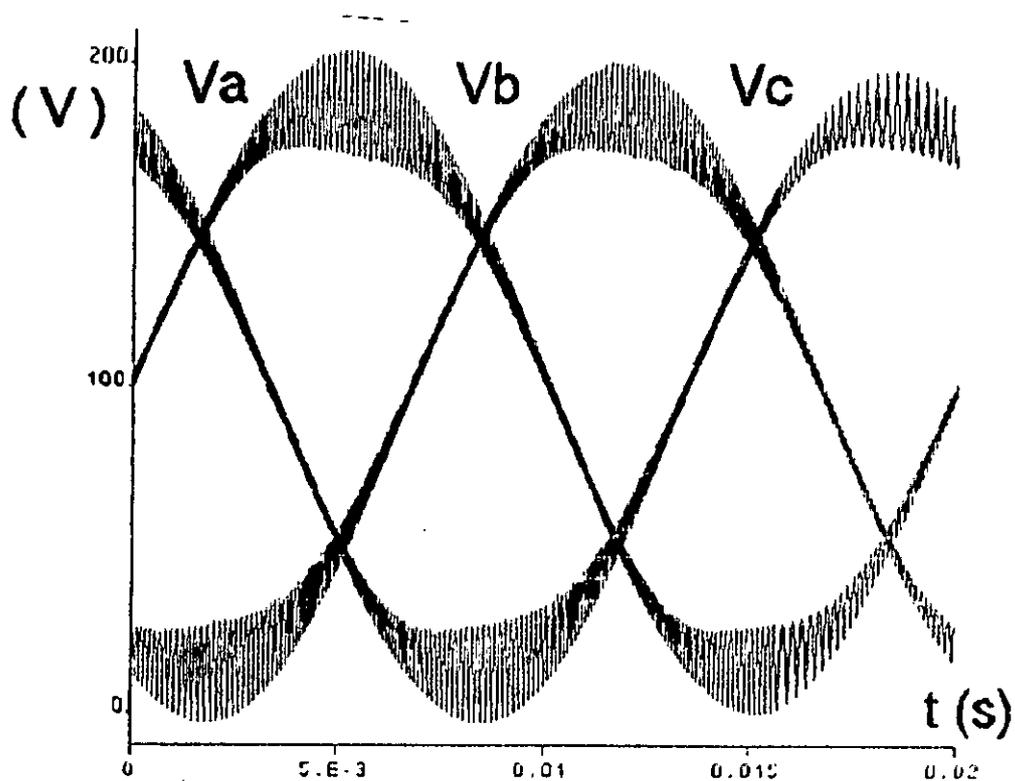


Figure II.15 Tensions de sortie V_a , V_b et V_c de l'onduleur triphasé

II.5 Conclusion

En conséquence, la réduction ou l'élimination des pertes par commutation présente beaucoup d'intérêt, en l'occurrence le découplage des pertes de l'onduleur de la fréquence de commutation permettant ainsi une utilisation beaucoup plus meilleure des semi-conducteurs [12]. La tension de sortie de l'onduleur est celle de la capacité de filtrage et la contrainte de la distorsion harmonique sur la tension de sortie devraient déterminer le choix de C_f [13].

Le fonctionnement de l'onduleur à commutation douce basé sur le phénomène de résonance a été vérifié par une simulation numérique de l'onduleur associé à un moteur asynchrone en régime permanent. Cet onduleur possède un nombre réduit des composants semi-conducteurs par rapport à celui de l'onduleur conventionnel à MLI. L'onduleur triphasé est obtenu directement par une simple connexion de trois onduleurs à résonance monophasés à commutation douce en parallèle avec la tension de source V_s .

Il a été démontré également que l'analyse du fonctionnement ainsi que la commande de l'onduleur deviennent très simples du fait que chaque bras de l'onduleur est commandable indépendamment des deux autres. Les qualités de l'onduleur à résonance à commutation douce telles que le fonctionnement à des puissances élevées avec une grande efficacité et une très bonne performance spectrale désavantagent l'onduleur conventionnel à MLI quant aux contraintes sévères de tension et courants sur les semi-conducteurs.

On peut aisément l'associer à des moteurs asynchrones de puissances relativement grandes (quelques dizaines de kW). Les formes d'ondes de la tension de phase statorique et la forme du courant statorique absorbé par le moteur asynchrone montrent tout l'intérêt de la commutation douce basé sur le phénomène de résonance.

Suite aux résultats obtenus par simulation numérique, le comportement du système est rigoureusement identique à celui du moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé équilibré parfait.

CHAPITRE III

APPLICATION DES MODES GLISSANTS
A L'ONDULEUR A RESONANCE
A COMMUTATION DOUCE

Introduction

La conception et l'exploitation des convertisseurs de puissance alimentant des machines asynchrones représentent un domaine de recherche qui offre aujourd'hui un très vaste champ d'investigation pour les électroniciens de puissance.

La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteurs qui ne fonctionnent qu'en mode discontinu "tout ou rien".

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement la disponibilité d'une part d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement d'une part de

la micro-électronique et d'autre part de micro processeurs de technologie avancée grâce au développement de micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques [25].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'élaboration d'un modèle de l'onduleur triphasé à commutation douce associé à une machine asynchrone. Le modèle du système (Onduleur-MAS) ainsi élaboré permettra l'application de la technique des modes glissants. On supposera pour cette étude le fonctionnement du moteur asynchrone en régime permanent.

Nous établirons les équations d'état du système à régler pour dimensionner le vecteur ligne de la contre réaction d'état et le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne par imposition des pôles. Nous déterminerons par la suite le domaine du mode de glissement où nous étudierons particulièrement l'influence du choix des pôles.

III.1 Hypothèses simplificatrices

Les capacités C_r en parallèle avec les semi-conducteurs permettent de commuter ces derniers sous tension nulle. Donc le circuit LC oscille en un temps juste nécessaire pour avoir la condition de commutation sous tension nulle (c'est à dire osciller la tension au bornes des capacités de résonance C_r de V_r à 0 ou de 0 à V_r).

En choisissant convenablement les éléments du circuit oscillant $L_r C_r$, cette durée d'oscillation devient très négligeable devant la période de commutation.

Dans le modèle que nous établirons, nous négligerons cet intervalle d'oscillation du circuit $L_r C_r$. Nous supposons donc la commutation instantanée entre S_1 et S_2 toujours sous tension nulle. La figure 3.1 représente le schéma du l'onduleur simplifié.

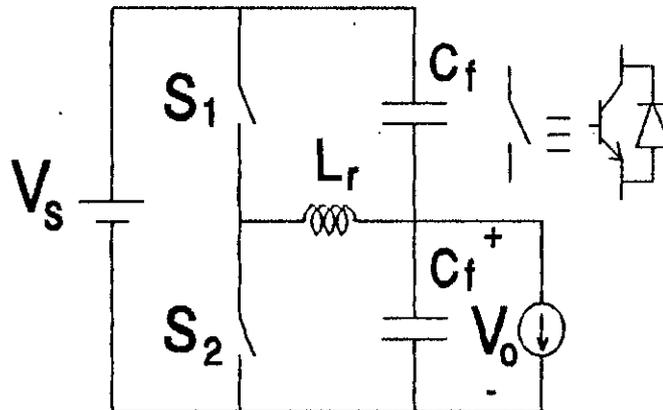


Fig 3.1 Schéma simplifié de l'onduleur à résonance.

Dans cette modélisation la capacité de résonance C_r a été omise du circuit vu que son rôle est de faire osciller la tension aux bornes des interrupteurs afin de pouvoir commuter sous tension nulle. Elle n'intervient que durant un temps bref devant un cycle de commutation. L'onduleur se trouve alors régi par les équations

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_r}}{dt} &= \frac{1}{L_r} (uV_s - V_o) \\
 \frac{dV_o}{dt} &= \frac{1}{2C_f} (i_{L_r} - i_o) \\
 \frac{di_o}{dt} &= \frac{1}{L} (V_o - Ri_o - e)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Une simulation numérique faite sur le nouveau modèle de l'onduleur à résonance simplifié a donné des résultats similaires aux erreurs près au cas réel. L'hypothèse simplificatrice émise préalablement n'affecte nullement les réponses obtenues au chapitre I.

Les figures (3.2), (3.3), (3.4) représentent respectivement la tension de sortie V_o , le courant de charge I_o et le courant I_{L_r} dans la self L_r de l'onduleur à commutation douce sans résonance de la figure (3.1).

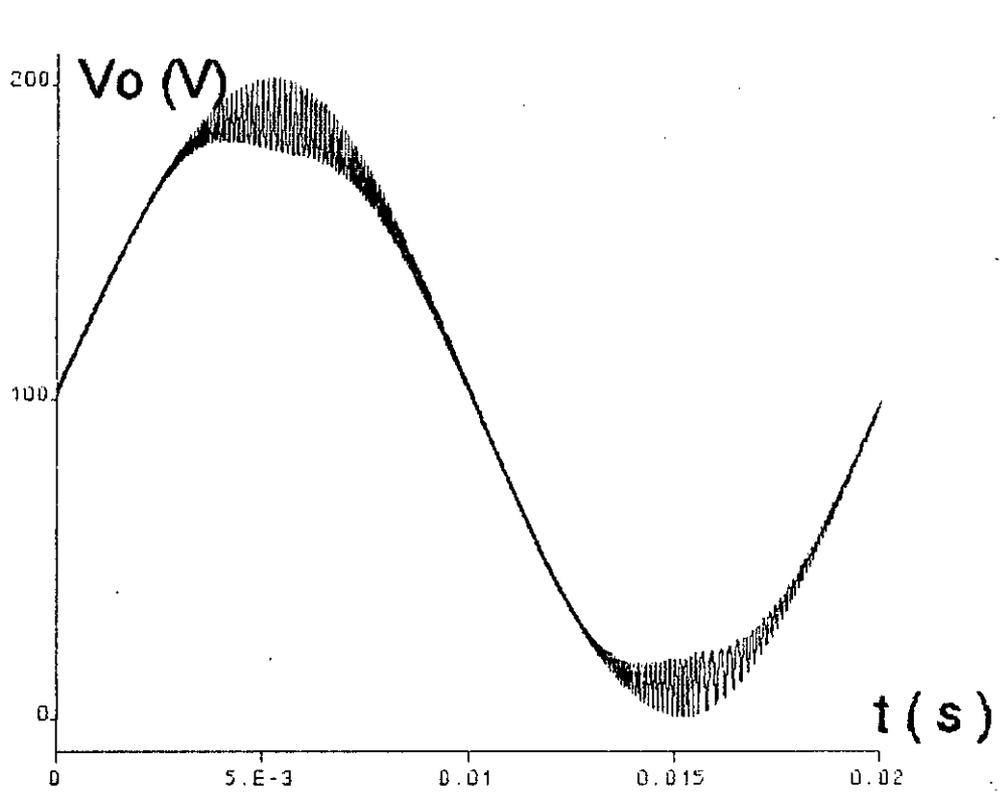


Figure 3.2 Tension de sortie V_o de l'onduleur simplifié

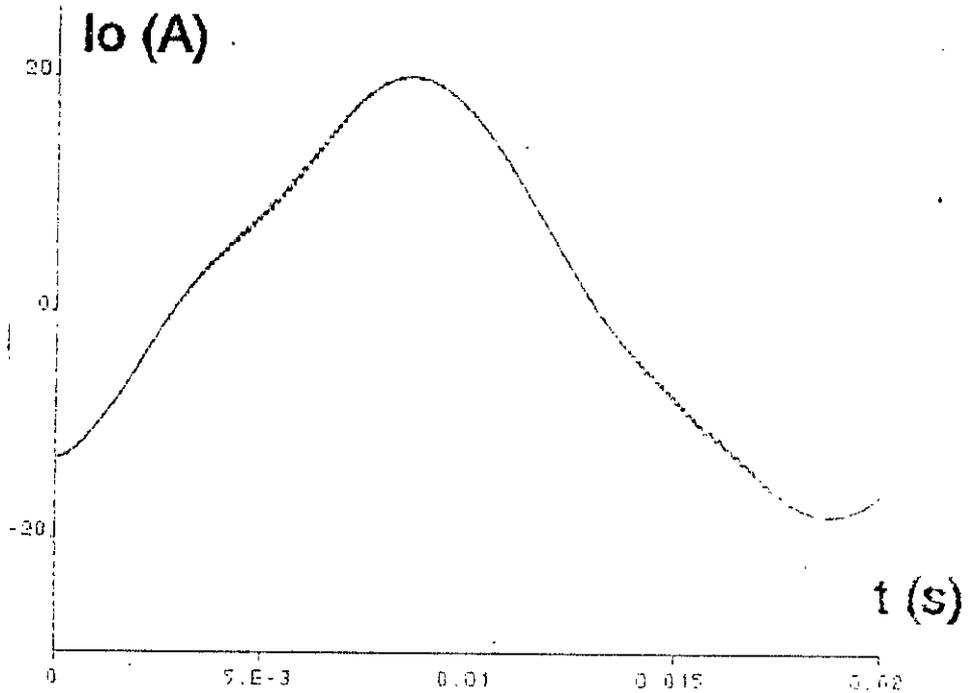


Figure 3.3 Courant de charge I_o .

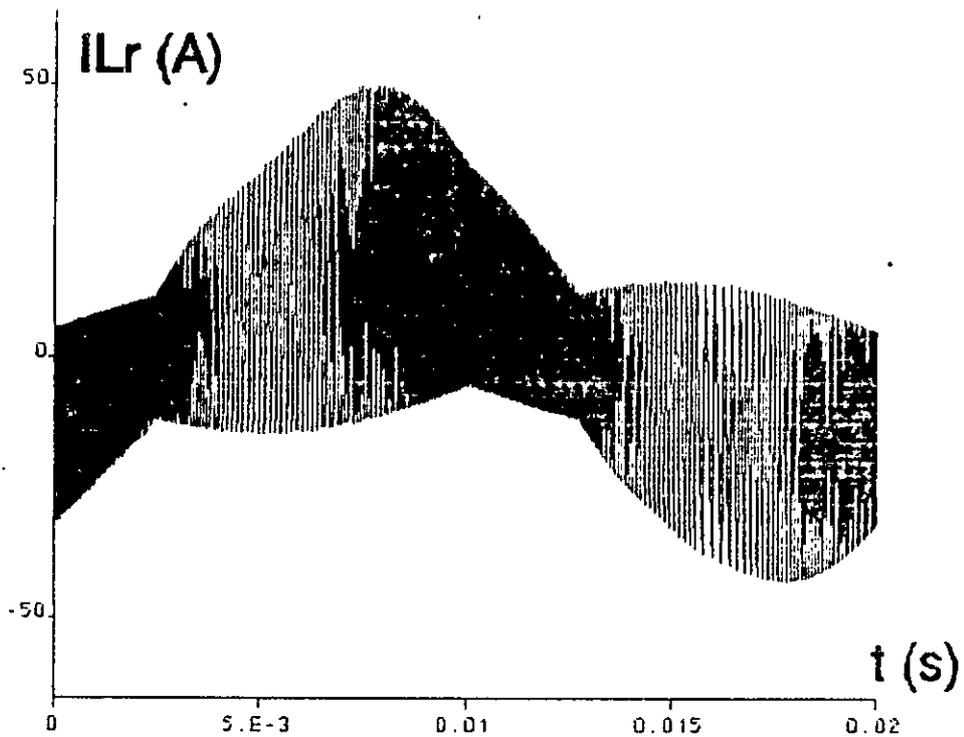


Figure 3.4 Courant I_{Lr}

L'onduleur triphasé à commutation douce simplifié représenté à la figure 3.5 est régi par les équations suivantes:

Les courants dans les selfs L_R :

$$\begin{aligned} \frac{di_{L_{Ra}}}{dt} &= \frac{(u_1 V_B - V_{a0})}{L_R} \\ \frac{di_{L_{Rb}}}{dt} &= \frac{(u_2 V_B - V_{b0})}{L_R} \\ \frac{di_{L_{Rc}}}{dt} &= \frac{(u_3 V_B - V_{c0})}{L_R} \end{aligned} \quad (3.2)$$

avec

$$u_{1,2,3} \in \{0, 1\}$$

représentant les organes de commutation de chaque bras de l'onduleur triphasé.

Les tensions de sorties sont:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{ao}}{dt} &= \frac{(i_{L_{ra}} - i_a)}{2C_f} \\ \frac{dV_{bo}}{dt} &= \frac{(i_{L_{rb}} - i_b)}{2C_f} \\ \frac{dV_{co}}{dt} &= \frac{(i_{L_{rc}} - i_c)}{2C_f} \end{aligned} \quad (3.3)$$

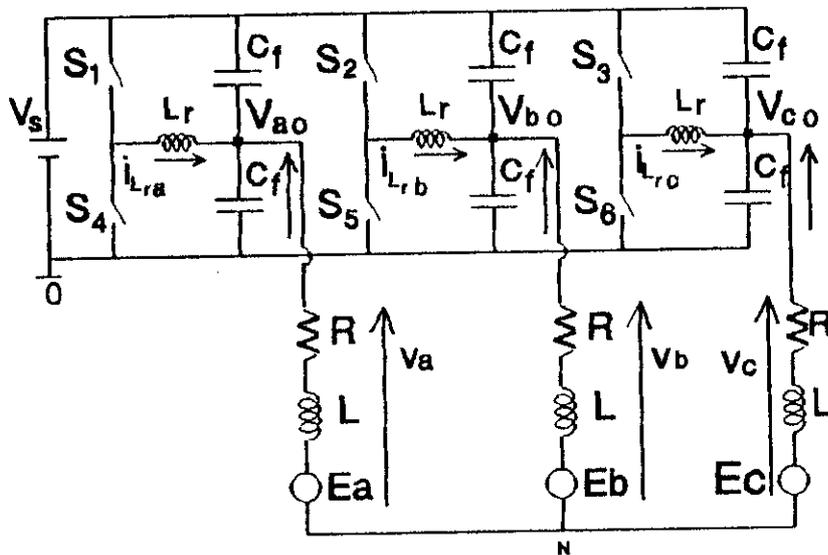


Figure 3.5 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé

III.2 Equations d'état du système global à régler

Nous envisageons dans ce paragraphe de régler la tension de sortie V_o de l'onduleur à résonance étudié au chapitre I à l'aide de la commande par mode de glissement.

Nous considérons au début un bras de l'onduleur triphasé qui alimente une phase statorique prise comme charge puisque chaque bras de l'onduleur triphasé peut être commandé indépendamment. L'étude est faite en régime permanent du moteur asynchrone (f.c.e.m supposée sinusoidale).

Le système global décrit par le système d'équations (3.1) est donc de dimension $n_s=3$.

Pour revenir aux notations utilisées en annexe, nous posons

$$X_s = \begin{bmatrix} i_{L_r} \\ V_o \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dans un premier cas, nous ne ferons pas appel un régulateur intégrateur.

Compte tenu des relations (2.10) du chapitre précédent la matrice A_s et les vecteurs B_s et b_{sv} de l'équation d'état différentielle deviennent

$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{2C_f} & 0 & -\frac{1}{2C_f} \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; B_s = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_r} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; b_{sv} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

et $v_s=e$ comme grandeur de perturbation qui n'est autre que la f.e.m du moteur asynchrone supposée sinusoïdale puisqu'on travaille en régime établi.

Puisque nous envisageons un réglage de tension, le vecteur ligne de sortie est égal donc à

$$C_s^T = [0 \ 1 \ 0] \quad (3.6)$$

Nous rappelons que la grandeur de commande u prend deux valeurs (1 ou 0) et la grandeur de perturbation v est égale à la

f.c.e.m du moteur à induction.

La surface de glissement choisie est donnée par

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w \quad (3.7)$$

k_s^T étant le vecteur comportant les coefficients de la contre réaction donnés par

$$k_s^T = [k_1 \quad k_2 \quad k_3] \quad (3.8)$$

D'après la condition de glissement, nous devons avoir:

$$\dot{s}(x_s) = 0 \quad (3.9)$$

D'ou nous tirons la commande équivalente du système:

$$u_{eq} = \frac{1}{k_s^T B_s} (-k_s^T A_s x_s - k_s^T b_{sv} e + k_w \dot{w}) \quad (3.10)$$

En effet pour qu'il y est glissement il faut que

$$k_s^T B_s \neq 0 \quad (3.11)$$

Comme

$$k_s^T B = k_1 \frac{V_s}{L_r} \quad (3.12)$$

Donc il suffit de choisir

$$k_1 \neq 0 \quad (3.13)$$

En remplaçant la commande équivalente du système initial par la commande équivalente, le système devient donc

$$\dot{x}_B = A_B^* x_B + b_{BV}^* e + b_{BW}^* \dot{w} \quad (3.14)$$

avec

$$A_B^* = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} & -\frac{1}{L} \frac{k_3}{k_1} & \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} + \frac{R}{L} \frac{k_3}{k_1} \\ \frac{1}{2C_f} & 0 & -\frac{1}{2C_f} \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; b_{BV}^* = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_B}{L} k_3 \end{bmatrix}; b_{BW}^* = \begin{bmatrix} \frac{k_w}{k_1} \frac{V_B}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Les coefficients de la surface de glissement déterminent la dynamique et la stabilité du système. Ils sont donc identiques aux coefficients de l'équation caractéristique du système équivalent. Pour déterminer les coefficients de la contre réaction, nous procédons par un placement de pôles. Nous remarquons que la matrice A_B^* est singulière ($\det(A_B^*)=0$). Pour cela nous imposons une paire de pôles complexes conjugués

$$p_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad (3.16)$$

avec un amortissement relatif optimal et un pôle $p_3=0$.

Nous garderons ρ comme paramètre afin d'étudier l'influence du choix des pôles sur le domaine du mode de glissement.

Lors de l'imposition des pôles, nous n'avons pas imposé un certain nombre de pôles bien distincts, mais un domaine délimité dans le plan s , dans lequel les pôles doivent se trouver. Ce domaine est situé dans le demi-plan gauche du plan s . Il est délimité par deux droites inclinées de $\pm 45^\circ$ correspondant à des pôles conjugués avec la partie réelle égale à la partie imaginaire en concordance avec un amortissement relatif optimal (voir figure 3.6).

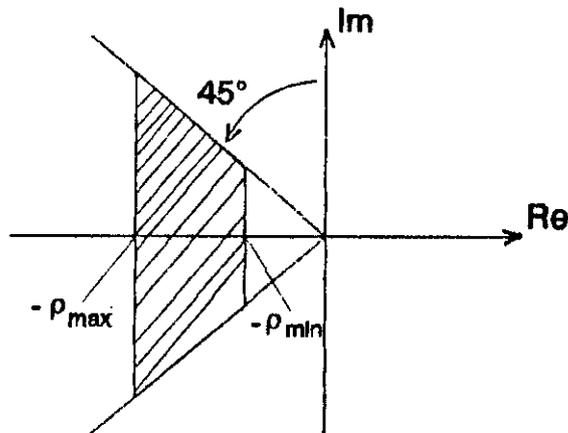


Fig. 3.6 Domaine des pôles imposés

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est

$$P(s) = \det(sI - A_g^*) = s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (3.17)$$

Les coefficients α_i ($i=0,1,2$) du polynôme caractéristique $P(s)$ sont en relation avec les pôles p_i imposés selon

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2)(s - p_3) \quad (3.18)$$

Le problème consiste en la détermination du vecteur ligne k^T , de la contre réaction d'état, afin que la matrice A^* , prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles p_i imposés.

A noter que l'imposition des pôles correspondants aux les coefficients α_i dans l'équation caractéristique.

Le polynôme caractéristique associé $P(s)$ est déterminé par le déterminant de la matrice $(sI - A^*)$ donné par

$$P(s) = s^3 + \left(\frac{R}{L} + \frac{k_2}{2C_f k_1} \right) s^2 + \left(\frac{1}{2C_f L} + \frac{Rk_2}{2C_f Lk_1} + \frac{k_3}{2C_f Lk_1} \right) s \quad (3.19)$$

La dynamique du système est influencée par R, L et C_f . Pour déterminer les coefficients de la contre réaction nous procédons par un placement de pôles. Nous remarquons que la matrice A^* est singulière ($\det(A^*)=0$). On a donc à placer un pôle à l'origine, les deux autres sont choisis complexes conjugués.

L'équation caractéristique correspondante est

$$P(s) = s(s+\rho+j\rho)(s+\rho-j\rho) = s(s^2+2\rho s+2\rho^2) \quad (3.20)$$

En identifiant cette équation à l'équation (3.19) nous obtenons

$$\begin{aligned} \frac{k_2}{k_1} &= 4C_f\rho - \frac{2C_fR}{L} \\ \frac{k_3}{k_1} &= 4C_f\rho^2 - \frac{4RC_f}{L}\rho + 2C_f\frac{R^2}{L^2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

III.3 Choix des pôles

Du fait que la matrice A^* est singulière, un des pôles doit être obligatoirement imposé à l'origine. Les deux autres pôles sont choisis de telle sorte qu'ils forment une paire de pôles complexes conjugués [23].

Après identification des coefficients α_i de l'équation caractéristique avec les pôles imposés, nous obtenons

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= 2\rho \\ \alpha_1 &= 2\rho^2 \\ \alpha_0 &= 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

et sachant que

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \frac{R}{L} + \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} \\ \alpha_1 &= \frac{1}{2C_f L} + \frac{R}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} + \frac{1}{2C_f L} \frac{k_3}{k_1} \end{aligned} \quad (3.23)$$

ainsi les coefficients de la contre réaction sont données par

$$\begin{aligned} \frac{k_2}{k_1} &= 2C_f \left(2\rho - \frac{R}{L} \right) \\ \frac{k_3}{k_1} &= 4LC_f \rho^2 - 4C_f LR\rho + 2C_f R^2 - 1 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Un des coefficients de la contre réaction est choisi arbitrairement. Nous choisirons par la suite $k_1=1$.

Nous remarquons que la dynamique du système est influencée par les paramètres R , L et C_f . La commande est cependant robuste par rapport à la self de filtrage L_f . Ce qui réduit le domaine d'étude du choix des pôles.

III.4 Influence du choix des pôles sur la dynamique du système

Les deux pôles choisis doivent posséder une valeur négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode de glissement. Les deux pôles possèdent chacun une partie imaginaire identique à la partie réelle pour avoir un amortissement optimal [30]. De plus, pour garantir un amortissement absolu minimal, la partie réelle doit se trouver à gauche d'une droite limite avec $-\rho_{min}$.

Le domaine correspondant pour le placement des pôles est représenté par la surface hachurée de la figure 3.6. Le réglage en mode de glissement devient rapide pour un déplacement des pôles vers la gauche.

III.5 Détermination de k^* dans le cas sans régulateur intégrateur

On traite d'abord le cas sans régulateur intégrateur. Pour la grandeur à régler, c'est à dire la grandeur de sortie $y^*=v_o$, qui est la tension de sortie de l'onduleur à résonance, nous obtenons selon les relations présentées en annexe

$$C^T = [0 \ 0 \ 1] \quad (3.25)$$

et d'après l'équation (37) de l'annexe, on a

$$C_a^T = [0 \ 1] \quad ; \quad x_a^s = \begin{bmatrix} i_{L_r} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$x_n^s = i_o \quad ; \quad C_n = 0 \quad ; \quad k_n = k_3$$

la relation (38) en annexe devient donc

$$y^* = v_o = d_a^T x_a^s \quad (3.27)$$

de l'équation (40) de l'annexe, le vecteur ligne d_a^T se trouve alors égal à C_a^T d'où

$$d_a^T = [0 \ 1] \quad (3.28)$$

d_a^T a une dimension

$$n_B - 1 = 2 \quad (3.29)$$

La matrice F donnée par (36) de l'annexe est égale

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & \frac{V_g}{L_r} \\ \frac{1}{2C_f} + \frac{1}{2C_f} \frac{k_1}{k_3} & \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_3} & 0 \\ \frac{R}{L} \frac{k_1}{k_3} & \frac{1}{L} + \frac{R}{L} \frac{k_2}{k_3} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

selon la relation (43) en annexe on tire y^s

$$y^s = - [0 \ 1 \ 0] F^{-1} A_B \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{k_w}{k_3} w^s \quad (3.31)$$

et en posant

$$y^s = w^s \quad (3.32)$$

le coefficient de l'intervention direct de la grandeur de consigne devient selon la relation (44) en annexe

$$k_w = \frac{V_o k_3 (k_1 + Rk_2 + k_3)}{R(k_1 + k_3) - Rk_1 k_3} \quad (3.33)$$

Comme on le voit, le coefficient de l'intervention direct de la grandeur de consigne dépend de des paramètres du système et des coefficients de la contre réaction.

III.6 Commande avec intervention de l'action intégrale

La régulation de la tension de sortie V_o du convertisseur fait de sorte à ce que l'erreur statique

$$e_r = w - V_o \quad (3.34)$$

soit minimale ou nulle, ceci entraîne l'intervention de l'action intégrale décrite par la variable d'état x_1 donnée par

$$\frac{dx_R}{dt} = \frac{1}{T_1} (w - V_o) \quad (3.35)$$

Le modèle d'état du convertisseur en tenant compte de l'action intégrale devient

$$\dot{x} = Ax + Bu + b_e e + b_w w \quad (3.36)$$

avec

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_r} \\ V_o \\ i_o \\ x_R \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_f} & 0 & -\frac{1}{2C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_I} & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_r} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; b_e = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_I} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

La surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant

$$s(x) = -k^T x + k_w w(t) \quad (3.38)$$

où le vecteur ligne k^T de la contre réaction est donné par

$$k^T = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_R] \quad (3.39)$$

En mode de glissement $s(x)=0$, de ce fait la grandeur de la commande équivalente devient

$$U_{eq} = \frac{\left\{ -\frac{1}{2C_f} k_2 i_{L_r} + \left(\frac{k_1}{L_r} - \frac{k_3}{L} - k_R \right) V_o + \left(\frac{1}{2C_f} k_2 + \frac{R}{L} k_3 \right) i_o + \frac{k_3}{L} e + (k_R + k_w) w \right\}}{\frac{L_r}{k_1 V_s}} \quad (3.40)$$

Pour la condition d'existence des modes de glissement, k_1 doit être non nul.

III.7 Equation d'état en mode de glissement

En remplaçant u par u_{gl} dans l'équation (3.36) on obtient l'équation d'état en mode de glissement donnée par

$$\dot{x} = A^*x + b_v^*v + b_w^*w + b_{\dot{w}}^*\dot{w} \quad (3.41)$$

avec

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_3} & -\frac{1}{L} \frac{k_3}{k_1} + \frac{1}{T_i} \frac{k_R}{k_i} & \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} + \frac{R}{L} \frac{k_3}{k_1} & 0 \\ \frac{1}{2C_f} & 0 & -\frac{1}{2C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

la matrice $(sI - A^*)$ est donnée par

$$(sI - A^*) = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_3} + \frac{1}{L} \frac{k_3}{k_1} + \frac{1}{T_i} \frac{k_R}{k_i} & -\frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} - \frac{R}{L} \frac{k_3}{k_1} & 0 \\ -\frac{1}{2C_f} & s & +\frac{1}{2C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & s + \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & +\frac{1}{T_i} & 0 & s \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Le polynôme caractéristique est donné par déterminant de la matrice $(sI - A^*)$ qui est égal à

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 \quad (3.44)$$

avec

$$\begin{aligned}\alpha_3 &= \frac{R}{L} + \frac{1}{2C_f} \frac{k_2}{k_1} \\ \alpha_2 &= \frac{1}{2C_{fL}} \left(1 + R \frac{k_2}{k_1} + \frac{k_3}{k_1} + \frac{L}{T_1} \frac{k_R}{k_1} \right) \\ \alpha_1 &= \frac{R}{2LC_f T_1} \frac{k_R}{k_1} \\ \alpha_0 &= 0\end{aligned}\tag{3.45}$$

Dans ce cas, le choix des pôles sera comme suit :

- *un pôle sera placé à l'origine puisque A' est singulière
- *un pôle réel

$$s_2 = -q\tag{3.46}$$

- *une paire de pôle complexes conjugués

$$s_{3,4} = -\rho \pm j\rho\tag{3.47}$$

De ce fait, la relation qui lie les coefficients α_i de l'équation caractéristique donné est

$$\begin{aligned}\alpha_3 &= 2\rho + q \\ \alpha_2 &= 2\rho^2 + 2\rho q \\ \alpha_1 &= 2\rho^2 q \\ \alpha_0 &= 0\end{aligned}\tag{3.48}$$

Ainsi les coefficients de la contre réaction sont donnés par

$$\begin{aligned}\frac{k_2}{k_1} &= 2C_f \left(2\rho + q - \frac{R}{L} \right) \\ \frac{k_3}{k_1} &= (2\rho^2 + 2\rho q) \left(-2C_f L - 2RC_f^2 L (2\rho + q) - 2C_f R^2 - \frac{8L^2 C_f \rho^2 q}{R} \right)\end{aligned}\tag{3.49}$$

Il est évident que le choix d'un des coefficients est arbitraire. Nous choisirons arbitrairement donc $k_1=1$.

III.8 Interprétation des résultats de simulation

La commande par mode de glissement appliquée au modèle simplifié de l'onduleur monophasé à résonance à commutation douce alimentant une phase du stator est simulé numériquement afin de mettre en évidence son fonctionnement et les performances de cette technique escomptées.

La commande par mode de glissement est appliquée d'abord à un bras de l'onduleur triphasé à résonance à commutation douce à partir du quel nous pouvons observer les performances de cette technique de commande. La généralisation à l'onduleur triphasé est facilement déduite du fait que chaque bras de l'onduleur est comandé indépendamment des deux autres.

En premier lieu, nous ne faisons pas intervenir le régulateur intégrateur. Les résultats obtenus par simulation numérique montrent bien que la tension de sortie V_o suit bien sa référence dans un domaine restreint de variation des pôles ($7500 < p < 7590$).

Le déplacement donc de la droite de $p=-p$ entre ces deux valeurs permet à la tension de sortie V_o asservie d'atteindre rapidement la valeur de consigne sans toute fois la dépasser. La commande u est discontinue et commute entre 0 et 1. La commande équivalente u_{eq} est bien comprise entre 0 et 1 en variant p dans ce domaine très restreint (Fig. 3.7). Au delà, u_{eq} devient inférieure à 0 et la condition pour l'existence du mode de glissement est perdue.

Dans le cas toujours sans action intégrale, le choix de k_1 est arbitraire d'après (3.49), mais la simulation a montré que le domaine du choix du coefficient k_w de la grandeur de consigne est limité aussi ($0.9 < k_w < 1.1$). Au delà, le glissement est

perdu, la grandeur de commande u ne commute plus entre ses valeurs extrêmes et la fréquence de commutation diminue considérablement.

Les réponses représentées sur les figures (3.7) et (3.8) sont obtenues pour les valeurs des paramètres suivant:

$\rho=7555$, $k_1=1$ et $k_2=1$.

D'où découlent les valeurs de k_1 et k_2 tels que:
 $k_1=0.70749$ et $k_2=3.7455$.

La commutation de u entre 0 et 1 observée à la figure (3.7) montre qu'elle se fait à fréquence très élevée. Ce qui affirme le mode de glissement.

L'intervention de l'action intégrale nous permet d'éliminer toute erreur statique entre la tension V_o asservie et la valeur de consigne. Le domaine de glissement dépend de la paire de pôles complexes conjugués et du pôle réel. Les figures (3.9) et (3.10) représentent les réponses obtenues pour les valeurs suivantes:

*Pour les pôles complexes conjugués

$$\rho=6755$$

*Pour le pôle réel

$$q=-0.001, k_1=15 \text{ et } k_2=12.9.$$

Les valeurs de k_1, k_2, k_3 sont déduites des relations (3.49) et on obtient:

$$k_1=9.32331, k_2=40.274, k_3=0.19225$$

Pour ces valeurs, la tension à régler suit parfaitement la valeur de consigne.

Le domaine de glissement est délimité par les droites $-\rho=-6750$ et $-\rho=-6759$. De $\rho=6750$ à $\rho=6759$, la tension de sortie V_o atteint plus rapidement sa référence.

La simulation a montré que le glissement est perdu pour $q>0.03$ ainsi que pour des valeurs de ρ hors du domaine délimité

par ses valeurs extrêmes. Bien que k_i est arbitraire, il a été observé qu'on le choisira uniquement entre $k_i=14$ et $k_i=16$. Au delà la commande équivalente n'est plus comprise entre 0 et 1 qui sont les deux valeurs entre lesquelles la grandeur u commute. L'intervention de l'action intégrale a également limité le choix de k_u observé lors de la simulation. On remarque que le mode de glissement existe seulement pour $12.8 < k_u < 13$.

Le système à asservir est devenu très sensible aux variations de ces paramètres. La figure (3.10) montre que la fréquence de commutation de u est relativement élevée. Ce qui confirme aussi l'existence du mode de glissement.

Enfin les figures présentées ci dessous ont prouvé les performances de cette technique sur les réponses dynamiques du systèmes.

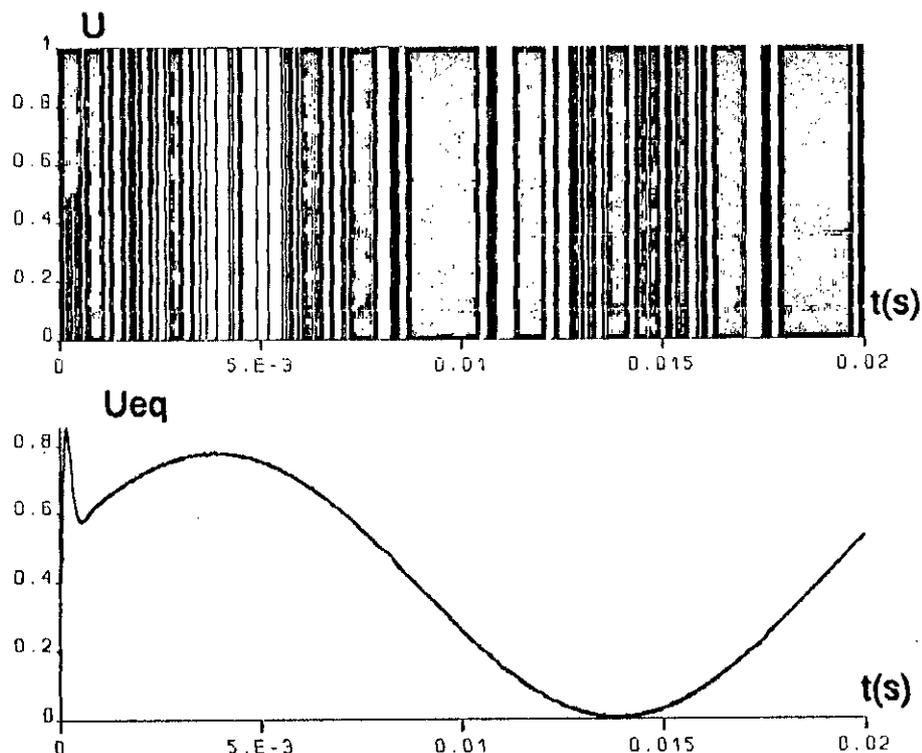


Fig. 3.7 Les commandes u et u_{eq} pendant un cycle de commutation (sans régulateur intégrateur)

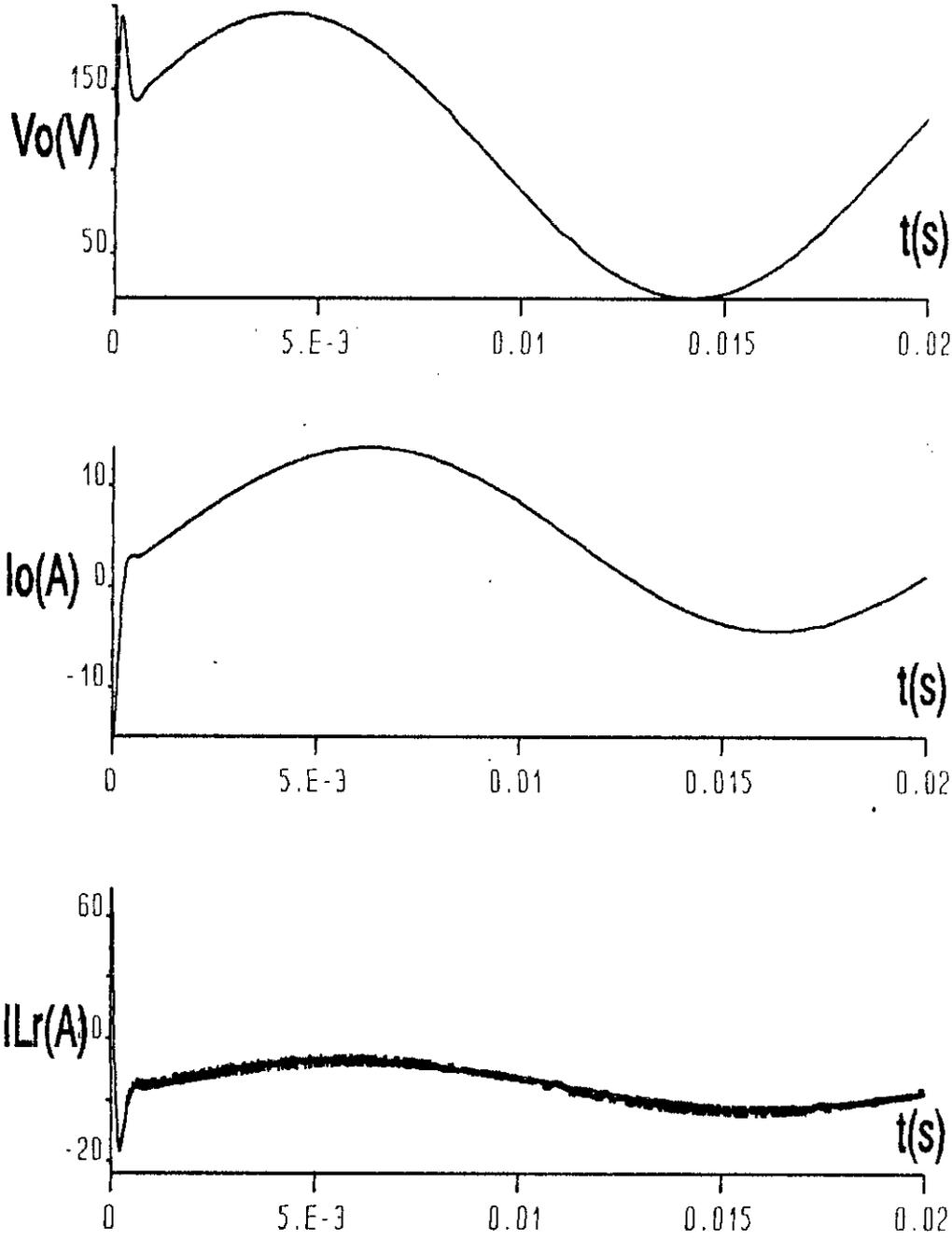


Fig. 3.8 Les formes d'ondes de V_o , I_o , I_{Lr} pendant un cycle de commutation (sans régulateur intégrateur)

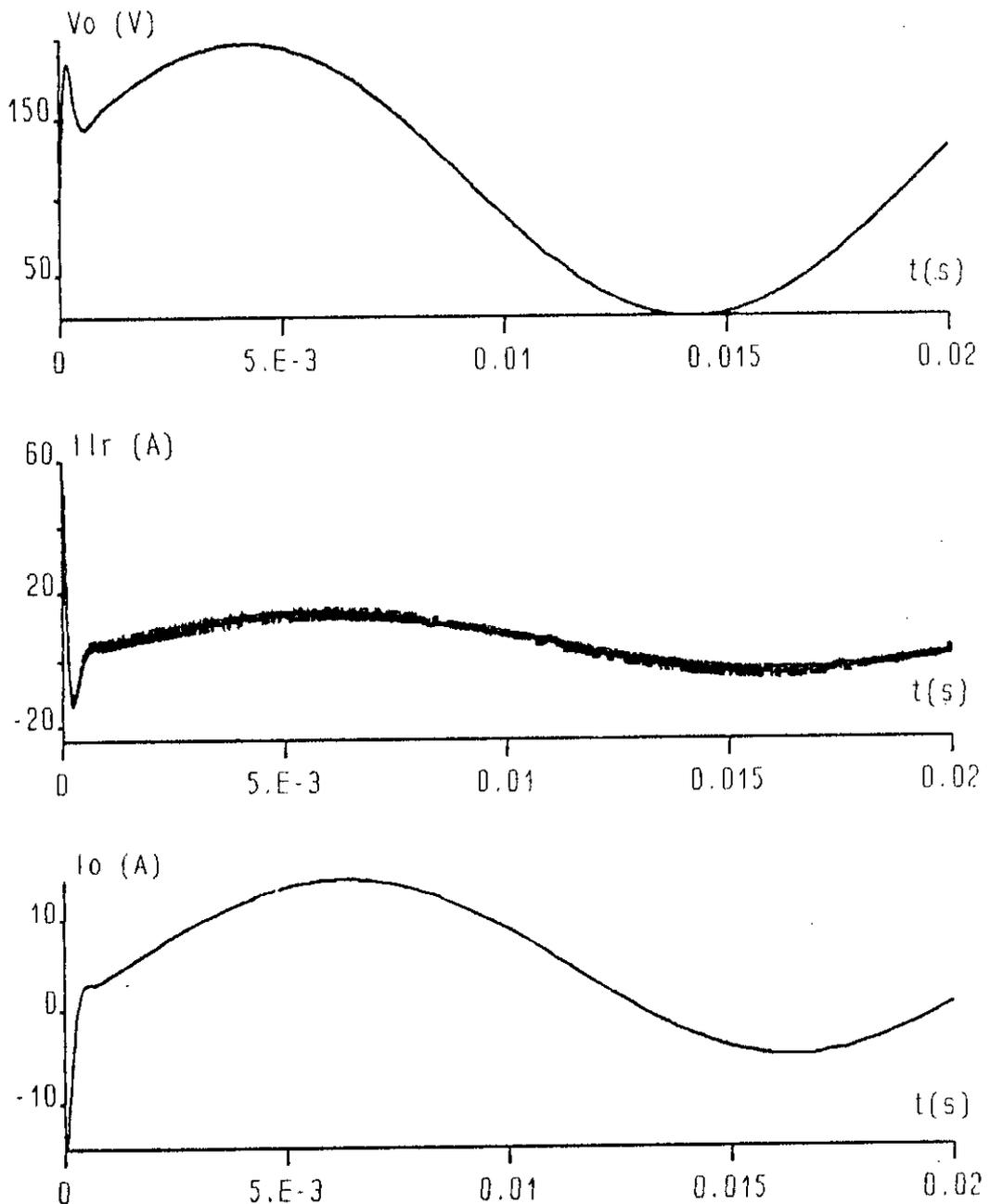


Fig. 3.9 Les formes d'ondes de V_o , I_o , I_{Lr} pendant un cycle de commutation (avec régulateur intégrateur)

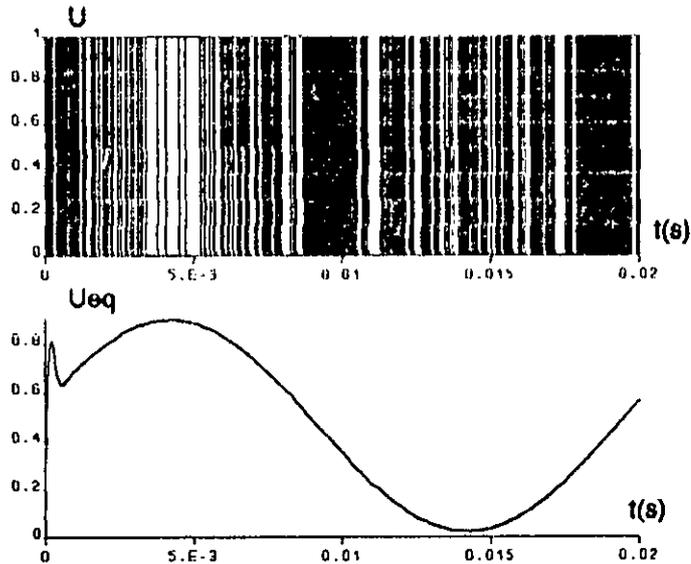


Fig. 3.10 Les commandes u et u_{eq}
pendant un cycle de commutation
(avec régulateur intégrateur)

III.9 Conclusion

Ce chapitre est l'application directe de l'étude théorique de la commande à structure variable présentée en annexe. Les performances de la commande par mode de glissement sont nettement améliorées par l'intervention de l'action intégrale.

Nous constatons que le mode de glissement est perdu une fois les paramètres à varier (ρ , q , k_v) sont choisis hors de leur domaine de variation délimité.

L'action intégrale sur le système l'a rendu sensible aux variations des paramètres ρ , q et k_v et a rendu très restreint le domaine de de leur choix.

Les formes d'ondes de V_o , i_o , i_L sont très satisfaisantes et très proches de la forme sinusoïdale. Ce ci est du aux diminutions des ondulations pour la tension de sortie V_o et le courant de charge i_o , ce qui a rendu leur formes d'onde très

proches des sinusoides.

La commande est appliquée d'abord sur le modèle d'un seul bras ensuite généralisée à l'onduleur triphasé du fait que la commande de chaque bras est indépendante des deux autres.

Vu que le domaine du mode de glissement est très restreint pour notre système, nous n'avons pas pu voir clairement l'influence du choix des pôles sur les réponses dynamiques du système. Le système est très sensible à leurs variations de sorte qu'on sort facilement du domaine du mode de glissement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de notre travail a été de concevoir un onduleur triphasé à résonance à commutation douce et de faire son analyse. Nous nous sommes intéressés par la suite à la synthèse d'une commande par mode de glissement pour l'appliquer au système de l'onduleur alimentant un moteur asynchrone triphasé.

Nous avons, en premier lieu, analysé son fonctionnement et mis en évidence l'effet de la résonance sur les contraintes des semi-conducteurs.

Les convertisseurs à résonance transfèrent de la puissance à travers une variété de circuits LC. Ils limitent aussi la charge. Une contrainte se pose aussi est l'utilisation de la fréquence de commutation comme variété de commande.

Le dimensionnement des éléments du circuit LC dépend des pertes par commutation du semi-conducteurs qui sont fonction du dv/dt maximum au début du cycle résonant.

Dans le deuxième chapitre, nous avons analysé le principe de fonctionnement de ce convertisseur à résonance et observé l'intérêt de la résonance dans la réduction des contraintes sur les composants semi-conducteurs. Le convertisseur à résonance fonctionnant en hautes fréquence présente une nette amélioration

des performances puisque les pertes par commutation sont minimisées par dissipation de cette énergie de commutation dans les circuits dissipatifs CALC.

La simulation effectuée sur cet onduleur au chapitre II a permis de vérifier l'analyse du principe de fonctionnement de ce convertisseur et voir les formes d'ondes de la tension de sortie et le courant de charge qui sont très proches de la sinusoïde. Ce qui prouve éventuellement les avantages de la résonance et de la commutation douce.

La topologie de ce convertisseur à résonance permet de le classer parmi les systèmes à structures variables d'où évidemment l'intérêt de l'application d'une commande des systèmes à structures variables en l'occurrence la commande par mode de glissement.

Le troisième chapitre est l'aboutissement de l'étude sur la commande par mode de glissement appliquée au convertisseur à résonance sous l'hypothèse émise au début de ce chapitre. Nous avons consacré ce chapitre à la synthèse de la loi de commande à structure variable.

L'application de cette méthode est motivée par les propriétés qu'elle présente sur les réponses dynamiques du système.

Pour atteindre notre objectif, nous avons proposé une méthode de synthèse de la loi de commande pour ce système. La méthode de placement des pôles est utilisée à cet effet. Elle permet en outre le dimensionnement des coefficients de la structure de commutation et la synthèse de la commande.

La tension asservie par cette technique de commande est nettement performante et présente moins d'ondulations que celle de la commande classique du premier chapitre.

Le dimensionnement de la contre réaction est fait premièrement sans l'intervention du régulateur intégrateur. Nous avons pu voir l'existence du domaine du mode de glissement et le comparer dans le cas de l'intervention de l'action intégrale qui le rend très restreint et le système encore plus sensible par risque de perdre le mode de glissement très facilement. Plus le réglage est rapide, autant le domaine de mode de glissement se restreint. Il y a à cet effet, un compromis dans le choix des pôles, entre le domaine de glissement et les performances dynamiques du système en boucle fermée.

La procédure de synthèse de la loi de commande développée a permis en outre de réduire d'une dimension le système original.

ANNEXE

ANNEXE

RAPPEL THEORIQUE SUR LES SSV ET LES MODES GLISSANTS ASSOCIES

La commande à structure variable est une commande non linéaire localement caractérisée par le mouvement glissant [19]. Cette technique s'adapte bien pour les systèmes à structures variables dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques dont les interrupteurs commutent entre deux états (ouvert ou fermé) c'est à dire un mode de fonctionnement discontinu "tout ou rien".

1. Systèmes à structure variables

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants associés est apparue à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G. FILLIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout dans le monde soit pour compléter l'étude théorique soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [20].

Les systèmes à structure variable consistent en un ensemble de sous systèmes continus appelés structures. Il y a commutation entre les différentes structures suivant la condition vérifiée. Leur étude présente un grand intérêt, notamment en physique dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celui de chacun des sous systèmes pris seul.

Le mode de glissement apparaît quand la commande du système à régler ramène l'état sur la surface de commutation et l'y maintient. La commutation se fait à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'ou le phénomène de glissement.

La commande par mode de glissement est donc une technique de commande non linéaire. Dans une commande à structure variable, certains paramètres varient d'une manière discontinue. Ainsi, ils prennent deux valeurs possibles. La commutation d'une valeur à l'autre s'effectue de façon à obliger la trajectoire du système à évoluer sur la surface de glissement. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de glissement.

Le système à régler se trouve ainsi bouclé par cette technique, en plus il devient insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Quand la trajectoire du système est contrainte d'évoluer le long de la surface glissante choisie, la dynamique du système plonge dans l'état d'un autre système de dimension inférieure. Ce système réduit est appelé système équivalent [21],[22]. On réduit ainsi l'ordre du système.

2. Configurations de base des systèmes à structures variables

Le schéma de principe des SSV nous permet de distinguer deux configurations de base [23]. La première consiste en un changement de la structure de la commande entre deux retours

d'états différents. La deuxième configuration consiste en un changement de la structure par simple commutation entre deux valeurs fixes de la commande u . Pour les deux configurations, le système peut être continu ou discret .

2.1 Configuration par changement d'état

Cette configuration consiste en un changement de structure par simple commutation entre deux états différents (figure 1).

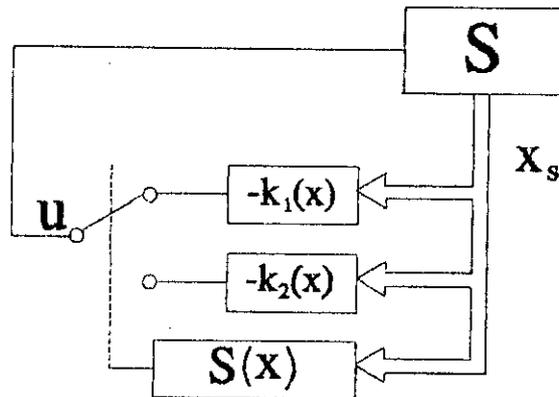


Figure 1 Configuration par changement d'état.

Le système à régler S possède une grandeur de commande u et une grandeur de sortie y . Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état x . Ce dernier est mis en contre réaction soit par le vecteur ligne $-k_1^T$ soit par $-k_2^T$ selon la position d'un commutateur.

Le choix de la contre réaction d'état par $-k_1^T$ ou $-k_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $s(x)$ tel que:

$$\begin{aligned} u &= -k_1^T x_s \text{ si } s(x_s) > 0 \\ u &= -k_2^T x_s \text{ si } s(x_s) < 0 \end{aligned} \quad (1)$$

En mode de glissement, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x)=0$.

2.2 Configuration par changement de la structure de la commande

Cette deuxième configuration permet par contre la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs tel sur la figure 2.

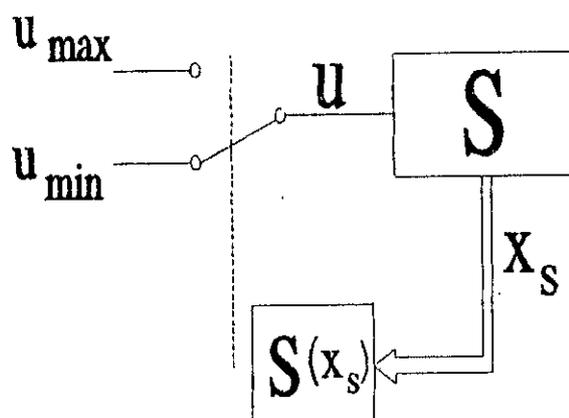


Figure 2 Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs

L'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande ne prenne que les deux valeurs constantes u_{max} et u_{min} imposées par la loi de commutation tel que [24]:

$$\begin{aligned} u &= u_{max} \text{ si } s(x_s) > 0 \\ u &= u_{min} \text{ si } s(x_s) < 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliés par la relation

$$s(x) = 0 \quad (3)$$

Dans notre cas, nous choisirons la deuxième configuration puisqu'il s'agit d'un convertisseur électrique dont les

interrupteurs commutent entre deux états (ouvert ou fermé).

La commande u est alors donnée par

$$u = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} + \left[\frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \right] \text{sign}(s) \quad (4)$$

La loi de commutation $s(x)$ est aussi appelée surface de glissement. Elle se compose d'une contre réaction provenant du vecteur d'état et d'une intervention directe de la consigne w . Cette surface est donnée donc par

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + k_w w \quad (5)$$

La différence qui existe entre cette technique et celle de la commande par retour d'état réside dans le fait que la contre réaction d'état ne forme pas le signal de commande u qui intervient d'un manière continue sur l'organe de commande mais elle provoque par l'intermédiaire d'un dispositif non linéaire la commutation discontinue de la grandeur de commande u selon $s(x)$.

Souvent un régulateur intégrateur est superposé afin d'annuler l'erreur statique. Les équations décrivant ainsi le système deviennent alors

$$\dot{x} = Ax + Bu + b_v v \quad (6)$$

$$x_r = (w - y) \quad (7)$$

La surface de commutation est donnée par :

$$s(x) = -k^T x + k_r x_r + k_w w \quad (8)$$

$$s(x) = -k^T x + k_w \quad (9)$$

x : vecteur d'état du système à régler de dimension n .

w : la grandeur de consigne.

k^T : vecteur ligne de la contre réaction de dimension n également.

k_w : coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

On obtient alors la configuration représentée à la figure 4.

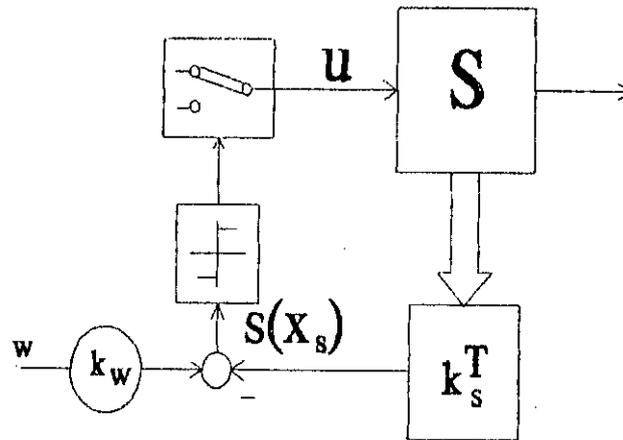


Figure 4 Configuration avec loi de commutation par contre réaction

Le système à régler est donnée par les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{x}_u &= A_u x_u + B_u u + b_{sv} v \\ y &= C_s^T x_u \end{aligned} \quad (10)$$

La commande u peut être alors exprimée de manière plus compacte par

$$u = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} + \left[\frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \right] \text{sign}(s) \quad (11)$$

où la fonction $\text{sign}(x)$ est définie par

$$\begin{aligned} \text{sign } s(x_g) &= +1 \text{ pour } s(x_g) > 0 \\ \text{sign } s(x_g) &= -1 \text{ pour } s(x_g) < 0 \end{aligned} \quad (12)$$

4. Grandeur de commande équivalente

Lorsque la grandeur de commande de glissement s'établit, la grandeur de commande u commute continuellement et rapidement entre u_{max} et u_{min} , et ceci dans le régime transitoire ou dans le régime stationnaire. La fréquence de commutation dépend d'une part des paramètres du systèmes à régler et d'autre part de l'hystérésis du dispositif non linéaire de commutation.

Dans le cas idéal on peut supposer une hystérésis infiniment petite, la fréquence devient alors très grande et la loi de commutation $s(x)$ devient pratiquement nulle en tout temps. Par conséquent, sa dérivée par rapport au temps devient aussi nulle telle que:

$$\dot{s}(x_g) = -k_s^T \dot{x}_g + k_w \dot{w} = -k_s^T (A_g x_g + B_g u + b_{gV} v) + k_w \dot{w} = 0 \quad (13)$$

Afin que cette condition soit respectée en tout temps, la valeur de la consigne de commande doit prendre une valeur bien déterminée désignée par la commande équivalente u_{eq} . De la relation précédente (13) on tire u_{eq} donnée par

$$u_{eq} = -\frac{1}{k_s^T B} k_s^T (A_g x_g + b_{gV} v) + \left(\frac{1}{k_s^T B} \right) k_w \frac{dw}{dt} \quad (14)$$

Pour que u_{eq} reste bornée, il est indispensable que:

$$k_s^T B \neq 0 \quad (15)$$

Cette condition est nécessaire pour l'apparition du mode de glissement.

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne glissante que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} (à fréquence infinie) comme le présente le schéma de la figure 5.

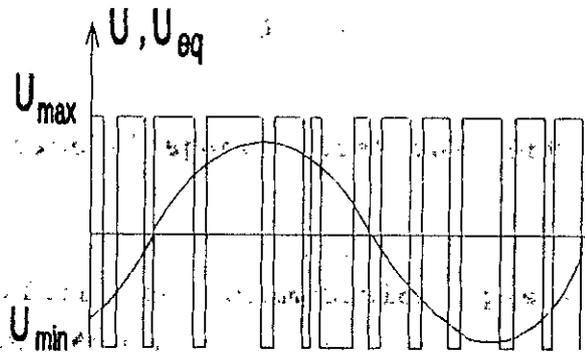


Fig 5 Commande équivalente et commande réelle

Cette interprétation permet immédiatement de tirer une condition pour l'existence du glissement à savoir:

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} \quad (16)$$

5. Equation d'état en mode de glissement

Lorsqu'on injecte au système la commande équivalente u_{eq} on obtient l'équation d'état en mode de glissement

$$\dot{x} = A^*x + B^*v + b_w^* \dot{w}$$

avec

$$A^* = \left(I - \frac{1}{k^TB} Bk^T \right) A \quad (17)$$

$$B^* = \left(I - \frac{1}{k^TB} Bk^T \right) Bv$$

$$b_w^* = \frac{k_w}{k^TB} B$$

glissement par

$$\begin{aligned} u &= u^+ \text{ si } s(x) > 0 \\ u &= u^- \text{ si } s(x) < 0 \end{aligned} \quad (19)$$

$s(x)$ pouvant être interprétée comme la distance entre l'état x du système et la surface de commutation. A cause de $s(x)=0$, les grandeurs d'état présentent une dépendance linéaire.

6. Loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur.

La figure 4 donne une configuration qui présente un comportement proportionnel de sorte qu'on obtient une erreur statique en présence d'une grandeur de perturbation. Il est possible de palier à cet inconvénient en ajoutant un régulateur intégrateur à la loi de commutation par contre réaction d'état.

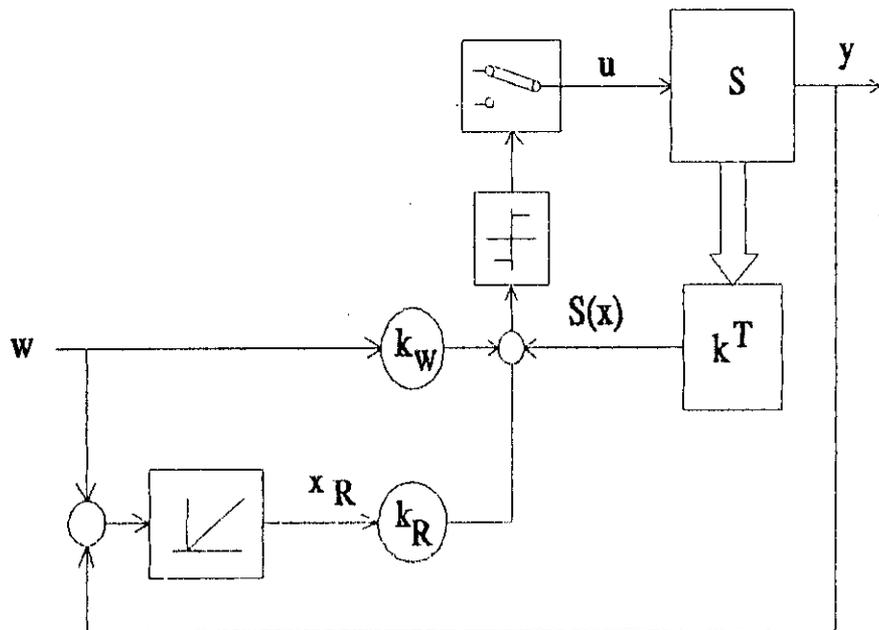


Fig 7 Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur

La figure 7 montre la configuration d'un système de réglage à structure variable avec une loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

On introduit la grandeur d'état x_R du régulateur intégrateur dans la loi de commutation par l'intermédiaire du coefficient k_R d'où l'on obtient

$$s(x, x_R) = -k^T x + k_R x_R + k_w W \quad (20)$$

6.1 Equation d'état du système global

Le vecteur d'état x se trouve augmenté d'une dimension. La loi de commutation peut alors être exprimée par

$$s(x) = -k^T x + k_w \quad (21)$$

Compte tenu de (18), le régulateur intégrateur peut être décrit par l'équation différentielle suivante

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i} (w - y) = \frac{1}{T_i} (w - C_s^T x_B) \quad (22)$$

où T_i est la constante d'intégration.

On peut alors réunir l'équation d'état différentielle (6) du système à régler et celle (10) du régulateur intégrateur en une seule équation d'état de la forme

$$\dot{x} = Ax + Bu + b_v v + b_w w \quad (23)$$

où apparaissent la matrices et les vecteurs juxtaposés

$$A = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C^T & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix}; b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad (24)$$

La relation (19) pour la grandeur de commande u est maintenant remplacée par

$$u = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} + \left[\frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \right] \text{sign}(s) \quad (25)$$

6.2 Grandeur de commande équivalente

A partir de $s(x)=0$ pour le mode de glissement, on a

$$\dot{s}(x) = -k^T \dot{x} + k_w \dot{w} = -k^T (Ax + Bu + b_v v) + k_w \dot{w} = 0 \quad (26)$$

d'où l'on tire la commande équivalente $u = u_{eq}$ donnée par

$$u_{eq} = -\frac{1}{k^T B} k^T (Ax + b_v v + b_w w) + \left(\frac{1}{k^T B} \right) k_w \frac{dw}{dt} \quad (27)$$

Une première condition pour l'existence du mode de glissement est donnée par $k^T B \neq 0$ afin que u_{eq} prenne une valeur finie. De plus, la condition (16) doit être respectée, à savoir

$$u_{\min} \leq u_{eq} \leq u_{\max} \quad (28)$$

6.3 Equation d'état en mode de glissement

En injectant u_{eq} dans le système (23) on trouve

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* w + b_w^* \dot{w} + b_v^* v \quad (29)$$

avec

$$\begin{aligned}
 A^* &= \left(I - \frac{1}{k^T B} B k^T \right) A \\
 b_v^* &= \left(I - \frac{1}{k^T B} B k^T \right) b_v \\
 b_w^* &= \left(I - \frac{1}{k^T B} B k^T \right) b_w \\
 b_w^* &= \frac{k_w}{k^T B} B
 \end{aligned} \tag{30}$$

Dans ce cas aussi la matrice A^* est singulière.

7. Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire

En régime stationnaire l'équation d'état (23) devient

$$0 = A x^s + b u_{sq}^s + b_v v^s + b_w w^s \tag{31}$$

De plus on doit tenir compte de la loi de commutation

$$-k^T x^s + k_w w^s = 0 \tag{32}$$

En décomposant k^T et x^s , on obtient

$$-\begin{bmatrix} k_a^T & k_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a^s \\ x_n^s \end{bmatrix} + k_w w^s = 0 \tag{33}$$

De cette relation on peut tirer x_n^s et on trouve

$$x_n^s = -\frac{1}{k_n} k_a^T x_a^s + \frac{k_w}{k_n} w^s \tag{34}$$

Ainsi le vecteur d'état x^s devient

$$x^s = \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} k_a^T \end{bmatrix} x_a^s + \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ -\frac{k_w}{k_n} \end{bmatrix} w^s \quad (35)$$

Lorsqu'on introduit cette relation dans (31), on obtient

$$A \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} k_a^T \end{bmatrix} x_a^s + b u_{eq}^s + b_v v^s + \left(b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{k_w}{k_n} \end{bmatrix} \right) w^s = 0 \quad (36)$$

Dans cette expression, les $n-1$ éléments de x_a^s ainsi que u_{eq}^s doivent être déterminés. On peut réunir alors x_a^s et u_{eq}^s en un seul vecteur de dimension n . La relation (36) peut alors être écrite sous la forme

$$\left[\begin{bmatrix} I_{n-1} \\ A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} k_a^T \end{bmatrix} : b \right] \begin{bmatrix} x_a^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} + b_v v^s + \left(b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{k_w}{k_n} \end{bmatrix} \right) w^s = 0 \quad (37)$$

La matrice juxtaposée est une matrice (n, n) . Elle est régulière lorsque le mode de glissement existe. Par conséquent, on trouve

$$F = \left[\begin{bmatrix} I_{n-1} \\ A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} k_a^T \end{bmatrix} : b \right] \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} x_a^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} = -F^{-1} \left\{ b_v v^s + \left(b_w + A \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ \frac{k_w}{k_n} \end{bmatrix} \right) w^s \right\} \quad (39)$$

Enfin avec x_n^* , on peut encore déterminer x_a^* à l'aide de (34) et toutes les grandeurs d'état ainsi que la grandeur de commande équivalente sont connues en régime stationnaire.

8. Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne

8.1 Détermination de k_w dans le cas sans régulateur intégrateur

Pour la grandeur à régler, c'est à dire la grandeur de sortie y^s , on obtient avec $c^T = c_a^T$ en régime stationnaire

$$y^s = c^T X^s = [c_a^T \quad c_n] \begin{bmatrix} X_a^s \\ X_n^s \end{bmatrix} = c_a^T X_a^s + c_n X_n^s \quad (40)$$

où l'on introduit une même décomposition que dans les sections précédentes.

Lorsqu'on exprime x_n^* par (34), on trouve

$$y^s = \left(c_a^T - \frac{c_n}{K_n} k_a^T \right) X_a^s + c_n \frac{k_w}{K_n} W^s = d_a^T X_a^s + c_n \frac{k_w}{K_n} W^s \quad (41)$$

avec le vecteur ligne

$$d_a^T = c_a^T - \frac{c_n}{K_n} k_a^T \quad (42)$$

de dimension

$$n-1 = n_a - 1 \quad (43)$$

Compte tenu de la relation (39), il est possible d'écrire (40) sous la forme

$$y^s = [d_a^T \ 0] \begin{bmatrix} X_a^s \\ U_{\theta Q}^s \end{bmatrix} + c_n \frac{k_w}{k_n} w^s \quad (44)$$

A noter que sans régulateur intégrateur, on a $b_w=0$. Par la suite, on exigera qu'en absence de perturbation, c'est à dire $v^s=0$, la grandeur à régler y^s soit égale à la grandeur de consigne w^s . Ainsi, à l'aide de (39), on obtient

$$y^s = -[d_a^T \ 0] F^{-1} A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} \frac{k_w}{k_n} w^s + c_n \frac{k_w}{k_n} w^s \quad (45)$$

Avec $y^s=w^s$, le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne devient

$$k_w = \frac{k_n}{c_n - [d_a^T \ 0] F^{-1} A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ 1 \end{bmatrix}} \quad (46)$$

Comme on le voit de (45) et de la définition (38) pour la matrice F , le coefficient k_w dépend du système à régler. Si ces dernières varient, il faudrait adapter k_w , sinon la grandeur à régler y^s serait différente de la grandeur de consigne w^s .

L'apparition d'une grandeur de perturbation présente également une influence sur la grandeur à régler, de sorte qu'il existe un écart de réglage en régime stationnaire. Ceci est tout à fait caractéristique à un réglage proportionnel.

9. Grandeur à régler dans le cas avec régulateur intégrateur

Dans ce paragraphe, on étudiera le cas avec un régulateur intégrateur, où l'on montrera que la grandeur à régler y^s est en

régime stationnaire égale à la grandeur de consigne w^* et ceci indépendamment de la grandeur de perturbation v et d'éventuelles variations des paramètres du système à régler.

Dans ce but, on utilisera pour A, b, b_v et b_{w^*} les expressions données par (24). Le degré est $n=n_s+1$.

Pour la grandeur à régler y^* , la relation (44) est toujours valable. Dans le cas présent, on a

$$C^T = [C_s^T \ 0] \quad (47)$$

Donc $c_n = 0$ et $d_n^T = c_n^T = c_s^T$. Par conséquent, (44) se réduit à

$$C^T = [C_s^T \ 0] \begin{bmatrix} X_a^s \\ U_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (48)$$

La matrice F , donnée par (38) devient donc compte tenu des relations (24)

$$F = \left[\begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_1} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n-1} \\ -\frac{1}{K_n} k_u^T \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} A_s & b_s \\ -\frac{1}{T_1} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \quad (49)$$

Pour son inverse, on définit les sous matrices suivantes

$$F^{-1} = \begin{bmatrix} G_s & g_s \\ g_n^T & g_{nn} \end{bmatrix} \quad (50)$$

Des équations suivantes:

$$FF^{-1} = \begin{bmatrix} A_s & b_s \\ -\frac{1}{T_1} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_s & g_s \\ g_n^T & g_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0^T & 1 \end{bmatrix} \quad (51)$$

On tire les relations

$$\begin{aligned} A_s G_s + b_s g_n^T &= 1; A_s g_s + b_s g_{nn} = 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^T G_s &= 0^T; -\frac{1}{T_i} C_s^T g_s = 1 \end{aligned} \quad (52)$$

De plus, on voit que

$$A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ k_w \\ k_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{k_w}{k_n} \end{bmatrix} = 0 \quad (53)$$

Enfin on obtient pour y^* , compte tenu de (39) et les transformées précédentes la relation suivante

$$\begin{aligned} y^s &= -[C_s \ 0] \begin{bmatrix} G_s & g_s \\ g_n^T & g_{nn} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} v^s + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} w^s \right\} = \\ &= -C_s^T G_s b_{sv} v^s - C_s^T g_s \frac{1}{T_i} w^s = w^s \end{aligned} \quad (54)$$

Dans ce développement, nous avons pris en considération les relations (50). Il est clair donc qu'en régime stationnaire, la grandeur à régler y^* est égale à la grandeur de consigne w^* . Ni la grandeur de perturbation v , ni les variations des paramètres du système à régler n'ont une influence. Ce fait est caractéristique à un réglage avec composante intégrale.

10. Détermination de k_w dans le cas avec régulateur intégrateur

Comme on l'a vu précédemment, le régime stationnaire ne donne aucune indication quant à la détermination du coefficient k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne lorsqu'il y a un régulateur intégrateur. Il faut donc adopter d'autres critères.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. Boudjema, "Commande par mode de glissement, application aux convertisseurs électriques"; thèse de doctorat en automatique, LAAS (CNRS), Toulouse, Mai 1991.
- [2] Revue Générale d'électricité, Année 1992 n° 5 Mai.
- [3] Y. Chéron, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique", Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.
- [4] Guy Segulier, "Convertisseurs de l'électronique de puissance", Tome 4.
- [5] D. M. Divan & G. Venkataramanan R. W. de Doncker, "Design methodologies for soft switched inverters", IEEE IAS Rec., pp. 758-766, 1988.
- [6] O. D. Patterson and D. M. Divan, "Pseudo-resonant full bridge dc-dc converter", IEEE PESC Rec., pp. 424-430, 1987.
- [7] A. F. Fillipov, "Differential equation with discontinuous right hand side", 1963.
- [8] D.M. Divan, "Design considerations for very high frequency resonant mode dc-dc converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. Pe-2, pp 45-54, Jan 1987.
- [9] K. H. Liu and F. C. Lee, "Zero switching technique in dc/dc converters", in PESC Conf. Rec., 1986, pp. 58-70.
- [10] Y. Murai and T. A. Lipo, "High frequency series resonant dc link power conversion", IEEE IAS Rec., pp. 772-779, 1988.

- [11] D. M. Divan, " The resonant dc Link converter - A new concept in static power conversion ", IEEE IAS Rec., pp. 648-656, 1986.
- [12] D. M. Divan & G. Skibinski, " Zero switching Loss inverters for high power applications ", IEEE IAS., pp. 627-634, 1987.
- [13] M. H. Rashid, " Power Electronics Circuits, Devices and Applications ", Prentice Hall, Englewood Cliffs, News Jersey 07632.
- [14] J. S. Lai and B.K. Bose, " An improved resonant dc link inverter for induction motor drives ", IEEE IAS Rec., pp. 754-766, 1988.
- [15] Jung G. Cho, Dong Y. Hu & Gyu H. Cho, " Three phase sine wave voltage source inverter using the soft switched resonant poles ", 15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Philadelphia, Pennsylvania Nov 6. 10, 1989.
- [16] K. H. Liu, R. Oruganti and F. C. Lee, " Quasi-Resonant Converters-Topologies and Characteristics," IEEE Trans Power Electron, Vol. PE-2, pp. 62-71, Jan 1987.
- [17] P. K. Sood and T. A. Lipo, " Power conversion Distribution System Using a Resonant High Frequency AC Link", IEEE-IAS Annual Conference records, 1987, pp. 531-541.
- [18] J. A. Deacon, J. D. van Wyk, et al. , " An Evaluation of Resonant Snubbers Applied to GTO Converters ", IEEE-IAS Annual Conference Records, 1987, pp 635-640.
- [19] S. K. Sw and T. A. Lipo, " Field Oriented Control of an Induction Machine in a high Frequency Link Power

- System ", PESC 88, Conference Records, pp 1084-1090.
- [20] N. Mohan, T. M. Undeland & W. P. Robins, " Power Electronics: Converters, Applications and Design ", John Wiley & Sons.
- [21] H. Buhler, " Réglages échantillonnés ", Vol. 2, Traitement dans l'espace d'état. Presses Polytechniques Romandes. Lausanne, 1983.
- [22] V. I. Utkin, " Sliding mode in control and optimisation Springer Verlag 1992.
- [23] H. Buhler, "Régage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes. Lausanne, 1986.
- [24] S. Ifrah, "Contribution à l'étude des régimes glissants Statiques et Dynamiques. Application à la Machine asynchrone " . Thèse de Magister en Automatique 1995, ENP.
- [25] V.I. Utkin, " Variable Structure Systems: Présent and Futur ", Automation and Remote Control, 44 No9, 1984, pp. 1105-1120.
- [26] S.Bacha, " Sur la Modélisation et la Commande des Machines à Découplage Symétrique", Thèse de doctorat en Génie Electrique Janvier 1993, Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [27] N. Pentalos, " L'Approche de la linéarisation par bouclage ", SUPELEC 1991.
- [28] N.Mokhtar, " Application de Commandes Non Linéaires au Moteur Asynchrone", Alger ENP 1994.
- [29] R.Marino et P.Valigi, " Non Linear Control of Induction Motors: A Simulation Stady ", ECC 91, Grenoble, 1991.

- [30] V. I. Utkin, " Variable Structure Systems with Sliding Mode ", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.AC-22, No 2, April, 1977, pp 212-222.
- [31] S. K. Su & T. A. Lipo," Design and performance of a high frequency link induction motor drive operation at unity power factor ", IEEE IAS Rec., pp. 308-313, 1988.
- [32] J. B. Klaassens & E. J. F. M. Smits," Series-resonant ac-power interface with an optimal power factor and enhanced conversion ratio ", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 3, pp 335-343, July 1988.
- [33] D. M. Divan, " Diode as pseudo-active elements in high-frequency dc-dc converters ", IEEE Tr.PE, Vol. 4, No.1, Jan. 1989.
- [34] V. I. Utkin, " Discontinuous control systems: State of the Art in theory and Application ", 10th world Congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of Germany, July 27-31, 1987, pp 75-94.
- [35] V. I. Utkin ,"Sliding mode and their Application in VSS", Mir publishers Moscow 1974.
- [36] N.Mohan, T. Mundeland, William Probbins : " Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley and sons Edition.
- [37] P.Jacob, " Groupes de Secours Statiques à hautes performances, Application des principes de la résonance", Thèse de doctorat en Génie Electrique 1986, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [38] J.Chiasson & A.Chandhari, " Non Linear Controllers for the Induction Motor", Dept of Elect Engineering, University of Pittsburgh, Pgh PA 15261, USA, 1991.

[39] R.R.Kadiala, " Indirect Adaptative Non Linear Control of Induction Motors ", Dept of EECS, University of California, Berkley CA 94720.