

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI DE CHLEF



Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister

Spécialité : Electrotechnique

Option : Entraînement des Systèmes Electriques

Présenté par

BESSAAD TAIEB

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de CHLEF

THEME

COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX ASYMETRIQUES APPLICATION À LA CONDUITE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Soutenu le : / / 2008 devant le jury composé de :

M ^r BOUCHRIT. M.S	Professeur	E.N.P, Alger	Président
M ^r BELMADANI. B	Professeur	U.H.B.Chlef	Rapporteur
M ^r TALEB. R	M.A.C.C	U.H.B.Chlef	Co-Rapporteur
M ^r MAHMOUDI. M.O	Professeur	E.N.P, Alger	Examineur
M ^r DJAHBAR AEK	M.A.C.C	U.H.B.Chlef	Examineur

Année 2008

ملخص

3 1+ 2

(:)

Résumé

Cette thèse consiste à étudier la commande des onduleurs multiniveaux asymétrique appliquée à la conduite d'une machine asynchrone triphasée. On a étudié ce type d'onduleurs parce qu'il est susceptible de générer des tensions quasi sinusoïdale ayant un nombre de niveaux impair largement qui peuvent atteindre entre $2K+1$ et 3^K niveaux (K : cellules à pont complet)

L'utilisation de la structure multiniveaux cascade afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de tension de sortie sans augmenter à priori le nombre de cellules d'onduleurs à pont complet ainsi que cette structure est un intérêt certain car elle contient un nombre réduit d'interrupteurs en comparaison avec les autres. Pour l'entraînement à la vitesse variable pour cette machine, la commande vectorielle avec des correcteurs classiques est appliquée ensuite.

Les résultats de simulation confirment la validité et l'efficacité de ce type d'onduleur.

Mots clés : onduleur asymétrique, machine asynchrone, structure cascade, commande vectorielle, correcteurs classique,

Summary

In this thesis, we studied the modulation of asymmetric onduleurs multilevel, applied to drive an induction machine at variable speeds. We have studied this type of onduleurs because it may generate tension almost sinusoidal having an add number of levels widely that can achieve between $2K+1$ and 3^K levels (K : cells with complete bridges).

The structure multilevel cascade has used to improve much more the quality of the tension of exit (release) without increasing a priory the number of cells of onduleurs in complete bridges it contains a reduced number of switches in comparison with others. To drive induction machines at variable speeds, the vector control with conventional regulators is applied after.

The simulation results confirm the validity and effectiveness for asymmetric onduleurs.

Keywords: asymmetric onduleurs, induction machine, structure cascade, vectorial control, conventional regulators

Table des Matières

Tables de matière

Liste des Notations et Symboles

Introduction Générale

Chapitre 1: Modélisation de la Machine Asynchrone et Topologies d'onduleurs multiniveaux

1. Modélisation de la Machine Asynchrone	8
1.1 Description et hypothèses	8
1.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc	9
1.1.3 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq	11
1.2. Principale Topologies d'onduleurs multiniveaux	14
1.2.1 Introduction	14
1.2.2 Technique traditionnelle	14
1.2.3 La Topologie à potentiel distribué et ses variantes Structure de base	16
1.2.3.1 Analyse fonctionnelle	16
1.2.3.2 Caractéristiques	20
1.2.3.3 D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué	22
1.2.4 Topologie à cellules imbriquées	23
1.2.4.1 Analyse fonctionnelle	23
1.2.4.2 Extension - généralisation : l'onduleur SMC	28
1.2.5 Topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés	29
1.2.5.1 Analyse fonctionnelle	29
1.2.6 Topologies hybrides.	33
1.2.7 Synthèse comparative - choix de la structure	34
1.2.7.1 Nombres de composants nécessaires.	34

1.2.7.2 L'alimentation dans les différentes topologies	35
1.2.7.3 La nécessité de la séparation galvanique	36
1.2.8 Convention terminologique	36
1.2.8.1 Facteurs de dissymétrie totale et partielle	36
1.2.8.2 Convertisseur symétrique et convertisseur asymétrique	37
1.2.8.3 Convertisseur à pas uniforme ou à pas régulier et convertisseur à pas irrégulier	37
1.2.9 Onduleurs multiniveaux asymétriques	38
1.2.9.1 Détermination des coefficients de dissymétrie	39
1.2.9.1.1 Optimisation de la résolution du phaseur spatial de la tension	39
1.2.9.1.2 Tension partielles basées sur une progression géométrique de raison deux	42
1.2.9.2.3 Expressions généralisées	44
1.2.10 Outil d'aide au choix des coefficients de dissymétrie en cas de redondance	43
1.2.10.1 Sur le calcul des coefficients de dissymétrie des convertisseurs multiniveaux	45
1.2.10.2 Sur le choix des solutions en cas de redondance	46
1.2.11 Quelques possibilités d'application	47
1.2.11.1 Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine	48
1.2.11.2 Application dans l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des bâtiments maritimes	48
1.2.11.3 Application dans le domaine des réseaux électriques	48
1.2.11.4 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques	48
1.2.12 Conclusion	49

Chapitre 2: Stratégies de Commande

2.1 Introduction	51
------------------	----

2.2 Les différentes stratégies de commande de l'onduleur	51
2.3 Distinction entre modulation et commande	52
2.4 <i>Commande par paliers ou par gradins:</i>	52
2.4.1 Resultants de simulation	56
2.5 <i>La commande triangulo - sinusoidal</i>	60
2.5.1. Résultat de simulation	63
2.6 <i>Stratégies de modulation hybride</i>	68
2.6.1 Expressions analytiques des tensions	74
2.6.2 Échange énergétique entre cellules partielles	77
2.6.2.1 Analyse des expressions analytiques	77
2.6.2.2 Gestion de l'énergie excessive	80
2.6.3. Résultats de simulation	83
2.7. <i>Interprétation des résultats</i>	87
2.8. <i>conclusion</i>	87
Chapitre 3: Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone alimenté par onduleur asymétrique multiniveaux	
3.1. Introduction	88
3.2. Principe de la commande par orientation du flux	88
3.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté	89
3.3.1. Principe d'orientation du flux rotorique	89
3.3.2. Expression générale de la commande	90
3.3.3. Découplage entrée-sortie	92
3.3.4. Contrôle du flux et du couple	93
3.3.5. Différence type de commande vectorielle	94
3.3.5.1. La commande vectorielle directe	95
3.3.5.2. La commande vectorielle indirecte	95

3.4. Implantation de la commande indirecte à flux rotorique orienté	95
3.4.1. Structure de la commande	95
3.4.1.1. Contrôle des courants	98
3.4.1.2. Contrôle de la vitesse	99
3.5. Simulation et commentaire	101
• Etude comparative entre IP et PI	111
3.6. Conclusion	112

Conclusion générale

Annexes

Références bibliographiques

REMERCIEMENTS

Je remercie Dieu de m'avoir donné la volonté et le courage afin d'élaborer ce modeste travail.

*Je remercie profondément mon promoteur monsieur professeur **BELMADANI BACHIR** qui a dirigé mon travail.*

Pour son aide précieux et ces conseils et ces orientations objectives qu'ils m'a permis d'avancer dans ce projet.

*Mes remerciements les plus sincères à Co-Rapporteur M^r. **TALEB RACHID** pour le savoir qu'il m'a inculqué et je souhaite que je l'honore en présentant ce thème.*

*Je remercie également les membres de jury **Mr BOUCHRIT.M.S, Mr MAHMOUDI.M.O et Mr DJAHBAR AEK** qui ont accepté d'évaluer ce travail.*

Je remercie tout enseignant qui m'a inculqué un savoir.

*Un grand merci à mes collègues et amis qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour leurs aides **Benalou, Rahim, Bounadja, Benbouali, Othmen.***

Mes respects à tout enseignant qui a fourni un effort afin que je sois ici devant ce jury que je respecte beaucoup.

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents.

Mes frères et mes sœurs.

*Tous mes amis et tous ceux que
j'aime.*

Bessaad. Taieb

Tables des Notations et Symboles

L_s	: Inductance cyclique propre du stator
L_r	: Inductance cyclique propre du rotor
L_{sr}	: Inductance cyclique mutuelle stator - rotor
$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique
$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique
$[M_{sr}]$: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor
$[P(\theta)]$: Matrice de passage de PARK
a_s, b_s, c_s	: Correspondent aux trois phases du stator
a_r, b_r, c_r	: Correspondent aux trois phases du rotor
d, q	: Axes de référentiel de Park
R_s	: Résistance statorique par phase
R_r	: Résistance rotorique par phase
P	: Nombre de paires de pôles
J	: Moment d'inertie des parties tournantes
f	: Coefficient de frottements visqueux
θ	: Angle électrique entre a_s et a_r
θ_s	: Angle électrique entre a_s et d
θ_r	: Angle électrique entre a_r et d
ω_a	: Vitesse angulaire électrique du système d'axes
ω_m, ω_s	: Vitesse angulaire électrique respectivement rotorique et statorique
C_{ch}	: Couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor
C_{em}	: Couple électromagnétique
V_s	: tension statorique
V_r	: tension rotorique
I_s	: courant statorique
ϕ_s	: flux statorique
ϕ_r	: flux rotorique
σ	: Coefficient de dispersion

- K'_{ij}, K_{ij} : Interrupteurs d'une cellule de commutation (i : nombre de phase généralement trois, j : rang de l'onduleur monophasé)
- N : Nombre de niveaux de la tension générée à la sortie d'un convertisseur (généralement, $N \geq 3$)
- K : Nombre d'onduleur monophasé en série sur la même phase
- V_{ao} : Tension simple de sortie de l'onduleur
- λ_j : Facteur de dissymétrie totale de la cellule partielle de rang j ($j = 1..K$) sur une phase
- U_{dj} : Tension continue alimentant la cellule partielle de rang j ($j = 1..K$) sur une phase
- U_{pij} : Tension à la sortie de la cellule partielle de rang j sur la phase i .
- U_{si} : La tension de sortie de la phase i
- δ_h : Facteur de dissymétrie partielle entre deux cellules partielles consécutives
- U_{dh} : Tension qui alimente les cellules de l'onduleur avec $h=(1..K)$
- K_{ij} : La fonction de commande des interrupteurs de puissance
- M : Indice de modulation dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.
- f_p : Fréquence des porteuses dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.
- f_r : Fréquence des signaux de référence dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.
- V_m : Amplitude des signaux de référence dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.
- MAS : Machine Asynchrone
- NPC : Neutral Point Clamped, (à point milieu)
- F_{ij} : Fonction de conversion
- u_{dj} : Tension contenue par unité (p.u)

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte

INTRODUCTION GENERALE

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrables publications scientifiques. Le moteur asynchrone attire particulièrement l'attention à cause de sa robustesse et son faible coût de fabrication.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux ou multiniveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.

Les avancées technologiques obtenues ces dernières années dans le domaine des composants de l'électronique de puissance ont favorisé une croissance du marché des convertisseurs de puissance. L'électronique de puissance s'est imposée comme un des éléments essentiels dans la conversion de l'énergie électrique.

Du point de vue d'utilisateur d'énergie, une meilleure qualité des alimentations est un des paramètres du développement des applications de l'électricité. Par contre, la multiplication des convertisseurs se traduit par une augmentation de la pollution harmonique des réseaux et davantage de consommation de puissance réactive.

Après l'apparition des convertisseurs multiniveaux (symétrique et asymétrique) qui sont utilisés pour l'alimentation des machines alternatives de fortes puissances, plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées telles que: les onduleurs multiniveaux à potentiel distribué (NPC), cellules imbriquées et ceux à structure Hybride et Cascade...etc.

Dans le cas de notre travail, nous avons étudiée l'onduleur à différentes structures citées précédemment. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible.

Ces types de convertisseurs permettent de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tension par bras ou phase de l'onduleur (ça dépend de sa structure).

Plus on augmente le nombre de niveaux, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique.

Ce mémoire est constitué de trois chapitres:

Le premier chapitre présente une Introduction sur la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

Ensuite, nous traitons les principales topologies des convertisseurs multiniveaux : leurs structures et analyse fonctionnelle, leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi que la terminologie des convertisseurs multiniveaux.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la validation des trois commandes, par paliers ou par gradins, par triangulo-sinusoïdal et hybride proposée sur les onduleurs multiniveaux asymétrique alimentant une machine asynchrone triphasée et les résultats de simulation avec MATLAB / SIMULINK sont présentés à la fin de ce chapitre.

Dans le dernier chapitre, nous étudions la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension asymétrique multiniveaux à flux rotorque orienté. Après une description générale de cette commande et ses différentes variantes, on évolue l'ensemble de ses performances en utilisant les correcteurs conventionnels (commande classique) pour contrôler les courants et la vitesse tout en supposant les paramètres de la machine constants.

Enfin, une conclusion générale résume les résultats obtenus et donne les perspectives futures de ce travail.

1. Modélisation de la Machine Asynchrone :

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

Dans ce chapitre, il sera question de modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS.

1.1 Description et hypothèses

Une machine asynchrone comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé. La partie mobile, dite rotor, non alimentée est en court circuit et peut être de deux types [2][7][8] :

- Bobiné (à bagues), muni d'un enroulement triphasé connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.
- A cage d'écureuil, formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre).

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [5][6][9] :

- Les circuits magnétiques sont symétriques ;
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- L'entrefer est constant ;
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants ;
- L'effet de l'encoche est négligeable ;

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

1.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure 1.1 et dont les phases sont repérées respectivement par a_s , b_s , c_s . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence [1].

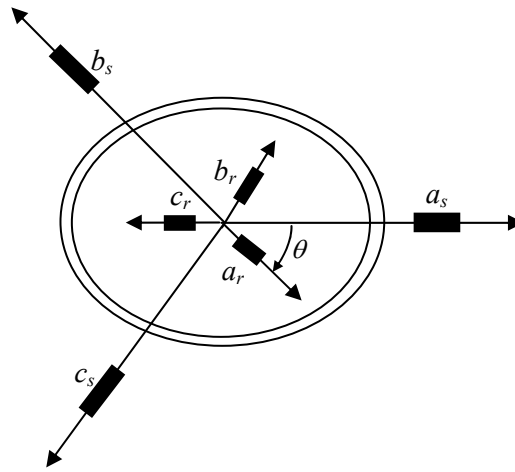


Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations de fonctionnement de la MAS peuvent s'écrire [1][4][8] :

- **Equations des tensions**

Sous forme matricielle, on a :

$$[V_S] = R_s [I_S] + \frac{d}{dt} [\phi_S] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1.2)$$

Avec :

$$[V_S] = [v_{as}, v_{bs}, v_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique ;}$$

$$[I_S] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur de courant statorique ;}$$

$$[\phi_S] = [\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}]^T : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

R_s : La résistance d'une phase statorique.

Et en adoptant pour le rotor les mêmes notations, en remplaçant l'indice s par r .

- **Equations des flux**

Sous forme matricielle, les flux sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (1.3)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (1.4)$$

Où $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont les matrices d'inductances telles que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; il est obtenu lorsque les axes sont alignés.

- **Equation du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = P [I]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] \right\}$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ contiennent des termes constants d'où la possibilité de simplification, on a donc :

$$C_{em} = p[I_s]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [I_r] \right\} \quad (1.5)$$

- **Equation de la vitesse**

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - \frac{f}{p} \omega_m \quad (1.6)$$

Avec :

P : Nombre de paire de pôles ;

f : Coefficient de frottement visqueux ;

J : Moment d'inertie total des masses tournantes ;

ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor (égale P fois la vitesse de rotation mécanique Ω_m) ;

C_{ch} : Couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor.

1.1.3 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de *PARK*. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure 1.2 représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux dq[1].

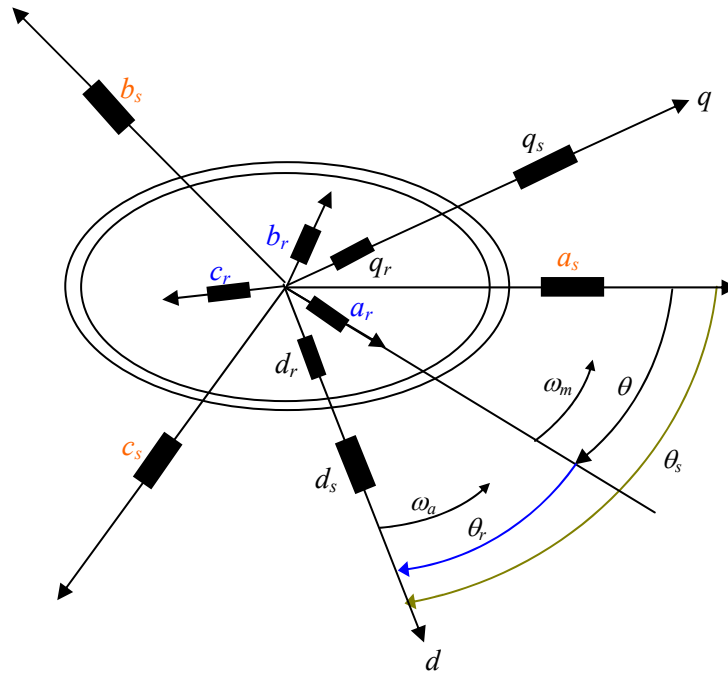


Figure 1.2 Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

Les notations portées sur la figure 1.2 désignent respectivement :

θ : Angle électrique entre a_s et a_r ;

θ_s : Angle électrique entre a_s et d ;

θ_r : Angle électrique entre a_r et d ;

ω_a : Vitesse angulaire électrique du système d'axes dq ($\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$) ;

ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor ($\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$).

Cette transformation est définie par sa matrice de passage de PARK $[P(\theta)]$ tel que :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La matrice de passage $[P(\theta)]$ écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à la conservation de la puissance instantanée. L'orthogonalité nous permet d'écrire [3][8] :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_r = \theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques.

On a ainsi :

$$[X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (1.7)$$

X : pouvant représenter *la tension, le courant et le flux*.

La transformation inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq}] \quad (1.8)$$

En utilisant la matrice de passage $[P(\theta)]$, on obtient dans le plan biphasé dq des nouvelles équations.

Le modèle d'état de la machine asynchrone triphasée est représenté à l'annexe 2

2.1. Introduction

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP: Digital Signal Processing) et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA: Field Programmable Gate Array) [22], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

Compte tenu de ces deux principales avancées technologiques, les techniques de MLI ont été l'objet de recherches intensives pendant ces deux dernières décennies. Un nombre important de méthodes, différentes de par leur concept et leur performance ont été développées. La simplicité d'implantation restant cependant encore un critère important, quelques-unes d'entre elles seulement ont gagné la confiance des industriels [22][23].

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

Le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations: les cycloconvertisseurs et les onduleurs [14]. Dans cette étude, c'est l'alimentation par onduleur de tension à sept niveaux à structure série qui nous intéresse.

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines [13][14].

2.2. Les différentes stratégies de commande de l'onduleur

Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs deux niveaux [10].

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur peuvent être classées comme suit [14][23]:

- ✓ Commande par gradin;
- ✓ Commande triangulo-sinusoidal ($N-1$) porteuses;
- ✓ Commande Hybride.

Dans la suite de notre étude, on va utiliser les trois stratégies de commandes, pour un onduleur asymétrique à sept niveaux. On va utiliser un onduleur asymétrique à sept niveaux (représenté à la figure 1.12, avec $k=2$, $u_{d1} = 1$, $u_{d2} = 2 p.u$)

2.3. Distinction entre modulation et commande

L'ambivalence des signaux de comparaison conduit parfois à la confusion des mécanismes de modulation et de commande. Pourtant ces mécanismes sont radicalement distincts. La modulation cherche à obtenir la représentation la plus proche du signal de référence à partir d'un ensemble de niveaux fixés. Elle ne nécessite pas la connaissance de la topologie du convertisseur qui va appliquer cette représentation à la charge.

Au contraire, la commande applique la représentation obtenue au convertisseur, ce qui nécessite la connaissance précise de la topologie et de son fonctionnement. Cependant, selon la méthode de modulation, le passage aux signaux de commande est plus ou moins difficile et par conséquent, certaines méthodes peuvent être mieux adaptées à une implantation simple. D'autre part, la méthode de modulation influence la trajectoire de la tension et donc celle des signaux de commande [11].

2.4. Commande par paliers ou par gradins:

Dans des applications où l'amplitude et la fréquence de la tension sont relativement fixes, on n'a pas forcément besoin d'une tension modulée. Dans ce cas, l'onde fondamentale est suffisante pour la génération d'une tension dont la distorsion harmonique est faible.

La méthode de commande par paliers consiste à quantifier cette grandeur de référence (image désirée du fondamental), en un nombre déterminé de paliers, comme l'illustre la figure 2.1, [23], [26]. Cette méthode de commande offre deux degrés de liberté à l'utilisateur :

- Le convertisseur peut être à pas uniforme, dans ce cas $E_1 = E_2 \dots = E$.

Les p angles de commutations sur une période ($\theta_i, i = 1..p/2$) peuvent donc être choisis de façon à atteindre certaines performances.

- Le pas de la tension et les angles de commutation peuvent être choisis afin de pouvoir obtenir la minimisation du taux de distorsion harmonique, la suppression de certaines harmoniques basse fréquence entre autres.

Cette commande est facile à implémenter, et se prête le mieux lorsqu'une analyse simplifiée de la tension à la sortie du convertisseur est nécessaire à la compréhension du système dans lequel est inséré le convertisseur. Les angles de commutation, pour passer d'un niveau à l'autre, peuvent être déterminés à l'avance.

Lorsqu'elle est appliquée à la commande d'un convertisseur multiniveau avec mise en série d'onduleurs monophasés, on constate que les différentes cellules n'ont pas une même durée de conduction. Il en résulte donc un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction.

Par une rotation adéquate des commutations, ces pertes peuvent être équilibrées entre les différentes cellules, sans modification de l'onde de tension générée à la sortie du convertisseur. [23], [21].

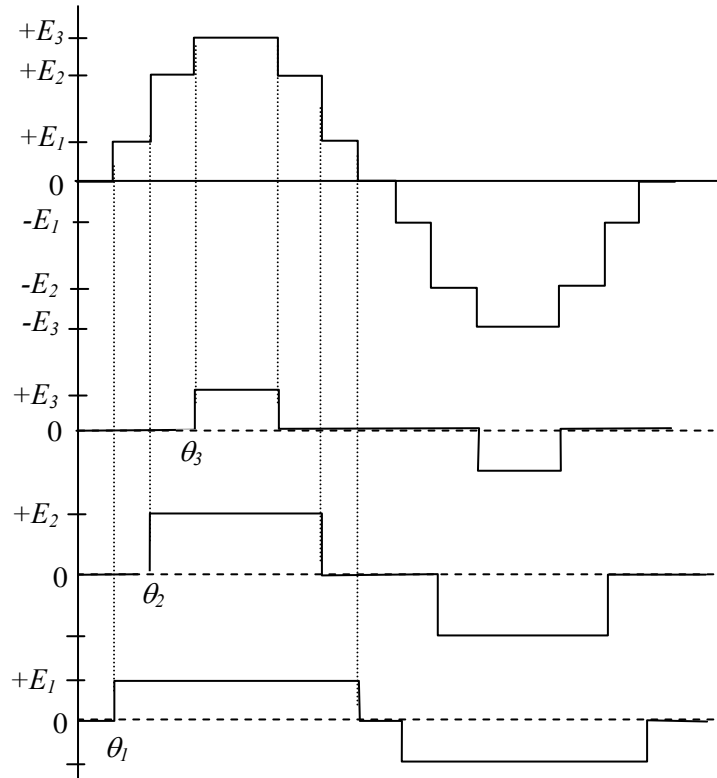


Figure 2.1: Forme d'onde multiniveau (7 niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de trois cellules en série sur une phase

Cette méthode de modulation consiste simplement à générer à la sortie du convertisseur multiniveau, une tension par palier non modulée. Cette tension correspond à la valeur quantifiée de la référence sinusoïdale (image désirée du fondamental), comme le montre la figure 2.2.

Si le convertisseur est à pas uniforme, alors on a $E_1 = E_2 = \dots = E_K = u_{d1}$.

Si le nombre total de commutations sur une demi-période est noté p , à des instants $\theta_i t$ (avec $i = 1..p/2$), alors le développement en série de Fourier de la tension à la sortie du convertisseur est donné par la relation (2.1).

Dans laquelle l'amplitude maximale du fondamental s'obtient en fixant tous les angles $\theta_i = 0$ avec $i = 1..p/2$. La détermination des tensions à la sortie des cellules partielles dépend du nombre de cellules mises en série sur chaque phase. Si le convertisseur est symétrique, la tension à la sortie du convertisseur à K -cellules partielles par phase comporte $N = 2K + 1$ paliers différents, et chaque cellule ne commute qu'une seule fois pendant un quart de la période. Dans ce cas, les développements en série de Fourier de toutes les tensions partielles peuvent se mettre sous la forme (2.2).

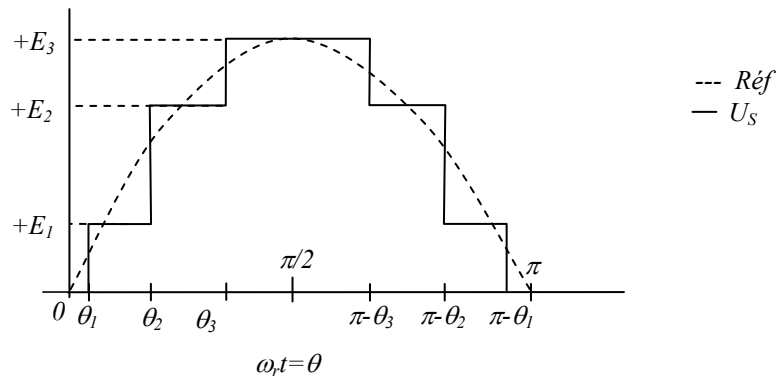


Figure 2.2 : Signal sinusoïdal et tension à la sortie d'un convertisseur multi-niveaux commandé par une modulation par gradins sur demi période

$$\left\{ \begin{array}{l} u_s = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{sh} \sin((2h-1)\theta) \\ U_{sh} = \frac{4}{\pi} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sum_{i=1}^{p/2} \cos((2h-1)\theta_i) \\ \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_{p/2} \leq \frac{\pi}{2}, \quad p = \frac{N-1}{2} \\ U_{s1\max} = \frac{4}{\pi} \frac{P}{2} u_{d1} \quad (\theta_i = 0) \end{array} \right. \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pjh} \sin((2h-1)\theta) \\ U_{pjh} = \frac{4}{\pi} \frac{u_{dj}}{2h-1} \cos((2h-1)\theta_j) \end{cases} \quad j = 1..K \quad (2.2)$$

Si le convertisseur est asymétrique, le nombre total de commutations de chaque cellule partielle dépend de la valeur de la tension qui l'alimente, donc de sa position dans la structure du convertisseur. Toutefois, l'expression des tensions partielles peut être mise sous la forme suivante :

$$u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pjh} \sin((2h-1)\theta) \quad j = ..K \quad (2.3)$$

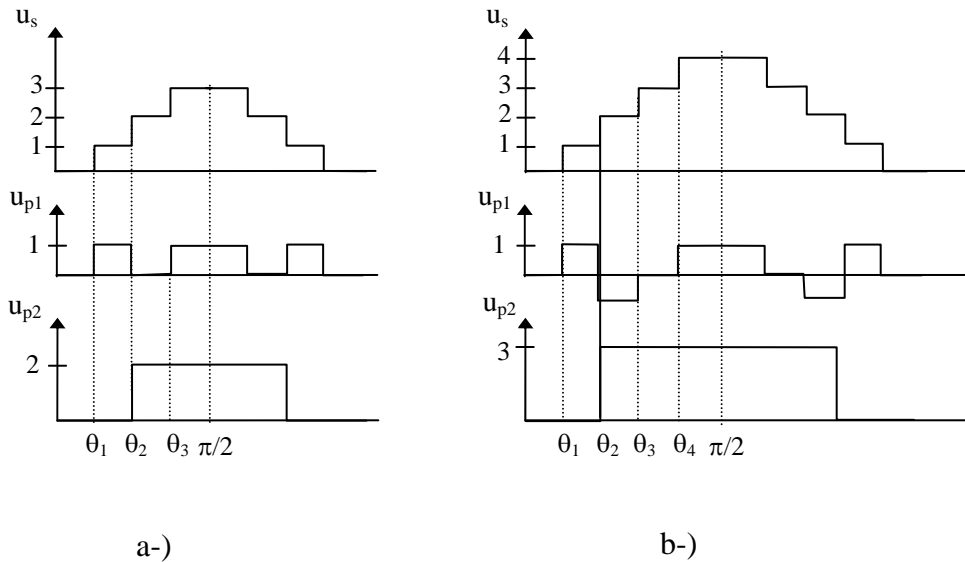


Figure 2.3 : Tensions à la sortie d'un convertisseur à deux cellules par phase et aux bornes des cellules : a) $u_{d1} = 1$ $u_{d2} = 2$; b) $u_{d1} = 1$ $u_{d2} = 3$

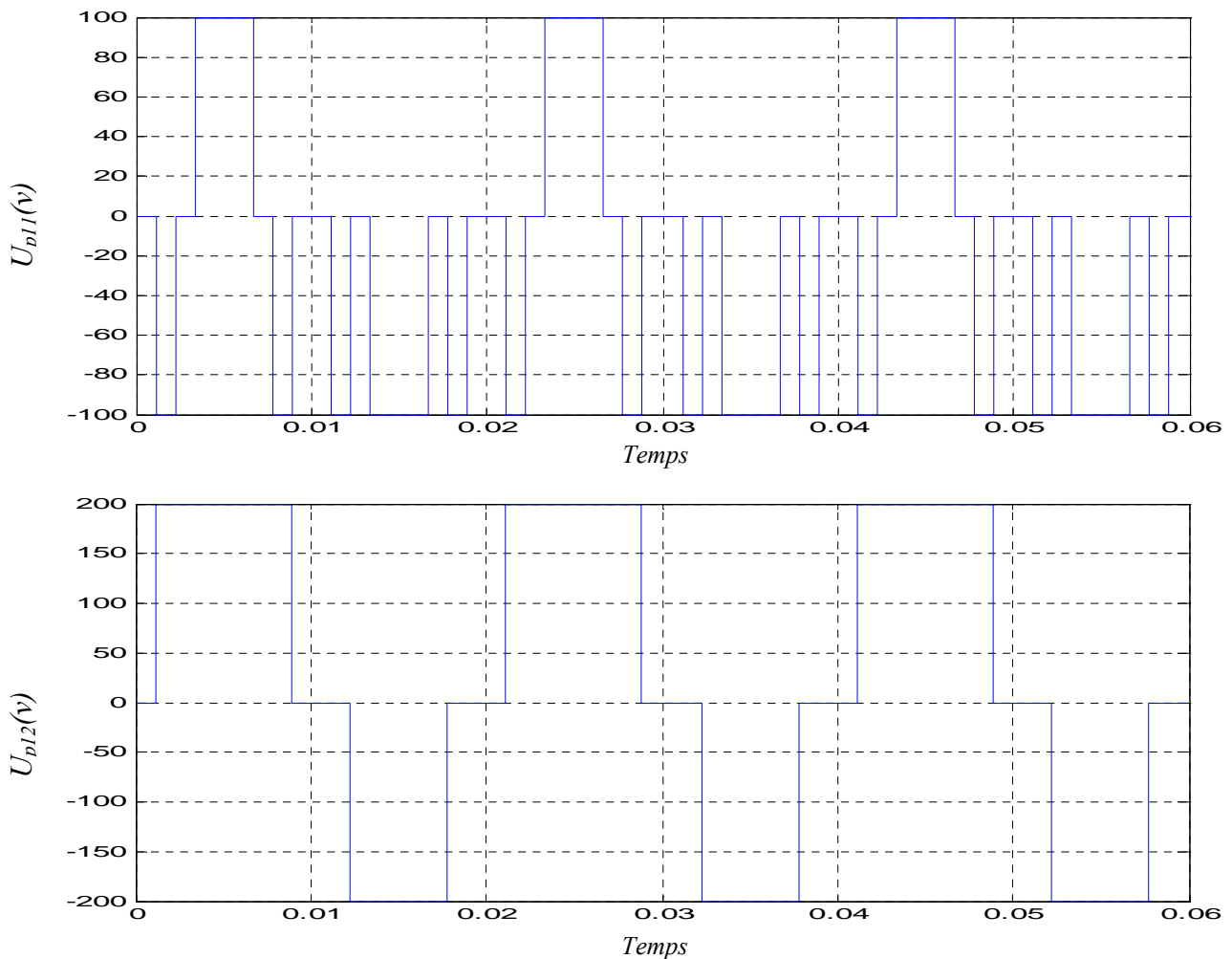
Le coefficient U_{pjh} est à déterminer selon chaque combinaison des tensions u_{dj} , et c'est l'expression mise sous cette forme qui sera exploitée dans la suite. A la figure 2.3, nous avons représenté le détail des commutations sur deux cellules par phase pour deux combinaisons d'alimentation. Les deux tensions à la sortie de ces cellules partielles sont données par les relations ci-dessous, dans lesquelles $\theta_h = (2h - 1) \theta_i$, $i = 1..3$:

$$\begin{cases} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) \} \\ u_{p2} = \frac{8}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \cos(\theta_{2h}) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) + \cos(\theta_{4h}) \} \\ u_{p2} = \frac{12}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \cos(\theta_{2h}) \end{cases} \quad (2.5)$$

2.4.1. Résultats de simulation :

La figure 2.4 illustre les formes d'ondes des cellules partielles U_{p11} , U_{p12} , et la tension V_a avec son spectre d'harmonique pour l'onduleur asymétrique avec $U_d = 100V$.



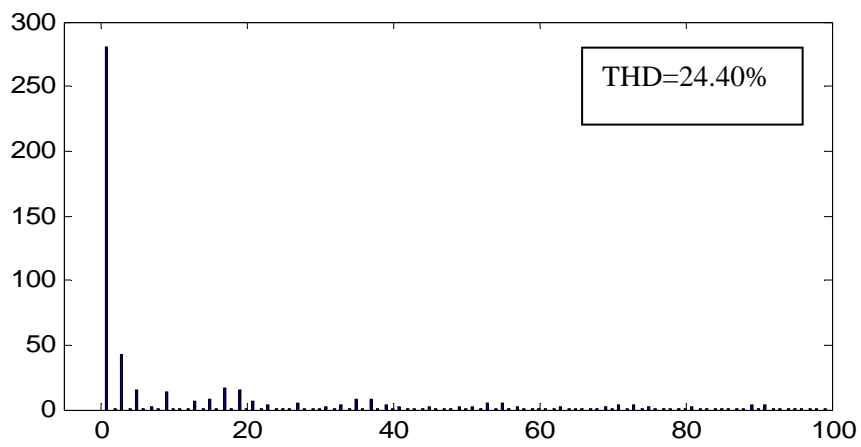
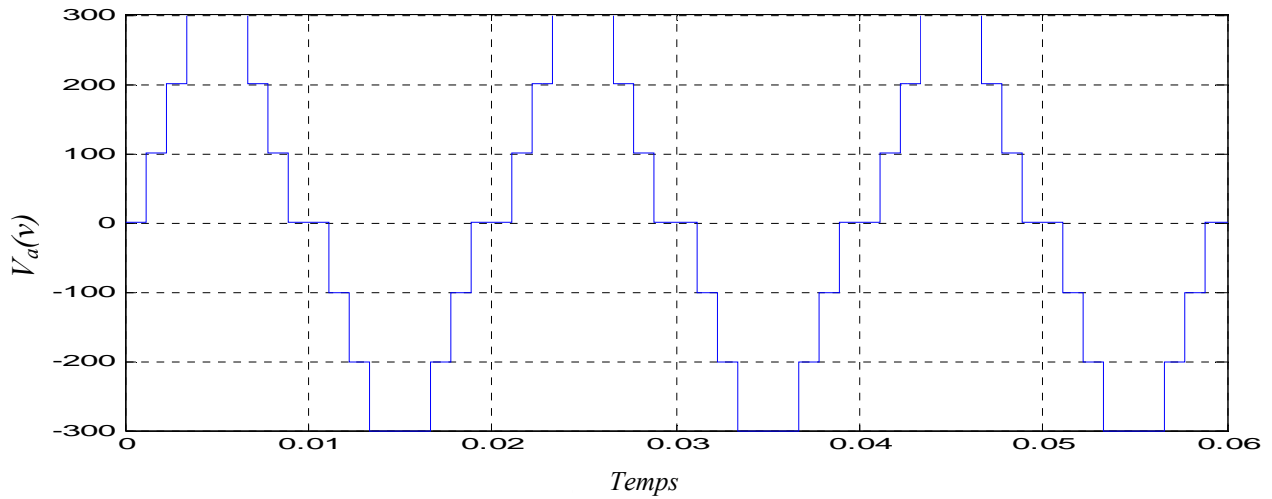


Figure 2.4 : La tension simple V_a de l'onduleur à sept niveaux et son spectre harmonique et tensions partielles U_{p11} , U_{p12}

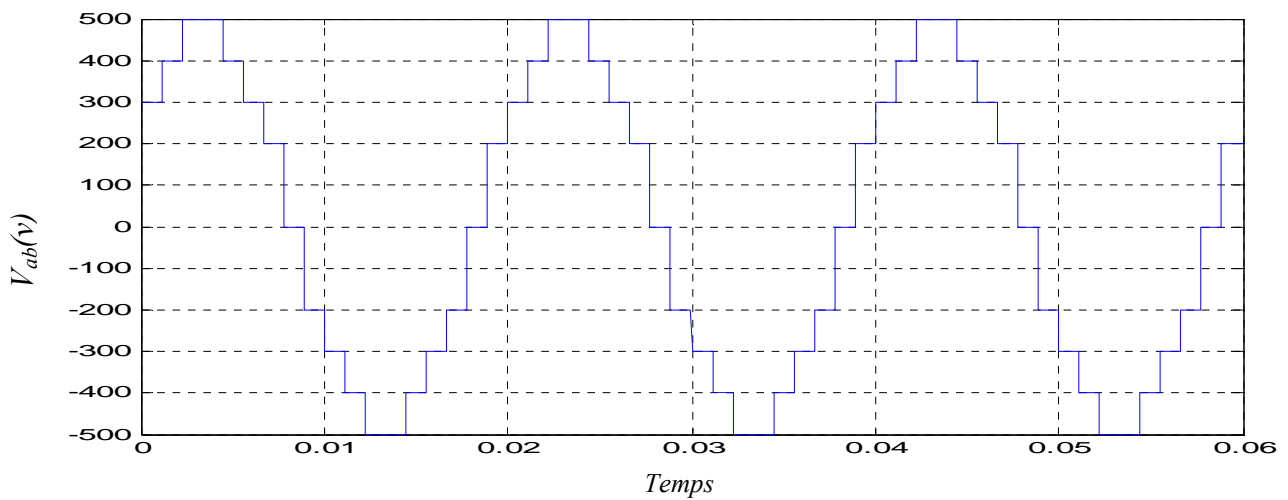
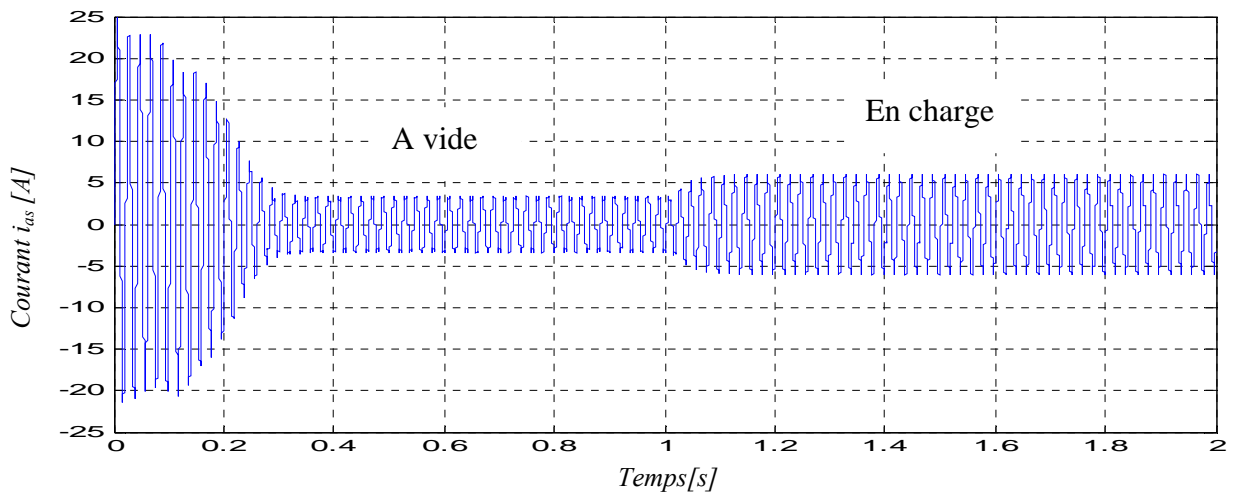
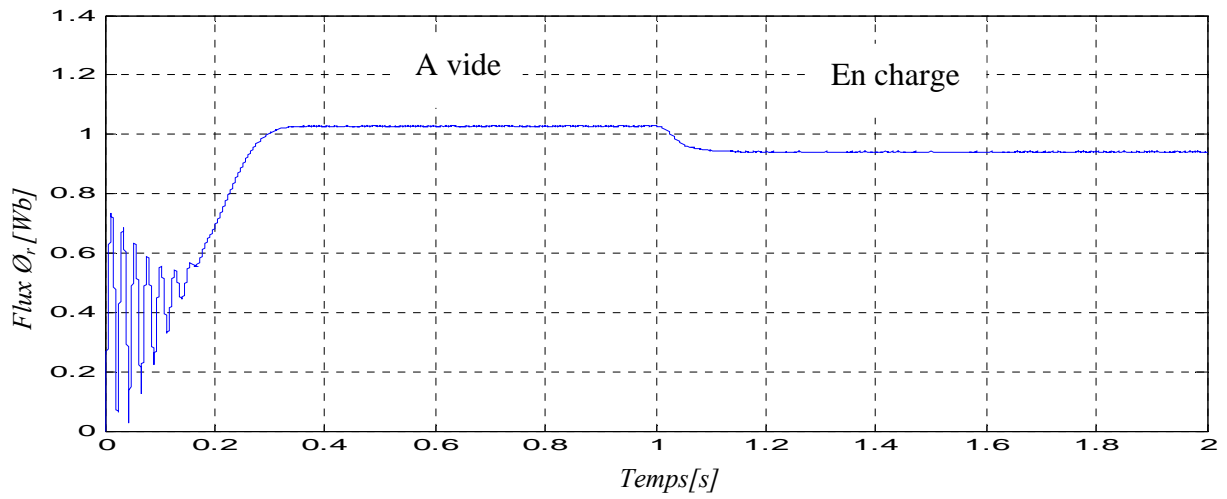
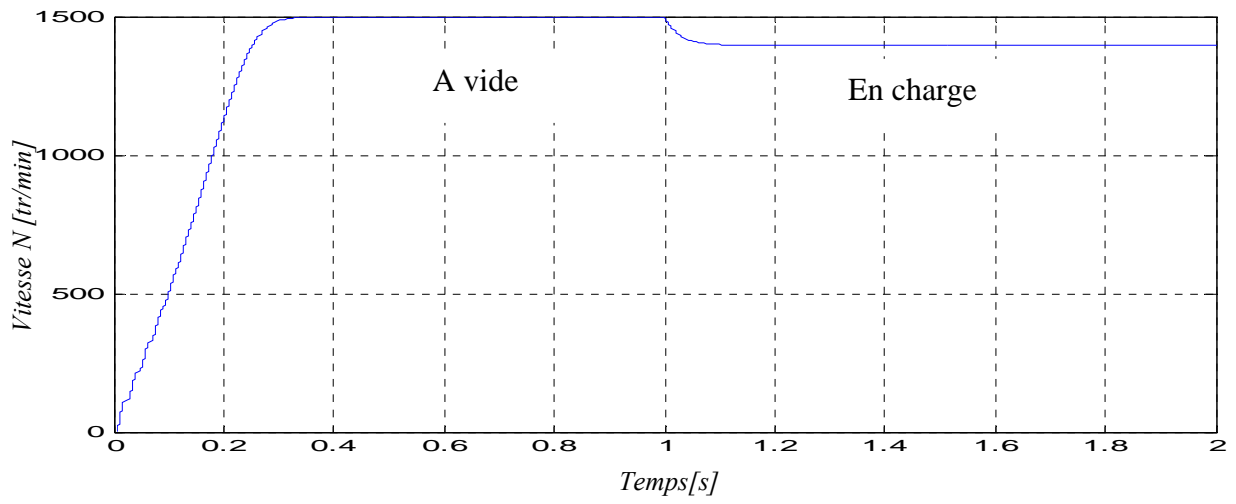
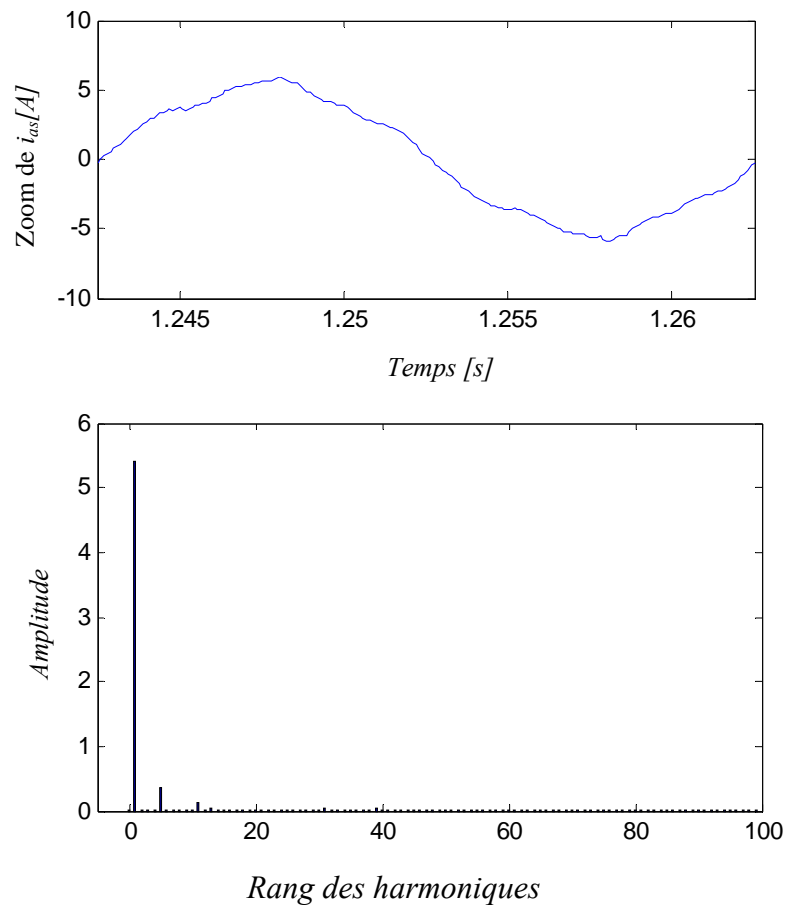


Figure 2.5 : La forme d'onde de tension composée V_{ab}





Les harmoniques du courant sont filtrés par l'inductance du stator de la MAS

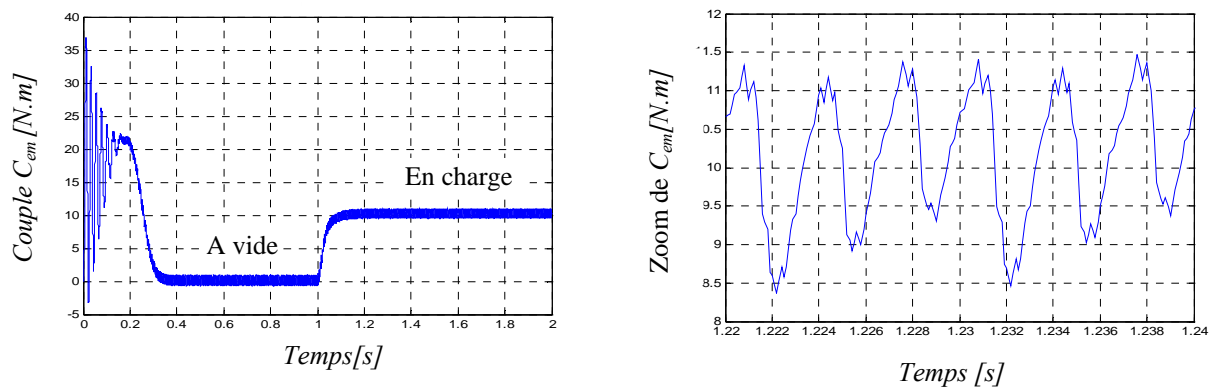


Figure 2.6 : La conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur triphasé asymétrique commandé par la technique gradins

La tension de sortie est formée de créneaux rectangulaire, riche en harmoniques. Le filtrage de cette tension à la fréquence industrielle, est lourd, coûteux et les résultats médiocres. D'où la nécessité de la modulation de largeur d'impulsion.

3.1 Introduction

Les progrès de l'électronique de puissance et de la commande ont permis d'utiliser la machine asynchrone dans la plupart des application industrielles à vitesse variable (traction, machine à outils,...), pour remplacer la machine à courant contenu. Ceci a été possible grâce au développement de la « *commande vectorielle* » pour contrôler le flux et le couple séparément et permettre ainsi la commande en vitesse de la machine.

Deux méthodes de commande vectorielle (directe et indirecte) existent. Elles sont toutes les deux basées sur la décomposition du courant statorique en deux courants orthogonaux producteurs de flux et de couple.

Dans ce chapitre, on présente le principe de la commande vectorielle ainsi que l'implantation de la commande indirecte par orientation du flux rotorique dans laquelle on analyse les possibilités de découpler les deux comportements (magnétique et mécanique). Ceci permet de simplifier les boucles de contrôles des courants et de la vitesse. Les lois de commande sont déduites en considérant les paramètres de la machine constants.

3.2. Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à simuler le comportement de la machine à courant contenu (à excitation séparée), par orientation du flux de la machine asynchrone selon l'un des axes du repère de Park (figure 2.1), ce qui permet de découpler les deux composantes « flux » et « couple »[8].

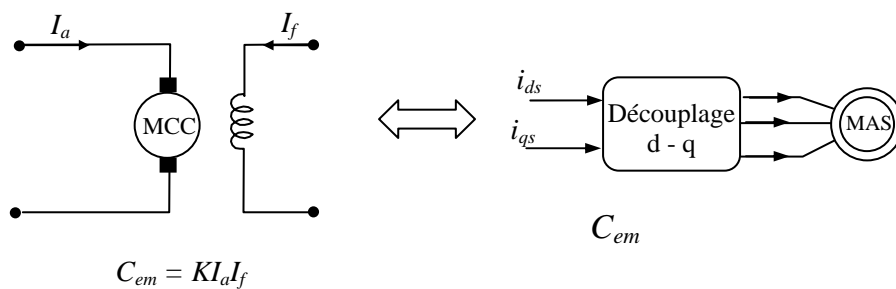


Figure 3.1 : Principe de la commande vectorielle.

Dans une machine à courant contenu, l'axe de l'induit est maintenu fixe et orthogonal au flux inducteur grâce au dispositif balais-collecteur. Il en découle un découplage naturel entre ces deux grandeurs de sortie que l'expression du couple prenne la forme scalaire :

$$C_{em} = K. \phi_f. I_a$$

(3.1)

Par contre, dans une machine asynchrone, le couple électromagnétique instantané résulte d'une différence de produits de deux grandeurs scalaires. Ainsi, l'observation des équations de Park du couple prouve que le choix d'orientation qui consiste à aligner l'un des flux (statorique, rotorique ou d'entrefer) sur un axe du repère (figure 3.2), annule la composante de ce même flux sur l'autre axe [73]. Ce qui mène une expression du couple en fonction de deux grandeurs orthogonales tout en contrôlant la position du flux orienté.

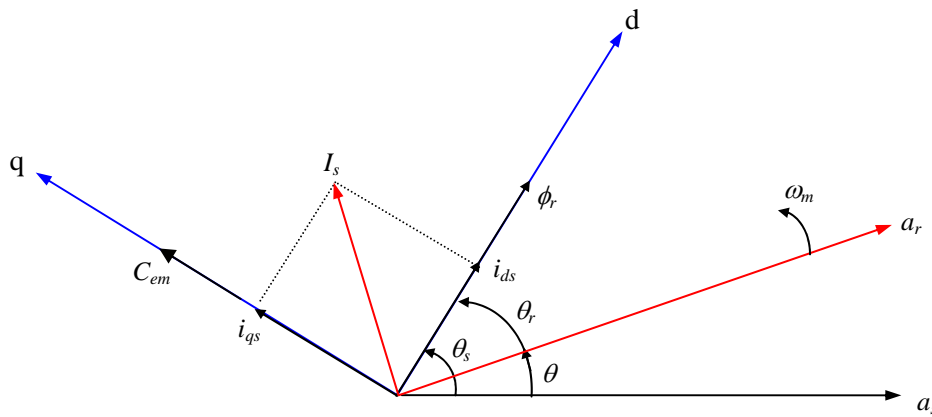


Figure 3.2 : Orientation du flux rotorique suivant l'axe d

Ainsi, la vitesse du référentiel d'axe d, q doit être celle du champ tournant, ce qui convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = \int_0^t (p\Omega_m + \omega_{gl}) dt \quad (3.2)$$

Cependant, la vitesse angulaire ω_{gl} est inaccessible. Son estimation est possible en développant un modèle dynamique déduit de la simplification des expressions de Park, pour un référentiel lié au champ tournant, par application des conditions d'orientation du flux.

3.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté :

3.3.1. Principe d'orientation du flux rotorique :

Le choix du référentiel d'axes d, q de telle sorte que l'axe d coïncide avec le vecteur du flux rotorique annule la composante en quadrature :

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons étudié les onduleurs multi niveaux asymétrique à 7 niveaux de tension appliquée à la conduite d'une machine asynchrone triphasée.

Nous avons commencé cette étude en présentant le modèle mathématique de la MAS. L'importance de la transformation de Park utilisée dans la modélisation de cette machine permet d'obtenir un système linéaire d'ordre réduit. Les résultats de simulations obtenus ont montré le couplage naturel existant entre le flux et le couple électromagnétique, et le régime transitoire de la MAS alimentée en tension est plus court par rapport à la MAS alimentée en courant.

Et après on a rappelé les principaux avantages et limitations des différentes topologies de convertisseurs multiniveaux, notamment les topologies à potentiel distribué ou Neutral Point Clamped, l'imbrication de cellules et la mise en série d'onduleurs monophasés sur la même phase. Nous avons également présenté les structures dites hybrides, combinant les différentes topologies. A cet effet, nous avons défini une terminologie et montré qu'il est théoriquement possible d'avoir un convertisseur dont la résolution de la tension est optimale. Dans ce cas, chaque niveau de tension ne peut être obtenu que par une et une seule séquence de commande des interrupteurs. Il n'existe donc aucun état redondant d'enclenchement des interrupteurs, Puisque ces états redondants sont souvent utilisés pour l'amélioration des performances globales du convertisseur (équilibre des commutations entre cellules, réduction des pertes par conduction et par commutation).

Des expressions algébriques simples ont été établies, permettant de choisir des tensions continues telles que le convertisseur puisse générer une tension de N niveaux, compris entre $2K + 1$ et 3^K ($N \in \{2K + 1, 2K + 3, \dots, 3^K - 2, 3^K\}$).

Cette possibilité constitue un degré de liberté supplémentaire dans l'utilisation des convertisseurs multiniveaux, permettant à la fois d'augmenter la résolution de la tension, tout en conservant un certain nombre d'états redondants pour l'optimisation des performances.

Nous avons également montré qu'il est possible d'étendre les techniques de modulation des convertisseurs symétriques à la commande des convertisseurs asymétriques pour la génération

d'une tension modulée, plus la tension d'alimentation d'une cellule est grande par rapport aux autres, moins ces interrupteurs commutent.

Le choix asymétrique des tensions, et surtout l'existence de plusieurs possibilités d'alimentation pour le même nombre de niveaux à la sortie du convertisseur est un degré de liberté supplémentaire offert à cette topologie de convertisseur. Il devient ainsi possible d'augmenter le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur, tout en réduisant le nombre de semi-conducteurs, mais aussi en gardant l'existence des états redondants pour l'optimisation des performances du convertisseur.

Plus le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur est grand, plus petit sera son taux de distorsion harmonique, la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur triphasé asymétrique est commandée par les techniques gradins, triangulo-sinusoïdal et hybride. Les résultats retrouvés sont acceptables dans la mesure de la simulation pour la commande hybride. L'analyse du comportement dynamique de la machine alimenté par un onduleur de tension asymétrique par simulation a été réalisée et le couplage existant entre le flux et le couple a été mis en évidence. Pour les découpler et séparer ainsi les deux comportements (magnétique et mécanique), le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique a été présente. Les performances de cette commande avec des correcteurs conventionnels sont été représentées en supposant les paramètres de la machine constants et les résultats obtenus ont été retenues comme référence pour une étude comparative

Comme perspective pour ce travail, une étude plus poussée en effectuant :

- Comparaisons entre les structures multiniveaux de type NPC et celles à cellules imbriquées
- Recherche des solutions permettant de remédier au problème de fluctuation du potentiel du point milieu O de l'onduleur multiniveaux à structure NPC.
- Développer des algorithmes pour la surveillance et la détection des défauts dans les onduleurs multiniveaux.
- L'étude des onduleurs multiniveaux asymétriques hybrides pour l'amélioration considérables des applications de moyenne tension. .

-
- [1] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " *Modélisation et Commande des Onduleurs Multiniveaux Asymétriques* ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [2] Taleb Rachid " *Commande Vectorielle par Réseaux de Neurones d'une Machine Asynchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension à Trois Niveaux* ", Thèse de Magister, U.H.B de Chlef 2002.
- [3] Merzougui Mohammed, Boucherour Samir " *Modélisation et Commande d'un Onduleur de Tension à Cinq Niveaux Conduits de la Machine Asynchrone Triphasée* ", Magistère, U.H.B de Chlef 2005.
- [4] Gabriel Buche " *Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel MATLAB/SIMULINK* ", Diplôme d'Ingénieur C.N.A.M, centre régionale associé de Grenoble (C.U.E.F.A) 2001.
- [5] Tamrabet Hanene " *Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone* ", Thèse de Magister, U.H.L de Batna 2006.
- [6] F. Hembert " *Étude et Réalisation d'un Filtre Actif Monophasée à Structure Multiniveaux Obtenue Par Mise en Série de Ponts à Quatre Interrupteurs* ", Thèse de Doctorat de l'université des sciences et technologie de Lille, Génie Electrique 1996.
- [7] J-S. Lai et F. Z. Peng " *Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters* ", IEEE Transactions on Industry applications, Vol. 32, no. 3, Mai/juin 1996, pp.509-517.
- [8] G. R. Walker " *Modulation and Control of Multilevel Converters* ", Thèse de Doctorat de l'université de Queensland, Spécialité : Electrical Engineering, 1999.
- [9] J. Rodriguer, J-S. Lai, F. Z. Peng " *Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications*", IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 49, no. 4, 2002.
- [10] Joseph Song Manguelle " *Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés par Transformateur-Multisecondaires Basse Fréquence: Réaction au Réseau d'Alimentation*", Thèse de Doctorat. Lausanne, E.P.F.L 2004.
- [11] Jean-Sébastien Mariéthoz " *Étude Formelle pour la Synthèse de Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande* ", Thèse de Doctorat. Lausanne, E.P.F.L 2005.

-
- [12] Imarazene Khoukha " *Application des réseaux de Neurones à la Commande par Élimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux* " Thèse de Magister. E.N.P, El Harrach, Alger 2005.
- [13] Martin Veenstra " *Investigation and Control of a Hybrid Asymmetric Multi-Level Inverter for Medium-Voltage* ", Thèse de Doctorat, Lausanne, E.P.F.L 2003.
- [14] Farid Bouchafaa " *Étude et Commande de Différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite d'une MSAP* ", Thèse de Doctorat, E.N.P, El Harrach, Alger 2006.
- [15] Yakoub Khadidja " *Réduction des Effets de la Tension Homopolaire dans les Associations Onduleurs Multiniveaux Moteur à Induction* ", Thèse de Magister, U.H.L de Batna 2005.
- [16] Bouakaz Ouahid " *Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux Fonctionnement Symétrique et Asymétrique* ", Thèse de Magister, U.H.L de Batna 2005.
- [17] Alfred Rufer " *Les Onduleurs Multiniveaux: Évolution de la Recherche et Applications Futures: Augmentation de Puissance et Réduction des Harmoniques par des Onduleurs Multiniveaux* ", Articles spécialisés, Lausanne E.P.F.L, Suisse 2002.
- [18] Joseph Song-Manguelle, Martin Veenstra, Sébastien Mariéthoz, Alfred Rufer " *Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Pour des Applications de Moyenne et Forte Puissance* ", Article, Lausanne E.P.F.L, Suisse 2000.
- [19] Martin Veenstra, Prof. Alfred **Rufer** " *Control of a Hybrid Asymmetric Multi-Level Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives* ", Article, Lausanne EPFL, Switzerland, IEEE 2003.
- [20] J. Song-Manguelle, S. Mariéthoz, M. Veenstra, Prof. A. Rufer " *A Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter for High Power Conversion* ", Article, E.P.E - Graz 2001.
- [21] S. Mariéthoz, A. Rufer " *An Overview of the Technique of Asymmetrical Multilevel Inverters* ", Article, E.P.F.L - L.E.I, Lausanne 2005.
- [22] Djafar Hadiouche " *Contribution à l'Étude de la Machine Asynchrone Double Étoile: Modélisation, Alimentation et Structure* ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1 2001.

-
- [23] Fadli Ouahiba " *Modélisation et Commande Non Linéaire de l'Association : Machine Synchronique à Aiment Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux* ", Thèse de Magister, U.H.L de Batna 2006.
- [24] S. Mariethoz M. Veenstra " *Alimentation d'Onduleurs Multiniveaux Asymétriques : Analyse des Possibilités de Réalisation et Méthodes de Répartition de la Puissance* ", Lausanne, Saint-Nazaire 2003.
- [25] Mohamed Abed, Rafik Bouzahzah " *Étude et Réalisation d'un Onduleur Triphasée Multiniveaux (Cas du Trois niveaux)* ", PFE. U.E.R Electrotechnique, EMP2000.
- [26] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications, IEEE trans. on Ind. Appl. vol.36, No 3, pp.834-841, May-June, 2000.
- [27] M. D. Manjrekar Topologies, analysis, controls and generalization in H-bridge multilevel power conversion, Ph. D. thesis, university of Wisconsin - Madison, USA, 1999.
- [28] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, A hybrid multilevel inverter topology for drive applications, APEC'98 Applied Power Electr. Conf. and Expo., (proc. of) vol.2, pp.523-529, Feb. 1998
- [29] J.Song Manguelle, et Prof. A.Rufer " *Multilevel Inverter for Power System Application: Highlighting Asymmetric Design Effects From a Supply Network Point of View* " CCECE 2003-CCGEI 2003, Montréal, Mai 2003, IEEE 2003, pp.001-006.
- [30] B.K.Bose " *Power electronics and AC drives* " Edition Principe-Hall, 1986.
- [31] J.P.Caron, J.P.Hautier " *Modélisation et commande de la machine asynchrone* " Edition Technio, 1995.
- [32] R.Hubert " *La machine à induction : commande et défaillance* " Habilitation à diriger les recherches, Nancy 1, 2000.
- [33] D.Kemache, O.Touhami " *Contrôle vectoriel et adaptatif d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension* " International Conference on Electrotechnics, ICEL'98, USTO, VOL.1, 1998, pp.167-171.
- [34] A.Larabi, F.Labrique " *Influence de la numérisation des régulateurs et de l'alimentation par onduleur MLI sur les performances de système d'entraînement à moteur asynchrone* " International Conference on Electrotechnics, ICEL'98, USTO, Vol.1, Octobre 1998, pp.155-160.

- [35] R.D.Lorenz, T.A.Lipo, D.Nowotny " *Motion control with induction motors* " Proceeding of IEEE, vol 82, August 1994, pp.1235-1240.
- [36] M.L.Mazenc " *Les techniques de commandes vectorielle de la machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance*" Direction des études et recherches, Dép.Machines électrique, EDF 1992.
- [37] P.K.Nandam, P.C.Sen " *Analogue and digital speed control of DC drives using proportional-intégral and integral-proportional control techniques* " IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.IE-34, May 1987, pp.227-233.
- [38] M.D.Pietrzak, B.Deformal " *Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle* "Journée d'études SEE, Lille 1992.
- [39] P.Vas " *Vector control of AC machines*" Clarendons Press, Oxford, 1996.

Annexes 1

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine asynchrone triphasée utilisée pour notre étude, est une machine à cage d'écureuil, sa plaque signalétique est:

- Puissance nominale $P_n = 1.5kw$
- Tension nominale..... $V_n = 220 / 380V$
- Courant nominale..... $I_n = 6.31 / 3.62A$
- Vitesse nominale..... $N_n = 1420tr / mn$
- Fréquence nominale..... $f_n = 50 Hz$
- Rendement nominale..... $\eta_n = 0.78$
- Nombre de paires de pôles..... $P = 2$
- Facteur de puissance nominale..... $\cos \varphi = 0.8$

A 1.1 Paramètres électriques

- Résistance statorique $R_s = 4.850\Omega$
- Résistance rotorique..... $R_r = 3.805\Omega$
- Inductance cyclique propre du stator..... $L_s = 0.274H$
- Inductance cyclique propre du rotor..... $L_r = 0.274H$
- Inductance cyclique mutuelle stator-rotor..... $L_{sr} = 0.258H$

A 1.2 Paramètres mécaniques

- Moment d'inertie..... $J = 0.031kg.m^2$
- Coefficient de frottement visqueux..... $f = 0.00136Nm.s.rd^{-1}$

Annexes 2

MODELE D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

A2.1 Mise sous forme d'équations d'état de la MAS alimentée en tension

Le modèle de la machine asynchrone triphasée dans un référentiel lié au champ tournant est donné par :

1) Equations des tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_a \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{A2.1})$$

Remarque :

- $v_{dr} = v_{qr} = 0$, car le rotor est en court-circuit.
- Le découplage parfait de la composante homopolaire.
- Un couplage entre d,q mais il est réduit cette fois ci.

2) Equations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{A2.2})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre du stator ;

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor ;

$L_{sr} = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator - rotor.

3) Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{A2.3})$$

4) Equation de la vitesse

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \quad (\text{A2.4})$$

A2.2 Choix du référentiel

Parmi tous les référentiels possibles, trois sont particulièrement intéressants :

- Le premier est celui qui fixe d et q par rapport au *stator*. Dans ce cas, θ_s est constant, c'est à dire $\omega_a = 0$.

Ce repère est intéressant pour l'étude des régimes transitoires à grande variation de vitesse ω_m , quelle que soit la fréquence d'alimentation.

- Un second repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au *rotor*. Dans ce cas θ_r est constant, c'est à dire $\omega_a = \omega_m$.

Ce repère est intéressant dans les problèmes des régimes transitoires cette fois et lorsque ω_m est constant.

- Enfin, un troisième repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au *champ tournant*. Dans ce cas, $\omega_a = \omega_s$.

Ce repère est intéressant lorsque la fréquence d'alimentation est constante car les grandeurs transformées selon les axes d et q deviennent des constantes, c'est à dire des grandeurs continues qu'il est facile de réguler.

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au *champ tournant*

Dans ce référentiel, le système (A2.1) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{A2.5})$$

A2.3 Mise sous forme d'équations d'état de la MAS :

En choisissant comme référentiel de travail, celui lié au *champ tournant* d'axes d et q et en considérant [11] :

- Le vecteur d'état : $X = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]^T$;
- Le vecteur d'entrée : $U = [v_{ds}, v_{qs}]^T$;
- Le vecteur de sortie : $Y = X$;
- Le couple résistant de la charge C_{ch} comme perturbation.

Et après un long calcul, le modèle de la MAS s'écrira alors sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + \sigma \cdot \omega_s L_s i_{qs} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{qr} - \sigma \cdot \omega_s L_s i_{ds} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \end{array} \right. \quad (\text{A2.6})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion} \quad ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Annexe 3

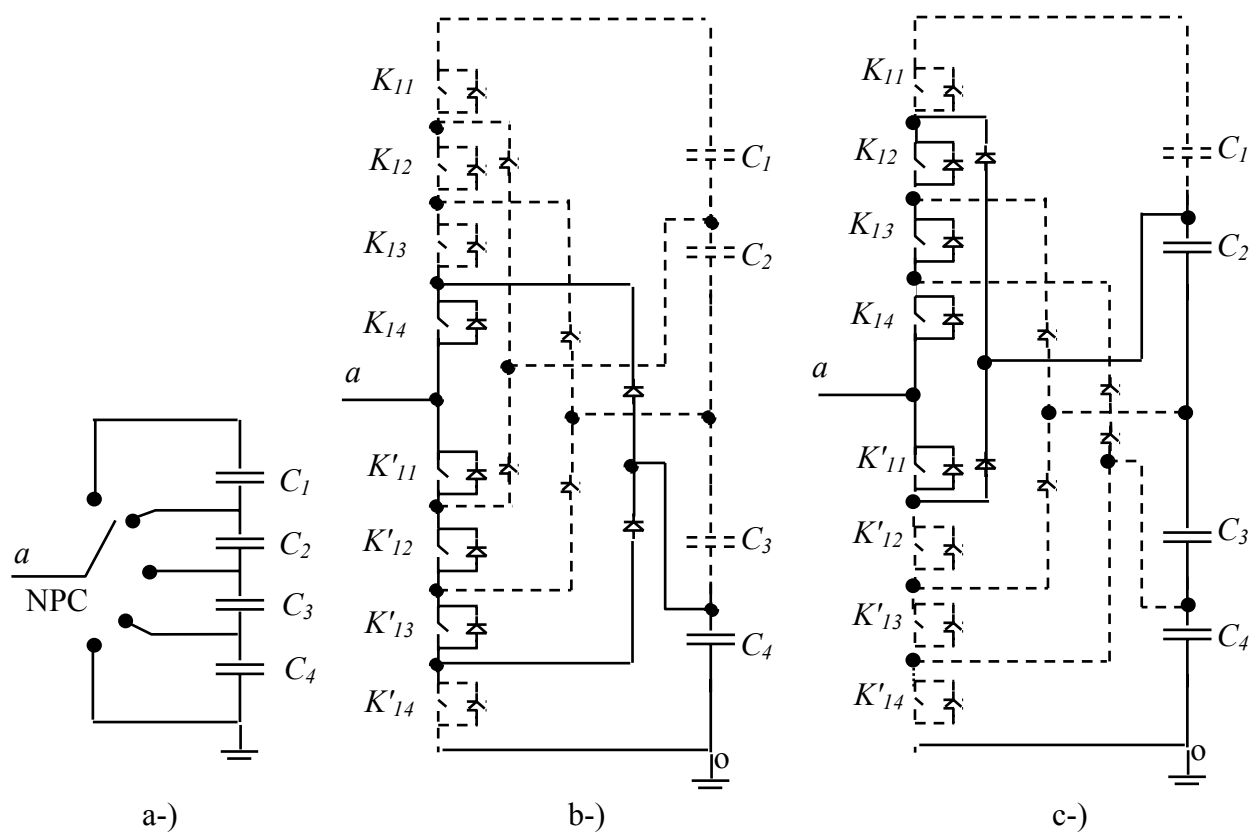


Figure A3.1: Topologie à potentiel distribué : Principe et exemples de mécanisme de commutation

a-) Schéma de principe; b-) Génération de $V_{ao} = V_4 = U/4$; c-) Génération de $V_{ao} = V_4 + V_3 + V_2 = 3U/4$.

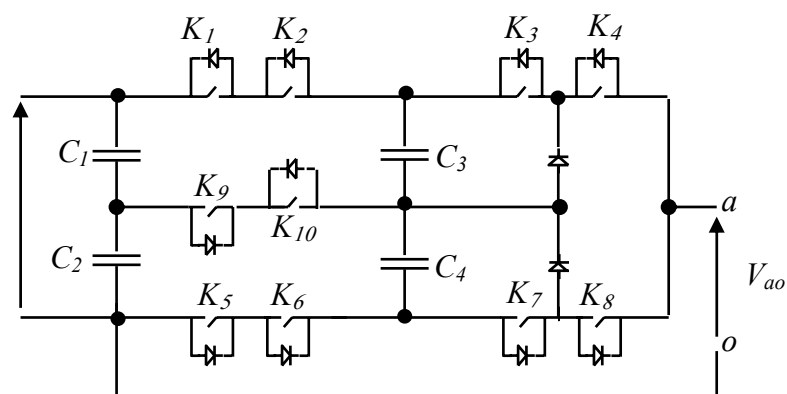


Figure A3.2: Schéma d'une branche d'onduleur SMC 5 niveaux à 2 cellules 2 étages.

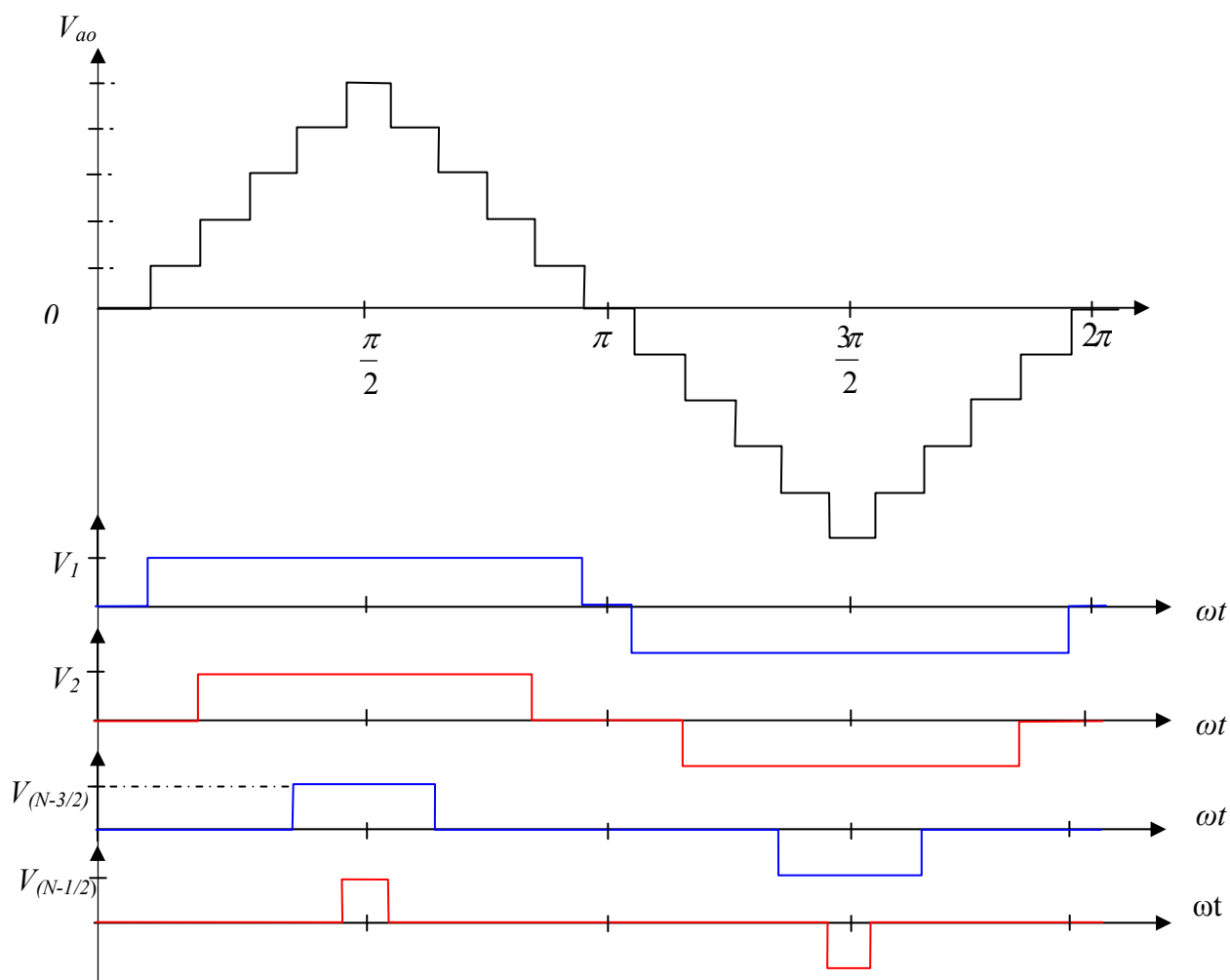


Figure A3.3: Tensions de sortie des différentes cellules de l'onduleur multiniveaux cascade et tension résultante.

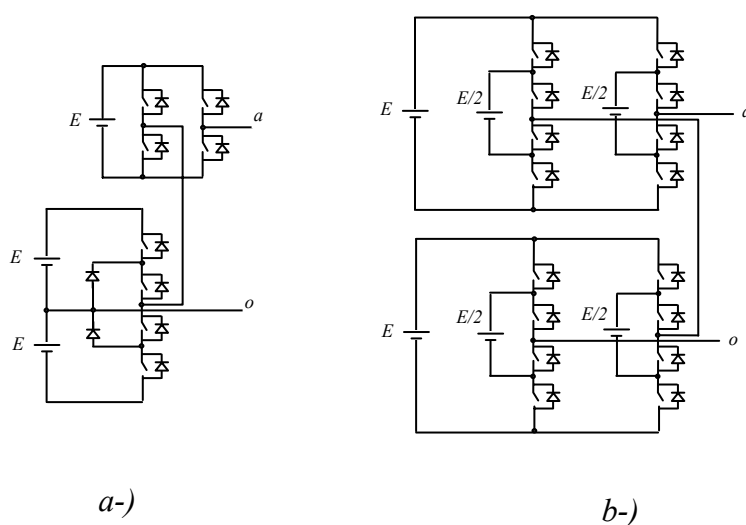


Figure A3.4: Exemple de topologies hybrides a-) Mise en série d'un NPC et d'un pont en H ;
b-) Mise en série de deux convertisseurs à cellules imbriquées.

Annexe 4

a) Calcul des correcteurs PI

Le schéma bloc d'un correcteur **PI** est illustré par la figure suivante :

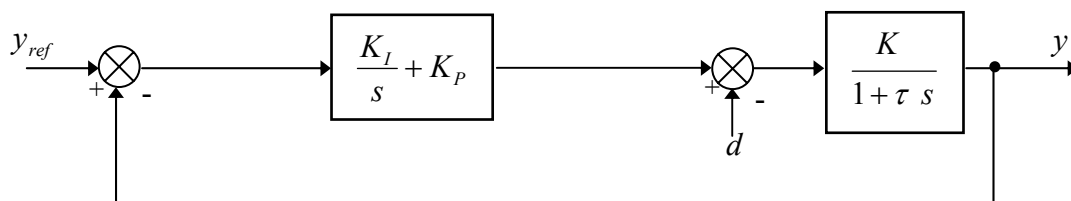


Figure A4.1 : Correcteur PI.

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[(y_{ref} - y) \left(\frac{K_I}{s} + K_P \right) \right] - d \right\} \frac{K}{1 + \tau s} = y \quad (\text{A4.1})$$

Suite au calcul on obtient :

$$y = \frac{\frac{KK_P}{\tau} s + \frac{K_I K}{\tau}}{s^2 + \frac{(1 + KK_P)}{\tau} s + \frac{KK_I}{\tau}} y_{ref} - \frac{\frac{K}{\tau} s}{s^2 + \frac{(1 + KK_P)}{\tau} s + \frac{KK_I}{\tau}} d \quad (\text{A4.2})$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur en fonction de l'amortissement ξ et la fréquence ω_n :

$$\begin{cases} K_P = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_I = \frac{\omega_n^2\tau}{K} \end{cases} \quad (\text{A4.3})$$

Avec : $\omega_n = \frac{5}{\xi \cdot t_r}$

b) Calcul des correcteurs IP

Le schéma bloc d'un correcteur **IP** est illustré par la figure suivante :

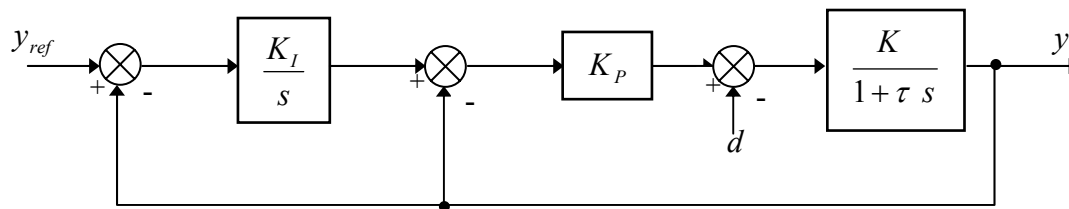


Figure A4.2 : Correcteur IP.

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[(y_{ref} - y) \frac{K_I}{s} - y \right] K_P - d \right\} \frac{K}{1 + \tau s} = y \quad (\text{A4.4})$$

Suite au calcul on obtient :

$$y = \frac{\frac{KK_I K_P}{s^2 + \frac{\tau}{(1 + KK_P)}s + \frac{KK_I K_P}{\tau}}}{\frac{\tau}{(1 + KK_P)}s + \frac{KK_I K_P}{\tau}} y_{ref} - \frac{\frac{K}{s}}{s^2 + \frac{\tau}{(1 + KK_P)}s + \frac{KK_I K_P}{\tau}} d \quad (\text{A4.5})$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur en fonction de l'amortissement ξ et la fréquence ω_n :

$$\begin{cases} K_P = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_I = \frac{\omega_n^2\tau}{KK_P} \end{cases} \quad (\text{A4.6})$$

Avec: $\omega_n = \frac{5}{\xi.t_r}$

Annexe 5

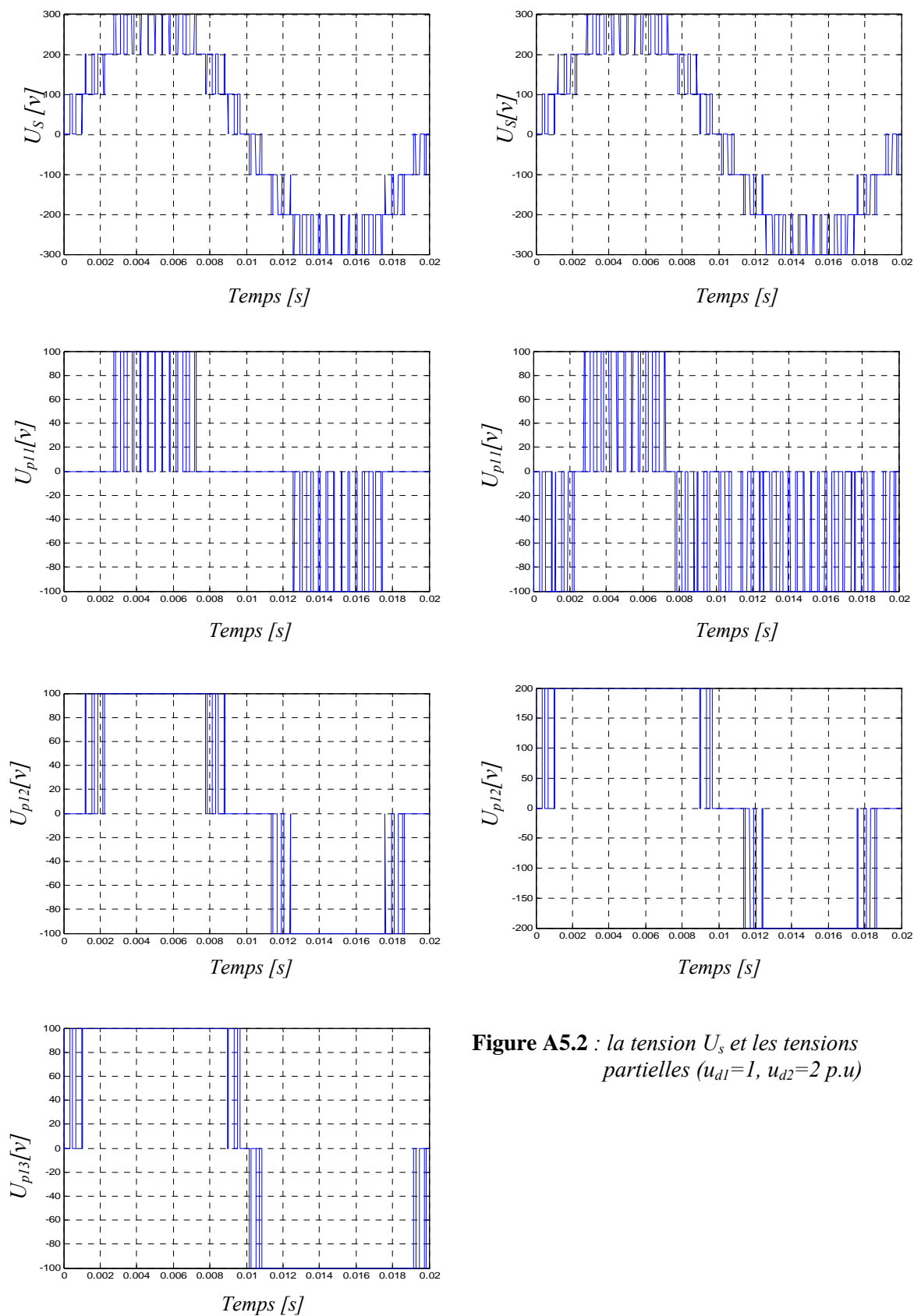


Figure A5.1 : la tension U_s et les tensions partielles ($u_{d1}=1$, $u_{d2}=1$, $u_{d3}=1$ p.u)

Figure A5.2 : la tension U_s et les tensions partielles ($u_{d1}=1$, $u_{d2}=2$ p.u)