

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité :

Informatique industrielle

THÈME

**commande directe du couple d'une machine asynchrone
alimentée par un onduleur multi-niveaux**

Préparé par : Mr :BOUTEBAK ABDELKADER
Mr :HAFS RABAH

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
KOULALI.M	MAA	Président
BENABDELLAH.A	MCA	Examineur 1
BERKANI.A	MAA	Encadreur

PROMOTION 2015 /2016

Table de matière

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I	
INTRODUCTION AUX ONDULEURS MULTINIVEAUX	
I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 LIMITES DE LA STRUCTURE A DEUX NIVEAUX DE TENSION	4
I.3 INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX	5
I.4 GENERALITES SUR LA MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES ET DES ONDULEURS DE TENSION	6
I.4.1 Modélisation de la machine asynchrone	6
I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux.....	8
I.5 ONDULEURS MULTINIVEAUX	11
I.5.1 Généralisation aux onduleurs multiniveaux.....	11
I.6 LES PRINCIPALES TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	12
I.6.1 Onduleurs multiniveaux en cascade	14
I.6.2 Les onduleurs NPC (Neutral Point Clamped).....	15
I.6.3 Les onduleurs Multicellulaire ou à Cellules Imbriquées	18
I.6.4 Extension- généralisation : Onduleurs SMC (Stacked Multicell Converter.....	24
I. 7 DEGRES DE LIBERTE ET REDONDANCES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX	24
I.8 L'INTERET DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX POUR LA COMMANDE DE MACHINES A COURANT ALTERNATIF.....	26
I.9 CONTRAINTES IMPOSEES AUX CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX DANS LE CADRE D'UNE COMMANDE DTC.....	28
I.10 CONCLUSION.....	29
CHAPITRE II	
CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS ALIMENTÉE PAR CONVERTISSEUR DEUX NIVEAUX	
II.1 INTRODUCTION.....	31
II.2 LE DTC (DIRECT TORQUE CONTROL).....	31
II.2.1 Règles qualitatives d'évolution de l'état électromagnétique de la machine avec une alimentation par onduleur à 2-niveaux.	33
II.2.1.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du vecteur flux statorique.....	34
II.2.1.2 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple	35
II.2.2 Avantages.....	37
II. 2.3 Inconvénients	38
II.3 APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTE PAR ONDULEUR 2 NIVEAUX.....	39
II.3.1 Analyse des différentes stratégies de commande.....	40
II.3.2 Elaboration de table de commutation.....	41
II.3.3 Simulation du fonctionnement de DTC classique.....	42
II.4 CONCLUSION	45
CHAPITRE III	
CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS ALIMENTÉE PAR CONVERTISSEUR TROIS NIVEAUX	
III.1 INTRODUCTION.....	47
III.2 APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTE PAR ONDULEUR 3 NIVEAUX.....	47
III.2.1 Algorithme DTC appliqué à la MAS alimentée par un onduleur 3 niveaux	47
III.2.2 Simulation numérique	51
III.2.3 Choix de 12 secteurs (DTC modifiée).....	54

III.2.4 Table de commutation	54
III.2.5 Simulation numérique	56
III.3 CONCLUSION.....	60
Conclusion générale	61

Liste des figures

Figure I. 1: Système triphasé (1, 2, 3) et diphasé (d, q).....	7
Figure I. 2: Onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone	9
Figure I. 3: Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension	10
Figure I. 4: Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux. ...	11
Figure I. 5: Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur:	12
Figure I. 6: Nombre de séquence de niveaux de phases (NSNP) et de vecteurs tensions (NVT) en fonction du nombre de niveaux de l'onduleur (N).....	13
Figure I. 7 : Distribution des séquences de niveaux de phase (SNP) par les différents vecteurs tension (VT).Génération à un onduleur N-niveaux	13
Figure I. 8a : Structure d'un bras d'onduleur N niveaux en cascade.....	17
Figure I. 8b: Forme d'onde des tensions pour un bras en cascade 9-niveaux	17
Figure I. 9: Bras d'onduleur NPC à N-niveaux.....	18
Figure I. 10: Bras d'onduleur NPC à 3-niveaux et configuration possible.....	19
Figure I. 11: Bras d'onduleur Multicellulaire à N-niveaux (p=N-1 cellule) possible	21
Figure I. 12: Les différentes topologies dans un convertisseur à deux cellules	22
Figure I. 13: Niveaux de tension à la sortie d'une phase d'onduleur	24
Figure I. 14: Bras d'onduleur multicellulaire à 3-niveaux et configurations possible	25
Figure I. 15: Circuit électrique d'un bras d'un onduleur SMC (N=2,p=3).....	27
Figure I. 16: Degré de liberté I : Augmentation du nombre de vecteurs tensions avec le niveau N de l'onduleur.....	28
Figure I. 17: Degré de liberté II : Plusieurs séquences de niveau de phase pour certains des vecteurs tensions	28
Figure I. 18: Degré de liberté III : Pour un bras, chaque niveau de phase est réalisé par plusieurs configurations.....	29
Figure II. 1: Synoptique de la commande DTC classique a 2 niveaux	34
Figure II. 2: Découpage du plan en six secteurs angulaires.....	35
Figure II. 3: Evolution de vecteur flux statorique dans le plan.....	36
Figure II. 4: Pilotage du vecteur flux à l'aide de vecteur tension fourni.....	36
Figure II. 5: Vecteur flux statorique et rotorique et de fuite.....	38
Figure II. 6: Réglage du couple en agissant sur le vecteur tension	38
Figure II. 7: Action des différents vecteurs que peut fournir l'onduleur à 2-niveaux de tension	41
Figure II. 8: Découpage de l'espace en six secteurs.....	42
Figure II. 9: Trajectoire du flux pour les quatre tables de commutation.....	45
Figure II. 10: La réponse du flux statorique pour les quatre tables de commutation.....	45
Figure II. 11: La réponse de courant statorique pour les quatre tables de commutation.....	46
Figure II. 12: La réponse de couple électromagnétique Pour les quatre tables de commutation	46
Figure III. 1: Structure générale du contrôle directe du couple	49
Figure III. 2: Fonction de sortie du correcteur de couple	50
Figure III. 3: Simulation des réponses du flux, couple, courant et tension	53
Figure III. 4: Spectre d'harmonique de tension et courant avec les deux types d'onduleur... ..	54
Figure III. 5: Trajectoire de flux pour les deux types d'onduleur	54
Figure III. 6: Nouveau découpage de l'espace.	55
Figure III.7: Simulation des réponses du flux, couple, courant et tension	58
Figure III.8: Trajectoire de flux	58
Figure III. 9: Spectre d'harmonique de courant statorique.....	59

Liste des tables

TAB I. 1: Etats possibles de l'onduleur NPC à N-1 étages avec $\Delta U = \frac{E_c}{N-1}$	19
TAB I. 2: Etats possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à p cellules $\Delta U = \frac{E_c}{p}$ 24.....	24
TAB.II. 1 : Tableau de commutation pour la DTC classique à 2 niveaux	35
TAB.II. 2: Stratégie de sélection pour un fonctionnement à deux quadrants.....	42
TAB.II. 3: Stratégie de sélection pour un fonctionnement à quatre quadrants	43
TAB.II. 4: Les tables de commutation correspondant au fonctionnement à deux quadrants..	43
TAB.II. 5: Les tables de commutation correspondant au fonctionnement à quatre quadrants	44
TAB. III. 1	51
TAB. III. 2	51
TAB. III. 3	51
TAB. III. 4: Tables de commutation pour six secteurs angulaire	52
TAB. III. 5: Tables de commutation pour douze secteurs angulaire	57

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Vers le milieu des années 80, un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, dénommé contrôle direct du couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparu comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, qui sont basées sur des formalismes mathématiques pointus mais rigoureux [1], les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Leurs caractéristiques reposent sur l'élimination du bloc de Modulation en Largeur d'Impulsion, la définition de tableaux de commutation d'où sont choisis "directement" les vecteurs tension et le réglage par hystérésis du couple et du flux statorique. L'implémentation de ces algorithmes était donc plus simple, à une époque où les moyens informatiques ne cessaient de progresser en puissance et en vitesse.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contrebalancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques, et d'autre part, l'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Ces deux facteurs contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles.

Simultanément, des nouvelles et prometteuses topologies de conversion statique, dites multiniveaux, ont été proposées et de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance. Par rapport aux structures classiques à 2-niveaux, dans lesquelles la tension de sortie ne peut être modulée qu'en jouant sur la durée d'utilisation de l'état haut et de l'état bas, (MLI, Modulation de Largeur d'Impulsions), les structures multiniveaux ouvrent en effet une nouvelle dimension, celle de la modulation en amplitude.

Dans la présente étude, notre principal objectif est de proposer des nouvelles stratégies du type contrôle direct, compatibles avec des onduleurs de tension multiniveaux (plus particulièrement NPC et multicellulaires), ayant un nombre de niveaux quelconque. Leur application aux onduleurs classiques à 2-niveaux ne sera vue que comme un cas particulier. Nous nous efforcerons de montrer, qu'une commande exploitant judicieusement

les degrés de liberté offerts par ces nouvelles structures de conversion permet de minimiser les inconvénients des stratégies DTC classiques, tout en conservant leurs avantages.

Cependant, cette analyse devient rapidement imprécise et complexe dès que le nombre de niveau de tension augmente et le problème du choix optimisé des vecteurs tensions onduleur doit par conséquent être étudié de manière plus précise et plus approfondie.

La seconde approche, utilisée lorsque la première n'est pas réalisable dans sa totalité (du fait d'un trop grand nombre de variables à manipuler, d'éventuels désaccords entre les experts, d'une difficulté à formaliser les règles de décisions...), consiste à avoir recours à des méthodes d'apprentissage. Dans notre étude, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux méthodes d'apprentissage par renforcement qui permettent d'explorer activement tous les états et de recevoir en retour des critiques sous forme de récompenses et de punitions.

L'onduleur multiniveaux alimentant une machine alternative, commandée selon le principe de la DTC, doit pouvoir se considérer comme une source de vecteurs discrets de tension. Pour cela, les différents niveaux de tension, dont dispose chaque phase de l'onduleur, doivent pouvoir s'exploiter indépendamment les uns des autres.

Le travail présenté dans ce mémoire est donc organisé en 3 chapitres principaux structurés comme suit :

Au premier chapitre, nous présenterons tout d'abord des généralités sur la modélisation de la machine asynchrone et des onduleurs de tension, ainsi que les principales topologies d'onduleurs multi-niveaux. Leurs caractéristiques et leurs contraintes sont analysés en prenant en compte les besoins d'une stratégie de commande DTC.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons aux règles qualitatives du comportement de l'état électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 2-niveaux qui sont à la base du principe du DTC classique. Nous étendons ensuite ces stratégies du type contrôle direct classiques aux onduleurs multiniveaux.

Enfin pour le dernier chapitre présente quelque stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC, la commande de la MAS par DTC alimentée par onduleurs à trois niveaux. Nous terminons ce chapitre par les résultats de simulations et une comparaison des performances pour les onduleurs à trois niveaux.

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX ONDULEURS MULTINIVEAUX

I.1 INTRODUCTION

On peut imaginer le convertisseur statique comme l'outil par lequel l'énergie électrique, présentée par les grandeurs tension et courant, est aménagée et fournie de la façon la plus convenable à l'utilisateur final (machine ou appareil électrique).

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques.

Pour contourner la limitation en tension de blocage des principaux interrupteurs de puissance ou lorsque le contenu harmonique des formes d'onde de sortie de convertisseurs est devenu un problème dans certaines applications, de nouvelles techniques dites multiniveaux ont été développées. Celles-ci sont une association série-parallèle des semi-conducteurs existants et permettent de synthétiser la tension souhaitée à partir de plusieurs niveaux de tension [1]. Au fur et à mesure que le nombre de niveaux est plus important, la forme d'onde de sortie aura plus de niveaux et en conséquence la forme d'onde échelonnée sera plus proche de la forme d'onde souhaitée. Mais l'intérêt sur les convertisseurs multiniveaux ira plus loin lorsque de nouvelles topologies ont été proposées [2]-[3]. Une des caractéristiques de ces nouvelles topologies est la possibilité de travailler avec des tensions d'alimentation élevées. Ceci grâce à la structure de ces convertisseurs où la mise en série des interrupteurs de puissance basse tension, ne pose pas de problème sur la répartition équilibrée de la tension d'alimentation parmi les interrupteurs mise en série. Ainsi parmi les applications pour ces types de structures multiniveaux on trouve les applications hautes et moyenne tension facilement réglable et ayant des bonnes performances spectrales [4]-[5] .

Nous commençons dans ce premier chapitre par présenter les principales topologies d'onduleurs de tension multiniveaux qui ont été le sujet de plusieurs applications et ce depuis les années 70. Nous essaierons de dégager et de justifier leurs points forts et leurs faiblesses, dans un contexte d'entraînement à vitesse variable à hautes performances.

I.2 LIMITES DE LA STRUCTURE A DEUX NIVEAUX DE TENSION

La structure à deux niveaux de tension se heurte à des limites liées à son principe de fonctionnement et à des limites technologiques.

- Les premières sont liées à la qualité du signal de sortie. L'onduleur dit « 2 niveaux » délivre entre phases des échelons de tension d'amplitude égale à la totalité de la tension continue. Le faible nombre de niveaux de tension nuit alors à la qualité des signaux de sortie de l'onduleur et produit un rayonnement électromagnétique important.
- Les limites technologiques sont dues aux limites des semi-conducteurs utilisés actuellement. Leur tenue en tension (tension maximale qu'ils peuvent supporter à leurs bornes) limite la tension de l'étage continu du convertisseur et le courant maximal qu'ils peuvent couper limite la puissance disponible. Pour dépasser ces contraintes, il est nécessaire de modifier la structure du convertisseur. Des solutions telles que la mise en parallèle des semi-conducteurs, en assurant une bonne répartition du courant, ou de leur mise en série, en assurant une bonne répartition de la tension à leurs bornes lors des commutations, ont été élaborées. Dans les deux cas, ces montages sont sensibles aux différences de caractéristiques d'un composant à l'autre et nécessitent une synchronisation très précise des impulsions de commande des semi-conducteurs.
- Enfin, un autre type de limitation technologique est celui lié aux pertes dans les semi-conducteurs et à leur échauffement. Il en existe deux types : les pertes par conduction dont l'importance dépend du courant de charge et les pertes par commutations dont l'importance dépend, pour une structure donnée, de la fréquence de commutation.

I.3 INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX

L'introduction du concept multiniveaux dans la réalisation des convertisseurs statiques a permis d'envisager l'amélioration des performances déjà acquises par les convertisseurs classiques à deux niveaux. Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée.

D'autre part, il faut aussi remarquer que la réalisation de convertisseurs multiniveaux pose des contraintes et des problèmes dont on peut citer les suivants :

1. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés.
2. La complexité de leur structure et leur commande s'en trouve augmentée et leur fiabilité réduite.

I.4 GENERALITES SUR LA MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES ET DES ONDULEURS DE TENSION

I.4.1 Modélisation de la machine asynchrone

Pour étudier le fonctionnement en régime dynamique de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur de puissance, son modèle correspondant au schéma équivalent monophasé ne peut pas être considéré puisqu'il suppose un fonctionnement en régime sinusoïdal à fréquence fixe. On utilise généralement la transformation de Park. Cette modélisation opère sous l'hypothèse d'une structure symétrique de la machine asynchrone, les matériaux magnétiques étant supposés linéaires (non saturés). On considère aussi une alimentation triphasée équilibrée, les composantes homopolaires sont nulles. La transformation de Park permet alors de transformer chacune des deux armatures triphasées (rotor et stator) de la machine en une armature diphasée. Ainsi, chaque variable vectorielle définie par trois composantes dans le système triphasé (Ph1, Ph2, Ph3) est représentée dans le repère diphasé orthogonal (d,q) par une variable vectorielle équivalente. (Figure I-1).

Des nombreuses transformations de Park possibles, nous retenons par la suite l'une des plus classiquement utilisées: - la transformation à puissance constante.

Les valeurs X_d , X_q , X_0 des grandeurs caractéristiques du système diphasé équivalent peuvent donc être obtenues en fonction des valeurs X_1 , X_2 , X_3 du système triphasé par la transformation (I.1).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\psi) & \sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

L'indice «0» repère la composante homolaire et est donc nulle sous nos hypothèses de travail.

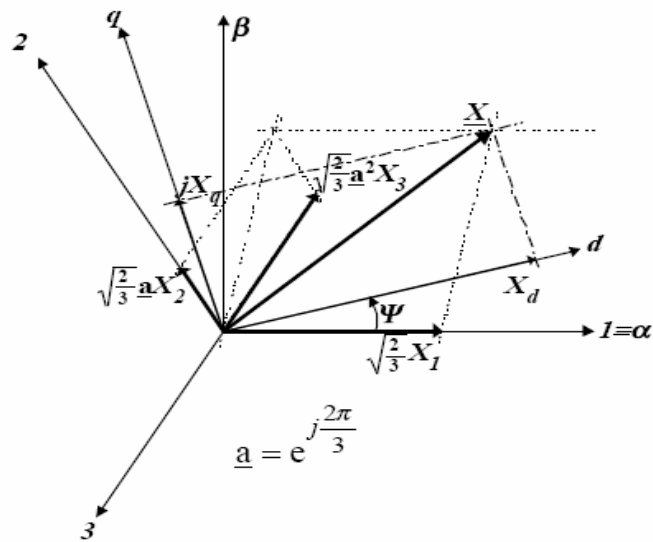


Figure I. 1: Système triphasé (1, 2, 3) et diphasé (d, q) permettant de représenter la même grandeur vectorielle.

En négligeant les phénomènes de saturation des matériaux magnétiques et les pertes fer, une machine asynchrone à peut être modélisée dans un repère diphasé dq par le système d'équations (I.2) sous les hypothèses suivantes:

- La machine est symétrique,
- Son entrefer est constant,
- La répartition spatiale de l'induction électromagnétique est sinusoïdale,
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées équilibré,

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_\psi \phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_\psi \phi_{sd} \\
 0 &= R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_\psi - \omega_m) \phi_{rq} \\
 0 &= R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_\psi - \omega_m) \phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique - machine asynchrone en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux de choisir un repère diphasé, dont les axes orthogonaux $\alpha\beta$ sont fixés au stator, et dont l'axe α est colinéaire avec la phase 1 du système d'alimentation. Ce repère $\alpha\beta$, dans lequel $\psi = \omega_\psi = 0$, est un cas particulier du repère dq et sera désormais retenu pour la suite de l'étude.

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe, devient alors:

$$\begin{aligned}
 V_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\
 V_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\
 0 &= R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_m \phi_{r\beta} \\
 0 &= R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_m \phi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{I.3}$$

avec: $\underline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$; $\underline{I}_{s(r)} = I_{s(r)\alpha} + jI_{s(r)\beta}$; $\phi_{s(r)} = \phi_{s(r)\alpha} + j\phi_{s(r)\beta}$

La transformation triphasée/diphasée de Park représentée par (I.1) peut aussi s'écrire sous la forme vectorielle, selon (I.4).

$$\underline{X} = X_\alpha + jX_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(X_1 + \underline{a}X_2 + \underline{a}^2X_3 \right) \tag{I.4}$$

Avec : $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Le couple électromagnétique développé par la machine peut se calculer, entre autres, par l'équation (I.5).

$$\Gamma_{em} = p \left(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha} \right) \tag{I.5}$$

La relation entre les flux et les courants est donnée par le système d'équations (I.6).

$$\begin{aligned}
 \phi_{s\alpha} &= L_s I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha} \\
 \phi_{s\beta} &= L_s I_{s\beta} + L_m I_{r\beta} \\
 \phi_{r\alpha} &= L_r I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha} \\
 \phi_{r\beta} &= L_r I_{r\beta} + L_m I_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{I.6}$$

Et l'expression du module du vecteur flux statorique est donnée par (I- 7).

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{I.7}$$

I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux

A partir d'une source de tension continue, un convertisseur continu-alternatif fournit une tension alternative dont la valeur dépend des états de conduction de ses cellules de commutation. Selon qu'elles soient passantes ou bloquées, ces cellules permettent des connexions temporaires entre la source continue et la charge de l'onduleur; la valeur de la tension en sortie de l'onduleur est alors fonction du rapport entre les intervalles d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs.

Dans le domaine des entraînements électriques, les différentes lois de commande de la machine électrique alimentée par l'onduleur de tension nécessitent généralement l'utilisation d'une modulation en largeur d'impulsions (MLI). En effet, ce modulateur génère les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur de tension de manière à obtenir à la sortie du convertisseur une tension, qui, moyennée sur la période d'échantillonnage T_{ech} est égale à la tension de référence imposée par le bloc de commande du système.

La figure (I.2) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique à 2-niveaux alimentant une machine asynchrone supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre.

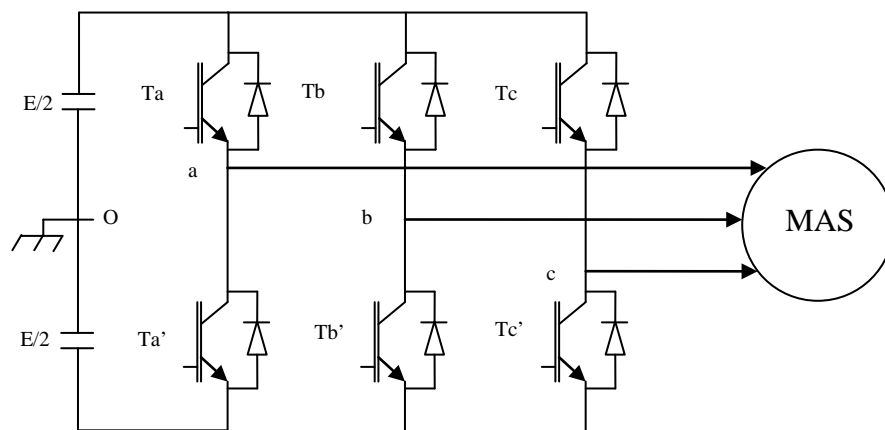


Figure I. 2: Onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone

La phase k ($k=a, b, c$) de l'onduleur peut délivrer instantanément une tension de sortie, V_{k0} , possédant deux niveaux distincts - 0 ou E :

$$V_{k0} = C_k E$$

où $C_k=0, 1$ est un index représentant le niveaux de la phase k .

Les tensions phase point neutre fictif de la charge peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme du système d'équations (I.8).

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{E}{3}(2.C_a - C_b - C_c) \\ V_{bn} &= \frac{E}{3}(2.C_b - C_a - C_c) \\ V_{cn} &= \frac{E}{3}(2.C_c - C_b - C_a) \end{aligned} \tag{I.8}$$

En appliquant la transformation de Park, prise sous la forme de (I.4), aux tensions phase-neutre données par (I.8), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (I.9).

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}E(C_a + aC_b + a^2C_c) \quad (I.9)$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables C_a , C_b , C_c donnant un élément de l'ensemble (C_a, C_b, C_c) .

Ainsi, dans le plan (α, β) , le vecteur V_s possède 8 positions possibles dépendant des valeurs de C_a , C_b et C_c et donc de la configuration de l'onduleur. La figure (I- 3) expose, pour chacune des positions du vecteur V_s repérée par le triplet (C_a, C_b, C_c) , la configuration correspondante de l'onduleur.

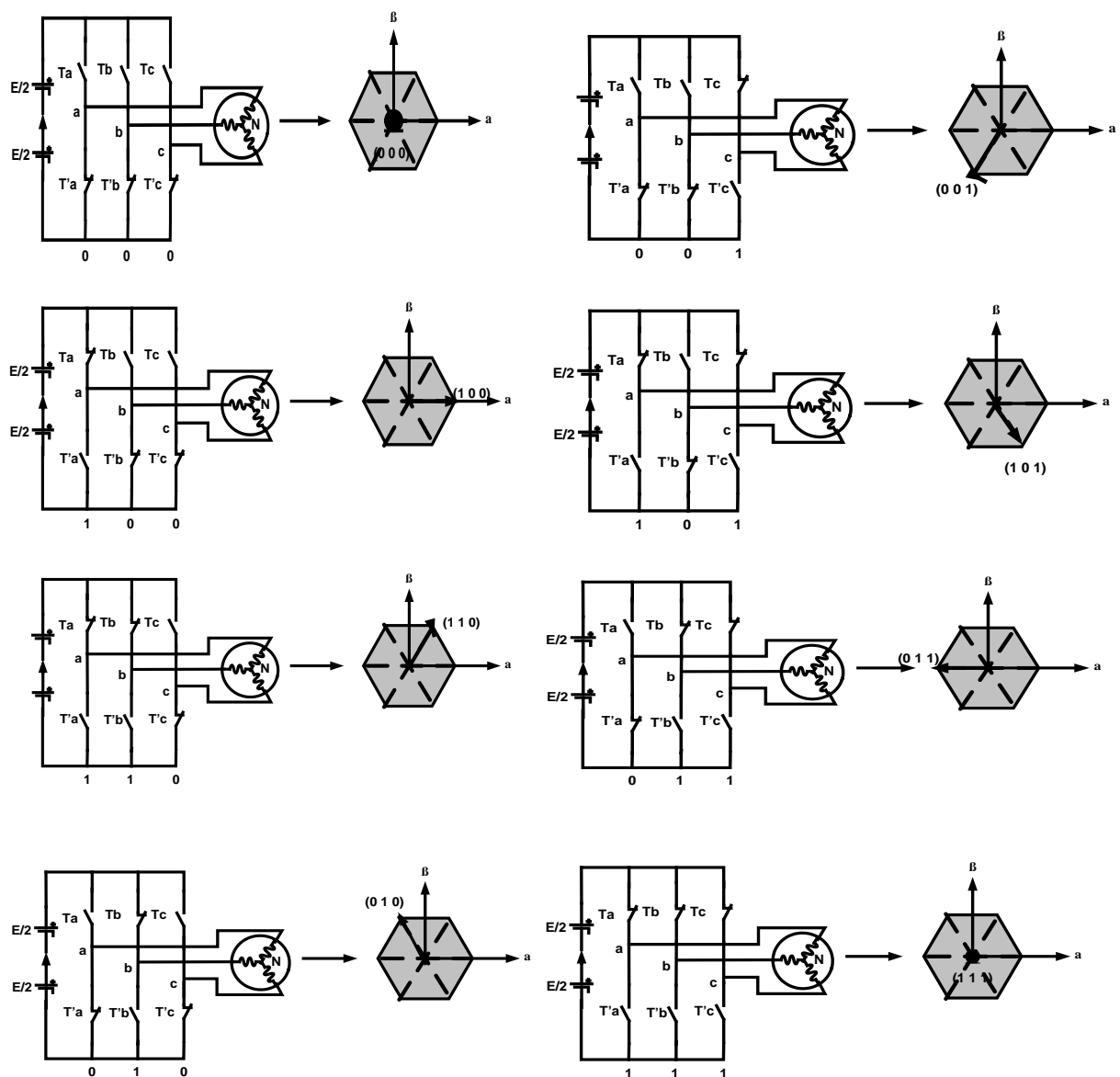


Figure I. 3: Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

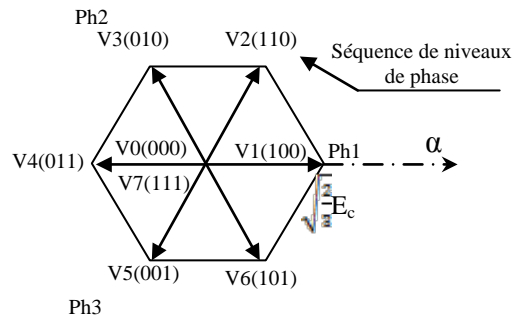


Figure I. 4: Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.

I.5 ONDULEURS MULTINIVEAUX

D'une manière générale, un onduleur multiniveaux implique l'association de semi-conducteurs de puissance et de sources de tensions capacitatives. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées. C'est là où réside l'un des majeurs avantages de l'utilisation des onduleurs multiniveaux, les applications demandant de fortes puissances peuvent ainsi être réalisées avec des semi-conducteurs dimensionnés pour des puissances beaucoup plus réduites. Ainsi, la génération de plusieurs niveaux de tension permet de réduire considérablement le taux de distorsion harmonique en sortie de l'onduleur. Dans le domaine de la variation de vitesse, ceci engendre une diminution des pertes harmoniques cuivre et fer au niveau de la machine alimentée. D'autre part, ce type de topologie peut permettre d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie de l'onduleur ou tout au moins une réduction de son coût et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre.

En revanche, selon la topologie de l'onduleur multiniveaux, des avantages ou des inconvénients bien particuliers peuvent être distingués.

Dans ce qui suit, nous commençons par étendre les relations de modélisation des onduleurs de tension développées dans le paragraphe précédent aux onduleurs multiniveaux et nous présentons, ensuite, les trois topologies les plus étudiées dans la littérature.

I.5.1 Généralisation aux onduleurs multiniveaux

Un onduleur de tension triphasé à N-niveaux est un convertisseur statique capable de fournir, en équilibre, une tension entre chaque phase et le point négatif du bus continu avec N niveaux différents: $0, E_c/(N-1), 2E_c/(N-1), \dots, E_c$.

Indépendamment de sa topologie, un onduleur multiniveaux peut donc être modélisé dans une première approche selon (I.10).

$$V_{k0} = \frac{C_k}{N-1} \cdot E, \quad k = 1,2,3 \quad (\text{I.10})$$

ici $C_k=0, 1, 2, \dots, N-1$. Comme dans le cas d'onduleur 2 niveaux, cet indice traduit le niveau de tension de la phase i.

De même, on peut adapter les équations (I.8) et (I.9) au cas des multiniveaux, résultant ainsi (I.11) et (I.12), respectivement.

$$V_{an} = \frac{E}{3(N-1)} (2.C_a - C_b - C_c)$$

$$V_{bn} = \frac{E}{3(N-1)} (2.C_b - C_a - C_c) \quad (\text{I.11})$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3(N-1)} (2.C_c - C_b - C_a)$$

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{(N-1)} (C_a + aC_b + a^2C_c) \quad (\text{I.12})$$

La figure (I.5) montre les vecteurs tensions et les séquences de niveaux de phase correspondantes, pour un onduleur à 3 niveaux. L'augmentation du nombre de vecteurs tensions permet d'espérer une amélioration des performances statiques et dynamiques.

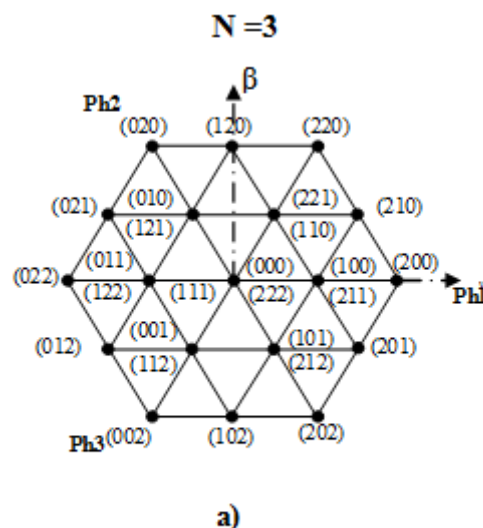


Figure I. 5: Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur:
a) – 3-niveau

En généralisant, un onduleur N -niveaux peut constituer un nombre total de séquences de niveaux de phase donnée par (I.13) et peut générer un nombre total de vecteurs tensions donné par (I.14). La figure (I.6) est une représentation graphique des équations (I.13) et (I.14).

$$N_{SNP} = N^3 \quad (I.13)$$

$$N_{VT} = 3N(N-1)+1 \quad (I.14)$$

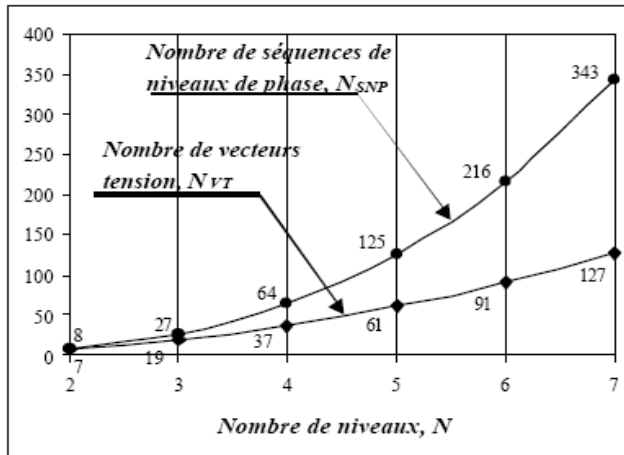


Figure I. 6: Nombre de séquence de niveaux de phases (N_{SNP}) et de vecteurs tensions (N_{VT}) en fonction du nombre de niveaux de l'onduleur (N)

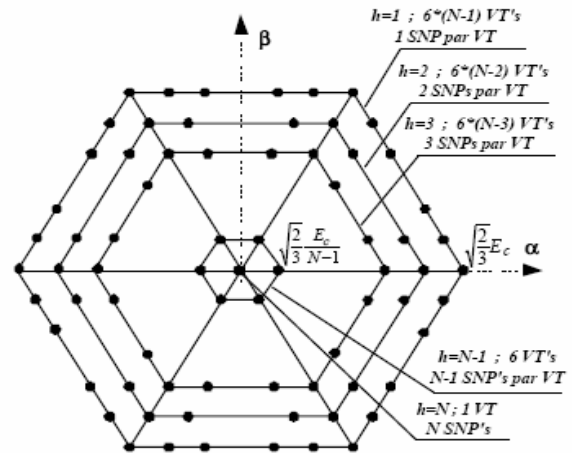


Figure I. 7 : Distribution des séquences de niveaux de phase (SNP) par les différents vecteurs tension (VT). Génération à un onduleur N -niveaux

Comme le montre la figure. (I.5), à chaque vecteur tension peuvent correspondre une ou plusieurs séquences de niveaux de phase. Dans les cas où il y a plusieurs séquences de niveaux de phase permettant de synthétiser le même vecteur tension, elles diffèrent uniquement d'une composante homopolaire. Ainsi, en négligeant les courants homopolaires de fuite à la terre, dans le cas d'une charge triphasée sans retour de neutre, seule la procédure de choix du vecteur tension a une influence sur le comportement de la charge. Nous verrons par contre que le choix de la séquence de niveaux de phase peut avoir des conséquences sur le convertisseur lui-même et constitue ainsi un nouveau degré de liberté pouvant être exploité par la commande.

Dans le cas de l'onduleur à 2-niveaux, les degrés de liberté portant sur l'exploitation de la composante homopolaire se trouvent concentrés uniquement sur le vecteur nul, étant le seul à offrir deux possibilités différentes de synthèse (figure I.4). Au contraire, la figure (I.5) montre que dans le cas d'un onduleur 3-niveaux il y a plusieurs vecteurs tensions bénéficiant d'une possibilité de synthèse par différentes séquences de niveaux de phase: le vecteur nul en possède trois et les vecteurs demi-tension en possèdent deux. De manière générale, en

associant à chaque hexagone centré sur l'origine du plan $\alpha\beta$ un index h , de telle sorte que pour l'hexagone périphérique $h=1$, pour l'hexagone de niveau immédiatement inférieure $h=2$ et ainsi de suite jusqu'à ce que pour l'hexagone nul $h=N$ figure (I.7), le nombre de séquences de niveaux de phase permettant de synthétiser un vecteur tension appartenant à l'hexagone d'index h est égal à h [6].

I.6 LES PRINCIPALES TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX

D'un point de vue général indépendamment de la topologie, les structures de conversion multiniveaux offrent d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle, basée sur un convertisseur 2-niveaux [7]-[8]. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel:

- **avantages technologiques:** - dans les applications moyenne tension (quelques kV sur le bus continu), étant donnée les limitations actuelles en tension des semi-conducteurs de puissance totalement commandables, la mise en série de plusieurs semi-conducteurs est souvent nécessaire. Cette mise en série de semi-conducteurs, sans modifier la structure de conversion, se heurte à une complexité accrue des circuits de commande rapprochée. En effet, ils doivent assurer une synchronisation très précise des ordres de commande et un contrôle des vitesses de commutation des différents interrupteurs mis en série afin d'assurer une répartition équilibrée de la tension. Dans un convertisseur multiniveaux, la tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.
- **avantages fonctionnels (pour le convertisseur):** - si les contraintes imposées par la tension continue et par le courant absorbé par la machine sont réparties sur différents semi-conducteurs, on peut accéder à des applications de plus forte puissance avec une technologie de semi-conducteurs donnée ou on peut traiter une application d'une puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage);
- **avantages fonctionnels (pour la machine):** la génération de plusieurs niveaux intermédiaires de tension en sortie du convertisseur permet d'améliorer la qualité des formes d'ondes, qui se traduira par une réduction de la distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer,

l'augmentation de la durée de vie des isolants (réduction du courant des décharges partielles) ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine (CEM). Les commutations requises pour l'obtention d'une tension de sortie hachée à une fréquence donnée peuvent être également distribuées parmi les différents semi-conducteurs du convertisseur. Ainsi, pour une fréquence de commutation des semi-conducteurs donnée on peut obtenir une multiplication de la fréquence de commutation apparente vue par la machine, ce qui contribue à une amélioration des performances dynamiques de l'ensemble convertisseur/machine. Dans les cas où il existe un filtre en sortie de l'onduleur, sa fréquence de coupure peut être augmentée, ce qui contribue à une réduction de son volume et poids, tout en contribuant encore de manière indirecte à l'amélioration de la réponse dynamique du système d'entraînement complet.

Le concept de convertisseur multiniveaux peut être mis en œuvre par différentes structures. La caractéristique commune de celle-ci sera sa capacité à fournir une forme d'onde qui puisse prendre plus de deux niveaux en sortie du convertisseur. Ainsi plusieurs structures de convertisseurs multiniveaux ont été proposées.

D'abord, on trouve les structures à couplage magnétique, où la tension de sortie multiniveaux est obtenue par l'addition de la tension décalée en sortie de plusieurs convertisseurs à deux niveaux (ou 3). Pour cela on utilise la connexion en série des enroulements de transformateurs. Cette méthode présente l'inconvénient d'aboutir à une structure de grande taille, lourde et avec des pertes importantes.

Une deuxième approche plus intéressante consiste à mettre en série plusieurs semi-conducteurs de puissance, dont la tension supportée est seulement une partie de la tension d'alimentation. Dans ces structures une sorte des sources de tension auxiliaires sont utilisées afin d'avoir une répartition équilibrée de la tension sur les différents semi-conducteurs et en même temps d'être en mesure d'avoir une forme d'onde multiniveaux en sortie du convertisseur. Dans cette catégorie on peut distinguer 2 structures de base :

1. Les convertisseurs à point neutre fixé (NPC – Neutral point clamped)
2. Les convertisseurs multicellulaires série (flying capacitor multilevel converters-)

Finalement, il existe une troisième structure multiniveaux dont le principe consiste à mettre en série plusieurs convertisseurs à deux niveaux. Dans cette topologie l'alimentation de

chaque convertisseur individuel est constituée par de sources de tensions indépendantes (isolée) [9].

En raison de l'intérêt suscité récemment par ces trois types de structures multiniveaux on va présenter par la suite les principales caractéristiques de celle-ci.

I.6.1 Onduleurs multiniveaux en cascade

Bien que les origines des études traitant d'onduleurs délivrant en sortie des tensions ayant plusieurs niveaux remontent au milieu des années 70, ce n'est qu'au début des années 80 que l'appellation "multiniveaux" est apparue pour la première fois, et ce avec l'introduction de l'onduleur 3 niveaux [9][10]. En effet, en 1975, dans [11], les auteurs ont proposé un onduleur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série plusieurs ponts 2 niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées.

La figure (I.8-a) montre le circuit électrique de base d'une phase d'un onduleur N-niveaux en cascade formée par l'association en série de $(N-1)/2$ ponts 2-niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est alors donnée par la somme des $(N-1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

On voit alors que les contraintes en tension sont réparties sur les différents convertisseurs permettant ainsi de réduire le calibre en tension des interrupteurs.

La figure (I.8-b) donne les différentes formes d'onde des tensions d'un onduleur 9-niveaux en cascade. Chaque pont d'onduleur, selon les ordres de commande de ses interrupteurs, délivre trois valeurs de tensions: 0, $-V_{dc}$ et V_{dc} , permettant ainsi à la tension de sortie V_s d'avoir 9 niveaux de $-4V_{dc}$ à $+4V_{dc}$.

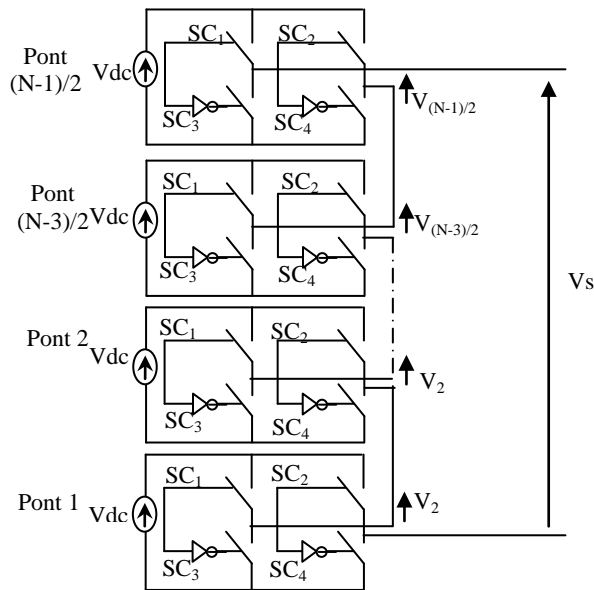


Figure I. 8a : Structure d'un bras d'onduleur N niveaux en cascade

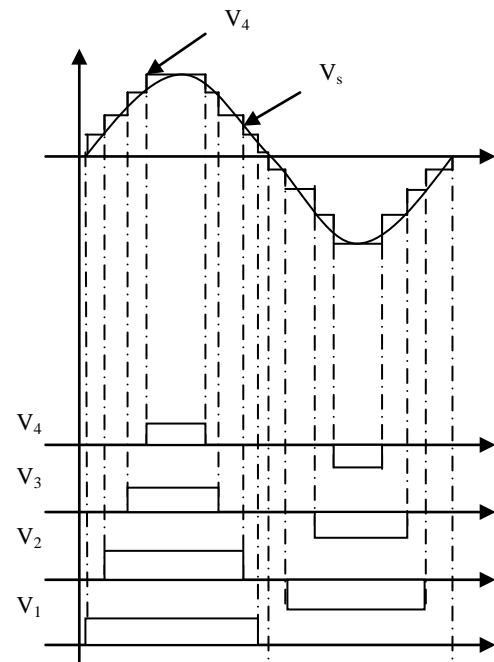


Figure I.8b: Forme d'onde des tensions pour un bras en cascade 9-niveaux

Dans le montage de la figure. (I.8) les sorties alternatives des ponts onduleurs 2-niveaux sont directement connectées en série. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes [12]. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tension.

Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées [13]. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules DC, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est constituée de plusieurs batteries, cette exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'un bus continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de convertisseurs DC/DC à isolement galvanique, ce qui pourra accroître considérablement le coût de l'équipement [14].

Bien que les niveaux de tension générés soient intrinsèquement stables (aucune action de rééquilibrage n'est à prévoir), ceci est obtenu au prix d'une complexité et d'un coût accrus. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N -niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ ponts onduleur 2-niveaux monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N .

Le caractère modulaire de cette topologie par rapport au nombre de niveaux, qui pourrait théoriquement s'étendre jusqu'à l'infini, est un atout considérable aussi bien du point de vue de l'assemblage de l'équipement que du point de vue de la stratégie de commande du convertisseur. D'autre part, les éléments de définition des potentiels (diodes et condensateurs) ne sont pas nécessaires.

En résumé, les caractéristiques de cette structure sont :

- a)- Parmi les différentes structures multiniveaux, celle-ci utilise le moindre de composants pour le même nombre de niveaux.
- b)- Modularité et par conséquent expansion facile du nombre de niveaux.
- c)- Plus facile à commander.
- d)- Adapté pour des applications où plusieurs sources de tension sont disponibles.

I.6.2 Les onduleurs NPC (Neutral Point Clamped)

Cette structure d'onduleur multiniveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 dans [7]. Ce type de technique permet la mise en série des interrupteurs pour des applications haute tension. La figure. (I.9) présente le circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à N -niveaux. Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E_c/(N-1)$, $2E_c/(N-1)$, ... jusqu'à $(N-2)/(N-1)E_c$. La répartition de la tension E_c sur les différents interrupteurs en série est cette fois assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $SC1$, $\overline{SC1}$, $SC2$, $\overline{SC2}$, ... SC_{N-1} , $\overline{SC_{N-1}}$, des interrupteurs de puissance.

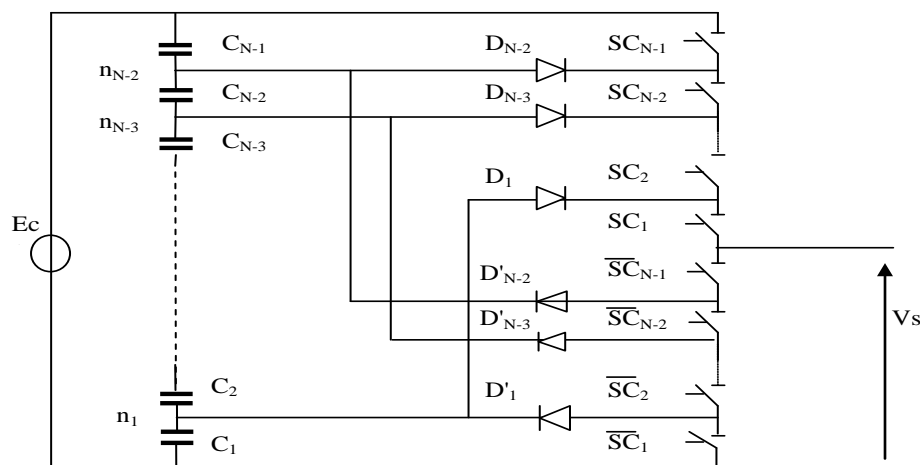


Figure I. 9: Bras d'onduleur NPC à N-niveaux

L'application des règles de commande sur ces interrupteurs conduit à N états possibles pour la commande. Ils permettent de générer N niveaux distincts comme résumé dans le tableau (1.2). Tous les autres états sont indéfinis et interdits.

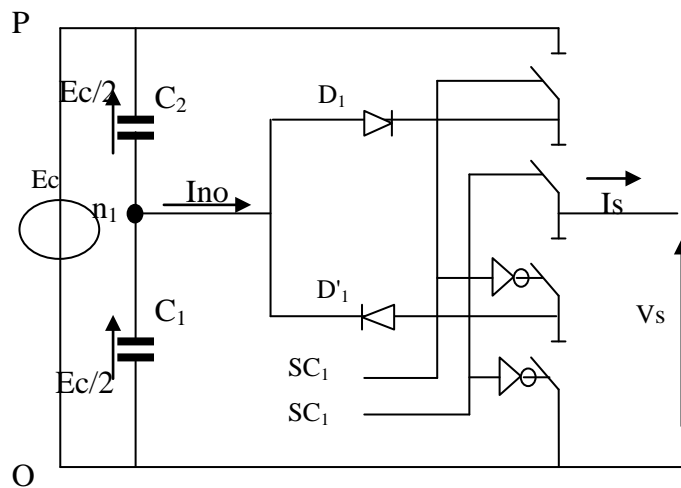
TAB I. 1: Etats
l'onduleur NPC à N-1
 $\frac{E_c}{N-1}$

SC_{N-1}	...	SC_3	SC_2	SC_1	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	1	$2\Delta U$
.
1	...	1	0	0	$(N-1)\Delta U$
1	...	1	1	1	$(N)\Delta U$

possibles de
étages avec $\Delta U =$

Ceci est détaillé dans la figure (I.10) pour le cas particulier d'un onduleur monophasé NPC 3 niveaux. Ce convertisseur associé avec des commandes décalées permet de faire apparaître trois niveaux de tension (0, $E_c/2$, E_c).

Ainsi, pour l'obtention de chaque niveau de tension de sortie, il y a une et une seule configuration possible pour le bras d'un onduleur NPC.



SC_1	SC_2	V_s	C_v
1	1	E_c	2
1	0	$E_c/2$	1
0	0	0	0
0	1	X	X

(*) Niveau indéfini
Configuration interdite

Figure I. 10: Bras d'onduleur NPC à 3-niveaux et configuration possible

Cette propriété peut poser des problèmes de stabilisation des potentiels des points milieux capacitifs. En effet, un seul bras alimentant une source de courant de sens unidirectionnel n'est pas capable d'imposer un même niveau de tension intermédiaire indéfiniment. Ceci est dû au fait que la configuration du bras correspondant obligera le courant de charge à traverser les condensateurs toujours dans le même sens. Cependant, cet inconvénient peut être atténué lors d'une application en onduleur triphasé, car dans ce cas les points milieux capacitifs sont partagés par les trois phases, la composante homopolaire pouvant être exploitée au niveau de la commande afin d'équilibrer les condensateurs [15].

Cependant, à cause de son caractère non modulaire et des difficultés que présente l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs particulièrement pour les basses fréquences, l'utilisation de cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux souvent limitée dans la pratique à trois et cinq [16].

Concernant la comptabilisation du nombre de composants, actifs et passifs, un onduleur NPC à N -niveaux triphasé comporte:

- $N-1$ condensateurs pour la création des points milieu capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à $E_c/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge;
- $6(N-1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables – diode tête-bêche.
- $6(N-2)$ diodes de clamping.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique 2-niveaux sont :

1. Amélioration de la forme d'onde de sortie. Comme on montre sur le tableau (I.1), N niveaux différents peuvent être obtenus en sortie du convertisseur. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
2. Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci proportionnel au nombre de niveaux) et donc adaptée pour les applications haute tension.

Ce convertisseur est donc intéressant de par les nouvelles possibilités offertes mais possède néanmoins des limitations très contraignantes:

1. Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement la tension du point milieu peut avoir de variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement il est souvent nécessaire de réaliser un asservissement de la tension de ce point milieu. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.
2. Il est possible d'envisager le "clamping" d'un nombre d'interrupteurs plus important à l'aide de sources intermédiaires et de diodes. Les commandes permettant d'assurer la stabilité des sources intermédiaires deviennent alors très complexes. On peut donc difficilement envisager d'employer cette technique pour plus de quatre interrupteurs en série.

3. La tension inverse des diodes est variable selon le point de potentiel de référence qu'elles fixent. Donc, il est nécessaire de connecter plusieurs diodes en série pour tenir la tension. [17]

I.6.3 Les onduleurs Multicellulaire ou à Cellules Imbriquées

Un autre type de convertisseur multiniveaux aussi appelé convertisseur multicellulaire série, elle est également connue sous l'application « *flying capacitors multilevel inverter* » dans la littérature anglo-saxonne, est apparu au début des années 90 et permet la mise en série d'interrupteurs à l'aide de sources de tension flottantes.

Le schéma de principe de cette topologie, a été inventée et brevetée par T.Meynard et H.Foch dans [8] en 1992. Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [18]. La figure (I.11) illustre le schéma de principe en échelle d'une branche d'onduleur à p cellules imbriquées. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants.

Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants C_1, C_2, \dots, C_{p-1} en agissant sur les états logiques, SC_1, SC_2, \dots, SC_p , des cellules de commutation. La figure (I.11) montre le schéma électrique d'un bras onduleur à N -niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules.

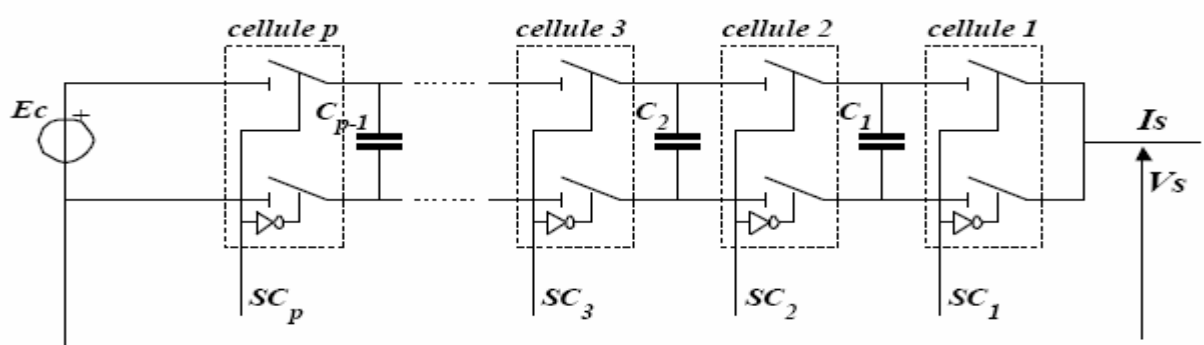


Figure I. 11: Bras d'onduleur Multicellulaire à N-niveaux ($p=N-1$ cellule) possible

En effet, les interrupteurs de puissance sont associés deux à deux, formant des cellules de commutation pouvant être commandées séparément. D'après les règles d'interconnexion des sources, les deux interrupteurs de chaque cellule doivent être complémentaires.

La figure (I.12) montre qu'il existe 4 configurations différentes selon les commandes des interrupteurs pour un convertisseur à deux cellules. Les configurations (b) et (c), permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire de $E/2$ par rapport à une structure classique.

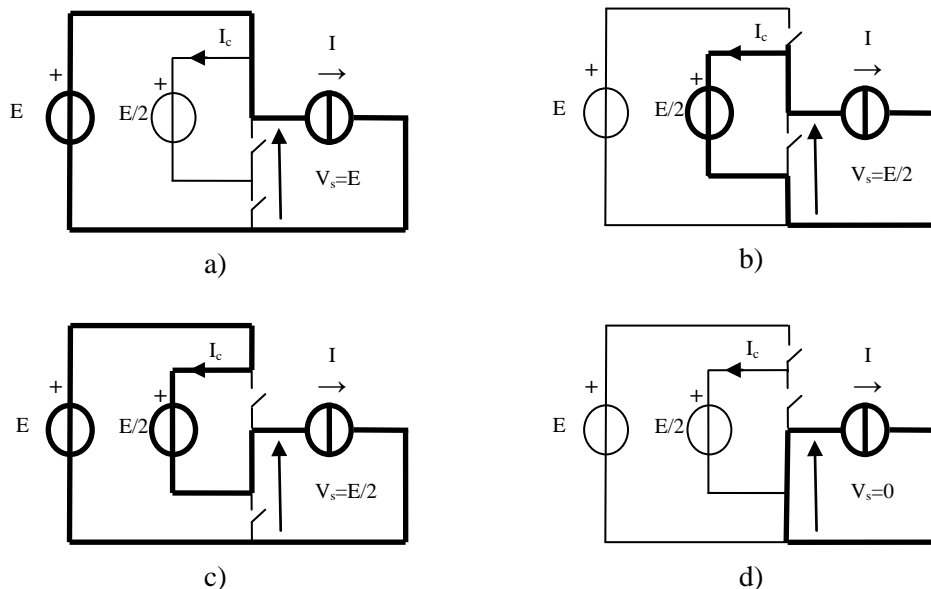


Figure I. 12: Les différentes topologies dans un convertisseur à deux cellules

En pratique, la source de tension flottante de valeur $E/2$ réalisée par l'intermédiaire d'une capacité, est insérée entre les deux cellules de commutation. Ainsi on assure la répartition de la tension sur chaque interrupteur aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Ces deux cellules de commutation deviennent alors totalement indépendantes. On pourra donc envisager d'effectuer des décalages entre les commandes des cellules sans que cela devienne dangereux pour la survie des composants de l'association.

Le premier avantage que l'on remarque pour cette application est que l'on pourra utiliser des composants semi-conducteurs ayant une tenue en tension théorique de $E/2$ seulement et donc avoir des interrupteurs ayant de meilleures caractéristiques dynamiques.

Un autre avantage non négligeable de cette topologie est qu'elle est facilement généralisable à un nombre quelconque de cellules. Les p cellules de commutation sont indépendantes les unes des autres. Cela implique que le contrôle d'un bras à p cellules imbriquées est équivalent au contrôle de p cellules élémentaires 2-niveaux.

Pour un fonctionnement stable de l'onduleur, les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont "naturellement" équilibrées [19]. Ainsi, en régime de fonctionnement équilibré,

aux bornes de la capacité C_j entre la cellule j et la cellule $j+1$ la tension est égale à jE_c/p . Dans ces conditions, la tension de sortie de bras, V_s , est donnée par (I.15) [12].

$$V_s = \sum_{j=1}^p SC_j V_{cellj} \approx \frac{E_c}{p} \sum_{j=1}^p SC_j \quad (I.15)$$

$$V_{c0} = 0 \text{ et } V_{cp} = E_c$$

L'équation (I.15) montre que le niveau de tension en sortie du bras est égal au nombre de cellules de commutation à l'état logique «1». Une cellule j est à l'état logique «1» (respectivement «0») si l'interrupteur du haut est fermé (respectivement ouvert) et celui du bas est ouvert (respectivement fermé).

La tension V_{cellj} est la tension "aux bornes de la cellule j " c'est à dire la tension qui sera appliquée à celui des deux interrupteurs de la cellule j qui est bloqué; elle est donnée par l'équation suivante:

$$V_{cellj} = V_{c\ j+1} - V_{c\ j} \quad (I.16)$$

$$\text{Sachant que } V_{c0} = 0 \text{ et } V_{cp} = E_c$$

Les commandes de chaque cellule de commutation étant indépendantes, on a alors, 2^p configurations ($SC_{pi}, SC_{p-i}, \dots, SC_{1i}$) possibles pour chaque phase i où p est le nombre de cellules ainsi associées et $p + 1$ niveaux possibles pour la tension de sortie V_s allant de $-E_c/2$ jusqu'à $E_c/2$. Chaque niveau de tension est alors une fraction de la tension d'entrée.

La figure (I.13) présente les différents niveaux de tension pour un bras d'onduleur respectivement 3 niveaux ($p=2$), 4 niveaux ($p=3$) et 5 niveaux ($p=4$) et les configurations correspondantes. Nous pouvons alors voir que pour des niveaux de tension particuliers, plusieurs configurations sont équivalentes par rapport au niveau de tension obtenu, c'est à dire que nous pouvons avoir ces niveaux de tension en sortie de la phase avec plusieurs configurations du bras.

Onduleur 3 niveaux (p=2)	$V_1 = \begin{cases} -E_c / 2 \\ 0 \\ E_c / 2 \end{cases}$	$\begin{aligned} & \text{si } (SC_{21}, SC_{11}) = (0,0) \\ & \text{si } (SC_{21}, SC_{11}) = (1,0) \text{ ou } (0,1) \\ & \text{si } (SC_{21}, SC_{11}) = (1,1) \end{aligned}$
Onduleur 4 niveaux (p=3)	$V_1 = \begin{cases} -E_c / 2 \\ -E_c / 6 \\ E_c / 6 \\ E_c / 2 \end{cases}$	$\begin{aligned} & \text{si } (SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (0,0,0) \\ & \text{si } (SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,0,0) \text{ ou } (0,1,0) \text{ ou } (0,0,1) \\ & \text{si } (SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,1,0) \text{ ou } (0,1,1) \text{ ou } (1,0,1) \\ & \text{si } (SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,1,1) \end{aligned}$

$$\text{Onduleur 5 niveaux (p=4)} V_1 = \begin{cases} -E_c/2 & \text{si } (SC_{41}, SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (0,0,0,0) \\ -E_c/4 & \text{si } (SC_{41}, SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,0,0,0) \text{ ou } (0,1,0,1) \text{ ou } (0,0,1,1) \\ 0 & \text{si } (SC_{41}, SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,0,0,1) \text{ ou } (0,1,0,1) \text{ ou } (0,0,0,1) \\ E_c/4 & \text{si } (SC_{41}, SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,1,1,0) \text{ ou } (1,0,1,1) \text{ ou } (1,1,0,1) \\ E_c/2 & \text{si } (SC_{41}, SC_{31}, SC_{21}, SC_{11}) = (1,1,1,1) \end{cases}$$

Figure I. 13: Niveaux de tension à la sortie d'une phase d'onduleur 3-niveaux (p=2), 4-niveaux (p=3) et 5-niveaux (p=4)

Cet onduleur est capable de générer $p + 1$ niveaux distincts. Il possède par conséquent $2^p - p - 1$ états de commutation conduisant à des niveaux redondants. Une seule combinaison conduit au niveau 0 : toutes les cellules dans l'état bas. Les p combinaisons possibles pour lesquelles une seule cellule de commutation est dans l'état haut conduisent au niveau E_c/p . Les C_2^p combinaisons pour lesquelles deux cellules de commutation sont l'état haut conduisent au niveau $2E_c/p$. Ainsi de suite, jusqu'au niveau E_c qui ne peut être obtenu que lorsque toutes les cellules sont dans l'état haut. Quelques exemples d'états et des niveaux associés sont représentés au Tableau (I.2)

SC_{p-1}	...	SC_3	SC_1	SC_1	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	0	ΔU
0	...	0	1	1	$3\Delta U$
1	...	1	0	0	$(p-1)\Delta U$
1	...	1	1	1	$p\Delta U$

TAB I. 2: Etats possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à p cellules $\Delta U = E_c/p$

Ainsi, dans un bras multicellulaire à N-niveaux, le nombre de configurations de bras, N_{conf} capables de générer un niveau de tension C_v est donné par (I.17)

$$N_{conf} = \left(C_{C_v}^p = \frac{p!}{C_v!(p-C_v)!} \right) \quad (I.17)$$

Cette propriété, par laquelle un niveau de tension peut être obtenu à partir de plusieurs configurations de bras, constitue ainsi un nouveau degré de liberté, que l'on ne trouvait pas dans la topologie NPC, et qui peut être exploité par la commande pour garantir l'équilibrage des condensateurs flottants. En effet, le courant qui traverse à un instant donné un

condensateur flottant est de valeur égale au courant de sortie du bras et de signe ne dépendant que de l'état logique des cellules adjacentes au condensateur en question (I.18).

$$I_{Cj} = (SC_{j+1} - SC_j) I_s \quad (I.18)$$

Cette propriété étend le caractère modulaire de cette topologie, déjà visible au niveau de l'assemblage du convertisseur, à l'algorithme de commande en vue du rééquilibrage actif des tensions condensateur. En particulier, une procédure de rééquilibrage indépendante par phase est envisageable.

La figure (I.14) montre les configurations possibles d'un bras multicellulaire à 3-niveaux, ainsi que les niveaux de tension de sortie correspondants. Comme pour l'onduleur NPC, il faut 2 branches pour faire un onduleur monophasé bipolaire et 3 pour réaliser un onduleur triphasé. Les bornes d'entrées continus sont les mêmes pour les différentes branches, mais à la différence de l'onduleur NPC, les condensateurs des cellules ne sont pas partagés entre les différentes phases.

On peut constater que la génération du niveau de tension intermédiaire peut se faire à partir de deux configurations différentes ($[SC_2, SC_1] = [1, 0]$ et $[0, 1]$), qui contribuent à une évolution de la tension condensateur dans des sens opposés, pour un signe de courant de charge donné. Ainsi, ce niveau de tension peut être appliqué indéfiniment à la charge sans déstabiliser la tension condensateur, en permutant entre les deux configurations possibles.

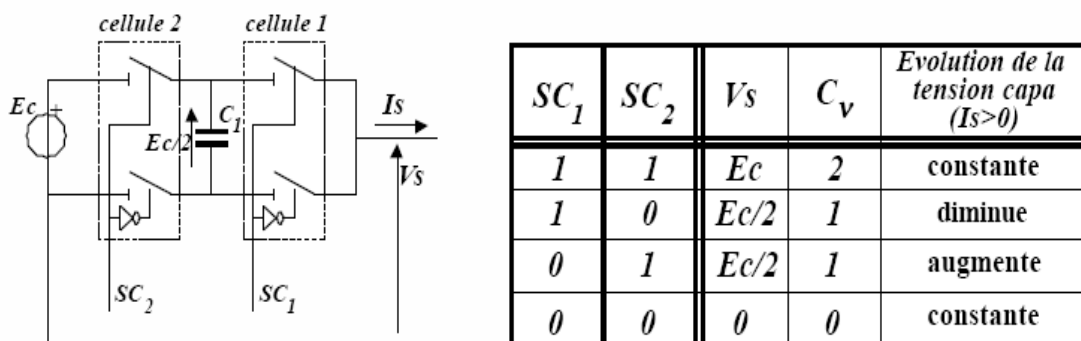


Figure I. 14: Bras d'onduleur multicellulaire à 3-niveaux et configurations possible

L'équation (I.18) montre aussi que la condition de stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants exige une égalisation du rapport cyclique «moyen» des cellules de commutation.

Le nombre de composants nécessaires à la réalisation d'un onduleur multicellulaire à N -niveaux triphasé est le suivant:

- $3(N-2)$ condensateurs flottants. Chaque condensateur d'indice j doit être dimensionné pour une tension égale à $jEc/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge;
- $6(N-1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandable – diode tête-bêche;

L'inconvénient majeur d'une topologie multicellulaire relativement à une topologie NPC équivalente réside surtout sur le plus grand nombre de condensateurs nécessaires à une implémentation triphasée. Dans le cas où une mesure des tensions condensateur est exigée, par exemple afin de procéder à un rééquilibrage actif, un plus grand nombre de capteurs de tension est aussi à prévoir. Grâce à la facilité supplémentaire de rééquilibrage des condensateurs flottants les valeurs de capacité peuvent être significativement diminuées dans une topologie multicellulaire; leur tenue en tension est en revanche augmentée par rapport à une topologie NPC équivalente. Néanmoins, le nombre total de semi-conducteurs est inférieur grâce à l'absence des diodes de clamping.

Cette structure est donc particulièrement intéressante car elle permet:

- La généralisation à p cellules sans que la topologie devienne trop complexe,
- L'utilisation de composants ayant une tenue en tension de E/p et se trouve donc particulièrement bien adaptée pour les applications haute tension,
- D'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie, donc une amélioration notable des formes d'ondes en termes de contenu harmonique,
- D'avoir tous les types de fonctionnement envisageables: hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant.

D'autre part, les contraintes de cette structure sont les suivantes :

- Elle nécessite d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. Il faut aussi remarquer que les tensions de fonctionnement des condensateurs sont différentes selon la position dans la "cellule multiniveaux" (coût, poids, assemblage...).
- La commande de convertisseur peut devenir compliquée afin d'équilibrer la tension de chaque condensateur. Mais il faut aussi remarquer que pour une configuration triphasée, la commande de chaque bras, en ce qui concerne l'équilibrage de la tension des condensateurs, peut se faire de façon indépendante, ce qui réduit la complexité de la commande et la rend plus flexible [17].

I.6.4 Extension- généralisation : Onduleurs SMC (Stacked Multicell Converter)

Le fait que le nombre de condensateur croisse avec le carré du nombre de cellules semble constituer un des principaux inconvénients des onduleurs à cellules imbriquées. La topologie SMC a été proposée au LEEI. Elle est basée par la superposition de N "étages", chaque "étage" étant constitué de p cellules de commutations séparées par des condensateurs flottants. La figure (I.15) donne le circuit électrique d'un bras d'onduleur SMC dans le cas où $N=2$ et $p=3$.

Ainsi, cette association hybride entre un convertisseur multicellulaire et un convertisseur NPC se base sur, d'une part la mise en série de cellules de commutation utilisées dans la topologie multicellulaire, et d'autre part l'empilement dont la structure la plus connue est celle du NPC 3 niveaux. De par sa structure, elle permet une réduction significative des contraintes de tension appliquées aux bornes des différentes cellules, qui sont dans ce cas, divisées par N. Par conséquent l'énergie stockée dans les condensateurs flottant se trouvent significativement réduite [20].

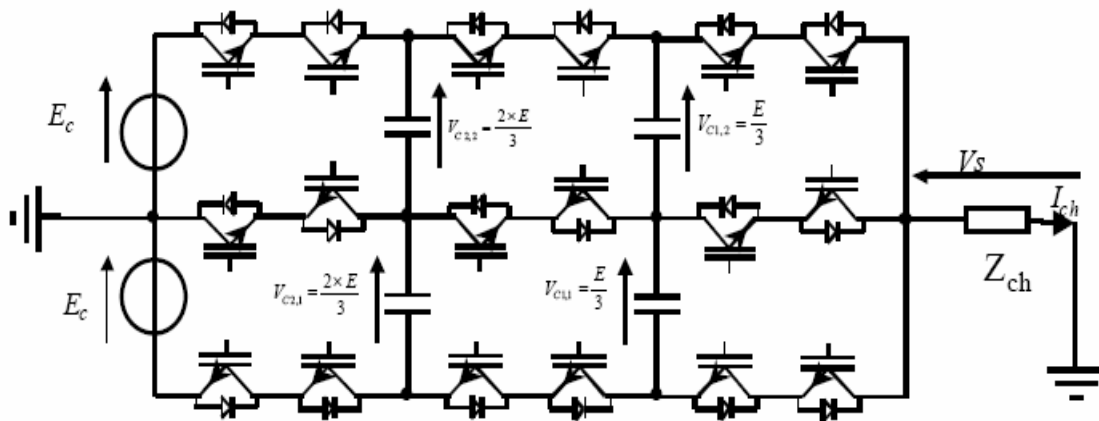


Figure I. 15: Circuit électrique d'un bras d'onduleur SMC ($N=2, p=3$)

I.7 DEGRES DE LIBERTE ET REDONDANCES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

En conclusion, nous pouvons voir que les onduleurs multiniveaux présentent des degrés de liberté qui peuvent être classés selon trois types:

1) **Niveau I**: Nombre de vecteurs tensions disponibles: Ce degré de liberté est commun à toutes les structures d'onduleurs multiniveaux. Le nombre de vecteurs tension disponibles augmente avec le nombre de niveaux de l'onduleur selon une loi quadratique donnée par l'équation (I- 14) et explicitée pour $N=2,3,4$ sur la figure (I.16). Ceci nous permet d'avoir des

points supplémentaires dans le plan (α, β) . Ce degré de liberté offre la possibilité de choisir un vecteur tension parmi l'ensemble des vecteurs disponibles permet un meilleur contrôle de l'alimentation de la charge de l'onduleur.

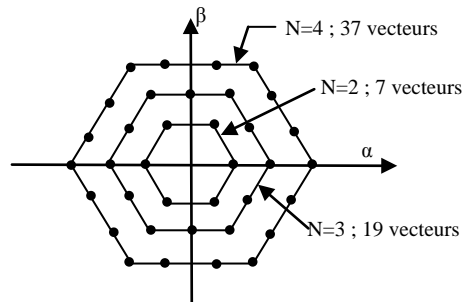


Figure I. 16: Degré de liberté I : Augmentation du nombre de vecteurs tensions avec le niveau N de l'onduleur

2) **Niveau II:** un vecteur tension peut être réalisé avec plusieurs séquences de niveaux de phase. Ce degré de liberté est également commun à toutes les topologies d'onduleurs multiniveaux. Pour un onduleur N niveaux, et selon la position d'un vecteur tension sur le plan (α, β) , ce vecteur peut être réalisé avec une ou plusieurs séquences de niveaux de phase. Ainsi, et comme le montre la figure (I.17), pour un onduleur N niveaux, si les vecteurs tensions situés sur l'hexagone extérieur du plan (α, β) sont réalisés chacun par une seule séquence de niveaux de phase. S'il appartient au second hexagone, il peut être obtenu avec deux séquences de niveaux de phase, etc.... Le vecteur nul, origine du plan (α, β) est réalisé avec N séquences de niveaux de phases.

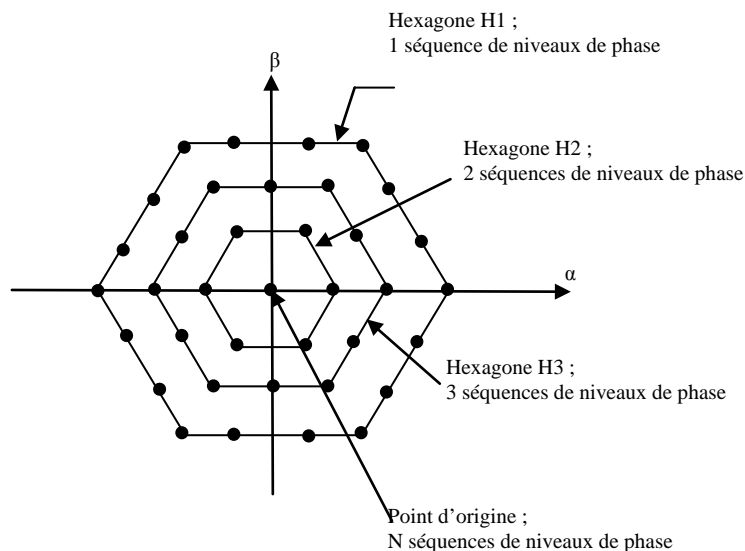


Figure I. 17: Degré de liberté II : Plusieurs séquences de niveau de phase pour certains des vecteurs tensions

C'est pour ceci que nous pouvons voir que les onduleurs multiniveaux présentent des redondances pouvant être bénéfiquement utilisées. Ainsi, si la commande des variables de la

charge de l'onduleur a imposé le choix du point sur le plan (α, β) , le choix de la séquence de niveaux de phase peut être fait de différentes manières.

3) **Niveau III**: Ce degré de liberté est bien spécifique aux onduleurs multicellulaires et les onduleurs SMC. En effet, ces topologies d'onduleurs multiniveaux nous permettent de générer un niveau de tension de phase donné à partir de plusieurs configurations de bras.

Ainsi, à la sortie d'une phase a d'un onduleur multicellulaire avec p cellules (donc N niveaux avec $p=N-1$), nous pouvons avoir le niveau de tension E_c/p avec p configurations possibles de la phase (figure (I.18)). Ce degré de liberté définit le sens de circulation des courants dans les condensateurs flottants, ce qui permet par exemple de réaliser un équilibrage actif des condensateurs flottants.

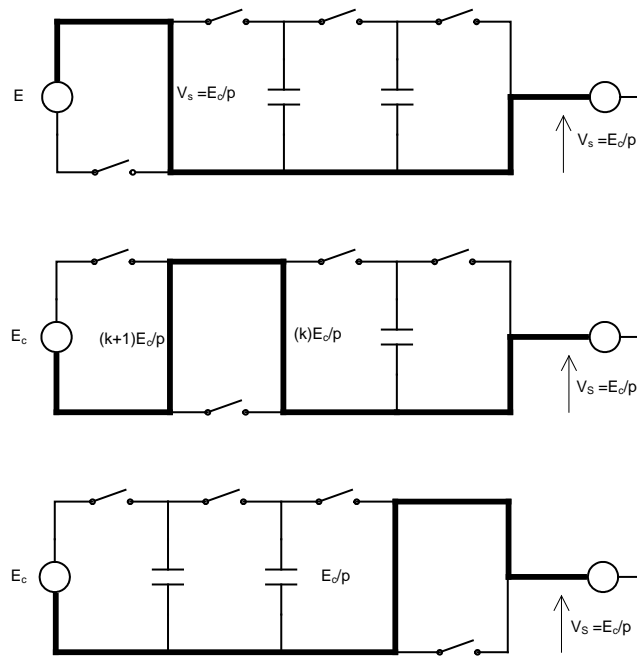


Figure I. 18: Degré de liberté III : Pour un bras, chaque niveau de phase est réalisé par plusieurs configurations

I.8 L'INTERET DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX POUR LA COMMANDE DE MACHINES A COURANT ALTERNATIF.

Les convertisseurs multiniveaux s'avèrent très prometteurs pour la commande des machines électrique car ils réduisent les contraintes sur la machine et sur composants du convertisseur. En plus, les performances des machines pourraient s'améliorer. On pourrait résumer ses atouts comme suit :

1. Possibilité de travailler avec des tensions élevées en utilisant l'association en série de composants basse tension. Cette association est faite sans poser de problèmes sur la répartition équilibrée de la tension aux bornes des composants mis en série. Cela implique de régler le problème posé par l'association classique de semi-conducteurs de puissance. Ainsi, des tensions qui ne pouvaient pas être atteintes auparavant sont désormais possibles.
2. La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux et donc une amélioration en termes de contenu harmonique des formes d'onde en sortie du convertisseur. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite. Les performances et le rendement des machines sont aussi améliorés. Dans le même temps, le système gagne une grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.
3. En prenant la représentation vectorielle des tensions d'un système triphasé, un nombre plus important de vecteurs tensions est atteint avec une configuration multiniveaux. Cette caractéristique implique la possibilité d'avoir une commande plus précise de la machine, avec comme conséquence la réduction des pulsations du couple sur l'arbre de la machine.
4. Dans les convertisseurs multiniveaux, la tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, cela réduit d'autant les dV/dt et les pertes par commutation. De la même façon les problèmes liés à la radiation électromagnétique vont aussi diminuer. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
5. En termes de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.

Du point de vue des performances, il est donc intéressant d'utiliser des convertisseurs multiniveaux, même lorsqu'une structure simple est réalisable sans l'aide de macro-interrupteurs. L'attrait des convertisseurs multiniveaux est toutefois limité par quelques

inconvénients. La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie.

En partant d'une source d'alimentation de valeur E , ce sont les convertisseurs de type NPC et multicellulaire série qui offrent toutes les avantages cités ci-dessus. Mais aussi, tous les deux posent le problème de la divergence des tensions aux bornes des condensateurs. Dans la suite de notre travail, nous utiliserons ces deux structures pour la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

I.9 CONTRAINTES IMPOSEES AUX CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX DANS LE CADRE D'UNE COMMANDE DTC.

Dans le cadre d'une commande DTC classique, l'onduleur est considéré comme une source de vecteurs tensions discrets. Cette source a un nombre limité de vecteurs tensions, 8 dans le cas d'un onduleur triphasé à 2-niveaux. En utilisant ces vecteurs tensions, la commande de flux et du couple est assurée. Au début de chaque période d'échantillonnage, l'algorithme de la commande DTC choisit le vecteur tension capable de maintenir ces consignes.

Un onduleur triphasé multiniveaux offre un nombre plus important de vecteurs tensions. Ceux-là sont obtenus par la combinaison des niveaux discrets de tension disponibles en sortie de chaque phase de l'onduleur. Ainsi, l'onduleur multiniveaux doit être capable de fournir chacun des vecteurs tensions dont il dispose pendant toute la durée de la période d'échantillonnage de la commande DCT. Pour cela il est nécessaire que chaque bras de l'onduleur puisse fournir en sortie le niveau discret de tension nécessaire pour obtenir le vecteur tension demandé.

Lors d'une configuration triphasée multiniveaux, le convertisseur multicellulaire série offre la possibilité de contrôler la tension aux bornes des condensateurs flottants et le niveau discret de tension de façon indépendante dans chaque phase. Cela permet dans une configuration triphasée de disposer de façon directe et indépendante la totalité des vecteurs tensions. Ce n'est pas le cas pour un convertisseur de type NPC où la tension des condensateurs évolue en fonction des états des trois phases [21].

I.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, les différents types de convertisseurs multiniveaux ainsi que ses caractéristiques principales ont été présentés. Les avantages des uns et des autres ainsi que ses contraintes ont été établis.

Les convertisseurs de type NCP et multicellulaire série utilisent des condensateurs dans leurs structures. Les tensions aux bornes des condensateurs sont la clé pour leur fonctionnement et par conséquent les valeurs correctes de ces tensions doivent être prévues.

D'autre part, les atouts des convertisseurs multiniveaux dans le domaine de la commande de machines à courant alternatif ont été abordés. L'intérêt principal étant de réduire les contraintes imposées sur la machine et d'augmenter ses performances.

Par ailleurs, les contraintes imposées aux convertisseurs multiniveaux par une commande de type DTC ont été établies. Ainsi, il est souhaitable que l'onduleur multiniveaux puisse être considéré comme une source de vecteurs tensions.

La flexibilité offerte par les convertisseurs de type multicellulaire série pour obtenir les différents niveaux discrets de tension, représente un atout pour la commande DTC. Les différents vecteurs tensions sont facilement obtenus. En plus, la redondance des états offre la possibilité de contrôler la tension aux des condensateurs flottants. Cette approche semble la plus adaptée lors d'une commande du couple des machines à courant alternatif.

CHAPITRE II

**CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS
ALIMENTÉE PAR CONVERTISSEUR DEUX NIVEAUX**

II.1 INTRODUCTION

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique, a été introduite en 1985 par TAKAHASHI et DEPENBROCK. La recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant donné repose sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

Le but de ce chapitre est de définir une première stratégie du type contrôle direct, compatible avec des onduleurs de tension multicellulaires ayant un nombre de niveaux quelconque. A ce stade d'étude, il s'agit d'assurer la stabilité de la régulation des principales grandeurs de la machine (couple et flux statorique). Les critères tels que l'état du convertisseur statique (équilibre des tensions condensateur), le contenu harmonique des principales grandeurs ou la maîtrise de la fréquence de commutation ne seront pas directement concernés et feront l'objet du troisième chapitre de ce mémoire.

II.2 LE DTC (DIRECT TORQUE CONTROL)

Cette stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone a été la première à apparaître dans la littérature sous le nom de DTC et sa diffusion remonte au milieu des années 80. Elle a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi et a fait l'objet d'une publication largement citée par la suite [22]. Il est actuellement accepté que, lorsque l'on parle de DTC classique on veut se référer à cette stratégie appliquée à un onduleur de tension classique à 2-niveaux. Nous adopterons aussi cette désignation au cours de notre étude.

Son algorithme est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, et son synoptique de commande est détaillé dans la figure (II.1)

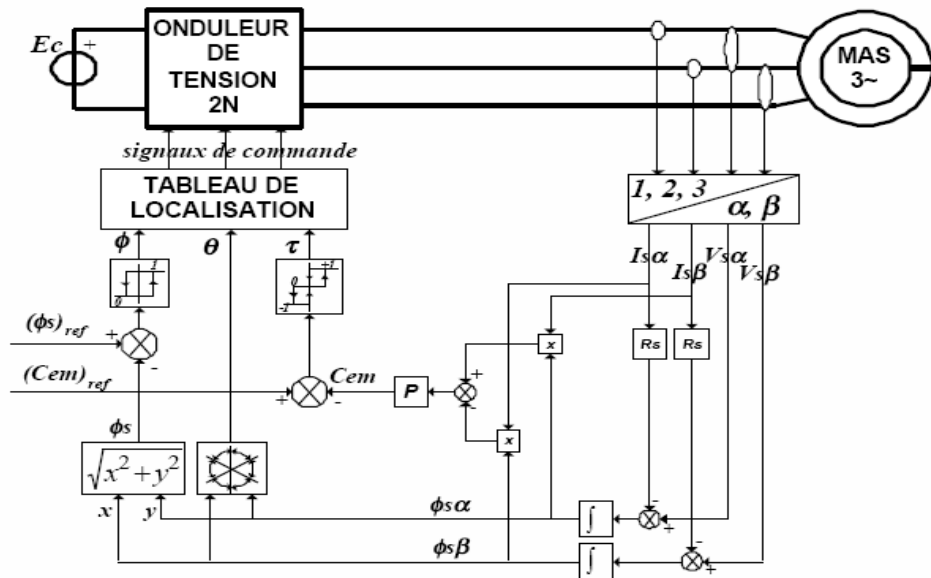


Figure II. 1: Synoptique de la commande DTC classique à 2 niveaux

Après la détermination des coordonnées du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférablement par observation, on peut estimer le couple à l'aide de l'équation (I.5), en mesurant les courants statoriques. L'erreur instantané du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable τ à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injectée dans un régulateur hystérésis à bande unique, générant à sa sortie la variable binaire ϕ , représentative de l'évolution souhaitée pour le flux. La variable θ correspond à une discrétisation du plan de phase et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve le vecteur flux statorique (Figure II.2).

La sélection du vecteur tension à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par la suite à l'aide du tableau de commutation (TAB.II.1). Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique, et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande [23]. Plusieurs travaux de recherche ont été aussi orientés ces dernières années dans le sens de proposer d'autres tableaux de commutation, contribuant à une amélioration des performances, notamment en termes de minimisation des ondulations de couple [24].

τ	1	0	-1	1	0	-1
Φ	1	1	1	0	0	0
$\Theta (1)$	V2	V7	V6	V3	V0	V5
$\Theta (1)$	V3	V0	V1	V4	V7	V6
$\Theta (1)$	V4	V7	V2	V5	V0	V1
$\Theta (1)$	V5	V0	V3	V6	V7	V2
$\Theta (1)$	V6	V7	V4	V1	V0	V3
$\Theta (1)$	V1	V0	V5	V2	V7	V4

$\tau = 1 \rightarrow$ augmenter le couple $\Phi = 1 \rightarrow$ augmenter le flux
 $\tau = -1 \rightarrow$ réduire le couple $\Phi = -1 \rightarrow$ réduire le flux
 $\tau = 0 \rightarrow$ maintenir le couple

TAB.II. 1 : Tableau de commutation pour la DTC classique à 2 niveaux

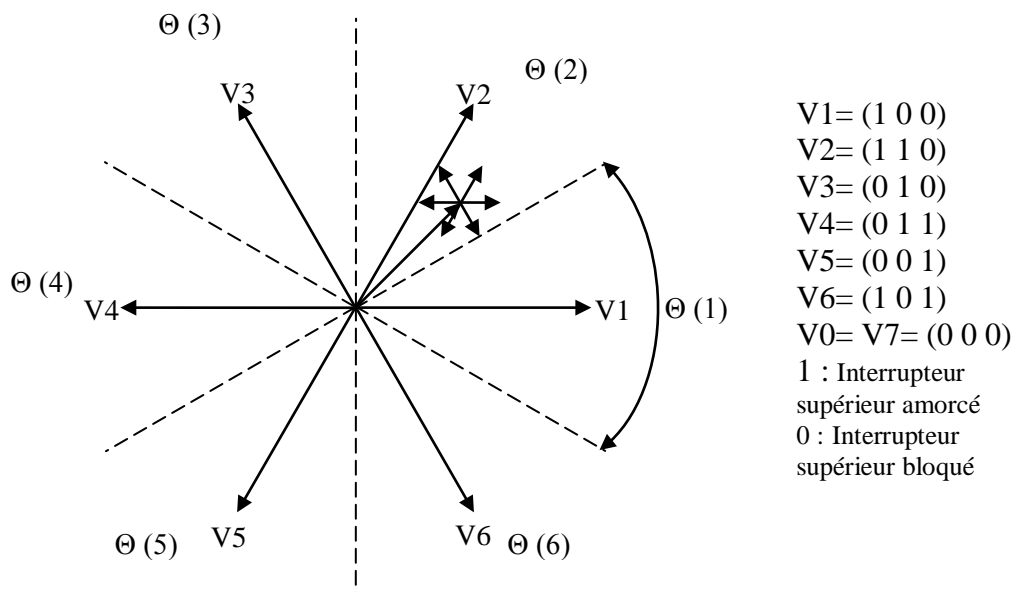


Figure II. 2: Découpage du plan en six secteurs angulaires

II.2.1 Règles qualitatives d'évolution de l'état électromagnétique de la machine avec une alimentation par onduleur à 2-niveaux.

Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser, au moins d'une manière qualitative, le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux. A cet effet, on établira ci-dessous des règles de comportement du flux statorique et du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, permettant ainsi l'établissement d'une relation entre l'application d'un vecteur tension et le sens de variation de ces variables.

II.2.1.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du vecteur flux statorique

Par intégration de l'équation statorique de la machine asynchrone (I.3), on peut établir l'équation qui régit le comportement du vecteur flux statorique en fonction du temps (II.1) [25]:

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \tag{II.1}$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par:

$$\phi_s(t_2) \approx \phi_s(t_1) + V_s \Delta T \rightarrow \Delta \phi_s = \phi_s(t_2) - \phi_s(t_1) \approx V_s \Delta T \tag{II.2}$$

L'équation (II.2) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant à une vitesse (en Wb/s) égale à son amplitude (Figure II.3).

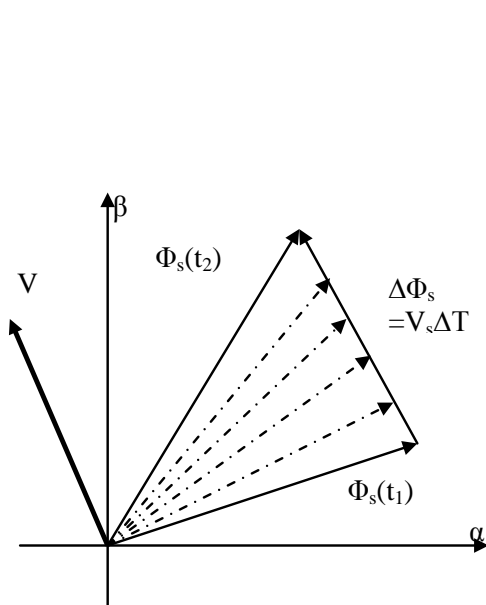


Figure II. 3: Evolution de vecteur flux statorique dans le plan $\alpha\beta$

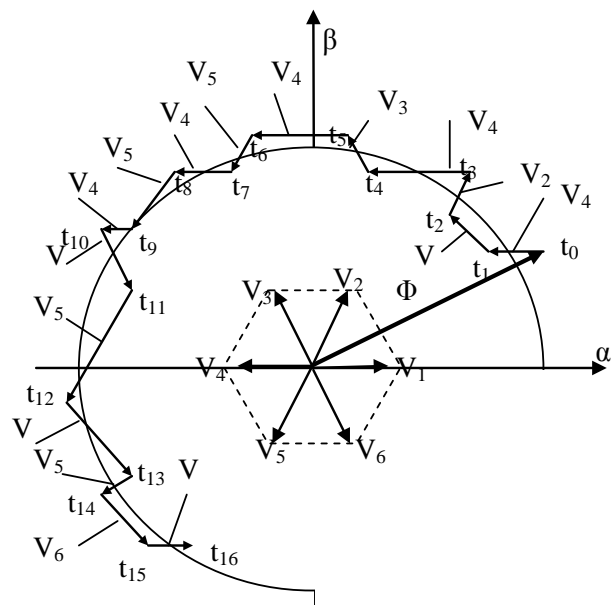


Figure II. 4: Pilotage du vecteur flux à l'aide de vecteur tension fourni

En disposant de l'ensemble des vecteurs tensions fournis par un onduleur 2-niveaux, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux statorique dans le plan $\alpha\beta$ selon six directions distinctes. En commutant d'un vecteur tension à un autre, à des instants précis et

suivant certains critères, il est ainsi possible de faire déplacer le vecteur flux statorique sur le plan $\alpha\beta$ afin de lui faire suivre une trajectoire prédéfinie (Figure II.4).

La Figure (II.3) montre aussi que l'amplitude du vecteur flux statorique, et donc la magnétisation de la machine, peut être augmentée (respectivement diminuée) en appliquant pendant un certain temps un vecteur tension ayant une forte composante colinéaire avec le vecteur flux statorique et de même sens (respectivement de sens inverse). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de son amplitude [16].

II.2.1.2 Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple

Le couple développé par une machine asynchrone est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique:

$$\Gamma_{elm} = k \|\phi_s \cdot \phi_r\| = k \|\phi_s\| \cdot \|\phi_r\| \cdot \sin \delta \quad (\text{II.3})$$

Typiquement, la référence de l'amplitude du vecteur flux statorique est imposée à une valeur constante pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale, et à une valeur inversement proportionnelle à la vitesse en régime de survitesse. Ainsi, lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. L'équation (II.3) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle δ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Figure II.5).

Comme nous l'avons noté au point précédent, le vecteur flux statorique peut être facilement positionné sur le plan $\alpha\beta$ en choisissant judicieusement les vecteurs tensions générées par l'onduleur. On considère ici que la variation du vecteur flux rotorique au cours d'un temps suffisamment court est négligeable par rapport à celle du vecteur flux statorique, c'est à dire $\rho \approx 0$ (Figure II.5). Cette approximation est raisonnable lorsque la vitesse de rotation de la machine n'est pas trop élevée, dans la mesure où la vitesse de rotation du vecteur flux rotorique est fortement liée à la vitesse de la machine. La Figure (II.5) montre qu'afin d'augmenter rapidement l'angle δ , et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En Figure (II.6), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple

vecteur tension nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($\tau=0$) (TAB.II.1).

II.2.2 Avantages

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires [28][22][23].

Comme la montre le synoptique de la Figure (II.1), la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques. Néanmoins, dans toute application réelle où le fonctionnement à basses vitesses est exigé, l'estimation du flux statorique en boucle ouverte par une intégration directe de la tension statorique diminuée de la chute résistive devient instable [29]. Ceci est dû notamment à l'influence des temps morts, seuils de tension des semi-conducteurs de puissance, temps de montée et descente de la tension lors des commutations qui déforment la tension statorique d'une manière difficile à modéliser, et plus significative aux faibles niveaux de tension fondamentale [30].

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et peuvent éventuellement entraîner une divergence. Ainsi, une observation du flux en boucle fermée, en faisant intervenir un modèle de la machine, est indispensable aux basses vitesses, ce qui fait appel à la connaissance d'autres paramètres de la machine, et en particulier aux paramètres rotoriques [24][31][32]. La robustesse globale du système plus celle de l'observateur devrait donc, en toute rigueur, être analysée au cas par cas en liaison avec l'observateur d'état choisi. Cependant, il paraît raisonnable d'admettre qu'elle est meilleure que celles des techniques faisant appel à une régulation du flux rotorique, où la connaissance de tous les paramètres de la machine est indispensable même au niveau théorique. Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique et stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle machine comme c'est par exemple le cas d'une saturation de la machine.

La facilité d'implémentation peut aussi être un avantage qui doit être considéré au niveau général du système, donc en incluant aussi les observateurs de flux et de vitesse. Remarquons que généralement des fréquences d'échantillonnage de l'ordre de quelques dizaines de μs doivent être assurées au niveau de la commande, sous peine d'une distorsion exagérée des formes d'onde. On est donc en présence d'un algorithme de commande d'un volume de codage inférieur à celui des commandes à champ orienté, mais dont la cadence d'échantillonnage est supérieure.

II.2.3 Inconvénients

Les inconvénients de la stratégie DTC classique sont aussi de taille, et la plupart sont dérivés du fait que la fréquence de commutation est fortement variable,

Ceci peut naturellement soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique, car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmoniques à des fréquences données.

D'autre part, les variations de la fréquence de commutation en fonction de la vitesse et du couple, de quelques dizaines de Hz à basse vitesse à quelques kHz à moyenne vitesse, génèrent nécessairement un bruit audible de forte intensité qui peut être particulièrement gênant à basse vitesse [26][32].

L'échauffement des semi-conducteurs de puissance est par conséquent aussi influencé par le point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse, ce qui risque de compromettre l'efficacité de cette stratégie de commande dans les applications de forte puissance.

Du fait de la variation de la fréquence de commutation, l'énergie de distorsion du couple est concentrée sur une gamme d'harmoniques dont la fréquence est difficile à maîtriser. Ces harmoniques pourront donc, dans beaucoup d'applications, exciter les modes de résonance mécanique de la chaîne de traction et contribuer significativement à son vieillissement précoce.

En conséquence de l'absence de maîtrise de la valeur de la dérivée du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, les dépassements de bande sont considérables du fait de l'échantillonnage, au point d'obtenir une ondulation de couple plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis [33], et typiquement supérieure à celle obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module MLI.

II.3 APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTEE PAR ONDULEUR 2 NIVEAUX

Rappelons brièvement les conclusions qui ont été faites au paragraphe précédent. Selon le choix du vecteur tension que l'on veut appliquer:

- on peut augmenter ou diminuer le module du flux statorique et ainsi le maintenir dans une bande d'hystérésis autour de sa référence,
- on peut augmenter ou diminuer la valeur du couple électromagnétique et le maintenir aussi dans une bande d'hystérésis autour de sa référence,
- on peut faire circuler le flux statorique dans les deux sens de rotation.

Quant au vecteur nul, dans la mesure où on peut négliger le terme $R_s I_s$, il n'a pas d'effet sur le module du flux statorique, mais son application stoppe la rotation du flux. Ainsi, il permet de diminuer la valeur du couple électromagnétique de façon lente.

L'étude du cas de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à 2-niveaux est résumé dans le tableau de la figure (II.7), ce pour une position du flux statorique dans l'espace.

Vecteur appliqué	Action sur le sens rotation du flux statorique	Action sur le module du flux statorique	Action sur la valeur du couple électromagnétique
V_1	-	↑	↓
V_2	+	↑	↑
V_3	+	↓	↑
V_4	+	↓	↑
V_5	-	↓	↓
V_6	-	↑	↓

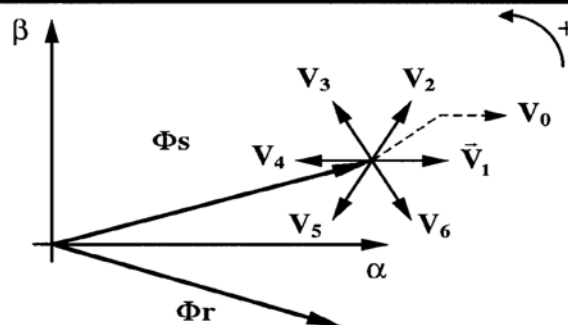


Figure II. 7: Action des différents vecteurs que peut fournir l'onduleur à 2-niveaux de tension sur le flux statorique représenté sur le diagramme.

Pour établir une logique de choix du vecteur tension à appliquer, on découpera donc l'espace en 6 secteurs identiques représentés sur la figure (II 8).

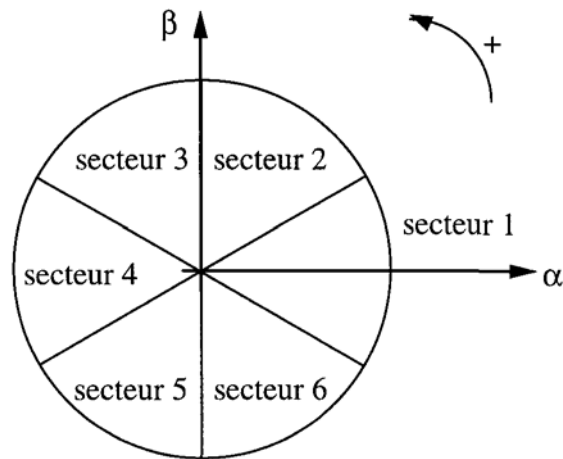


Figure II. 8: Découpage de l'espace en six secteurs

II.3.1 Analyse des différentes stratégies de commande

Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte la poursuite en termes de couple et ondulation du courant, performances dynamiques et deux ou quatre quadrants de fonctionnement.

II.3.1.1 Fonctionnement à deux quadrants

Pour une vitesse positive, deux vecteurs tension V_{i+1} et V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé. Pour diminuer le couple il est possible de sélectionner les vecteurs tensions radiales (V_i ou V_{i+3}) ou le vecteur nul.

	$\Gamma_{elm} \downarrow$	$\Gamma_{elm} \uparrow$		
		A	B	C
$\Phi \uparrow$	V_{i+1}	V_0	V_i	V_i
$\Phi \downarrow$	V_{i+2}	V_0	V_0	V_{i+3}

TAB.II. 2: Stratégie de sélection pour un fonctionnement à deux quadrants

II.3.1.2 Fonctionnement à quatre quadrants

Pour améliorer les performances dynamiques du contrôle direct du couple à basse vitesse et autoriser le fonctionnement à quatre-quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tensions V_{i-1} et V_{i-2} dans le contrôle du couple et du flux. La stratégie qui utilise ces vecteurs en arrière et les vecteurs en avance est illustrée par la table (TAB II.3).

	$\Gamma_{elm} \uparrow$	$\Gamma_{elm} \downarrow$
$\Phi \uparrow$	V_{i+1}	V_{i-1}
$\Phi \downarrow$	V_{i+2}	V_{i-2}

TAB.II. 3: Stratégie de sélection pour un fonctionnement à quatre quadrants

II.3.2 Elaboration de table de commutation

II.3.2.1 Les tables de commutations correspondant au fonctionnement à 2 quadrants

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux cflx, du correcteur à hystérésis du couple ccpl et de la zone de position de flux, comme le montre les tableaux suivants :

Table 1

			N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2	
	0	cflx	1	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	

Table2

			N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2	
	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	

Table 3

			N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2	
	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
			0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	

TAB.II. 4: Les tables de commutation correspondant au fonctionnement à deux quadrants

II.3.2.2 Les tables de commutations correspondant au fonctionnement à 4 quadrants

Table 4

			N		1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2	
	0	cflx	1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	
			0	V5	V6	V1	V2	V3	V4	

Table5

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
cflx=1	ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux niveaux	
	ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0		
	ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	Trois niveaux	
cflx=0	ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux niveaux	
	ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7		
	ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	Trois niveaux	

TAB.II. 5: Les tables de commutation correspondant au fonctionnement à quatre quadrants

II.3.3 Simulation du fonctionnement de DTC classique

Pour compléter l'étude théorique développée précédemment, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure de contrôle direct du couple appliquée à un modèle de machine asynchrone pour les différentes tables de commutations définies précédemment

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale à $100 \mu s$ et une perturbation Γ_r qui évolue avec la charge, dont l'expression est donnée par la formule suivante :

$$\Gamma_r = \left(\frac{\Gamma_{elm}}{\Omega^*} - K_f \right) \Omega \quad (II.4)$$

Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

En effet, le couple électromagnétique suit précisément sa référence. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. La trajectoire de l'extrémité du flux ϕ_s est pratiquement circulaire (figure II.9) ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante. De même, la forme de courant statorique est très proche de la sinusoïde. L'évolution du flux statorique, pour les quatre tables de commutation simulées, est montrée sur la figure (II.10)

La figure (II.12) montre clairement la haute dynamique du couple pour l'application d'un échelon du couple de référence nominal de 50N.m. et une consigne de flux $\Phi_{ref} = 1$ Wb. Ainsi, on relève un temps de réponse de 11 ms et le fonctionnement pratiquement à flux constant.

On observe, sur les figures (II.9, II.10, II.11 et II.12), le taux d'ondulation totalement différent pour toutes les grandeurs simulées que ce soit pour le couple, le flux ou le courant par les différentes stratégies de commutation analysées précédemment.

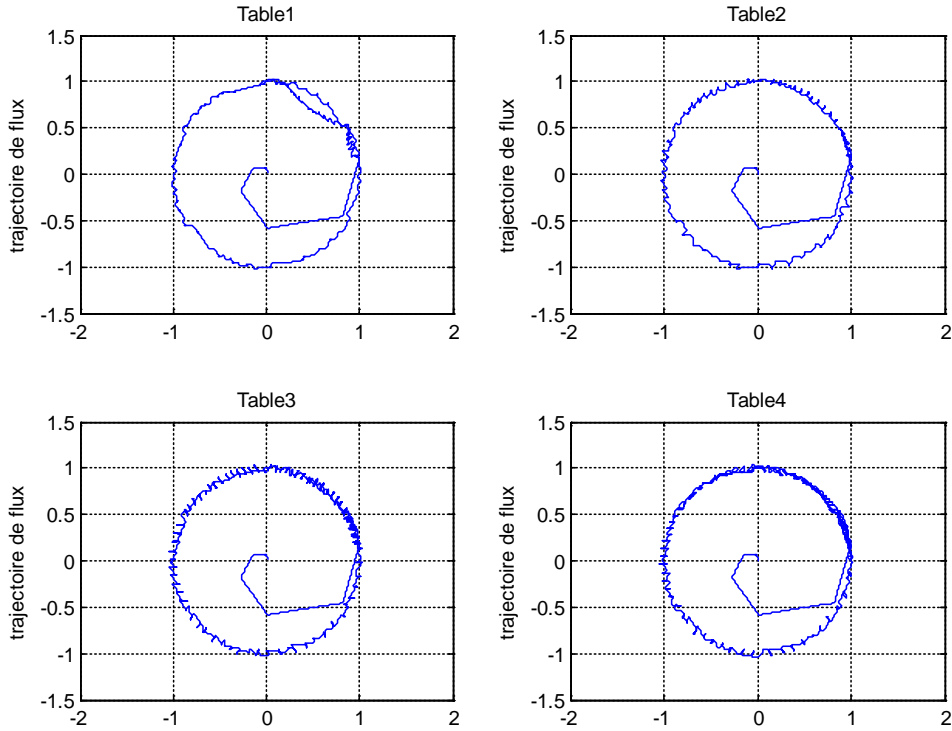


Figure II. 9: Trajectoire du flux pour les quatre tables de commutation

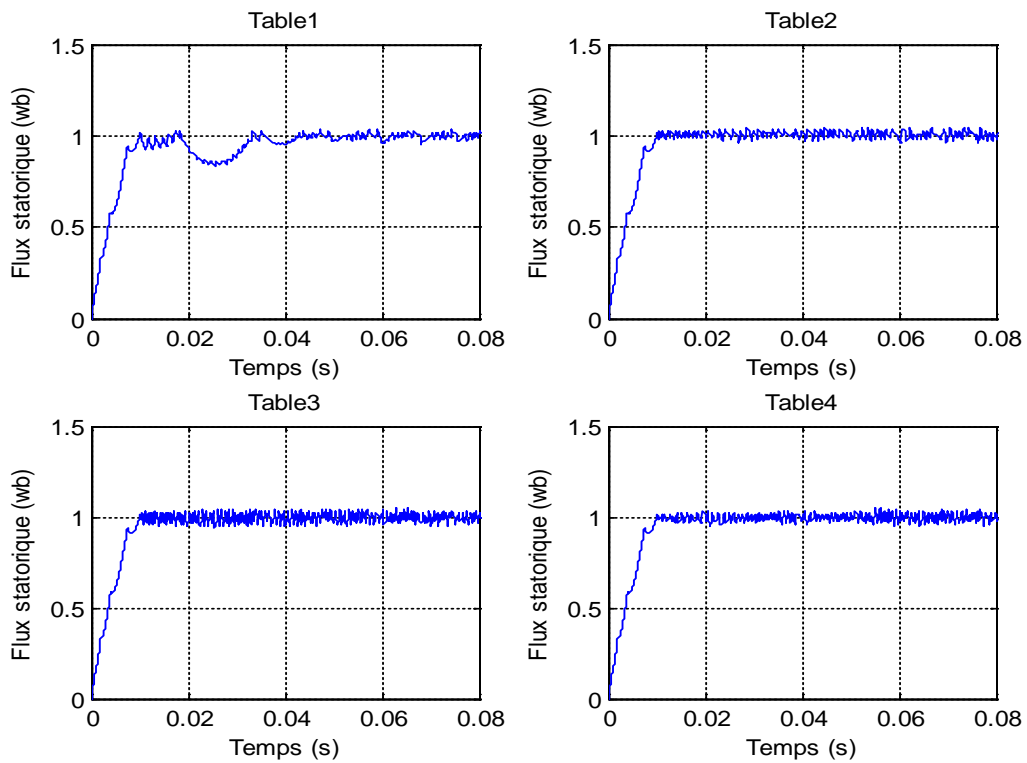


Figure II. 10: La réponse du flux statorique pour les quatre tables de commutation

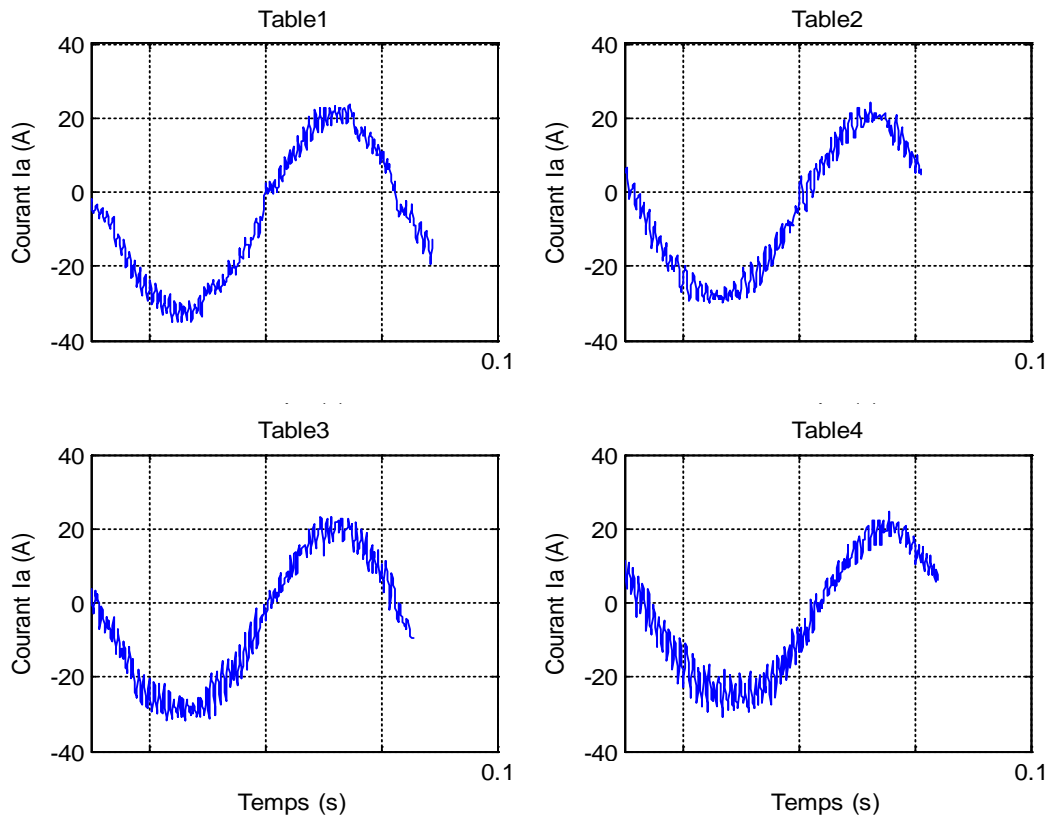


Figure II. 11: La réponse de courant statorique pour les quatre tables de commutation

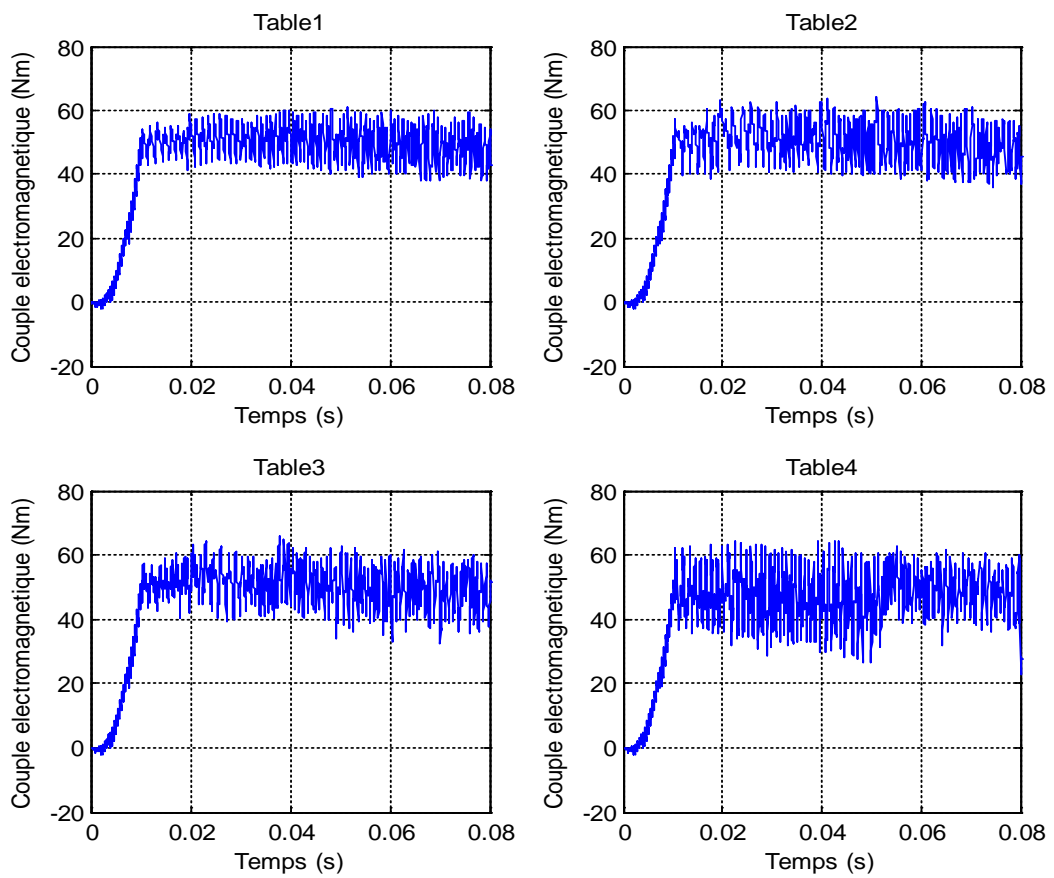


Figure II. 12: La réponse de couple électromagnétique Pour les quatre tables de commutation

Les résultats de simulation montrent la bonne stabilité et de précision des structures de commande proposée. Ainsi, l'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à multiniveaux (NPC) réalise de bonnes performances dynamiques et statiques.

II.4 CONCLUSION :

Nous concluons que l'alimentation multi niveaux offre de meilleurs résultats en régime permanent par rapport à l'alimentation classique appliquée à la machine alimentée par un onduleur à deux niveaux. Elle convient donc aux applications de forte puissance. Par ailleurs, deux problèmes usuellement associés aux entraînements à base de DTC persistent: la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis qui est variable et l'estimation du flux statorique qui est imprécise. Cela dégrade bien sûr les performances de l'entraînement.

CHAPITRE III

**CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS
ALIMENTÉE PAR CONVERTISSEUR TEROIS NIVEAUX**

III.1 INTRODUCTION

Nous avons vu que la stratégie DTC à régulation par hystérésis, que nous avons définie et analysée au cours du deuxième chapitre, était déjà compatible avec des onduleurs ayant un nombre de niveaux quelconque, et permettait aussi d'obtenir de très bonnes performances dynamiques de régulation du couple et une bonne robustesse par rapport aux variations paramétriques. Son principe de base reste identique à celui des techniques DTC classiques à 2-niveaux : régulation découplée par hystérésis du couple et du flux statorique. La fréquence de commutation n'est pas du tout maîtrisée par la commande, ce qui peut entraîner des problèmes liés à l'acoustique et à la maîtrise du contenu harmonique du couple. C'est pour cela que nous avons considéré cette stratégie comme une extension de la stratégie DTC classique 2-niveaux de Takahashi aux onduleurs multiniveaux, et que nous la considérons donc comme une transition entre les méthodes du type contrôle direct de première et de deuxième générations.

III.2 APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTEE PAR ONDULEUR 3 NIVEAUX

Afin d'entamer le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 3-niveaux de tension de structure NPC, nous devons tester de nouvelles tables de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un onduleur à 3-niveaux de tension sera traité.

III.2.1 Algorithme DTC appliqué à la MAS alimentée par un onduleur 3 niveaux

Une extension du même principe de contrôle direct du couple développé par TAKAHASHI pour un onduleur à deux-niveaux, réalise le découplage recherché dans la commande afin d'obtenir de meilleures performances avec un onduleur multi niveaux. Ainsi dans la stratégie du contrôle direct du couple retenue, le flux et le couple sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation. La figure (III. 1) montre la structure générale et les blocs de base nécessaires.

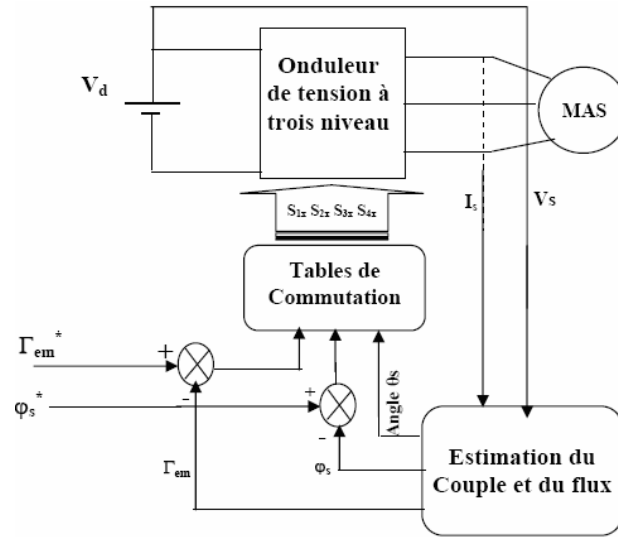


Figure III. 1: Structure générale du contrôle direct du couple

III.2.1.1 Contrôle de couple et de flux

Le contrôle de couple et de flux ayant été étudiés en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\varepsilon_{\varphi} = \varphi_{s\text{ref}} - \varphi_s \text{ et } \varepsilon_{\Gamma} = \Gamma_{\text{ref}} - \Gamma_{\text{elm}} \quad (\text{II.5})$$

Pour le contrôle du flux, l'erreur ε_{φ} est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\varphi} &< \varepsilon_{\varphi\text{max}} \\ \varepsilon_{\varphi\text{min}} &\leq \varepsilon_{\varphi} \leq \varepsilon_{\varphi\text{max}} \\ \varepsilon_{\varphi} &> \varepsilon_{\varphi\text{min}} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le niveau du flux convenable est borné entre $\varepsilon_{\varphi\text{min}}$ et $\varepsilon_{\varphi\text{max}}$, il est donc contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi. Il est alors la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances pour le contrôle du couple sont exigées. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple ε_{Γ} cinq régions définies par les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned}
\mathcal{E}_\Gamma &> \mathcal{E}_{\Gamma \min 2} \\
\mathcal{E}_{\Gamma \min 2} &\leq \mathcal{E}_\Gamma \leq \mathcal{E}_{\Gamma \min 1} \\
\mathcal{E}_{\Gamma \min 1} &\leq \mathcal{E}_\Gamma \leq \mathcal{E}_{\Gamma \max 1} \\
\mathcal{E}_{\Gamma \max 1} &\leq \mathcal{E}_\Gamma \leq \mathcal{E}_{\Gamma \max 2} \\
\mathcal{E}_{\Gamma \max 2} &< \mathcal{E}_\Gamma
\end{aligned} \tag{II.7}$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures $(\mathcal{E}_{\Gamma \max 1}, \mathcal{E}_{\Gamma \max 2})$ et deux bandes inférieures $(\mathcal{E}_{\Gamma \min 1}, \mathcal{E}_{\Gamma \min 2})$ illustrées par la figure (III.2) La meilleure marge du contrôle du couple est celle localisée par $(\mathcal{E}_{\Gamma \min 1}, \mathcal{E}_{\Gamma \max 1})$ et la région bornée par $(\mathcal{E}_{\Gamma \min 2}, \mathcal{E}_{\Gamma \max 2})$ devrait donner des valeurs utiles du couple.

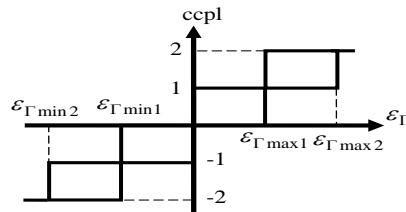


Figure III. 2: Fonction de sortie du correcteur de couple

Dans le contrôle du flux et du couple, on a vu qu'un seul vecteur tension peut être adéquat pour un ensemble de valeurs de θ_s (la position du flux dans le référentiel lié au stator) c'est à dire tout un secteur. Par ailleurs, la sélection du vecteur tension peut être faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs, \mathcal{E}_Γ , \mathcal{E}_ϕ et le rang N_j du secteur de l'angle θ_s . La sortie est le rang K du vecteur tension V_s qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage.

Nous prenons le même nombre de secteurs que dans le contrôle classique développé par TAKAHASHI. Ainsi, on opte pour une table de commutation utilisant six secteurs réguliers notés par N_1 jusqu'à N_6 .

La stratégie de commutation doit répondre au fonctionnement à quatre quadrants. Le choix parmi les 19 vecteurs de tension à appliquer à la machine à chaque pas d'échantillonnage se fait en exploitant le premier degré de liberté de l'onduleur à trois niveaux.

La base de cette stratégie, table de commutation, est inspirée de la technique de TAKAHASHI tout en appliquant les vecteurs tensions backward et forward associés à chaque groupe dans l'espace d'évolution du flux statorique [35].

Nous utilisons le même estimateur de flux (modèle en tension) développé précédemment. En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de commutation partielles représentées par les tableaux ci-dessous.

1. Table de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tensions de l'hexagone interne.

N		1	2	3	4	5	6
Ccpl =1	Cflx =1	V4	V7	V10	V13	V16	V1
	Cflx =0	V7	V10	V13	V16	V1	V4
Ccpl =0	Cflx =1	V16	V1	V4	V7	V10	V13
	Cflx =0	V13	V16	V1	V4	V7	V10

TAB. III. 1

2. Table de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tensions de l'hexagone externe.

N		1	2	3	4	5	6
Ccpl =1	Cflx =1	V5	V8	V11	V14	V17	V2
	Cflx =0	V8	V11	V14	V17	V2	V5
Ccpl =0	Cflx =1	V17	V2	V5	V8	V11	V14
	Cflx =0	V14	V17	V2	V5	V8	V11

TAB. III. 2

3. Table de commutation correspondante aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tensions intermédiaires.

N		1	2	3	4	5	6
Ccpl =1	Cflx =1	V3	V6	V9	V12	V15	V18
	Cflx =0	V9	V12	V15	V18	V3	V6
Ccpl =0	Cflx =1	V18	V3	V6	V9	V12	V15
	Cflx =0	V12	V15	V18	V3	V6	V9

TAB. III. 3

Les règles sont déterminées directement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle avec un nombre minimum de règles, elles sont représentées dans les tableaux suivants :

θ_1				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V5	V4	V8
1		V3	V4	V9
0		V0	V0	V0
-1		V18	V0	V12
-2		V17	V13	V14

θ_2				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V8	V7	V11
1		V6	V7	V12
0		V0	V0	V0
-1		V3	V0	V15
-2		V2	V16	V17

θ_3				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V11	V10	V14
1		V9	V10	V15
0		V0	V0	V0
-1		V6	V0	V18
-2		V5	V1	V2

θ_4				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V14	V13	V17
1		V12	V13	V18
0		V0	V0	V0
-1		V9	V0	V3
-2		V8	V4	V5

θ_5				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V17	V16	V2
1		V15	V16	V3
0		V0	V0	V0
-1		V12	V0	V6
-2		V11	V7	V8

θ_6				
	cflx	1	0	-1
ccpl				
2		V2	V1	V5
1		V18	V1	V6
0		V0	V0	V0
-1		V15	V0	V9
-2		V14	V10	V11

TAB. III. 4: Tables de commutation pour six secteurs angulaire

III.2.2 Simulation numérique

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple multi-niveaux à la machine asynchrone.

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage T_e égale $100 \mu s$ et une charge qui évolue avec la vitesse.

La figure (III.3) montre que le couple électromagnétique développé par la machine évolue sans dépassement, selon la courbe montrée sur et le fonctionnement est pratiquement à flux constant.

Pendant on observe, dans la figure (III.3), le taux d'ondulation totalement différent pour toutes les grandeurs simulées en régime permanent que ce soit pour le couple, le flux, le courant ou la tension pour les deux types d'onduleurs 2 et 3 niveaux. Le courant est moins ondulé pour ce dernier et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple.

Le spectre d'harmoniques (fig III.4) du courant statorique et de la tension générée par l'onduleur à trois niveaux présente également un faible taux d'harmoniques.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure (III.5) montre que ce dernier est parfaitement constant, presque circulaire, relativement au flux obtenu avec le contrôle classique avec un onduleur à deux niveaux.

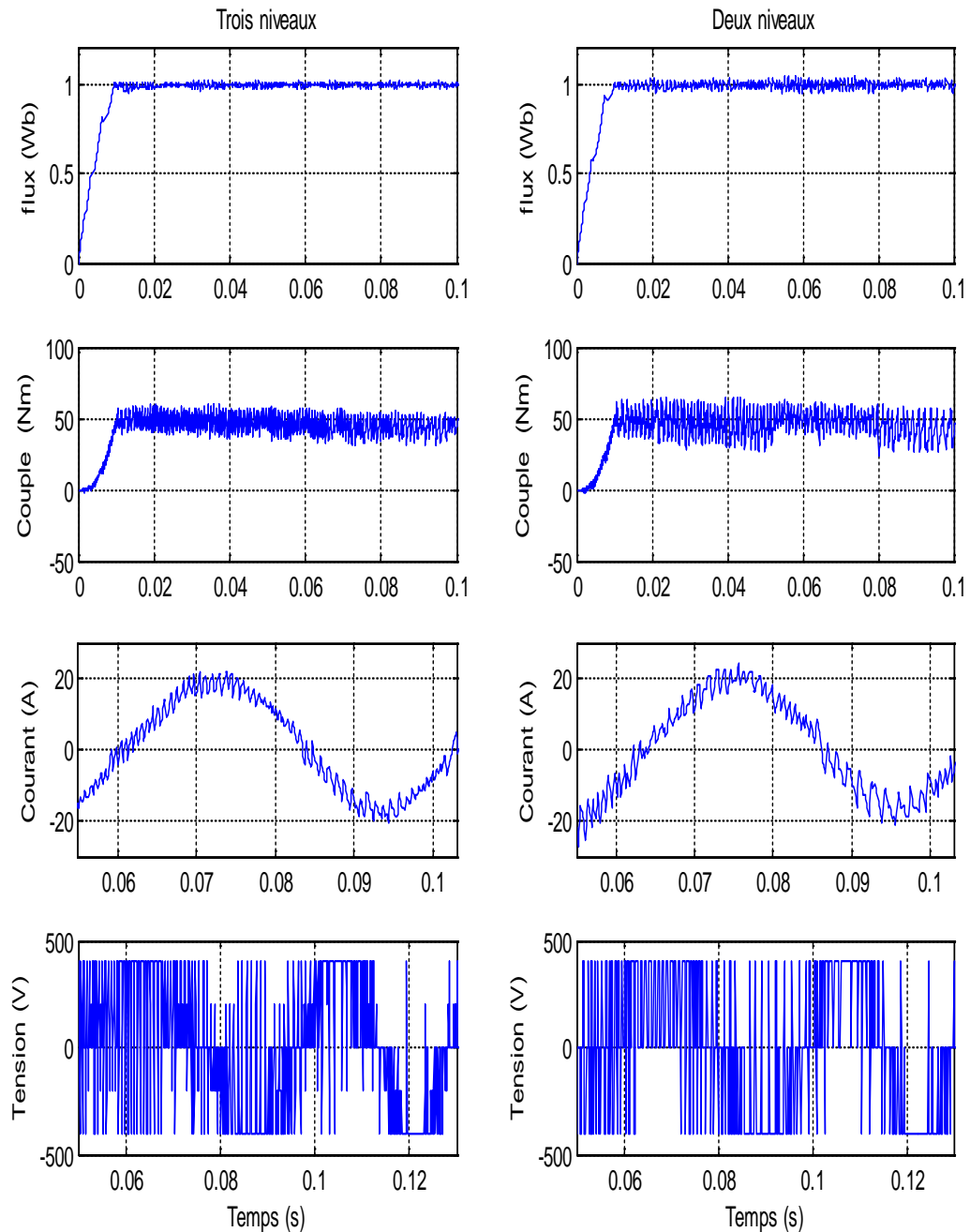


Figure III. 3: Simulation des réponses du flux, couple, courant et tension

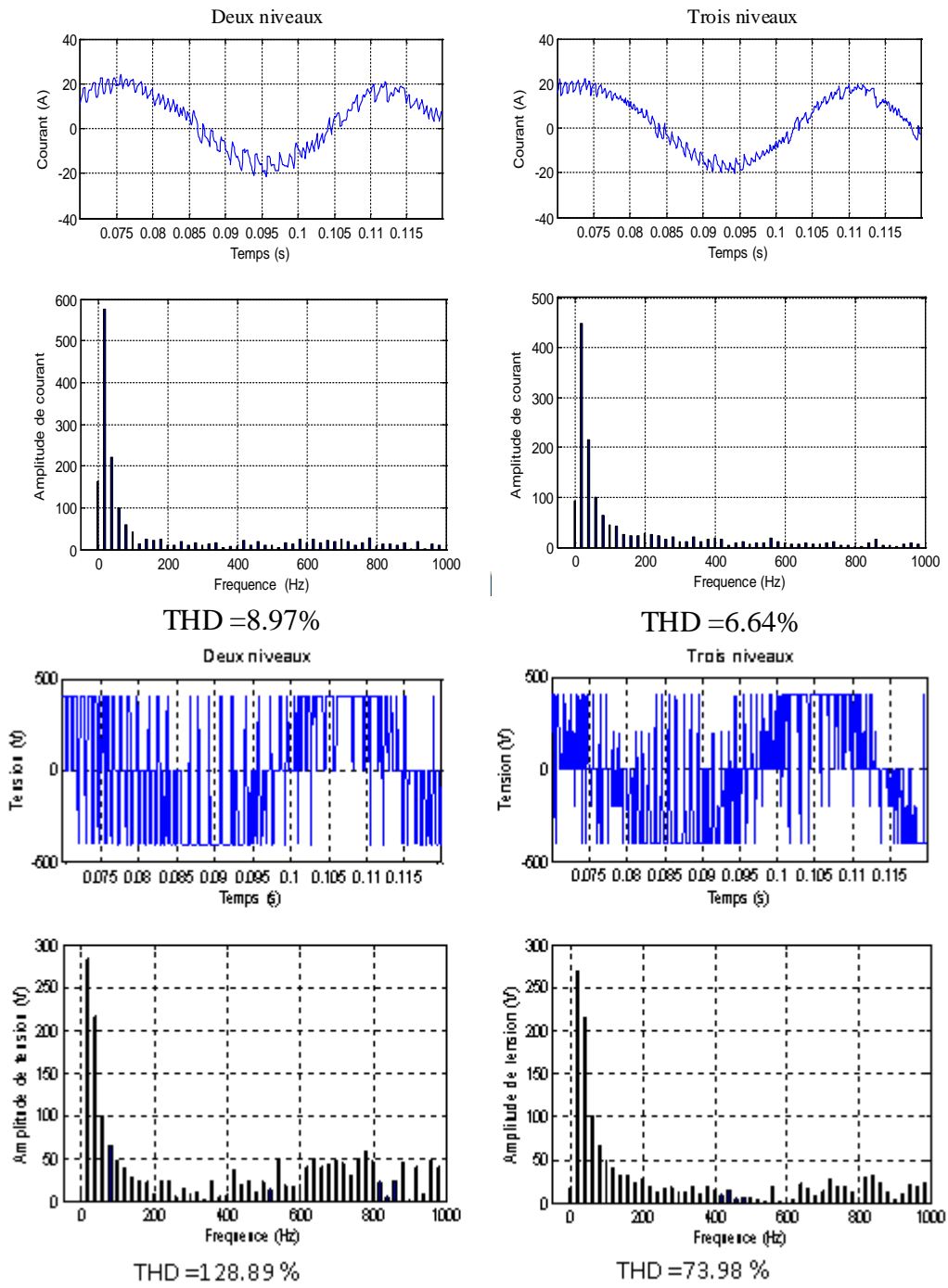


Figure III. 4: Spectre d'harmonique de tension et courant avec les deux types d'onduleur

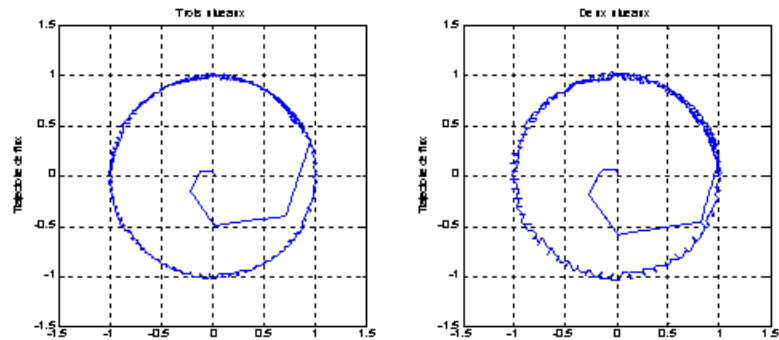


Figure III. 5: Trajectoire de flux pour les deux types d'onduleur

III.2.3 Choix de 12 secteurs (DTC modifiée)

Dans cette partie de notre travail, nous améliorons les performances dynamiques de l'entraînement avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Pour cela, le nombre de secteurs doit être suffisamment grand pour avoir une décision adéquate. D'autre part, ceci n'est pas convenable du point de vue de l'espace mémoire réservé et le temps de traitement. Ainsi, tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle, nous développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés N_1 jusqu'à N_{12} représentés par la figure (III.6).

On va alors définir un nouveau découpage de l'espace représenté sur la figure (III.6) en 12 secteurs identiques qui nous permettront de choisir également les vecteurs du groupe "tension intermédiaire" dans le Contrôle Direct du Couple de la machine asynchrone et ainsi d'utiliser toutes les possibilités de l'onduleur à 3-niveaux de tension.

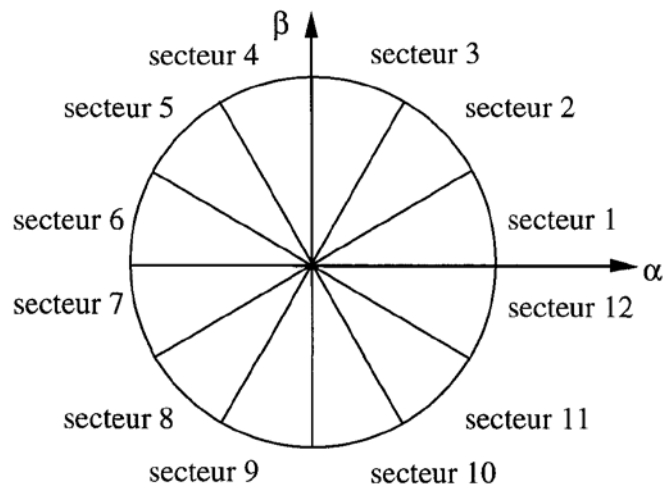


Figure III. 6: Nouveau découpage de l'espace.

III.2.4 Table de commutation

Ces tables ont été élaborées en sélectionnant parmi Les vecteurs tensions moyens , V_3 ; V_6 ; V_9 ; V_{12} ; V_{15} ; V_{18}) ceux qui répondent le mieux aux grandeurs de commande (les états logiques des entrées) dans les ensembles PS (Annexe A).

Les règles de commande sont formulées du diagramme vectoriel. Ainsi, les états 5, 3, 17, 18 et 4 augmentent le flux alors que 8, 9, 12, 14 et 13 le diminuent. De même les états 5, 8, 3, 9 et 4 augmentent le couple alors que les états 17, 18, 12, 13, et 14 le diminuent. Pour une augmentation large du flux et faible pour le couple l'état 3 est sélectionné. Pour une

augmentation faible du flux et large du couple l'état 4 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et une augmentation faible du couple l'état 9 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et faible pour le couple l'état 12 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et large du couple l'état 13 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution large pour le couple l'état 17 est sélectionné. Pour une augmentation large du flux et large pour le couple l'état 5 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et grande pour le couple l'état 14 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et augmentation large pour le couple l'état 8 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution faible pour le couple l'état 18 est sélectionné.

Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par les tableaux ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné [36].

Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer aux enroulements de la machine un choix judicieux du vecteur tension.

θ_1	θ_2	θ_3																																																																								
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">Cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V5</td> <td style="text-align: center;">V4</td> <td style="text-align: center;">V8</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V3</td> <td style="text-align: center;">V4</td> <td style="text-align: center;">V9</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V18</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V12</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V17</td> <td style="text-align: center;">V13</td> <td style="text-align: center;">V14</td> </tr> </table>	Cflx ccpl	1	0	-1	2	V5	V4	V8	1	V3	V4	V9	0	V0	V0	V0	-1	V18	V0	V12	-2	V17	V13	V14	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V5</td> <td style="text-align: center;">V4</td> <td style="text-align: center;">V8</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V6</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V9</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V18</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V15</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V2</td> <td style="text-align: center;">V16</td> <td style="text-align: center;">V17</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V5	V4	V8	1	V6	V7	V9	0	V0	V0	V0	-1	V18	V0	V15	-2	V2	V16	V17	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V8</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V11</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V6</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V12</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V3</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V15</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V2</td> <td style="text-align: center;">V16</td> <td style="text-align: center;">V17</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V8	V7	V11	1	V6	V7	V12	0	V0	V0	V0	-1	V3	V0	V15	-2	V2	V16	V17
Cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V5	V4	V8																																																																							
1	V3	V4	V9																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V18	V0	V12																																																																							
-2	V17	V13	V14																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V5	V4	V8																																																																							
1	V6	V7	V9																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V18	V0	V15																																																																							
-2	V2	V16	V17																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V8	V7	V11																																																																							
1	V6	V7	V12																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V3	V0	V15																																																																							
-2	V2	V16	V17																																																																							
θ_4	θ_5	θ_6																																																																								
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">Cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V8</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V11</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V9</td> <td style="text-align: center;">V10</td> <td style="text-align: center;">V12</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V3</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V18</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V5</td> <td style="text-align: center;">V1</td> <td style="text-align: center;">V2</td> </tr> </table>	Cflx ccpl	1	0	-1	2	V8	V7	V11	1	V9	V10	V12	0	V0	V0	V0	-1	V3	V0	V18	-2	V5	V1	V2	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V11</td> <td style="text-align: center;">V10</td> <td style="text-align: center;">V14</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V9</td> <td style="text-align: center;">V10</td> <td style="text-align: center;">V15</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V6</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V18</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V5</td> <td style="text-align: center;">V1</td> <td style="text-align: center;">V2</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V11	V10	V14	1	V9	V10	V15	0	V0	V0	V0	-1	V6	V0	V18	-2	V5	V1	V2	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V11</td> <td style="text-align: center;">V10</td> <td style="text-align: center;">V14</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V12</td> <td style="text-align: center;">V13</td> <td style="text-align: center;">V15</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V6</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V3</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V8</td> <td style="text-align: center;">V4</td> <td style="text-align: center;">V5</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V11	V10	V14	1	V12	V13	V15	0	V0	V0	V0	-1	V6	V0	V3	-2	V8	V4	V5
Cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V8	V7	V11																																																																							
1	V9	V10	V12																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V3	V0	V18																																																																							
-2	V5	V1	V2																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V11	V10	V14																																																																							
1	V9	V10	V15																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V6	V0	V18																																																																							
-2	V5	V1	V2																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V11	V10	V14																																																																							
1	V12	V13	V15																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V6	V0	V3																																																																							
-2	V8	V4	V5																																																																							
θ_7	θ_8	θ_9																																																																								
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">Cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V14</td> <td style="text-align: center;">V13</td> <td style="text-align: center;">V17</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V12</td> <td style="text-align: center;">V13</td> <td style="text-align: center;">V18</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V9</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V3</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V8</td> <td style="text-align: center;">V4</td> <td style="text-align: center;">V5</td> </tr> </table>	Cflx ccpl	1	0	-1	2	V14	V13	V17	1	V12	V13	V18	0	V0	V0	V0	-1	V9	V0	V3	-2	V8	V4	V5	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V14</td> <td style="text-align: center;">V13</td> <td style="text-align: center;">V17</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V15</td> <td style="text-align: center;">V16</td> <td style="text-align: center;">V18</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V9</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V6</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V11</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V8</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V14	V13	V17	1	V15	V16	V18	0	V0	V0	V0	-1	V9	V0	V6	-2	V11	V7	V8	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">cflx ccpl</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">-1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">2</td> <td style="text-align: center;">V17</td> <td style="text-align: center;">V16</td> <td style="text-align: center;">V2</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">V15</td> <td style="text-align: center;">V16</td> <td style="text-align: center;">V3</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-1</td> <td style="text-align: center;">V12</td> <td style="text-align: center;">V0</td> <td style="text-align: center;">V6</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">-2</td> <td style="text-align: center;">V11</td> <td style="text-align: center;">V7</td> <td style="text-align: center;">V8</td> </tr> </table>	cflx ccpl	1	0	-1	2	V17	V16	V2	1	V15	V16	V3	0	V0	V0	V0	-1	V12	V0	V6	-2	V11	V7	V8
Cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V14	V13	V17																																																																							
1	V12	V13	V18																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V9	V0	V3																																																																							
-2	V8	V4	V5																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V14	V13	V17																																																																							
1	V15	V16	V18																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V9	V0	V6																																																																							
-2	V11	V7	V8																																																																							
cflx ccpl	1	0	-1																																																																							
2	V17	V16	V2																																																																							
1	V15	V16	V3																																																																							
0	V0	V0	V0																																																																							
-1	V12	V0	V6																																																																							
-2	V11	V7	V8																																																																							

		θ_{10}		
		1	0	-1
Cflx ccpl	2	V17	V16	V2
	1	V18	V1	V3
0	V0	V0	V0	V0
-1	V12	V0	V9	V9
-2	V14	V10	V11	V11

		θ_{11}		
		1	0	-1
cflx ccpl	2	V2	V1	V5
	1	V18	V1	V6
0	V0	V0	V0	V0
-1	V15	V0	V9	V9
-2	V14	V10	V11	V11

		θ_{12}		
		1	0	-1
cflx ccpl	2	V2	V1	V5
	1	V3	V4	V5
0	V0	V0	V0	V0
-1	V15	V0	V12	V12
-2	V17	V13	V14	V14

TAB. III. 5: Tables de commutation pour douze secteurs angulaire

III.2.5 Simulation numérique

On reprend les mêmes conditions de fonctionnement précédentes. Les résultats obtenus montrent de hautes performances dynamiques. L'évolution du couple électromagnétique développé par la machine (fig. III.7) montre un temps de réponse plus faible avec le nouveau algorithme.

La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure (III.8), montre que ce dernier est parfaitement constant en comparaison au flux obtenu avec le contrôle avec six secteurs, et on note une nette amélioration dans la phase de démarrage.

La figure (III.9) montre le spectre d'harmoniques du courant statorique généré par l'onduleur commandé par l'algorithme amélioré. On observe un plus faible taux d'harmoniques avec l'augmentation du nombre de secteur. On observe dans la figure (II.19), approximativement les mêmes remarques en termes d'ondulations du couple et du flux en régime permanent pour les deux techniques.

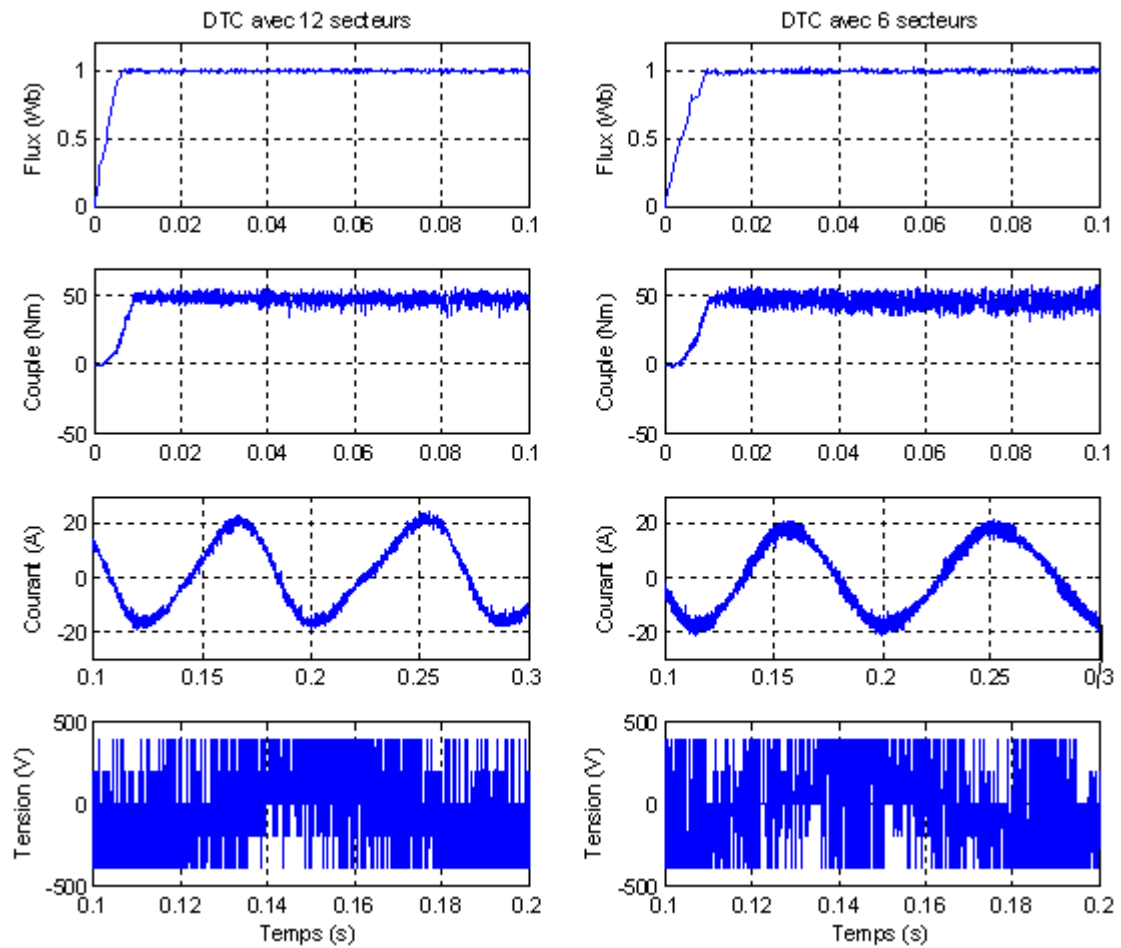


Figure III. 7: Simulation des réponses du flux, couple, courant et tension

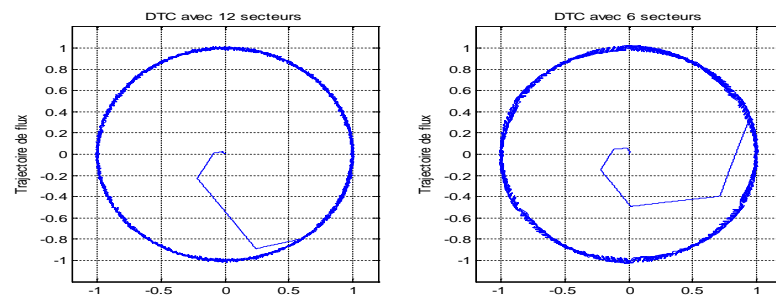


Figure III. 8: Trajectoire de flux

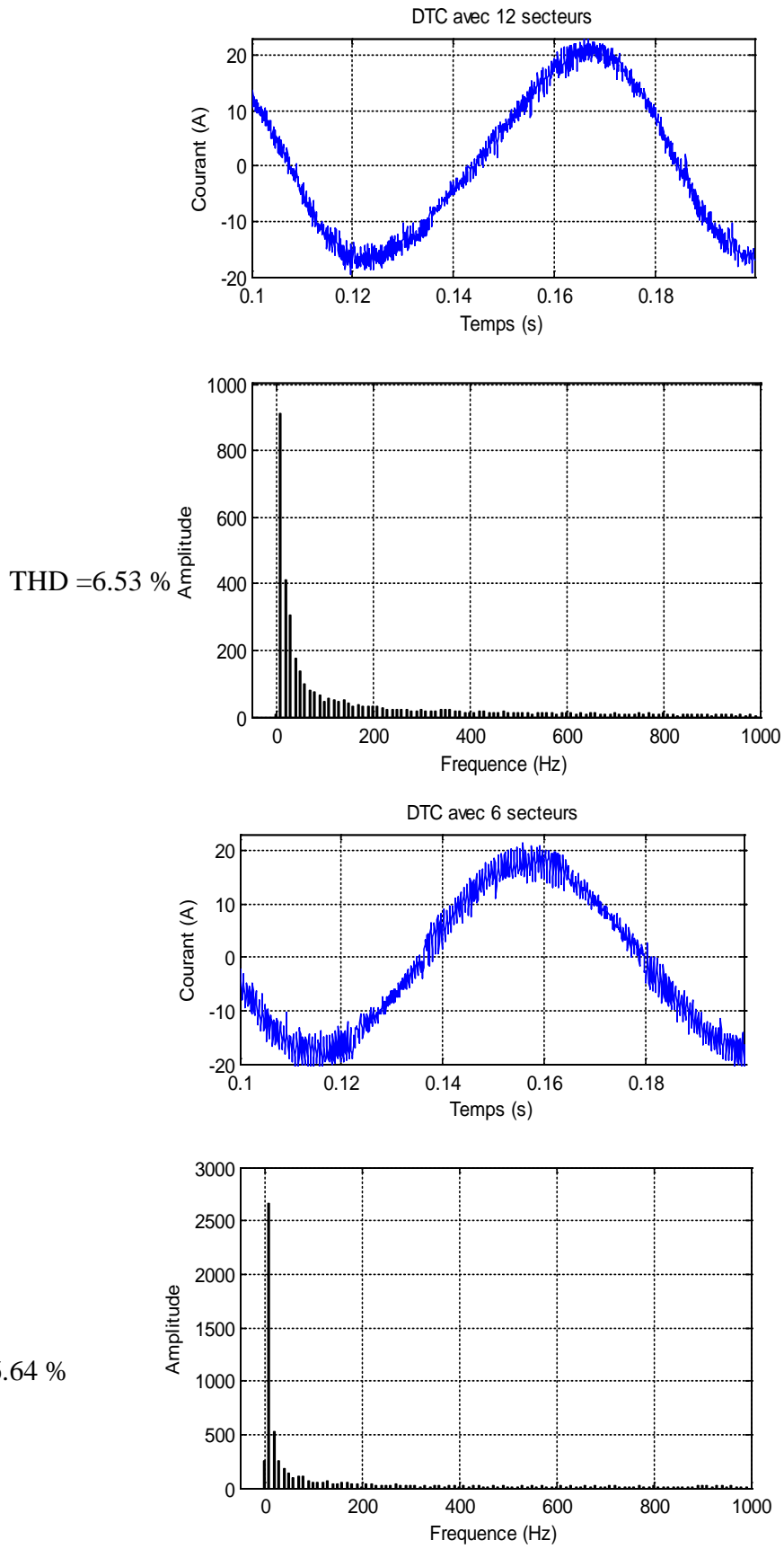


Figure III.9: Spectre d'harmonique de courant statorique

III.3 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'analyser et valider, en simulation, le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux pour les cas d'un onduleur NPC (3 niveaux) et . Y notons qu'en pratique, du fait de la variation de la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis, on a envisagé plutôt un contrôle avec une fréquence de commutation constante, en particulier à moyenne puissance, pour une optimisation réelle de l'entraînement avec un aspect de minimisation des pertes dans les semi conducteurs et une réduction des ondulations du couple.

Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider cette structure de commande. Ils mettent en évidence harmonieusement hautes performances dynamiques, imposition de la fréquence de découpage et faible distorsion harmonique de la variable sous contrôle direct.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé les deux types d'onduleur à deux niveau (classique) et à trois niveaux à structure NPC. Puis nous avons étudié les différentes stratégies de commande de ces onduleurs, qui sont des parties essentielles pour faire alimenter la machine asynchrone avec l'onduleur.

Les résultats (courant, vitesse, couple, tension, flux) que nous avons présentés sont amenés par différentes étapes :

L'utilisation des hypothèses simplificatrices concernant la machine asynchrone devient une étape vraiment nécessaire qu'on ne peut pas s'en passer. Grâce à la transformation de Park, nous avons réduit le nombre des équations de six vers quatre équations globales.

Le modèle mathématique de l'onduleur Triphasée et présentent l'étude de l'alimentation de la machine asynchrone, qui est assuré par l'onduleur qui en fonctionne en plein onde .

La modélisation de l'onduleur à structure NPC est aussi une étape obligatoire pour faire commander ce dernier. Nous avons montré que les onduleurs à structure NPC 3 niveaux sont mis en série de plusieurs onduleurs à deux niveaux.

Les principes du contrôle direct du couple, nous avons présenté une synthèse de cette commande base sur la technique de takahashi pour un onduleur à deux niveaux et trios niveaux NPC de tension.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres stratégies de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ce d'onduleur.

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone

TYPE	Machines asynchrone 3 phases
Puissance	7.457 kW
Tension nominale	460 V
Vitesse nominale	1760 tr/min
Fréquence nominale	60 Hz
Resistance statorique	0.6837 ohm
Resistance rotorique	0.451 ohm
Inductance statorique	0.004152H
Inductance rotorique	0.004152H
Inductance mutuelle	0.1486 H
Nombre de paire de pole	2
Moment d'inertie	0.05 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.008141Nm.s/rad

Dimensionnement des condensateurs flottants

Dans le chapitre 3 où nous avons étudié les convertisseurs multiniveaux, nous avons vu que les tensions ne sont pas actives aux cellules imbriquées sont égales.

Pour dimensionner les condensateurs flottant d'un bras de convertisseur multicellulaire composés de p cellules imbriquées, il faut satisfaire les conditions suivantes :

- Nombre de condensateurs flottants : $p-1$
- Tenue en tension des condensateurs $V_{ck} = kE/p$. le condensateur le plus proche de la source doit tenir une tension de E/p , le dernier doit tenir presque toute la tension c'est à dire $(p-1)E/p$
- Capacité des condensateurs : les condensateurs doit avoir la même valeur de capacité.

Cette capacité se calcule en posant la relation suivante
$$C = \frac{T_{ech} \times I_{max}}{p \times \Delta V_{c\ admissible}}$$

ou

$\Delta V_{c\ admissible}$ est l'ondulation de tension maximale acceptée par les condensateurs flottants

I_{max} La valeur efficace maximale du courant, p le nombre des cellules

T_{ech} le période d'échantillonnage.

Dans notre cas le courant $I_{max} = 20A$, $\Delta V_{c\ admissible} = 5V$, $p=2, 3, 4$ (cas onduleurs 3, 4 et 5-niveaux respectivement), d'où :

- Cas d'onduleur 3-niveaux $C=100\mu F$
- Cas d'onduleur 4-niveaux $C=70\mu F$
- Cas d'onduleur 5-niveaux $C=50\mu F$

BIBLIOGRAPHIE

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Pradeep M. Bhagwat et V. R. Stefanovic. “ Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter”. IEEE Transactions on Industry Application Vol. IA-19, N°6, November/December 1983, pp. 1057-1069.
- [2] A.Nabae, I. Takahashi, H. Agaki, “ A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N°5, September/October 1981, pp. 518-523.
- [3] T.A. Meynard, H. Foch, “Multi-Level Chopper for High Voltage Applications ”. EPE Journal, Vol. 2, N°1, March 1992, pp. 45-50.
- [4] N. Aouda, L. Prisse, T. A. Meynard et H. Foch., “ A Multilevel Rectifier with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current for High Voltage Application ”. EPE Journal, Vol 6, N° 3-4, December 1996, pp. 27-35.
- [5] Bum-Seok Suh, Dong-Seok HyuN. “A new N-Level High Voltage Inversion System”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, N° 1, February 1997, pp. 107-115.
- [6] C. A. Martins, T. A. Meynard, X. Roboam, and A. S. Carvalho, “A Predictive Sampling ScaleModel for Direct Torque Control of the Induction Machine Fed by Multilevel Voltage-Source Inverters,” The European Physical Journal - Applied Physics, Vol. 5, N° 1, pp. 51-61, 1999.
- [7] H. Foch, F. Forest, and T. Meynard, “Onduleurs de Tension. Structures. Principes. Applications,” Techniques de l'Ingénieur, vol. Traité Génie Electrique, N° D3 176,
- [8] S. Loudot, “Filtrage actif des réseaux de moyenne tension - Association d'un convertisseur multicellulaire et d'un circuit passif,” Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 1997
- [9] J-S Lai and F. Z Peng “Multilevel Converters - A new breed of power converters” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, N° 3, pp 509-517, 1996.
- [10] J. Rodriguez, J-S Lai and F. Z. Peng “ Multilevel Inverters: a survey of topologies, control, and applications ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N°4, pp 724-738, 2002.
- [11] R. H. Baker and L. H. Bannister “ Electric power converter” US Patent 3 867 643, 1975.
- [12] P. Carrere: “Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Equilibrage des condensateurs flottants ”. Thèse de doctorat de l'institut polytechnique de Toulouse, 1996.

- [13] N. P. Schibli, T. Nguyen, and A. C. Rufer, "A Three-Phase Multilevel Converter for High Power Induction Motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, N° 5, pp. 978-986, 1998.
- [14] L. M. Tolbert, F. Zheng Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, N° 1, pp. 36-44, 1999.
- [15] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, N° 2, pp. 242-249, 2000.
- [16] Martins, C. de Almeida "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone alimentée par un convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée" Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [17] Miguel F. Escalante Gutiérrez "Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande de machines à courant alternatif par DTC" Thèse de doctorat, Université de Paris VI Jussieu, 2001.
- [18] T. A. Meynard and H. Foch "Multi-level choppers for high voltage applications" *European Power Electronics Drives J.*, Vol 2, N° 1, 1992.
- [19] T. A. Meynard and H. Foch "Multilevel Conversion: High voltage choppers and voltage source inverters" *Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC 1992*, 1992.
- [20] L. Delmas, T. A. Meynard, H. Foch and G. Gateau "SMC: Stacked Multicell Converter. A new topology dedicated to High Power/High Voltage applications" *Conférence PCIM'01, Nuremberg/Germany, 19-21 juin, 2001*
- [21] Gautam Sinha, Thomas A. Lipo. "A Four Level Inverter Based Drive with a Passive Front End". *IEEE-PESC'97 Conference Records*, pp 590-596, 1997.
- [22] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, N° 5, pp. 820-827, 1986.
- [23] J. N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, N° 2, pp. 333-341, 1997.
- [24] J. Belhadj, M. Pietrzak-David, A. Ghazel, I. Slama-Belkhodja, and B. de Fornel, "Sliding Modes Observer for Direct Torque Control with an Optimized Switching Table," *Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE'99, Lausanne-Switzerland, September 7-9, 1999.*

RESUME

Ce travail débute par une présentation des topologies d'onduleurs multiniveaux les plus représentatives de l'état de l'art actuel et une description de leurs avantages et inconvénients.

Les atouts et points faibles des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension à 2-niveaux, sont aussi présentés. Deux stratégies de contrôle direct du couple, compatibles avec des onduleurs de tension multiniveaux, sont ensuite définies d'une manière généralisée par rapport au nombre de niveaux.

Mots-clés :

Onduleurs multi niveau, Machine asynchrone ,DTC :(contrôle direct du couple)

ABSTRACT :

This work begins with a presentation of the most recent state of the art in the field of multilevel inverter topologies and a description of their major advantages and inconvenient. The most significant direct control strategies of the induction machine fed by standard 2-levels inverters are also presented and discussed. Two direct torque control strategies, compatible with multilevel inverters are subsequently defined in a generalized way with respect to the number of levels.

Keyword: multilevel inverter, the induction machine, DTC(direct torque control).