



MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



THESE

Présentée
En vue de l'obtention du titre de

Docteur en Sciences

en Automatique

par

Djamel BOUDANA

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'USTHB

THEME

**Sur la commande DTC basée sur les techniques de
contrôle robuste de la machine synchrone à double
étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux**

Soutenue publiquement le 13 octobre 2009 devant le jury composé de :

M. TADJINE	Professeur, ENSP	Président
M. O. MAHMOUDI	Professeur, ENSP	Rapporteur
L. NEZLI	Maître de Conférences ENSP	Rapporteur
M. S. BOUCHERIT	Professeur, ENSP	Examineur
H.ZERROUG	Maître de Conférences, USTHB	Examineur
K. YAZID	Maître de Conférences, USTHB	Examineur
K.BENMANSOUR	Maître de Conférences, UYF Médéa	Examineur

AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du *Laboratoire de Commande des Processus (LCP)* de l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique d'ALGER (ENSP), sous la direction des Messieurs **Mohamed Oulhadj MAHMOUDI** et **Lazhari NEZLI**.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèses : Monsieur **Mohamed Oulhadj MAHMOUDI**, professeur à l'ENSP, et Monsieur **Lazhari NEZLI** Maître de Conférences à l'ENSP pour toute la confiance qu'ils m'ont accordée. Leurs conseils, leurs encouragements, leurs soutiens m'ont été très précieux .

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **Mohamed TADJINE**, Professeur à l'ENSP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de thèse. Je le remercie également pour sa disponibilité et pour ses précieux conseils tout au long de ce travail.

Je tiens à remercier vivement Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, Professeur à l'ENSP, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de juger ce mémoire, mais aussi pour ses grandes qualités scientifiques et humaines.

Je remercie également Monsieur **Hocine ZERROUG**, Maître de Conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de juger ce mémoire.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur **Krim YAZID**, Maître de conférence à l'USTHB, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

Mes remerciements s'adressent aussi pour Monsieur **Khelifa BENMANSOUR** Maître de conférence à l'Université de Médéa, pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en participant au jury

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble des collègues chercheurs et du corps enseignant du laboratoire LCP de l'ENSP. Je les remercie tous pour leurs encouragement et précieux conseils.

A toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail. Je les remercie tous, particulièrement ma famille et mes amis.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

RESUMES

ملخص:

هذه الأطروحة تتمحور حول التحكم و تغذية المحرك المتزامن ثنائي النجم (DSSM) بموجات ذات مستويات متعددة. في المرحلة الأولى قمنا بتغذية المحرك (DSSM) بموجات متعددة المستويات ذات التركيب NPC وذات التركيب المتسلسل المتعدد الخلايا.

في المرحلة الثانية ركزنا دراستنا على التحكم المباشر للعزم (DTC) للمحرك (DSSM)، حيث قمنا باقتراح نموذجين لهذا التحكم، غير أنه عند تعميم هذا التحكم على المحرك (DSSM) ظهرت تموجات في تيارات الأطوار، مما أدى إلى ظهور تيارات توافقية عالية الشدة وغير منتجة للعزم. كحل لهذا المشكل اقترحنا استخدام طرق التحكم العصرية مع (DTC). من أجل هذا قمنا بتطوير تركيبين جديدين للتحكم في العزم (DTC) وذلك باستخدام طريقة الحل بالخطوات (Backstepping) وكذلك باستخدام المنطق الغامض التلاؤمي.

كلمات مفتاحية:

محرك متزامن ثنائي النجم (DSSM)، موجات متعددة المستويات، موج متسلسل متعدد الخلايا، التحكم المباشر للعزم (DTC)، طريقة الحل بالخطوات (Backstepping)، المنطق الغامض التلاؤمي، التيارات التوافقية.

Résumé : Ce travail est consacré à la commande d'une structure innovante constituée d'une machine synchrone à double étoile à rotor bobiné (MSDE) alimentée par des convertisseurs multiniveaux.

Dans un premier temps, cette étude s'attache à l'alimentation de la MSDE par deux onduleurs multiniveaux à structure NPC (Neural-Point-Clamped) et à structure multicellulaire série.

Dans un second temps, l'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) de la MSDE.

Deux structures de contrôle DTC classiques sont proposées afin de découpler le flux et le couple.

Cependant lors de la généralisation du concept du DTC classique à la MSDE des ondulations des courants de phases apparaissent. Ces ondulations engendrent des courants de circulation non générateurs du couple, d'amplitudes très élevées. Une solution à ce problème consiste à associer à la DTC des techniques de commande modernes. Ainsi, nous avons développé des nouvelles structures de la DTC basées sur la méthodologie backstepping et sur la logique floue adaptative. Ces structures ont l'avantage d'être robuste et minimisent considérablement les courants de circulation.

Mots clés :

Machine synchrone à double étoile (MSDE), onduleur à structure multicellulaire série, onduleur à structure NPC, commande directe du couple (DTC), Backstepping, logique floue, courants de circulation.

Abstract : This thesis deals with the control of an innovative structure made by double star synchronous machine with winding rotor (DSSM) supplied by multilevel converters. Firstly, we have supplied DSSM by two different structures of multilevel inverters, Neural-Point-Clamped (NPC) inverters and multicells converters. Secondly, we have focused on the study and synthesis of conventional direct torque control (DTC) for DSSM. However, when the classical DTC is generalized to the DSSM, the phase currents are distorted and as consequence a very high currents harmonics are generated. A solution of this problem lies in the association of the DTC with the new control techniques. Hence, we have developed new structures of DTC using Backstepping procedure and adaptive fuzzy logic control in order to control DSSM and minimize the harmonics currents. Simulations results are given to show the effectiveness of our approaches.

Keywords :

Double star synchronous machine (DSSM), Neural-Point-Clamped (NPC) inverters, multicells converters, direct torque control (DTC), Backstepping, adaptive fuzzy control, harmonic currents.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À DOUBLE ETOILE	
I. NTRODUCTION.....	5
II. MODELISATION DE LA MACHINE POLYPHASEE.....	6
II.1. Hypothèses.....	6
II.2. Modélisation vectorielle des machines polyphasées.....	6
II.2.1. Modèle de la machine polyphasée dans la base naturelle.....	8
II.2.2. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Fortescue.....	9
II.2.3. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Concordia.....	10
II.2.4. Modèle de la machine polyphasée dans la base $\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2}$	11
III. MODELISATION DES MACHINES MULTI-ETOILES.....	12
III.1 Généralisation du formalisme vectoriel aux enroulements multi-étoiles.....	12
III.1.1 Transformation de Concordia généralisée.....	12
III.1.2. Modèle de la machine multi-étoiles dans la base $\alpha, \beta, z_1, z_2, z_{N-2}$	12
III.2 Autres approches.....	12
III.2.1. Transformation multi-triphasée multi-diphasée.....	12
III.2.2. Transformation multi-diphasée.....	15
IV. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE.....	16
IV.1. Description de la machine.....	16
IV.2. Equations électriques de la MSDE dans la base naturelle.....	17
IV.3. Equations électriques de la MSDE dans la base $\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4$	19
IV.3.1. Modèle de la MSDE dans l'espace (α, β)	20
IV.3.2. Modèle de la MSDE dans les espaces $(z_1, z_2), (z_3, z_4)$	21
IV.4. Modèle de la MSDE dans le repère d-q.....	22
V. CONCLUSION.....	22
CHAPITRE II. ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À DOUBLE ETOILE PAR DES ONDULEURS MULTINIVEAUX	
I. NTRODUCTION.....	24
II. STRUCTURE GENERALE DE L'ALIMENTATION DE LA MSDE.....	24

III. MODELISATION DE L'ONDULEUR.....	25
III.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux.....	25
III.1.1. Stratégie de commande de l'association onduleur deux niveaux – MSDE...	28
III.1.2. Résultats de simulation.....	30
III.2. Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	34
III.2.1 Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.....	37
III.2.2. Résultats de simulation.....	37
III.3. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC	39
III.3.1 Commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires.....	42
III.3.1.1. Résultats de simulation.....	44
III.4. Onduleur multicellulaire à cinq niveaux.....	46
III.4. 1.Principe de fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire.....	46
III.4. 2. Convertisseur multicellulaire à p cellules.....	48
III.4. 3. Equilibrage des tensions flottantes.....	49
III.4. 3.1. Equilibrage naturel des tensions flottantes.....	49
III.4.3.2. Equilibrage avec un circuit auxiliaire.....	50
III.4.4. Commande de l'onduleur multicellulaire par modulation de largeur d'impulsion naturelle.....	51
III.4. 5. Modélisation de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux.....	51
III.4.6 Commande de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux par la stratégie MLI.....	54
III.4.7. Résultats de simulation.....	55
IV. CONCLUSION.....	55

CHAPITRE III. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE SYNCHRONE À DOUBLE ETOILE

I. INTRODUCTION.....	58
II. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MSDE ALIMENTEE PAR DEUX ONDULEURS A DEUX NIVEAUX	59
II.1. Détermination des vecteurs tensions.....	59
II.2. Contrôle du vecteur flux statorique.....	60
II.3. Contrôle du couple.....	61

II.3.1	Contrôle du couple synchrone.....	62
II.3.2.	Contrôle du couple de reluctance.....	63
II.3.3	Limite de contrôle du couple.....	63
II.4.	Sélection du vecteur tension.....	64
II.5.	Structure de la commande directe du couple.....	65
II.6.	Correction de flux et de couple.....	66
II.7.	Elaboration de la table de commutation.....	66
II.8	Résultats de simulation et comparaison entre les différentes stratégies de la DTC.....	71
III.	Influence des paramètres de réglage.....	74
III.1.	Effet de la période d'échantillonnage.....	74
III.2.	Effet de la bande d'hystérésis du correcteur de flux.....	74
III.3.	Effet de la bande d'hystérésis du correcteur de couple.....	74
III.4.	Effet de l'erreur de la résistance statorique de la MSDE.....	75
IV.	COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MSDE ALIMENTEE PAR DEUX ONDULEURS A TROIS NIVEAUX	75
V.1	Elaboration des tables de commutation.....	76
IV.1.1.	Fonctionnement pour $\Omega < \Omega_{nom}/2$	77
IV.1.2.	Fonctionnement pour $\Omega \geq \Omega_{nom}/2$	77
IV.2.	Réglage de la vitesse de la MSDE.....	78
IV.3.	Résultats de simulation.....	80
V.	CONCLUSION.....	80

CHAPITRE IV. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE BASEE SUR LES TECHNIQUES DE CONTROL ROBUSTE DE LA MACHINE SYNCHRONE À DOUBLE ETOILE

I.	INTRODUCTION.....	85
II.	MODELE DE LA MSDE DANS LE REPERE X-Y LIE AU FLUX STATORIQUE.....	85
III.	BACKSTEPPING / DTC APPLIQUEE A LA COMMANDE DE LA MSDE.....	86
III.1.	Application à la commande de la MSDE.....	87
III.2.	Résultats de simulation.....	89
III.3	Conclusion.....	92
IV.	COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE / DTC APPLIQUEE A LA MSDE.....	92
IV.1.	Synthèse de la commande.....	93
IV.2.	Résultats de simulation et interprétation.....	98
IV.3.	Conclusion.....	101

V. CONCLUSION.....	101
CONCLUSION GENERALE.....	102
ANNEXES.....	105
BIBLIOGRAPHIE.....	128

PRINCIPALES NOTATIONS

$d(q)$:	<i>Axe direct (en quadrature)</i>
E :	<i>Tension continue à l'entrée de l'onduleur</i>
$e(t)$:	<i>Erreur de poursuite</i>
f :	<i>Coefficient des frottements visqueux</i>
$i_{(a,b,c)_1}, (i_{(a,b,c)_2})$	<i>Courants instantanés dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur</i>
$i_{z1}, (i_{z2})$	<i>Courants de circulation</i>
$v_{z1}, (v_{z2})$	<i>Tensions harmoniques</i>
$i_d (i_q)$:	<i>Courant statorique d'axe direct (en quadrature)</i>
i_{sw} :	<i>Courant qui traverse l'interrupteur sw</i>
i_α, i_β :	<i>Courants statoriques dans le référentiel de Concordia</i>
J :	<i>Moment d'inertie de la partie tournante</i>
$L_d (L_q)$:	<i>Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)</i>
m :	<i>Indice de modulation</i>
p :	<i>Nombre de paires de pôles</i>
r :	<i>Taux de modulation</i>
\mathfrak{R} :	<i>Rapport cyclique</i>
R_i :	<i>Règle floue</i>
R_s :	<i>Résistance d'une phase statorique</i>
S_k :	<i>Etat des interrupteur de l'onduleur</i>
T_{dec} :	<i>Période de découpage</i>
T_{em} :	<i>Couple électromagnétique</i>
T_r :	<i>Couple résistant</i>
$v_{(a,b,c)_1}, (v_{(a,b,c)_2})$:	<i>Tensions instantanées dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur</i>
V :	<i>Fonction de Lyapunov</i>
v_α, v_β :	<i>Tensions statoriques dans le référentiel de Concordia</i>
\bar{v} :	<i>Vecteur tension</i>
x :	<i>Variable d'état</i>
$y_r^{(n)}$:	<i>Signal de référence</i>
u_{gl} :	<i>Terme du mode de glissement</i>
$W(.)$:	<i>Matrice de fonctions floues de bases</i>
Ω :	<i>Vitesse mécanique du rotor</i>
θ_s :	<i>Position du flux statorique</i>
θ_r :	<i>Position électrique du rotor</i>

θ :	<i>Vecteur des paramètres</i>
$\bar{\varphi}_s$:	<i>Vecteur flux</i>
μ :	<i>Degré de confiance d'une règle floue</i>
ε :	<i>Erreur de reconstruction</i>
$\bar{\varepsilon}$:	<i>Borne des erreurs de reconstruction</i>
$\tilde{\theta}$:	<i>Erreur paramétrique</i>
η :	<i>Gain d'adaptations</i>

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques à courant alternatif à vitesse variable sont largement utilisées dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. En effet les évolutions dans le domaine de l'électronique de puissance, de la commande et des structures des machines ont permis d'améliorer les performances dynamiques et d'obtenir une souplesse de contrôle.

Pour les entraînements de fortes puissances, moteurs et convertisseurs sont construits à la demande. Le choix du type de convertisseur à associer au moteur, les dimensionnements réciproques et le type de commande deviennent des problèmes complexes. Parmi les structures les plus utilisées en forte puissance, on trouve l'association machine synchrone commutateur de courant. Par principe, le couple électromagnétique de ce convertisseur comporte des composantes pulsatoires de fréquence égale six fois la fréquence d'alimentation de la machine. Dans le but de minimiser les ondulations du couple, une solution consiste à utiliser un filtre actif afin de compenser les harmoniques de courant délivrés par le commutateur de courant [Khe97]. Une autre solution porte sur l'augmentation du nombre de phases de la machine. En effet, la machine synchrone à double étoile permet de ne conserver que les harmoniques multiples de douze fois la fréquence d'alimentation de la machine [Khe95][Had01][Loc06].

L'apparition de nouveaux composants de l'électronique de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture et des nouvelles topologies (mise en parallèle et en série de cellules de commutation), a permis d'alimenter les machines à courant alternatif à grandes puissances par des onduleurs de tension. Ainsi, l'alimentation des machines polyphasées par des onduleurs multiniveaux à autant de bras que de phases a permis de réduire les contraintes appliquées aux interrupteurs, de réduire l'amplitude et augmenter la fréquence des ondulations du couple.

La machine synchrone à double étoile (MSDE) est la machine multi-étoile la plus utilisée en industrie [Khe97][Lat06]. Son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle électrique de 30° et alimentés par deux onduleurs triphasés. La structure du rotor est identique à celle d'une machine synchrone triphasée. La MSDE alimentée par deux onduleurs de tension a l'avantage de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique. Néanmoins lors de l'alimentation de la MSDE par des onduleurs de tension, des courants harmoniques de circulation non générateurs de couple apparaissent. Ces courants d'amplitude élevée augmentent les pertes et risquent de détériorer les composants semi-conducteurs. Plusieurs solutions ont été proposées pour palier à ce problème en agissant sur la structure de la machine [Kes03], sur la commande rapprochée des onduleurs de tension [Had01] ou en plaçant en série avec les enroulements de la machine des filtres dont l'impédance est élevée aux fréquences harmoniques et faible au fondamental [Kes03].

L'association onduleurs de tension MSDE se présente comme un système multivariable, non linéaire et fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile [Bou08] [Nez06][Ben03]. Ces dernières années, plusieurs travaux de recherche concernant la modélisation et le contrôle de la MSDE ont été publiés [Ter00][Nez05][Loc06]. Une solution consiste à utiliser un

algorithme de découplage permettant de rendre le modèle de la MSDE, qui est un système multi-entrées multi-sorties, équivalent à plusieurs systèmes mono-entrée mono sortie [Terr00]. Dans cette approche la matrice de découplage dépend fortement des paramètres de la machine. Une autre solution utilise la commande vectorielle [Nez05]. Cette méthode se résume par un contrôle découplé du couple et de flux de la MSDE, par conséquent la dynamique du couple devient rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la MSDE, de la position du rotor ainsi que le couple est commandé via les courants statoriques.

Une nouvelle technique de commande proposée par Depenbrock et Takahashi, plus apte à surmonter les non linéarités et le couplage des machines à courant alternatif et qui possède l'avantage d'être indépendante de la position du rotor et des paramètres de la machine, sauf la résistance statorique. Cette commande appelée DTC (Direct Torque Control) présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction, véhicule électrique ainsi que la propulsion navale.

La stratégie du contrôle DTC est basée sur la commande directe de l'amplitude et de la vitesse de rotation du flux tournant statorique. En effet, à partir de références externes, tel le couple et le flux, la commande DTC recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur qui atteint les performances désirées. L'utilisation des éléments non linéaires de type hysteresis dans la commande DTC classique conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable et provoquent des oscillations du couple.

Aujourd'hui, la commande DTC connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle. Ainsi, dans le cadre de notre travail, on cherche à appliquer la commande DTC au contrôle de la MSDE et de développer des nouvelles méthodes de commandes en combinant la commande DTC avec des nouvelles techniques de commandes telles que le Backstepping et la logique floue.

Notre travail, préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus LCP de l'ENSP, s'inscrit dans ces axes de recherche et fait suite aux travaux déjà effectués dans ce domaine. L'objectif est de minimiser les ondulations du couple en agissant sur l'alimentation et la commande de la MSDE.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'alimentation et la commande de la MSDE à rotor bobiné fonctionnant en mode normal.

Dans le premier chapitre sont présentés les différents outils méthodologiques pour la modélisation des enroulements multi-étoiles, ensuite on modélise la MSDE dans une base orthonormée dans laquelle le modèle obtenu est simple et découplé du point de vue de sa commande.

Dans le deuxième chapitre on alimente la MSDE par deux onduleurs de tension multiniveaux. En effet, les convertisseurs multiniveaux permettent de synthétiser des tensions très proches de la sinusoïde. Plus le nombre de niveaux augmente plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique. Ainsi, on alimente dans un premier lieu la MSDE par deux onduleurs à deux niveaux, ensuite par deux onduleurs à trois niveaux et en fin par deux onduleurs à cinq niveaux à structure NPC et à structure multicellulaire série.

Le troisième chapitre se consacre à l'application de la commande directe du couple à la machine synchrone double étoile. Ainsi on généralise le concept de la DTC classique à la commande de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux à structure NPC. Deux structures de control DTC et des nouvelles tables de commutation sont proposées pour le découplage de la MSDE. Enfin, l'influence des paramètres de réglage sur les performances statiques et dynamiques de la MSDE est étudiée

Dans le quatrième chapitre on développe des nouvelles structures de la DTC basées sur la méthodologie Backstepping et sur la logique floue. Ces algorithmes permettent d'avoir une commande directe du couple et une alimentation par des onduleurs multiniveaux à fréquence imposée en utilisant des stratégies MLI. La principale caractéristique de ses méthodes est la suppression des régulateurs à hysteresis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés

Enfin, dans une dernière partie, on présente les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à double étoile (MSDE)

I. INTRODUCTION

Les machines polyphasées sont de plus en plus utilisées en forte puissance telle que la propulsion navale et la traction ferroviaire [Mer05] [Mad04]. Ces machines possèdent les avantages, par rapport aux machines triphasées classiques, de segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de fortes puissances avec des composants de calibres plus réduits, de diminuer les ondulations du couple électromagnétique et d'améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes). En outre, à cause de leurs propriétés naturelles à éliminer certaines ondes de la f.m.m, ces machines imposent moins de contraintes lors de leur conception [Had01]. Parmi les machines polyphasées on trouve les machines multi-étoiles dont leur stator est constitué de plusieurs enroulements en étoiles connectés entre eux ou pas.

Les machines multi-étoiles alimentées par des onduleurs triphasés indépendants possèdent les mêmes avantages que les machines polyphasées tout en utilisant des machines et des onduleurs dont la conception est classique.

L'objectif de ce chapitre est la modélisation d'une machine synchrone double étoile (MSDE) alimentée par deux onduleurs de tensions triphasés. Nous présentons dans un premier lieu, les modèles de base de la modélisation des machines polyphasées alimentées en tension développés dans la littérature, ensuite après comparaison des différentes méthodes nous modélisons la MSDE dans une base orthonormée, dans laquelle le modèle obtenu est simple et découplé du point de vue de sa commande.

II. MODELISATION DE LA MACHINE POLYPHASEE

Cette partie décrit la mise en équations des machines polyphasées. Ces machines possèdent un enroulement statorique constitué de N phases identiques et régulièrement réparties (figure I.1).

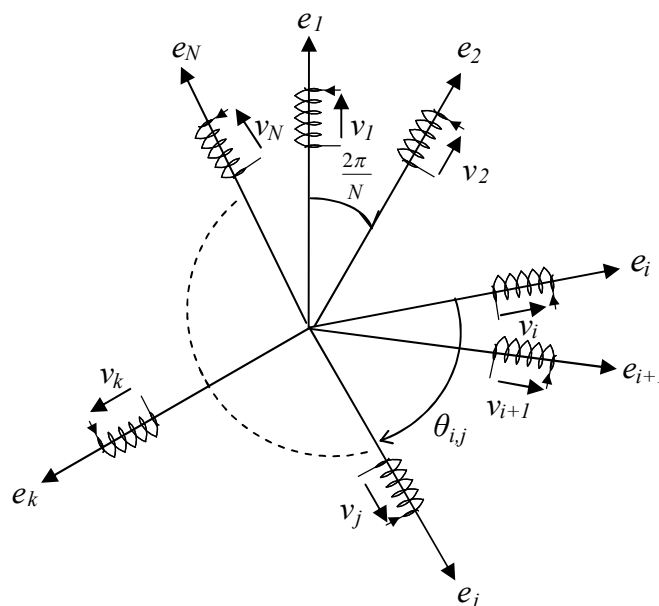


Figure I.1: Représentation schématisée d'un enroulement polyphasé

II.1. Hypothèses

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes:

- On néglige la saturation des circuits magnétiques, l'effet de l'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau et les couplages capacitifs entre les enroulements,
- On suppose que les enroulements créent des F.M.Ms à répartitions sinusoïdales et on ne tient compte que du premier harmonique.
- On suppose que l'enroulement statorique est constitué de N phases identiques et régulièrement réparties.

II.2. Modélisation vectorielle des machines polyphasées

La modélisation vectorielle consiste à grouper N grandeurs de phase de même nature (tension, courant, flux . . .) en un seul vecteur de dimension N. Ce qui permet d'associer à la machine polyphasée un espace vectoriel de dimension N. L'application des opérations associées à des espaces vectoriels conduit à des modèles et structures de commande simples [Xav05][Sem04].

Dans la base naturelle orthonormée où les composantes du vecteur correspondent aux grandeurs mesurables des phases statoriques (tension, courant, flux . . .) le vecteur \vec{x} s'écrit :

$$\vec{x} = x_1 \vec{e}_1 + x_2 \vec{e}_2 + \dots + x_N \vec{e}_N$$

Où \vec{x} : représente le vecteur tension, courant ou flux.

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \dots, \vec{e}_N)$: représente la base naturelle.

(x_1, x_2, \dots, x_N) : Tensions, courants ou flux des phases.

II.2.1. Modèle de la machine polyphasée dans la base naturelle

L'équation vectorielle en tension de la machine polyphasée dans la base naturelle est donnée par :

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (\text{I.1})$$

Où:

- r_s : résistance d'une phase statorique.

$$-\vec{\phi}_s = \phi_{s1} \vec{e}_1 + \phi_{s2} \vec{e}_2 + \dots + \phi_{sN} \vec{e}_N. \quad (\text{I.2})$$

Les composantes du vecteur flux sont données par :

$$\phi_{s,i} = \phi_{ss,i} + \phi_{sr,i}.$$

Où:

$\phi_{ss,i}$: Flux dans la phase i dû aux courants statoriques.

$\phi_{sr,i}$: Flux dans la phase i dû aux courants rotoriques.

Le vecteur flux peut être décomposé comme suit :

$$\vec{\phi}_s = \vec{\phi}_{ss} + \vec{\phi}_{sr} . \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\vec{\phi}_{ss} = \sum_{i=1}^N \phi_{ss,i} \vec{e}_i$$

$$\vec{\phi}_{sr} = \sum_{i=1}^N \phi_{sr,i} \vec{e}_i$$

Le $\vec{\phi}_{ss}$ traduit le couplage électromagnétique entre les phases statoriques.

Le $\vec{\phi}_{sr}$ traduit le couplage électromagnétique entre le stator et le rotor.

En remplaçant l'expression du vecteur flux $\vec{\phi}_s$ dans l'équation (I.1) il vient:

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} + \frac{d\vec{\phi}_{sr}}{dt} = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} + \vec{E} . \quad (\text{I.4})$$

\vec{E} : Vecteur force contre électromotrice.

Le vecteur flux $\vec{\phi}_{ss}$ est lié au vecteur courant \vec{i}_s par la relation :

$$\vec{\phi}_{ss} = M_s \vec{i}_s . \quad (\text{I.5})$$

La matrice inductance $[M_s]$ s'écrit sous la forme matricielle:

$$[M_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_{12} & \dots & \dots & \dots & M_{1(N-1)} \\ M_{21} & L_s & \dots & \dots & \dots & M_{2(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{K1} & M_{K2} & \dots & \dots & \dots & M_{K(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & \dots & \dots & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{I.6})$$

L_s : inductance propre d'une phase de stator.

$M_{ij} = M_{ss} \cos(\theta_{ij})$ est la mutuelle inductance entre les phases i et j .

Remarques:

- 1- La réciprocité du flux entre les phases statoriques implique l'égalité des inductances mutuelles M_{ij} et M_{ji} et par conséquent la matrice inductance est symétrique.
- 2- L'équivalence et la répartition régulière des phases statoriques permet la détermination complète de la matrice inductance à partir d'une seule colonne (ou d'une seule ligne). La matrice inductance est donc circulante.

En tenant compte de ces deux propriétés, la matrice inductance s'écrit:

$$[M_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_1 & \dots & \dots & \dots & M_{(N-1)} \\ M_{(N-1)} & L_s & \dots & \dots & \dots & M_{(N-2)} \\ M_{(N-2)} & M_{(N-1)} & L_s & \dots & \dots & M_{(N-3)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_1 & M_2 & \dots & \dots & \dots & L_s \end{pmatrix} \quad (I7)$$

Où : $M_{i-1} = M_{I(i-1)}$, $i = 2, 3, \dots, N$.

- 3- Le système d'équations obtenu dans la base naturelle est fortement couplé ce qui rend la commande de cette machine difficile. Une diagonalisation de la matrice inductance permet d'obtenir des relations découplées.

II.2.2. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Fortescue

La modélisation de la machine polyphasée dans la base de Fortescue conduit au découplage magnétique. En effet, le flux d'une phase dépend non seulement du courant de cette phase mais aussi des courants des autres phases. Ceci est traduit par les éléments non nuls de la matrice inductance. Fortescue a défini une base de dimension N dont le flux est découplé. Dans cette base une coordonnée du vecteur flux statorique s'exprime en fonction d'une seule coordonnée du vecteur courant. La matrice inductance est donc diagonale. La matrice de Fortescue (F_N) assure le passage de la base naturelle vers la base de Fortescue :

$$[F_N] = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & \dots & a^{N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & a^k & \dots & a^{kn} & \dots & a^{k(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & a^{(N-1)} & \dots & a^{(N-1)n} & \dots & a^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \quad (I8)$$

L'opérateur $a = e^{j\frac{2\pi}{N}}$

La matrice inductance diagonalisée s'écrit :

$$[F_N^{-1} M F_N] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & & & & \\ & \lambda_2 & & & & 0 \\ & & \ddots & & & \\ & & & \ddots & & \\ & & & & \ddots & \\ 0 & & & & & \lambda_N \end{pmatrix} \quad (I9)$$

Les inductances cycliques (λ_i) sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & \dots & a^{(N-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & \dots & a^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 1 & a^{(N-1)} & a^{2(N-1)} & \dots & \dots & a^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s \\ M_1 \\ M_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ M_{N-1} \end{pmatrix} \quad (\text{I10})$$

Un vecteur \vec{x} dans la base naturelle s'écrit dans la base de Fortescue :

$$\vec{x}_F = [F_N]^T \vec{x}$$

II.2.3. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Concordia

La base de Fortescue définie au paragraphe précédent est à coefficients complexes. Le caractère réel et la symétrie des inductances de phase impliquent le caractère réel des inductances cycliques. On peut donc définir une nouvelle base orthonormée de vecteur propre à coefficients réels. La matrice de passage $[C_N]^T$, de la base naturelle vers la base orthonormée à coefficients réels, appelée transformée de Concordia généralisée est donnée par [Kes03] [Deh06][Mer05]:

Si N est impair :

$$[C_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos i \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos(N-1) \frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin i \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin(N-1) \frac{2\pi}{N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos i \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos(N-1) \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin\left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin i \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin(N-1) \left(\frac{N-1}{2}\right) \frac{2\pi}{N} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I11})$$

Si N est pair :

$$[C_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos i \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos(N-1) \frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin i \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin(N-1) \frac{2\pi}{N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) & \dots & \cos i \left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) & \dots & \cos(N-1) \left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) & \dots & \sin i \left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) & \dots & \sin(N-1) \left(\frac{N-1}{2} \frac{2\pi}{N}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & (-1)^i \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La matrice inductance diagonalisée à coefficients réels dans la base de Concordia généralisée s'écrit :

$$[C_N^T M C_N] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & & & & \\ & \lambda_2 & & & & 0 \\ & & \ddots & & & \\ & & & \ddots & & \\ 0 & & & & \ddots & \\ & & & & & \lambda_N \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Les inductances cycliques (λ_i) sont données par l'expression générale suivante :

$$\begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & \dots & 1 \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)2\pi}{N}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{N}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\frac{2(N-1)2\pi}{N}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(N-1)2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{2(N-1)2\pi}{N}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\frac{(N-1)(N-1)2\pi}{N}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s \\ M_1 \\ M_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ M_{N-1} \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Le vecteur \vec{x}_c dans la base de Concordia généralisée est donné par:

$$\vec{x}_c = [C_N]^T \vec{x}. \quad (\text{I.15})$$

II.2.4. Modèle de la machine polyphasée dans la base ($\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2}$)

Une autre approche pour déterminer une base orthonormée permettant la diagonalisation de la matrice inductance consiste à projeter les axes magnétiques des différentes phases sur un

repère diphasé (α, β) . Les autres vecteurs $(z_1, z_2, \dots, z_{N-2})$ sont obtenus par la résolution d'un système d'équation fixant l'orthogonalité des axes $\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2}$.

La matrice de passage de la base naturelle (e_1, e_2, \dots, e_N) vers la base orthonormée $(\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2})$ est obtenue:

- En projetant les axes magnétiques des différentes phases sur un repère diphasé (α, β) :

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \theta_{12} & \cos \theta_{13} & \cdots & \cdots & \cos \theta_{1(N-1)} \\ 0 & \sin \theta_{12} & \sin \theta_{13} & \cdots & \cdots & \sin \theta_{1(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} \quad (\text{I.16})$$

- En résolvant le système d'équations (I.17) qui fixe l'orthogonalité des axes $\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha^T \beta = \alpha^T z_1 = \alpha^T z_2 = \cdots = \alpha^T z_{N-2} = 0 \\ \beta^T z_1 = \beta^T z_2 = \cdots = \beta^T z_{N-2} = 0 \\ z_1^T z_2 = z_1^T z_3 = \cdots = z_1^T z_{N-2} = 0 \\ z_2^T z_3 = z_2^T z_4 = \cdots = z_2^T z_{N-2} = 0 \\ \vdots \\ z_{N-3}^T z_{N-2} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I.17})$$

La matrice $[T_z]$, déduite de la résolution du système d'équations (I.17), est donnée par :

$$[T_z] = (z_1, z_2, \dots, z_{N-2})^T \quad (\text{I.18})$$

En tenant compte d'un critère de normalisation, on obtient la matrice de passage $[T_N]^T$:

$$[T_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} [T_{\alpha, \beta}] \\ [T_z] \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La matrice de transformation $[T_N]^T$ est la même que celle obtenue dans le repère de Concordia généralisée $[C_N]^T$. Néanmoins cette approche est simple à généraliser à des enroulements non régulièrement répartis.

III. MODELISATION DES MACHINES MULTI-ETOILES

L'enroulement multi-étoiles est constitué de plusieurs étoiles décalées d'un angle γ . Il peut être considéré comme un enroulement polyphasé à répartition non régulière des phases. Les étoiles sont souvent en triphasées ou en pentaphasées [Mer05].

III.1 Généralisation du formalisme vectoriel aux enroulements multi-étoiles

III.1.1 Transformation de Concordia généralisée

La transformation de Concordia généralisée suppose que les phases de l'enroulement polyphasé sont régulièrement réparties. Dans [Mad04], Madani a étendu ce formalisme aux enroulements non régulièrement répartis, en les complétant avec un nombre approprié des phases fictives. Le principe de cette méthode repose principalement sur quatre règles :

1- Définir une machine polyphasée équivalente dont les phases sont régulièrement réparties. Le nombre de phases de cette machine est égale à :

$$N_{ph} = \frac{360}{\gamma}, \gamma \neq 0.$$

2- Etablir la matrice de passage $[C_{N_{ph}-N}]$ de la base initiale de dimension N à la nouvelle base de dimension N_{ph} .

3- Appliquer le formalisme vectoriel pour la modélisation des machines polyphasées à la machine équivalente à N_{ph} phases. Ainsi on définit la matrice de passage à la base orthonormée $[T_{N_{ph}}]^T$.

4- Dédurre la matrice de passage de la base naturelle vers la base orthonormée donnée par :

$$[T_N]^T = [T_{N_{ph}}]^T [C_{N_{ph}-N}]$$

Dans [Mad04] trois exemples d'application de cette méthode ont été exposés. Le premier et le second concernent la machine double étoile triphasée avec un décalage respectivement d'un angle de $\gamma = 30^\circ$ et de 45° . Dans le troisième exemple la machine étudiée a un enroulement triple étoile - triphasé avec un décalage de $\gamma = 30^\circ$.

Cette méthode permet de généraliser le formalisme vectoriel aux machines à enroulements non régulièrement répartis. Elle présente cependant l'inconvénient d'augmenter l'ordre de système. En effet lorsque le nombre des étoiles est élevé la matrice de passage finale devient difficile à obtenir [Mer05] [Rob05].

III.1.2. Modèle de la machine multi-étoiles dans la base $(\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2})$

Le formalisme vectoriel proposé par T.A.Lipo et Y.Zhao ne tient pas compte de la répartition régulière des phases, il peut être étendu facilement aux machines comportant un nombre de phases quelconque, réparties de façon aléatoire [Zha95].

III.2 Autres approches

III.2.1. Transformation multi-triphasée multi-diphasée

Cette méthode consiste à appliquer une transformation de Concordia puis de Park à chacune des étoiles de la machine multi-étoiles.

Dans le cas de la machine synchrone double étoile, les modèles diphasés de la machine sont donnés par [Ter00] :

a. Modèle de la machine dans le plan de Concordia

En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères (α_1, β_1) et (α_2, β_2) liés respectivement à la phase a_1 et la phase a_2 , voir figure (I.2). Dans ce cas chaque étoile voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha_1} \\ X_{\beta_1} \\ X_{01} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{pmatrix} \quad ; \quad \begin{pmatrix} X_{\alpha_2} \\ X_{\beta_2} \\ X_{02} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Avec :

$$[T_{33}]^{-1} = [T_{33}]^t = \begin{bmatrix} [T_{32}] \\ [T_{31}] \end{bmatrix}$$

$$\text{Où : } [T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ 2 & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{pmatrix} \quad ; \quad [T_{31}] = \begin{pmatrix} 1 \\ \sqrt{3} \\ 1 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix}$$

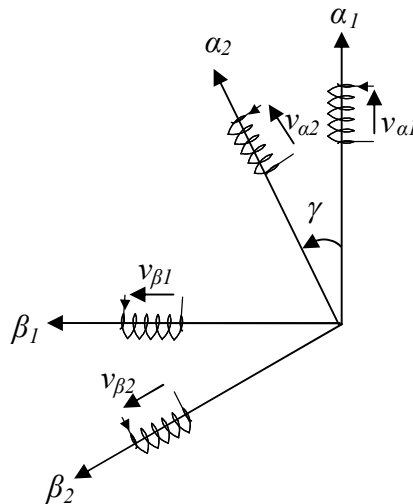
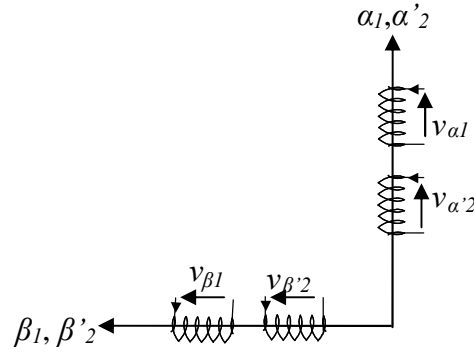


Figure I.2 : Représentation de la MSDE dans le repère $(\alpha_1-\beta_1)$ et $(\alpha_2-\beta_2)$

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents $(\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2)$ décalé d'un angle électrique γ . Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 (figure I.3).

Figure I.3 : Représentation de la MSDE dans le repère (α_1, β_1)

D'où cette nouvelle transformation pour l'étoile 2.

$$\begin{pmatrix} X'_{\alpha 2} \\ X'_{\beta 2} \\ X'_{02} \end{pmatrix} = [P_{33}(\gamma)] \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{02} \end{pmatrix} = [T_{33}(\gamma)]^T \begin{pmatrix} X_{a 2} \\ X_{b 2} \\ X_{c 2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$[T_{33}(\gamma)] = \begin{bmatrix} [T_{32}(\gamma)] \\ [T_{31}] \end{bmatrix}, \quad [P_{33}(\gamma)] = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 0 \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Et :

$$[T_{32}(\gamma)] = [T_{32}][P(\gamma)], \quad [P(\gamma)] = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}.$$

b. Modèle de la machine dans le plan de Park

Le modèle obtenu dans le repère de Concordia présente plusieurs paramètres qui dépendent de la position du rotor. Pour simplifier l'étude de la MSDE nous appliquons la transformation de Park. Cette transformation permet de substituer aux enroulements de phases, dont les conducteurs et enroulements sont immobiles par rapport au stator, les enroulements d et q dont les enroulements sont solidaires du rotor et tourne avec lui.

Le passage des grandeurs statoriques X_i aux composantes d'axe direct et en quadrature X_{dq} est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} [X_{dq1}] \\ [X_{dq2}] \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} [[T_{33}][P_{33}(\theta)]]^{-1} & 0 \\ 0 & [[T_{33}][P_{33}(\theta - \gamma)]]^{-1} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [X_{abc1}] \\ [X_{abc2}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Le modèle de la MSDE dans le repère (d,q) lié au rotor est présenté sur la figure (I.4).

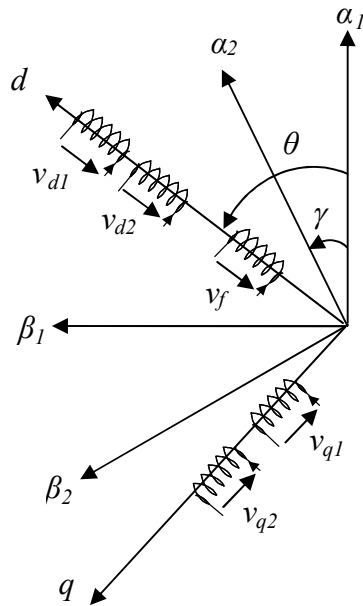


Figure I.4 : Représentation de la MSDE dans le repère (d,q).

Le modèle de la machine obtenu, permet d'étudier séparément chacune des deux étoiles en tenant compte de l'interaction qui existe entre elles. Toutefois ce modèle est multi-variante fortement couplé.

III.2.2. Transformation multi-diphasée

Merabtene propose une méthode de transformation valable pour les machines ayant un nombre de phase pairs et qui sont orthogonales deux à deux. Dans ce cas l'enroulement statorique peut être considéré comme q systèmes diphasés [Mer04].

Dans le cas d'une machine double étoile avec un décalage $\gamma = 30^\circ$ l'enroulement statorique est divisé en trois systèmes diphasés équivalents. La figure (I.5) montre les étapes de transformation.

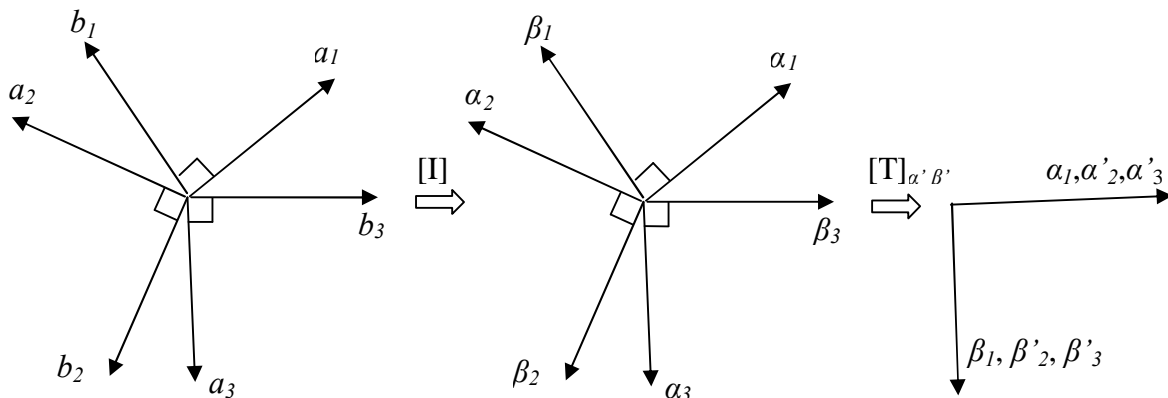


Figure I.5 : Transformation d'un enroulement double étoile en trois systèmes diphasés

Les étapes de transformation se résument :

- On associe à chaque sous système diphasé un plan de Concordia (α_1, β_1) , (α_2, β_2) , (α_3, β_3) .
- On effectue une rotation de $k \cdot 120^\circ$ des différents référentiels. La matrice de passage au référentiel (α', β') est donnée par [Mer05] :

$$[T_{\alpha'\beta'}] = \begin{pmatrix} [T_1] & 0 & 0 \\ 0 & [T_2] & 0 \\ 0 & 0 & [T_3] \end{pmatrix} \quad (I.23)$$

Avec :

$$[T_k]^T = \begin{pmatrix} \cos(k-1) \frac{2\pi}{3} & \sin(k-1) \frac{2\pi}{3} \\ -\sin(k-1) \frac{2\pi}{3} & \cos(k-1) \frac{2\pi}{3} \end{pmatrix}; \quad k = 1, 2, 3.$$

- On diagonalise la matrice inductance. La base de diagonalisation $(\alpha^+, \beta^+, \alpha_1^-, \beta_1^-, \alpha_2^-, \beta_2^-)$ est obtenue en utilisant la transformation suivante :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha^+} \\ X_{\beta^+} \\ X_{\alpha_1^-} \\ X_{\beta_1^-} \\ X_{\alpha_2^-} \\ X_{\beta_2^-} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & 0 & \sqrt{2} & 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & \sqrt{2} & 0 & \sqrt{2} \\ 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{\alpha_1} \\ X_{\beta_1} \\ X'_{\alpha_2} \\ X'_{\beta_2} \\ X'_{\alpha_3} \\ X'_{\beta_3} \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

Cette approche s'adapte bien dans le cas d'un fonctionnement en mode dégradé de la machine. Cependant elle n'est applicable que pour un type particulier de machines.

IV. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Dans le paragraphe précédent on a présenté plusieurs méthodes de modélisation des machines multi-étoiles. Le choix d'une méthode dépend de la simplicité de la méthode, de la structure de modèle obtenu en vue de sa commande et de mode de fonctionnement de la machine. En effet la modélisation dans le repère de Concordia nécessite des étapes intermédiaires ce qui augmente l'ordre de système et donc la complexité du modèle obtenu. La transformation multi-triphasée multi-diphasée conduit à un système multi- variable fortement couplé ce qui rend sa commande difficile.

Dans cette partie, on s'intéresse à la modélisation de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné dans le référentiel $\alpha, \beta, z_1, z_2, \dots, z_{N-2}$ où les axes magnétiques de la machine sont projetés directement sur les axes $\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4$.

IV.1. Description de la machine

La machine qui fera l'objet de notre étude est une machine synchrone à double étoile composée d'un :

- Induit fixe portant deux enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = 30^\circ$).

- Inducteur tournant, à pôles saillants et sans amortisseurs, alimenté en courant continu portant un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor (Figure I.6).

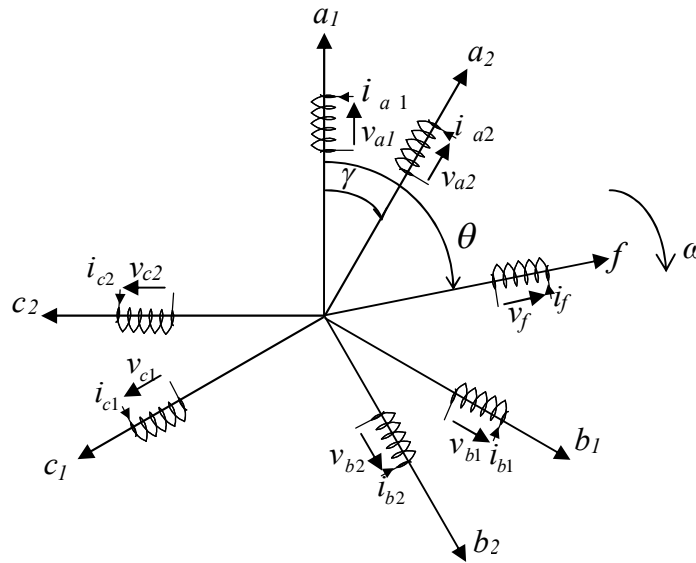


Figure I.6 : Représentation schématique de la MSDE

a_1, b_1, c_1 : phases du premier stator. a_2, b_2, c_2 : phases du second stator.

θ : angle électrique entre la phase a_1 et la position du rotor.

γ : angle électrique entre les deux étoiles.

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- On néglige la saturation des circuits magnétiques, l'hystérésis et les courants de Foucault, l'effet de peau, les couplages capacitifs entre les enroulements et l'influence des pièces polaires.

- On suppose que les enroulements créent des F.M.Ms à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que du premier harmonique.

- On suppose que les deux étoiles sont identiques et déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle γ .

IV.2. Equations électriques de la MSDE dans la base naturelle

On utilise la forme matricielle pour exprimer toutes les grandeurs de la machine. Les équations des tensions s'écrivent sous la forme:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [M_{sr}]i_f) \quad (I.25)$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{d}{dt}(L_f i_f + [M_{sr}]^T [I_s]) \quad (I.26)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{a1} \ V_{a2} \ V_{b1} \ V_{b2} \ V_{c1} \ V_{c2}]^T$$

$$[I_s] = [I_{a1} \ I_{a2} \ I_{b1} \ I_{b2} \ I_{c1} \ I_{c2}]^T$$

$$[R_s] = r_s [I]_{6 \times 6}$$

$$[L_{ss}] = [L_s] + [M]$$

$$[M_{sr}] = M_{sf} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{pmatrix}; \quad [L_s] = \begin{bmatrix} [L_{11}] & [L_{12}] \\ [L_{21}] & [L_{22}] \end{bmatrix}; \quad [M] = \begin{bmatrix} [M_{11}] & [M_{12}] \\ [M_{21}] & [M_{22}] \end{bmatrix}$$

Où :

$$[L_{11}] = \begin{pmatrix} L_s & M_{ss} \cos(\gamma) & M_s \\ M_{ss} \cos(\gamma) & L_s & M_{ss} \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ M_s & M_{ss} \cos(\gamma - 2\pi/3) & L_s \end{pmatrix}$$

$$[L_{22}] = \begin{pmatrix} L_s & M_{ss} \cos(\gamma - 2\pi/3) & M_s \\ M_{ss} \cos(\gamma - 2\pi/3) & L_s & M_{ss} \cos(\gamma) \\ M_s & M_{ss} \cos(\gamma) & L_s \end{pmatrix}$$

$$[L_{12}] = \begin{pmatrix} M_{ss} \cos(\gamma + 2\pi/3) & M_s & M_{ss} \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ M_s & M_{ss} \cos(\gamma + 2\pi/3) & M_s \\ M_{ss} \cos(\gamma) & M_s & M_{ss} \cos(\gamma + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[L_{21}] = [L_{12}]^T$$

$$[M_{11}] = M_{sfm} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[M_{22}] = M_{sfm} \begin{pmatrix} \cos(2(\theta - \gamma) + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2(\theta - \gamma)) \\ \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(2(\theta - \gamma)) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2(\theta - \gamma) - 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[M_{21}] = M_{sfm} \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) \\ \cos(2(\theta - \gamma) - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2(\theta - \gamma) + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \gamma) \end{pmatrix}$$

$$[M_{12}] = [M_{21}]^T ; L_s = l_{sf} + M_{ss}$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ i_f \end{bmatrix}^T \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & l_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Donc nous avons un système de sept équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients sont en fonction de la position du rotor d'où la complexité de la résolution analytique. A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système hexaphasé à un système équivalent découplé.

IV.3. Equations électriques de la MSDE dans la base $(\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4)$

On définit les nouvelles variables de la MSDE exprimées dans le référentiel $(\alpha, \beta, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4)$, qui sont obtenues en diagonalisant la matrice des inductances, par la matrice de transformation $[T_s]$ tel que :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha & x_\beta & x_{z1} & x_{z2} & x_{z3} & x_{z4} \end{bmatrix}^T = [T_s] \begin{bmatrix} x_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Où : x peut être tension, courant ou flux.

Et :

$$[T_s] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \gamma) \\ \sin(0) & \sin(\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3} + \gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3} + \gamma) \\ \cos(0) & \cos(\pi - \gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ \sin(0) & \sin(\pi - \gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.29})$$

En appliquant la transformation $[T_s]$ au système d'équations (I.25), on obtient :

$$[T_s] \cdot [V_s] = [T_s] \cdot [R_s] \cdot [T_s]^{-1} \cdot [T_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \left([T_s] \cdot [L_{ss}] \cdot [T_s]^{-1} \cdot [T_s] \cdot [I_s] + [T_s] \cdot [M_{sr}] \cdot i_f \right) \quad (\text{I.30})$$

Où :

$$[T_s] \cdot [L_{ss}] [T_s]^{-1} = l_{fs} \cdot [I]_{6 \times 6} + M_{ss} \cdot \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + M_{sfm} \cdot \begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$[T_s] \cdot [M_{sr}] = \sqrt{3} M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

En remplaçant les produits matriciels par leurs valeurs. Le modèle de l'équation (I.30) se réécrit comme présenté dans l'équation (I.31).

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \sqrt{3} M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \quad (I.31)$$

$$+ M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix}$$

Le modèle dynamique de la MSDE obtenu peut être représenté dans chaque sous espace comme suit :

IV.3.1. Modèle de la MSDE dans l'espace (α, β)

Dans ce repère la tension statorique de la MSDE est donnée par :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} + 3M_{ss} & 0 \\ 0 & l_{fs} + 3M_{ss} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \sqrt{3} M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{pmatrix} i_f \quad (I.32)$$

$$+ M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$$

A partir du système d'équations (I.31), on déduit le circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β) :

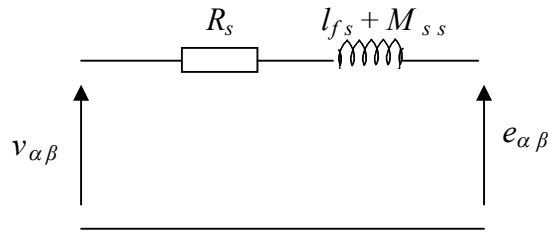


Figure I.7: Circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β)

IV.3.2. Modèle de la MSDE dans les espaces (z_1, z_2) , (z_3, z_4)

La tension statorique de la MSDE est :

- Dans le repère (z_1, z_2) :

$$\begin{pmatrix} v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.33})$$

- Dans le repère (z_3, z_4) :

$$\begin{pmatrix} v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} \quad (\text{I.34})$$

La figure (I.8) représente le schéma électrique équivalent de la MSDE dans les repères (z_1, z_2) , (z_3, z_4) .

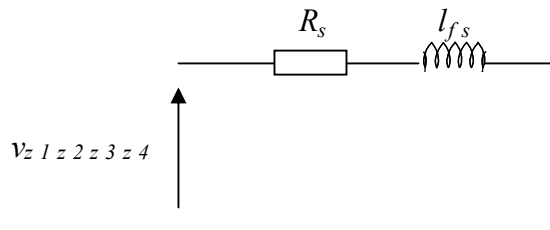


Figure I.8: Circuit électrique équivalent de la MSDE dans les repères (z_1, z_2) , (z_3, z_4) .

On remarque que :

- La MSDE peut être décomposée en trois machines fictives totalement découplées.
- La totalité de conversion électromagnétique s'effectue dans le repère α, β . Donc la machine fictive dans le repère α, β contribue à la création du couple électromagnétique.
- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_1, z_2) ne contribue pas au couple. Les courants i_{z1} , i_{z2} sont appelés courants de circulation, ils dépendent fortement de l'angle entre les deux étoiles ' γ ' ainsi que du type d'alimentation de la MSDE [Mad04].

- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_3, z_4) est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre n'est pas connecté.

IV.4. Modèle de la MSDE dans le repère (d,q)

Le modèle de la machine dans le référentiel de Park est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

$$[P] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (I.35)$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + M_d \omega \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} i_f \quad (I.36)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$T_e = P(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (I.37)$$

Avec :

$$\varphi_d = L_d i_d + M_d i_f; \varphi_q = L_q i_q$$

Et :

$$L_s = l_{fs} + M_{ss}; L_d = l_{sf} + 3M_{ss} + 3M_{sfm}; L_q = l_{sf} + 3M_{ss} - 3M_{sfm}; M_d = \sqrt{3}M_{sf}$$

Le modèle de la MSDE obtenu dans le référentiel de Park est similaire au modèle de la machine synchrone triphasée classique.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE. Nous avons tout d'abord présenté le modèle des machines polyphasées dans différentes bases. Ensuite nous avons généralisé le formalisme vectoriel aux enroulements multi-étoiles. Enfin, après comparaison des différentes méthodes de modélisation, nous avons modélisé la MSDE dans le repère $(\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4)$. En effet le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, d'un modèle simple et découplé en vue de la commande de la MSDE et donc des algorithmes de commande simples lors d'une représentation globale du comportement de la MSDE.

Chapitre II

Alimentation de la machine synchrone à
double étoile par des onduleurs multiniveaux

I. INTRODUCTION

La machine synchrone associée à un convertisseur statique trouve de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. En forte puissance l'alimentation de ces machines à partir des commutateurs de courant conduit à une ondulation du courant et du couple importante. Pour atténuer ces ondulations on a utilisé des machines où le stator est constitué de deux enroulements triphasés déphasés entre eux de 30° électrique, alimentés par deux commutateurs de courant [Mou98][Kes97].

Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines multi-étoiles par des onduleurs de tension. Ces onduleurs qui ont une fréquence de commutation élevée diminuent considérablement les ondulations de courant et de couple. L'alimentation de la MSDE par un onduleur hexaphasé ou par six onduleurs monophasés autorise l'utilisation de composants de l'électronique de plus petit calibre en courant et en tension. Cette solution est plus complexe au niveau de la commande que lors de l'utilisation de deux onduleurs triphasés indépendants. Cette dernière configuration a des avantages d'une segmentation de l'alimentation, redondance et convertisseur de puissance plus réduite [Mob98][Mad04][Mer05].

Néanmoins, lors de l'alimentation de la MSDE par des onduleurs de tension des courants harmoniques de circulation non générateurs de couple apparaissent. Ces courants d'amplitude élevée augmentent les pertes et risquent de détériorer les composants semi-conducteurs. Plusieurs solutions ont été proposées pour pallier ce problème en agissant sur la structure de la machine [Kes03], sur la commande rapprochée des onduleurs de tension [Had01][Mad04] et en plaçant en série avec les enroulements de la machine des filtres dont l'impédance est élevée aux fréquences harmoniques et faible au fondamental [Kes03].

Le but de ce chapitre est de réduire les courants de circulation et les ondulations du couple électromagnétique en agissant sur la structure des onduleurs de tension. Ainsi on alimente la MSDE par deux onduleurs de tension multiniveaux. On présente deux structures différentes des onduleurs; les onduleurs multiniveaux à structure NPC et les onduleurs multicellulaires. Différents résultats obtenus par le logiciel Matlab, montrent l'influence du type d'alimentation sur les performances de la MSDE.

II. STRUCTURE GENERALE DE L'ALIMENTATION DE LA MSDE

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MSDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et deux onduleurs qui permettent d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives.

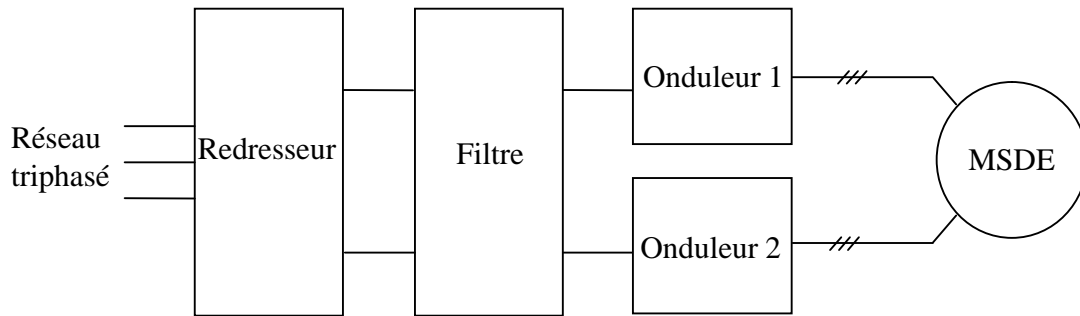


Figure II.1: Schéma synoptique de la MSDE et de son alimentation.

III. MODELISATION DE L'ONDULEUR

Dans le chapitre précédent on a montré que les courants de circulation i_{zi} ne participent pas à la création du couple et que ces courants ne sont limités que par la résistance statorique et l'inductance de fuites. Pour éliminer les courants de circulation on doit alimenter la MSDE par deux systèmes de tensions sinusoïdales, et donc par des tensions v_{zi} nulles.

Les onduleurs multiniveaux peuvent synthétiser des tensions de sortie proche de la sinusoïde avec un contenu harmonique réduit et d'augmenter la puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi conducteurs.

Les tensions multiniveaux sont obtenues soit par l'association série des onduleurs à deux niveaux [Mar88] soit par l'association de cellules de commutation [Nab81][Mey91]. Les topologies les plus connues utilisant cette dernière association sont les onduleurs à structure NPC et les onduleurs multicellulaires.

Cette partie est consacrée à la modélisation des onduleurs multiniveaux. On modélisera d'abord l'onduleur à deux niveaux, ensuite l'onduleur multiniveaux. On présentera deux structures différentes d'onduleurs multiniveaux; les onduleurs multiniveaux à structure NPC et les onduleurs multicellulaires.

Afin de simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi-niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

III.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est composé de trois bras, chaque bras est constitué de deux paires transistors-diodes. Figure (II.2).

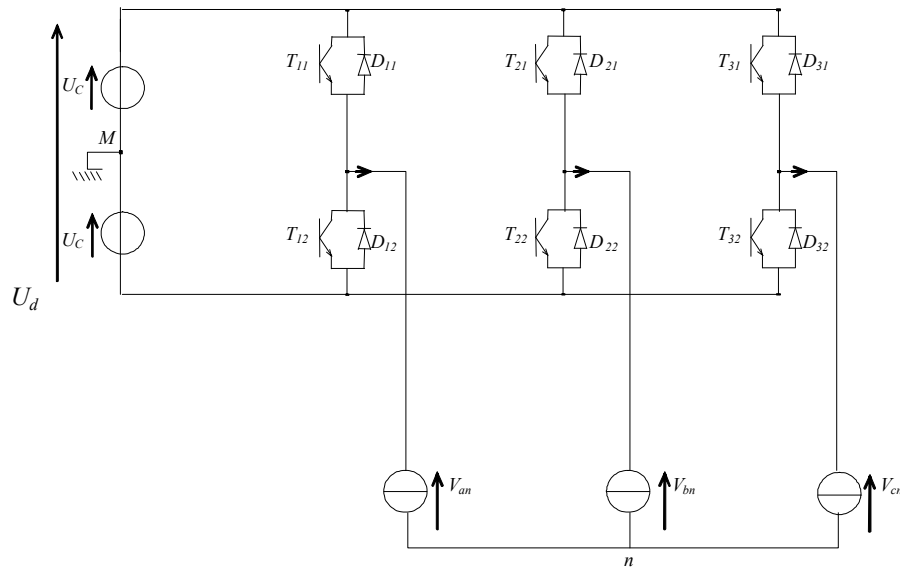


Figure II.2: Onduleur triphasé à deux niveaux

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, chaque paire transistor-diode sera représentée par un seul interrupteur bidirectionnel. Ainsi la structure générale de l'onduleur à deux niveaux est représentée par la figure II.3.

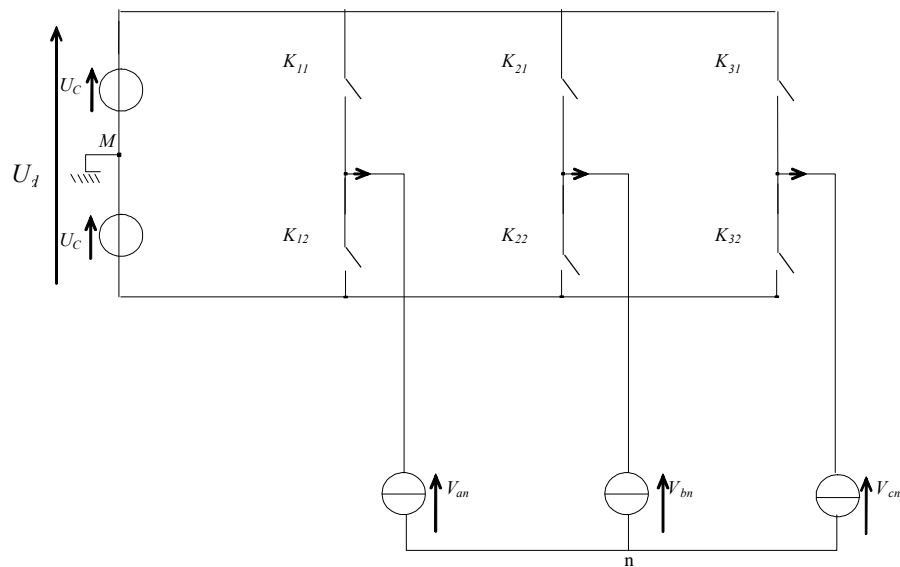


Figure II.3 : représentation de l'onduleur avec des interrupteurs

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_j doivent être contrôlé de manière complémentaire. Ainsi l'état des interrupteurs est représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_k ($k = a, b$ et c), telle que :

- $S_k = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert. ($V_{kM} = U_C$)

- $S_k = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé. ($V_{kM} = -U_C$)

Les tensions simples aux bornes de la machine sont données par:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{aM} - V_{nM} \\ V_{bn} = V_{bM} - V_{nM} \\ V_{cn} = V_{cM} - V_{nM} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.2})$$

On aura donc :

$$V_{nM} = \frac{1}{3}(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \quad (\text{II.3})$$

De (II.1) et (II.3) les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions simples de la machine par rapport au point M sont :

$$V_{kM} = S_k U_d - \frac{U_d}{2} \quad (\text{II.5})$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_d et les grandeurs booléennes de commande S_k .

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \cdot U_d \quad (\text{II.6})$$

Les tensions à la sortie de l'onduleur peuvent être représentées par un seul vecteur tension V_s donné par :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \quad (\text{II.7})$$

Avec $a = e^{j.2\pi/3}$

En remplaçant les tensions simples par leurs expressions on obtient :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2S_c).U_d \quad (\text{II.8})$$

La relation précédente montre qu'il existe huit combinaisons (2^3) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Le tableau II.1 représente les vecteurs tensions possibles à la sortie de l'onduleur.

Vecteur	S _a	S _b	S _c	V _a	V _b	V _c
V ₀	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2U _d /3	-U _d /3	-U _d /3
V ₂	1	1	0	U _d /3	U _d /3	-2U _d /3
V ₃	0	1	0	-U _d /3	2U _d /3	-U _d /3
V ₄	0	1	1	-2U _d /3	U _d /3	U _d /3
V ₅	0	0	1	-U _d /3	-U _d /3	2U _d /3
V ₆	1	0	1	U _d /3	-2U _d /3	U _d /3
V ₇	1	1	1	0	0	0

Table.II.1 : Tableau de vérité pour un onduleur à deux niveaux

La projection des vecteurs de tension V_s dans le plan (α - β) est représentée par la figure (II.4)

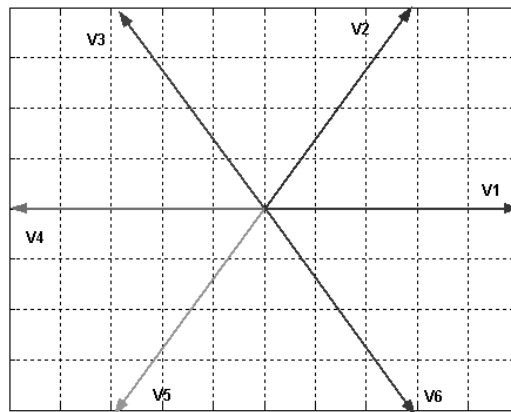


Figure II.4 : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

III.1.1. Stratégie de commande de l'association onduleur deux niveaux – MSDE

Plusieurs études sont faites sur les stratégies de commandes des onduleurs de tension à deux niveaux [Ber95]. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïde possible, on a

commandé l'ondeur à deux niveaux par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale. Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison d'une ou plusieurs porteuses triangulaires ou en dent de scie et d'une modulante. La modulante est l'image de la grandeur électrique à contrôler. La fréquence de la porteuse f_p est beaucoup plus élevée que celle de la modulante f . Le rapport entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des grandeurs électriques à contrôler. Dans notre étude, la MSDE est alimentée par deux onduleurs de tension triphasés (figure II.5).

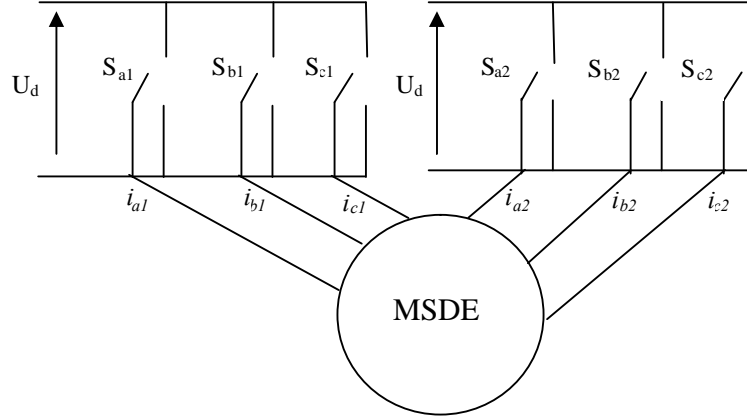


Figure II.5: Alimentation de la MSDE par deux onduleurs triphasés

Les tensions de phase générées par les onduleurs sont données par:

$$\begin{pmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \\ v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{pmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & & & \\ -1 & 2 & -1 & & 0 & \\ -1 & -1 & 2 & & & \\ & & & 2 & -1 & -1 \\ & 0 & & -1 & 2 & -1 \\ & & & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour un bras k_1 du premier onduleur et un bras k_2 du deuxième onduleur est le suivant :

$$S_{k1} = 1 \text{ si } (V_{ref,k1} \geq V_{p1}) ; S_{k1} = 0 \text{ si } (V_{ref,k1} < V_{p1}). \quad (\text{II.10})$$

$$S_{k2} = 1 \text{ si } (V_{ref,k2} \geq V_{p2}) ; S_{k2} = 0 \text{ si } (V_{ref,k2} < V_{p2}). \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$V_{ref,k1} = V_m \sin (wt - i 2\pi/3) \quad (\text{II.12})$$

$$V_{ref,k2} = V_m \sin (wt - i 2\pi/3 - \gamma) \quad (\text{II.13})$$

$V_{pi}(V_{p2})$: signal de porteuse d'amplitude V_{pm} et de fréquence f_p . La porteuse la plus adaptée aux onduleurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire.[Ber95]

$k = a, b, c.$

$i = 0, 1, 2.$

La modulation est caractérisée par :

- L'indice de modulation m :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.14})$$

- Taux de modulation r :

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \quad (\text{II.15})$$

III.1.2. Résultats de simulation

Les essais de simulations sont faits sur une machine synchrone à double étoile à pôles saillants d'une puissance de 5kw (Annexe A). Les figures (II.6.a), (II.7.a) et (II.8.a) présentent l'allure de la tension simple et de son spectre harmonique, le courant dans la phase a_1 et le couple électromagnétique de l'association onduleurs de tension-MSDE pour différentes valeurs de l'indice de modulation m . On remarque :

- L'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois.
- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse f_p .
- L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées.

Sur les figures (II.6.b), (II.7.b) et (II.8.b) sont donnés les tensions harmoniques (v_{z1}, v_{z2}) et les courants de circulations (i_{z1}, i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasés commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de l'indice de modulation m . On observe que :

- L'amplitude maximale des tensions v_{z1}, v_{z2} est la même quelque soit la valeur de m , par contre la largeur des créneaux diminue quand m augmente.
- L'amplitude des courants de circulation i_{z1} et i_{z2} et les ondulations du couple et de courant de phase diminuent lorsque m augmente.

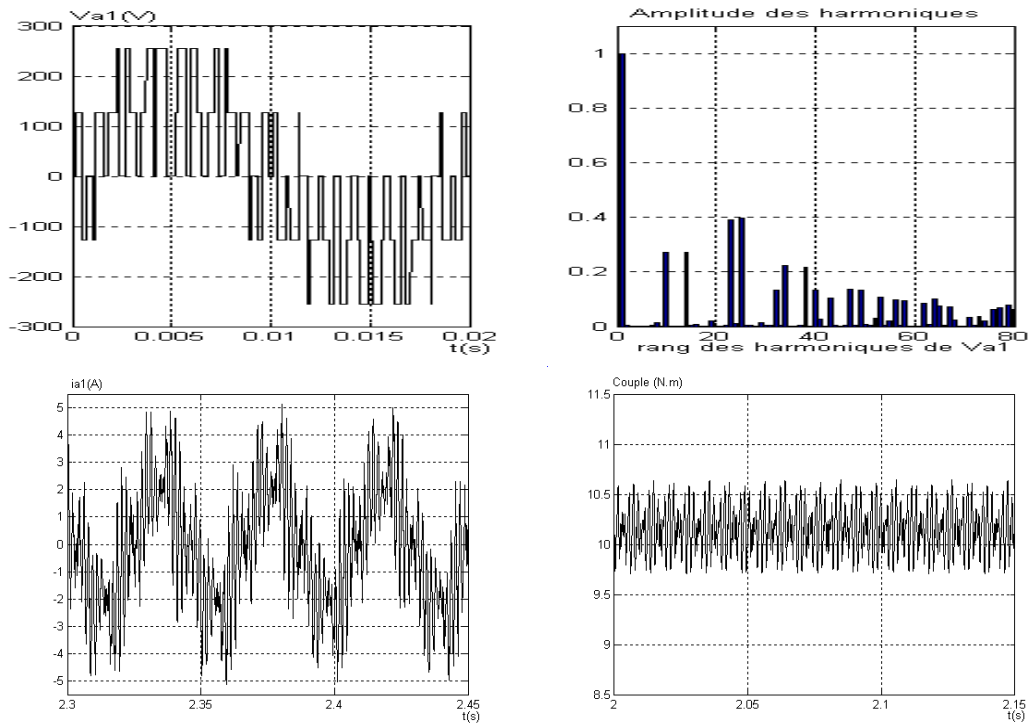


Figure II.6.a : Tensions v_{a1} , courant de phase i_{a1} et couple électromagnétique de l'association onduleurs de tension triphasé à deux niveaux MSDE pour $m = 12$ et $r = 0.8$

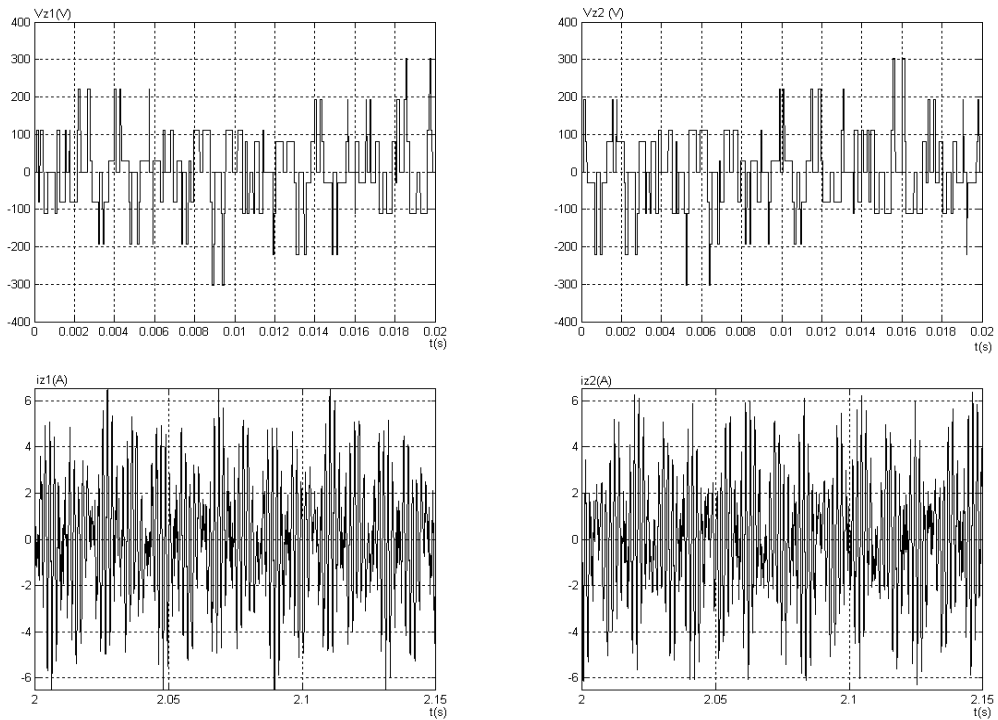
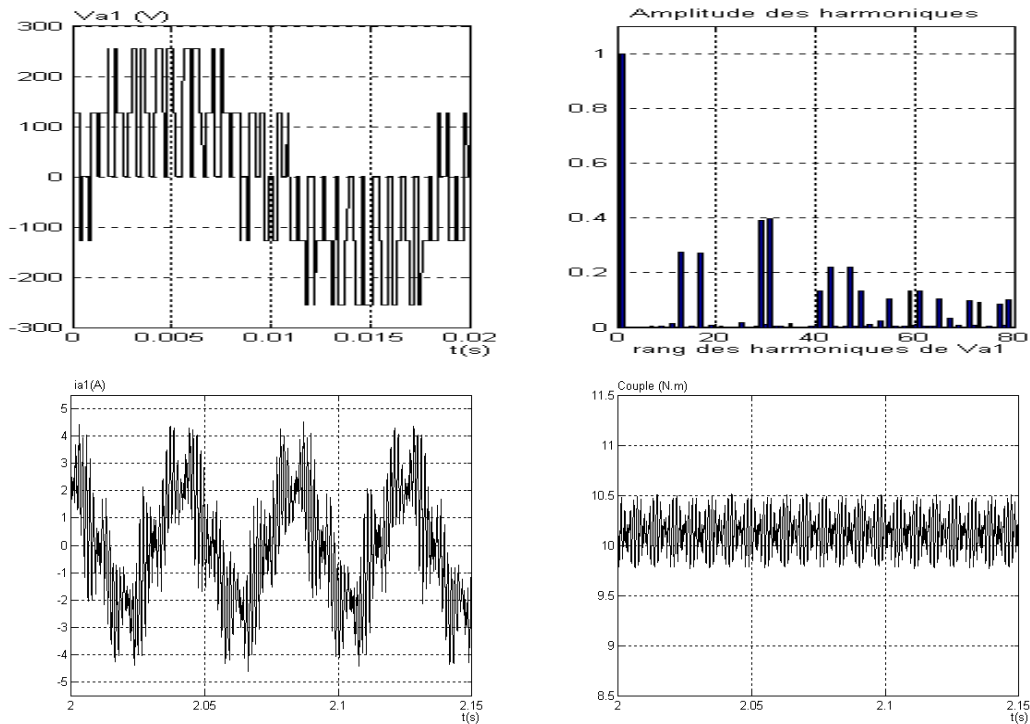
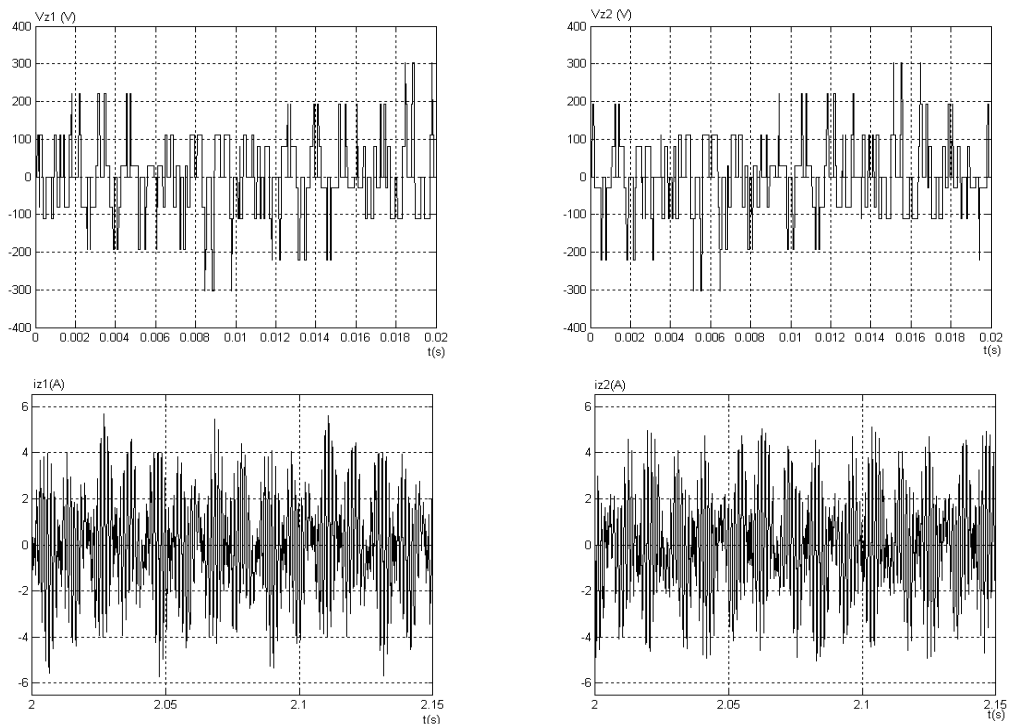


Figure II.6.b : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé à deux niveaux pour $m = 12$ et $r = 0.8$ Figure II.7.a : Tensions v_{a1} , courant de phase i_{a1} et couple électromagnétique de l'association onduleurs de tension triphasé à deux niveaux alimentant la MSDE pour $m = 15$ et $r = 0.8$ Figure II.7.b : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé à deux niveaux pour $m = 15$ et $r = 0.8$

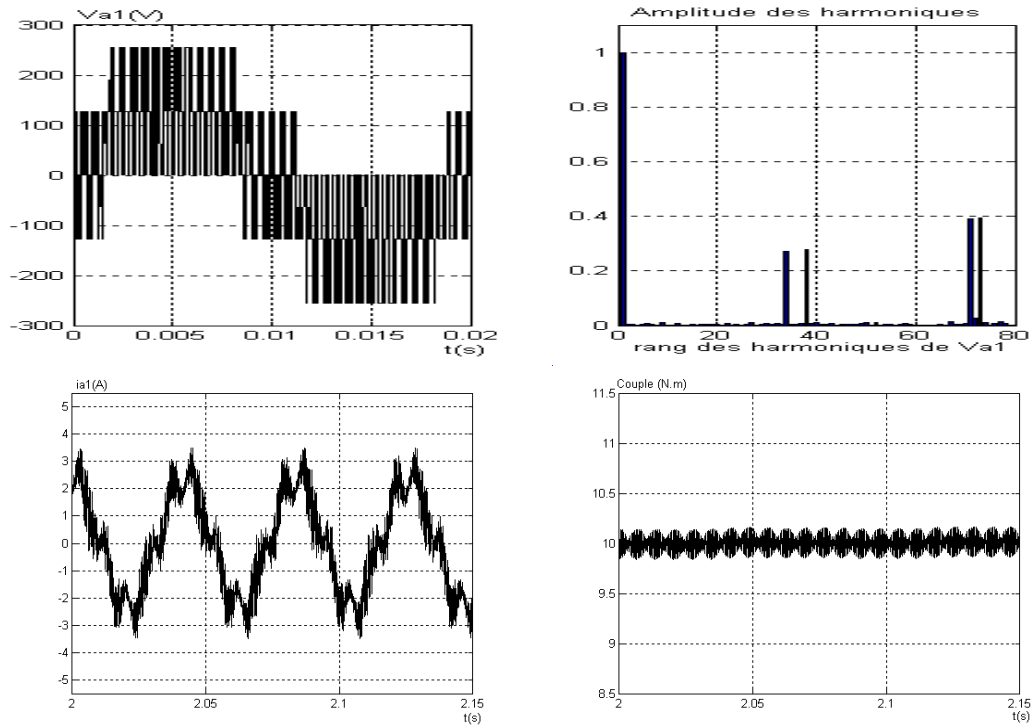


Figure II.8.a : Tensions v_{a1} , courant de phase i_{a1} et couple électromagnétique de l'association onduleurs de tension triphasé à deux niveaux MSDE pour $m = 36$ et $r = 0.8$

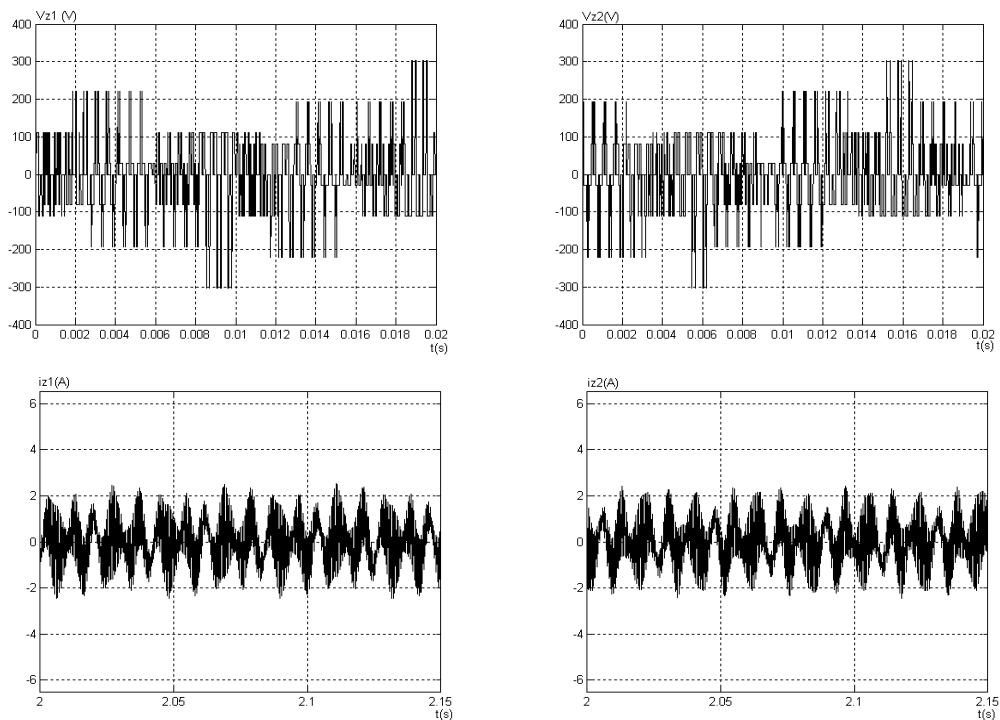


Figure II.8.b : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé à deux niveaux pour $m = 36$ et $r = 0.8$

III.2. Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La structure générale de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (II.9). L'onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre paires transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue.

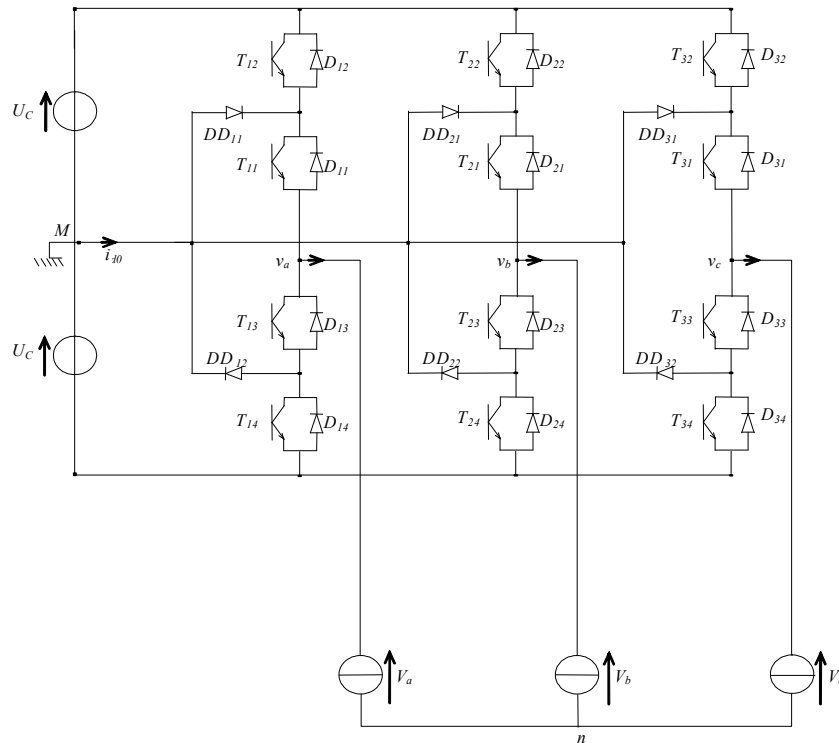


Figure II.9 : Schéma générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit la déconnexion de la charge.

Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (II.10)

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- $S_k = -1$ pour la configuration C_0 ; $V_{kM} = -U_c$
- $S_k = 0$ pour la configuration C_1 ; $V_{kM} = 0$.
- $S_k = 1$ pour la configuration C_2 ; $V_{kM} = U_c$

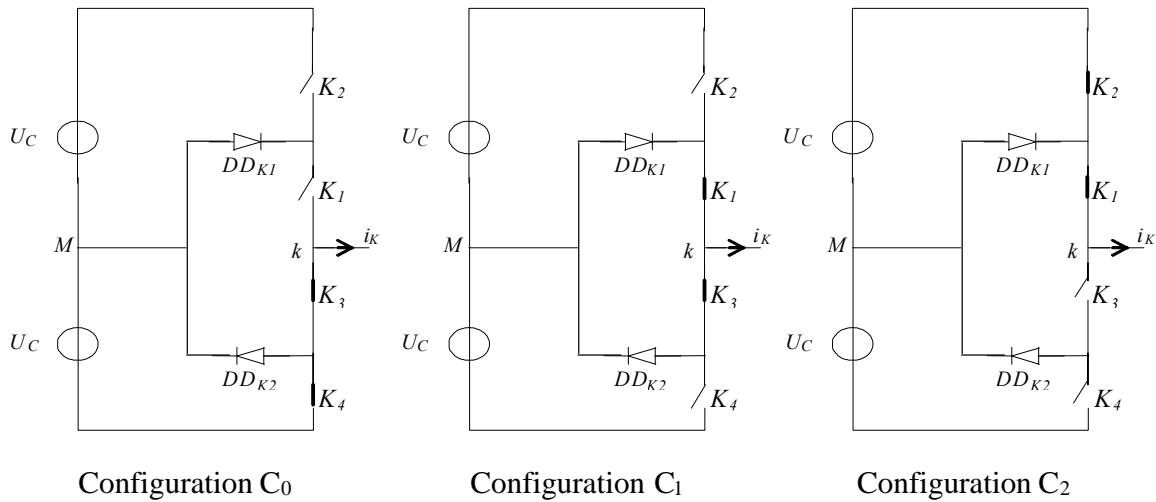


Figure II.10 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau (II.2).

Configuration	K ₁	K ₂	K ₃	K ₄	S _k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C ₀	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C ₁	0	1	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C ₂	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$

Tableau II.2 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Comme :

$$V_{kM} = S_k U_c \quad (\text{II.17})$$

Et en remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions dans l'équation II.14 les tensions simples appliquées à la machine deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2S_c)U_c \quad (\text{II.19})$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt sept ($3^3 = 27$) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner dix neuf valeurs différentes au vecteur tension V_s . (figure II.11)

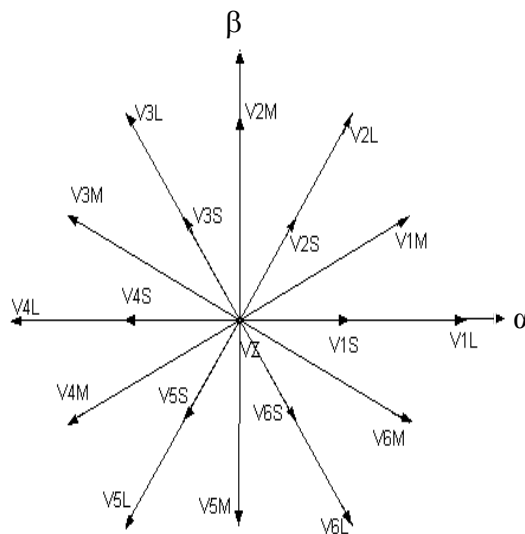


Figure II.11 : Le vecteur V_s dans le repère $(\alpha-\beta)$

Les vecteurs tensions sont classés dans quatre groupes suivant leurs amplitudes :

Groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_s(S_a, S_b, S_c)$
Grand vecteurs	$V_{1L} (1,-1,-1)$; $V_{2L} (1, 1,-1)$; $V_{3L} (-1, 1, -1)$; $V_{4L} (-1, 1, 1)$; $V_{5L} (-1,-1, 1)$; $V_{6L} (1,-1, 1)$.
Moyens vecteurs	$V_{1M} (1, 0,-1)$; $V_{2M} (0, 1,-1)$; $V_{3M} (-1, 1,0)$; $V_{4M} (-1, 0, 1)$; $V_{5M} (0,-1, 1)$; $V_{6M} (1,-1, 0)$.
Petits vecteurs	$V_{1S} [(1,0,0) (0,-1,-1)]$; $V_{2S} [(1,1,0) (0,0,-1)]$; $V_{3S} [(0,1,0) (-1,0,-1)]$; $V_{4S} [(0,1,1) (-1,0,0)]$; $V_{5S} [(0,0,1) (-1,-1,0)]$; $V_{6S} [(1,0, 1) (0,-1,0)]$;
Vecteurs nuls	$V_Z [(1, 1, 1) (0, 0, 0) (-1,-1,-1)]$.

Tableau II. 3: Groupe des vecteurs tension

III.2.1 Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires

Dans cette stratégie, on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques et décalées d'une demi période de hachage l'un de l'autre. L'algorithme de commande pour un bras k est le suivant :

$$C_1 = \begin{cases} V_{ref,k} < U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} < U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = -U_c \quad (II.20)$$

$$C_2 = \begin{cases} V_{ref,k} \geq U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} \geq U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = U_c \quad (II.21)$$

$$C_3 = \bar{C}_1 \text{ et } \bar{C}_2 \Rightarrow V_{kM} = 0 \quad (II.22)$$

La figure (II.12) montre les tensions de référence et les deux porteuses bipolaires.

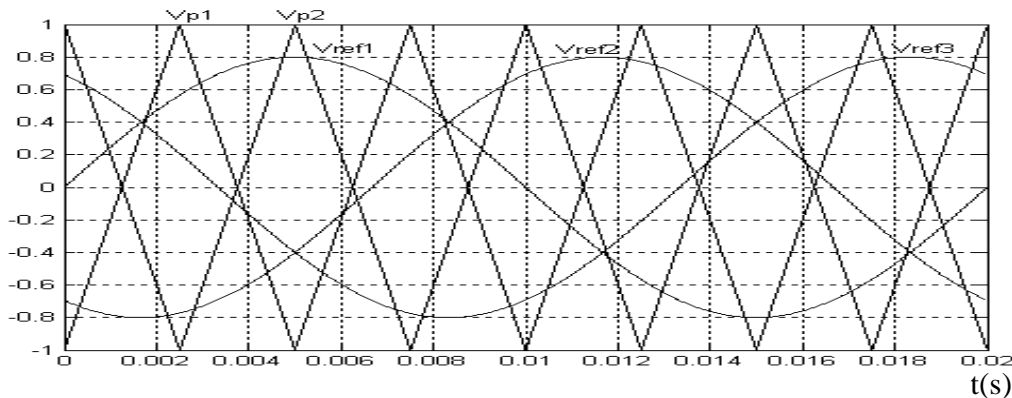


Figure II.12 : Différentes tensions de références et les deux porteuses bipolaires

III.2.2. Résultats de simulation

Les figures (II.13) et (II.14) présentent les performances de l'association onduleurs de tension triphasés à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires-MSDE pour $m=36$ et $r=0.8$. On remarque que :

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de fréquences multiples de $2f_p$
- Dans ce cas par rapport à la figure (II.8), l'amplitude maximale des tensions harmoniques v_{z1} et v_{z2} est nettement réduite ainsi que les courants de circulation i_{z1} et i_{z2} .

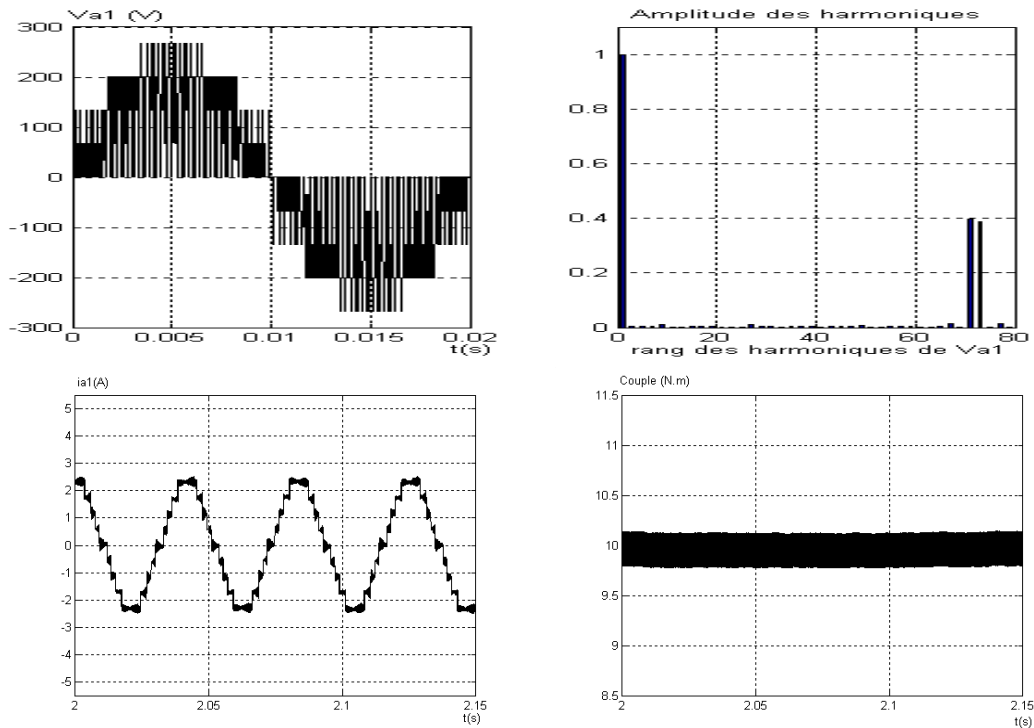


Figure II.13 : Tensions v_{a1} , courant de phase i_{a1} et couple électromagnétique de l'association de deux onduleurs de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires alimentant la MSDE pour $m=36$ et $r=0.8$

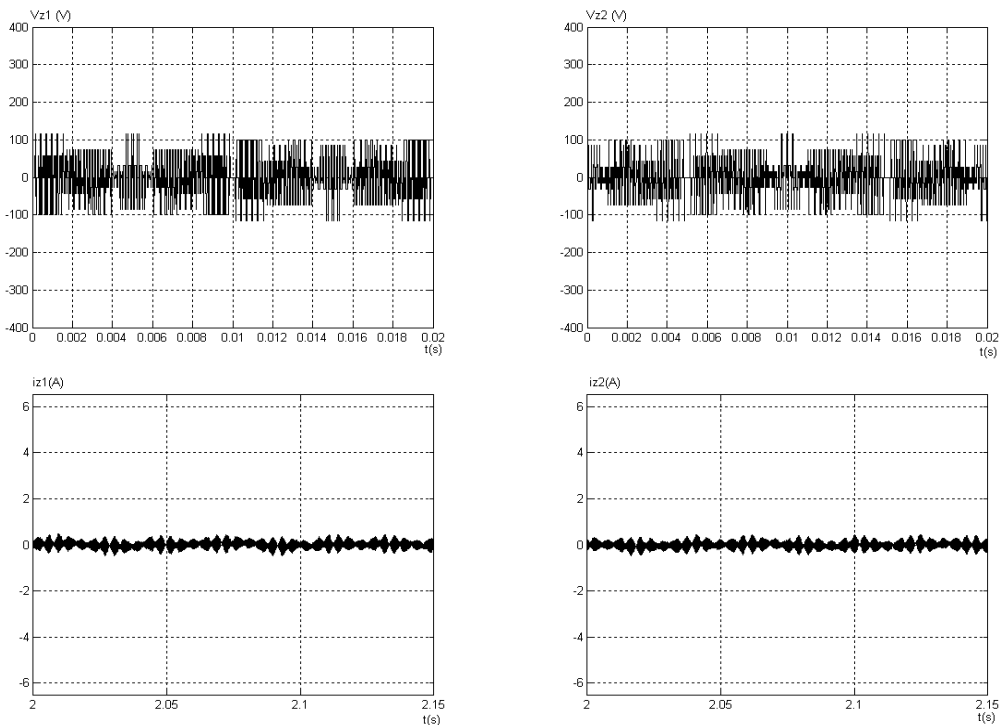


Figure II.14 Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires pour $m = 36$ et $r=0.8$.

III.3. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

L'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC est composé de trois bras, chaque bras est constitué de huit paires transistors-diodes montés en tête bêche et de deux diodes médianes. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue (figure II.15). L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension reste constante ($U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$).

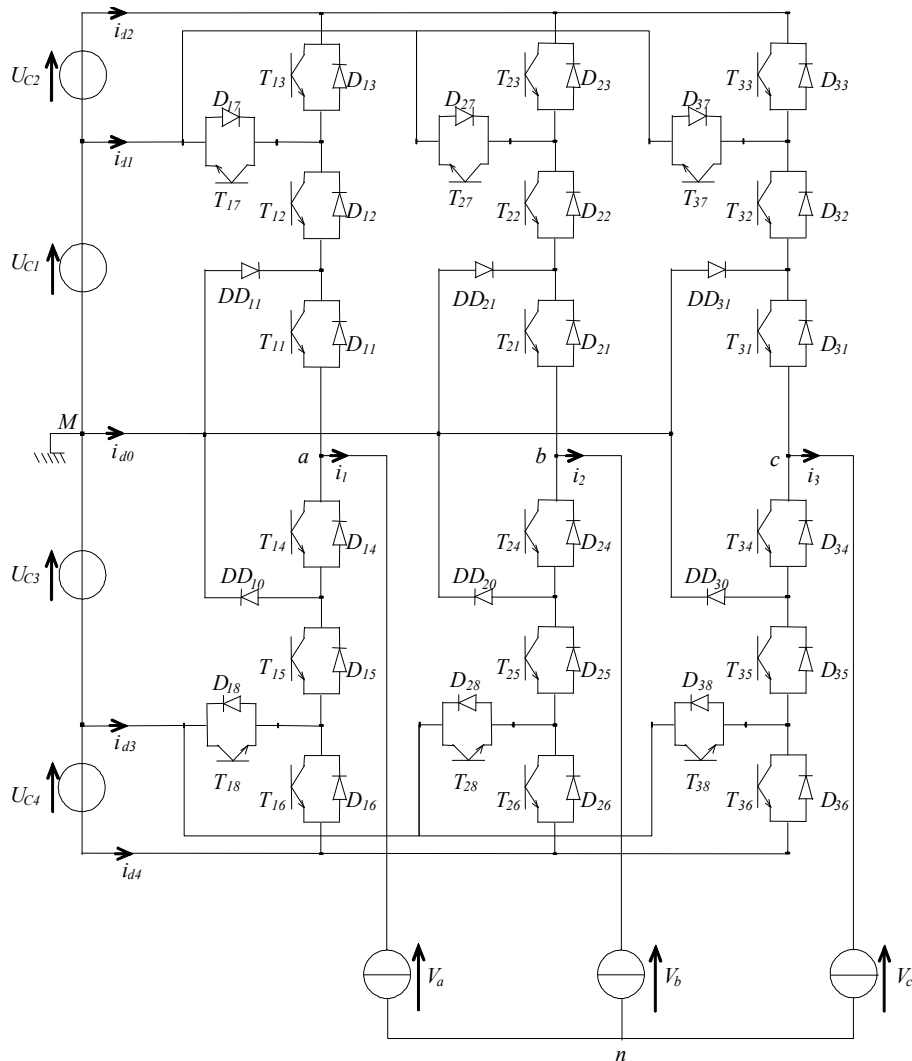


Figure II.15: Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Afin d'élaborer un modèle simple de onduleur, on modélise d'abord un bras puis, grâce à la symétrie de la structure de l'onduleur, on déduit le modèle globale. Ainsi, un bras (k) est constitué de huit interrupteurs (figure II.16). La combinaison des états de ces interrupteurs conduit à 2^8 séquences possibles. L'analyse topologique du bras k montre que seules sept configurations sont fonctionnelles et donnent les cinq niveaux de tension continue [Chi99].

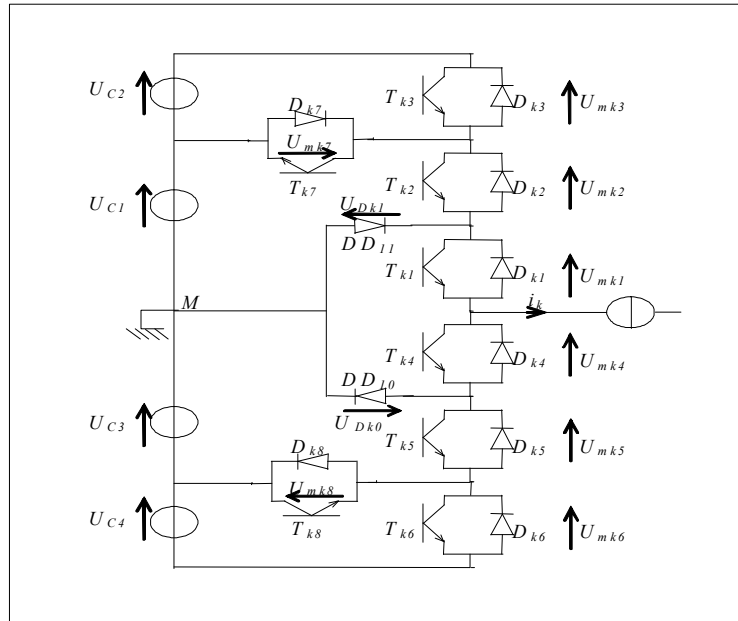


Figure II.16 : Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Le tableau (II.4) donne les grandeurs qui caractérisent chaque configuration ainsi que l'état de chaque interrupteur.

Configuration	Grandeurs électriques	TD _{k1}	TD _{k2}	TD _{k3}	TD _{k4}	TD _{k5}	TD _{k6}	TD _{k7}	TD _{k8}
C ₀	$i_k=0$ (V_{kM} dépend de la charge)	0	0	0	0	0	0	0	0
C ₁	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$	1	1	1	0	0	0	0	0
C ₂	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$	1	1	0	0	0	0	1	0
C ₃	$V_{kM}=0$	1	0	0	0	0	0	0	0
C ₄	$V_{kM}=-U_{C3}=-U_C$	0	0	0	1	1	0	0	1
C ₅	$V_{kM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$	0	0	0	1	1	1	0	0
C ₆	$V_{kM}=0$	0	0	0	1	0	0	0	0

Tableau II.4: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

On définit l'état d'un bras k comme suit :

$S_k = 2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 2U_C$

$S_k = 1$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = U_C$

$S_k = 0$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 0$

$S_k = -1$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -U_C$

$S_k = -2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -2U_C$

La tension V_{kM} s'écrit donc, en fonction de l'état S_k , comme suit :

$$V_{kM} = S_k U_C \quad (\text{II.23})$$

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point n sont donnés par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

A partir des relations (II.23) et (II.24), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}. \quad (\text{II.25})$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_C est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_a + aS_b + a^2S_c)U_c \quad (\text{II.26})$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe cent vingt cinq ($5^3=125$) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux. Ces combinaisons permettent de donner soixante et un valeurs différentes au vecteur tension V_s .(figure II.17)

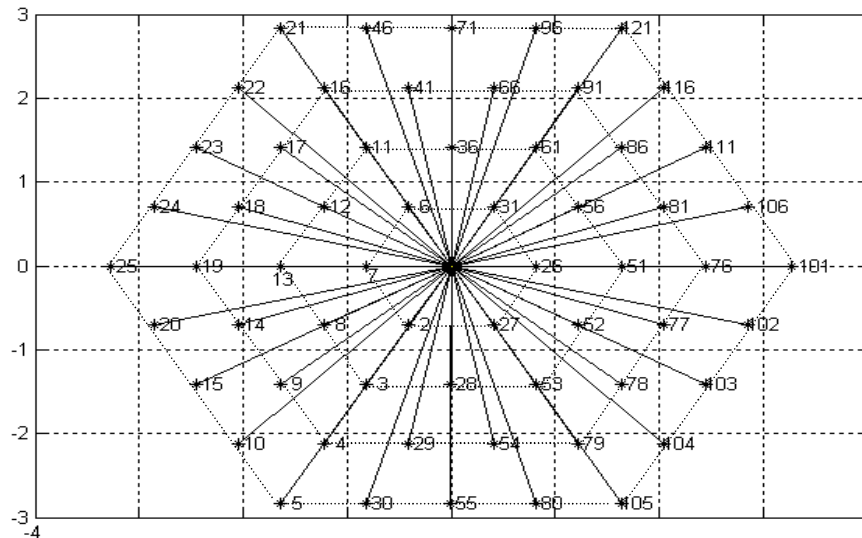


Figure II.17 : Le vecteur V_s dans le repère $(\alpha-\beta)$

Les vecteurs tensions sont répartis en cinq groupes (tableau II.5)

Groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_s(S_a, S_b, S_c)$
Vecteurs tension nuls	$V_0 [(2,2,2) (1, 1, 1) (0, 0, 0) (-1,-1,-1) (-2,-2,-2)]$
Vecteurs tension du premier hexagone	$V_2 [(-2,-2,-1) (-1,-1,0) (0,0,1) (1,1,2)]$; $V_6 [(-2,-1,-2) (-1,0,-1) (0,1,0) (1,2,1)]$; $V_7 [(-2,-1,-1) (-1,0,1) (0,1,1) (1,2,2)]$; $V_{26} [(-1,-2,-2) (0,-1,-1) (1,0,0) (2,1,1)]$; $V_{27} [(-1,-2,-1) (0,-1,0) (1,0,1) (2,1,2)]$; $V_{31} [(-1,-1,-2) (0,0,-1) (1,1,0)(2,2,1)]$
Vecteurs tension du deuxième hexagone	$V_{51}[(0,-2,-2) (1,-1,-1) (2,0,0)]$; $V_{56}[(0,-1,-2) (1,0,-1) (2,1,0)]$; $V_{61}[(0,0,-2) (1,1,-1) (2,2,0)]$; $V_{36}[-(1,0,-2) (0,1,-1) (1,2,0)]$; $V_{11}[-(2,0,-2) (-1,1,-1) (0,2,0)]$; $V_{12}[-(2,0,-1) (-1,1,0) (0,2,1)]$; $V_{13}[-(2,0,0) (-1,1,1) (0,2,2)]$; $V_8[-(2,-1,0) (-1,0,1) (0,1,2)]$; $V_3[-(2,-2,0) (-1,-1,1) (0,0,2)]$; $V_{28}[-(1,-2,0) (0,-1,1) (1,0,2)]$; $V_{53}[(0,-2,0) (1,-1,1) (2,0,2)]$; $V_{52}[(0,-2,1) (1,-1,0) (2,0,1)]$;
Vecteurs tension du troisième hexagone	$V_{76}[(1,-2,-2) (2,-1,-1)]$; $V_{81}[(1,-1,-2) (2,0,-1)]$; $V_{86}[(1,0,-2) (2,1,-1)]$; $V_{91}[(1,1,-2) (2,2,-1)]$; $V_{66}[(0,1,-2) (1,2,-1)]$; $V_{41}[-(1,1,-2) (0,2,-1)]$; $V_{16}[-(2, 1,-2) (-1,2,-1)]$; $V_{17}[-(2,1,-1) (-1,2,0)]$; $V_{18}[-(2,1,0) (-1,2,1)]$; $V_{19}[-(2,1,1) (-1,2,2)]$; $V_{14}[-(2,0,1) (-1,1,2)]$; $V_9[-(2,-1,1) (-1,0,2)]$; $V_4[-(2,-2,1) (-1,-1,2)]$; $V_{29}[-(1,-2,1) (0,-1,2)]$; $V_{54}[(0,-2,1) (1,-1,2)]$; $V_{79}[(1,-2,1)(2,-1,2)]$; $V_{78}[(1,-2, 0) (2,-1,1)]$; $V_{77}[(1,-2,-1) (2,-1,0)]$.
Vecteurs tension du quatrième hexagone	$V_{101}(-2,-2,-2)$; $V_{106}(-2,-1,-2)$; $V_{111}(2,0,-2)$; $V_{116}(2,1,-2)$; $V_{121}(2,2,-2)$; $V_{96}(1,2,-2)$; $V_{71}(0,2,-2)$; $V_{46}(-1,2,-2)$; $V_{21}(-2,2,-2)$; $V_{22}(-2,2,-1)$; $V_{23}(-2,2,0)$; $V_{24}(-2,2,1)$; $V_{25}(-2,2,2)$; $V_{20}(-2,1,2)$; $V_{15}(-2,0,2)$; $V_{10}(-2,-1,2)$; $V_5(-2,-2,2)$; $V_{30}(-1,-2,2)$; $V_{55}(0,-2,2)$; $V_{80}(1,-2,2)$; $V_{105}(2,-2,2)$; $V_{104}(2,-1,1)$; $V_{103}(2,-2,0)$; $V_{102}(2,-2,-1)$.

Tableau II. 5: Groupe des vecteurs tension

III.3.1 Commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires

Dans cette stratégie différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dent de scie unipolaire ou bipolaire. Comme pour la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m , et le taux de modulation r .

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses triangulaires (Figure.II.18). Les équations de ces porteuses sont données par le système (II.27).

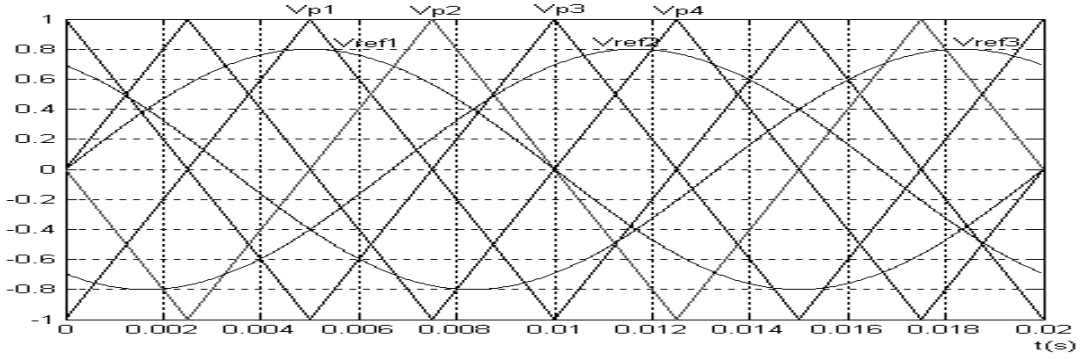


Figure.II.18: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires

$$\left. \begin{aligned}
 U_{p1} &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{2} \\
 U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} &= \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} < t < \frac{3T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} &= -U_{p1} \\
 U_{p4} &= -U_{p2}
 \end{aligned} \right\} \quad (II.27)$$

L'algorithme de commande pour un bras k est composé de deux étapes :

1^{er} étape : détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

$$\left. \begin{aligned}
 \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p4} &\Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\
 V_{refk} < U_{p4} &\Rightarrow V_{k4} = U_c
 \end{aligned} \right. \\
 \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p3} &\Rightarrow V_{k3} = U_c \\
 V_{refk} < U_{p3} &\Rightarrow V_{k3} = 0
 \end{aligned} \right. \\
 \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p2} &\Rightarrow V_{k2} = 0 \\
 V_{refk} < U_{p2} &\Rightarrow V_{k2} = -U_c
 \end{aligned} \right. \\
 \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = -U_c \\
 V_{refk} < U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = -2U_c
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned} \right\} \quad (II.28)$$

2^{ème} étape : détermination du signal V_{kM} et les ordres de commande S_k des interrupteurs :

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \quad (\text{II.29})$$

$$\begin{cases} V_{kM} = 2E \Rightarrow S_k = 2 \\ V_{kM} = E \Rightarrow S_k = 1 \\ V_{kM} = 0 \Rightarrow S_k = 0 \\ V_{kM} = -E \Rightarrow S_k = -1 \\ V_{kM} = -2E \Rightarrow S_k = -2 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

III.3.1.1. Résultats de simulation

Les figures (II.19) et (II.20) présentent les résultats de simulation de l'ensemble deux onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires-MSDE pour $m=36$ et $r = 0.8$. On remarque :

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4f_p$.
- La largeur des créneaux des tensions v_{z1}, v_{z2} est diminuée.
- L'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque le niveau de tension augmente.

Lors de la simulation de l'ensemble onduleurs multiniveaux-MSDE on a supposé que les sources de tension des onduleurs à structures NPC sont idéales et constantes. La substitution de ces sources par des condensateurs alimentés par des redresseurs donne naissance à une structure plus intéressante mais plus complexe. Un déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs peut être néfaste pour le bon fonctionnement de l'onduleur [Ber95].

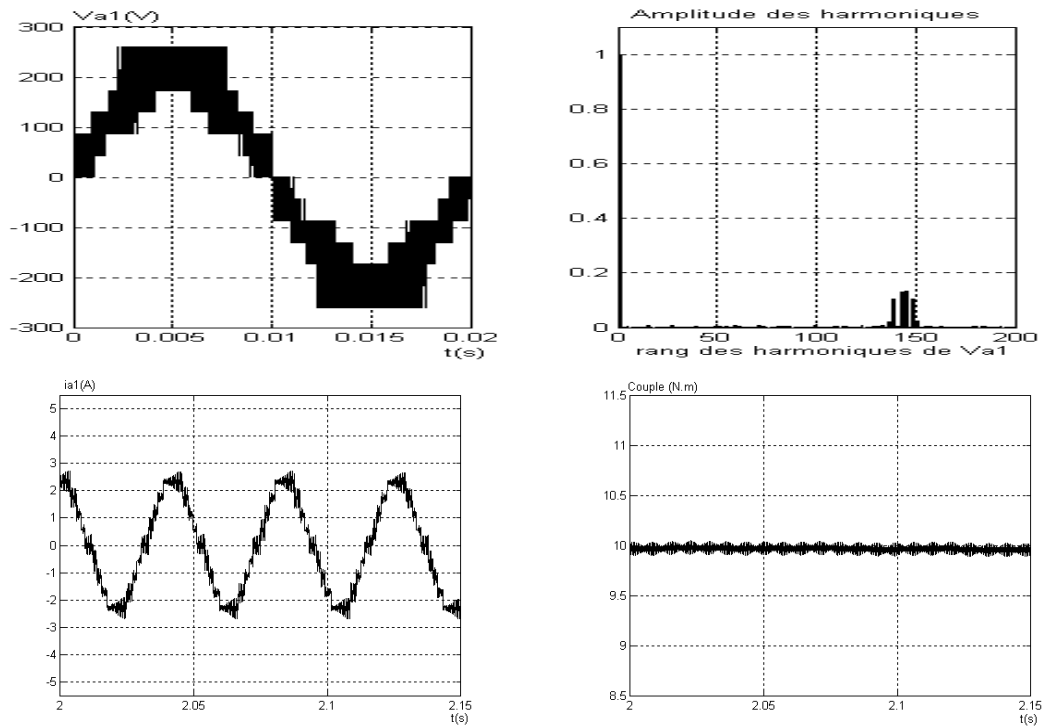


Figure II.19 : Tensions v_{a1} , courant de phase i_{a1} et couple électromagnétique de l'association de deux onduleurs de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires alimentant la MSDE pour $m=36$ et $r = 0.8$

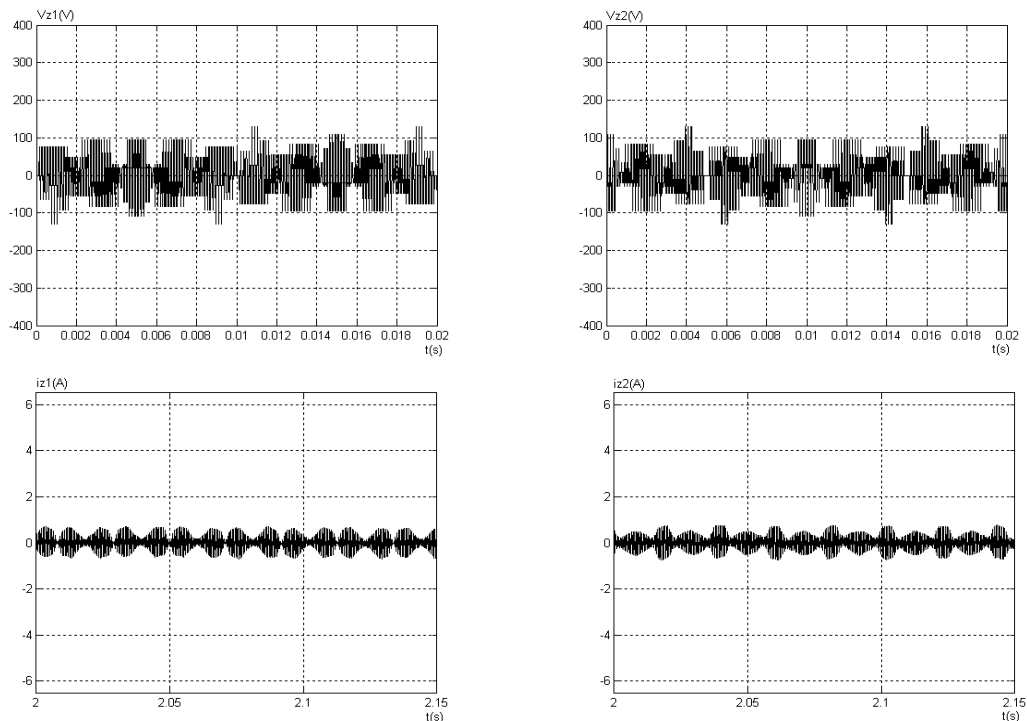


Figure II.20 : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires pour $m=36$ et $r = 0.8$

III.4. Onduleur multicellulaire à cinq niveaux

Les convertisseurs à structure NPC sont largement utilisés pour générer des tensions multiniveaux. Néanmoins ils présentent certains inconvénients [Tle07][Aim03][Tac98]. En effet, pour assurer un bon fonctionnement du convertisseur les tensions d'entrée doivent être équilibrées, ce qui nécessite le plus souvent un asservissement de ces dernières. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux augmente et par conséquent la généralisation de cette structure devient difficilement envisageable.

Une autre structure, appelée multicellulaire, permet d'obtenir des tensions multiniveaux. Elle consiste à mettre en série des interrupteurs à l'aide de sources flottantes. La généralisation de cette structure à N niveaux de tension est facilement obtenue.

III.4. 1.Principe de fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire

Une cellule de commutation multicellulaire résulte d'une imbrication de cellules élémentaires de commutation [Tac98]. La figure II.21 représente une cellule élémentaire et une cellule de commutation multicellulaire composée de deux cellules élémentaires.

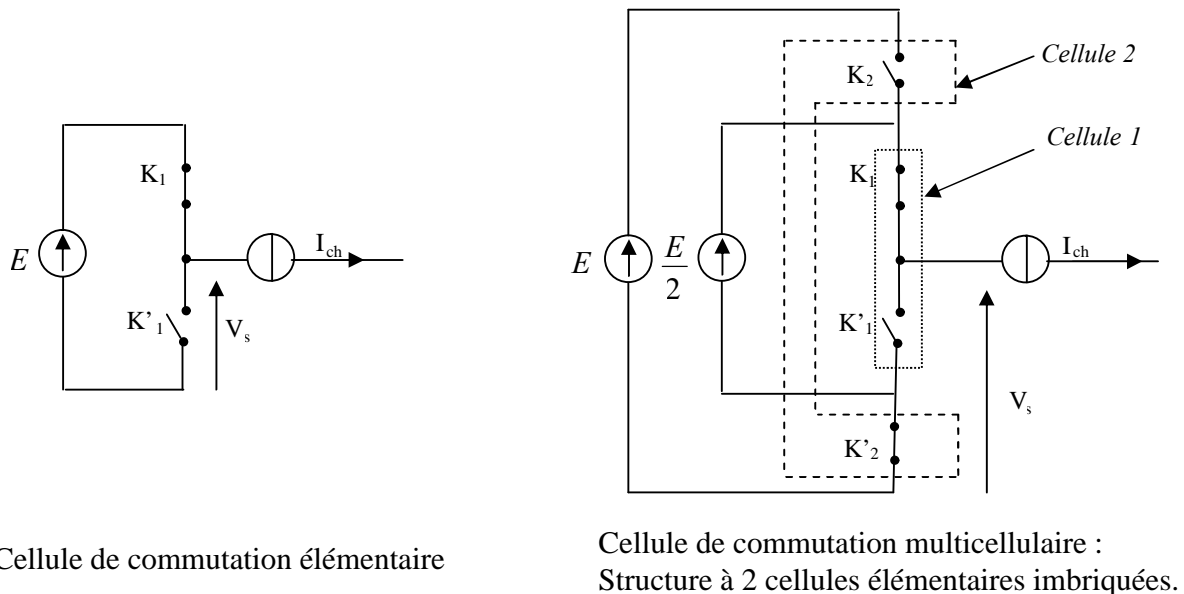


Figure II.21 : Cellules de commutation élémentaire et multicellulaire

Une cellule de commutation élémentaire possède deux interrupteurs (K_1 , K'_1) qui sont toujours dans des états complémentaires. Ainsi une cellule de commutation à p cellules élémentaires possède 2^p configurations possibles. La figure II.22 représente les quatre configurations d'une cellule de commutation à deux cellules élémentaires imbriquées.

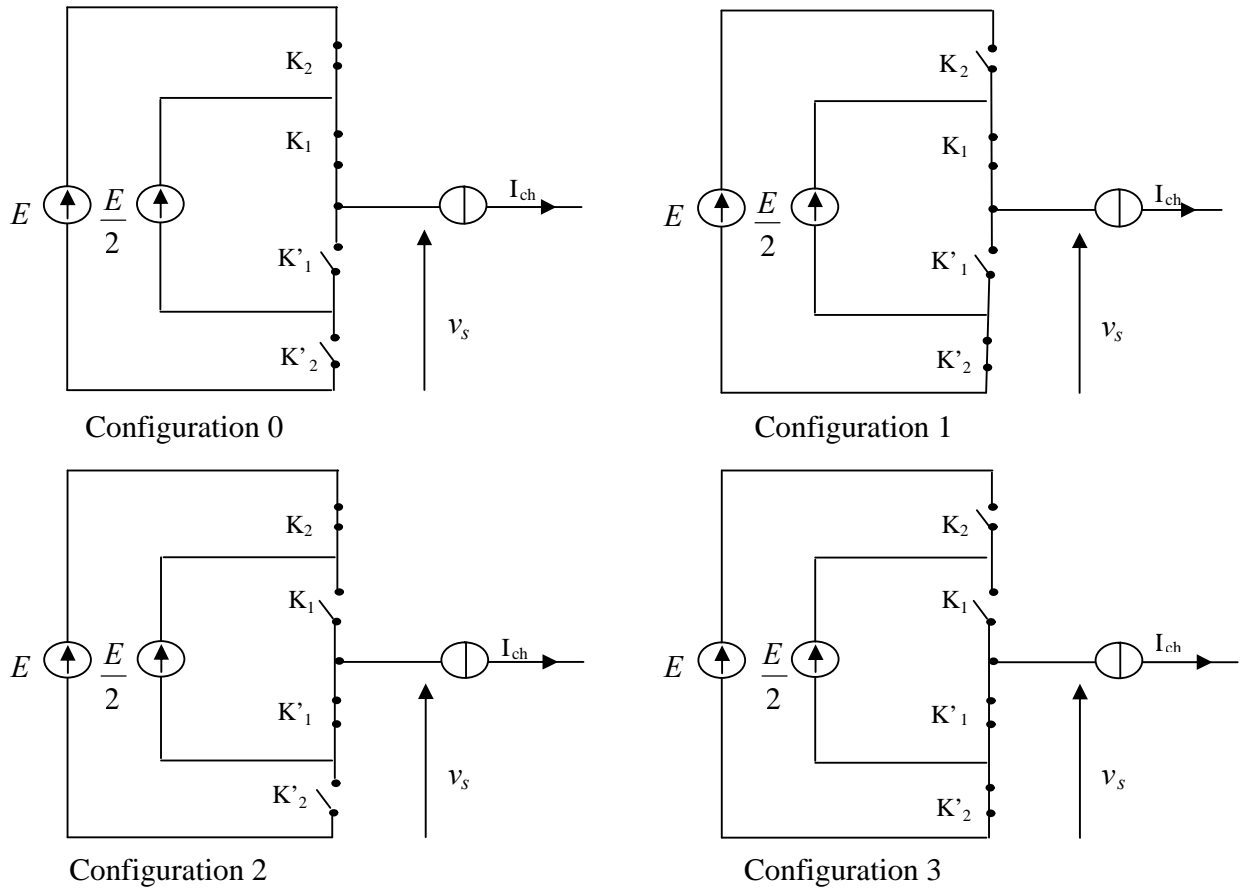


Figure II.22 : Configurations possibles d'une cellule de commutation à deux cellules élémentaires imbriquées.

Les caractéristiques électriques de la cellule de commutation de la figure (II.21) sont représentées par le tableau suivant :

Configuration	K_1	K'_1	K_2	K'_2	v_s	v_{K1}	$v_{K'1}$	v_{K2}	$v_{K'2}$
C_0	1	0	1	0	0	0	$E/2$	0	$E/2$
C_1	1	0	0	1	$E/2$	0	$E/2$	$E/2$	0
C_2	0	1	1	0	$E/2$	$E/2$	0	0	$E/2$
C_3	0	1	0	1	E	$E/2$	0	$E/2$	0

Tableau II.6: Caractéristiques électriques d'une cellule de commutation à 2 cellules élémentaires

L'analyse de fonctionnement de la cellule de commutation précédente montre que :

- Cette structure permet d'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie.
- La tension supportée par chaque interrupteur bloqué vaut $\frac{E}{2}$.
- La commande de chaque cellule élémentaire est indépendante de l'autre, ce qui rend la généralisation de cette structure à p cellules très facile.

III.4. 2. Convertisseur multicellulaire à p cellules

Le convertisseur multicellulaire est facilement généralisable à p cellules imbriquées. Il suffit d'imbriquer p cellules élémentaires de commutation séparées par $(p-1)$ condensateurs flottants (figure II.23). Cette structure peut être adaptée à tous les configurations : montage en hacheur (figure II.24) ou en onduleurs en demi pont (figure II.25) ou en pont complet (figure II.26)

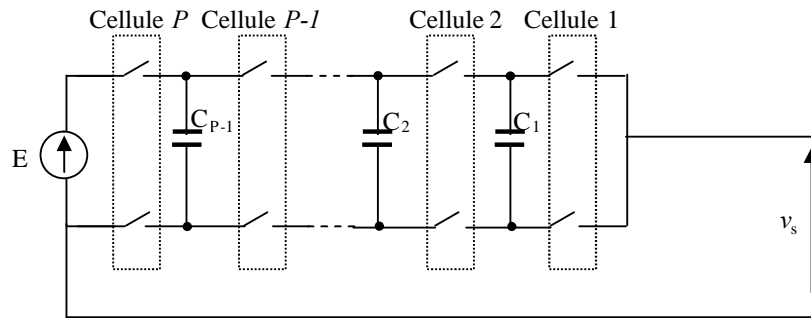


Figure II.23 : Convertisseur multicellulaire série à $(p+1)$ niveaux

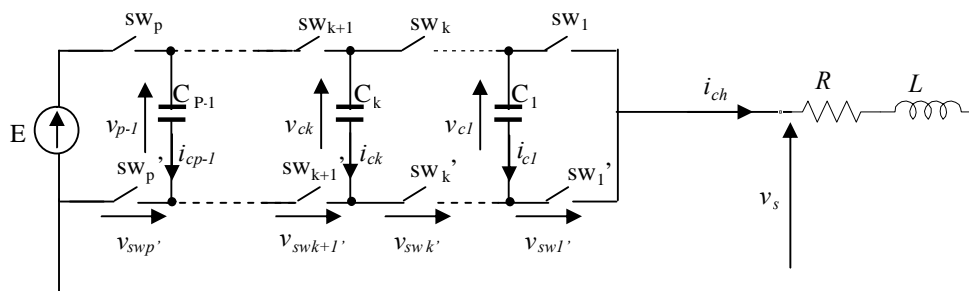


Figure II.24 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge R-L.

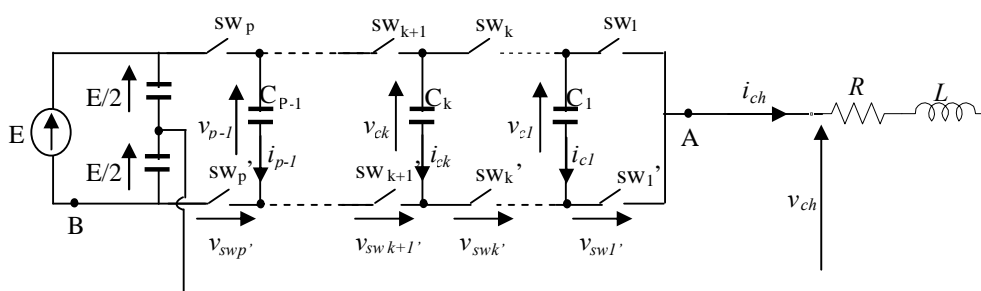


Figure II.25 : Onduleur multicellulaire série à point milieu capacitif.

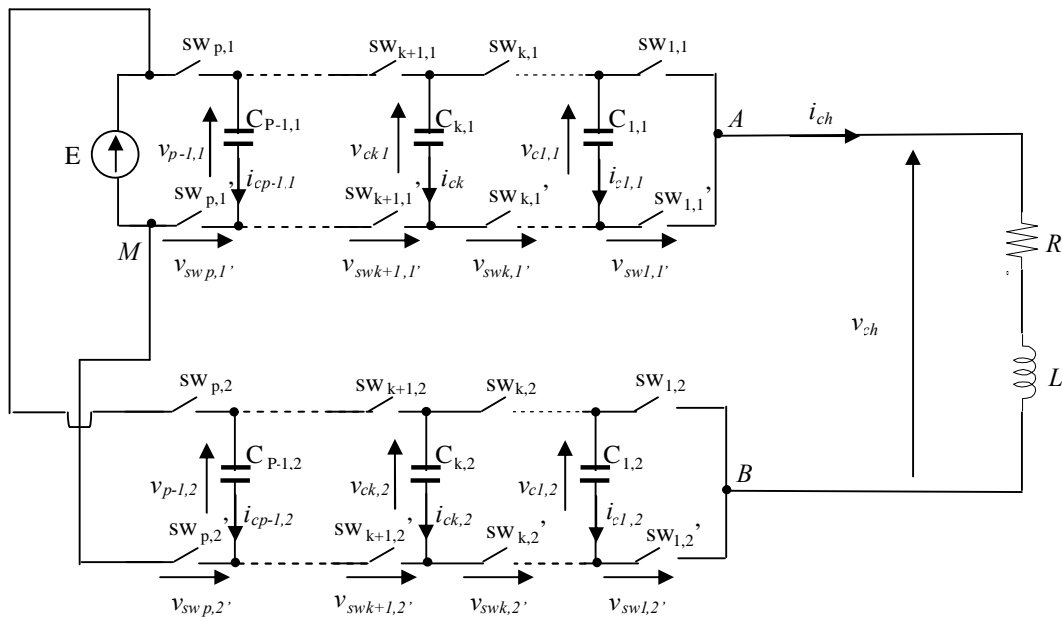


Figure II.26 : Onduleur monophasé multicellulaire série en pont complet.

Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une tension $v_{ck} = k \frac{E}{p}$ ($k = 1, 2, \dots, p-1$) pour le $k^{\text{ème}}$ condensateur et la tension inverse aux bornes de chaque interrupteur est égale à E/p .

III.4. 3. Equilibrage des tensions flottantes

Pour un fonctionnement correcte du convertisseur multicellulaire, les tensions aux bornes des condensateurs flottants doivent être égale à [Tac98][Car96][Aim03] :

$$v_{ck} = k \frac{E}{p} \quad (k = 1, 2, \dots, p-1) \quad (\text{II.31})$$

III.4. 3.1. Equilibrage naturel des tensions flottantes

Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes est lié à la charge des condensateurs à leurs valeurs d'équilibre en boucle ouverte. En effet, quelles que soient leurs valeurs initiales, les tensions condensateurs se stabilisent à leurs valeurs d'équilibres à condition que [Tac98] [Car96]:

- Les rapports cycliques \mathfrak{R}_k soient identiques.

$$\text{Où : } \mathfrak{R}_k = \frac{T_{on}}{T_{dec}} = \frac{\text{Durée à l'état passant de l'interrupteur } k}{\text{Période de découpage}} \quad (\text{II.32})$$

- Le déphasage Φ entre les signaux de commandes des interrupteurs soit égale à $\frac{2\pi}{p}$.

- L'impédance de la charge à la fréquence de découpage ne soit pas infinie.

III.4.3.2. Equilibrage avec un circuit auxiliaire

Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Cependant ce phénomène est relativement lent, dépend fortement de la nature de la charge et du point de fonctionnement. Pour des points de fonctionnement où le courant de charge est très faible où dans le cas d'une source de courant parfaite (courant de charge continu), l'équilibrage naturel n'est pas envisageable [Tac98][Aim03][Car96].

Pour assurer l'équilibrage quel que soit le point de fonctionnement et accélérer le phénomène de rééquilibrage, un circuit d'aide à l'équilibrage est placé en parallèle avec la charge (figure II.27). Ce circuit auxiliaire est un filtre RLC résonnant à la fréquence de découpage f_{dec} .

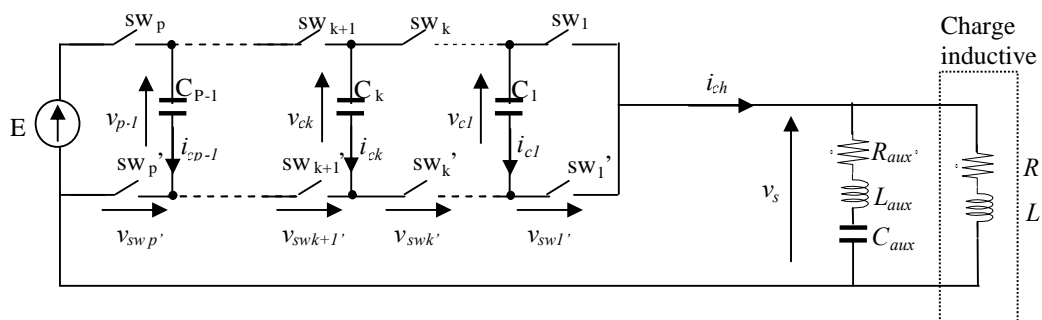


Figure II.27 : Circuit auxiliaire d'aide à l'équilibrage

La figure (II.30) montre l'équilibrage naturel est l'équilibrage avec un circuit auxiliaire dans le cas d'un fonctionnement onduleur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- $E = 1200 \text{ V}$; $f_{dec} = 10.5 \text{ kHz}$; $R = 10 \Omega$; $L = 0.5 \text{ mH}$; $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$ et $\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2 = 0.5$

Les caractéristiques du circuit auxiliaire sont :

- $R_{aux} = 10 \Omega$; $L_{aux} = 1.2 \text{ mH}$; $C_{aux} = 50 \text{ nF}$

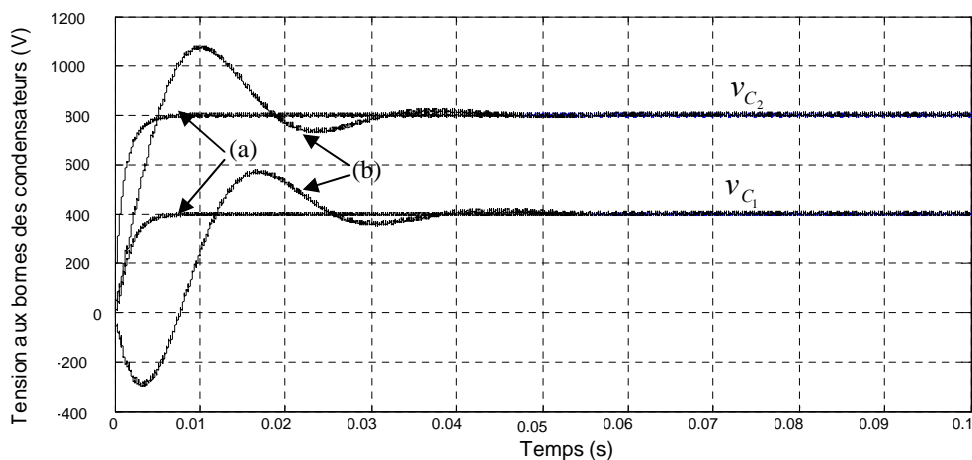


Figure II.28 : Tensions flottantes lors d'un démarrage en boucle ouverte.
(a) avec circuit auxiliaire (b) sans circuit auxiliaire

Nous remarquons que les tensions flottantes atteignent leurs tensions d'équilibre au bout de 10ms avec le circuit de rééquilibrage alors que dans le cas de l'équilibrage naturel, l'équilibre est obtenu après 100ms.

III.4. 4. Commande de l'onduleur multicellulaire par modulation de largeur d'impulsion naturelle

Dans la commande MLI naturelle, les ordres des interrupteurs de chaque cellule de commutation sont générés par l'intersection d'un signal modulant et une porteuse triangulaire. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse $f_{d\acute{e}c}$.

Les signaux de commande doivent avoir des rapports cycliques \mathfrak{R}_k identiques et un déphasage de $\frac{2\pi}{p}$ entre deux signaux de commande de deux cellules adjacentes. Ces signaux peuvent être obtenus par l'élaboration de p signaux triangulaires de fréquence $f_{d\acute{e}c}$ et déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{p}$. La figure II.29 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion.

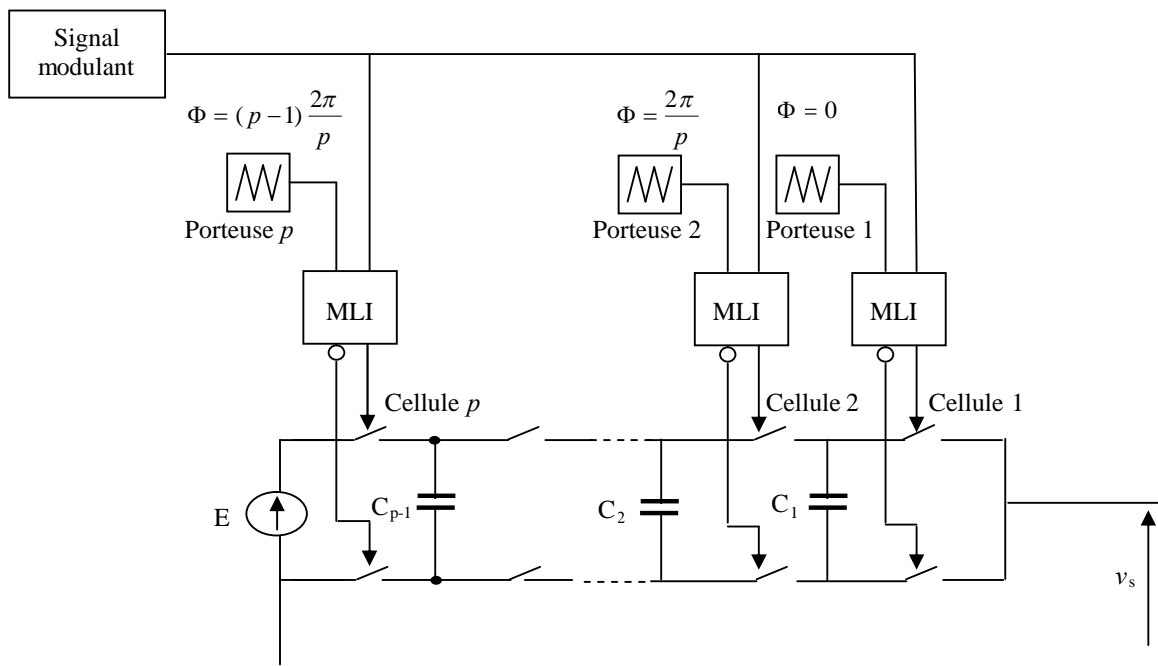


Figure II.29: Schéma de principe de la commande MLI naturelle d'un convertisseur multicellulaire

III.4. 5. Modélisation de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux

Dans cette partie, on s'intéresse à la modélisation instantanée de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux. Cette modélisation représente l'état de la cellule de commutation à chaque instant.

Un onduleur triphasé multicellulaire à cinq niveaux est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre cellules élémentaires. (Figure II.30)

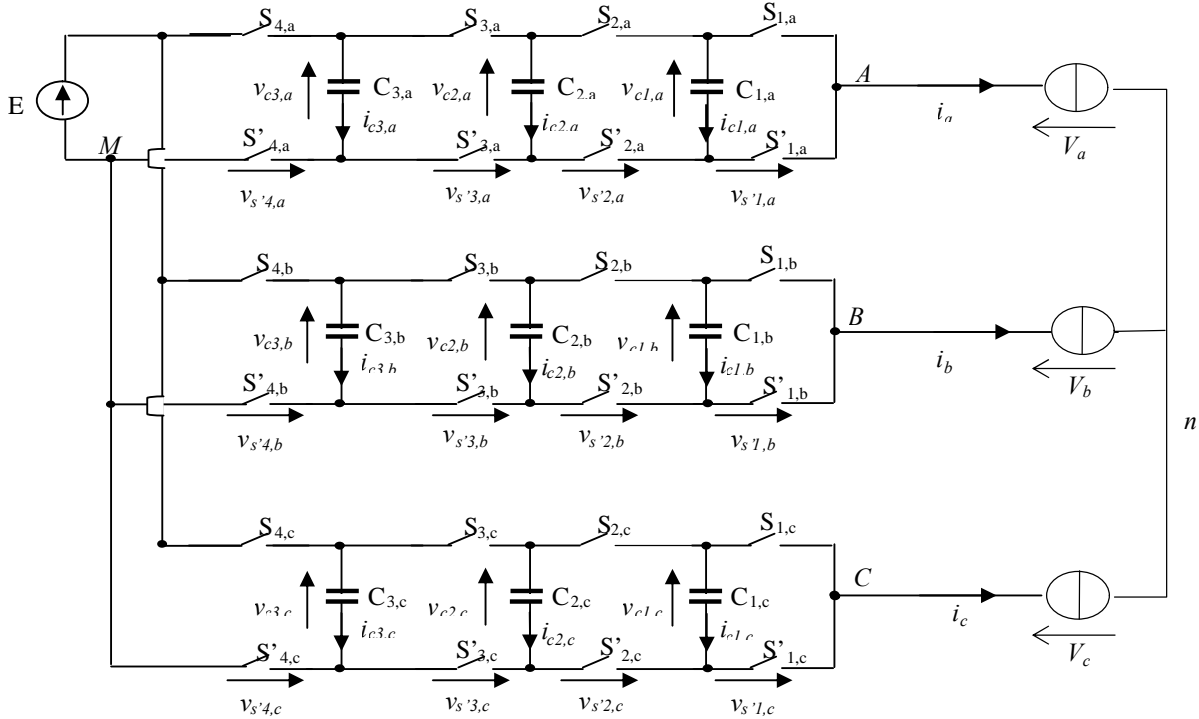


Figure II.30 : Schéma générale de l'onduleur triphasé multicellulaire à cinq niveaux

Le modèle de fonctionnement d'un bras (k) de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux est régi par les équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{kM} = (S_{1,k} - S_{2,k})v_{c1,k} + (S_{2,k} - S_{3,k})v_{c2,k} + (S_{3,k} - S_{4,k})v_{c3,k} + S_{4,k} E \\ dv_{c1,k} = \frac{(S_{2,k} - S_{1,k})}{C_{1,k}} i_k \\ dv_{c2,k} = \frac{(S_{3,k} - S_{2,k})}{C_{2,k}} i_k \\ dv_{c3,k} = \frac{(S_{4,k} - S_{3,k})}{C_{3,k}} i_k \end{array} \right. \quad (\text{II.33})$$

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Au régime établi et en fonctionnement normal les tensions aux bornes des condensateurs d'un bras (k) s'équilibrent naturellement autour de la tension continue :

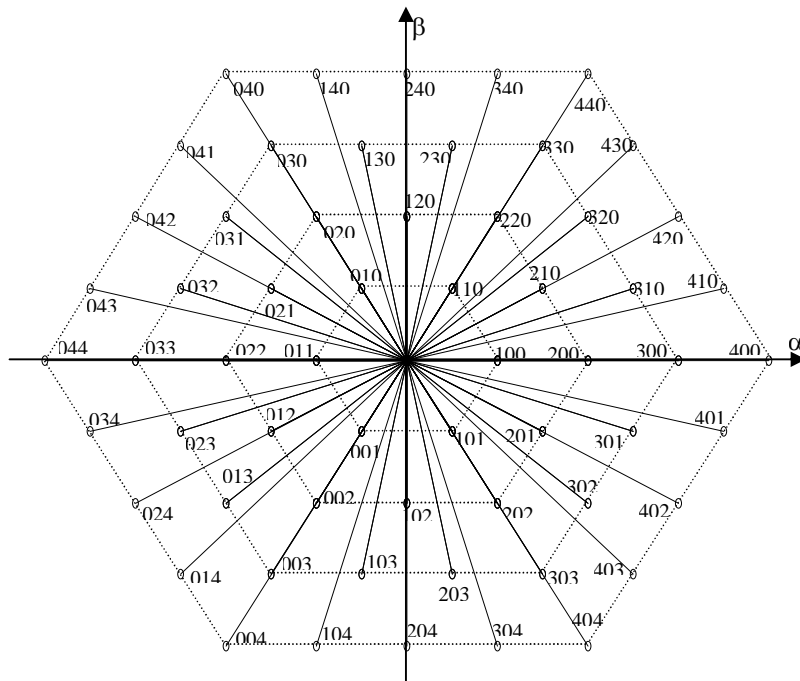
$$v_{cj,k} = j \frac{E}{4} \quad (j = 1,2,3) \quad (\text{II.35})$$

Comme chaque cellule élémentaire possède deux états, le nombre des états d'un bras à quatre cellules élémentaires est 2^4 . Le tableau II.7 présente les états d'un bras (k) du convertisseur, ainsi que la tension de sortie V_{kM} .

Etat	$S_{4,k}$	$S_{3,k}$	$S_{2,k}$	$S_{1,k}$	Sortie	Niveau
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	$E/4$	1
2	0	0	1	0	$E/4$	1
3	0	0	1	1	$E/2$	2
4	0	1	0	0	$E/4$	1
5	0	1	0	1	$E/2$	2
6	0	1	1	0	$E/2$	2
7	0	1	1	1	$3E/4$	3
8	1	0	0	0	$E/4$	1
9	1	0	0	1	$E/2$	2
10	1	0	1	0	$E/2$	2
11	1	0	1	1	$3E/4$	3
12	1	1	0	0	$E/2$	2
13	1	1	0	1	$3E/4$	3
14	1	1	1	0	$3E/4$	3
15	1	1	1	1	E	4

Tableau II.7 : Etats possibles et tension de sortie d'un bras du convertisseur.

Un bras du convertisseur multicellulaires à quatre cellules élémentaires délivre cinq niveaux de tension différents. Donc le nombre de vecteurs tensions V_s d'un onduleur triphasé multicellulaires à quatre cellules élémentaires est $3^5 = 125$ vecteurs. Parmi ces vecteurs on trouve des vecteurs redondants. Le nombre des vecteurs différents et non nuls est égal à soixante et un [Tle07] (Figure II.31)

Figure II.31 : Le vecteur V_s dans le repère α - β

III.4.6 Commande de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux par la stratégie MLI

Les signaux de commandes des interrupteurs de chaque cellule sont caractérisés par deux grandeurs : le rapport cyclique \mathfrak{R} et le déphasage φ entre les signaux de commande. Ces signaux doivent avoir des rapport cycliques identiques et un déphasage de $\frac{2\pi}{p}$ (p : nombre de cellules élémentaires) afin que [Tac98] :

- La tension de sortie atteint ses niveaux intermédiaires. En effet si φ est nul la tension de sortie n'atteindrait que ses valeurs extrêmes.
- La fréquence de commutation de la tension de sortie soit multipliée par p .
- Les tensions aux bornes des condensateurs tendent vers leurs valeurs d'équilibre.

La commande par MLI permet de générer les ordres de la commande de chaque cellule élémentaire par l'intersection d'une porteuse triangulaire et d'un signal modulant sinusoïdal. Dans le cas d'un onduleur à p cellules élémentaires, la MLI nécessite p porteuses décalées de $\frac{2\pi}{p}$ entre elles. L'algorithme de commande pour un bras k est le suivant :

$$\begin{cases} S_{j,k} = 1 & \text{si } \text{mod}_k \geq tr_j \\ S_{j,k} = 0 & \text{si } \text{mod}_k < tr_j \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Où :

mod_k : signal modulant sinusoïdal du bras k

$$j = 1, \dots, p$$

Les signaux triangulaires notés tr_j évoluant sur l'intervalle [-1,1] sont donnés par [Tac98] :

$$tr_j = \frac{2}{\pi} \arcsin \left[\sin \left(2\pi f_p t - \frac{\pi}{2} - (j-1) \frac{2\pi}{p} \right) \right] \quad (\text{II.37})$$

III.4.7. Résultats de simulation

Les figures (II.32) et (II.33) montrent la conduite de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasés multicellulaires à cinq niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale-MSDE pour $m=36$ et $r = 0.8$. On constate que :

- Les tensions simples atteignent ses niveaux intermédiaires et que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de fréquences multiples de $4f_p$.
- l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple sont nettement diminuées.

IV. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps, alimenté la MSDE par deux onduleurs triphasés commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage $T_{\text{déc}}$. De cette partie, nous en avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque $T_{\text{déc}}$ augmente. Ensuite, nous avons alimenté la MSDE par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux à structure NPC. Dans cette partie, nous en avons déduit que lorsque le niveau de tension augmente l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent. En fin, nous avons alimenté la MSDE par deux onduleurs à cinq niveaux à structure multicellulaires. Cette structure, qui ne nécessite pas de circuits complexes pour les réglages des tensions d'entrées par rapport à la structure NPC, est facilement généralisable à N niveaux.

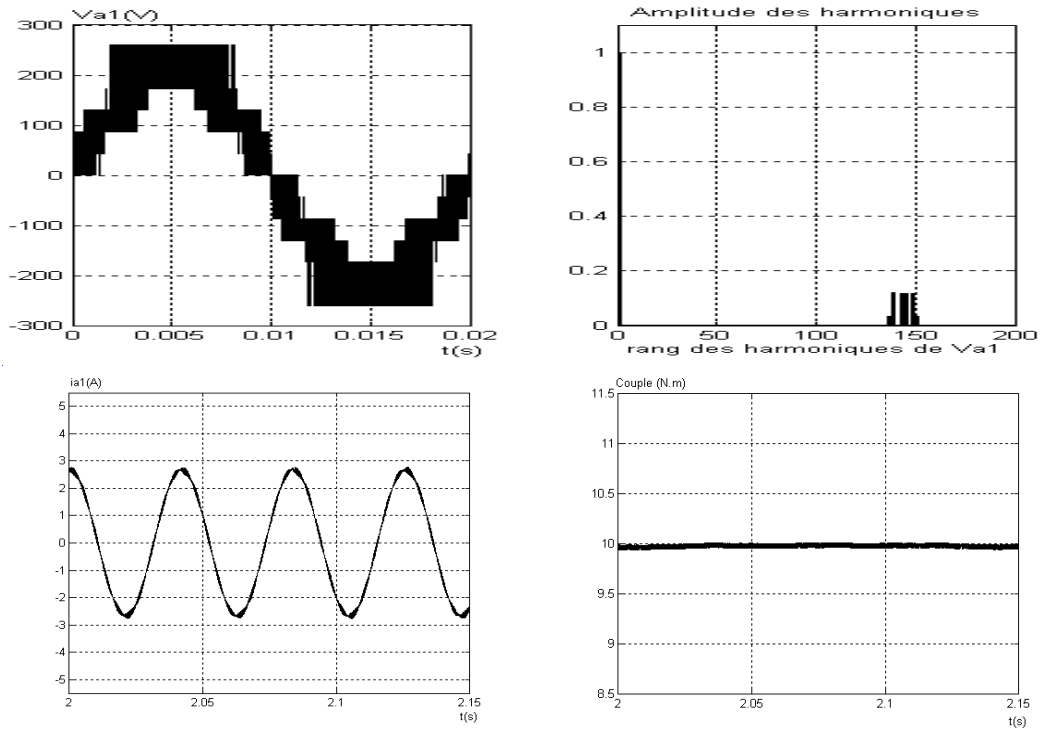


Figure II.32 : Tensions v_{a1} et son spectre harmonique, v_{z1} et v_{z2} des deux onduleurs de tension triphasé multicellulaires à cinq niveaux alimentant la MSDE pour $m=36$ et $r=0.8$

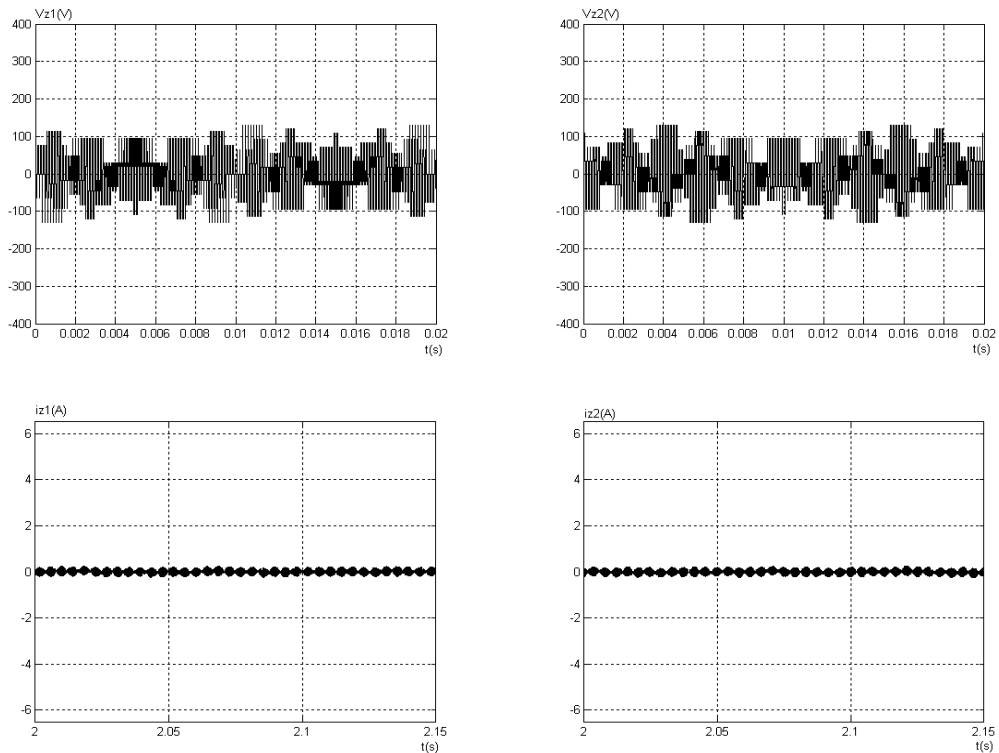


Figure II.33 : Performances de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasé multicellulaires à cinq niveaux pour $m=36$ et $r=0.8$

Chapitre III

Commande directe du couple de la machine synchrone à double étoile

INTRODUCTION

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu [Bla72]. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue.

Le contrôle direct du couple DTC proposé par Takahashi et Depenbrock en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel [Tak85]. En effet, la stratégie de commande DTC est basée sur la commande directe de l'amplitude et de la vitesse de rotation du flux statorique en utilisant deux contrôleurs d'hystérésis et une table de commutation pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension, afin d'obtenir des dynamiques du couple et du flux statorique plus importantes et séparées. La connaissance du flux statorique est donc très importante. Une méthode simple et efficace consiste à calculer le flux statorique à partir de la tension, du courant et de la résistance statorique indépendamment des autres paramètres de la machine.

Le contrôle direct du couple DTC a été introduit spécialement pour les machines asynchrones, ensuite, plusieurs études ont permis de développer cette commande et de l'appliquer à d'autres types de machines électriques [Bo192]. Elle a été étudiée pour les machines synchrones à reluctance variable [Lag94], [Con96] et pour les machines synchrones à aimants permanents [Zo197][Zho99][Tel07].

La DTC présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction, véhicule électrique ou la propulsion navale.

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande directe du couple à la machine synchrone double étoile. Ainsi on généralise le concept de la DTC classique à la commande de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux à structure NPC. Deux structures de control DTC et des nouvelles tables de commutation sont proposées pour le découplage de la MSDE. Enfin, l'influence des paramètres de réglage sur les performances statiques et dynamiques de la MSDE est étudiée.

II. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MSDE ALIMENTEE PAR DEUX ONDULEURS A DEUX NIVEAUX

La commande directe du couple est basée sur l'orientation du flux statorique en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation.

II.1. Détermination des vecteurs tensions

La MSDE est alimentée par deux onduleurs triphasés, la commande de chacun des deux onduleurs peut se faire séparément en décalant la commande du second onduleur d'un angle γ . Par contre si on considère ces deux onduleurs comme un onduleur hexaphasé, on a la possibilité de considérer 64 configurations possibles. Parmi les 64 configurations, il y a 12 configurations distinctes et non nulles qui correspondent à des tensions V_α , V_β d'amplitudes maximales et V_{z1} , V_{z2} d'amplitudes minimales [Zah95]. Chaque configuration v_i est représentée par un vecteur ligne à six éléments représentant l'état des interrupteurs du haut de l'onduleur hexaphasé. Le tableau (III.1) représente les configurations des tensions choisies.

$V[S_{a1}S_{b1}S_{c1}S_{a2}S_{b2}S_{c2}]$	$[v_{a1}v_{b1}v_{c1}v_{a2}v_{b2}v_{c2}].3/U_c$	$[v_\alpha v_\beta]. 1/U_c$
$v_1[1 0 0 1 0 0]$	$[2 -1 -1 2 -1 -1]$	$[0.288 -1.077]$
$v_2[1 1 0 1 0 0]$	$[1 1 -2 2 -1 -1]$	$[0.7887 0.7887]$
$v_3[1 1 0 1 1 0]$	$[1 1 -2 1 1 -2]$	$[0.2887 1.0774]$
$v_4[0 1 0 1 1 0]$	$[-1 2 -1 1 1 -2]$	$[-0.288 1.077]$
$v_5[0 1 0 0 1 0]$	$[-1 2 -1 -1 2 -1]$	$[-0.788 0.188]$
$v_6[0 1 1 0 1 0]$	$[-2 1 1 -1 2 -1]$	$[-1.077 0.2887]$
$v_7[0 1 1 0 1 1]$	$[-2 1 1 -2 1 1]$	$[-1.077 -0.288]$
$v_8[0 0 1 0 1 1]$	$[-1 -1 2 -2 1 1]$	$[-0.788 -0.788]$
$v_9[0 0 1 0 0 1]$	$[-1 -1 2 -1 -1 2]$	$[-0.288 -1.077]$
$v_{10}[1 0 1 0 0 1]$	$[1 -2 1 -1 -1 2]$	$[0.288 -1.077]$
$v_{11}[1 0 1 1 0 1]$	$[1 -2 1 1 -2 1]$	$[0.788 -0.788]$
$v_{12}[1 0 0 1 0 1]$	$[2 -1 -1 1 -2 1]$	$[1.077 -0.288]$

Tableau III.1: Configurations des tensions choisies

En utilisant la forme vectorielle des vecteurs de tension à la sortie des deux onduleurs, on peut écrire le vecteur V_s comme suit :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{a1} + a.V_{b1} + a^2.V_{c1} + e^{j\gamma}.V_{a2} + a.e^{j\gamma}.V_{b2} + a^2.e^{j\gamma}.V_{c2}) \quad (III.1)$$

Le vecteur tension des deux onduleurs V_s en fonction des séquences S_{xi} des deux onduleurs et la source continue U_d est:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d. (S_{a1} + a.S_{b1} + a^2.S_{c1} + e^{j\gamma}.S_{a2} + a.e^{j\gamma}.S_{b2} + a^2.e^{j\gamma}.S_{c2}) \quad (III.2)$$

La projection des douze vecteurs de tension V_s dans le plan $(\alpha-\beta)$, est représentée par la figure suivante :

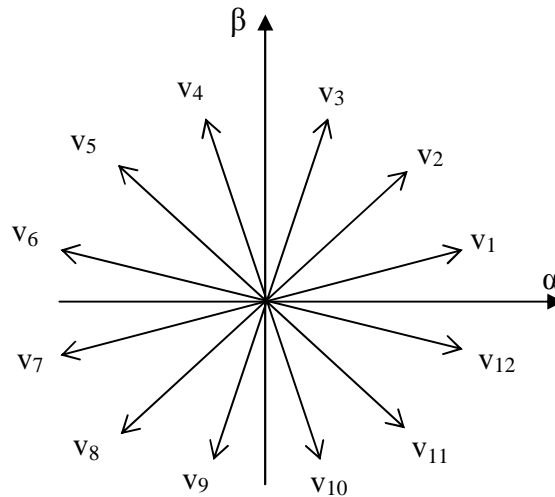


Figure III.1.Représentation vectorielle du vecteur de sortie V_s

II.2. Contrôle du vecteur flux statorique

Le flux statorique de la MSDE dans le référentiel (α, β) est donné par:

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt + \varphi_s(0) \tag{III.3}$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant l'intervalle de temps $[0 T]$ le flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s(T) = V_s T - \int_0^T R_s i_s dt + \varphi_s(0) \tag{III.4}$$

Si on néglige le terme de la chute de tension résistive $R_s i_s$ devant V_s , on trouve :

$$\varphi_s(T) \approx V_s T + \varphi_s(0) \tag{III.5}$$

L'extrémité du vecteur flux se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée (figure III.2). La composante flux du vecteur tension change l'amplitude du vecteur flux et sa composante du couple change sa position. Si la période de contrôle est assez petite et en choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant.

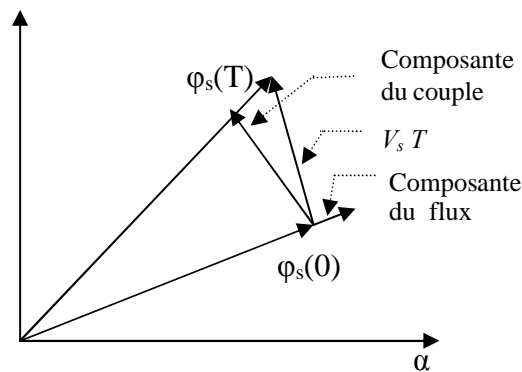


Figure III.2. Evolution de l'extrémité du vecteur flux durant une période T

II.3. Contrôle du couple

Les grandeurs électriques de la MSDE dans le repère x - y lié au flux statorique sont données par:

$$\begin{bmatrix} F_x & F_y \end{bmatrix}^T = [P] \begin{bmatrix} F_\alpha & F_\beta \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.6})$$

Avec:

F : peut être tension, courant ou flux.

$$P = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} : \text{Matrice de changement de repère.}$$

Le flux statorique et le couple électromagnétique sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & -L_d \cos \delta \sin \delta + L_q \sin \delta \cos \delta \\ -L_d \cos \delta \sin \delta + L_q \sin \delta \cos \delta & L_d \sin^2 \delta + L_q \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + M_d \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$T_e = P |\varphi_s| i_y \quad (\text{III.8})$$

Le flux statorique et rotorique de la MSDE dans les différents repères sont représentés par la figure III.3.

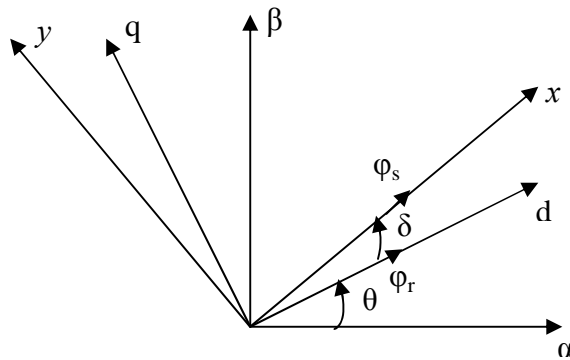


Figure III.3. Flux statorique et rotorique dans les différents repères

La résolution de l'équation (III.7), en posant $\varphi_y = 0$ et $\varphi_x = \varphi_s$ donne :

$$i_y = \frac{1}{2L_d L_q} \left[2M_d i_f L_q \sin \delta - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \right] \quad (\text{III.9})$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$T_e = \frac{P |\varphi_s|}{2L_d L_q} \left[2M_d i_f L_q \sin \delta - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \right] \quad (\text{III.10})$$

Le couple électromagnétique de la MSDE est la somme de deux couples ; le couple synchrone et le couple de réluctance.

Le couple synchrone résulte de l'interaction entre deux champs tournants, l'un créé par les courants statoriques et l'autre par le courant rotorique.

Le couple de réluctance est dû à la tendance des matériaux ferromagnétiques à s'aligner dans la direction du champ magnétique.

II. 3.1 Contrôle du couple synchrone

A un instant t_0 , les flux statorique et rotorique instantanés ainsi que le couple synchrone T_{sy} sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0) = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r(t_0) = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \\ T_{sy}(t_0) = \frac{p}{L_d} \phi_{r0} \phi_{s0} \sin \delta_0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

ϕ_{r0} : Amplitude de flux rotorique à l'instant t_0 .

ϕ_{s0} : Amplitude de flux statorique à l'instant t_0 .

$$\delta_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0}$$

Si on suppose que ϕ_{r0} , ϕ_{s0} et w_s sont constants, le système d'équations (III.11) devient après l'application d'un vecteur tension non nul pendant un intervalle de temps assez petit vis-à-vis des constantes de temps de la MSDE :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0 + T) = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \phi_r(t_0 + T) = \phi_{r0} e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \\ T_{sy}(t_0 + T) = \frac{p}{L_d} \phi_{r0} \phi_{s0} \sin(\delta_0 + \Delta\delta_0) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Delta\theta_s = (\omega_s + \Delta\omega_s)T \\ \Delta\theta_r = \omega_s T \\ \Delta\delta_0 = \Delta\omega_s T \end{cases}$$

La variation de couple synchrone pendant l'intervalle de temps T est :

$$\Delta T_{sy} = T_{sy}(t_0 + T) - T_{sy}(t_0) \approx \left(\frac{P}{L_d} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos \delta_0 \right) \Delta \delta \quad (\text{III.13})$$

Ainsi, les variations du couple sont contrôlées à partir de la variation de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique $\Delta \omega_s$. Celle-ci est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale.

II.3.2. Contrôle du couple de reluctance

On utilise les mêmes hypothèses simplificatrices que pour le couple synchrone. L'équation du couple de reluctance à l'instant t_0 s'écrit :

$$T_{rel}(t_0) = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \sin(2\delta_0) \quad (\text{III.14})$$

En appliquant un vecteur tension adéquat pendant l'intervalle de temps de durée T assez petite, à l'instant t_0+T on a :

$$T_{rel}(t_0 + T) = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \sin(2(\delta_0 + \Delta \delta)) \quad (\text{III.15})$$

La variation de couple synchrone pendant l'intervalle de temps T est :

$$\Delta T_{rel} = T_{rel}(t_0 + T) - T_{rel}(t_0) = \left(P \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \cos(2\delta_0) \right) \Delta \delta \quad (\text{III.16})$$

Comme pour le couple synchrone, les variations du couple de reluctance sont contrôlées à partir de la variation de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique $\Delta \omega_s$.

II.3.3 Limite de contrôle du couple

Pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation, la pulsation statorique est maximale lorsque la composante de flux du vecteur tension est nulle. Dans ce cas on a :

$$\text{tg}(\Delta \theta_s) = \frac{V_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.17})$$

Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on peut utiliser l'approximation sur la tangente et écrire :

$$\Delta \theta_s \approx \frac{V_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.18})$$

Par conséquent, pour un $\Delta \omega_s$ positif, il faut que le déplacement du flux statorique $\Delta \theta_s$ soit plus grand que le déplacement du flux rotorique $\omega_s T$:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_s &> \omega_s T \\ \Rightarrow \frac{\Delta\theta_s}{T} &> \omega_s \\ \Rightarrow \frac{V_s}{\phi_{s0}} &> \omega_s \end{aligned} \tag{III.19}$$

Si on fixe l'amplitude de flux statorique et on augmente trop la vitesse de rotation de la machine le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne. Alors si la vitesse de rotation dépasse la vitesse nominale, le couple doit être contrôlé à haute vitesse avec une machine défluxée. En effet, le même vecteur tension peut provoquer une rotation de flux statorique plus importante si l'amplitude du flux et moins grande (figure III.4).

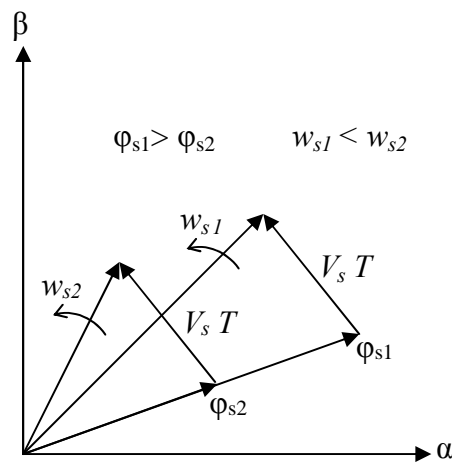


Figure III.4 : Effet de défluxage sur la pulsation statorique.

II.4. Sélection du vecteur tension

Le choix du vecteur tension à appliquer durant la période T dépend de la variation du module et de sens de rotation de flux statorique, de l'évolution souhaité pour le couple et également de la position de flux statorique. Ainsi, l'effet de chaque vecteur tension v_s sur le flux et le couple pour une position donnée θ_s de la figure III.5 est résumé dans le tableau (III.2).

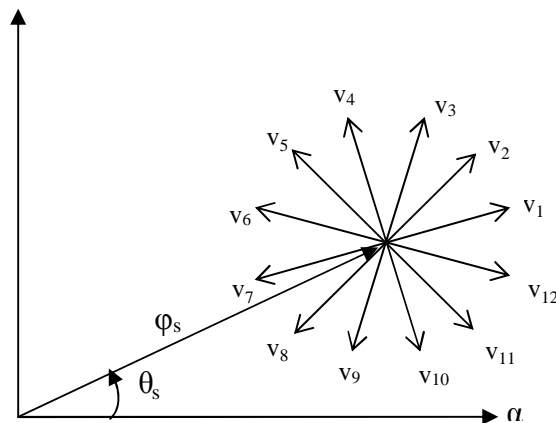


Figure III.5 : Action des différents vecteurs sur le flux statorique de la MSDE

Vecteur appliqué	Action sur le sens de rotation	Action sur le module du flux statorique	Action sur le couple
V ₁	-	+	-
V ₂	+	+	+
V ₃	+	+	+
V ₄	+	+	+
V ₅	+	-	+
V ₆	+	-	+
V ₇	+	-	+
V ₈	-	-	-
V ₉	-	-	-
V ₁₀	-	-	-
V ₁₁	-	+	-
V ₁₂	-	+	-

Tableau III.2 : Effet des différents vecteurs tension.

II.5. Structure de la commande directe du couple

La commande DTC d’une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs des deux onduleurs de tension. Ce choix est basé généralement sur l’utilisation de comparateurs à hysteresis dont la fonction est de contrôler l’état du système, à savoir l’amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. La figure III.6 illustre la structure générale de l’ensemble DTC-Onduleurs-MSDE.

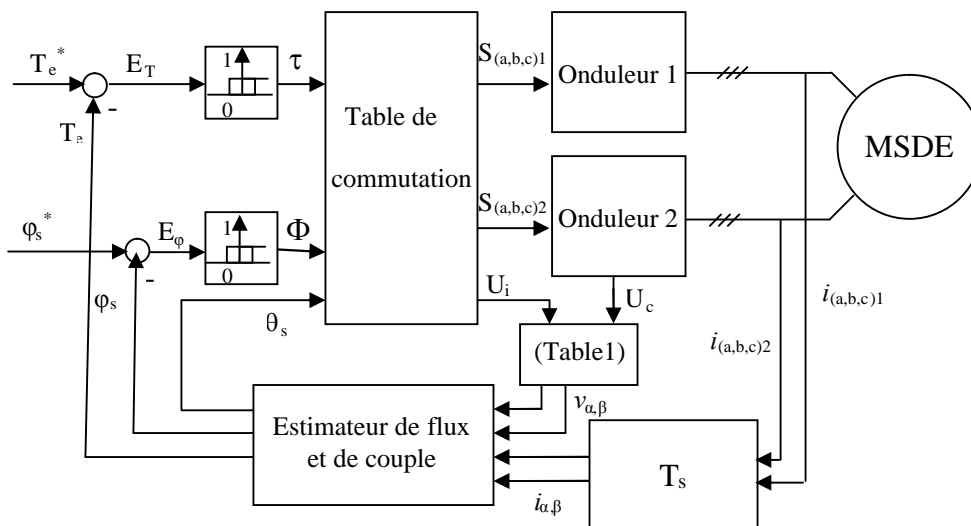


Figure III.6 : Schéma global de l’ensemble DTC-Onduleurs-MSDE.

Les composantes du flux statoriques et le couple sont estimées par :

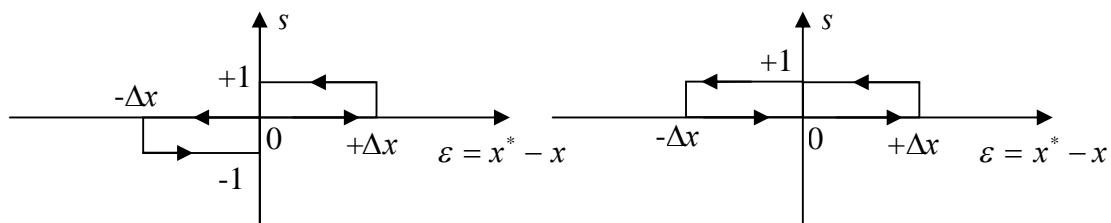
$$\left\{ \begin{aligned} \varphi_\alpha(t) &= \int_0^t (v_\alpha - R_s i_\alpha) d\tau + \varphi_\alpha(0) \\ \varphi_\beta(t) &= \int_0^t (v_\beta - R_s i_\beta) d\tau + \varphi_\beta(0) \\ \varphi_s &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \\ \text{tg}\theta_s &= \frac{\varphi_\beta(t)}{\varphi_\alpha(t)} \end{aligned} \right. \quad (\text{III.20})$$

$$T_e = P(\varphi_\alpha i_\beta - \varphi_\beta i_\alpha) \quad (\text{III.21})$$

Cette méthode d'estimation présente l'avantage d'être simple et robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, elle exige seulement la connaissance de la valeur de résistance statorique R_s .

II.6. Correction de flux et de couple

Le correcteur à hystérésis est le plus simple et le mieux adapté à la DTC. Son rôle est de maintenir l'erreur entre la valeur à régler et sa référence dans une bande d'hystérésis. Pour un contrôleur à deux états, le choix du vecteur tension dépend seulement du signe de l'erreur et ne dépend pas de son amplitude. Cependant, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. La figure III.7 représente la sortie de deux types de correcteurs à hystérésis en fonction de l'erreur ε entre la valeur à régler et sa référence.



Comparateur à hystérésis à 3 niveaux Comparateur à hystérésis à 2 niveaux

Figure III.7 : fonction de sortie du correcteur à hystérésis.

II.7. Elaboration de la table de commutation

La sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, dépend des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux. Mais comme on a seulement douze vecteurs tension, on est obligé d'accepter certaines variations de flux et de couple autour de ses valeurs de références et de décomposer l'espace d'évolution du vecteur flux en plusieurs secteurs. Dans chaque secteur on a besoin, dans le cas d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux, de quatre vecteurs pour contrôler le flux et le couple indépendamment.

Plusieurs choix de secteurs et de vecteurs tension peuvent être envisagés en fonction des performances dynamiques et statiques de couple et de flux.

Premier cas :

On divise le plan (α,β) en 12 secteurs symétriques par rapport aux directions des vecteurs tension figure (III.8). Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i ($i =1,\dots,12$) du plan (α,β) :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$ ou V_{i-3} peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du flux statorique est obtenue par le vecteur tension $V_{i+3}, V_{i+4}, V_{i+5}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien par V_{i-6} .

- Pour augmenter l'amplitude du couple, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+4}, V_{i+5}$ ou V_{i+6} peut être sélectionné. Inversement, pour sa décroissance, le vecteur tension $V_{i-1}, V_{i-2}, V_{i-3}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien V_{i-6} peut être appliqué.

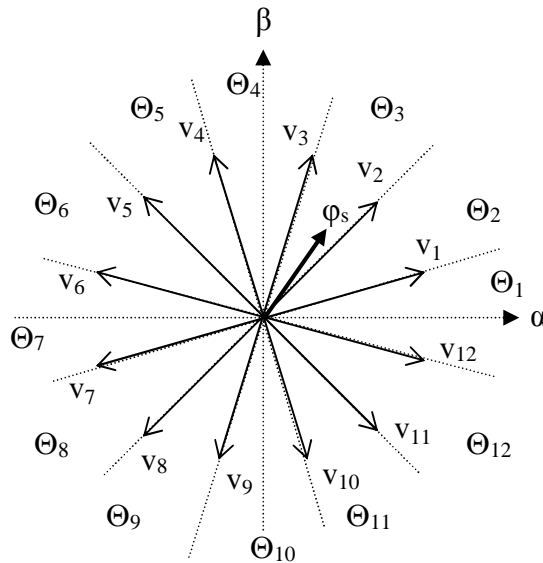


Figure III.8 : Découpage du plan d'évolution du flux statorique de la MSDE

Le tableau (III.3) résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique de la MSDE dans la région i . Dans cette table une flèche simple signifie une petite variation, deux flèches une moyenne variation et trois flèches une grande variation.

	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_{i+4}	V_{i+5}	V_{i+6}	V_{i+7}	V_{i+8}	V_{i+9}	V_{i+10}	V_{i+11}
Γ	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓
ϕ_s	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓	↑	↑↑	↑↑↑

Tableau III.3 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur V_i .

Du tableau ci-dessus, plusieurs tables de commutation peuvent être tirées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influence différemment sur le comportement dynamique et statique de la MSDE.

Dans le tableau suivant (III.4), trois stratégies de commutation sont proposées.

	$T_e \uparrow \phi_s \uparrow$	$T_e \uparrow \phi_s \downarrow$	$T_e \downarrow \phi_s \uparrow$	$T_e \downarrow \phi_s \downarrow$
1 ^{ère} stratégie	V_i	V_{i+5}	V_{i-1}	V_{i-6}
2 ^{ème} stratégie	V_{i+1}	V_{i+4}	V_{i-2}	V_{i-5}
3 ^{ème} stratégie	V_{i+2}	V_{i+3}	V_{i-3}	V_{i-4}

Tableau III.4 : Différentes stratégies de commutation.

Pour chaque stratégie on élabore une table de commutation en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple (τ) et du flux (ϕ). Les différentes tables sont :

Première stratégie notée C1, elle est caractérisée par une forte composante du flux (fcf). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau =1$	$\phi =1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}
	$\phi =0$	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\tau =0$	$\phi =1$	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}
	$\phi =0$	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6

Tableau III.5 : première stratégie de contrôle (C1).

Deuxième stratégie notée C2, elle n'est caractérisée ni par une forte composante du couple, ni par une forte composante du flux. D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau =1$	$\phi =1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1
	$\phi =0$	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4
$\tau =0$	$\phi =1$	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}
	$\phi =0$	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7

Tableau III.6 : deuxième stratégie de contrôle (C2).

Troisième stratégie notée C3, elle est caractérisée par une forte composante du couple (fcc). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau =1$	$\phi =1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2
	$\phi =0$	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3
$\tau =0$	$\phi =1$	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9
	$\phi =0$	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8

Tableau III.7 : troisième stratégie de contrôle (C3).

Deuxième cas :

On divise le plan (α, β) en 12 secteurs comme pour le premier cas, mais cette fois en adaptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi au lieu d'avoir le premier secteur de -15° à 15° , nous le décalons dans le sens antihoraire d'un angle de 15° , ce qui mène au choix de 0° à 30° pour la première zone figure (III.9).

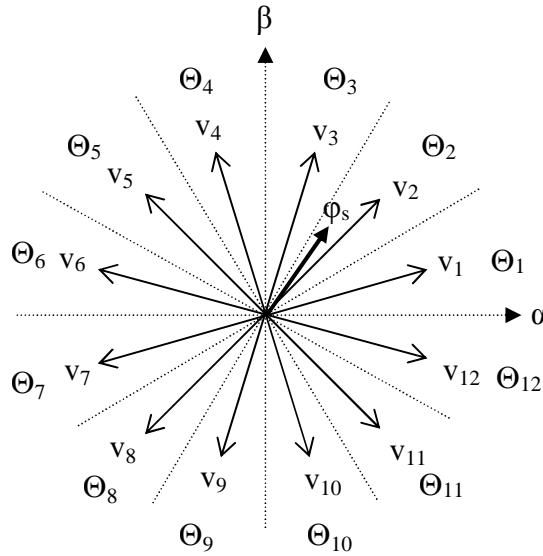


Figure III.9. Découpage du plan d'évolution du flux statorique de la MSDE

Le tableau III.8 représente l'action de chaque vecteur tension sur le vecteur flux dans la zone i . Dans ce cas, on peut utiliser soit des correcteurs à deux niveaux ou des correcteurs à trois niveaux pour contrôler le couple et le flux statorique de la MSDE. Plusieurs tables de commutation peuvent être tirées.

	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_{i+4}	V_{i+5}	V_{i+6}	V_{i+7}	V_{i+8}	V_{i+9}	V_{i+10}	V_{i+11}
T_e	~	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	~	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓
ϕ_s	↑↑↑	↑↑	↑	~	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓	↓	~	↑	↑↑

Tableau III.8 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur V_i .

Dans le tableau suivant (III.9), deux stratégies de commutation sont proposées pour des correcteurs à deux niveaux pour le couple et le flux.

	$T_e \uparrow \phi_s \uparrow$	$T_e \uparrow \phi_s \downarrow$	$T_e \downarrow \phi_s \uparrow$	$T_e \downarrow \phi_s \downarrow$
1 ^{ère} stratégie	V_{i+1}	V_{i+5}	V_{i-1}	V_{i-5}
2 ^{ème} stratégie	V_{i+2}	V_{i+4}	V_{i-2}	V_{i-4}

Tableau III.9 : Stratégies de commutation de la DTC en utilisant des correcteurs à deux niveaux.

La première stratégie notée M_1 , elle est caractérisée par une forte composante du flux (fcf). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = 1$	$\phi = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	$\phi = 0$	V ₆	V ₇	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃
$\tau = 0$	$\phi = 1$	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	$\phi = 0$	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau III.10 : première stratégie (M₁).

La deuxième stratégie notée M₂, elle est caractérisée par une forte composante du couple (fcc). D’où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = 1$	$\phi = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi = 0$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau = 0$	$\phi = 1$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi = 0$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

Tableau III.11 : deuxième stratégie (M₂).

Si on utilise un correcteur à hystérésis à trois bandes pour régler le couple, on aura deux tables de commutation.

- La première stratégie de contrôle de la DTC avec un correcteur de couple à 3 bandes notée M_{1c} est donnée par le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = 1$	$\phi = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	$\phi = 0$	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\tau = 0$	$\phi = 1$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
	$\phi = 0$	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
$\tau = -1$	$\phi = 1$	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	$\phi = 0$	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau III.12 : Première stratégie de contrôle de la DTC avec un correcteur de couple à trois bandes (M_{1c}).

- La deuxième stratégie de contrôle de la DTC avec un correcteur de couple à 3 bandes notée M_{2c} est donnée par le tableau III.13 :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = 1$	$\phi = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi = 0$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau = 0$	$\phi = 1$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
	$\phi = 0$	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
$\tau = -1$	$\phi = 1$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi = 0$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

Tableau III.13 : Deuxième stratégie de contrôle de la DTC avec un correcteur de couple à 3 bandes (M_{2c}).

Troisième cas :

On a augmenté le nombre de secteur en divisant le plan d'évolution du flux statorique de la MSDE en vingt-quatre zones. Cette approche n'a apporté aucune amélioration dans les réponses du couple et du flux, au contraire elle a compliqué l'élaboration des tables de commutation.

II.8 Résultats de simulation et comparaison entre les différentes stratégies de la DTC:

Afin de comparer l'influence des différentes stratégies de la DTC sur le comportement dynamique et statique de MSDE, on a simulé en boucle ouverte l'association DTC-deux onduleurs à deux niveaux-MSDE.

Les résultats de simulation illustrent la réponse de la MSDE à un échelon de couple de 10 N.m appliqué à $t = 0.01s$. La référence de flux statorique est constante est égale à 1.26 Wb et la période d'échantillonnage $T_{éch} = 50\mu s$.

Les différents résultats de simulation montrent que la MSDE est parfaitement découplée et que le flux et le couple électromagnétique suivent parfaitement leurs références.

Le tableau III.14 résume les performances des différentes stratégies de la DTC appliquées à la MSDE. On constate que :

- Lorsque le temps de réponse du couple augmente les ondulations du couple diminuent et celles du flux augmentent.
- La stratégie de commande C_2 possède le taux d'ondulation du couple le plus faible et le temps de réponse le plus élevé.
- La stratégie de commande M_{2c} possède le temps de réponse le plus faible avec un nombre de commutations des deux onduleurs (N_c) réduit.

Les ondulations du couple et du flux sont dues aux correcteurs à hystérésis et aux groupes de vecteurs choisis. En effet, un correcteur à hystérésis donne uniquement le signe de l'erreur, ce qui conduit aux mêmes actions lors d'une variation grande ou petit de l'erreur.

		Le couple		Le flux	N _c
		t _r (ms)	$\Delta T_e / T_e$ (%)	$\Delta \phi_s / \phi_s$ (%)	
Premier cas	C ₁ (fcf)	9	2.43	2.3	Une commutation
	C ₂	3.1	4.16	1.74	Trois commutations
	C ₃ (fcc)	2.5	4.66	0.86	Cinq commutations
Deuxième cas	M ₁ (fcf)	4.4	4.1	2.28	Deux commutations
	M ₂ (fcc)	2.5	4.6	1.65	Quatre commutations
Deuxième cas avec correcteur de couple à 3 bandes	M _{1c} (fcf)	4.6	4.43	2.37	Une commutation
	M _{2c} (fcc)	2.5	4.55	1.6	Deux commutations

Tableau III.14 : Tableau comparatif

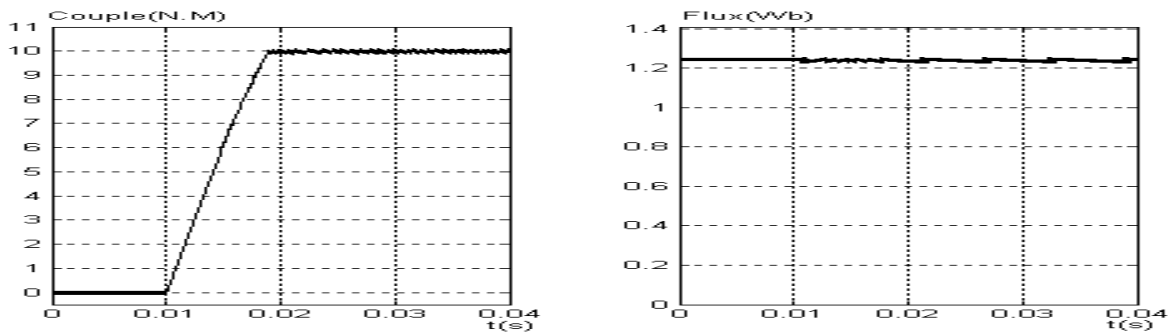


Figure III.10 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.5 pour le réglage du couple et du flux cas « C1 »

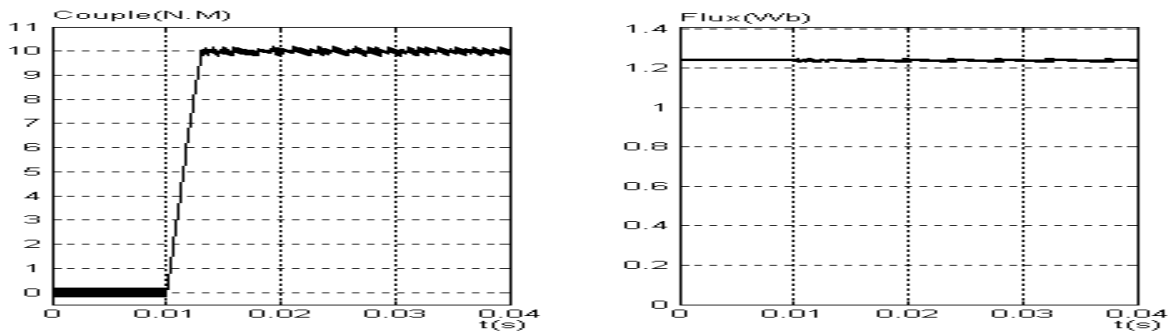


Figure III.11 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.6 pour le réglage du couple et du flux cas « C2 »

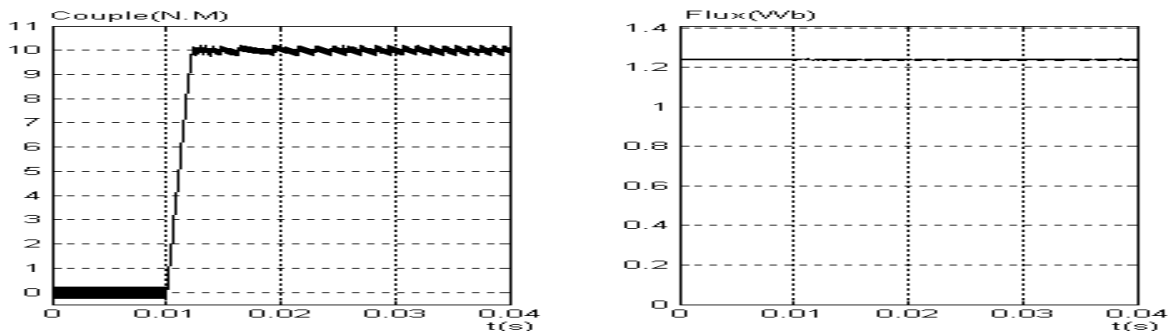


Figure III.12 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.7 pour le réglage du couple et du flux cas « C3 »

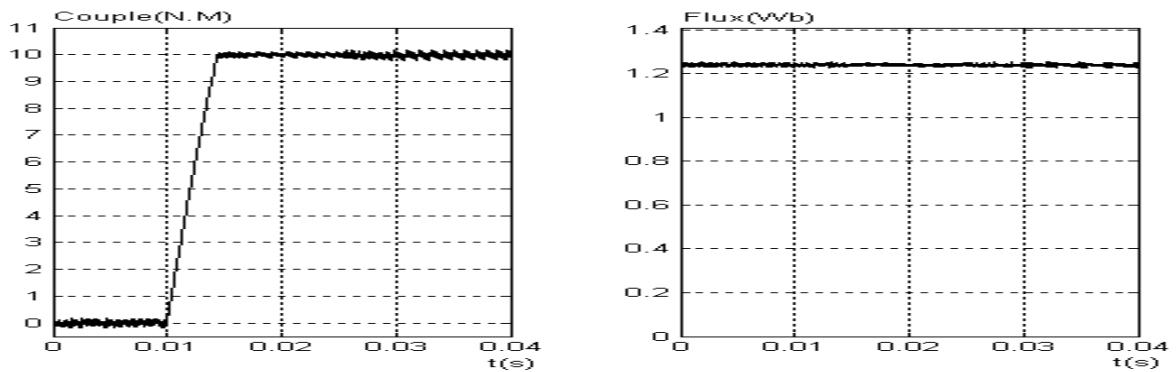


Figure III.13 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.10 pour le réglage du couple et du flux cas « M_1 »

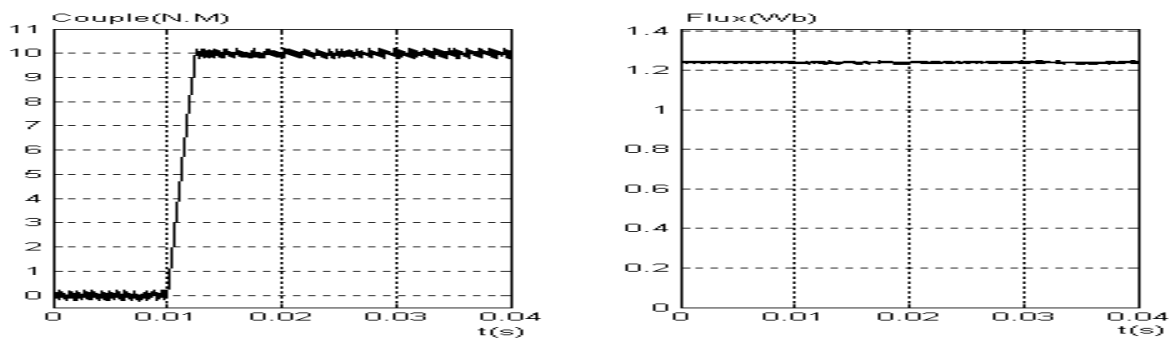


Figure III.14 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.11 pour le réglage du couple et du flux cas « M_2 »

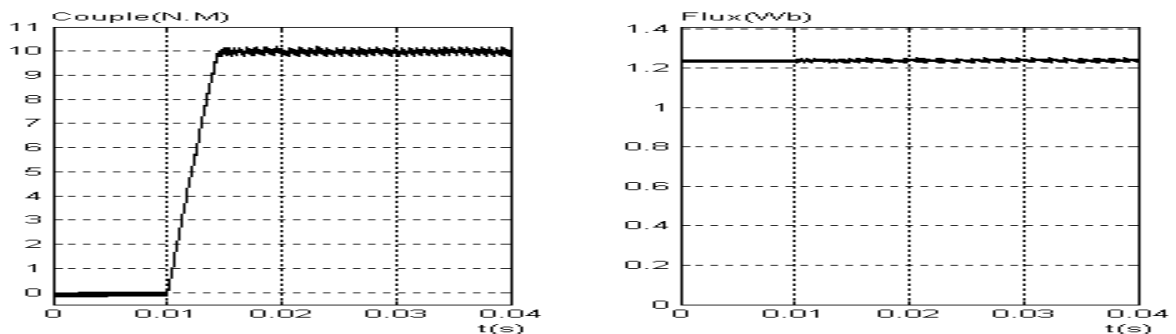


Figure III.15 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.12 pour le réglage du couple et du flux cas « M_{1c} »

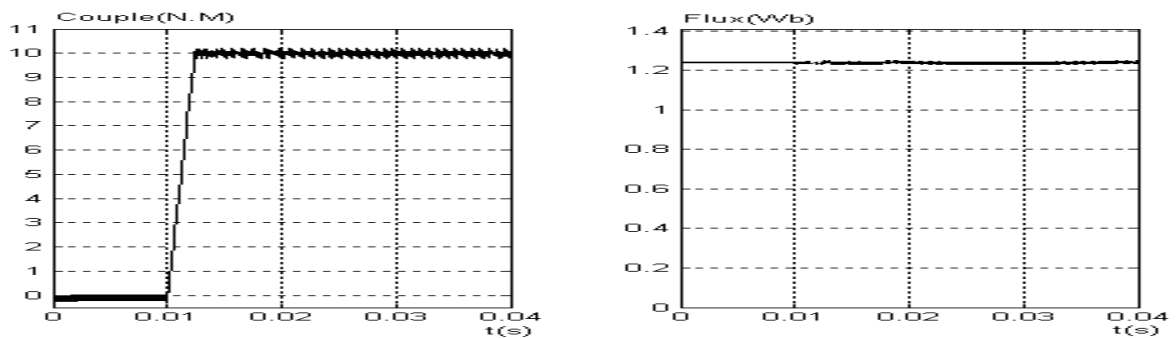


Figure III.16 : Performances de l'association DTC-MSDE en utilisant les vecteurs tension du tableau III.13 pour le réglage du couple et du flux cas « M_{2c} »

III. Influence des paramètres de réglage

Dans le schéma général de contrôle direct du couple de la MSDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux de tension illustré sur la figure III.6, les seuls paramètres introduits dans l'algorithme de commande sont les bandes d'hystérésis du flux et du couple et la résistance statorique de la MSDE, cette résistance doit être bien adaptée pour estimer le flux et le couple. En outre, la période d'échantillonnage est un paramètre essentiel lors de la mise en œuvre de contrôle direct du couple.

III.1. Effet de la période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage $T_{\text{éch}}$ est un paramètre de réglage très important dans la DTC. En effet, le choix du vecteur tension s'effectue à chaque période d'échantillonnage. Par conséquent, la borne supérieure de la fréquence de commutation de l'onduleur est limitée par la fréquence d'échantillonnage et le nombre de commutation augmente lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente. En plus, lorsque la période d'échantillonnage augmente les dépassements du flux et du couple par rapport à la bande d'hysteresis autour de la valeur de référence augmentent. La figure III.17 représente le couple électromagnétique pendant 10 périodes d'échantillonnages pour deux valeurs différentes de la période d'échantillonnage, en utilisant pour le réglage du couple électromagnétique les vecteurs du tableau III.13 et une bande d'hystérésis $\Delta T_e = 0.001$.

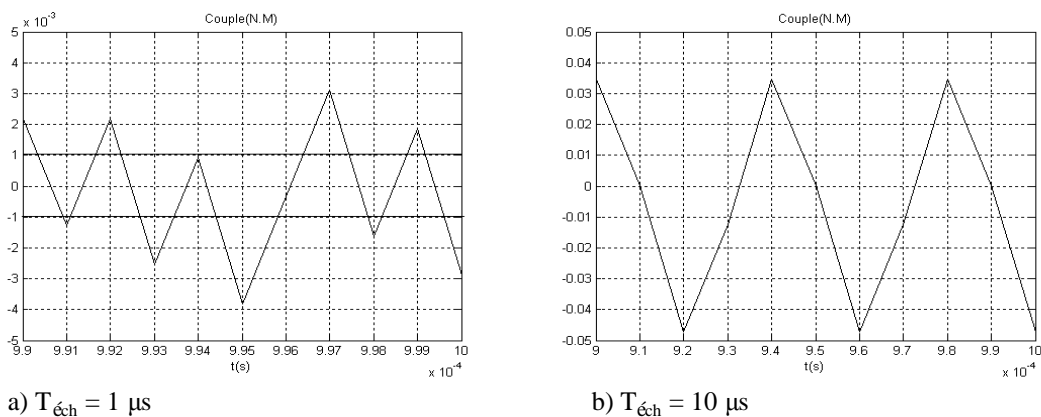


Figure III.17 : Influence de la valeur de la période d'échantillonnage sur le contrôle du couple

III.2. Effet de la bande d'hystérésis du correcteur de flux

La largeur de la bande d'hystérésis du flux influe sur la forme de la trajectoire de l'extrémité du flux dans le plan (α, β) et sur la fréquence de commutation du correcteur du flux. En effet, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis le nombre de commutations du correcteur du flux diminue et le flux s'éloigne de sa valeur de référence.

III.3. Effet de la bande d'hystérésis du correcteur de couple

Dans le cas d'une machine synchrone triphasée, la bande d'hystérésis du correcteur de couple influe sur la valeur moyenne du couple à cause de l'application des vecteurs tension nuls. Cette erreur est de l'ordre de $\Delta T_e/2$ [Zol97]. Dans notre cas, tableau (III.13), On a appliqué des vecteurs tensions non nuls pour diminuer le couple. Cela a permis d'annuler l'erreur moyenne du couple (figure III.17) et de diminuer le nombre de commutation.

III.4. Effet de l'erreur de la résistance statorique de la MSDE

L'estimation du couple et du flux dans le système de contrôle direct du couple de la figure III.6 dépend de la résistance statorique de la MSDE. Une erreur sur la résistance de la machine provoque une erreur d'estimation du couple et du flux, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application des séquences non conformes à l'état de l'entraînement.

La cause principale de la variation de la résistance statorique R_s est l'échauffement de la machine en cours de fonctionnement. La figure III.18 montre l'effet d'une variation linéaire de R_s sur les performances du DTC associé à la MSDE pour une consigne du couple électromagnétique égale à 10 N.m.

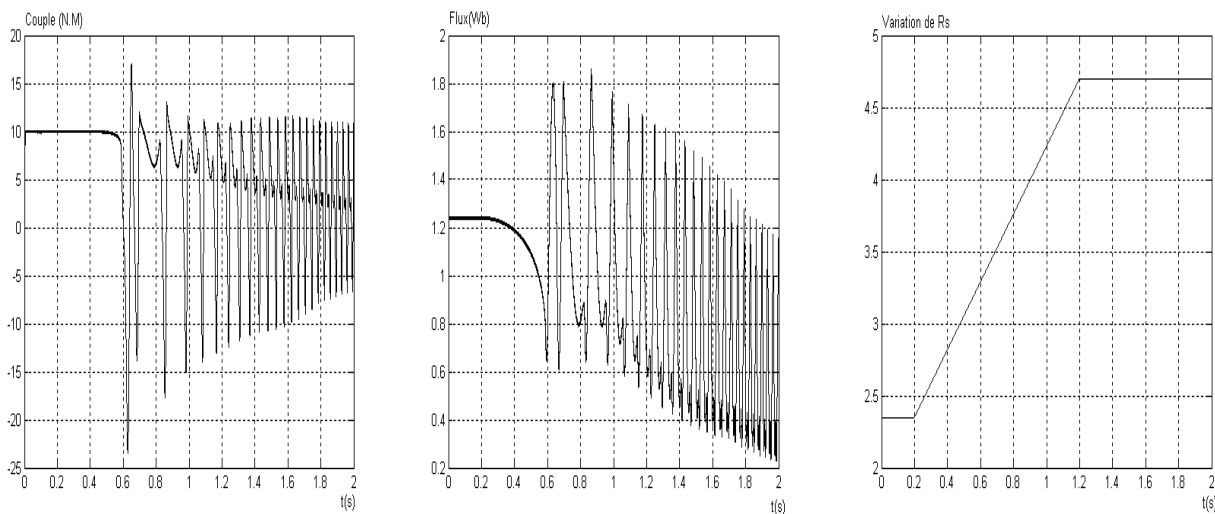


Figure III.18 : Evaluations du couple et du flux lors d'une variation de R_s

On remarque que la variation R_s a causé l'instabilité de la DTC. L'estimation de la résistance statorique est donc nécessaire pour éviter ce problème et rendre le DTC robuste face à cette variation. Plusieurs méthodes d'estimation de R_s ont été proposées [Hab93][Ker95][Lee98][Mal98][Bou08-a].

IV. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MSDE ALIMENTÉE PAR DEUX ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

Dans le paragraphe précédent on a considéré les onduleurs de tension à deux niveaux comme un seul onduleur de tension hexaphasé à deux niveaux. Le nombre de vecteurs tension obtenu était 64 vecteurs. Dans le cas générale le nombre de vecteurs est égal à n^6 ou n est le nombre de niveaux. Lorsque $n \geq 3$ la généralisation de la structure proposée devient complexe. Une solution consiste à appliquer le concept de la DTC à chaque étoile de la MSDE. La figure III.19 représente la structure de la DTC proposée.

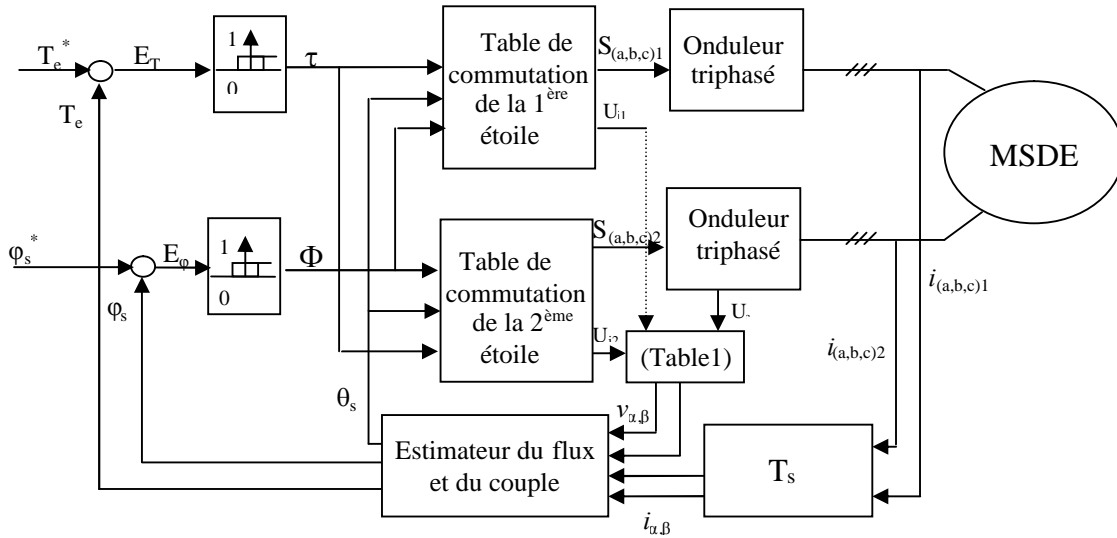


Figure III.19 : Schéma global de l'ensemble DTC-Onduleurs multiniveaux-MSDE

V.1 Elaboration des tables de commutation

Le vecteur flux statorique donné par l'équation (III.5) peut être réécrit de la manière suivante :

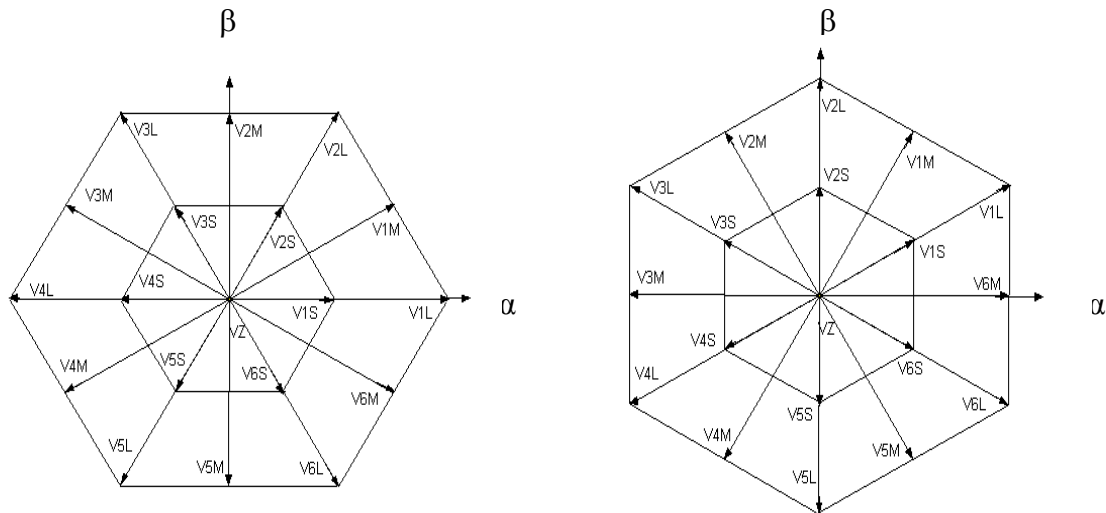
$$\begin{aligned}
 \varphi_s(T) &\approx V_s T + \varphi_s(0) \\
 &\approx \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_{a1} + a \cdot S_{b1} + a^2 \cdot S_{c1}) T + \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\gamma} (S_{a2} + a \cdot S_{b2} + a^2 \cdot S_{c2}) T + \varphi_s(0) \\
 &\approx V_{s1} T + V_{s2} T + \varphi_s(0)
 \end{aligned} \tag{III.22}$$

avec :

$$V_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_{a1} + a \cdot S_{b1} + a^2 \cdot S_{c1}) \quad \text{et} \quad V_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\gamma} (S_{a2} + a \cdot S_{b2} + a^2 \cdot S_{c2})$$

La projection des vecteurs de tension V_{s1} et V_{s2} dans le plan $(\alpha-\beta)$, est représentée par la figure III.20.

Afin de réaliser le contrôle direct du flux et de couple de la MSDE, alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, on élabore de nouvelles tables de commutation qui tient compte de tous les vecteurs de tension disponibles en sortie des deux onduleurs. La construction des tables de commutation se base sur les remarques du paragraphe précédent. Le choix des vecteurs tension statorique qu'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du premier hexagone ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale sous le flux nominal. Nous allons donc diviser la plage de vitesse en deux zones. Pour les vitesses inférieures à $\Omega_{nom}/2$, on utilisera les vecteurs du premier hexagone. Pour les vitesses supérieures à $\Omega_{nom}/2$, on appliquera les vecteurs du premier et du deuxième hexagone.



Projection du vecteur tension V_{s1}

Figure III.20 : Représentation des vecteurs de tension des deux onduleurs

IV.1.1. Fonctionnement pour $\Omega < \Omega_{nom}/2$

Quand la vitesse est inférieure à la moitié de la vitesse nominale, on a choisi de n'utiliser que les vecteurs du premier hexagone. L'onduleur de tension à trois niveaux est similaire à l'onduleur de tension à deux niveaux. Dans ce cas, les deux onduleurs sont supposés de nouveau comme un seul onduleur hexaphasé et les tables de commutation sont les mêmes que celles trouvées au paragraphe III.7.

IV.1.2. Fonctionnement pour $\Omega \geq \Omega_{nom}/2$

Quand la vitesse est supérieure à la moitié de la vitesse nominale, on utilise les vecteurs tension du premier et du deuxième hexagone. Le choix des vecteurs tension de chaque onduleur est basé sur la même logique que celle utilisée dans le cas d'une machine synchrone classique.

Pour le découpage de l'espace d'évolution de vecteur flux, on divise le plan (α, β) en 12 secteurs identiques de 30 degrés, le premier secteur allant de 0 à 30 degrés, représenté à la figure III.9, on peut alors construire les tables de commutations suivantes:

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\phi = 0$	$\tau = 1$	V_{3L}	V_{3M}	V_{4L}	V_{4M}	V_{5L}	V_{5M}	V_{6L}	V_{6M}	V_{1L}	V_{1M}	V_{2L}	V_{2M}
	$\tau = 0$	V_{5s}	V_{6s}	V_{6s}	V_{1s}	V_{1s}	V_{2s}	V_{2s}	V_{3s}	V_{3s}	V_{4s}	V_{4s}	V_{5s}
	$\tau = -1$	V_{5L}	V_{5M}	V_{6L}	V_{6M}	V_{1L}	V_{1M}	V_{2L}	V_{2M}	V_{3L}	V_{3M}	V_{4L}	V_{4M}
$\phi = 1$	$\tau = 1$	V_{2L}	V_{2M}	V_{3L}	V_{3M}	V_{4L}	V_{4M}	V_{5L}	V_{5M}	V_{6L}	V_{6M}	V_{1L}	V_{1M}
	$\tau = 0$	V_{1s}	V_{1s}	V_{2s}	V_{2s}	V_{3s}	V_{3s}	V_{4s}	V_{4s}	V_{5s}	V_{5s}	V_{6s}	V_{6s}
	$\tau = -1$	V_{6L}	V_{6M}	V_{1L}	V_{1M}	V_{2L}	V_{2M}	V_{3L}	V_{3M}	V_{4L}	V_{4M}	V_{5L}	V_{5M}

Tableau III.15: Table de commutation utilisée dans la DTC de la première étoile de la MSDE alimentée par un onduleur à trois niveaux quand $\Omega \geq \Omega_{nom}/2$

Zone (i)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
$\phi = 0$	$\tau = 1$	V _{2M}	V _{3L}	V _{3M}	V _{4L}	V _{4M}	V _{5L}	V _{5M}	V _{6L}	V _{6M}	V _{1L}	V _{1M}	V _{2L}
	$\tau = 0$	V _{4s}	V _{5s}	V _{5s}	V _{6s}	V _{6s}	V _{1s}	V _{1s}	V _{2s}	V _{2s}	V _{3s}	V _{3s}	V _{4s}
	$\tau = -1$	V _{4M}	V _{5L}	V _{5M}	V _{6L}	V _{6M}	V _{1L}	V _{1M}	V _{2L}	V _{2M}	V _{3L}	V _{3M}	V _{4L}
$\phi = 1$	$\tau = 1$	V _{1M}	V _{2L}	V _{2M}	V _{3L}	V _{3M}	V _{4L}	V _{4M}	V _{5L}	V _{5M}	V _{6L}	V _{6M}	V _{1L}
	$\tau = 0$	V _{6s}	V _{6s}	V _{1s}	V _{1s}	V _{2s}	V _{2s}	V _{3s}	V _{3s}	V _{4s}	V _{4s}	V _{5s}	V _{5s}
	$\tau = -1$	V _{5M}	V _{6L}	V _{6M}	V _{1L}	V _{1M}	V _{2L}	V _{2M}	V _{3L}	V _{3M}	V _{4L}	V _{4M}	V _{5L}

Tableau III.16: Table de commutation utilisée dans la DTC de la deuxième étoile de la MSDE alimentée par un onduleur à trois niveaux quand $\Omega \geq \Omega_{nom}/2$.

IV.2. Réglage de la vitesse de la MSDE

La commande de la vitesse de la MSDE peut se faire par des méthodes classiques ou modernes. Dans cette partie, le réglage se fait par la synthèse des régulateurs au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine réalisé par la DTC. Ainsi, nous utilisons un régulateur de type proportionnel intégral (PI) pour régler la vitesse. Le schéma de la structure globale de la DTC avec réglage de la vitesse est donné par la figure III.21 :

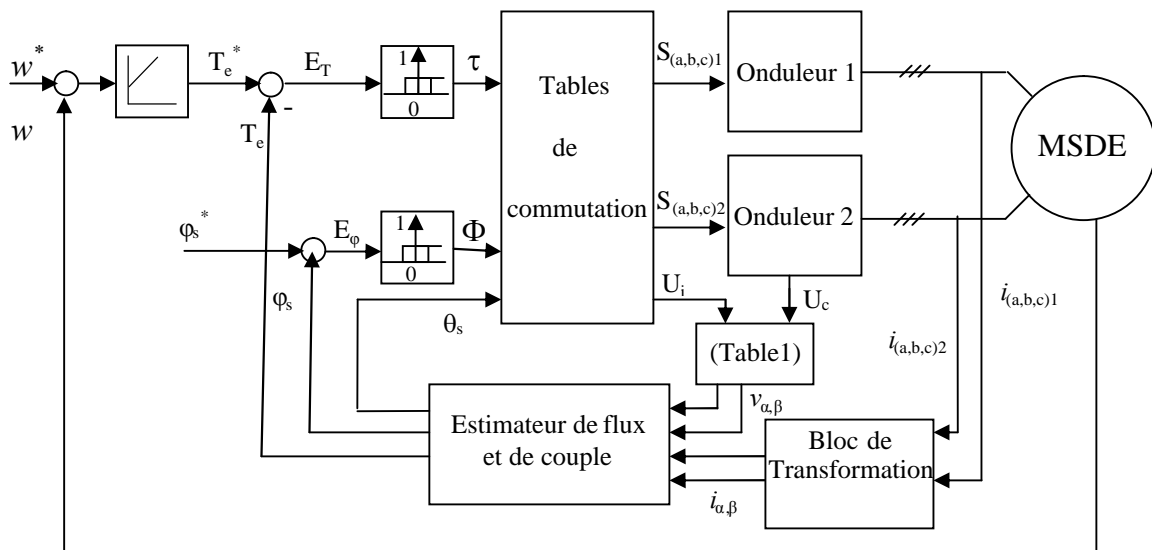


Figure III.21 : Schéma global de l'ensemble Régulateur PI-DTC-Onduleurs-MSDE

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{III.23}$$

Et la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$\omega(p) = \frac{1}{f + pJ} (T_e(p) - T_r) \tag{III.24}$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse suivant:

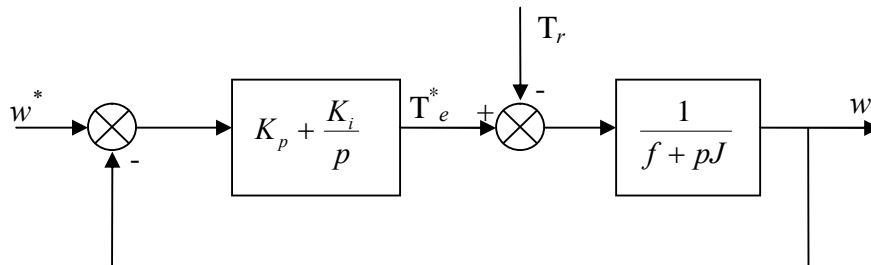


Figure III.22 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_p p + K_i}{Jp^2 + (f + K_p)p + K_i} = \frac{N(p)}{D(p)} \tag{III.25}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. La figure III.19 représente la méthode des pôles imposés. [Buh88]

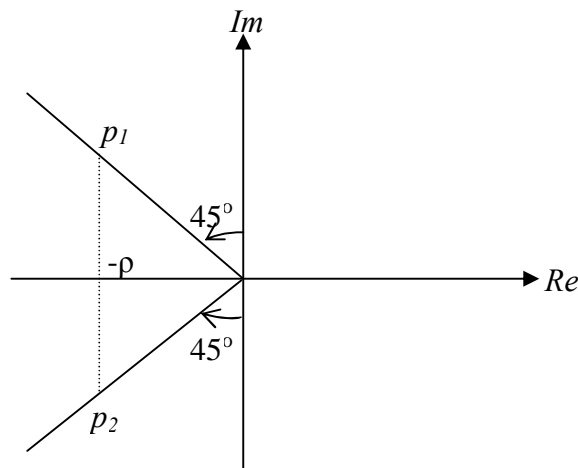


Figure III.23 : Méthode des pôles imposés

En prenant $p_1 = -\rho - j\rho$ et $p_2 = -\rho + j\rho$

L'équation du dénominateur peut s'écrire :

$$D(p) = (p - p_1)(p - p_2) = p^2 - (p_1 + p_2)p + p_1 p_2 \tag{III.26}$$

Ainsi, on obtient par identification :

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - f \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

IV.3. Résultats de simulation

La figure (III.24.a) (respectivement III.25.a.) représente les réponses dynamique et statique de la MSDE lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse $\Omega = 100 \text{ rad/s} < \Omega_{\text{nom}}/2$ (respectivement $\Omega = 200 \text{ rad/s} \geq \Omega_{\text{nom}}/2$). On remarque que la MSDE est parfaitement découplée et que la vitesse suit parfaitement sa référence.

La figure (III.24.b) (respectivement III.25.b.) représente les courants i_α , i_{a1} , i_{z1} et i_{z2} en régime permanent lorsque le couple de charge est de 10 N.m et la vitesse est de 100 rad/s (respectivement 200 rad/s). On remarque que les courants de circulation i_{z1} et i_{z2} ont des amplitudes très élevées et leurs fréquences est égale à la fréquence du courant de phase i_{a1} .

Afin d'étudier l'influence de l'inductance de fuites sur le comportement dynamique de la MSDE, on a augmenté celle-ci de dix fois. On remarque que lorsque la vitesse $\Omega < \Omega_{\text{nom}}/2$ (figure III.26.a.) les courants d'axe Z sont nettement minimisés et leur fréquence est supérieur à la fréquence des courants de phase. Néanmoins, lorsque la vitesse $\Omega \geq \Omega_{\text{nom}}/2$ (figure III.26.b.) les courants de circulation restent très élevés.

V. CONCLUSION

L'application de la DTC avec ses différentes structures sur la MSDE apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans les autres stratégies de commande des machines à courant alternatif, précisément la commande vectorielle. Le contrôle du couple obtenu est très performant.

Cependant la DTC a quelques inconvénients : non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutations. De plus les courants de phases présentent des ondulations très élevées. Ces ondulations engendrent des courants de circulation d'amplitude importante et de fréquence égale à la fréquence des courants de phases impliquant des pertes supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs.

Dans le prochain chapitre, notre principal objectif est de proposer une nouvelle structure de la DTC associée à des nouvelles techniques de commandes compatibles avec la MSDE.

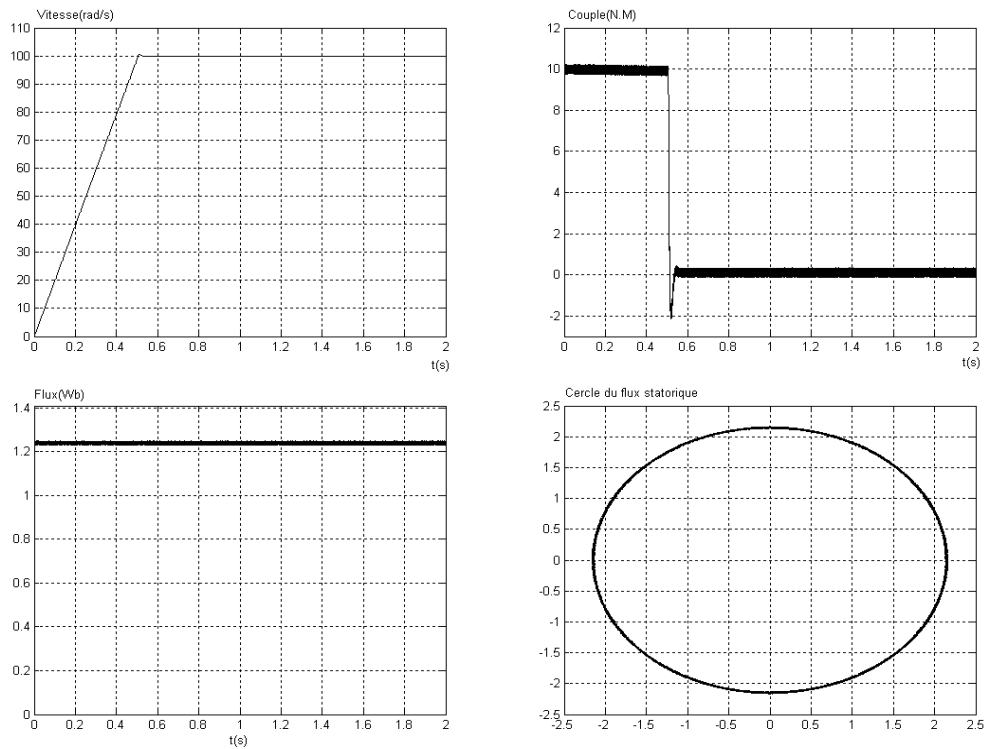


Figure III.24.a : Performances dynamiques et statiques de l'association DTC-Onduleurs à trois niveaux-MSDE pour une vitesse $\Omega < \Omega_{nom}/2$

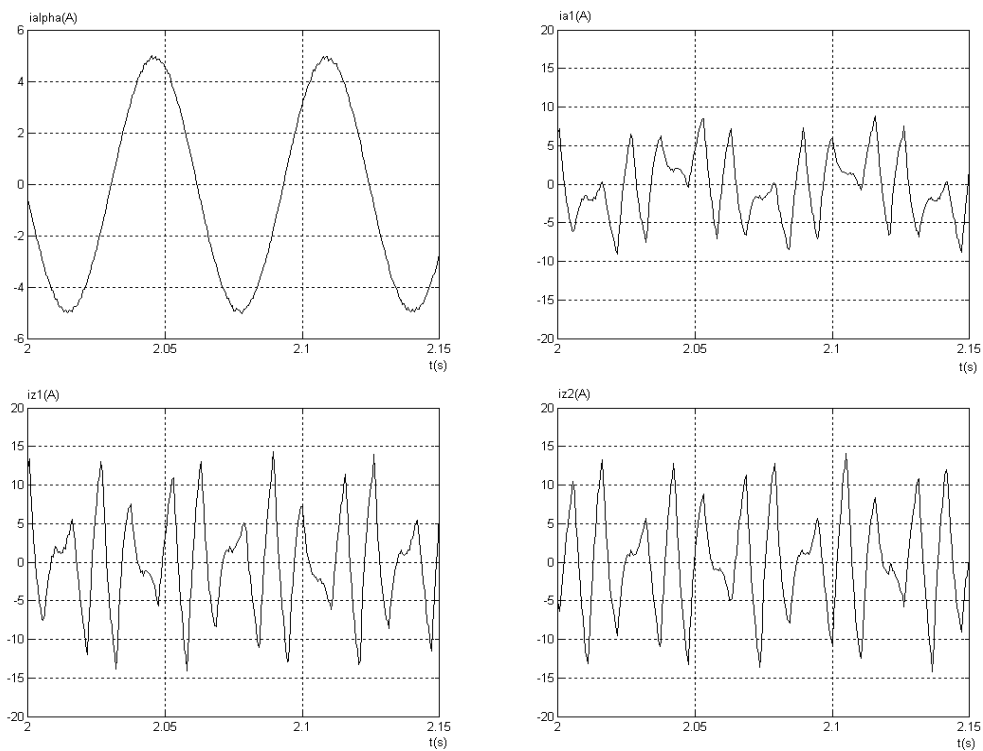


Figure III.24.b : Courants dans la MSDE en régime permanent lorsque le couple de charge est de 10 N.m et la vitesse est de 100 rad/s ($\Omega < \Omega_{nom}/2$)

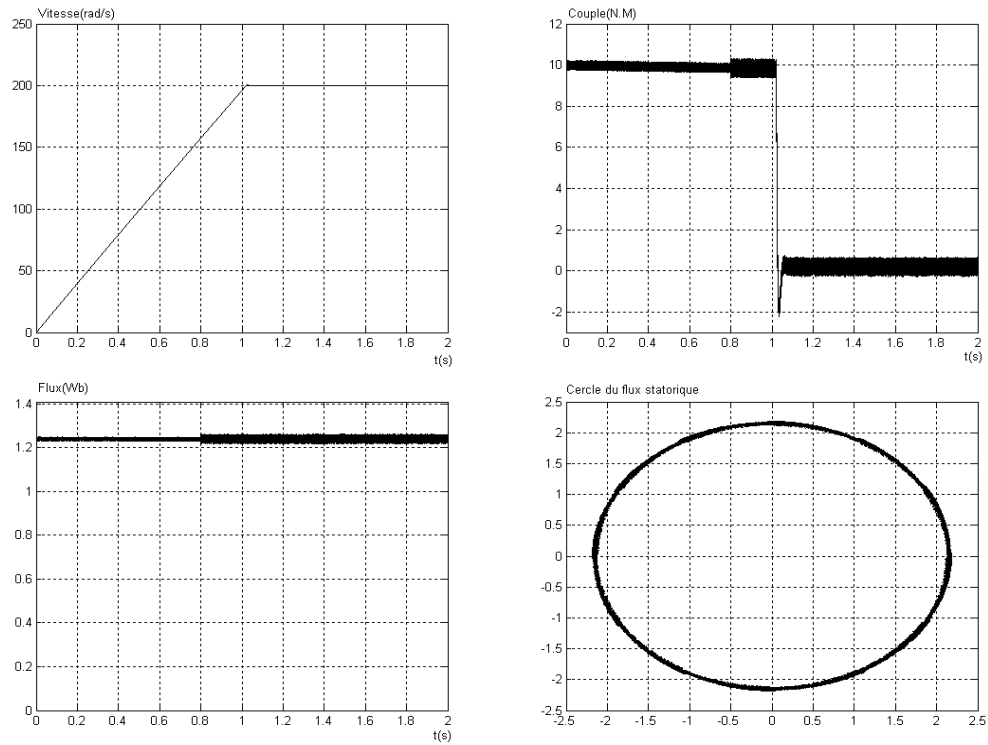


Figure III.25.a : Performances dynamiques et statiques de l'association DTC-Onduleurs à trois niveaux-MSDE pour une vitesse $\Omega \geq \Omega_{nom}/2$

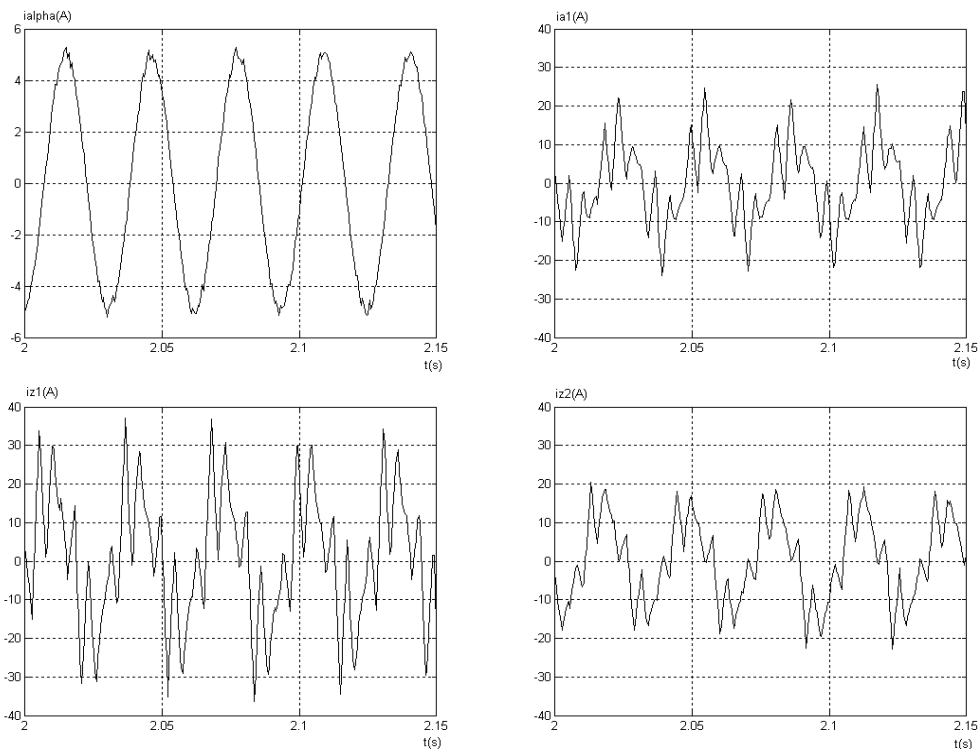


Figure III.25.b : Courants dans la MSDE en régime permanent lorsque le couple de charge est de 10 N.m et la vitesse est de 200 rad/s ($\Omega \geq \Omega_{nom}/2$)

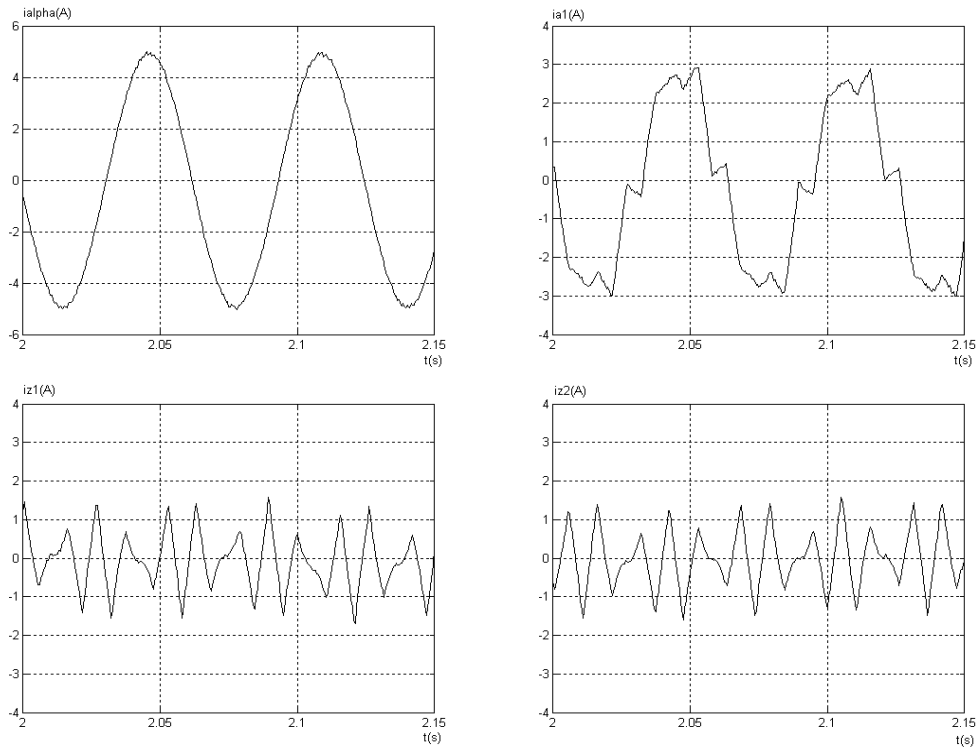


Figure III.26.a : Influence de l'inductance de fuites (L_{fs}) sur les courants de la MSDE en régime permanent ($\Omega < \Omega_{nom}/2$)

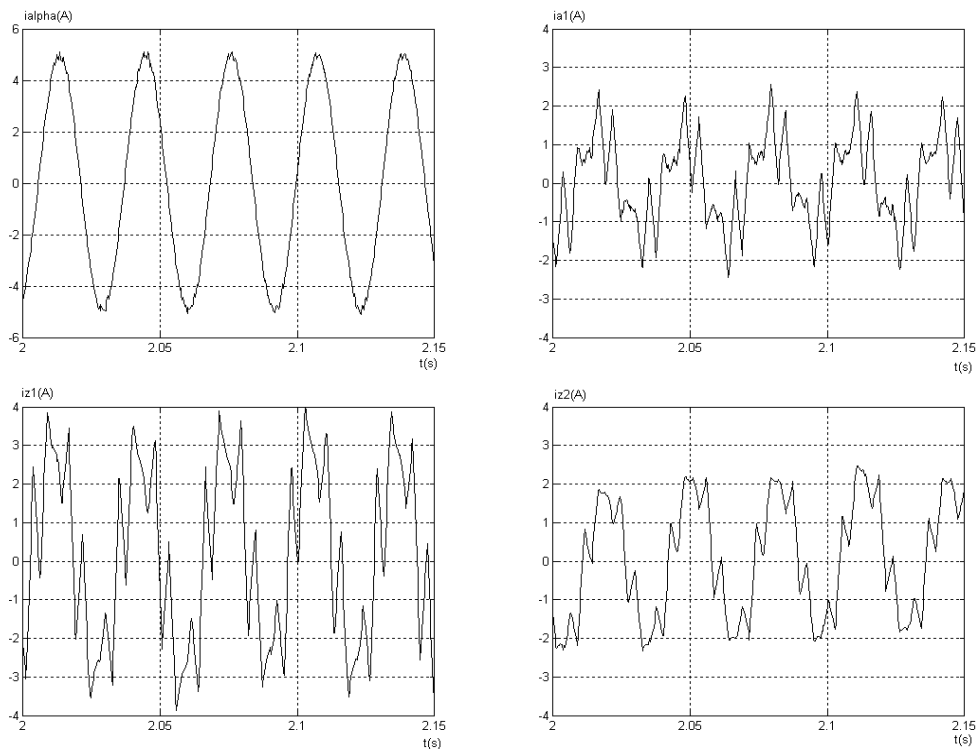


Figure III.26.b : Influence de l'inductance de fuites (L_{fs}) sur les courants de la MSDE en régime permanent ($\Omega \geq \Omega_{nom}/2$)

Chapitre IV

Commande directe du couple basée sur les
techniques de contrôle robuste de la machine
synchrone à double étoile

I. INTRODUCTION

Les avantages attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances élevées...) sont néanmoins contrebalancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis; 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. En outre, l'application de la commande DTC classique à la MSDE provoque l'apparition des courants de circulation d'amplitude très importante au stator.

Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle structure de la DTC associée à de nouvelles techniques de commandes. Ces algorithmes permettent d'avoir une commande directe du couple et une alimentation à fréquence de commutation fixe, commandée par la stratégie MLI. La principale caractéristique de ces méthodes est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés.

II. MODELE DE LA MSDE DANS LE REPERE X-Y LIE AU FLUX STATORIQUE

En appliquant au modèle de la MSDE dans le repère (α, β) donné par le système d'équations (I.32), la transformation (III.6) et en tenant compte de la faible saillance de notre machine, le modèle de la MSDE dans le repère $x-y$ lié au flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} v_x = R_s i_x - w_s L_d i_y + L_d \frac{di_x}{dt} + w \varphi_r \sin \delta \\ v_y = R_s i_y + w_s L_d i_x + L_d \frac{di_y}{dt} + w \varphi_r \cos \delta \end{cases} \quad (IV.1)$$

Le flux et le couple sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_x = \varphi_s = L_d i_x + \varphi_r \cos \delta \\ \varphi_y = 0 = L_d i_y - \varphi_r \sin \delta \\ T_e = P \varphi_s i_y \end{cases} \quad (IV.2)$$

D'après les équations (IV.1) et (IV.2) le modèle de la MSDE peut être réécrit comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_s}{dt} = f_1 + b_1 v_x \\ \frac{dT_e}{dt} = f_2 + b_2 v_y \\ \frac{d\Omega}{dt} = f_3 + b_3 T_e \end{cases} \quad (IV.3)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 = -\frac{R_s}{L_d}(\varphi_s - \varphi_r \cos \delta) \\ f_2 = -\frac{P\varphi_s}{L_d}(R_s i_y + w_s \varphi_s + (w_s - w)\varphi_r \cos \delta) - P i_y \dot{\varphi}_s \\ f_3 = -\frac{1}{j}(T_r + f_c \Omega) \\ b_1 = 1 \\ b_2 = \frac{P\varphi_s}{L_d} \\ b_3 = \frac{1}{j} \end{array} \right. \quad (IV.4)$$

De la dynamique donnée dans (IV.3), nous constatons que:

- La vitesse peut être commandée en utilisant le couple.
- Le flux peut être commandé directement en utilisant le signal de commande v_x
- Le couple peut être commandé directement en utilisant le signal de commande v_y .

La figure (IV.1) présente le schéma de la nouvelle stratégie appliquée à la MSDE

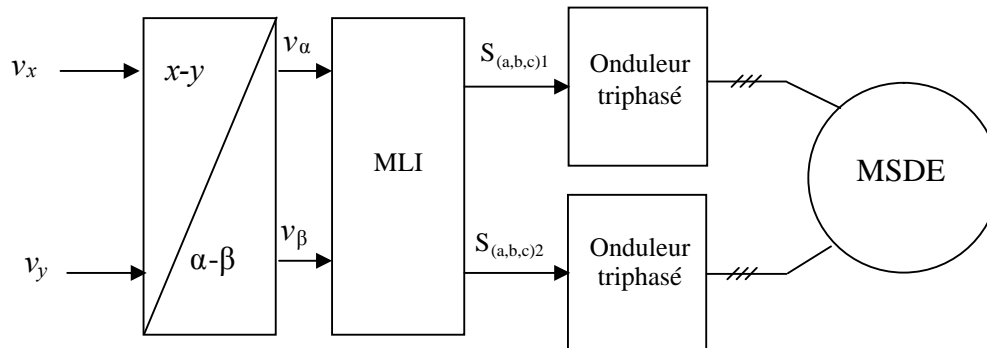


Figure IV.1 : Schéma de la nouvelle stratégie appliquée à la MSDE

III. BACKSTEPPING / DTC APPLIQUEE A LA COMMANDE DE LA MSDE

La technique du Backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. au début des années '90 et inspirée par les travaux de Feuer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotović et Sussmann (1989) d'autre part [Paq00]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du couple contrôleur-procédé. Les notions de base de la technique du Backstepping sont données en annexe B.

III.1. Application à la commande de la MSDE

L'objectif de la commande Backstepping-DTC proposée est d'élaborer une loi de commande qui assure le découplage entre le flux et le couple et qui force la vitesse de la MSDE à suivre sa référence. La loi de commande est conçue en utilisant la méthodologie Backstepping ainsi qu'une structure de DTC (figure IV.2).

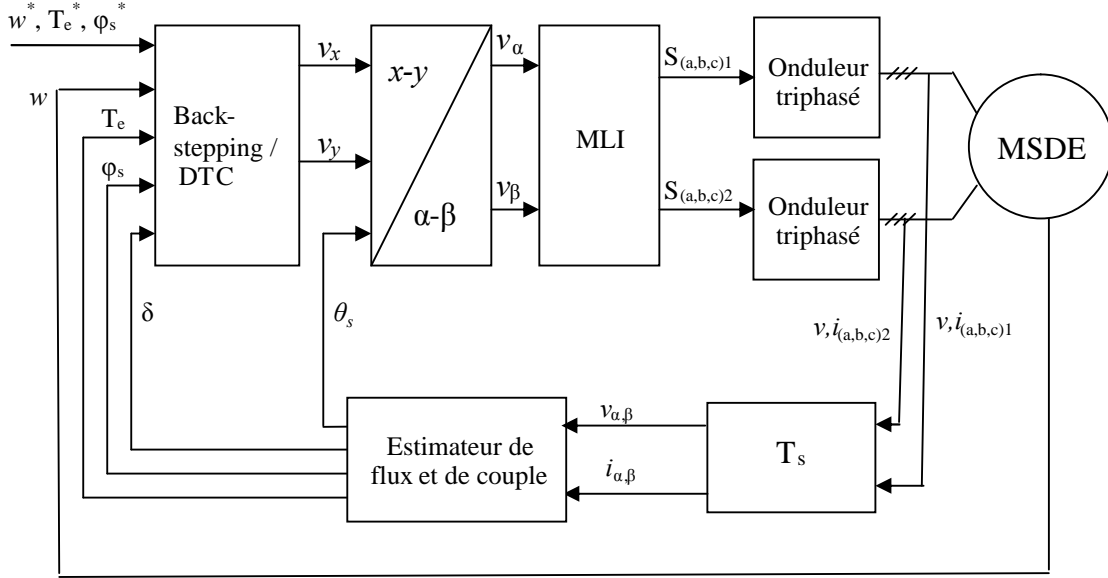


Figure IV.2 : Schéma de principe du régulateur Backstepping /DTC appliqué à la MSDE

Proposition

En considérant le modèle de la MSDE donnée par l'équation (IV.3), nous proposons les lois de commande suivantes :

$$\begin{cases} v_x = -f_2 + \dot{\phi}_s - k_2(\phi_s - \phi_s^*) \\ v_y = \frac{-1}{pb\phi_s} \left[p\phi_s f_1 + k_1(T_e - T_e^*) + (w - w^*) + p\dot{\phi}_s i_y - \dot{T}_e \right] \\ T_e^* = j\dot{w}^* - k_3(w - w^*) - k_4 \text{sign}(w - w^*) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec :

$$k_1, k_2, k_3 > 0 \text{ et } k_4 > \max(T_r) ; \phi_s \neq 0.$$

Alors : e_w , e_ϕ et e_{T_e} sont asymptotiquement stables.

Où

$$e_w = w - w^*, e_\phi = \phi - \phi^* \text{ et } e_{T_e} = T_e - T_e^*$$

Preuve : La preuve est basée sur deux étapes :

Étape 1 : Régulation de la vitesse

Considérons la fonction de Lyapunov suivante, liée au dynamique de vitesse définie dans le système d'équation (IV.3):

$$V_1 = \frac{1}{2}j(w - w^*)^2 > 0 \quad (IV.6)$$

Cette fonction est définie globalement positive, sa dérivée est donnée par:

$$\dot{V}_1 = j(w - w^*)(\dot{w} - \dot{w}^*) = (w - w^*)(T_e - T_r - j\dot{w}^*) \quad (IV.7)$$

Si on suppose que $T_e \rightarrow T_e^*$, nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -k_3(w - w^*)^2 - (w - w^*) \cdot [-k_4 \text{sign}(w - w^*) - T_r] \quad (IV.8)$$

Alors : $(w - w^*) \cdot [-k_4 \text{sign}(w - w^*) - T_r] < 0 ; \forall (w - w^*) \text{ et } \forall T_r$

$$\dot{V}_1 < -k_3(w - w^*)^2 < 0 \quad (IV.9)$$

Ceci signifie que w converge exponentiellement vers w^* . Par conséquent, si T_e est forcé de prendre la valeur désirée T_e^* , l'erreur de vitesse tendrait vers zéro.

Étape 2 : Réglage du couple électromagnétique

Dans cette étape, l'objectif est d'établir la tension v_x , qui impose à ϕ_s de suivre la valeur désirée ϕ_s^* , et la tension v_y qui impose à T_e à acquérir la valeur désirée T_e^* .

Considérons la fonction énergie de Lyapunov augmentée:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}(\phi - \phi^*)^2 + \frac{1}{2}(T_e - T_e^*)^2 > 0 \quad (IV.10)$$

Sa dérivée par rapport au temps est exprimée par:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + (\phi_s - \phi_s^*)(\dot{\phi}_s - \dot{\phi}_s^*) + (T_e - T_e^*)(\dot{T}_e - \dot{T}_e^*) \quad (IV.11)$$

Avec:

$$\dot{V}_1 = (w - w^*)(T_e - T_r - j\dot{w}^*) = (w - w^*)(T_e - T_e^*) + (w - w^*)(T_e^* - T_r - j\dot{w}^*) \quad (IV.12)$$

En remplaçant T_e^* par sa valeur donnée par (IV.5), nous obtenons:

$$(w - w^*)(T_e - T_e^*) + (w - w^*)(T_e^* - T_r - j\dot{w}^*) \leq (w - w^*)(T_e - T_e^*) - k_3(w - w^*)^2 \quad (\text{IV.13})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.11) devient:

$$\dot{V}_2 \leq (w - w^*)(T_e - T_e^*) - k_3(w - w^*)^2 + (\phi_s - \phi_s^*)(\dot{\phi}_s - \dot{\phi}_s^*) + (T_e - T_e^*)(\dot{T}_e - \dot{T}_e^*) \quad (\text{IV.14})$$

Les dérivées du couple et du flux sont données par :

$$\begin{cases} \dot{T}_e = p\dot{\phi}_s i_y + p\phi_s \dot{i}_y \\ \dot{i}_y = f_1 + b v_y \\ \dot{\phi}_s = f_2 + v_x \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

En remplaçant la loi de commande (IV.5) dans (IV.15), l'équation (IV.14) devient:

$$\dot{V}_2 \leq -k_3(w - w^*)^2 - k_2(\phi_s - \phi_s^*)^2 - k_1(T_e - T_e^*)^2 < 0 \quad (\text{IV.16})$$

Par conséquent, en utilisant le théorème de Lyapunov, nous concluons :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} (w - w^*) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (\phi_s - \phi_s^*) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (T_e - T_e^*) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

C'est-à-dire, que les erreurs sont asymptotiquement stables.

III.2. Résultats de simulation

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation sur la MSDE alimentée par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux lors d'un démarrage à vide avec une référence de vitesse sinusoïdale $w = 100 \sin\left(\frac{\pi}{2}t\right)$ rad/s (figure IV.3) et lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre $t = 1.5$ s et 2.5s (figure IV.4) avec une consigne de vitesse égale à 150 rad/s. On constate que :

- La MSDE est parfaitement découplée. En effet, le flux et le couple suivent parfaitement leurs références.
- La vitesse suit parfaitement sa référence.
- La perturbation est mal rejetée.

La figure IV.5 représente le couple électromagnétique et le flux statorique de la MSDE lors d'une variation linéaire de la résistance statorique. Dans ce cas la MSDE est testée sous les mêmes conditions du paragraphe III.4. On remarque que le couple et le flux oscillent et le système à régler est instable.

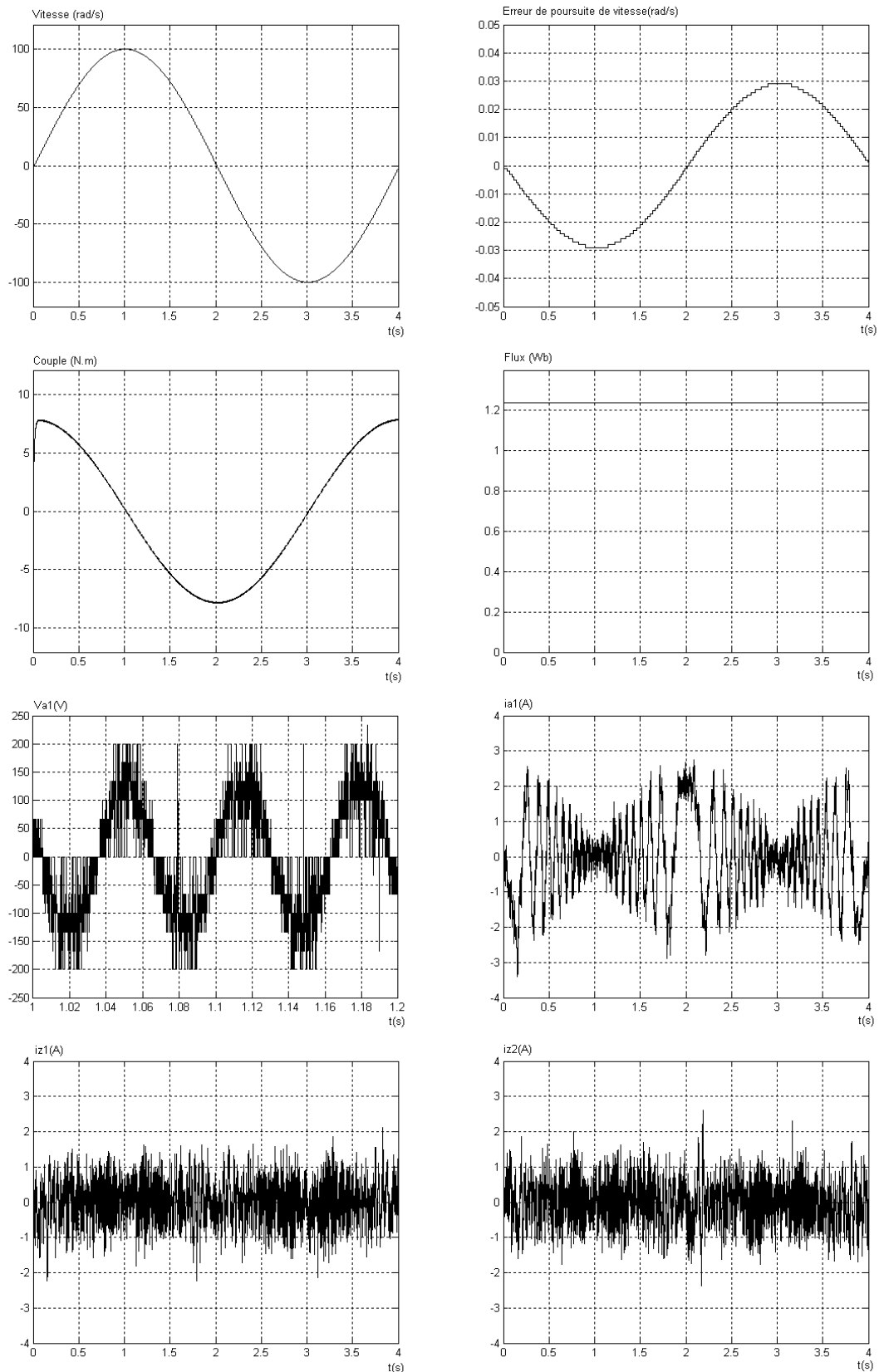


Figure IV.3 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSDE commandée par la stratégie Backstepping/DTC lors d'une application d'une consigne sinusoïdale.

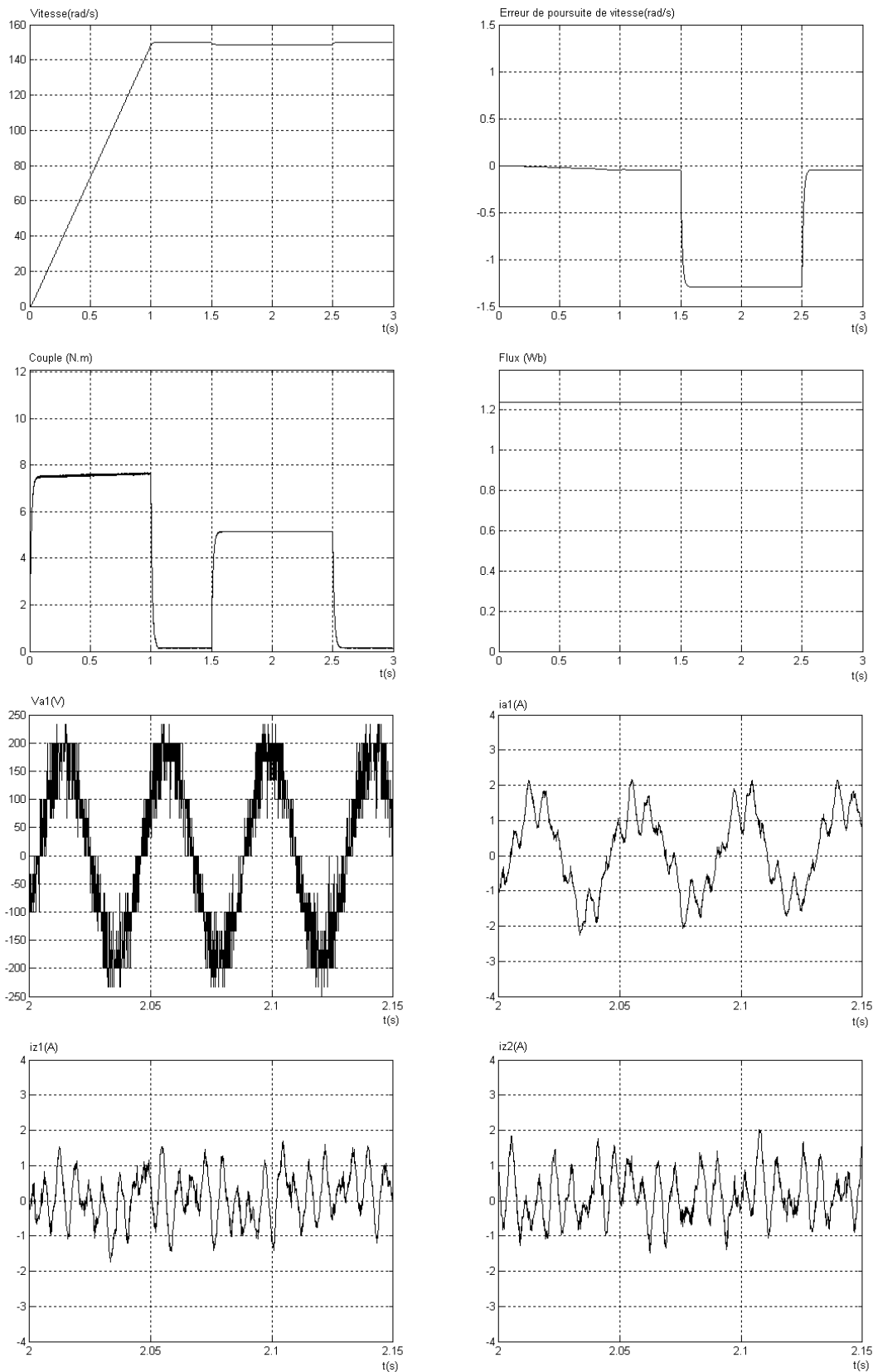


Figure IV.4 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSDE commandée par la stratégie Backstepping/DTC lors d'une application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre $t = 1.5$ s et 2.5 s

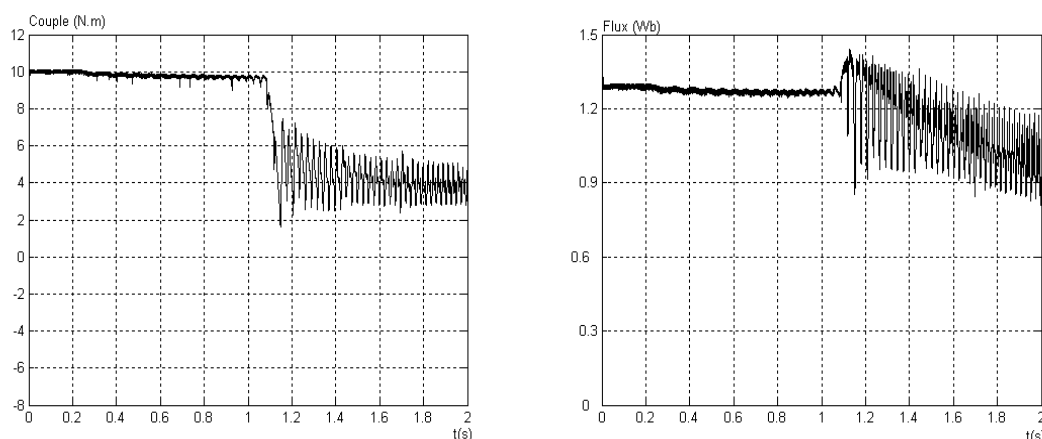


Figure IV.5 : Effet de la variation de R_s sur les performances de la MSDE commandée par Backstepping /DTC

III.3. Conclusion

Dans cette partie, nous avons proposé un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Backstepping/DTC basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette commande nous a permis de réduire les courants de circulation dans la machine et d'alimenter la MSDE par des convertisseurs multiniveaux à fréquence de commutation constante, par l'utilisation de la technique MLI. En outre la technique Backstepping/DTC, nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. Néanmoins, cette commande dépend des paramètres de la machine et le rejet de la perturbation n'est pas efficace.

IV. COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE / DTC APPLIQUEE A LA MSDE

La technique de commande Backstepping/DTC nécessite une parfaite connaissance du modèle du système à régler. En effet, des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage. De plus, le rejet d'une perturbation n'est pas efficace. Pour remédier à ces problèmes, on peut introduire une action intégrale et une commande adaptative à la commande Backstepping/DTC, une autre solution, que nous adoptons dans ce travail, consiste à associer une commande Adaptative Floue à la DTC.

La technique de commande floue est souvent présentée comme une technique robuste capable de compenser quasi naturellement les incertitudes et/ou le manque de connaissances précises quant au processus à commander. Dans la majorité des applications floues les contrôleurs sont construits à partir des connaissances linguistiques fournies par un expert. Cependant, il est parfois difficile de construire la base des règles de commande pour certains systèmes, où le besoin peut imposer l'ajustement des paramètres du contrôleur. En plus, ces travaux n'offrent pas une méthodologie de synthèse permettant une analyse générale des performances des schémas de commande, en particulier leur stabilité. Pour surmonter ce problème et permettre aux contrôleurs flous une acquisition automatique de connaissances à partir de données numériques, les chercheurs ont introduit les techniques de commande adaptatives floues [Wan92]. Dans ces techniques, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous est exploitée, et la stabilité et la robustesse de la structure de commande sont étudiées par l'approche de Lyapunov. La théorie de la commande adaptative floue est donnée en annexe C.

Démonstration

Considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante:

$$V = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2) \quad (\text{IV.20})$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\dot{V} = \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 + \dot{e}_3 e_3 \quad (\text{IV.21})$$

Les dérivées des erreurs sont:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{d\varphi_s^*}{dt} - f_1 - b_1 v_x \\ \dot{e}_2 = \frac{dT_e^*}{dt} - f_2 - b_2 v_y \\ \dot{e}_3 = \frac{d\Omega^*}{dt} - f_3 - b_3 T_e \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Replaçons la loi de commande (IV.18) dans (IV.22), l'équation (IV.21) devient:

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0 \quad (\text{IV.23})$$

Ceci implique que les erreurs de poursuite convergent asymptotiquement vers zéro.

Dans notre étude, les fonctions f_i ($i = 1, 2, 3$) sont supposées mal connues. De ce fait, l'implémentation de la loi de commande (IV.18) s'avère inutile. Notre but consiste alors à approcher cette loi de commande par les systèmes flous. Ainsi, la loi de commande idéale est idéalement estimée par:

$$\begin{cases} v_x^* = w_1^T(\varphi_s) \theta_1 + \varepsilon_1(\varphi_s) \\ v_y^* = w_2^T(T_e) \theta_2 + \varepsilon_2(T_e) \\ T_e^* = w_3^T(\Omega) \theta_3 + \varepsilon_3(\Omega) \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Où $w_i(\cdot)$ est le vecteur des fonctions floues de base et θ_i est le vecteur paramètres optimal et $\varepsilon_i(\cdot)$ est l'erreur d'approximation.

D'après les propriétés d'approximation universelle des systèmes flous utilisés, on peut supposer alors la bornitude des erreurs d'approximation. On aura donc :

$$\begin{cases} |\varepsilon_1(\varphi_s)| \leq \bar{\varepsilon}_1 \\ |\varepsilon_2(T_e)| \leq \bar{\varepsilon}_2 \\ |\varepsilon_3(\Omega)| \leq \bar{\varepsilon}_3 \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Avec $\bar{\varepsilon}_i$ sont des paramètres positifs inconnus.

La loi idéale (IV.24) est estimée par:

$$\begin{cases} \hat{v}_x = w_1^T(\varphi_s) \hat{\theta}_1 \\ \hat{v}_y = w_2^T(T_e) \hat{\theta}_2 \\ \hat{T}_e = w_3^T(\Omega) \hat{\theta}_3 \end{cases} \quad (IV.26)$$

Où $\hat{\theta}_i$ est l'estimé du vecteur paramètre θ_i ,

Substituant (IV.26) dans (IV.24), on obtient l'erreur d'estimation:

$$\begin{cases} v_x^* - \hat{v}_x = w_1^T(\varphi_s) \tilde{\theta}_1 + \varepsilon_1(\varphi_s) \\ v_y^* - \hat{v}_y = w_2^T(T_e) \tilde{\theta}_2 + \varepsilon_2(T_e) \\ T_e^* - \hat{T}_e = w_3^T(\Omega) \tilde{\theta}_3 + \varepsilon_3(\Omega) \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec :

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i.$$

Proposition 2

Dans le but de compenser les effets des erreurs d'approximation et de garantir la stabilité du système en boucle fermée on propose la loi de commande suivante :

$$\begin{cases} \hat{v}_x^* = \hat{v}_x + v_{xa} \\ \hat{v}_y^* = \hat{v}_y + v_{ya} \\ \hat{T}_e^* = \hat{T}_e + T_{ea} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{xa} = \hat{\varepsilon}_1 \text{sign}(e_1) \\ v_{ya} = \hat{\varepsilon}_2 \text{sign}(e_2) \\ T_{ea} = \hat{\varepsilon}_3 \text{sign}(e_3) \end{cases} \quad (IV.29)$$

Où $\hat{\varepsilon}_i$ et $\hat{\theta}_i$ sont estimés par les lois:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\varepsilon}}_1 = \eta_1 |e_1| \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_2 = \eta_2 |e_2| \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_3 = \eta_3 |e_3| \end{cases} \quad (IV.30)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = \gamma_1 w_1^T(\varphi_s) e_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = \gamma_2 w_2^T(T_e) e_2 \\ \dot{\hat{\theta}}_3 = \gamma_3 w_3^T(\Omega) e_3 \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

Avec : η_i et γ_i sont des constantes positives.

Démonstration

Choisissant la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad (\text{IV.32})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2b_1} e_1^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\eta_1} \tilde{\varepsilon}_1^2 \\ V_2 = \frac{1}{2b_2} e_2^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\eta_2} \tilde{\varepsilon}_2^2 \\ V_3 = \frac{1}{2b_3} e_3^2 + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_3^T \tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\eta_3} \tilde{\varepsilon}_3^2 \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Où : $\tilde{\varepsilon}_i = \bar{\varepsilon}_i - \hat{\varepsilon}_i$.

Les dérivées du système d'équation (IV.33) sont données par:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \frac{1}{b_1} e_1 \dot{e}_1 - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\varepsilon}_1 \dot{\hat{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = \frac{1}{b_2} e_2 \dot{e}_2 - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\hat{\theta}}_2 - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon}_2 \dot{\hat{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = \frac{1}{b_3} e_3 \dot{e}_3 - \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_3^T \dot{\hat{\theta}}_3 - \frac{1}{\eta_3} \tilde{\varepsilon}_3 \dot{\hat{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Où les dérivées des erreurs de poursuite sont données par l'expression:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + b_1 (w_1^T(\varphi_s) \tilde{\theta}_1 + \varepsilon_1(\varphi_s) - v_{xa}) \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + b_2 (w_2^T(T_e) \tilde{\theta}_2 + \varepsilon_2(T_e) - v_{ya}) \\ \dot{e}_3 = -k_3 e_3 + b_3 (w_3^T(\Omega) \tilde{\theta}_3 + \varepsilon_3(\Omega) - T_{ea}) \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Substituant (IV.27) et (IV.35) dans (IV.34), on obtient:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 + \varepsilon_1(\varphi_s)e_1 - v_{xa}e_1 - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 + \varepsilon_2(T_e)e_2 - v_{ya}e_2 - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2\dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 + \varepsilon_3(\Omega)e_3 - T_{ea}e_3 - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3\dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (IV.36)$$

Introduisant (IV.30) dans (IV.36), on aura :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 + \varepsilon_1(\varphi_s)e_1 - \hat{\varepsilon}_1|e_1| - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 + \varepsilon_2(T_e)e_2 - \hat{\varepsilon}_2|e_2| - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2\dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 + \varepsilon_3(\Omega)e_3 - \hat{\varepsilon}_3|e_3| - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3\dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (IV.37)$$

L'utilisation de la condition (IV.25) conduit à :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 \leq -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 + \tilde{\varepsilon}_1|e_1| - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1\dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 \leq -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 + \tilde{\varepsilon}_2|e_2| - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2\dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 \leq -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 + \tilde{\varepsilon}_3|e_3| - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3\dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (IV.38)$$

En exploitant la loi (IV.29), la relation (38) devient:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 \leq -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 \\ \dot{V}_2 \leq -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 \\ \dot{V}_3 \leq -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 \end{cases} \quad (IV.39)$$

Finalement on aura :

$$V_1 \leq -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 - \frac{k_2}{b_2}e_2^2 - \frac{k_3}{b_3}e_3^2 \leq 0 \quad (IV.40)$$

En utilisant le théorème de Lyapunov, on conclut que la loi de commande (IV.28) et la loi d'adaptation des paramètres (IV.30) et (IV.31) assure la convergence asymptotique des erreurs e_i vers zéro.

IV.2. Résultats de simulation et interprétation

Pour valider l'application de la commande adaptative floue/DTC proposée pour la MSDE, nous avons procédé à la simulation numérique. La figure (IV.7) représente les performances dynamique et statique de la MSDE, alimentée par deux onduleurs multicellulaires à cinq niveaux, lors d'un démarrage à vide avec une référence de vitesse sinusoïdale $w = 100 \sin\left(\frac{\pi}{2}t\right)$ rad/s. La figure (IV.8) représente les performances de la MSDE lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre $t = 1.5$ s et 2.5 s.

La figure (IV.9) représente le couple et le flux statorique de la MSDE lors d'une variation linéaire de la résistance statorique. Dans ce cas la MSDE est testée dans les mêmes conditions du paragraphe III.4.

A partir des résultats obtenus on constate que la vitesse et le flux suivent parfaitement leurs références, le rejet de la perturbation est rapide et le découplage entre le flux et le couple est parfait. En outre, la commande proposée est robuste vis à vis la variation de la résistance statorique.

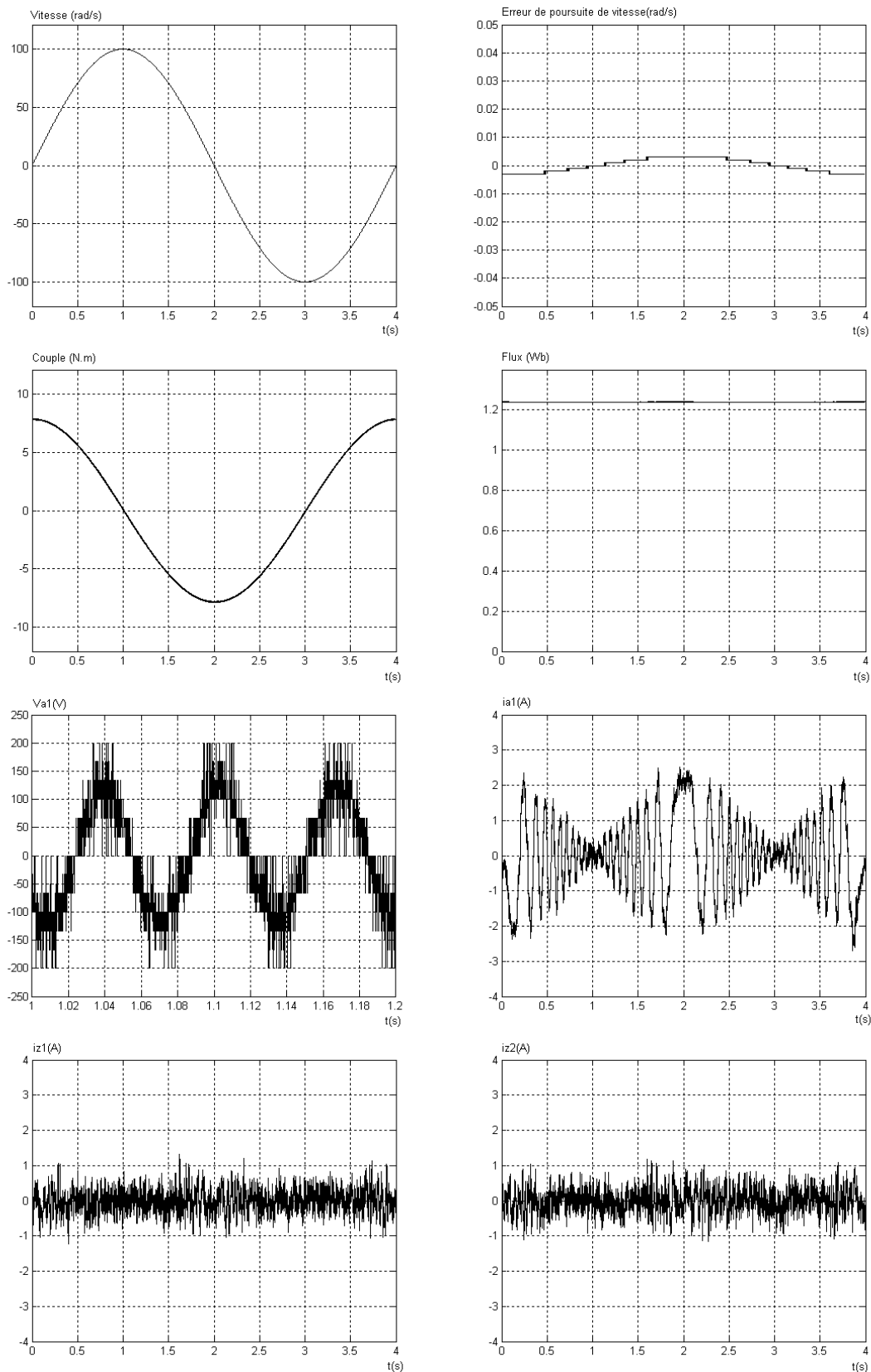


Figure IV.7 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSDE commandée par un régulateur Adaptatif flou /DTC lors d'une application d'une consigne sinusoïdale.

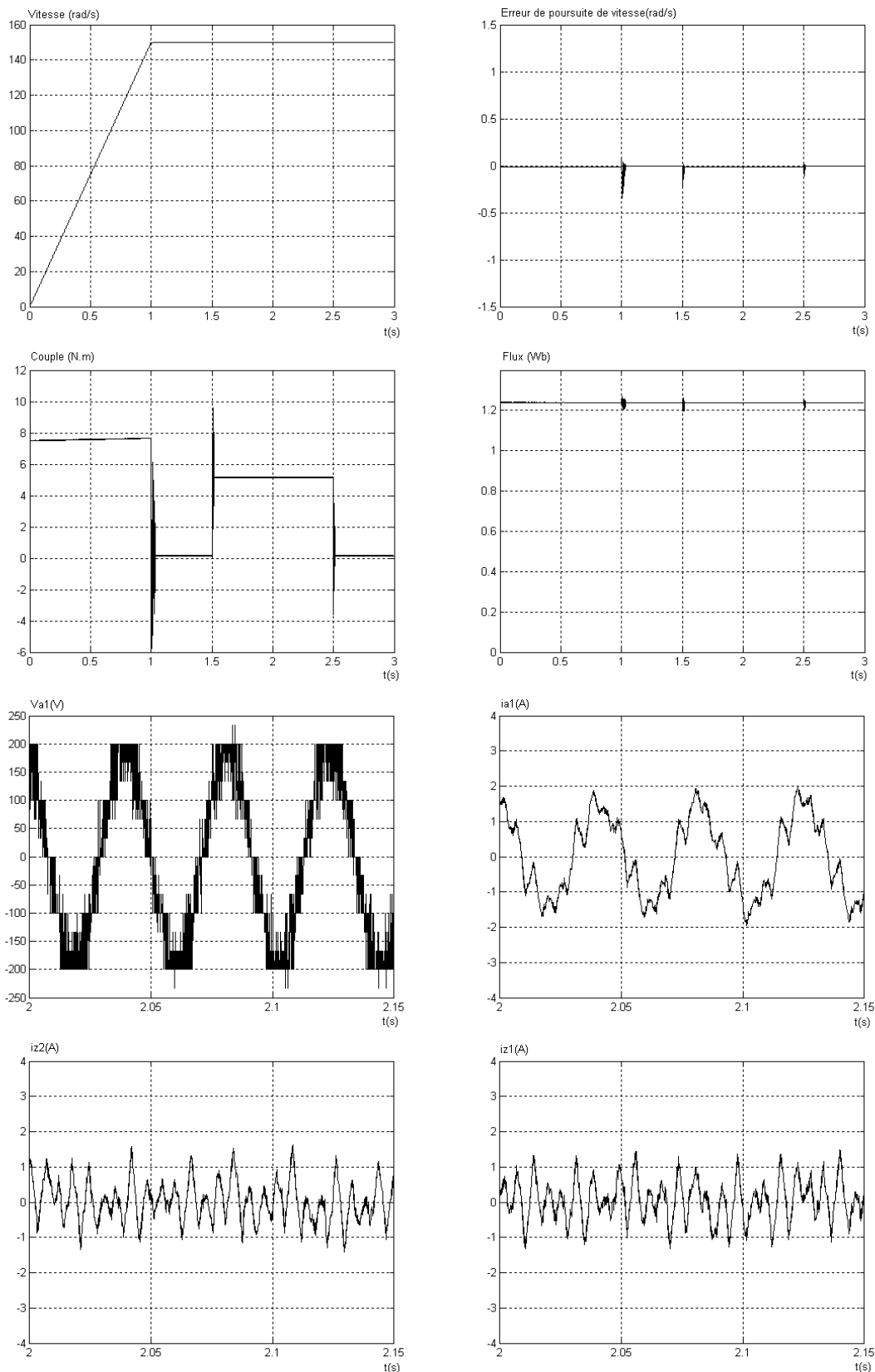


Figure IV.8 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSDE commandée par un régulateur Adaptatif flou /DTC lors d'une application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre $t = 1.5$ s et 2.5s.

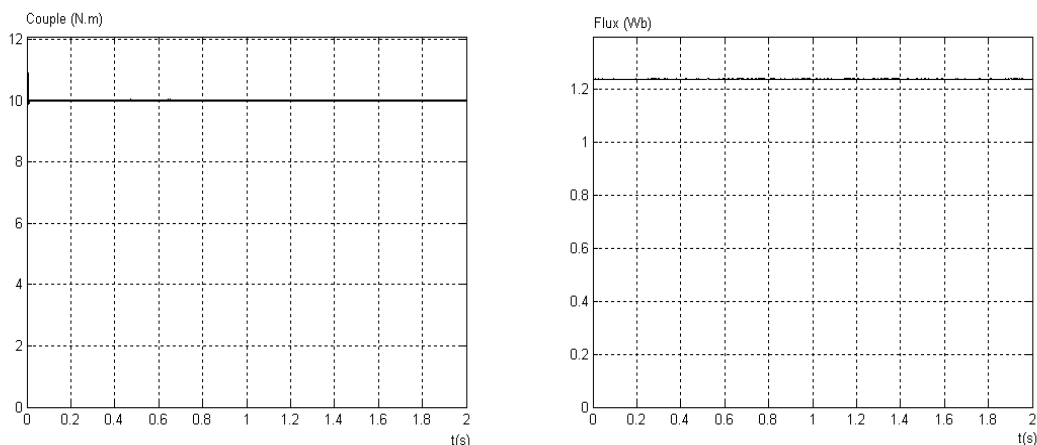


Figure IV.9 : Effet d'une variation linéaire de R_s sur les performances de l'ensemble commande adaptative floue /DTC- MSDE

IV.3. Conclusion

Dans cette partie, nous avons appliqué une technique de commande adaptative floue/DTC dans le but de découpler la MSDE et de régler sa vitesse. La structure de la loi proposée est facile à implémenter et n'exige aucune information paramétrique sur le modèle dynamique de la MSDE. Les systèmes flous interviennent pour l'approximation des fonctions non linéaires, ces dernières sont déterminées par un auto-apprentissage ou auto-adaptation selon des lois qui assurent la stabilité globale du système. La technique de commande, fait intervenir un terme de commande robuste, lequel a pour rôle de compenser les effets des erreurs de reconstruction. La théorie de l'approximation et celle de Lyapunov sont mises en contribution pour établir une loi d'adaptation paramétrique assurant la bornitude de tous les signaux du système et de l'erreur des paramètres des systèmes flous.

A partir des réponses enregistrées, la technique adoptée présente de bonnes performances. En effet, les multiples tests effectués sur le modèle de la MSDE, nous ont permis de juger positivement la stabilité et l'efficacité de cet algorithme.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle structure de la DTC associée à des techniques de commande non linéaire robuste compatible à la MSDE. La première technique développée repose sur l'utilisation de la méthodologie backstepping. Nous avons souligné les performances de minimisation des courants de circulation réalisées par la méthode proposée. Cependant, cette dernière ne peut pas assurer la stabilité du système à régler lors d'une variation de la résistance statorique. En outre, le rejet de la perturbation n'est pas efficace.

Afin de faire face à ces problèmes, une commande adaptative floue associée à la DTC est utilisée. Cette méthode donne des bonnes performances de suivi et assure la stabilité du système lors de la variation de la résistance statorique.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse concernent l'alimentation et la commande d'une machine synchrone à double étoile (MSDE) par deux onduleurs de tension multiniveaux à structure NPC et à structure multicellulaire série. Ainsi, il est développé dans ce travail des lois de commande basées sur le contrôle DTC associé à des techniques nouvelles de commande pour la commande de la MSDE.

Dans la première partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE dans le repère $(\alpha, \beta, z_1, z_2, z_3, z_4)$. En effet le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, d'un modèle simple et découplé en vue de la commande de la MSDE. Cela nous a amené à réaliser des algorithmes de commande simples et une bonne représentation globale du comportement de la MSDE.

Dans la deuxième partie, nous avons dans un premier temps, alimenté la MSDE par deux onduleurs triphasés commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage T_{dec} . De cette étude, nous en avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque T_{dec} augmente. Ensuite, nous avons alimenté la MSDE par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons remarqué que lorsque le niveau de tension augmente les amplitudes des courants de circulation i_{z1} et i_{z2} et les ondulations du couple électromagnétique diminuent. En fin, nous avons alimenté la MSDE par deux onduleurs à cinq niveaux à structure multicellulaires. Cette structure, qui ne nécessite pas de circuits complexes pour les réglages des tensions d'entrées par rapport à la structure NPC, est facilement généralisable à N niveaux.

L'application de la DTC avec ses différentes structures sur la MSDE apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans les autres stratégies de commande des machines à courant alternatif, précisément la commande vectorielle. Le contrôle du couple obtenu est très performant. Cependant la DTC a quelques inconvénients : non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutations lorsque le nombre des niveaux des onduleurs est élevé. En outre, lors de la généralisation du concept de la DTC classique à la commande de la MSDE des ondulations des courants de phases apparaissent. Ces ondulations engendrent des courants de circulation d'amplitude très élevée et de fréquence égale à la fréquence des courants de phases.

Afin de faire face à de ces inconvénients, nous avons développé, dans la dernière partie, deux techniques de commande DTC pour la commande de la MSDE alimentée par deux onduleurs à cinq niveaux à structure multicellulaire série.

- La première commande proposée est un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Backstepping/DTC, basée sur la théorie de la stabilité de système de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette commande nous a permis de réduire les courants de circulations dans la machine et d'alimenter la MSDE par des convertisseurs multiniveaux à fréquence de commutation constante, par l'utilisation de la technique MLI. En outre la technique Backstepping/DTC nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. Néanmoins, cette technique de commande nécessite une parfaite connaissance

du modèle du système à régler. En effet, des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques telle que la résistance statorique du système ont pu détériorer les performances du réglage. De plus, le rejet d'une perturbation n'est pas efficace.

- La deuxième commande proposée consiste à associer une commande Adaptative Floue à la DTC dans le but de découpler la MSDE et de régler sa vitesse. La structure de la loi proposée est facile à implémenter et n'exige aucune information paramétrique sur le modèle dynamique de la MSDE. Les systèmes flous interviennent pour l'approximation des fonctions non linéaires, ces dernières sont déterminées par un auto-apprentissage ou auto-adaptation selon des lois qui assurent la stabilité globale du système. La technique de commande, fait intervenir un terme de commande robuste, lequel a pour rôle de compenser les effets des erreurs de reconstruction. La théorie de l'approximation et celles de Lyapunov sont mises en contribution pour établir une loi d'adaptation paramétrique assurant la bornitude de tous les signaux du système et de l'erreur des paramètres des systèmes flous.

Parmi les perspectives de ce travail, on peut citer :

- Etude comparative des différentes techniques d'alimentation et de commande, élaborée sous la base de relevés expérimentaux.
- Recherche de solutions structurelles, permettant de réduire les courants de circulation.
- Elaborer des techniques de commandes rapprochées pour les onduleurs multicellulaires qui permettent de minimiser les courants de circulation
- Synthétiser des commandes robustes dans le cas de fonctionnement en mode dégradé.
- L'association d'observateurs non linéaires aux techniques de commande proposées. Ces observateurs seront utilisés pour estimer le flux et le couple.

Annexes

Annexe A : Paramètres de la MSDE

Les paramètres de la machine synchrone à double étoile sont :

Puissance nominale	$P_n = 5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 230 \text{ V}$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 2.35 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 30.3 \Omega$
Inductance sur l'axe d	$L_d = 0.1961 \text{ H}$
Mutuele sur l'axe d	$M_d = 0.185 \text{ H}$
Inductances sur l'axe q	$L_q = 0.1105 \text{ H}$
Mutuele sur l'axe q	$M_q = 0.1005 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_f = 15 \text{ H}$
Mutuele (stator-rotor)	$M_{fd} = 1.518 \text{ H}$
Courant d'excitation	$i_f = 1 \text{ A}$
Moment d'inertie	$J = 0.05 \text{ N.ms}^2 / \text{rad}$
Coefficient de frottement	$f = 0.001 \text{ N.s} / \text{rad}$
Nombre de paire de pôle	$p = 1$
Déphasage entre les deux étoiles	$\gamma = 30^\circ$

Annexe B : Notions de bases de la théorie du Backstepping

1. Notions de base

Dans cette partie on présente quelques notions de bases nécessaires à la compréhension de la théorie du Backstepping.

1.1. Equilibre

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée \dot{x} de son vecteur d'état est nulle. Pour un système autonome décrit par :

$$\dot{x} = f(x) \quad (\text{B.1})$$

L'état (ou les états) d'équilibre x_e , est la solution (sont les solutions) de l'équation algébrique

$$f(x) = 0 \quad (\text{B.2})$$

1.2. Stabilité

De façon générale, on dit qu'un système est stable si, déplacé de sa position d'équilibre, il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter d'avantage.

Définition 1

Un état d'équilibre x_e du système (B.1) est stable, dans le sens de Lyapunov, si pour tout nombre réel $\varepsilon > 0$, il existe un nombre réel $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x(t_0) - x_e\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x_e\| < \varepsilon \quad (\text{B.3})$$

Dans le cas contraire l'équilibre est instable

Définition 2

Le point d'équilibre x_e est asymptotiquement stable si :

- il est stable
- il existe un nombre réel $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que

$$\|x(t_0) - x_e\| < \delta \quad \text{alors} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x_e\| \rightarrow 0 \quad (\text{B.4})$$

Définition 3

Le point d'équilibre x_e est exponentiellement stable s'il existe deux scalaires strictement positifs k et α tels que :

$$\forall t \geq 0, \quad \|x(t) - x_e\| < k \|x(t_0) - x_e\| e^{-\alpha t} \quad (\text{B.5})$$

Définition 4

Si un système est stable asymptotiquement (exponentiellement) pour n'importe quelle condition initiale, alors le point d'équilibre x_e est globalement asymptotiquement (exponentiellement) stable.

1.3. Méthode indirecte de Lyapunov

La méthode indirecte de Lyapunov utilise la linéarisation du système et peut dans certains cas, apporter une réponse au problème de stabilité.

Théorème 1

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable alors le point d'équilibre du système non-linéaire est asymptotiquement stable.
- Si le système linéarisé est instable alors le point d'équilibre du système non-linéaire est instable.
- Si le système linéarisé est en limite de stabilité alors on ne peut rien conclure sur la stabilité du système non-linéaire.

1.4. Méthode directe de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable. L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système.

Définition 5

Une fonction $V(x)$ est dite localement définie positive si :

- $V(0) = 0$
- $\exists \rho > 0, \quad \text{tel que } V(x) > 0, \forall x \neq 0, x \in B(\rho)$

$$\text{Avec } B(\rho) = \{x; \|x\| \leq \rho\}$$

Définition 6

Une fonction $V(x)$ est dite globalement définie positive ou définie positive si :

- $V(0) = 0$
- $V(x) > 0, \forall x \neq 0$.

Définition 7

- Une fonction $V(x)$ est dite définie négative si $-V(x)$ est définie positive.
- Une fonction $V(x)$ est dite semi-définie positive si $V(0) = 0$ et $V(x) \geq 0, \forall x \neq 0$.
- Une fonction $V(x)$ est dite semi-définie négative si $-V(x)$ est semi-définie positive.

Théorème 2

Si dans un domaine $B(\rho)$ il existe une fonction scalaire $V(x)$, dont les dérivées partielles d'ordre un sont continues, et telle que

- $V(x)$ est définie positive dans $B(\rho)$
- $\dot{V}(x)$ est semi-définie négative dans $B(\rho)$

Alors le point d'équilibre est stable. Si $\dot{V}(x)$ est localement définie négative dans $B(\rho)$, alors le point d'équilibre est stable asymptotiquement.

Théorème 3

S' il existe une fonction scalaire $V(x)$, dont les dérivées partielles d'ordre un sont continues, et telle que

- $V(x)$ est définie positive
- $\dot{V}(x)$ est définie négative
- $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) \rightarrow \infty$

Alors le point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable.

2. Synthèse de la loi de commande

La méthode du backstepping permet de construire une loi de commande qui garantit, en tout temps, la stabilité du système à régler. En effet, le procédé est décomposé en sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Pour chacune de ces parties on cherche une commande, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, qui permet de stabiliser le sous-système. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé. Afin d'illustrer le principe de la backstepping considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= x_3 \\
&\vdots \\
\dot{x}_i &= x_{i+1} \\
&\vdots \\
\dot{x}_n &= f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) + u(t) \\
y &= x_1
\end{aligned} \tag{B.6}$$

Etape1

L'état x_2 est pris comme une commande pour le premier sous système afin que x_1 puisse suivre une trajectoire de référence y_r . Si on considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{B.7}$$

Avec :

$$e_1 = x_1 - y_r \tag{B.8}$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (x_2 - \dot{y}_r) \tag{B.9}$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit toujours négative, il faut que la valeur désirée de la commande virtuelle x_2 soit égale à :

$$\alpha_1 = x_{2d} = -k_1 e_1 + \dot{y}_r \tag{B.10}$$

Où k_1 est un paramètre de réglage positif.

Etape2

En choisissant l'état x_3 comme une commande virtuelle pour le deuxième sous système, la nouvelle variable erreur est donc donnée par :

$$\begin{aligned}
e_2 &= x_2 - \alpha_1 \\
&= x_2 + k_1 e_1 - \dot{y}_r
\end{aligned} \tag{B.11}$$

La fonction de Lyapunov est augmentée d'un autre terme qui prend en considération l'erreur possible sur x_2 . La fonction candidate suivante est posée :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \tag{B.12}$$

Comme

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= x_2 - \dot{y}_r \\ &= e_2 - k_1 e_1\end{aligned}\tag{B.13}$$

La dérivée de l'équation (B.12) est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 + e_2 [e_1 + \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [(1 - k_1^2) e_1 + k_1 e_2 + x_3 - \dot{y}_r]\end{aligned}\tag{B.14}$$

Pour que \dot{V}_2 soit négative, il faut que :

$$[(1 - k_1^2) e_1 + k_1 e_2 + x_3 - \dot{y}_r] = -k_2 e_2\tag{B.15}$$

Où k_2 est un paramètre de réglage positif.

A partir de l'équation (B.15) La commande virtuelle est :

$$\alpha_2 = x_{3d} = (k_1^2 - 1) e_1 - (k_1 + k_2) e_2 + \dot{y}_r\tag{B.16}$$

Etape i : Prenons

$$e_i = x_i - \alpha_{i-1}\tag{B.17}$$

Et choisisant

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i e_j^2\tag{B.18}$$

Les dérivées de l'erreur et de la fonction de Lyapunov s'écrivent comme suit :

$$\dot{e}_{i-1} = e_i - k_{i-1} e_{i-1} - e_{i-2}\tag{B.19}$$

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} k_j e_j^2 + e_i [e_{i-1} + \dot{x}_i - \dot{\alpha}_{i-1}]\tag{B.20}$$

La valeur de la commande virtuelle qui rend l'équation (B.20) négative est :

$$\alpha_i = x_{id} = -k_i e_i - e_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1}\tag{B.21}$$

Etape n : Définissant

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1}\tag{B.22}$$

Et

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n e_j^2\tag{B.23}$$

Il s'en suit que :

$$\dot{e}_{n-1} = e_n - k_{n-1}e_{n-1} - e_{n-2} \quad (\text{B.24})$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} k_j e_j^2 + e_n [e_{n-1} + \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (\text{B.25})$$

Afin que \dot{V}_n soit négative, il faut que :

$$[e_{n-1} + \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1}] = -k_n e_n \quad (\text{B.26})$$

Remplaçant \dot{x}_n par son expression, on obtient la commande finale $u(t)$ suivante :

$$u(t) = -k_n e_n - e_{n-1} - f_n(x_1, x_2 \dots x_n) + \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{B.27})$$

Annexe C : Théorie de la commande adaptative floue

1. Théorie des ensembles flous

La logique floue s'appuie sur la théorie des sous-ensembles flous proposée en 1965 par le professeur L.A.Zadeh. En effet les expressions rapides, lentes pour qualifier une vitesse ou encore fortes, faible pour un courant sont des expressions floues et qui correspondent selon le professeur Zadeh à des sous-ensembles flous.

Dans la théorie classique des ensembles, un élément x soit il appartient à l'ensemble A ou non. Mathématiquement l'appartenance est représentée par une fonction binaire $\chi_A(x)$

$$\chi_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

La théorie des sous-ensembles flous (SEF) est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Les sous-ensembles flous peuvent être vus comme une généralisation du concept des ensembles ordinaires. Ainsi la fonction d'appartenance d'un élément x à A prend des valeurs entre l'appartenance complète et la non appartenance. Le domaine de cette fonction est l'intervalle continu :

$$\mu_A(x) \in [0 \quad 1]$$

Le concept de variable linguistique est fondamental pour les applications de la logique floue dans la commande des procédés. Elles diffèrent des variables numériques en prenant comme valeurs des mots ou des phrases dans un langage naturel ou artificiel. Les ensembles flous représentent une restriction des valeurs d'une variable linguistique sur un univers de discours. Un ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires (élément génétique, degré d'appartenance) ordonnés.

1.1 Les fonctions d'appartenance

La forme de la fonction d'appartenance est importante car elle définit l'incertitude de la valeur linguistique associée à l'ensemble flou. La figure (C.1) présente un ensemble flou typique, et quelques caractéristiques essentielles qui distinguent les SEFs des sous ensembles classiques [Lou07][Sil99]

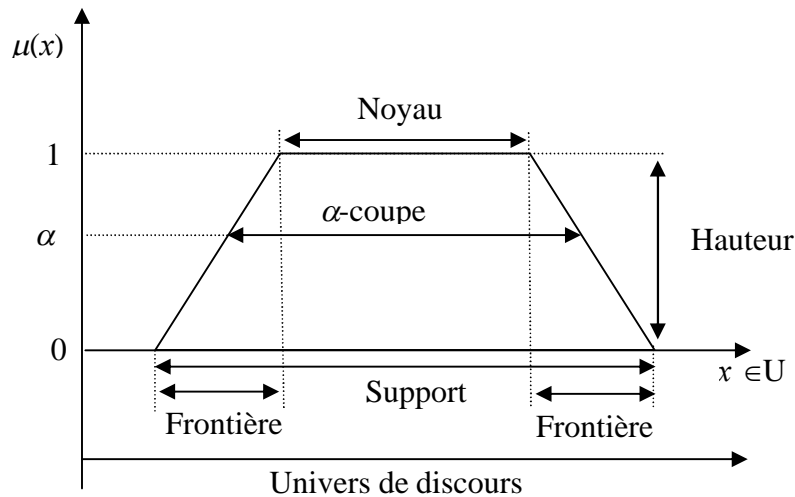


Figure C.1 : Ensemble flou typique

- Support : $\text{supp}(A) = \{ x \in U / \mu_A(x) > 0 \}$; c'est l'ensemble de tous les éléments x de U qui appartiennent au moins un peu au SEF A
- Point de commutation : c'est le cas particulier où l'élément x de U est tel que $\mu_A(x) = 0.5$
- Hauteur : $h(A) = \sup_{x \in U} \{ \mu_A(x) \}$, c'est le plus fort degré avec lequel un élément de U peut appartenir au SEF A .
- Noyau : $\text{noy}(A) = \{ x \in U / \mu_A(x) = 1 \}$, c'est l'ensemble des éléments de U appartenant à A de façon absolue.
- Coupe de niveau α ou α -coupe : $\alpha\text{-coupe}(A) = A_\alpha = \{ x \in U / \mu_A(x) \geq \alpha \}$,

Les fonctions d'appartenances peuvent avoir différentes formes. Mais le plus souvent, on utilise les formes suivantes :

a- Fonction triangulaire : elle est donnée par l'équation suivante (figure C.2).

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{C.2})$$

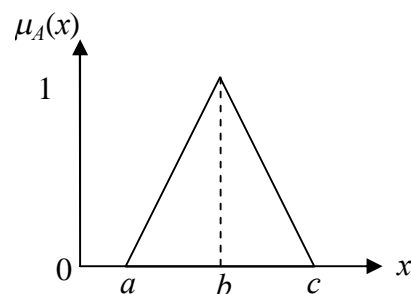


Figure C.2 : Fonction triangulaire

b- Fonction trapézoïdale : elle est donnée par (figure C.3).

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{C.3})$$

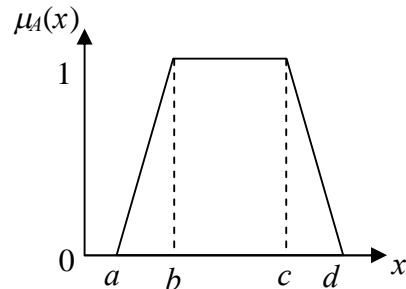


Figure C.3 : Fonction trapézoïdale

c- Fonction gaussienne : elle est donnée par (figure C.4).

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}\right) \quad (\text{C.4})$$

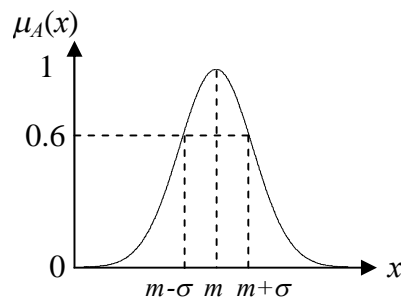


Figure C.4 : Fonction gaussienne

d- Fonction en forme de cloche : elle est donnée par l'équation (figure C.5).

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{C.5})$$

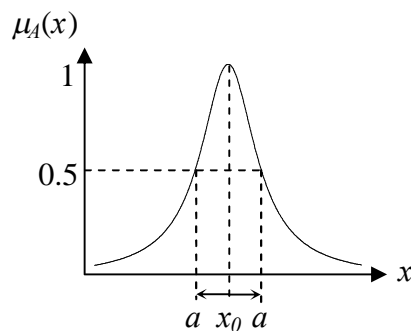


Figure C.5 : Fonction en forme de cloche

e- Singleton flou : Le singleton flou est représenté par la figure (C.6).

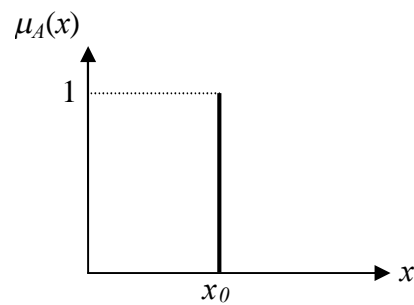


Figure C.6 : Singleton flou

f- Sous ensemble flou normal

Un sous ensemble flou A est normal si $\forall x \in U, \max (\mu_A(x)) = 1$.

g- Sous ensemble flou convexe

Un sous ensemble flou A est convexe si $\forall x_1, x_2 \in U, \forall \lambda \in] 0 1]$,

$$\mu_A(\lambda x_1 + (1-\lambda) x_2) \leq \min (\mu_A(x_1), \mu_A(x_2)) \quad (\text{C.6})$$

h- Partition floue

N sous ensembles flous $(A_1, A_2, A_3, \dots, A_N)$ définis sur l'univers de discours U forment une partition floue si :

$$\forall x \in U, \sum_{i=1}^N \mu_{A_i}(x) = 1 \quad (\text{C.7})$$

Une partition floue composée de SEFs convexe et normale implique que pas plus de deux SEFs se recourent.

1.2. Opération sur les ensembles flous

Les opérations élémentaires des ensembles classiques sont généralisées aux ensembles flous. Les opérateurs les plus utilisés dans la logique floue sont :

- L'opérateur NON est réalisé par :

$$C = \text{NON}(A) \Rightarrow \mu_C(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{C.8})$$

- L'opérateur ET, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B peut être réalisé par :

- La fonction « Min » :

$$C = AET B \Rightarrow \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (C.9)$$

- La fonction arithmétique « Produit » :

$$C = AET B \Rightarrow \mu_C(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (C.10)$$

• L'opérateur OU, qui correspond à l'union de deux ensemble A et B peut être réalisé par :

- La fonction « Max » :

$$C = AOU B \Rightarrow \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (C.11)$$

- La fonction arithmétique « Somme » :

$$C = AOU B \Rightarrow \mu_C(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (C.12)$$

• L'opérateur ET FLOU est réalisé par :

$$C = AET FLOU B \Rightarrow \mu_C(x) = \alpha \cdot \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) + (1 - \alpha) \cdot \left(\frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{2} \right) \quad (C.13)$$

La variable α permet de pondérer les deux opérateurs.

• L'opérateur OU FLOU est réalisé par :

$$C = AOU FLOU B \Rightarrow \mu_C(x) = \alpha \cdot \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) + (1 - \alpha) \cdot \left(\frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{2} \right) \quad (C.14)$$

• Produit cartésien :

Soient A_1, A_2, \dots, A_n des SEFs respectivement définis sur U_1, U_2, \dots, U_n . Leur produit cartésien $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ est un SEF défini sur $U = U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ ayant pour fonction d'appartenance :

$$\forall x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U, \mu_A(x) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (C.15)$$

1.3. Raisonnement en logique floue

Le raisonnement flou a pour objectif de déterminer en fonction des variables linguistiques d'entrée x un ensemble flou de valeurs possibles pour la variable linguistique de sortie u .

1.3.1. Proposition floue

Les règles dans la logique floue sont souvent de la forme **Si** « prémisses » **Alors** « conclusion ». Ces règles, appelées aussi règles d'inférences sont susceptibles de représenter les connaissances imprécises, vagues et éventuellement incertaines, si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots de langage naturel.

Le calcul d'une proposition floue consiste à déterminer sa fonction caractéristique μ_p en utilisant les règles de calcul pour les opérateurs de la logique floue. En général, une proposition floue est composée de conjonctions ou/et de disjonctions de plusieurs prédicats.

Soient $A_1^i, A_2^i, \dots, A_n^i$ des SEFs respectivement définis sur U_1, U_2, \dots, U_n et x_1, x_2, \dots, x_n des variables linguistiques pour évaluer une certaine situation. La fonction caractéristique μ_p de la proposition :

- $P = [x_1 \text{ est } A_1^i \text{ ET } x_2 \text{ est } A_2^i \text{ ET } x_3 \text{ est } A_3^i \text{ ET } \dots \text{ ET } x_n \text{ est } A_n^i]$ est définie par :

$$\mu_p = t(\mu_{A_1^i}(x_1), \mu_{A_2^i}(x_2), \dots, \mu_{A_n^i}(x_n)) \quad (\text{C.16})$$

- $P = [x_1 \text{ est } A_1^i \text{ OU } x_2 \text{ est } A_2^i \text{ OU } x_3 \text{ est } A_3^i \text{ OU } \dots \text{ OU } x_n \text{ est } A_n^i]$ est définie par :

$$\mu_p = s(\mu_{A_1^i}(x_1), \mu_{A_2^i}(x_2), \dots, \mu_{A_n^i}(x_n)) \quad (\text{C.17})$$

Où les normes-t sont les opérateurs pour l'intersection floue et les conormes-t (ou normes-s) sont les opérateurs pour l'union floue. Les principales normes triangulaires t-normes et t-conormes sont présentées dans le tableau (C.1) [Lou07] [Lac97] :

Nom	t-normes	t-conormes
Zadeh (1973)	$\min(u, v)$	$\max(u, v)$
Lukasiewics (1976)	$\max(u + v - 1, 0)$	$\min(u + v, 1)$
Hamacher (1978) $\gamma > 0$	$\frac{u \cdot v}{\gamma(1 - \gamma)(u + v - u \cdot v)}$	$\frac{u + v - (2 - \gamma)u \cdot v}{1 - (1 - \gamma)u \cdot v}$
Brandler et Kohout (1980)	$u \cdot v$	$u + v - u \cdot v$
Weber (1983)	$\begin{cases} u & \text{si } v = 1 \\ v & \text{si } u = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} u & \text{si } v = 0 \\ v & \text{si } u = 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases}$
Dubois et Prade (1986) $\chi \in [0, 1]$	$\frac{u \cdot v}{\max(u, v, \chi)}$	$\frac{u + v - u \cdot v - \min(u, v, 1 - \chi)}{\max(1 - u, 1 - v, \chi)}$

Tableau C.1 : Principales t-normes et t-conormes

Avec :

$$u = \mu_{A_1}(x_1) \text{ et } v = \mu_{A_2}(x_2)$$

1.3.2. Implication floue

Soient la prémisse $P = \ll x \text{ est } A \gg$, la conclusion $Q = \ll y \text{ est } B \gg$ et la règle floue $R : \text{Si } \ll P \gg \text{ Alors } \ll Q \gg$. L'implication floue est un opérateur qui permet de calculer le degré de vérité entre la prémisse et la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{C.18})$$

Les opérateurs d'implication les plus utilisés dans le domaine de la commande sont :

- Implication de Mamdani (1974)

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{C.19})$$

- Implication de Larsen (1980)

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (\text{C.20})$$

1.3.3. Le mécanisme d'inférence floue

Le mécanisme d'inférence floue a pour but de déduire des conclusions imprécises à partir des prémisses imprécises. Dans la logique classique le modus ponens déduit automatiquement à partir de deux prémisses (propositions) P et $P \Rightarrow Q$, la proposition Q :

Prémisse 1 (P) : x est A

Prémisse 2 (R : $P \Rightarrow Q$) : **SI** x est A **Alors** y est B

Conclusion (Q): y est B

La généralisation de cette stratégie d'inférence à la logique floue (modus ponens généralisé) permet de tenir compte de caractère imprécis des prémisses qui forment le raisonnement approximatif. Le principe du modus ponens généralisé se résume comme suit :

Prémisse 1 (P^*): x est A^*

Prémisse 2 (R : $P \Rightarrow Q$) : **SI** x est A **Alors** y est B

Conclusion (Q^*): y est B^*

La fonction d'appartenance de l'ensemble floue inféré B^* est donnée par :

$$\mu_{B^*}(y) = \sup_{x \in A^*} [\min(\mu_{A^*}(x), \mu_R(x, y))] \quad (\text{C.21})$$

Dans le domaine de la commande, c'est l'opérateur de Zadeh qui est le plus utilisé :

$$\mu_{B^*}(y) = \sup_{x \in A^*} \min[\mu_{A^*}(x), \mu_R(x, y)] \quad (\text{C.22})$$

1.3.4. Agrégation des règles

Dans le cas où les règles sont composées de plusieurs propositions, chaque règle est traitée séparément et la conclusion finale est le résultat de la combinaison de toutes les conséquences locales. Dans le domaine de la commande ces règles sont généralement reliées par l'opérateur OU comme suit :

R_1 : **SI** x est A_1 **Alors** y est B_1 **OU**

R_2 : **SI** x est A_2 **Alors** y est B_2 **OU**

.

·
·

R_n : **SI** x est A **Alors** y est B_n

L'ensemble flou final B^* est définie comme étant l'union de tous les ensembles inférés, soit :

$$\mu_{B^*}(y) = s[\mu_{B_1^*}(y), \mu_{B_2^*}(y) \cdots \mu_{B_n^*}(y)] \quad (C.23)$$

2. Systèmes flous

En générale, on distingue deux grandes familles des systèmes flous : systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) et systèmes flous à conclusions algébrique (systèmes de Sugeno). Ces deux types de systèmes flous sont basés sur une collection de règles « **SI ... ALORS** ». Dans les deux cas, les prémisses des règles sont exprimées symboliquement. Les conclusions des règles dans les systèmes de Mamdani utilisent des expressions symboliques de mêmes natures que les prémisses alors que dans le cas les systèmes de Sugeno les conclusions sont numériques.

3. Structure d'un régulateur flou

La figure (C.7) présente la structure interne d'un régulateur flou. On peut distinguer trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables physiques à des variables floues, les inférences ou déductions floues et enfin la défuzzification qui permet le passage des grandeurs floues aux grandeurs réelles.

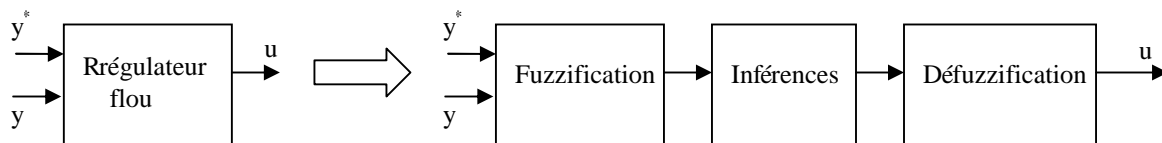


Figure C.7: Structure interne d'un régulateur flou

3.1. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables physiques d'entrée en variable floues. En effet, les grandeurs physiques sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation $[-1 \ 1]$, appelée univers de discours. Puis on définit les degrés d'appartenance des la variable floue à ses ensembles flous.

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. En effet, une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'est généralement pas nécessaire et lors de la définition des fonctions d'appartenances, il faut éviter les chevauchements insuffisants qui peuvent conduire à l'instabilité du régulateur et les chevauchements trop important qui conduiraient à une diminution de la dynamique du régulateur [Buh94].

3.2. Inférences

Les variables flues sont liées entre elles par des règles afin de tirer des conclusions. L'inférence ou déduction floue est l'opération d'agrégation de ces règles.

3.2.1. Systèmes flous de type Mamdani

Dans les systèmes flous de type Mamdani les inférences peuvent être décrites de trois manières différentes.

a- Description linguistique des inférences

L'inférence est décrite par des expressions linguistiques à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle est de la forme **SI** (Condition) **ALORS** (Conclusion). Selon la stratégie de réglage adoptée l'inférence peut être écrite comme suit :

$$x_R = \text{SI } (x_1 \text{ est négatif grand ET } x_2 \text{ est environ zéro}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal positif grand}) \text{ OU}$$

$$\text{SI } (x_1 \text{ est négatif moyen ET } x_2 \text{ est environ zéro}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal positif moyen}) \text{ OU}$$

.

.

.

$$\text{SI } (x_1 \text{ est positif grand ET } x_2 \text{ est environ zéro}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal environ zéro})$$

$x_{1,2}$: variable d'entrées.

x_R : variable de sortie

b- Description symbolique des inférences

La description linguistique des inférences est en général assez lourde. On obtient une certaine simplification de l'écriture par la description symbolique. Ainsi l'inférence précédente peut être réécrite de la manière suivante.

$$x_R = \text{SI } (x_1 \text{ est NG ET } x_2 \text{ est EZ}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal PG}) \text{ OU}$$

$$\text{SI } (x_1 \text{ est NM ET } x_2 \text{ est EZ}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal PM}) \text{ OU}$$

.

.

.

$$\text{SI } (x_1 \text{ est PG ET } x_2 \text{ est EZ}), \text{ ALORS } (x_R \text{ égal EZ})$$

c- Description par tableau d'inférences

Cette représentation graphique facilite l'établissement des inférences. A l'intersection d'une colonne et une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie x_R définie par une règle d'inférence (Tableau C.2).

$x_1 \backslash x_2$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	-	-	PG	PM	-
NM	-	-	PM	EZ	NM
EZ	PG	PM	EZ	NM	NG
PM	PM	EZ	NM	-	-
PG	-	NM	NG	-	-

C.2 : Tableau d'inférence

Pour un traitement numérique d'une inférence, on utilise des méthodes d'inférences qui déterminent la réalisation des différents opérateurs. Parmi ces méthodes [Buh94]:

- méthode d'inférence max-min
- méthode d'inférence max-produit
- méthode d'inférence somme-produit

D'une manière générale, la base de règles d'un système flou doit respecter certaines conditions afin d'assurer le bon fonctionnement de ce dernier. Parmi celles-ci [Bou00] :

- La complétude : une base de règles d'un système flou est dite complète si, pour chaque vecteur d'entrée, il existe au moins une règle floue activée.
- La consistance : une base de règles d'un système flou est dite inconsistante s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes. La propriété de consistance permet d'éviter les contradictions dans une base de règles.

3.2.1.1. Défuzzification :

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante pour la variable de sortie, cette information floue doit être convertie en valeur physique. La procédure de défuzzification joue le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [Büh94][Ket92], [Lee90] :

a- Méthode du maximum

Cette méthode consiste à choisir un point u de l'univers de discours qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

b- Méthode de la moyenne des maxima

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

c- Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité u de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [Men95][Büh94] :

$$u = \frac{\int x_R \mu_{res}(x_R) dx_R}{\int \mu_{res}(x_R) dx_R} \quad (C.24)$$

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

d- Méthode des hauteurs pondérées

Dans cette méthode, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante [Büh94] :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (C.25)$$

Où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

x_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

Les principales avantages et désavantages des systèmes flous de type Mamdani sont [Buh94] [Bou08] [Bou00]:

Les avantages sont :

- La non nécessité d'une modélisation du processus.
- Les prémisses et les conclusions des règles sont de nature entièrement linguistiques. Ceci permet d'implémenter des connaissances linguistiques de l'opérateur de processus.
- L'interpolation dépend de la forme des fonctions d'appartenance, des opérateurs d'inférence et de la méthode de défuzzification. Cela permet d'améliorer et de contrôler l'interpolation par un choix adéquat de ces éléments.

Par contre, les désavantages sont :

- l'absence d'une méthodologie générale de synthèse. Le relevé d'expertise est en fait traité cas par cas et reste difficilement généralisable à un procédé quelconque.
- L'absence de résultats a priori sur la stabilité dans les problèmes de commande floue.
- L'absence d'explication profonde de la robustesse des systèmes de commande floue

3.2.2. Système flou de Takagi-Sugeno

Le système flou de Takagi-Sugeno est représenté par une collection de règles de la forme suivante :

$$R_l : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^{l_1} \text{ et...et } x_i \text{ est } A_i^{l_i} \text{ et...et } x_n \text{ est } A_n^{l_n} \text{ ALORS } y_l(x) = f_l(x) \quad (\text{C.26})$$

Où pour chaque variable d'entrée x_i est associé m_i ensemble flous $A_i^{l_i}$ dans U_i . Avec

$$i = 1, 2, \dots, n, \quad l_i = 1, 2, \dots, m_i \text{ et } l = 1, 2, \dots, M = \prod_{i=1}^n m_i$$

Et $f_l(x)$ est une fonction analytique quelconque décrivant le comportement du système étudié.

Si $f_l(x)$ est une fonction linéaire :

$$f_l(x) = a_0^l + a_1^l x_1 + \dots + a_n^l x_n \quad (\text{C.27})$$

Le système flou de Takagi-Sugeno est dit d'ordre un (TS1). Si par contre, la fonction $f_l(x)$ est une constante le système flou de Takagi-Sugeno est de l'ordre zéro (TS0):

$$f_l(x) = a_0^l \quad (\text{C.28})$$

L'inférence floue dans ce système est composée de trois étapes :

1- calcul des degrés d'activation de chaque règle avec l'opérateur ET implémenté par le produit

$$\mu_l(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i); \quad 1 \leq l_i \leq m_i \quad (\text{C.29})$$

2- calcul des sorties individuelles :

$$y_l(x) = f_l(x) \quad (\text{C.30})$$

3- agrégation des sorties individuelles : A partir de l'ensemble des règles précédentes, l'expression de la sortie finale est donnée par la relation suivante [Leu96] [Jan95] [Kos92] :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \mu_l(x) f_l(x)}{\sum_{l=1}^M \mu_l(x)} \quad (\text{C.31})$$

L'expression de la sortie peut être réécrite comme suit :

$$y = \sum_{l=1}^M v_l(x) f_l(x) \quad (\text{C.32})$$

$$\text{Où : } v_l = \frac{\mu_l(x)}{\sum_{l=1}^M \mu_l(x)} \text{ et } \sum_{l=1}^M v_l(x) = 1.$$

La sortie (IV.76) peut être écrite sous la forme vectorielle suivante :

$$y = w^T(x)\theta \quad (\text{C.33})$$

Avec θ est un vecteur constitué des paramètres de la partie conclusion des règles floues, dans le cas d'un système flou de TS0 $\theta = [a_0^1 \ a_0^2 \ \dots \ a_0^M]^T$, et $w(x) = [v_1(x) \ v_2(x) \ \dots \ v_M(x)]^T$ est un vecteur des fonctions floues de base.

Les avantages des systèmes flous de type Takagi-Sugeno sont [Bou08]:

- Ils permettent de décrire des situations où la structure physique du système est connue.
- Ils permettent de décomposer un système complexe MIMO en sous systèmes linéaires MISO.
- La sortie totale du système flou est numérique (obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée équation C.31) cela permet d'éviter l'opération de défuzzification et par conséquent réduire le temps de calcul.
- Le nombre de règles nécessaire pour approcher un système à certain degré de précision est généralement plus faible dans le cas des systèmes de TS que dans le cas des systèmes Mamdani.

Par contre, les désavantages sont :

- L'intégration de la connaissance humaine formulée par des règles linguistiques n'est pas aisée.
- l'interpolation entre les sous systèmes flous peut engendrer une erreur importante qui réduit la précision globale du système.

4. Théorème d'approximation universelle

Dans la littérature floue, on dispose d'un nombre important de travaux montrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels [Buc92][Kos92b][Wan92a][Wan92b][Buc93][Cas95][Zen95][Zen96].

Dans [Wan-92-a][Wan-92-b], Wang montre que les systèmes flous sont des approximateurs universels s'ils respectent certains critères. Il voit son résultat comme un théorème d'existence d'un système flou optimal pour une large variété d'applications. D'un point de vue mathématique, la construction d'un système flou consiste à trouver une relation de correspondance entre l'espace d'entrée et l'espace de sortie pour approximer, avec un degré de précision donné, la fonction ou la dynamique désirée. Buckley de son côté [Buc92][Buc93] démontre qu'une classe de systèmes flous qu'il appelle modèles de Takagi-Sugeno sont des approximateurs universels.

Théorème

Soit f une fonction non linéaire définie sur un ensemble compact E . Pour toute constante positive ε , il existe un système flou $y(x)$ de la forme (C.33) tel que :

$$\text{Sup}_{x \in E} |f(x) - y(x)| < \varepsilon \quad (\text{C.34})$$

La démonstration de ce théorème est donnée dans [Wan94].

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [Aim03] M. AIMÉ “Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseur statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires” Thèse de Doctorat, INPT, 2003.
- [Arc99] A.Arcker “Contrôle direct du couple électromagnétique de machine asynchrone à grande puissance”, Thèse de doctorat de l’Institut Polytechnique de Toulouse, Février 1999.
- [Ben03] M.F.Benkhoris, M.Merabtene, F.Meibody-Tabar, B.Davat, E.Semail “Approches de modélisation de la machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande” RIGE, Vol 6, N°5-6 pp.579-608, 2003.
- [Ber95] E. M. Berkouk “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux” Thèse de doctorat du Conservatoire National des Arts et Métiers, Paris, France, Décembre 1995.
- [Bou99] **D.Boudana** “Etude des performance de réglage dans l’espace d’état appliqué à la machine synchrone alimentée en courant”, Thèse de Magister, USTHB, Alger, Mars 1999.
- [Bou00] Boukezzoula, “Commande floue d’une classe de systèmes non linéaires: application au problème de suivi de trajectoire”, Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 2000.
- [Bou05] **D.Boudana**, L.Nezli, M.S.Boucherit, A.Tlemçani “Commande adaptative à modèle de référence d’une machine synchrone alimentée en courant”, SISEM’05, Annaba, Novembre 2005.
- [Bou08.a] **D.Boudana**, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai “DTC based on Fuzzy Logic Control of a Double Star Synchronous Machine Drive”, Revue “NDST” Nonlinear Dynamics and Systems Theory, Vol.3 pp. 269-286, July 2008.
- [Bou08.b] **D.Boudana**, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai “Backstepping/ DTC control of a Double Star Synchronous Machine Drive”, Archives of Sciences, 2008. (Article soumis)
- [Bou08] A.Boukroune “Commande adaptative flou avec et sans observateurs des systèmes non linéaires incertains”, Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2008.
- [Bla72] F. Blaschke, “The principal of field oriented as applied to the transvector closed-loop control system for rotating field machines”, Siemens review, Vol. 34, pp. 217-220, May 1972.
- [Büh88] H. Bühler “Conception de systèmes automatiques” Presses Polytechniques Romandes 1988.
- [Büh94] H. Bühler, “Réglage par logique floue” Presses Polytechniques Romandes, 1994.

- [Car96] P. Carrere, "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT," Thèse de Doctorat, INPT, 1996.
- [Jan95] J.R. Jang, C. Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control," Proc. of IEEE, Vol.83, No.3, pp. 378-406, March, 1995.
- [Hab93] T.G.Habetler, F.Profumo, G.Griva, M.Pastorelli and A.Bettini, "Stator resistance tuning in stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator", Conf. Record EPE Conf. Brighton,UK, Vol 4, pp.292-299, 1993.
- [Had00] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug "Modeling on double star induction motor for space vector PWM control", ICEM 2000,Vol.1 pp. 392-396, Finlande.
- [Had01] D.Hadiouche "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure" Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré,Nancy-I, Décembre 2001.
- [Ker95] R.J.Kerkman, B.J.Seibal, T.M.Rowan and D.Sclegel, "A new flux and stator resistance identifier for AC drive system", Conf. Record, IEEE-IAS, Orlando, Florida, pp. 310-318, Octobre 1995.
- [Kes03] X.Kestelyn "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ", Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Décembre 2003.
- [Ket92] R. Ketata, "Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue," Thèse de Doctorat, No. 199, INSA, Toulouse, 1992.
- [Khe95] A. Kheloui, F. Meibody-Tabar, and B. Davat "Current commutation analysis in self-controlled double stator synchronous machines taking into account saturation effect" Electric Machines and Power Systems, pp 557-569, 1995.
- [Khe95] A. Khezzar "Filtrage actif du couple de machines électriques de forte puissance" Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, Novembre 1997.
- [Kos92] B. Kosko, "Neural networks and fuzzy systems: A dynamical systems approach" Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1992.
- [Lat 06]] R.Lateb "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD", l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre 2006.
- [Lee98] B.S.Lee and R.Krishnan, "Adaptive stator resistance compensator for high performance direct torque controlled induction motor drives", Conf. Record, IEEE-IAS Vol.1,N°4, pp. 423-430, 1998.
- [Lee90] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Logic controller-Part I and Part II," IEEE Trans. on System, Vol.20, No.2, pp.404-414, March/April, 1990.
- [Leu96] F. H. F. Leung, L. K. Wong, P. K. S. Tam, "Fuzzy model controller for inverted pendulum," Electronics Letters, Vol. 32, No. 2, pp.1683-1685, August, 1996.
- [Liu04] J.Liu, P.S.Wu, H.Y.Bai, X.Huang, "Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor", Proceeding of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, P.R. China pp. 4573-4576. June 15-19. 2004.

- [Loc06] F.Locment “Conception et modélisation d’une machine synchrone à 7 phases à aimant permanents et à flux axial : commande vectorielle en modes normales et dégradé ”, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, Décembre 2006
- [Lou07] M. Loudini “Contribution à la modélisation et à la commande intelligente d’un bras de robot manipulateur flexible”, Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2007.
- [Mad04] N.Madani, “Commande à structure variable d’une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI ”, Thèse de doctorat de l’université de Nantes, December 2004.
- [Mal98] S.M.Malik, Eibuluk and D.S.Zinger, “PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machine”, IEEE Tran. on Power Electronics, Vol. 13, , N°2, Mars, 1998.
- [Mar88] M. Marchesoni, M. Mazuchelli, S. Tenconi “A non conventional power converter for plasma stabilisation” PESC88, 11-14 Avril 1988, Conf. Rec. vol. 2, pp 626-633
- [Mer05] M.Merabtene, “Modélisation dynamique et commande d’une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et dégrade ”, Thèse de doctorat de l’université de Nantes, Juillet 2005.
- [Men95] J. M. Mendel, “Fuzzy systems for engineering : A tutorial,” Proc. IEEE, Vol. 83, No. 3, pp.347-377, March., 1995.
- [Mey93] T. Meynard, H.Foch “Imbricated cells multilevel voltage-source inverters for high-voltage application ”EPE Journal, vol.3, Juin 1993
- [Mou98] N.Moubayed, F.Meibody-Tabar, B.Davat, “Alimentation par deux onduleurs de tension d’une machine synchrone double étoile” , Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), Vol.1, N°4, 1998 pp. 457-470.
- [Nab81] A. Nabea, I. Takahashi and H. Akagi, “A new Neutral-Point Clamped PWM inverter” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 1A-17, n°5, pp. 518-523, 1981.
- [Nez05] L.Nezli, M.O.Mahmoudi, M.S.Boucherit, M.Djemai, “On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters”, The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.1, N°3, July 2005.
- [Nez 06] L.Nezli, “Contribution à la commande par les techniques modernes des machines synchrones ”, Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2006.
- [Paq00] L.N. Paquin “Application du backstepping à une colonne de flottation”, Thèse de doctorat de l’Université de Laval, Juillet 2000.
- [Rob95] E.Robert-Dehault “Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI” Thèse de doctorat de l’université de Thèse de doctorat de l’université de Nantes, Juin 2005.
- [Sil99] J.L. DA Silva Neto “Contribution aux algorithmes d’adaptation par logique floue appliquées à la commande de la machine synchrone à aimant permanents ”, Thèse de doctorat de l’Université de Laval, Mars 1999.
- [Sug-88] M. Sugeno, G. T. Kang, “Structure identification of fuzzy model,” Fuzzy sets and Systems, Vol. 28, pp.15-33, 1988.

- [Tac98] O. Tachon, "Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série," Thèse de Doctorat, INPT, 1998.
- [Tak85] I.Takahashi, T.Nouguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", IEEE-IAS Annual Meeting, 1985, Vol.1, pp. 4995-502.
- [Tle05] A.Tlemçani, O. Bouchhida, M. S. Boucherit, H. Chekireb, **D. Boudana**, "Commande directe du couple basée sur la logique floue : Application à la machine synchrone à aimants permanents", PCSE'05 May 9-11 2005, O.E.Bouaghi Univ. Algeria. pp. 283-288.
- [Ter00] F.Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Décembre 2000.
- [Ter00] F.Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Décembre 2000.
- [Tle07] A.Tlemçani, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimant permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2007.
- [Tle08] A.Tlemçani, S.Barkat, **D. Boudana**, O. Bouchhida, M. S. Boucherit, "Stable direct adaptive Control using fuzzy systems of a PMSM", International Review of Automatic Control Vol, 4, N° 8. Novembre 2008.
- [Wan92] Wang L.X, "Fuzzy Systems are Universal Approximators," Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy
- [Wan94] L. X. "Wang, Adaptive Fuzzy Systems and Control" Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [Zha95] Y.Zhao. T.A.Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", IEEE Transactions on Industry Applications. Vol, 31, N° 5. Septembre/Octobre 1995. pp. 1100-1109.
- [Zol97] M. R. Zolghadri, "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones," Thèse de doctorat, INP Grenoble 1997.
- [Zho99] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. HU, K. W. Lim, and M. A. Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motors drives", IEEE Transactions on Energy conversion , Vol. 14, N°3, pp. 637-642, Septembre1999.
- [Zho02] J.Zhou. Y.Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor" IEE Pro.-Electr. Power Appl., Vol. 149, N°2, Mars 2002.

RESUMES

ملخص:

هذه الأطروحة تتمحور حول التحكم و تغذية المحرك المتزامن ثنائي النجم (DSSM) بموجات ذات مستويات متعددة. في المرحلة الأولى قمنا بتغذية المحرك (DSSM) بموجات متعددة المستويات ذات التركيب NPC وذات التركيب المتسلسل المتعدد الخلايا.

في المرحلة الثانية ركزنا دراستنا على التحكم المباشر للعزم (DTC) للمحرك (DSSM)، حيث قمنا باقتراح نموذجين لهذا التحكم، غير أنه عند تعميم هذا التحكم على المحرك (DSSM) ظهرت تموجات في تيارات الأطوار، مما أدى إلى ظهور تيارات توافقية عالية الشدة وغير منتجة للعزم. كحل لهذا المشكل اقترحنا استخدام طرق التحكم العصرية مع (DTC). من أجل هذا قمنا بتطوير تركيبين جديدين للتحكم في العزم (DTC) وذلك باستخدام طريقة الحل بالخطوات (Backstepping) وكذلك باستخدام المنطق الغامض التلاؤمي.

كلمات مفتاحية:

محرك متزامن ثنائي النجم (DSSM)، موجات متعددة المستويات، موج متسلسل متعدد الخلايا، التحكم المباشر للعزم (DTC)، طريقة الحل بالخطوات (Backstepping)، المنطق الغامض التلاؤمي، التيارات التوافقية.

Résumé : Ce travail est consacré à la commande d'une structure innovante constituée d'une machine synchrone à double étoile à rotor bobiné (MSDE) alimentée par des convertisseurs multiniveaux.

Dans un premier temps, cette étude s'attache à l'alimentation de la MSDE par deux onduleurs multiniveaux à structure NPC (Neural-Point-Clamped) et à structure multicellulaire série.

Dans un second temps, l'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) de la MSDE.

Deux structures de contrôle DTC classiques sont proposées afin de découpler le flux et le couple.

Cependant lors de la généralisation du concept du DTC classique à la MSDE des ondulations des courants de phases apparaissent. Ces ondulations engendrent des courants de circulation non générateurs du couple, d'amplitudes très élevées. Une solution à ce problème consiste à associer à la DTC des techniques de commande modernes. Ainsi, nous avons développé des nouvelles structures de la DTC basées sur la méthodologie backstepping et sur la logique floue adaptative. Ces structures ont l'avantage d'être robuste et minimisent considérablement les courants de circulation.

Mots clés :

Machine synchrone à double étoile (MSDE), onduleur à structure multicellulaire série, onduleur à structure NPC, commande directe du couple (DTC), Backstepping, logique floue, courants de circulation.

Abstract : This thesis deals with the control of an innovative structure made by double star synchronous machine with winding rotor (DSSM) supplied by multilevel converters. Firstly, we have supplied DSSM by two different structures of multilevel inverters, Neural-Point-Clamped (NPC) inverters and multicells converters. Secondly, we have focused on the study and synthesis of conventional direct torque control (DTC) for DSSM. However, when the classical DTC is generalized to the DSSM, the phase currents are distorted and as consequence a very high currents harmonics are generated. A solution of this problem lies in the association of the DTC with the new control techniques. Hence, we have developed new structures of DTC using Backstepping procedure and adaptive fuzzy logic control in order to control DSSM and minimize the harmonics currents. Simulations results are given to show the effectiveness of our approaches.

Keywords :

Double star synchronous machine (DSSM), Neural-Point-Clamped (NPC) inverters, multicells converters, direct torque control (DTC), Backstepping, adaptive fuzzy control, harmonic currents.