



Ecole Nationale Polytechnique
Département de l'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Mémoire de Magister

Spécialité : Automatique

Option : Modélisation Et Commande Des Systèmes Electriques

Présentée par :

Bachir NAAS

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, de l'université de Djelfa

Intitulé :

Minimisation des Ondulations du Couple d'une Machine Synchrone Double Etoile Commandée par DTC

SOUTENANCE PRÉVUE LE: 18 / 12/2011, DEVANT LE JURY D'EXAMEN COMPOSÉ DE :

M. TADJINE

Professeur à l'ENP

Président

L. NEZLI

MC à l'ENP

Rapporteur

M. S. BOUCHERIT

Professeur à l'ENP

Examineur

H. SAHRAOUI

MC à l'ENP

Examineur

Année 2011

Mémoire préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENP
10, Avenue Hassen Badi, BP 182, 16200 El-Harrach, Alger.

Remerciement

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de Commande de Processus sous la direction de Monsieur Lazhari NEZLI Maitre de conférences à l'École Polytechnique d'Alger.

Je remercie mon encadreur le Monsieur L. NEZLI, Maitre de conférences à l'ENP Pour avoir proposé et suivi mon projet, pour ses conseils, ses encouragements et sa patience.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à :

Monsieur M. TADJINE, Professeur à l'ENP. Pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Monsieur M. S. BOUCHERIT, Professeur à l'ENP. Pour avoir accepté d'être membre de ce jury.

Monsieur H.SAHRAOUI, Maitre de conférences à l'ENP. Pour avoir accepté de juger mon travail.

J'adresse aussi mes remerciements à l'ensemble des enseignants du Département de l'Automatique.

Je remercie toute personne ayant contribué de loin ou près à l'aboutissement de ce projet.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

- La mémoire de mon père.
- Ma très chère mère, qui ma beaucoup sacrifier pour m'assurer le bonheur.
- Toute la famille.
- Tous mes amis, en particulier Badreddine NAAS.
- Tous ce qui aiment le savoir et le travail.
- Tous les gens qui me connaissent et que je connais en particulier la promotion GEAUT 2008 «Abdesslam OUANOUKI, Adil ATOUI, Abdelhak DJOUDI, Karim BAKIR».

Bachir NAAS

Sommaire

Sommaire

SOMMAIRE

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations

Introduction générale

Chapitre I : Modélisation de la MSDE-AP et son alimentation

I.1 Introduction	5
I.2 Hypothèses simplificatrices	6
I.3 Modèle mathématique de la MSDE-AP.....	6
I.4 Modèle de la machine dans le plan de CONCORDIA $\alpha_1\beta_1\alpha_2\beta_2$	11
I.5 Modèle de la machine dans le nouveau repère $(\alpha + \beta + \alpha-\beta)$	14
I.6 Modèle de la machine dans le plan de PARK $d_1q_1d_2q_2$	15
I.7 Système d'alimentation	17
I.8 Modélisation du redresseur	17
I.9 Modélisation du filtre.....	19
I.10 Modélisation de l'onduleur	20
I.10.1 Cas de l'onduleur de tension à deux niveaux	20
I.11 Principes des stratégies de la commande MLI	22
I.12 MLI sinus-triangle.....	22
I.12.1 Modélisation de la commande MLI sinus –triangle	23
I.13 MLI vectorielle	24
I.13.1 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)	27
I.13.2 Approximation du vecteur tension de contrôle.....	27

I.14 Résultats de simulation	30
I.15 Interprétation des résultats de la simulation	30
I.16 Conclusion	31

Chapitre II : Commande directe du couple de la MSDE-AP

II.1 Introduction.....	32
II.2 Principes généraux de la DTC d'une MSDE-AP	33
II.3 Principe dynamique du contrôle de couple.....	33
II.3.1 Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur statique.....	33
II.3.2 Contrôle du vecteur flux statorique	35
II.3.3 Sélection de vecteur tension.....	36
II.4 Structure de la commande DTC pour la MSDE-AP	37
II.4.1 Estimation du flux statorique.....	37
II.4.2 Elaboration du correcteur de flux	38
II.4.3 Estimation du couple	39
II.4.4 Elaboration du correcteur du couple.....	40
II.4.5 Table de vérité et structure du DTC	41
II.4.5.1 Elaboration de la table de vérité	41
II.5 Structure générale du contrôle directe du couple.....	42
II.6 Résultats de simulation	43
II.7 Interprétation des résultats de la simulation	44
II.8 Conclusion	45

Chapitre III : Minimisation des pulsations du couple de la MSDE-AP

III.1 Introduction.....	46
III.2 Décalage des zones	46
III.3 Augmentation du nombre des zones	49
III.4 Onduleur à trois niveaux	51
III.5 La technique MLI Vectorielle	57
III.5.1 Détermination du module du vecteur \vec{V}_s	57
III.5.2 Détermination de l'angle du vecteur	58
III.5.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur.....	59
III.5.4 Structure générale de la commande MLI-Vectorielle-DTC.....	60
III.6 Résultats de simulation	62
III.7 Interprétation des résultats de la simulation	65
III.8 Conclusion	66

Chapitre IV : Commande directe du couple flou de la MSDE-AP

IV.1 Introduction.....	67
IV.2 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen	68
IV.3 Ensembles flous	68
IV.4 Théorie des ensembles flous	69
IV.4.1 Variables linguistiques.....	69
IV.4.2 Les fonctions d'appartenance.....	70
IV.4.3 Opération en logique floue.....	71
IV.4.3.1 Complément d'un ensemble (Fonction négation)	71
IV.4.3.2 Intersection de deux ensembles (Fonction «ET»).....	72
IV.4.3.3 Union de deux ensembles (Fonction « OU »)	72
IV.4.3.4 Le produit cartésien.....	72
IV.4.4 Implication floue	72
IV.5 Réglage et commande par la logique floue.....	73
IV.5.1 La structure d'un régulateur flou.....	73
IV.5.2 La fuzzification	74
IV.5.3 Base de règle.....	74
IV.5.4 Jeux des règles	74
IV.5.5 Inférence floue.....	75
IV.5.6 Défuzzification	76
IV.5.6.1 Méthode du maximum	76
IV.5.6.2 Méthode de la moyenne des maxima	76
IV.5.6.3 Méthode du centre de gravité.....	76
IV.5.6.4 Méthode des hauteurs pondérées.....	76
IV.6 Application de la logique floue sur la commande directe du couple	77
IV.6.1 Application de la logique floue sur la DTC Classique 06 Secteurs.....	78
IV.6.2 Application de la logique floue sur la DTC Modifie 06 Secteurs	79
IV.6.3 Application de la logique floue sur la DTC Modifie 12 Secteurs	80
IV.6.4 Application de la logique floue sur la DTC Classique 12 Secteurs avec onduleur à 03 Niveau	81
IV.6.5 Application du contrôleur flou à la bande d'hystérésis du couple sur la DTC par MLI Vectorielle....	82
IV.7 Résultats de simulation.....	84
IV.8 Interprétation des résultats de la simulation.....	88
IV.9 Conclusion	88

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1): Représentation spatiale des enroulements de la MSDE-AP.....	7
Figure (I.2): Schéma électrique équivalent	7
Figure (I.3): Représentation des bobines fictives diphasées $\alpha 1-\beta 1$ et $\alpha 2-\beta 2$	11
Figure (I.4): Schéma de type circuit de MSDE-AP "sinusoïdale" à rotor lisse.....	13
Figure (I.5): Schéma de type circuit de MSDE-AP "sinusoïdale" à rotor lisse à deux circuits découplés.....	15
Figure (I.6): Le schéma synoptique d'un MSDE-AP et de son alimentation.....	17
Figure (I.7): Modélisation du redresseur	18
Figure (I.8): Tension de sortie du redresseur	18
Figure (I.9): Modélisation du filtre.....	19
Figure (I.10): Tension de sortie du filtre	19
Figure (I.11): Onduleur triphasé à deux niveaux	20
Figure (I.12): Représentation de l'onduleur avec des interrupteurs.....	21
Figure (I.13): Schéma synoptique	22
Figure (I.14): Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoïdale.....	23
Figure (I.15): Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension V_i	25
Figure (I.16): Représentation des vecteurs de tension dans le plan α, β	26
Figure (I.17): Définition du vecteur moyen	27
Figure (I.18): Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e (k_0 facteur $\in [0,1]$).....	28
Figure (I.19): Simulation du comportement de la MSDE-AP dans repère (α, β)	30
Figure (I.20): Simulation du comportement de la MSDE-AP-onduleur à deux niveaux dans repère (α, β) pour les deux techniques de la MLI avec $m = 45$ et $r = 0.8$	30
Figure (II.1): Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur	34
Figure (II.2): L'évolution de l'extrémité de flux statorique	35
Figure (II.3): Sélection du vecteur tension selon la zone $N=1$	36
Figure (II.4): (a) Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s	39
Figure (II.5): Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux	40
Figure (II.6): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	42
Figure (II.7): DTC avec boucle de régulation de vitesse à vide	43
Figure (II.8): DTC avec boucle de régulation de vitesse avec charge.....	43
Figure (II.9): DTC avec inversion du sens de rotation	44

Figure (III.1): DTC modifié par un décalage des zones	47
Figure (III.2): Schéma de la structure générale du DTC modifiée de 06 secteurs	48
Figure (III.3): Secteurs de la DTC modifiée avec 12 secteurs	49
Figure (III.4): Schéma de la structure générale du DTC modifiée de 12 secteurs	50
Figure (III.5): Schéma de l'onduleur à 3-niveaux de tension de type NPC.....	51
Figure (III.6): Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension	52
Figure (III.7): Blocs d'hystérésis	54
Figure (III.8): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	56
Figure (III.9): Détermination du module du vecteur V_s	57
Figure (III.10): Détermination de l'angle du vecteur V_s	58
Figure (III.11): Schéma de la structure générale de la commande MLI-Vectorielle-DTC.....	61
Figure (III.12): Couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la MSDE-AP	62
Figure (III.13): Flux statorique et la trajectoire du flux de la MSDE-AP	63
Figure (III.14): Courant et la tension statorique de la MSDE-AP	64
Figure (IV.1): Représentation de « Grand » dans le cas booléen et flou	68
Figure (IV.2): Classification des humains selon leur âge	69
Figure (IV.3): Formes usuelles des fonctions d'appartenance	71
Figure (IV.4): Fonction d'appartenance de l'opérateur NON	71
Figure (IV.5): Fonction d'appartenance de l'opérateur « ET »	72
Figure (IV.6): Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU »	72
Figure (IV.7): La structure d'une commande utilise de la logique floue	73
Figure (IV.8): Fonction d'appartenance avec sept classes	74
Figure (IV.9): Ecriture des jeux de règles grâce à une analyse temporelle	75
Figure (IV.10): Fonctions d'appartenance de la DTCF classique 06 secteurs	78
Figure (IV.11): Fonctions d'appartenance de la DTCF modifiée 06 secteurs	79
Figure (IV.12): Fonctions d'appartenance de la DTCF modifiée 12 secteurs	80
Figure (IV.13): Fonctions d'appartenance de la DTCF classique 12 secteurs avec onduleur à 03 Niveau	81
Figure (IV.14): Contrôleur flou proposé	82
Figure (IV.15): Distribution des sous-ensembles flous relatifs à e , Δe et ΔC_{em}	83
Figure (IV.16): Couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la MSDE-AP.....	84
Figure (IV.17): Flux statorique et la trajectoire du flux de la MSDE-AP	85
Figure (IV.18): Courant et la tension statorique de la MSDE-AP	86
Figure (IV.19): Couple électromagnétique entre DTC et DTCF de la MSDE-AP	87

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (I.1): Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal	26
Tableau (I.2): Description des séquences de conduction des interrupteurs	29
Tableau (II.1): Table de vérité pour un onduleur	34
Tableau (II.2): Table de sélection de V_s	37
Tableau (II.3): Table de commutation de la DTC classique	41
Tableau (III.1): Table de commutation de la DTC modifiée de 06 Secteurs	47
Tableau (III.2): Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée	47
Tableau (III.3): Table de commutation de la DTC modifiée de 12 secteurs	49
Tableau (III.4): Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3-niveaux de tension	52
Tableau (III.5): Calcul des vecteurs de tension	53
Tableau (III.6): Sélection des tensions V_s d'un onduleur à 3-niveaux de tension	55
Tableau (III.7): Tableau de choix de l'angle δ du vecteur V_s	59
Tableau (IV.1): Table de commutation de la DTCF classique 06 secteurs	78
Tableau (IV.2): Table de commutation de la DTCF modifiée 06 secteurs	79
Tableau (IV.3): Table de commutation de la DTCF modifiée 12 secteurs	80
Tableau (IV.4): Table de commutation de la DTCF classique 12 secteurs avec onduleur à 03 Niveau	82
Tableau (IV.5): Table de contrôleur flou d'hystérésis à trois niveaux	83
Tableau (IV.6): Comparaison entre les différentes stratégies appliquées sur la DTC et la DTCF	88

NOTATIONS

C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_{em}^*	: Couple de référence.
\widehat{C}_{em}	: Couple estimée.
CMG	: Commande par Mode Glissant.
C_r	: Couple de charge (résistant).
DTC	: Directe Torque Control.
f_r	: Coefficient des frottements visqueux.
$i_{\alpha 1}, i_{\alpha 2}$: Représentent les courants statoriques directs.
$i_{\beta 1}, i_{\beta 2}$: Représentent les courants statoriques en quadrature.
I_{S1}, I_{S2}	: Représentent les vecteurs courant statoriques.
j	: Moment d'inertie.
K_p, K_i	: Paramètre de l'action proportionnelle, intégrale.
L	: Inductance cyclique.
$L_S(\theta)$: Matrice des inductances propres de premier stator.
$L_S(\theta - \gamma)$: Matrice des inductances propres de deuxième stator.
MLI	: Modulation Largeur Impulsion.
M_{mag}	: Inductance magnétisante.
MSDE-AP	: Machine Synchrone Double Etoile à Aimant Permanent.
M_{S1S2}	: Matrice des inductances mutuelles entre les deux stators.
p	: Nombre paire de pôles.
R	: Résistance statorique.
S_1, S_2	: Les indices des deux stators.
$S(\Omega)$: La surface de glissement de la vitesse.
V_{S1}, V_{S2}	: Représentent les vecteurs tensions statoriques.
$\Phi_{\alpha 1}, \Phi_{\alpha 2}, \Phi_{\beta 1}, \Phi_{\beta 2}$: Représentent les flux statoriques suivent l'axe α et l'axe β .
Φ_f	: Le flux permanent.
Φ_{S1}, Φ_{S2}	: Représentent les vecteurs flux statoriques.
ω	: La vitesse de rotation.
ω^*	: La vitesse de référence.
Ω	: La vitesse mécanique.
γ	: Angle de déphasage ente les deux alimentations du stator.

Introduction générale

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les variateurs de vitesse constitués d'une machine alternative associée à un convertisseur statique, sont largement utilisés dans l'industrie. Leurs développements ont eu une évolution très importante ces dernières années. Ceux-ci sont liés progrès de l'électronique de puissance. Les interrupteurs (semi-conducteurs) travaillent à une fréquence de commutation très élevée et peuvent véhiculer un courant important. Le développement de la micro-électronique qui actuellement fonctionne en temps réel ce qui a rendu possible la numérisation de l'ensemble de la commande. De plus, ces variateurs de vitesse sont disponibles sur le marché avec un coût réduit.

Les applications des variateurs de vitesse de moyenne et forte puissance font appel en général à des machines synchrones à aimants permanents commandées par des convertisseurs statiques régulés en courant. Les applications de faible et moyenne puissance et dans certains cas comme le véhicule électrique (plage de variation de vitesse importante) font appel à des machines synchrones à aimants permanents où le fonctionnement de l'ensemble moteur AC convertisseur qui est pris en considération par une commande performante. L'absence des contacts tournants est l'un des avantages le plus décisif pour le remplacement des entraînements à vitesse variable à courant continu par ceux à courant alternatif.

Les systèmes de contrôle de couple sont classés en deux groupes : contrôle scalaire et contrôle vectoriel. Dans le premier groupe, la vitesse est contrôlée par la fréquence et l'amplitude de la source d'alimentation de la machine. Par contre le deuxième groupe, la vitesse est basée sur l'orientation du vecteur flux et l'amplitude de la source d'alimentation de la machine. A cet effet, les sorties du système de contrôle sont les consignes de vecteur tension ou courant qu'il faut fournir au convertisseur statique.

La commande scalaire s'est avérée la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles non performantes. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne réponse dynamique pour la vitesse et le couple, suite à la simplicité de son modèle qui tient compte uniquement du régime permanent. Les paramètres de la machine doivent être correctement identifiés pour le contrôle de la vitesse. D'autre part, le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés.

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. Cette commande est en général un contrôle découplé entre le couple et le flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines tels que la robotique, les machines outils, la traction électrique ...

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) alimentées par des onduleurs de tension contrôlés en courant sont utilisées dans beaucoup d'applications qui exigent une réponse rapide du couple et un fonctionnement avec des hautes performances. Les grandeurs traitées sont en fait des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre d'une méthode de modulation de largeur d'impulsions (MLI) pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées.

Cette commande, nécessite une bonne connaissance du flux statorique, ce qui impose généralement un capteur de grandeur mécanique de grande précision pour déterminer la vitesse ou la position de l'arbre de la machine. Cette structure de commande nécessite la connaissance précise des paramètres de la machine et la position exacte du flux. Les contraintes et les limitations de la commande vectorielle à flux orienté, ont conduit à deux thèmes de recherche pour résoudre les problèmes précédents. Dans un premier thème on s'efforce de diminuer le coût et d'augmenter la fiabilité des capteurs de position. Dans le second thème on s'intéresse:

- Soit aux méthodes d'estimation de la position du rotor à partir des informations électriques accessibles et nécessaires pour la commande.
- Soit à des modifications de la méthode de commande de manière que la commande n'ait pas besoin de la position du rotor.

Ainsi, le contrôle direct du couple (DTC: Direct Torque Control) proposé par DEPENBROCK et TAKAHASHI dans la moitié de l'année 80 est une solution pour les problèmes de la commande vectorielle présentée précédemment. En effet, dans cette dernière les grandeurs de commande qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique sont calculées à partir des seules grandeurs liées au stator et ceci sans l'intervention du capteur mécanique.

Le principe de base de la DTC est qu'on doit choisir directement des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur. Ainsi la DTC possède l'avantage d'être moins dépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôle de l'onduleur par la stratégie MLI. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur (vitesse, position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par al. TAKAHASHI et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies de type DTC.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique de commande est l'absence de la maîtrise des harmoniques de couple et de flux. Ceci a généré de nombreux problèmes liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement. Tel que le niveau parfois excessif de bruit audible et l'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système. De là, plusieurs travaux de recherche ont été donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et/ou de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

La technique DTC classique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commutation variable, parfois élevée et incompatible avec des applications de forte puissance du fait des niveaux des pertes par commutation.

Notre travail est basé sur, la modélisation de la MSDE-AP, son alimentation et sa commande par la DTC et quelques améliorations de la structure de commande. Qui font les quatre chapitres qui constituent ce mémoire tel que :

Le premier chapitre, il nous apparaît nécessaire de consacrer la première partie du chapitre à la modélisation de la MSDE-AP. Après une mise en équation classique, nous développons dans un premier temps le modèle classique de la machine, ensuite un modèle pour l'étude des régimes dynamiques et pour la simulation numérique est établi. Enfin une nouvelle matrice de transformation, permettant de diagonaliser la matrice des inductances statoriques, est développée dans le but d'écrire les équations de la MSDE-AP dans un système d'axes orthogonaux.

L'alimentation par l'onduleur de tension à deux niveaux de la MSDE-AP et les techniques de modélisations des onduleurs suivant leurs commandes, font l'objet de seconde partie.

Le deuxième chapitre, est réservé à l'introduction des fondements théoriques de la commande directe du couple (DTC).

Le troisième chapitre, pour améliorations de la structure de commande par différentes stratégies, tel que: Un décalage zonal. Augmentation du nombre des zones. Onduleur à trois niveaux. La technique MLI vectorielle.

Enfin,, nous avons continu l'amélioration par l'utilisation de la logique floue dû à la qualité d'amélioration des performances obtenues dans le troisième chapitre en comparant avec les performances désirées.

A la fin de chaque chapitre on présente les résultats de simulation à base le logiciel MATLAB. Nous terminons par une conclusion générale et des perspectives.

**Modélisation
de la
MSDE-AP
et son
alimentation**

Chapitre I

MODELISATION DE LA MSDE-AP ET SON ALIMENTATION

I.1 INTRODUCTION

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif permet d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant leurs avantages (grande plage de variation de vitesse, stabilité de fonctionnement).

Malgré la simplicité dans la construction relativement aux machines à collecteurs qui conduit à une grande robustesse, la machine à courant alternatif présente une certaine complexité dans sa commande à cause de nombreux phénomènes compliqués.

Dans cette partie du chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à double étoile dont ces phénomènes sont négligés pour la simple raison que leur formulation mathématique est difficile et leur impact sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable dans certaines conditions.

Le modèle de cette machine est présenté par six équations dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'élimination du problème des coefficients variables nécessite la transformation de PARK qui transforme le système d'équations à coefficients variables en un système d'équation à coefficients constants, ceci facilite la mise en œuvre de la simulation.

I.2 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

Pour l'établissement du modèle de la machine nous admettons alors les hypothèses simplificatrices suivantes:

- La machine est à rotor lisse.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable ; le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligés.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault dans les tôles statoriques sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.3 MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MSDE-AP

Nous considérons d'abord le cas général des machines à deux enroulements triphasés montés en étoile avec un écart entre eux d'un angle électrique ($\gamma = 30^0$). L'excitation de la machine est assurée par des aimants permanents montés sur la surface du rotor. L'objectif est de rappeler les conditions nécessaires à l'alimentation de ces machines par deux onduleurs de tension à trois bras [Rei 92, Mou 99a, Mou 99b, Ben 03, Sem 04, Mei 04]. Pour cela, nous admettons ici que la répartition de la fmm de chaque phase est sinusoïdale. Pour établir le modèle de ce MSDE-AP, on appelle:

x_{k1} : Une grandeur associée à la $k^{\text{ème}}$ phase ($k: a, b, c$) de la première étoile (flux total φ_{k1} , courant i_{k1} , tension V_{k1}).

x_{k2} : Une grandeur associée à la $k^{\text{ème}}$ phase ($k: a, b, c$) de la première étoile (flux total φ_{k2} , courant i_{k2} , tension V_{k2}).

p : Le nombre de paire de pôles.

R: La résistance d'une phase de chaque étoile.

L_p : L'inductance propre d'une phase de chaque étoile.

γ : L'angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles.

$m \cdot \cos(\xi)$: La mutuelle entre deux enroulements du stator, décalés entre eux d'un angle électrique ξ .

La mutuelle inductance entre-phases d'une même étoile est donc :

$M = m \cdot \cos(2\pi/3) = -m/2$: La mutuelle inductance entre deux phases homologues des deux étoiles décalées d'un angle électrique γ *figure (I.1)* est $m \cdot \cos(\gamma)$.

$l_f = L_p - m = L_p + 2M$: L'inductance de fuite d'une phase, identique à l'inductance homopolaire de chaque étoile.

$L = L_p - M = L_p + m/2 = l_f + 3(m/2)$: L'inductance cyclique de chaque étoile.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention moteur, la structure de la MSDE-AP est représentée dans l'espace électrique.

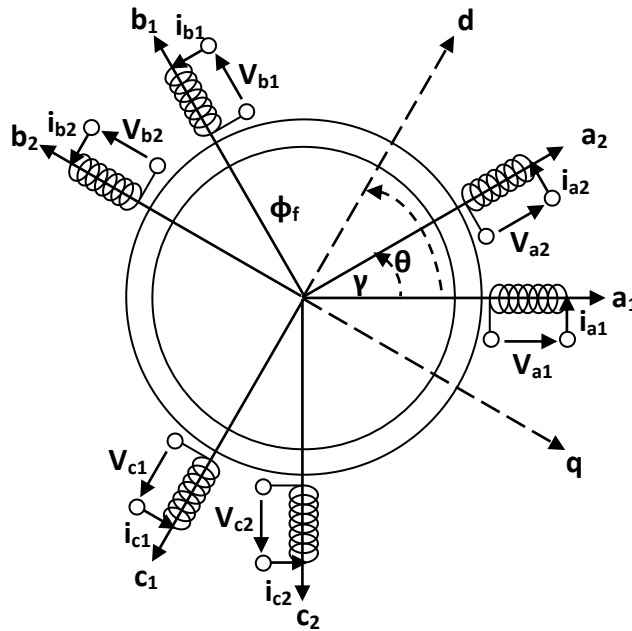


Figure (I.1): Représentation spatiale des enroulements de la MSDE-AP

En appliquant la loi d'ohm sur une phase statorique, et en tenant compte des hypothèses simplificatrices nous avons la relation suivante:

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \tag{I.1}$$

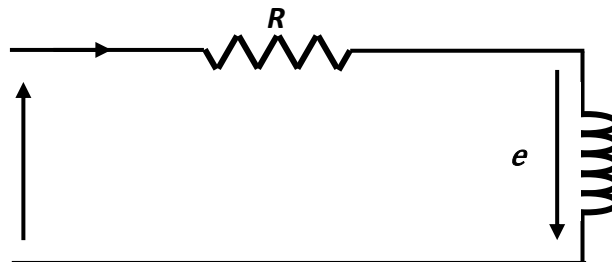


Figure (I.2): Schéma électrique équivalent

Les équations de la machine sont exprimées sous la forme matricielle suivante:

$$[V_{k1}] = [R] \cdot [i_{k1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{k1}] \quad (I.2)$$

$$[V_{k2}] = [R] \cdot [i_{k2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{k2}] \quad (I.3)$$

Avec:

$$[V_{k1}] = [V_{a1} \quad V_{b1} \quad V_{c1}]^t, [i_{k1}] = [I_{a1} \quad I_{b1} \quad I_{c1}]^t, [\varphi_{k1}] = [\varphi_{a1} \quad \varphi_{b1} \quad \varphi_{c1}]^t$$

$$[V_{k2}] = [V_{a2} \quad V_{b2} \quad V_{c2}]^t, [i_{k2}] = [I_{a2} \quad I_{b2} \quad I_{c2}]^t, [\varphi_{k2}] = [\varphi_{a2} \quad \varphi_{b2} \quad \varphi_{c2}]^t$$

Les équations de tension de la MSDE-AP sont:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{a1} \\ \varphi_{b1} \\ \varphi_{c1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{a2} \\ \varphi_{b2} \\ \varphi_{c2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.4)$$

Où $\varphi_{a1,b1,c1}$ et $\varphi_{a2,b2,c2}$ représentent les flux totaux à travers des bobines des phases chacune des étoiles:

$$\begin{pmatrix} \varphi_{a1} \\ \varphi_{b1} \\ \varphi_{c1} \\ \varphi_{a2} \\ \varphi_{b2} \\ \varphi_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{s1s1}] & [M_{s1s2}] \\ [M_{s1s2}]^t & [L_{s2s2}] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{pmatrix} + \varphi_f \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

θ : est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile.

φ_f : est le module du vecteur flux des aimants à travers les bobines de chaque étoile statorique:

$$\varphi_f = \sqrt{\varphi_{fa1}^2(\theta) + \varphi_{fb1}^2(\theta) + \varphi_{fc1}^2(\theta)} = \sqrt{\varphi_{fa2}^2(\theta) + \varphi_{fb2}^2(\theta) + \varphi_{fc2}^2(\theta)} \quad (I.6)$$

Les matrices $[L_{s1s1}]$, $[L_{s2s2}]$, $[M_{s1s2}]$ sont données ci-après:

$$[L_{s1s1}] = [L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_p & -\frac{m}{2} & -\frac{m}{2} \\ -\frac{m}{2} & L_p & -\frac{m}{2} \\ -\frac{m}{2} & -\frac{m}{2} & L_p \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{s1s2}] = m \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_p & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_p \end{bmatrix} = \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \quad (I.8)$$

$$[M_{s1s2}]^t = m \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_p & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_p \end{bmatrix} = \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \quad (I.9)$$

Où T_{32} est la transformation restreinte de Concordia (diphassée-triphassée) et $P(\theta)$ est la transformation de Park:

$$T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Etant donné que la somme des courants des phases de chaque étoile est nulle, les matrices $[L_{s1s1}]$ et $[L_{s2s2}]$ dans l'expression des flux (I.5) peuvent être remplacées par l'inductance cyclique des enroulements triphasés de chaque étoile ($L = L_p + m/2 = L_p - M$).

Compte tenu de cette simplification et en prenant en compte des relations (I.8) et (I.9).

L'expression des flux totaux deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \varphi_{a1} \\ \varphi_{b1} \\ \varphi_{c1} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \varphi_f \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \\ \begin{bmatrix} \varphi_{a2} \\ \varphi_{b2} \\ \varphi_{c2} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \varphi_f \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.13)$$

Les équations de tension (I.4) deviennent alors:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(\gamma) \cdot T_{32}^t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \end{bmatrix} \\ \\ \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \frac{3m}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-\gamma) \cdot T_{32}^t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.14)$$

Les expressions des forces électromotrices et du couple sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \end{bmatrix} = \varphi_f \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \\ \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \end{bmatrix} = \varphi_f \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta - \gamma) \\ -\sin(\theta - \gamma - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.15)$$

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} [(e_{a1} \cdot i_{a1} + e_{b1} \cdot i_{b1} + e_{c1} \cdot i_{c1}) + (e_{a2} \cdot i_{a2} + e_{b2} \cdot i_{b2} + e_{c2} \cdot i_{c2})] \quad (I.16)$$

Avec:

$$\omega = \dot{\theta} = p\Omega \quad (I.17)$$

I.4 MODÈLE DE LA MACHINE DANS LE PLAN DE CONCORDIA ($\alpha_1\beta_1\alpha_2\beta_2$)

Comme les courants dans les phases statoriques n'ont pas de composante homopolaire (la somme des courants de chaque étoile est nulle), le bobinage triphasé de chaque étoile statorique peut être remplacé par un bobinage diphasé équivalent. Afin d'exprimer, dans le même référentiel, les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on applique à celles-ci la transformation "triphasée - diphasée" suivante:

$$\begin{cases} [G_{\alpha_1,\beta_1}] = T_{32}^t \cdot [G_{a_1,b_1,c_1}] \\ [G_{\alpha_2,\beta_2}] = p(\gamma) \cdot T_{32}^t \cdot [G_{a_2,b_2,c_2}] = T_{32}^t(\gamma) \cdot [G_{a_2,b_2,c_2}] \end{cases} \tag{I.18}$$

Où $T_{32}^t(0)$ est la transformation "triphasée - diphasée" (transformation de Concordia) et $T_{32}^t(\gamma)$ est la transformation de Concordia suivie d'une rotation d'un angle (γ). Nous avons:

$$T_{32}^t(\gamma) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\gamma) & \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{I.19}$$

La *figure (I.3)* représente les bobines fictives α_1 et β_1 parcourues par les courants i_{α_1} et i_{β_1} (bobinage diphasé équivalent du bobinage triphasé de la première étoile a1-b1-c1) ainsi que les bobines fictives α_2 et β_2 parcourues par les courants i_{α_2} et i_{β_2} (bobinage diphasé équivalent du bobinage triphasé de la deuxième étoile a2-b2-c2). L'axe des bobines fictives α_1 et α_2 coïncide avec l'axe de la première phase de la première étoile.

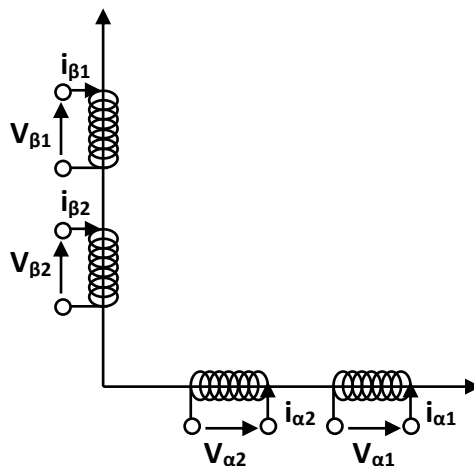


Figure (I.3): Représentation des bobines fictives diphasées $\alpha_1\text{-}\beta_1$ et $\alpha_2\text{-}\beta_2$

Compte tenu des relations (I.14) à (I.19), on obtient les équations de tensions des bobines diphasées équivalentes:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha 1} \\ \varphi_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha 2} \\ \varphi_{\beta 2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha 1} \\ \varphi_{\beta 1} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + M_{mag} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha 2} \\ \varphi_{\beta 2} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + M_{mag} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.21)$$

Où: $(L = L_p + m/2 = L_p - M)$ est l'inductance cyclique de chaque étoile, $M_{mag} = 3(m/2)$ l'inductance magnétisante de la machine double-étoile (mutuelle inductance entre les bobines homologues $\alpha 1$ et $\alpha 2$ (ou $\beta 1$ et $\beta 2$)). $[G_{\alpha 1} \ G_{\beta 1}]^t$ (ou $[G_{\alpha 2} \ G_{\beta 2}]^t$) sont les composantes d'une grandeur de la première (ou la deuxième) étoile dans un même référentiel $\alpha 1$ - $\beta 1$.

En utilisant la représentation complexe ($\bar{G}_{\alpha\beta} = G_{\alpha} + jG_{\beta}$), le système d'équations (I.20) et (I.21) se met sous la forme:

$$\begin{cases} \bar{V}_{\alpha 1 \beta 1} = R \bar{i}_{\alpha 1 \beta 1} + (L - M_{mag}) \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha 1 \beta 1} + M_{mag} \cdot \frac{d}{dt} (\bar{i}_{\alpha 1 \beta 1} + \bar{i}_{\alpha 2 \beta 2}) + \bar{e}_{\alpha 1 \beta 1} \\ \bar{V}_{\alpha 2 \beta 2} = R \bar{i}_{\alpha 2 \beta 2} + (L - M_{mag}) \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha 2 \beta 2} + M_{mag} \cdot \frac{d}{dt} (\bar{i}_{\alpha 1 \beta 1} + \bar{i}_{\alpha 2 \beta 2}) + \bar{e}_{\alpha 2 \beta 2} \end{cases} \quad (I.22)$$

Où le terme $L_f = L - M_{mag} = L_p + 2M$ correspond à l'inductance de fuite de chaque phase.

L'expression du couple électromagnétique s'écrit sous la forme:

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} [(e_{\alpha 1} \cdot i_{\alpha 1} + e_{\beta 1} \cdot i_{\beta 1}) + (e_{\alpha 2} \cdot i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} \cdot i_{\beta 2})] \quad (I.23)$$

Pour les machines double-étoile à fém. sinusoïdale, on note que $e_{\alpha 2} = e_{\alpha 1}$ et $e_{\beta 2} = e_{\beta 1}$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \end{bmatrix} = \varphi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Ce constat permet d'une part de déduire du système d'équation (I.22) un schéma de type circuit pour les MSAP double-étoile sinusoïdale à rotor lisse *figure (I.4)* et d'autre part de simplifier l'expression du couple. Celle-ci devient alors:

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} [e_{\alpha 1} \cdot (i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) + e_{\beta 1} \cdot (i_{\beta 1} + i_{\beta 2})] = \frac{p}{\omega} \cdot R \dot{e} [\bar{e}_{\alpha 1 \beta 1} (\bar{i}_{\alpha 1 \beta 1} + \bar{i}_{\alpha 2 \beta 2})] \tag{I.25}$$

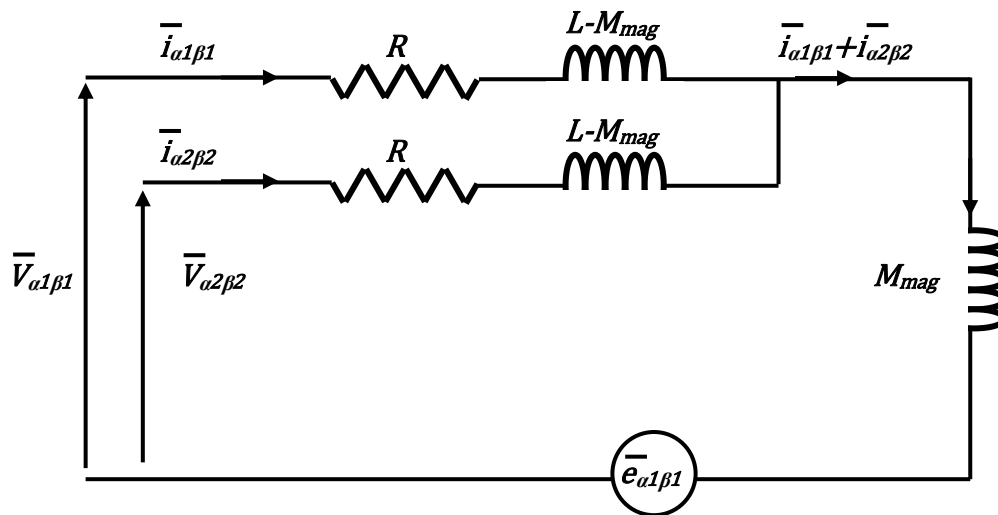


Figure (I.4): Schéma de type circuit de MSDE-AP "sinusoïdale" à rotor lisse

Ce schéma montre que si les tensions instantanées (\$\bar{V}_{\alpha 1 \beta 1}\$ et \$\bar{V}_{\alpha 2 \beta 2}\$) appliquées par les deux onduleurs de tension ne sont pas identiques, les courants des deux étoiles (\$\bar{i}_{\alpha 1 \beta 1}\$ et \$\bar{i}_{\alpha 2 \beta 2}\$) deviennent différents et il apparaît un courant de circulation dans les enroulements. Son amplitude, qui est limitée seulement par l'inductance de fuite \$L_f = L - M_{mag}\$, n'a aucun effet sur la valeur du couple équation(I.24).

1.5 MODÈLE DE LA MACHINE DANS LE NOUVEAU REPÈRE ($\alpha^+ \beta^+ \alpha^- \beta^-$)

Pour mettre en évidence les conditions de sûreté de fonctionnement d'une MSDE-AP alimentée par deux onduleurs de tension, nous effectuons le changement de variable proposé dans [Mou 99b].

La transformation normée suivante, permet d'effectuer ce changement de variables:

$$\begin{bmatrix} \bar{G}_{\alpha\beta}^+ \\ \bar{G}_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{G}_{\alpha 1 \beta 1} \\ \bar{G}_{\alpha 2 \beta 2} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

En appliquant cette transformation au système d'équations (I.22), on aboutit à un système d'équations découplées entre elles:

$$\begin{cases} \bar{V}_{\alpha\beta}^+ = R \bar{i}_{\alpha\beta}^+ + (L + M_{mag}) \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta}^+ + \bar{e}_{\alpha\beta}^+ \\ \bar{V}_{\alpha\beta}^- = R \bar{i}_{\alpha\beta}^- + (L - M_{mag}) \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta}^- \end{cases} \quad (I.27)$$

Ou:

$$\begin{cases} \bar{e}_{\alpha\beta}^+ = \bar{e}_{\alpha 1 \beta 1} \cdot \sqrt{2} \\ \bar{e}_{\alpha\beta}^- = 0 \end{cases} \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} L + M_{mag} = L_p + 2m = l_f + 3m \\ L - M_{mag} = L_p - m = l_f \end{cases} \quad (I.29)$$

Cela conduit à la définition de deux autres machines fictives diphasées équivalentes, l'une principale générant le couple et l'autre secondaire ne participant pas à la génération du couple [Ben 03], [Sem 04]. En effet, l'expression du couple électromagnétique des machines à fém sinusoïdale devient:

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} (e_{\alpha^+} \cdot i_{\alpha^+} + e_{\beta^+} \cdot i_{\beta^+}) \quad (I.30)$$

Les nouvelles composantes des courants statoriques sont:

- i_{α^+} et i_{β^+} qui contiennent le fondamental du courant et certains harmoniques, et ils contribuent à la génération du couple.

- i_{α}^- et i_{α}^+ qui contiennent d'autres harmoniques. Ces composantes créent des pertes Joule mais ne participent pas à la génération du couple des MSDE-AP à fém sinusoïdale.

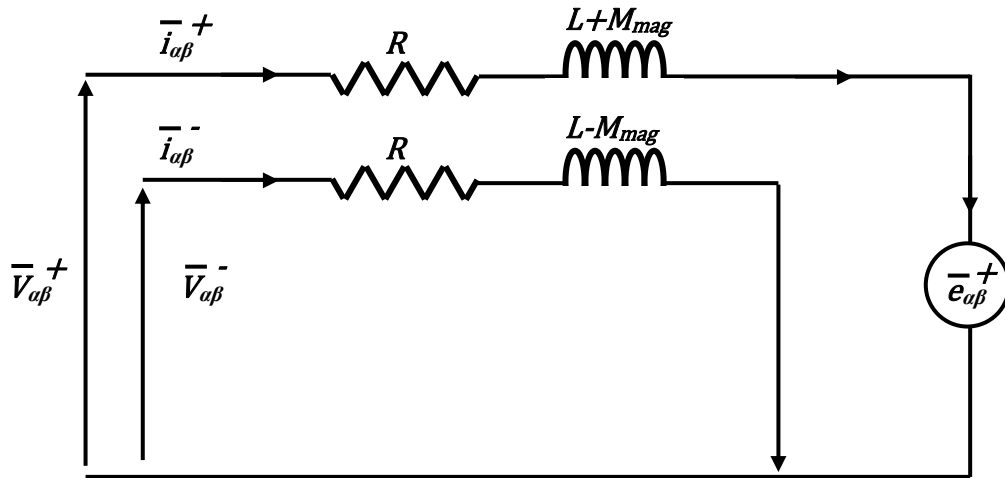


Figure (I.5): Schéma de type circuit de MSDE-AP "sinusoïdale" à rotor lisse à deux circuits découplés

I.6 MODÈLE DE LA MACHINE DANS LE PLAN DE PARK ($d_1q_1d_2q_2$)

Même si le modèle (α_β) de la MSDE-AP à rotor lisse est relativement simple et ses paramètres sont des constantes, les variables statoriques (tension, courant, flux totaux et les fém) sont des grandeurs alternatives et l'expression du couple est une fonction non-linéaire de la position rotorique relation (I.23). Dans le référentiel (d_q), où l'axe d est décalé d'un angle électrique θ par rapport à l'axe α , en utilisant les composantes (d_q) des variables statoriques (courant, tension flux totaux et fém), à l'aide de la transformation Park(θ), on obtient le modèle de Park (d_q) de la MSDE-AP à rotor lisse à fém sinusoïdale:

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} &= R \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{d1} \\ \varphi_{q1} \end{bmatrix} + \dot{\theta} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{d1} \\ \varphi_{q1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} &= R \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{d2} \\ \varphi_{q2} \end{bmatrix} + \dot{\theta} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{d2} \\ \varphi_{q2} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (I.31)$$

Avec: $\dot{\theta} = p \cdot \Omega$

$$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{d1} \\ \varphi_{q1} \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot T_{32}^t \cdot \left([L_{s1s1}] \cdot T_{32} \cdot P(\theta) \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + [M_{s1s2}] \cdot T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{d2} \\ \varphi_{q2} \end{bmatrix} = P(-\theta + \gamma) \cdot T_{32}^t \cdot \left([M_{s1s2}]^t \cdot T_{32} \cdot P(\theta) \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + [L_{s2s2}] \cdot T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Pour une MSDE-AP à répartition sinusoïdale des fmm des phases, la relation avant se simplifie:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{d1} \\ \varphi_{q1} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + M_{mag} \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{d2} \\ \varphi_{q2} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + M_{mag} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.33)$$

Où:

$L = L_p - M = L_p + m/2$: L'inductance cyclique de chaque étoile.

$M_{mag} = 3(m/2)$: L'inductance magnétisante de la machine double-étoile (mutuelle inductance entre les bobines fictive d_1 et d_2 (ou q_1 et q_2)).

L'expression du couple de la MSDE-AP à rotor lisse à fém sinusoïdale devient alors:

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} [e_{q1} \cdot i_{q1} + e_{q2} \cdot i_{q2}] = p \cdot [(\varphi_{d1} \cdot i_{q1} - \varphi_{q1} \cdot i_{d1}) + (\varphi_{d2} \cdot i_{q2} - \varphi_{q2} \cdot i_{d2})] \quad (I.34)$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$\begin{cases} C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} \\ p \cdot \Omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (I.35)$$

Avec:

j : Le moment d'inertie de l'ensemble machine charge.

C_r : Le couple de charge (couple résistant).

I.7 SYSTÈME D'ALIMENTATION

L'objectif de cette partie de chapitre est de présenter l'architecture et le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et les performances d'onduleur associé à la MSDE-AP en point de vue de sa commande.

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MSDE-AP 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 [Gay 00].

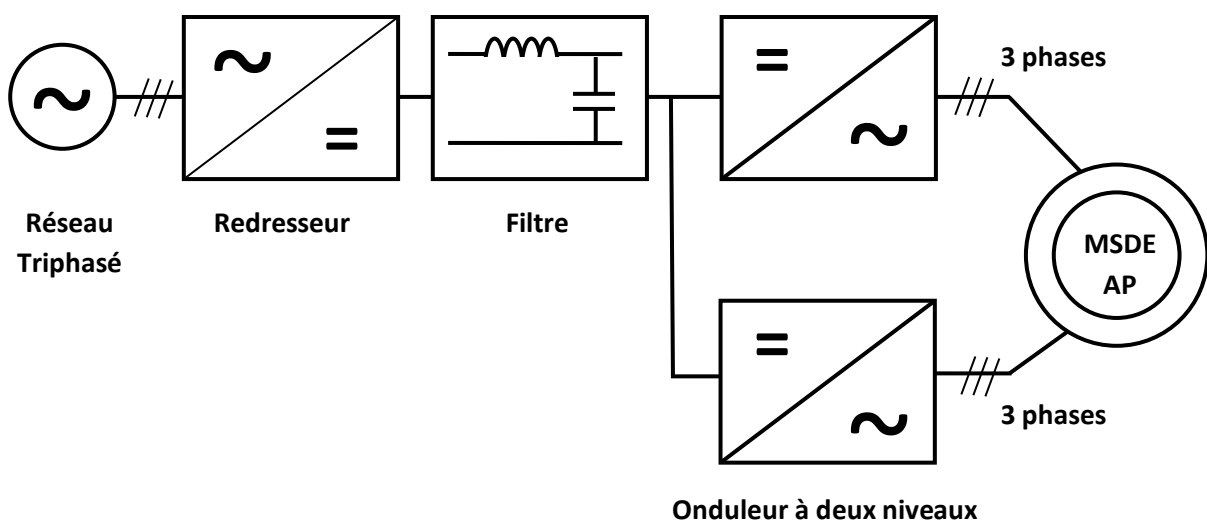


Figure (I.6): Le schéma synoptique d'un MSDE-AP et de son alimentation

I.8 MODÉLISATION DU REDRESSEUR

Le redresseur est un pont de GRAETZ à six diodes *Figure (I.7)*, où la tension de sortie U_d est définie comme suit:

Ou:

$$U_d = \max(V) - \min(V) \quad (I.36)$$

Avec : $V = [V_1 \quad V_2 \quad V_3]^T$

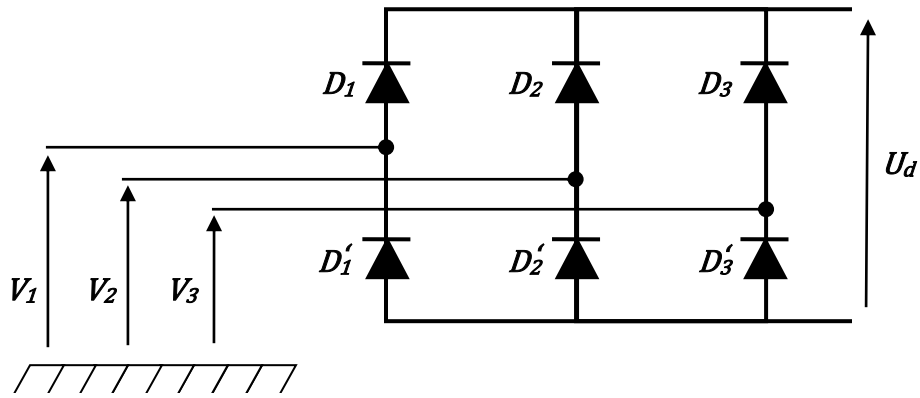


Figure (I.7): Modélisation du redresseur

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période on a :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}t) \\ V_2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(\omega_{res}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(\omega_{res}t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.37)$$

Avec :

- $\omega_{res} = 2 \cdot \pi \cdot f_{res}$: Pulsation du réseau.
- f_{res} : Fréquence du réseau.
- V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le système de tension triphasé (V_1 V_2 V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (I.8).

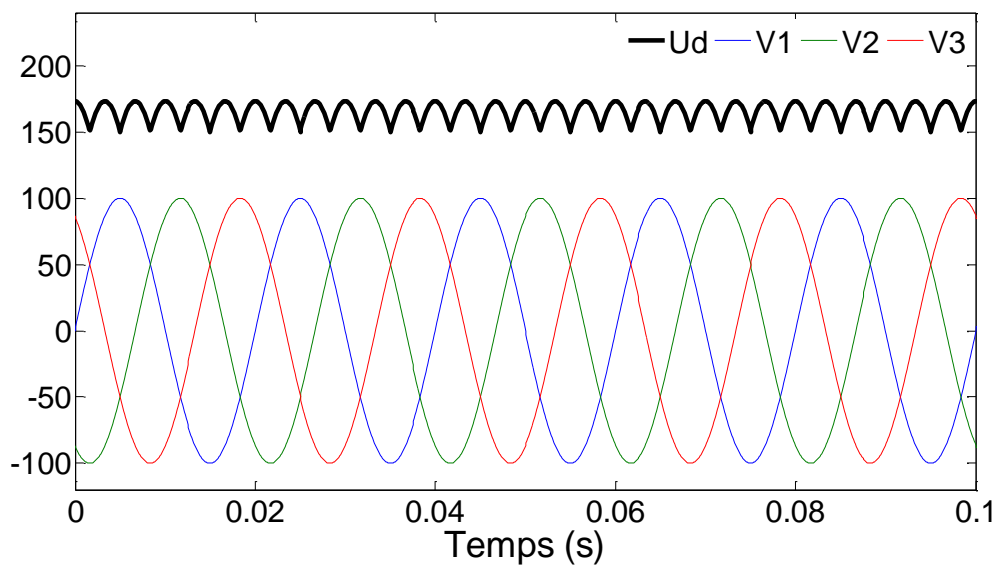


Figure (I.8): Tension de sortie du redresseur

I.9 MODÉLISATION DU FILTRE

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a poussés à insérer un filtre (RLC) à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée. Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur.

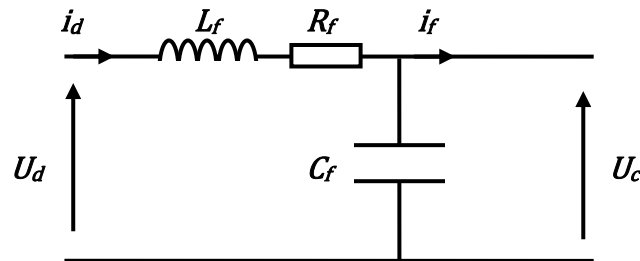


Figure (I.9): Modélisation du filtre

Les équations du filtre sont données par:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d - U_c - R_f \cdot i_d) \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (I.38)$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre est donnée sous forme d'un système du deuxième ordre:

$$F(S) = \frac{U_c(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{(L_f C_f \cdot S^2 + R_f C_f \cdot S + 1)} \quad (I.39)$$

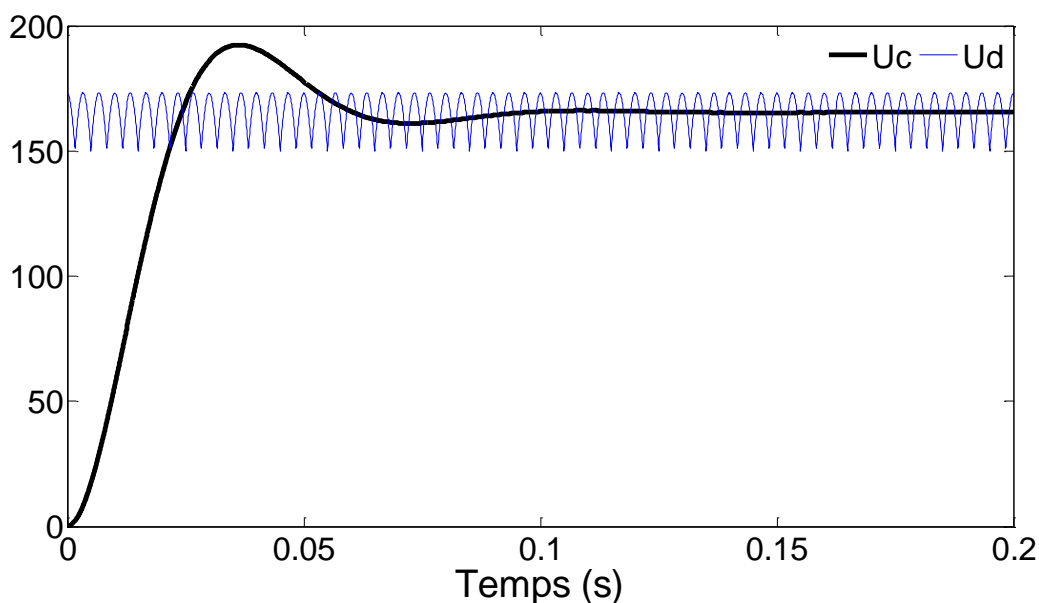


Figure (I.10): Tension de sortie du filtre

I.10 MODÉLISATION DE L'ONDULEUR

Les onduleurs de tension font la patrie essentielle de système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « Modulation de Largeur d'Impulsion » (MLI ou **Pulse Width Modulation, PWM**, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes [D3176].

I.10.1 CAS DE L'ONDULEUR DE TENSION À DEUX NIVEAUX

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être contrôlés de manière complémentaire [Oma 01].

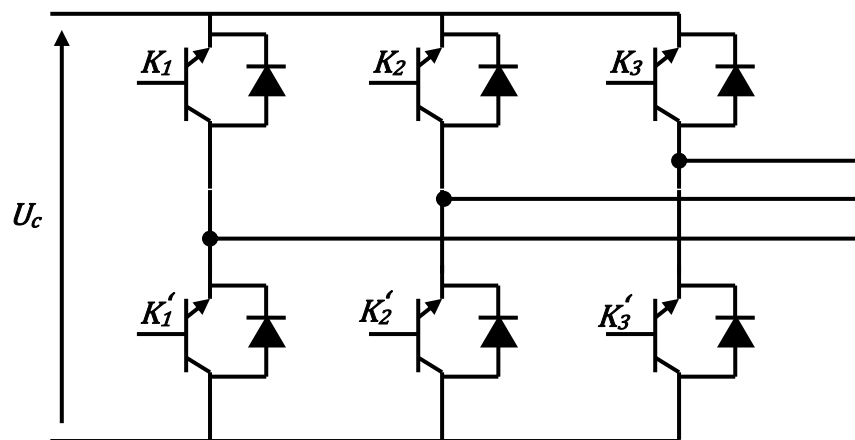


Figure (I.11): Onduleur triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux 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.

Les diodes $D = 1, 2, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. D'où on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel, on aura une structure générale simple de l'onduleur, présentée par la figure suivante:

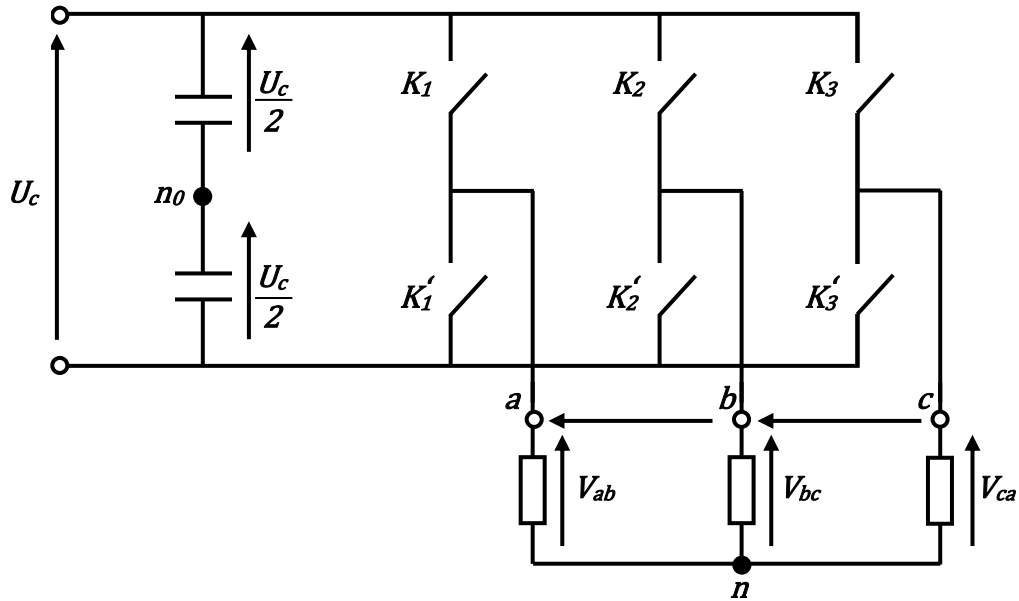


Figure (I.12): Représentation de l'onduleur avec des interrupteurs

Les tensions simples de la machine sont:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{an0} - V_{nn0} \\ V_{bn} = V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} = V_{cn0} - V_{nn0} \end{cases} \quad (I.40)$$

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées:

$$\begin{aligned} V_{an} + V_{bn} + V_{cn} &= 0 \\ V_{nn0} &= \frac{1}{3} \cdot (V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \end{aligned} \quad (I.41)$$

On aura donc :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{pmatrix} \quad (I.42)$$

Les tensions simples de la machine par rapport au point n_0 sont:

$$\begin{cases} V_{an0} = S_1 \cdot U_d - \frac{U_c}{2} \\ V_{bn0} = S_2 \cdot U_d - \frac{U_c}{2} \\ V_{cn0} = S_3 \cdot U_d - \frac{U_c}{2} \end{cases} \quad (I.43)$$

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_i .

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (I.44)$$

I.11 PRINCIPES DES STRATÉGIES DE LA COMMANDE MLI

La technique de commande de la modulation de largeur d'impulsion (en anglais «Pulse Width Modulation», PWM) permet la génération de signaux de tensions alternatives triphasées possédants une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussés vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage [Mor-99,Yai-06].

Il existe plusieurs types de techniques de la commande MLI. Dans cette étude on utilise deux techniques MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle.

I.12 MLI SINUS-TRIANGLE

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite signal de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur. Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la *Figure (I.13)*, qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

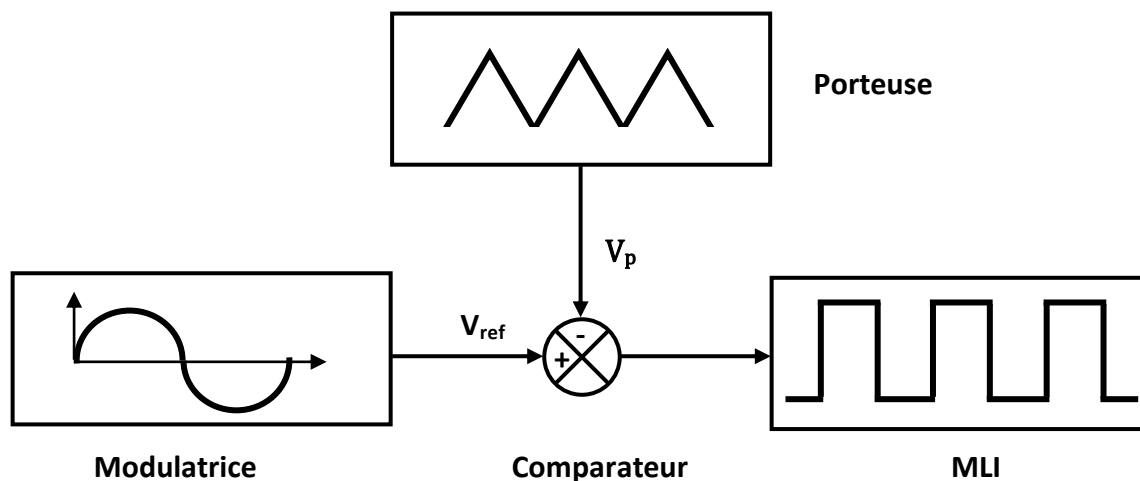


Figure (I.13): Schéma synoptique

Cette technique est caractérisée par deux paramètres principaux:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f de la référence : $m = f_p/f$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = V_{ref}/V_p$

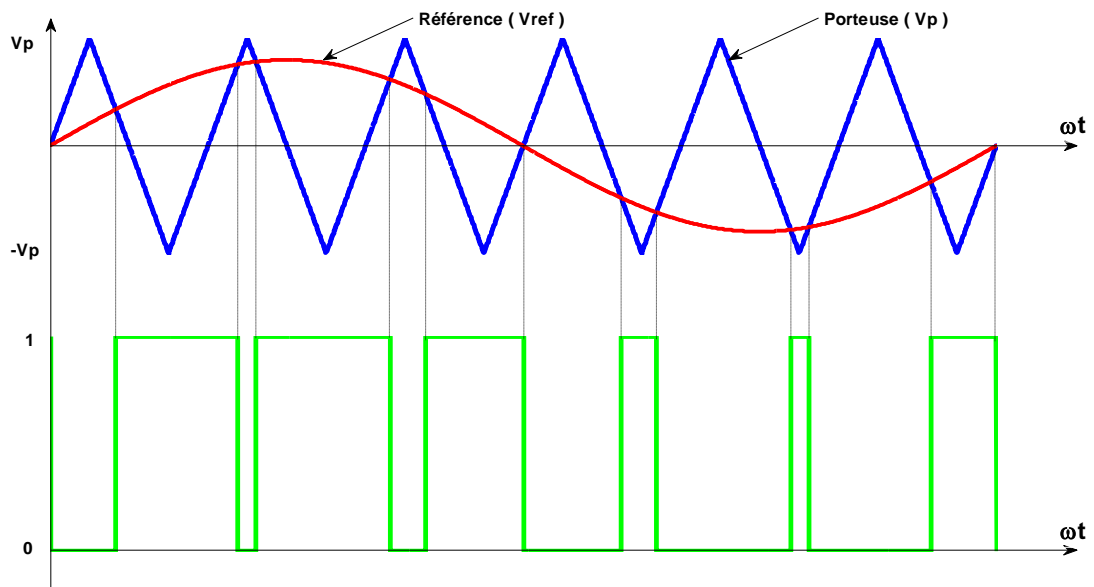


Figure (I.14): Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale

1.12.1 MODÉLISATION DE LA COMMANDE MLI SINUS –TRIANGLE

a) Equations de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisée par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par:

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (I.45)$$

b) Equations des tensions triphasées de référence

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_{ref} et de fréquence f_p . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par:

$$\begin{cases} V_{ra} = V_{ref} \cdot \sin(2\pi f_p t) \\ V_{rb} = V_{ref} \cdot \sin\left(2\pi f_p t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rc} = V_{ref} \cdot \sin\left(2\pi f_p t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.46)$$

c) Equations des états des interrupteurs de l'onduleur

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a, S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation suivante:

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{r abc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{r abc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (I.47)$$

I.13 MLI VECTORIELLE

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (en anglais **SpaceVectorModulation** : **SVM**) utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants [Cel 00, Har 07, Mil 06, Nou07]:

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers T appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. Puisque le vecteur de commande de l'onduleur possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre le niveau 0 ou 1, donc on peut générer huit vecteurs de commande distincts. La figure suivante définit les configurations possibles de l'onduleur, on représente chaque bras par un interrupteur bipolaire:

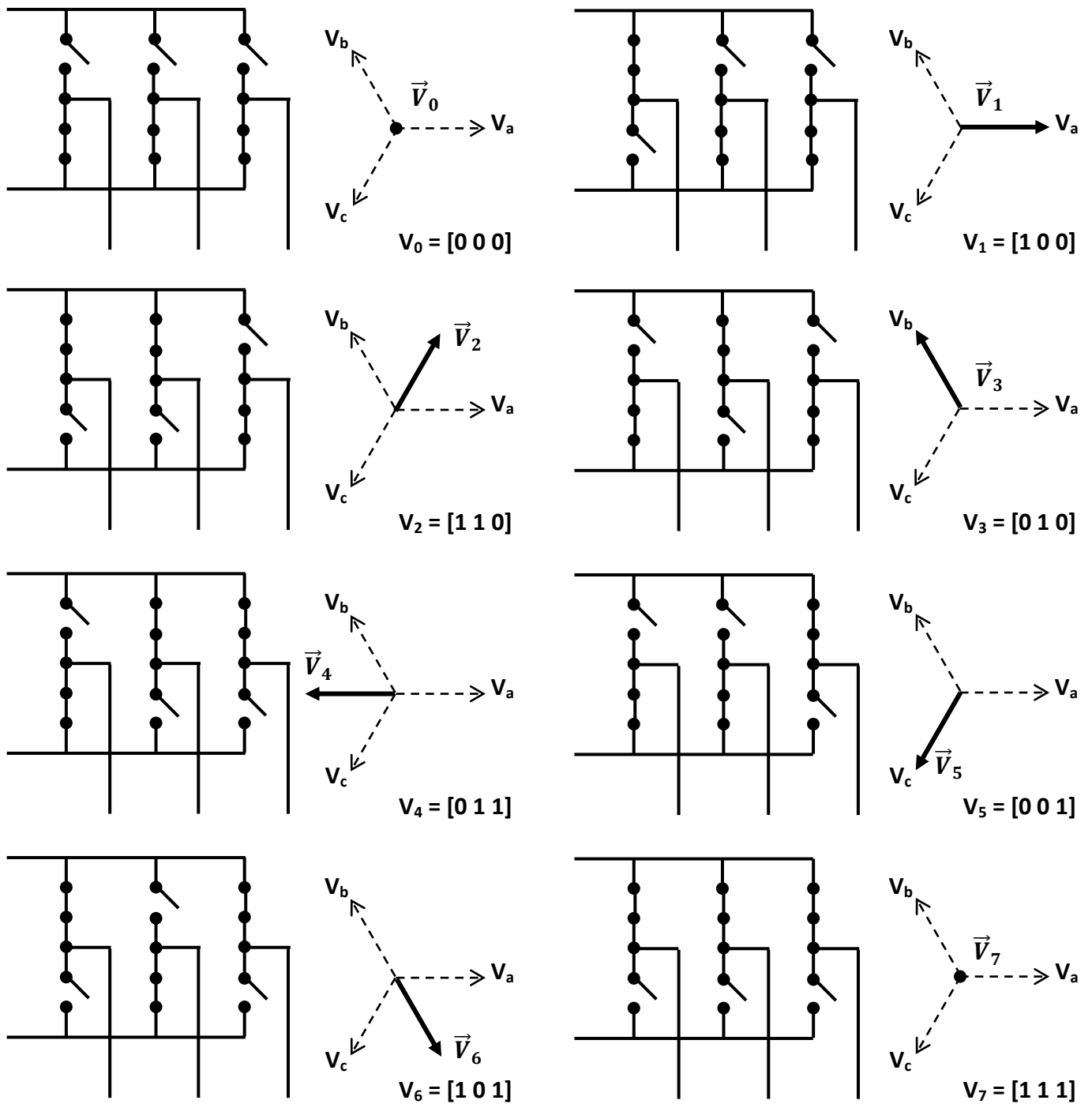


Figure (I.15): Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension \vec{V}_i

Les huit états définissent six vecteurs non nuls limitant six secteurs $N_i (i = 1, 2, \dots, 6)$, et deux vecteurs de pause (nuls) dans le plan (α, β) , figure (I.16).

Les vecteurs tensions sont représentées par la relation suivante:

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_c e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (I.48)$$

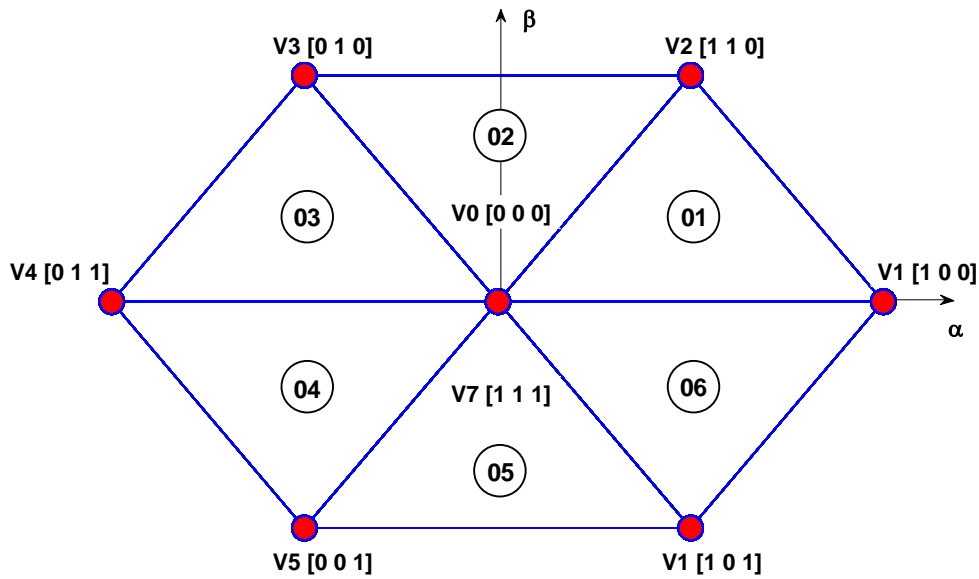


Figure (I.16): Représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β)

La MLI vectorielle consiste à déterminer la position du vecteur de la consigne dans le repère (α, β) et le secteur dans lequel il se trouve.

Chaque secteur est limité par deux vecteurs adjacents V_k et V_{k+1} ($k = 1, 2, \dots, 5$).

Le tableau suivant indique, les vecteurs des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , les composantes de Concordia V_α, V_β ainsi que le vecteur de référence \vec{V}_s .

S_1	S_2	S_3	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	\vec{V}_s
0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2}U_c/\sqrt{3}$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$	\vec{V}_2
0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$	\vec{V}_3
0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$-\sqrt{2}U_c/\sqrt{3}$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$	\vec{V}_5
1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$	\vec{V}_6
1	1	1	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau (I.1): Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal

I.13.1 DÉFINITION DU VECTEUR TENSION DE CONTRÔLE (VECTEUR DE RÉFÉRENCE)

Le vecteur tension de contrôle \vec{V}_s peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions:

a) Coordonnées polaires

$$\vec{V}_s = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} \quad (I.49)$$

b) Coordonnées cartésiennes

Référentiel correspondant à la transformation de (CLARK - CONCORDIA)

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (I.50)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ V_{s\beta} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \theta \end{cases} \quad (I.51)$$

c) Coordonnées triphasées

$$\begin{cases} V_{sa} = r \frac{U_c}{2} \cdot \cos(\theta) \\ V_{sb} = r \frac{U_c}{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = r \frac{U_c}{2} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.52)$$

I.13.2 APPROXIMATION DU VECTEUR TENSION DE CONTRÔLE

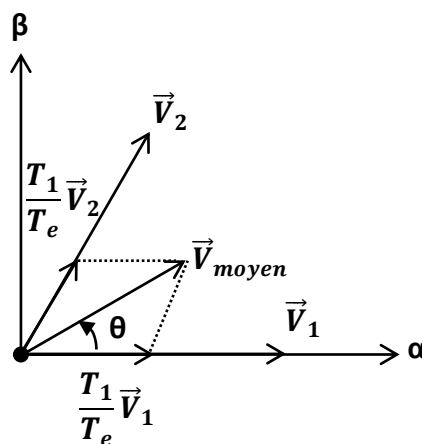


Figure (I.17): Définition du vecteur moyen

Le vecteur tension de contrôle \vec{V}_s est approché, sur la période de modulation T_e , par la génération d'un vecteur de tension moyen \vec{V}_{moyen} élaboré par application des vecteurs d'état de moyen l'onduleur \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} adjacents et des vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 figure (I.17).

Par ailleurs:

$$\vec{V}_{moyen} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{I.53}$$

$$\vec{V}_{moyen} = \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{T_0/2+T_k}^{T_0/2+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_0/2+T_k+T_{k+1}}^{T_e/2} \vec{V}_7 dt \tag{I.54}$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_e}{2} \tag{I.55}$$

La décomposition de (I.52) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante:

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix}$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T_e}{2U_c} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{I.56}$$

T_k : Intervalle de temps alloué au vecteur \vec{V}_k

T_{k+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur \vec{V}_{k+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7

T_e : Période d'échantillonnage \vec{V}_7

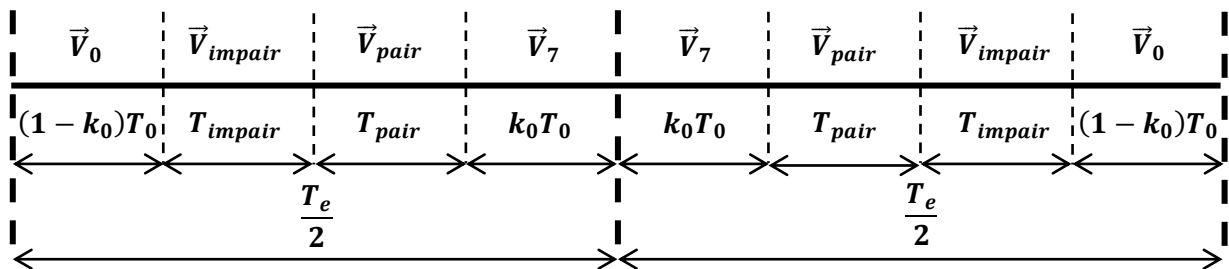


Figure (I.18): Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e (k_0 facteur $\in [0 \ 1]$)

Le tableau (I.2) illustre l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} et du vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 durant la période de modulation. Pour les secteurs impairs la séquence $[\vec{V}_0, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_0]$ et les secteurs pairs $[\vec{V}_0, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_7, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_0]$.

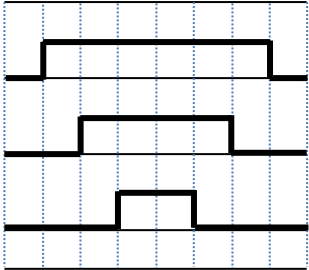
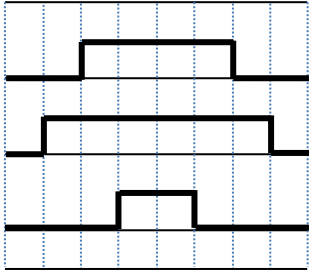
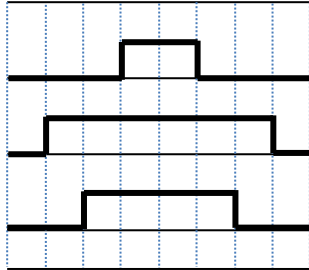
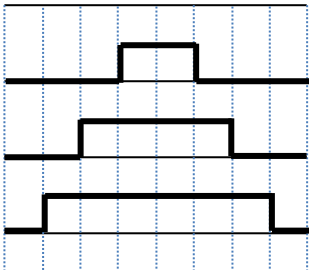
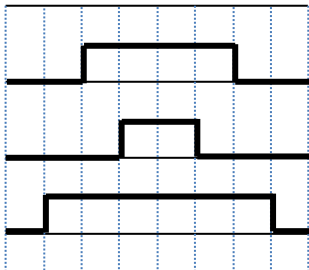
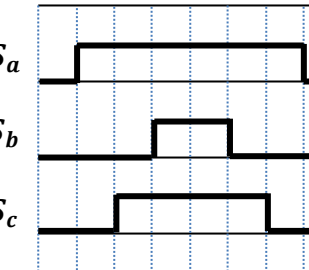
Secteur (01)	Secteur (02)	Secteur (03)
$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$
$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$
Secteur (04)	Secteur (05)	Secteur (06)
$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_4 \vec{V}_5 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_5 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_1 \vec{V}_0$  $T_0 \quad \frac{T_1}{2} \quad \frac{T_2}{2} \quad T_0 \quad T_0 \quad \frac{T_2}{2} \quad \frac{T_1}{2} \quad T_0$
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$

Tableau (I.2): Description des séquences de conduction des interrupteurs

I.14 RÉSULTATS DE SIMULATION

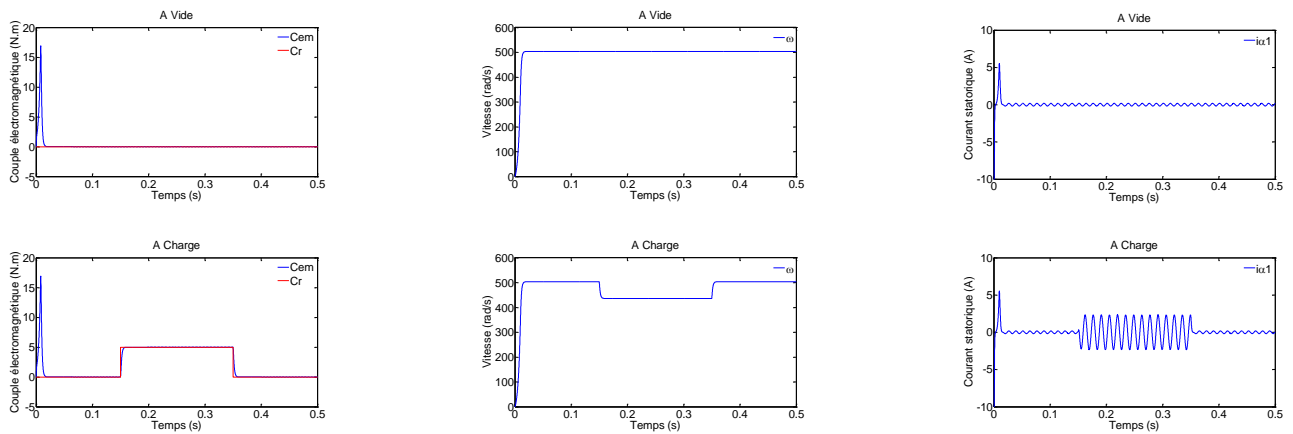


Figure (I.19): Simulation du comportement de la MSDE-AP dans repère (α, β)

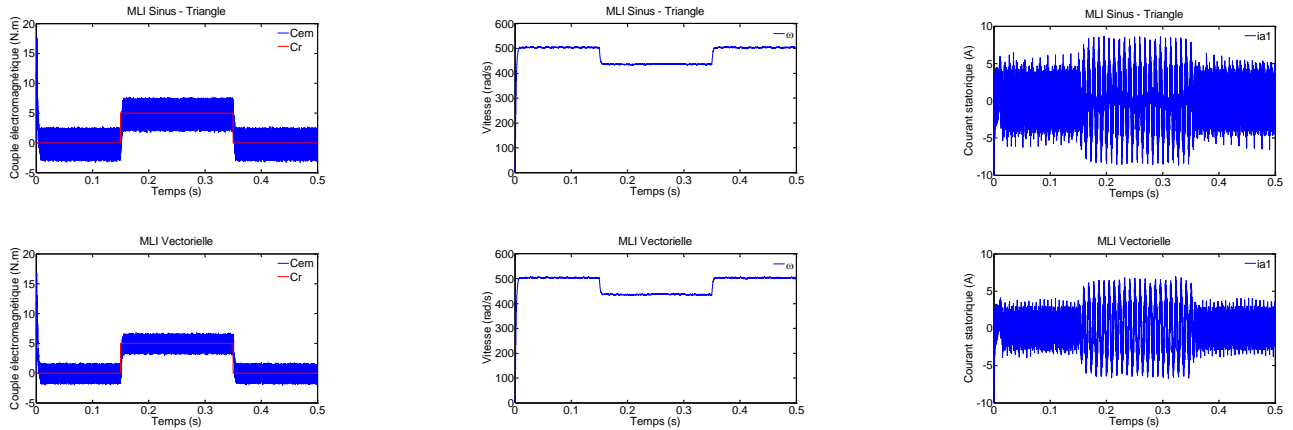


Figure (I.20): Simulation du comportement de la MSDE-AP-onduleur à deux niveaux dans repère (α, β) pour les deux techniques de la MLI avec $m = 45$ et $r = 0.8$

I.15 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine MSDE-AP alimentée par un système de tensions sinusoïdales à fréquence variable (onduleur parfait). Le démarrage se fait à vide, il est précédé par l'application d'un couple résistant l'instant $(t = 0.15s \text{ à } 0.35s)$. On constate l'importance des courants statoriques lors du démarrage à vide de la machine, ce courant peut causer une surchauffe qui peut amener la destruction à vide de la machine pendant le régime transitoire, en cas de répétition excessive. L'application d'une charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant $(t = 0.15s)$, provoque une augmentation du couple afin de compenser le couple de charge, par contre la vitesse chute jusqu'à atteindre (450 rad/s) . Les résultats obtenus montrent que MLI vectorielle présente moins d'ondulations dans le couple et le flux que la MLI sinus-triangle pour le même indice de modulation et par conséquent moins d'harmoniques et moins de perte joule.

I.16 CONCLUSION

Dans la première partie de chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents MSDE-AP. L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine. L'utilisation de la transformation de PARK nous a permis de réduire le système d'état électrique de la machine de six équation à quatre équation et d'éliminer par la même la complexité du modèle vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position. Les résultats obtenus par simulation ont permis de mettre en évidence le fort couplage entre les variables internes de la machine.

Dans la deuxième partie de chapitre, nous avons présenté, la structure du système de l'alimentation, qui fait l'organe essentiel pour contrôler la MSDE-AP. Deux stratégies de MLI ont été analysées (MLI classique et MLI vectorielle). Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB mettent en évidence la supériorité de la commande MLI vectorielle par rapport à la MLI sinus-triangle dans le comportement des variables flux et couple où l'influence des harmoniques est réduite considérablement. Les performances dans ce type de contrôle convergent vers le cas idéal (source de tension triphasée). D'autre part, la commande de la machine synchrone double étoile à aimants permanents montre un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer leurs performances. Ainsi, dans le chapitre suivant, nous développons une commande simple et robuste basée sur le contrôle directe du couple et du flux.

**Commande
directe du
couple
de la
MSDE-AP**

Chapitre III

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MSDE-AP

II.1 INTRODUCTION

La méthode de contrôle directe du couple appelée souvent la commande DTC (**D**irect **T**orque **C**ontrol) a été proposée par DEPENBROCK et TAKAHASHI dans la moitié de l'année 80 pour la conduite des machines asynchrones [Tak 86], [Dep88].

Par la suite de nombreux travaux de recherche ont été développés dans ce domaine [Wei 04] pour améliorer les performances de cette technique et concurrencer la commande vectorielle [Wei 04]. La tendance actuelle est de remplacer le moteur asynchrone par le moteur synchrone à aimants permanents qui est de coût faible et de rapport couple inertie beaucoup plus important.

La commande DTC est basée sur un choix approprié du vecteur tension imposé par l'onduleur pour développer le couple désiré.

Elle a plusieurs avantages par rapport aux techniques conventionnelles [Cha95]. Une dynamique rapide du couple, une robustesse par rapport aux variations paramétriques, une simplicité de commande à faible coût de calcul, sans transformation de Park et sans modulation de largeur d'impulsion (MLI) [Har07].

Elle permet en plus un découplage entre le contrôle du flux et du couple. Ainsi, plusieurs travaux de recherches ont été développés pour l'application de cette technique aux machines synchrones. La première application de la DTC à la machine synchrone est apparue dans les années 90 [Rah97].

II.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA DTC D'UNE MSDE-AP

Le contrôle directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents repose sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur pour délivrer le vecteur tension statorique [Gha 05].

Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de sélection qui remplace le générateur de MLI des structures classiques de contrôle des onduleurs de tension.

Dans cette technique, on utilise des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état des variables de contrôle du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

II.3 PRINCIPE DYNAMIQUE DU CONTRÔLE DE COUPLE

II.3.1 PRÉSENTATION VECTORIELLE DE LA MACHINE ET DU CONVERTISSEUR

STATIQUE

Le vecteur tension \vec{V}_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension s triphasée dont les interrupteurs sont supposés parfaits est représenté par trois états logiques, (S_a, S_b, S_c) des interrupteurs tel que:

- $S_i = 1$: Interrupteur haut fermé.
- $S_i = 0$: Interrupteur haut ouvert.

Avec : $i = a, b, c$.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme:

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_c \cdot (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \quad (II.1)$$

$$\vec{V}_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_c \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } k = 0, 7 \end{cases} \quad (II.2)$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe huit combinaisons (2^3) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la machine. Celles-ci définissent six vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur $V_i (i = 1, 2, \dots, 6)$.

Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 .

La table de vérité peut être résumée dans la table suivante:

S_1	S_2	S_3	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	\vec{V}_s
0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	\vec{V}_1
1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	\vec{V}_2
0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	\vec{V}_3
0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	\vec{V}_4
0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	\vec{V}_5
1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	\vec{V}_6
1	1	1	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau (II.1): Table de vérité pour un onduleur

La Figure suivante représente la projection des vecteurs de tension V_s dans le plan (α, β)

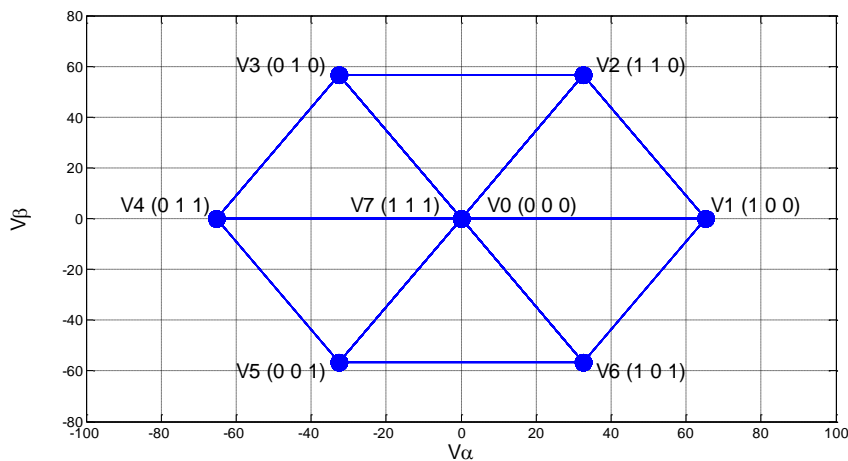


Figure (II.1): Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

II.3.2 CONTRÔLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE

Le contrôle directe du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est décrite par:

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt \tag{II.3}$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance statorique par rapport la tension \bar{V}_s , on trouve:

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \tag{II.4}$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc:

$$\varphi_s(k + 1) \approx \varphi_s(k) + \bar{V}_s T_e \tag{II.5}$$

Ou:

$$\Delta\varphi_s \approx \bar{V}_s T_e \tag{II.6}$$

Cette relation montre que si la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\varphi_s$ est proportionnelle au vecteur tension appliqué au moteur. Dans le cas de la MSAP, le flux statorique change même si on applique une tension nulle lorsque les aimants tournent avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs nuls ne sont pas utilisés dans le contrôle du flux [Dav 06].

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par \bar{V}_s . La figure (II.2) décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension $\bar{V}_s = V_3$.

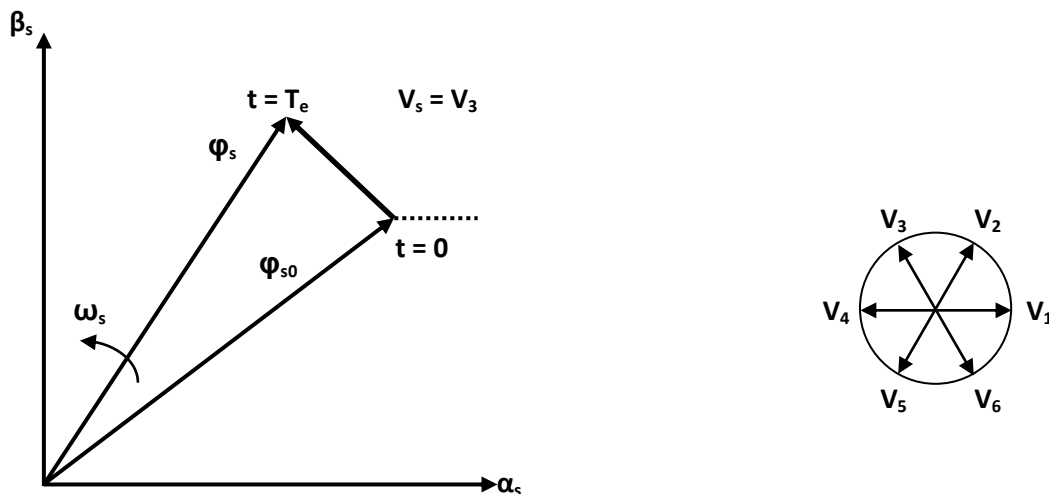


Figure (II.2): L'évolution de l'extrémité de flux statorique

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent celle de la MLI est très faible devant la période de rotation du flux. En plus, la composante du flux appliquée doit être minimum et celle de la composante du couple doit être maximale. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

II.3.3 SÉLECTION DE VECTEUR TENSION

Le choix de \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s , du sens de rotation de ϕ_s , et par conséquent de l'évolution désirée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel lié au stator en le décomposant en six zones i , avec $i = [6, 1]$, figure (II.3).

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée " i ", le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension adéquat.

Il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$ représentés sur la figure (II.3). Sur toute la Zone " i ", parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste le même.

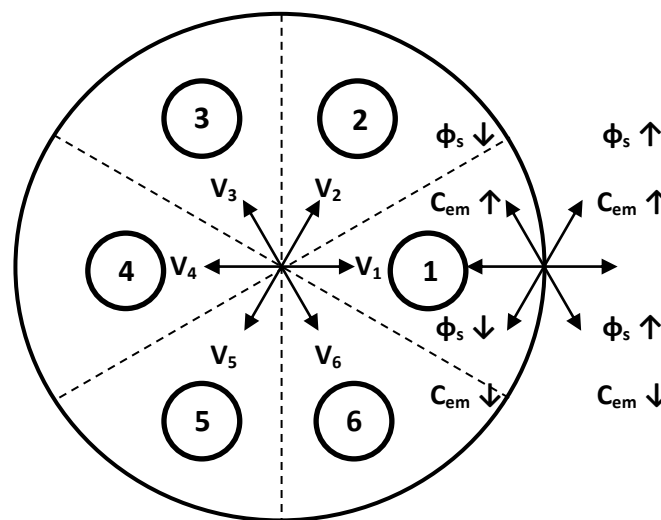


Figure (II.3): Sélection du vecteur tension selon la zone $N=1$

		\bar{V}_s
φ_s	Croît	$\vec{V}_{i-1}, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}$
	Décroit	$\vec{V}_{i-2}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i+3}$
Cem	Croît	$\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}$
	Décroit	$\vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$

Tableau (II.2): Table de sélection de \bar{V}_s

II.4 STRUCTURE DE LA COMMANDE DTC POUR LA MSDE-AP

II.4.1 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE

La commande DTC nécessite une étape pour l'estimation du flux et du couple. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir les composantes du flux suivant les axes (α, β) , soit:

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{\alpha s} + j\varphi_{\beta s} \tag{II.7}$$

Avec:

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = \int (V_{\alpha s} - R \cdot i_{\alpha s}) + \varphi_{\alpha s0} \\ \varphi_{\beta s} = \int (V_{\beta s} - R \cdot i_{\beta s}) + \varphi_{\beta s0} \end{cases} \tag{II.8}$$

Le module du flux s'écrit:

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \tag{II.9}$$

Les composantes des courants $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$, sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés i_{as}, i_{bs}, i_{cs} :

$$\bar{i}_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \tag{II.10}$$

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_{as} \\ i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (i_{bs} - i_{cs}) \end{cases} \quad (II.11)$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, et les états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) en appliquant la transformation de Concordia:

$$\bar{V}_s = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \quad (II.12)$$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(V_{as} - \frac{1}{2}(V_{bs} - V_{cs}) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_c \cdot \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c) \right) \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (V_{bs} - V_{cs}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_c \cdot (S_b - S_c) \end{cases} \quad (II.13)$$

II.4.2 ELABORATION DU CORRECTEUR DE FLUX

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone "i", les vecteurs tensions \vec{V}_{i+1} ou \vec{V}_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux et les vecteurs tensions \vec{V}_{i+2} ou \vec{V}_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur [Mil 06]. Ainsi, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la *figure (II.4)*.

Le signal de sortie peut prendre deux valeurs (0,1) selon le signe de l'erreur:

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

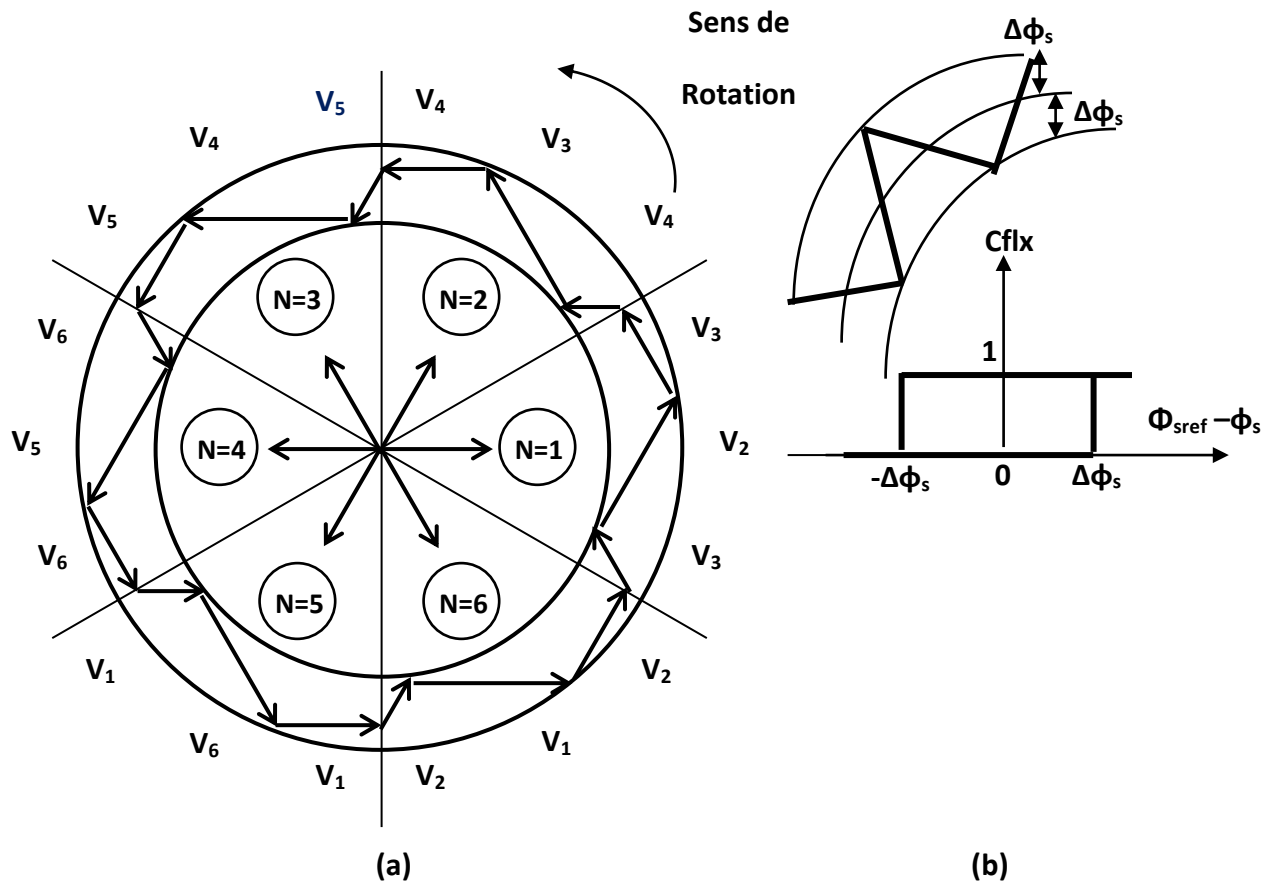


Figure (II.4): (a): Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s
 (b): Contrôle à hystérésis à deux niveaux

II.4.3 ESTIMATION DU COUPLE

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurés des courants de ligne, par l'équation:

$$C_{em} = p \cdot [(\varphi_{\alpha 1} \cdot i_{\beta 1} - \varphi_{\beta 1} \cdot i_{\alpha 1}) + (\varphi_{\alpha 2} \cdot i_{\beta 2} - \varphi_{\beta 2} \cdot i_{\alpha 2})] \quad (II.14)$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants.

II.4.4 ELABORATION DU CORRECTEUR DU COUPLE

Pour contrôler le couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés selon la commande [Mer 04, Har07]:

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du moteur dans un seul sens de rotation.
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

La *figure (II.5)* illustre l'évolution du couple électromagnétique par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

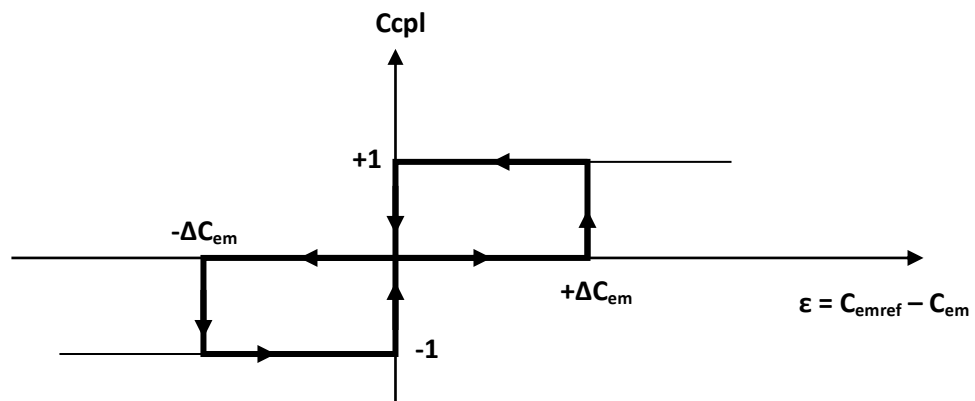


Figure (II.5): Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique des aimants φ_f rattrape le flux φ_s ,

Lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet la possibilité de fonctionner dans les 4 quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur. De plus, il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux φ_s . L'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

II.4.5 TABLE DE VÉRITÉ ET STRUCTURE DU DTC

II.4.5.1 ELABORATION DE LA TABLE DE VÉRITÉ

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs (*Cflx*) et (*Ccpl*) et des zones (*N*) de position $\bar{\varphi}_s$, tel que:

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}}\right) \tag{II.15}$$

Comme le montre le *tableau (II.3)*.

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel considéré se décompose en 6 zones $N = (1, \dots, 6)$.

Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que:

$$-\frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{6} + (N - 1)\frac{\pi}{3} \tag{II.16}$$

On retrouve bien avec la table de vérité *tableau (II.2)*, la formulation de sélection des vecteurs tensions $\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$ correspondant à une zone $N = i$ et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux	Trois niveaux
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅		
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux	Trois niveaux
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄		

Tableau (II.3): Table de commutation de la DTC classique

II.5 STRUCTURE GÉNÉRALE DU CONTRÔLE DIRECTE DU COUPLE

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure(II.6) [Naa 11].

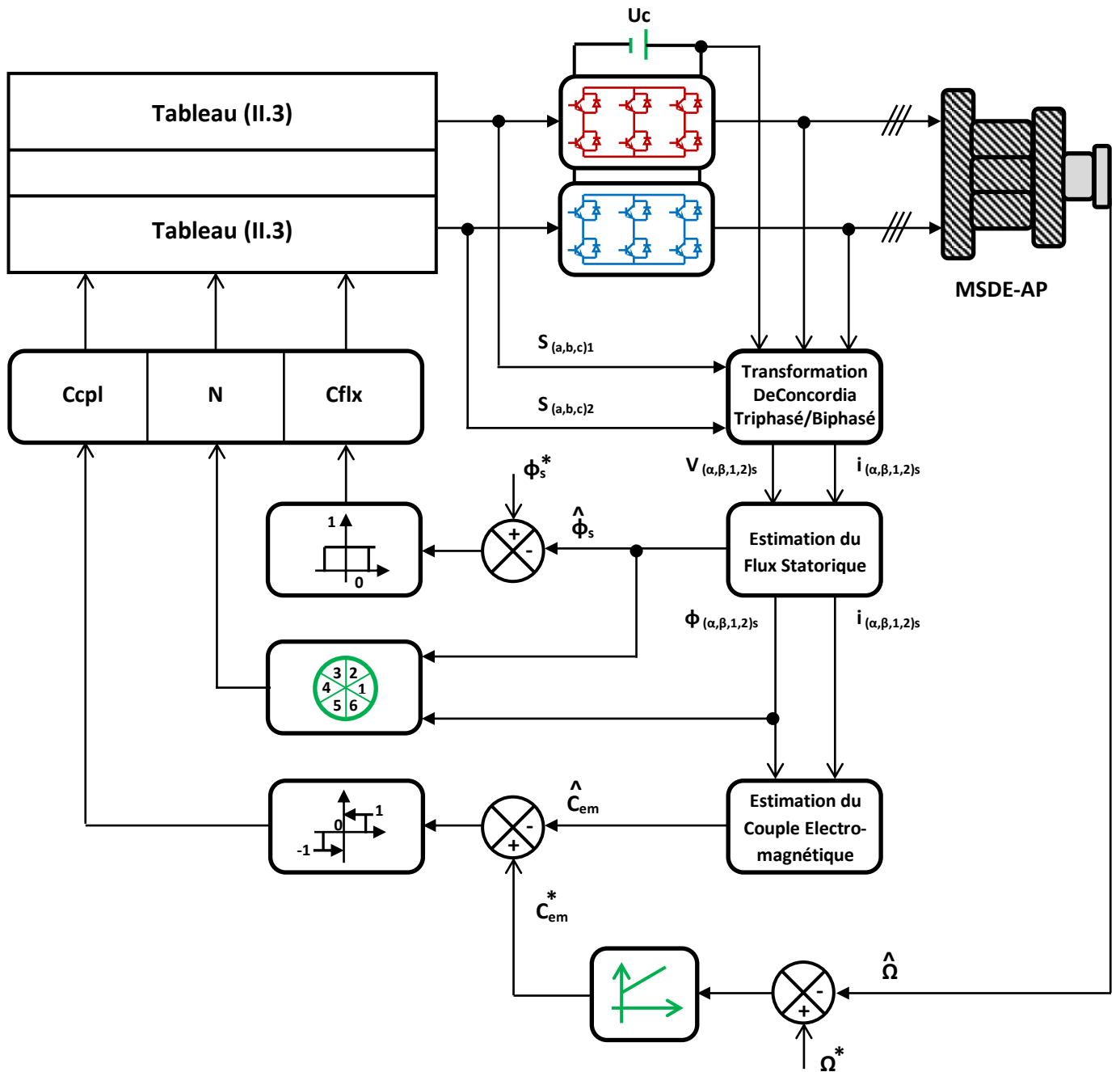


Figure (II.6): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique)

II.6 RÉSULTATS DE SIMULATION

ESSAI 01: DTC AVEC BOUCLE DE RÉGULATION DE VITESSE À VIDE

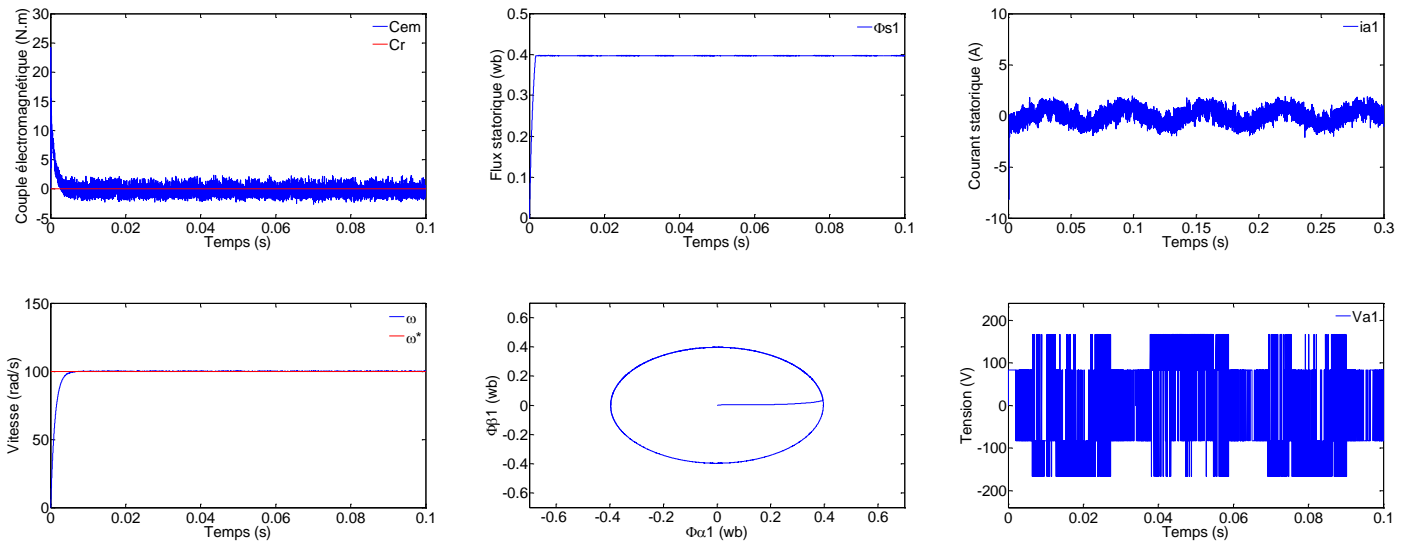


Figure (II.7): DTC avec boucle de régulation de vitesse à vide

ESSAI 02: DTC AVEC BOUCLE DE RÉGULATION DE VITESSE AVEC CHARGE

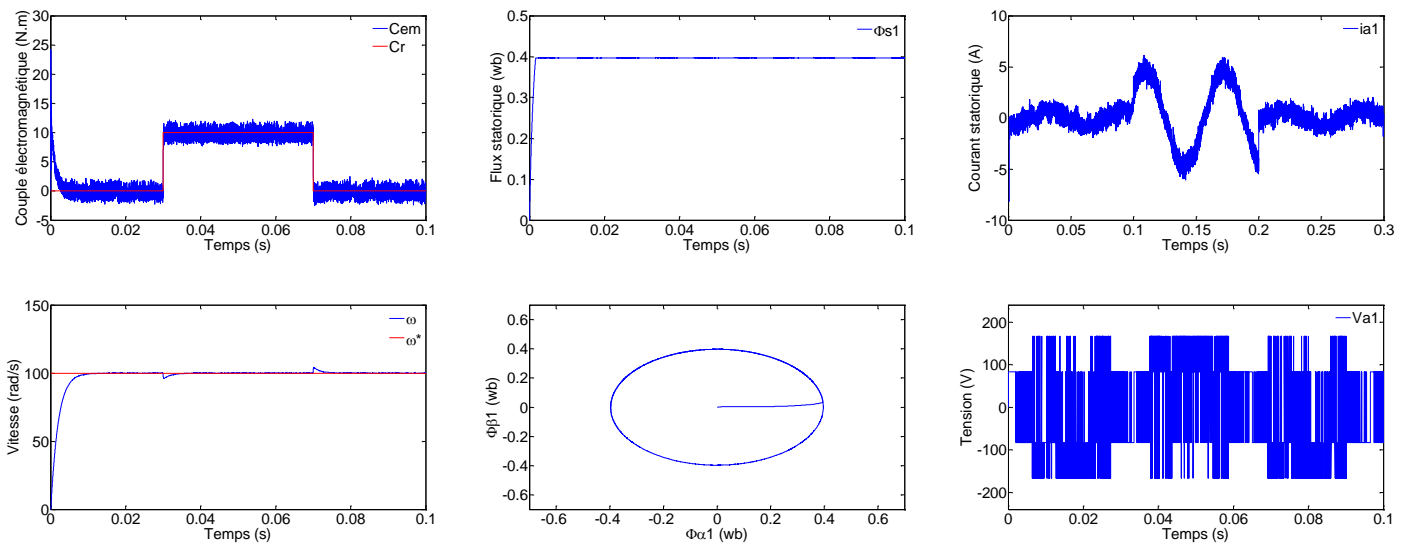


Figure (II.8): DTC avec boucle de régulation de vitesse avec charge

ESSAI 03: INVERSION DU SENS DE ROTATION

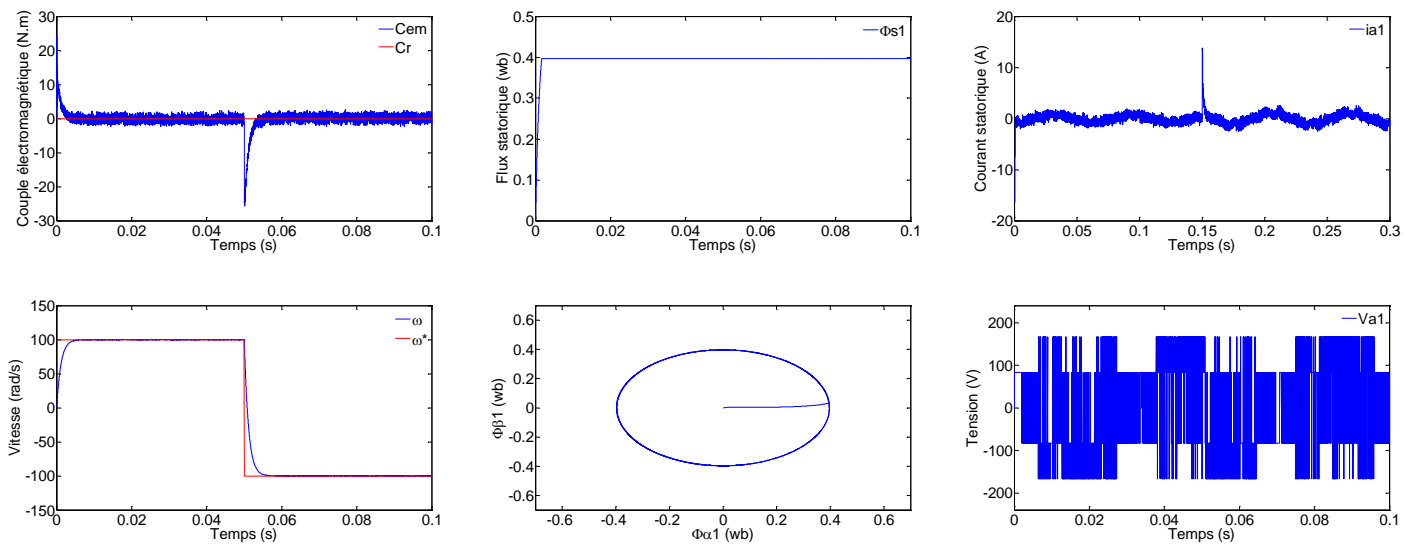


Figure (II.9): DTC avec inversion du sens de rotation

II.7 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple de la MSDE-AP muni du réglage de la vitesse et le couple, nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble DTC-MSDE-AP.

On observe la forme sinusoïdale de la tension et du courant statorique avec un fonctionnement pratiquement à flux constant égal à sa valeur de consigne $\varphi_s = 0.4$ Wb.

La trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique est pratiquement circulaire.

Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple électromagnétique et sa forme est très proche de la sinusoïde.

On observe les bonnes performances du couple électromagnétiques et courant statorique lors de la transition de la vitesse mais on remarque une pique de courant au passage de vitesse à la valeur inverse.

La machine répond à l'échelon de vitesse, que ce soit au démarrage, ou à l'inversion de sens de marche.

Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.

On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tension de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

**Minimisation
des
ondulations
du couple
de la
MSDE-AP**

Chapitre III

MINIMISATION DES ONDULATIONS DU COUPLE DE LA MSDE-AP

III.1 INTRODUCTION

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, quatre approches sont étudiées et simulées dans ce chapitre pour minimiser les ondulations du couple à savoir:

- Un décalage zonal.
- Augmentation du nombre des zones.
- Onduleur à trois niveaux.
- La technique MLI vectorielle.

III.2 DÉCALAGE DES ZONES

La première stratégie est basée sur un décalage zonal de la DTC classique par un changement de la table de commutation et de la modification des zones. Au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° comme il est montré dans la figure (II.3), il faut le prendre de 0° à 60° ce qui caractérise une nouvelle partition des zones définie par la figure (III.1) [Puj 01].

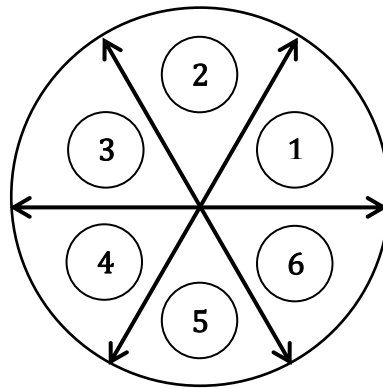


Figure (III.1): DTC modifié par un décalage des zones

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux	Trois niveaux
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl = -1	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆		
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	Deux niveaux	Trois niveaux
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄		

Tableau (III.1): Table de commutation de la DTC modifiée de 06 Secteurs

Ce type de contrôle basé sur un décalage des zones, permet un bon fonctionnement à basse vitesse. Le tableau (III.2) illustre la comparaison entre les deux techniques de contrôle DTC :

	DTC classique	DTC modifiée
V1	-30°→30° Couple ambiguïté	0°→-60° (C _{em} ↓, Φ _s ↑)
V2	30°→90° (C _{em} ↑, Φ _s ↑)	60°→0° (C _{em} ↑, Φ _s ↑)
V3	90°→150° (C _{em} ↑, Φ _s ↑)	60°→120° flux ambiguïté
V4	150°→-150° Couple ambiguïté	120°→180° (C _{em} ↑, Φ _s ↓)
V5	-150°→-90° (C _{em} ↓, Φ _s ↓)	-120°→-180° (C _{em} ↓, Φ _s ↓)
V6	-90°→-30° (C _{em} ↓, Φ _s ↑)	-60°→-120° flux ambiguïté

Tableau (III.2): Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée

A partir de ce tableau, on remarque qu'il y a une ambiguïté du couple quand on applique les vecteurs de tension $V1$ et $V4$ et une ambiguïté du flux quand applique $V6$ et $V3$, pour éviter ce problème, on utilise une autre stratégie qui sera illustrée dans les paragraphes suivants.

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure(III.2).

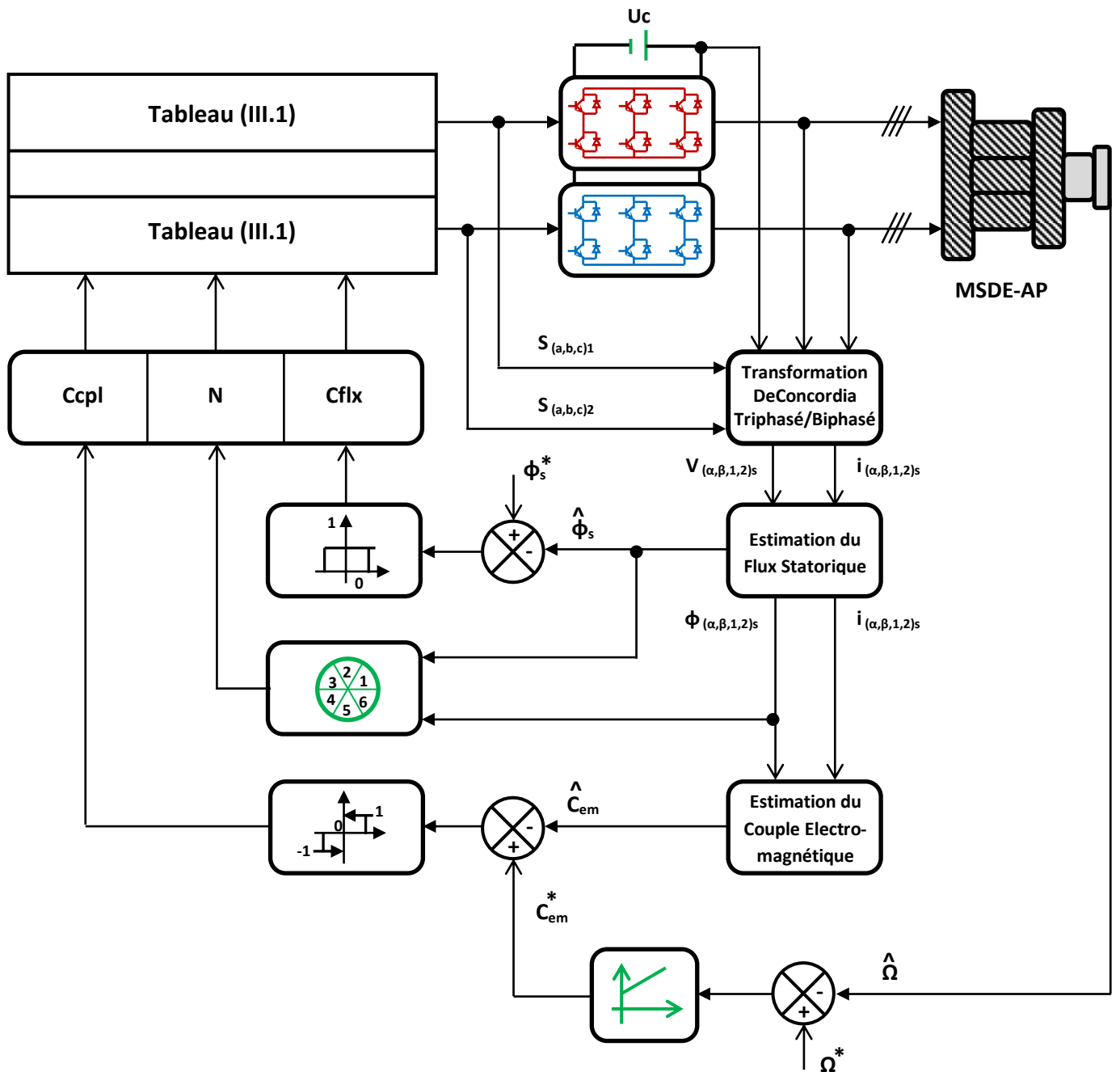


Figure (III.2): Schéma de la structure générale du DTC modifiée de 06 secteurs

III.3 AUGMENTATION DU NOMBRE DES ZONES

Dans cette section, la DTC modifiée, qu'on va utiliser est basée sur une nouvelle table de vérité. Cette dernière, pour éviter l'ambiguïté du flux et du couple, utilise un comparateur de cinq niveaux pour le couple et deux niveaux pour flux et 12 secteurs au lieu de six comme la montre la figure (III.3) [Puj 01, Naa01].

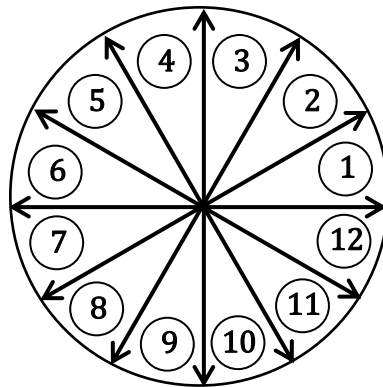


Figure (III.3): Secteurs de la DTC modifiée avec 12 secteurs

La table de sélection pour la DTC de 12 secteurs [Naa-01] est illustrée par le Tableau (III.3)

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cflx = 1	Ccpl = 2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	Ccpl = 1	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀
	Ccpl = -1	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	Ccpl = -2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
Cflx = 0	Ccpl = 2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	Ccpl = 1	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇
	Ccpl = -1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	Ccpl = -2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Tableau (III.3): Table de commutation de la DTC modifiée de 12 secteurs

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure(III.4).

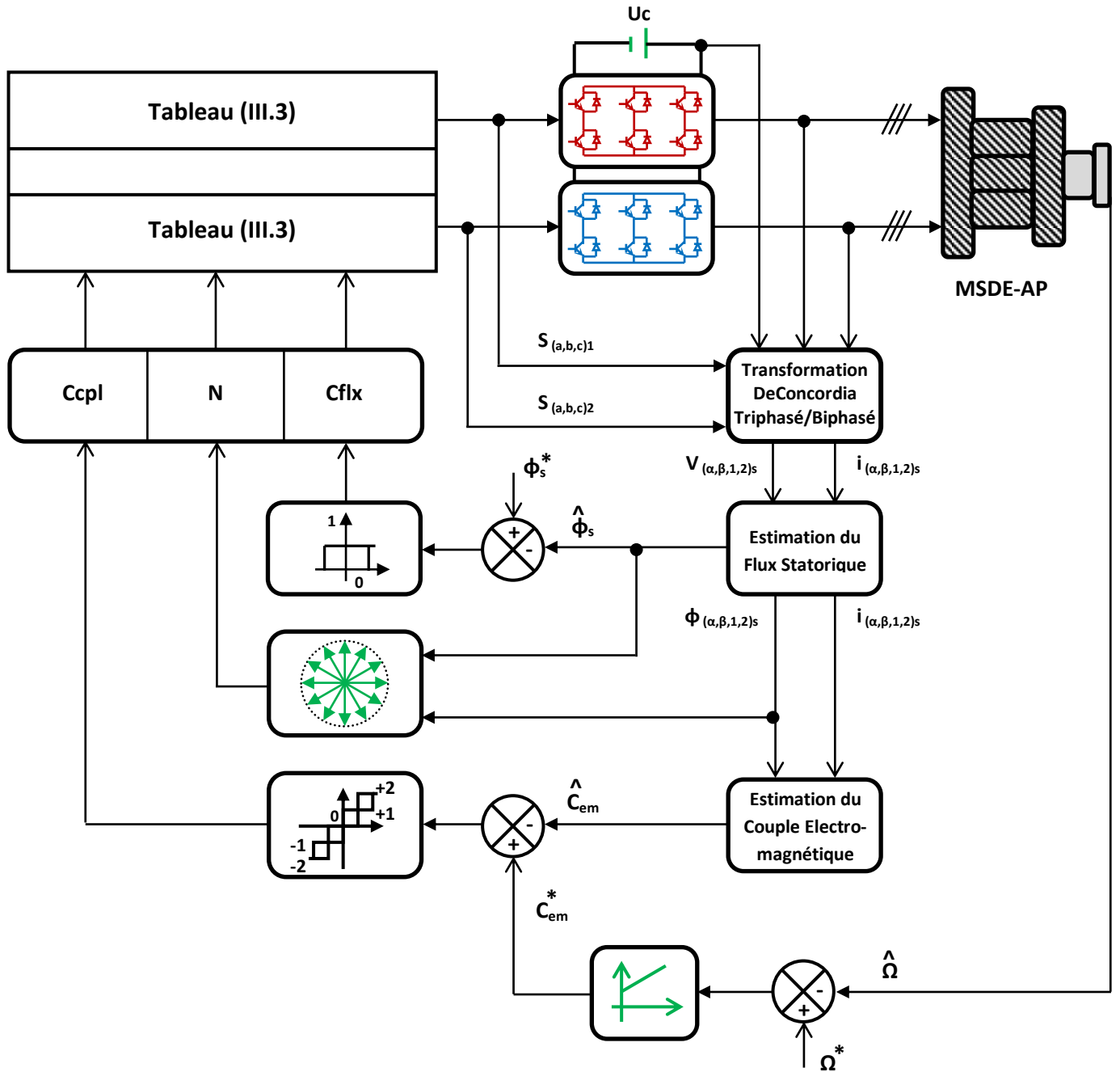


Figure (III.4): Schéma de la structure générale du DTC modifiée de 12 secteurs

III.4 ONDULEUR À TROIS NIVEAUX

Le schéma général d'un onduleur à 3 niveaux de tension de structure dite à point neutre «clamp» (NPC) est donné par la *figure (III.5)* [Mes 07].

Par combinaison des quatre interrupteurs (considérés parfaits) d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes:

$$\begin{cases} (0,0,1,1) \rightarrow -\frac{U_c}{2} \\ (0,1,1,0) \rightarrow 0 \\ (1,1,0,0) \rightarrow \frac{U_c}{2} \end{cases} \quad (III.1)$$

On définit alors trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = a, b, c)$, telles que.

$$\begin{cases} S_i = -1 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,0,1,1) \\ S_i = 0 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,1,1,0) \\ S_i = 1 \rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1,1,0,0) \end{cases} \quad (III.2)$$

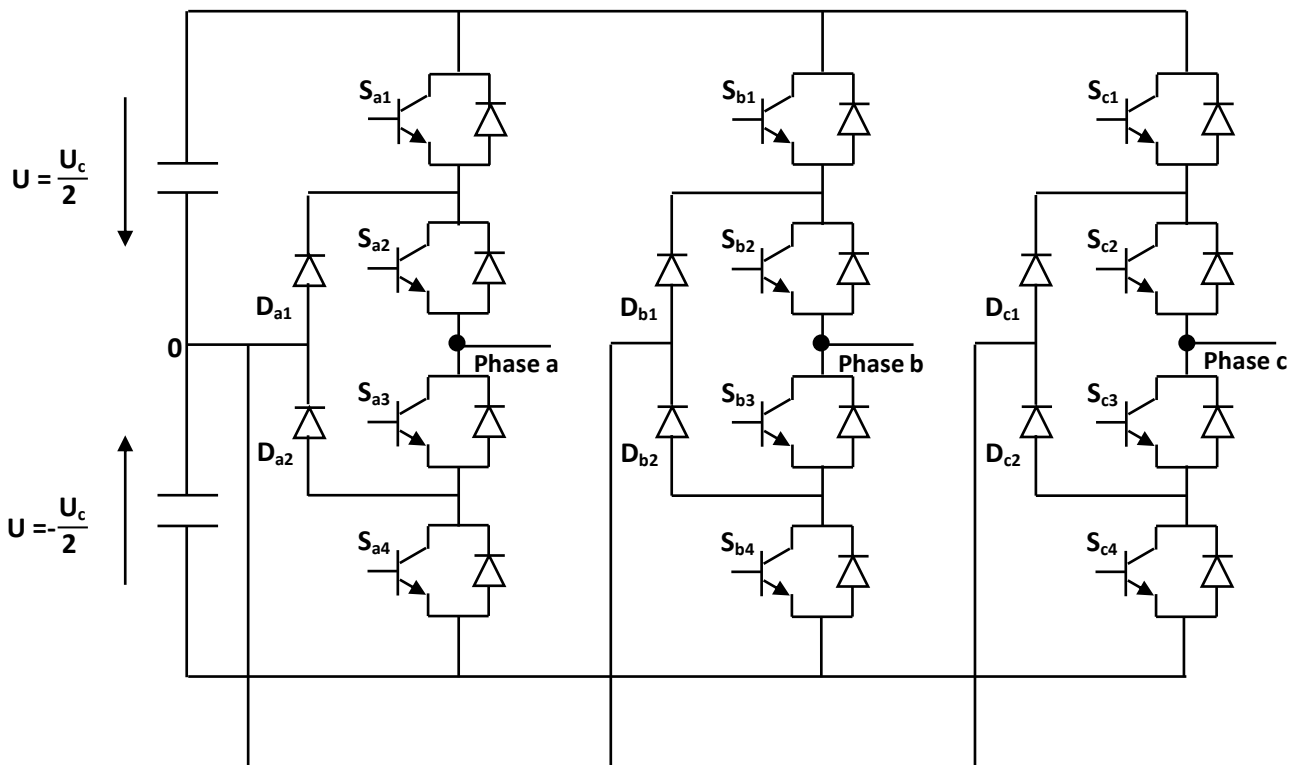


Figure (III.5): Schéma de l'onduleur à 3-niveaux de tension de type NPC

De ce fait, Contrairement à l'onduleur à 2-niveaux qui ne peut fournir que huit vecteurs de tension [Mes 07] dont deux nuls, l'onduleur à 3-niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls *figure (III.6)*.

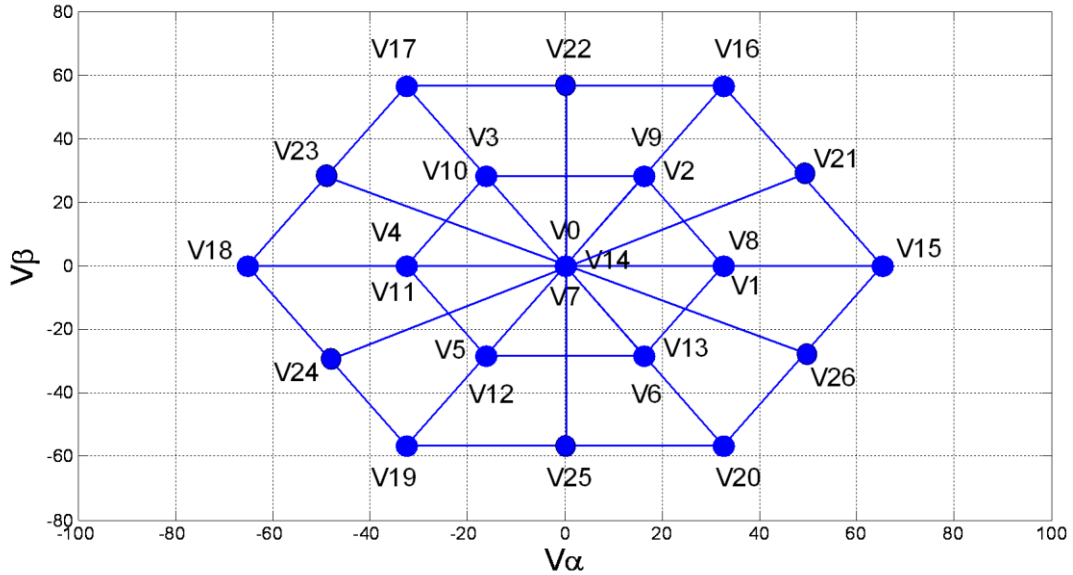


Figure (III.6): Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur \bar{V}_s correspondant aux 19 vecteurs de tension \bar{V}_s différents peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le *Tableau (III.4)*.

Tension nulle	V_0 [0 0 0]		V_7 [1 1 1]		V_{14} [-1 -1 -1]	
Demie tension	V_1 [1 0 0]	V_2 [1 1 0]	V_3 [0 1 0]	V_4 [0 1 1]	V_5 [0 0 1]	V_6 [1 0 1]
	V_8 [0 -1 -1]	V_9 [0 0 -1]	V_{10} [-1 0 -1]	V_{11} [-1 0 0]	V_{12} [-1 -1 0]	V_{13} [0 -1 0]
Pleine tension	V_{15} [1 -1 -1]	V_{16} [1 1 -1]	V_{17} [-1 1 -1]	V_{18} [-1 1 1]	V_{19} [-1 -1 1]	V_{20} [1 -1 1]
Tension intermédiaire	V_{21} [1 0 -1]	V_{22} [0 1 -1]	V_{23} [-1 1 0]	V_{24} [-1 0 1]	V_{25} [0 -1 1]	V_{26} [1 -1 0]

Tableau (III.4): Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3-niveaux de tension

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	\vec{V}_s	(V_s, θ)
0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0	$(0, 0^\circ)$
0	0	1	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	\vec{V}_5	$(\sqrt{2/3} U, 240^\circ)$
0	0	-1	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	\vec{V}_9	$(\sqrt{2/3} U, 60^\circ)$
0	1	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	\vec{V}_3	$(\sqrt{2/3} U, 120^\circ)$
0	1	1	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	\vec{V}_4	$(\sqrt{2/3} U, 180^\circ)$
0	1	-1	0	U	-U	\vec{V}_{22}	$(\sqrt{2} U, 90^\circ)$
0	-1	0	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	\vec{V}_{13}	$(\sqrt{2/3} U, 300^\circ)$
0	-1	1	0	-U	U	\vec{V}_{25}	$(\sqrt{2} U, 270^\circ)$
0	-1	-1	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	\vec{V}_8	$(\sqrt{2/3} U, 0^\circ)$
1	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	\vec{V}_1	$(\sqrt{2/3} U, 0^\circ)$
1	0	1	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	\vec{V}_6	$(\sqrt{2/3} U, 300^\circ)$
1	0	-1	U	0	-U	\vec{V}_{21}	$(\sqrt{2} U, 30^\circ)$
1	1	0	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	\vec{V}_2	$(\sqrt{2/3} U, 60^\circ)$
1	1	1	0	0	0	\vec{V}_7	$(0, 0^\circ)$
1	1	-1	$2U/3$	$2U/3$	$-4U/3$	\vec{V}_{16}	$(2\sqrt{2/3} U, 60^\circ)$
1	-1	0	U	-U	0	\vec{V}_{26}	$(\sqrt{2} U, 300^\circ)$
1	-1	1	$2U/3$	$-4U/3$	$2U/3$	\vec{V}_{20}	$(2\sqrt{2/3} U, 300^\circ)$
1	-1	-1	$4U/3$	$-2U/3$	$-2U/3$	\vec{V}_{15}	$(2\sqrt{2/3} U, 0^\circ)$
-1	0	0	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	\vec{V}_{11}	$(\sqrt{2/3} U, 180^\circ)$
-1	0	1	-U	0	U	\vec{V}_{24}	$(\sqrt{2} U, 210^\circ)$
-1	0	-1	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	\vec{V}_{10}	$(\sqrt{2/3} U, 120^\circ)$
-1	1	0	-U	U	0	\vec{V}_{23}	$(\sqrt{2} U, 150^\circ)$
-1	1	1	$-4U/3$	$2U/3$	$2U/3$	\vec{V}_{18}	$(2\sqrt{2/3} U, 180^\circ)$
-1	1	-1	$-2U/3$	$4U/3$	$-2U/3$	\vec{V}_{17}	$(2\sqrt{2/3} U, 120^\circ)$
-1	-1	0	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	\vec{V}_{12}	$(\sqrt{2/3} U, 240^\circ)$
-1	-1	1	$-2U/3$	$-2U/3$	$4U/3$	\vec{V}_{19}	$(2\sqrt{2/3} U, 240^\circ)$
-1	-1	-1	0	0	0	\vec{V}_{14}	$(0, 0^\circ)$

Tableau (III.5): Calcul des vecteurs de tension

L'angle θ donnant la position du flux statorique est déterminé sur la base de l'expression(III.3).

L'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel considéré se décompose en (12) zones $N = (1, \dots, 12)$ ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \tag{III.3}$$

L'erreur ε_φ entre la référence flux et sa valeur estimée, respectivement φ_s^* et φ_s , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (III.7.a). De même, l'erreur ε_{Cem} entre la référence couple et sa valeur estimée, respectivement C_{em}^* et C_{em} , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures et deux bandes inférieures figure (III.7.b). La sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe $Cflx$ (ou $Ccpl$) indique directement si l'amplitude du flux (ou du couple) doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces 2 grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées ΔC_{em1} , ΔC_{em2} , $\Delta\varphi_s$.

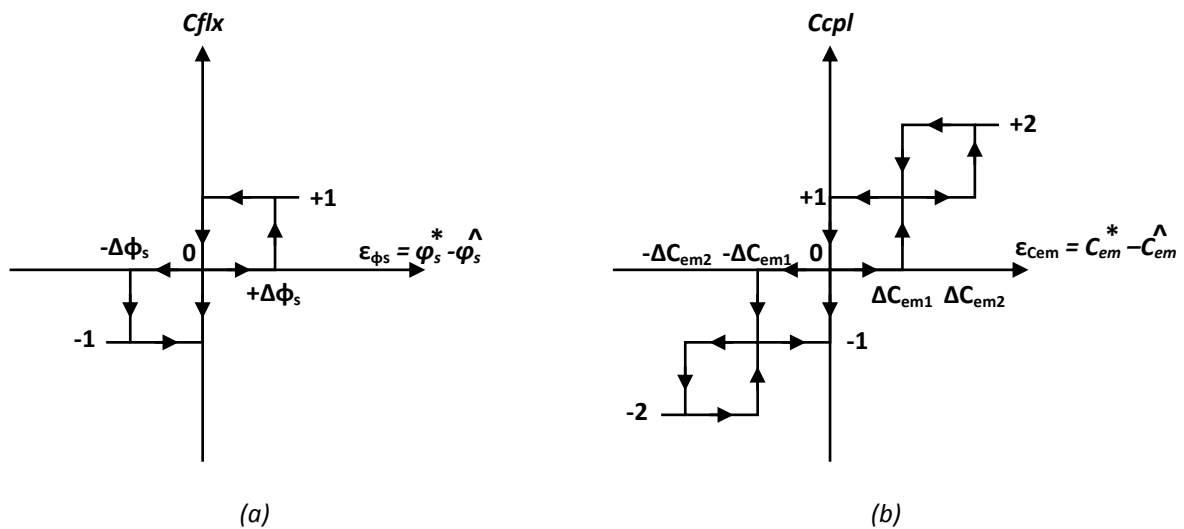


Figure (III.7): Blocs d'hystérésis

- (-2) grandeur fortement diminuer.
- (-1) grandeur diminué.
- (0) maintenir.
- (+1) grandeur augmenté.
- (+2) grandeur fortement augmenter.

De là, une nouvelle table (III.7), de commande est déduite donnant une relation directe entre N, et Cflx, Ccpl et les ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) de l'onduleur à 3-niveaux de tension et les paramètres de sortie.

Cette table est valable dans deux sens de rotation de la machine.

Cflx	Ccpl	N											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
+1	+2	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅
	+1	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆
	-2	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀
0	+2	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂
	+1	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄
	-2	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄
-1	+2	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆
	+1	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅
	-2	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉

Tableau (III.6): Sélection des tensions \vec{V}_s d'un onduleur à 3-niveaux de tension

La structure complète du contrôle directe du couple d'une MSDE-AP alimentée par deux onduleurs à 3-niveaux de tension est représentée par la *figure (III.8)* [Naa 12].

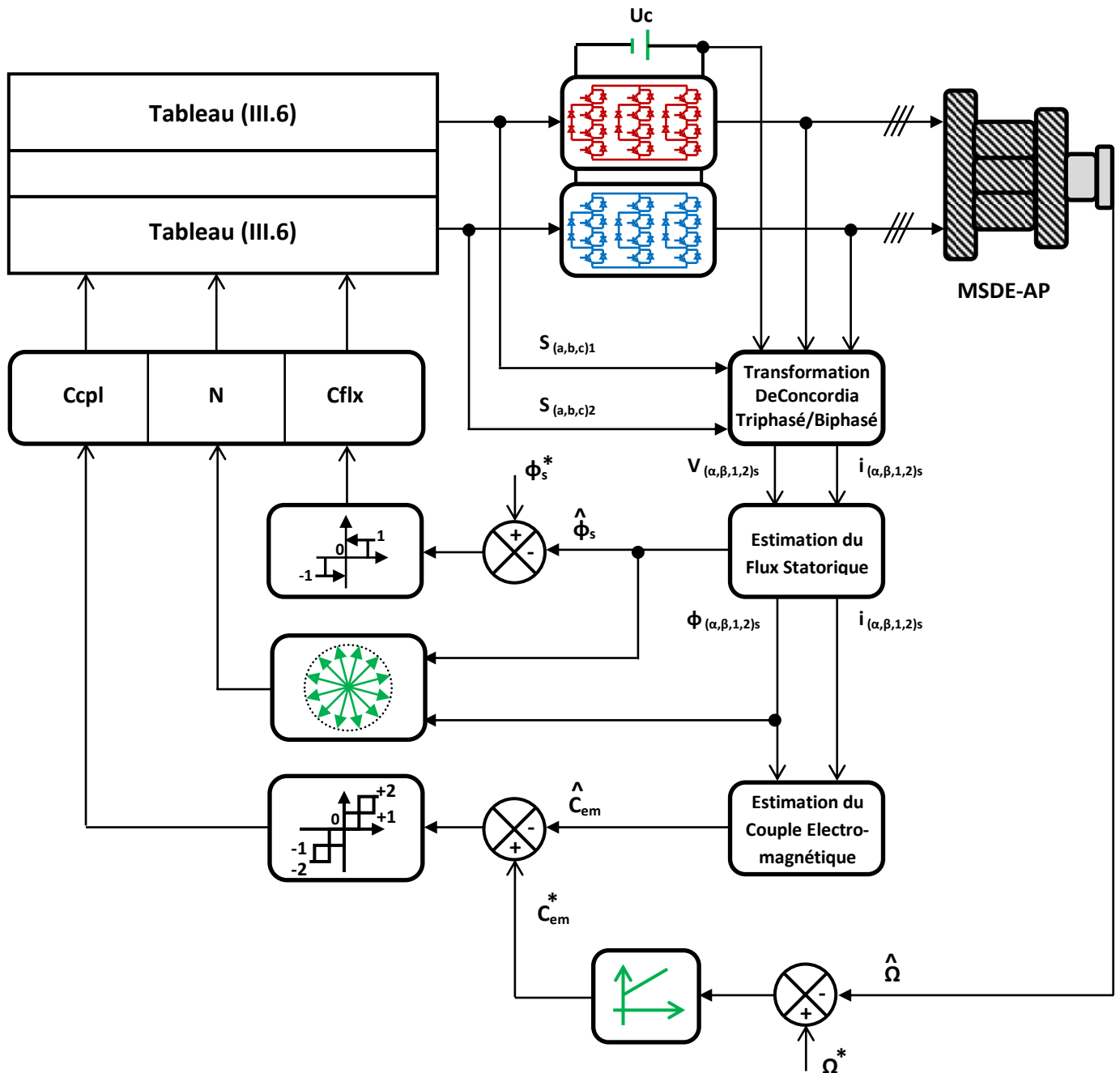


Figure (III.8): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple Avec onduleur à 3 niveaux

III.5 LA TECHNIQUE MLI VECTORIELLE

Dans cette partie, nous allons développer une nouvelle approche de la commande DTC en se basant sur la technique de la modulation vectorielle (MLI Vectorielle) avec des comparateurs à hystérésis. Cette méthode détermine le module du vecteur \bar{V}_s en fonction de l'erreur du couple électromagnétique. En effet, le module de la tension est choisi maximal si le couple se trouve au-delà d'une certaine limite de l'erreur du couple;

Le module de \bar{V}_s diminue graduellement vers zéro si le couple s'approche de sa valeur de référence. L'angle du vecteur \bar{V}_s est déterminé suivant l'erreur du flux statorique et du couple électromagnétique. La modulation vectorielle est utilisée pour déterminer le module et l'angle du vecteur de tension \bar{V}_s [Mil 06].

III.5.1 DÉTERMINATION DU MODULE DU VECTEUR \bar{V}_s

Le module du vecteur de tension \bar{V}_s est déterminé en fonction de l'erreur du couple. La procédure du choix du module du vecteur $|\bar{V}_s|$ est décrite dans la figure (III.9).

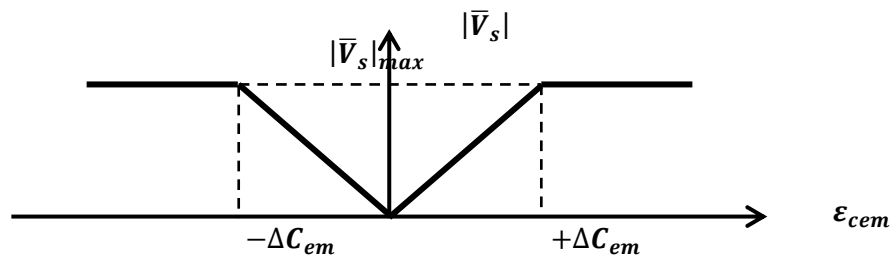


Figure (III.9): Détermination du module du vecteur \bar{V}_s

Avec ΔC_{em} : Limite de l'erreur du couple.

On procède au choix du module du vecteur de tension selon les cas suivants:

- Pour une erreur maximale dans le couple, le module du vecteur choisi sera maximal.
- Pour une erreur inférieure à $\pm\Delta C_{em}$, le module du vecteur \bar{V}_s diminuera graduellement suivant la pente dressée dans la figure (III.9).
- Pour une erreur nulle, le module du vecteur \bar{V}_s choisi sera nul.

Dans notre cas on a choisi la valeur maximale du module de vecteur tension maximale comme étant celle obtenue en utilisant une MLI vectorielle avec un taux de modulation de 1. D'où:

$$V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \quad (III.4)$$

III.5.2 DÉTERMINATION DE L'ANGLE DU VECTEUR

L'angle du vecteur de tension de référence par rapport au vecteur flux statorique doit être choisi de manière à maintenir le flux statorique et le couple dans une bande d'hystérésis bien définie. Si δ est l'angle entre le vecteur tension de référence et le vecteur flux, alors il est choisi selon les considérations suivantes :

- Si l'erreur est négative dans le flux ($\varphi_s^* - \varphi_s < 0$), dans ce cas, on définit un angle δ_d entre le vecteur \bar{V}_s et le vecteur φ_s égal à $(2\pi/3)$. D'où l'angle δ est exprimé par :

$$\delta = \theta_s + \delta_d \tag{III.5}$$

- Si l'erreur est positive dans le flux ($\varphi_s^* - \varphi_s > 0$), dans ce cas, on définit un angle δ_a entre le vecteur \bar{V}_s et le vecteur φ_s égal à $(\pi/3)$. D'où l'angle δ est exprimé par :

$$\delta = \theta_s + \delta_a \tag{III.6}$$



Figure (III.10): Détermination de l'angle du vecteur \bar{V}_s

Avec :

δ : Angle du vecteur \bar{V}_s dans le plan (α, β) .

θ_s : Position du flux.

En général, pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux, l'angle δ est exprimé par la relation suivante:

$$\delta = \theta_s + \frac{\pi}{3} (2 - C_f) \tag{III.7}$$

C_f : Sortie du comparateur du flux.

Le tableau (III.7) résume le choix de l'angle δ du vecteur \vec{V}_s en fonction des sorties des comparateurs à hystérésis du couple et du flux.

Cflx	0			1		
Ccpl	-1	0	1	-1	0	1
Angle δ	$\theta_s - \delta_d$	$\theta_s + \pi$	$\theta_s + \delta_d$	$\theta_s - \delta_a$	θ_s	$\theta_s + \delta_a$

Tableau (III.7): Tableau de choix de l'angle δ du vecteur \vec{V}_s

La commande MLI-Vectorielle-DTC exige l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le flux et un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le couple. C_{em} qui implique que le contrôle sera effectué principalement sur le couple.

III.5.3 GÉNÉRATION DES ÉTATS DES INTERRUPTEURS DE L'ONDULEUR

Le vecteur tension obtenu à partir de la caractéristique $\vec{V}_s = f(\varepsilon_{Cem})$ est livré à la modulation vectorielle qui à son tour génère les états S_a, S_b et S_c des interrupteurs en utilisant l'algorithme suivant [Mil 06, Nou 07]:

- 1) Calcul les composantes biphasées V_α, V_β du vecteur tension désiré \vec{V}_s en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = |\vec{V}_s| \cdot \cos(\delta) \\ V_{\beta s} = |\vec{V}_s| \cdot \sin(\delta) \end{cases} \quad (III.8)$$

- 2) Calcul du secteur où se trouve le vecteur tension désiré.

- 3) Obtenir les vecteurs de commutation V_1 et V_2 ainsi que leur cycle de fonctionnement t_1 et t_2 en utilisant le *Tableau(I.2)*. Calculer ensuite le cycle de fonctionnement du vecteur de commutation nul ($t_0 = 1 - t_1 - t_2$).
- 4) Calcul de la position relative de l'horloge (PRH) dans le temps d'échantillonnage en utilisant les équations suivantes:

$$PRH = \text{Rem}(t/T_s)/T_s \quad (\text{III. 9})$$

La valeur du PRH permet d'obtenir les composantes S_a , S_b et S_c du vecteur de commutation selon la routine suivante:

- Sinon, si $PRH < t_0/4 + t_1/2$ alors le vecteur de commutation est SV_1 .
- Sinon, si $PRH < t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est SV_2 .
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est $V_7 = [1 \ 1 \ 1]$.
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1/2 + t_2$ alors le vecteur de commutation est SV_2 .
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1 + t_2$ alors le vecteur de commutation est SV_1 .
- Sinon, le vecteur de commutation est $V_0 = [0 \ 0 \ 0]$.

III.5.4 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA COMMANDE MLI-VECTORIELLE-DTC

La structure de la commande directe du couple utilisant la MLI vectorielle est composée de deux boucles de régulation (flux et couple) et de plusieurs blocs. Le bloc alimentation continue, le bloc onduleur de tension, le bloc machine synchrone triphasée MSDE-AP, le bloc estimateur des grandeurs de contrôle, le bloc de calcul du module et de l'angle du vecteur de tension \bar{V}_s et le bloc de la MLI vectorielle. Il est rappelé que les comparateurs à hystérésis sont avec deux niveaux pour le flux et trois niveaux pour le couple.

La structure de la commande MLI-Vectorielle-DTC est réalisée en se basant sur celle de la commande DTC classique.

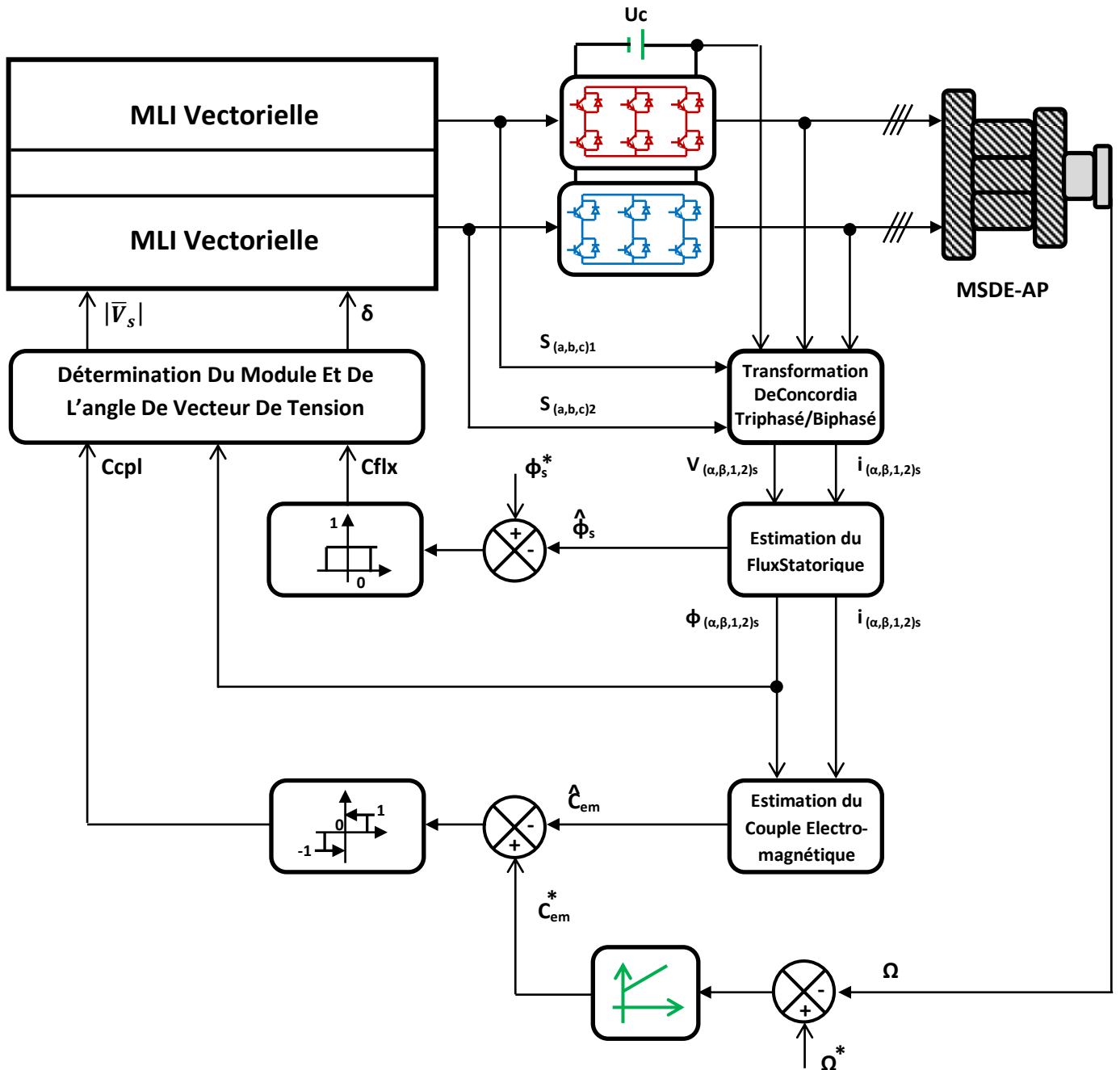
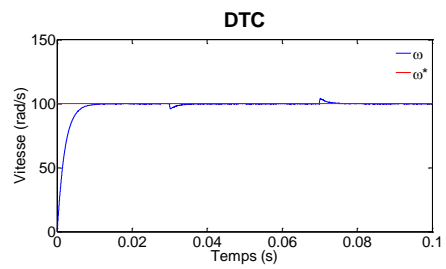
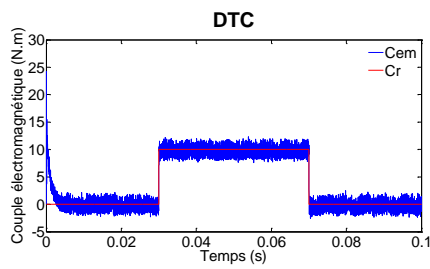
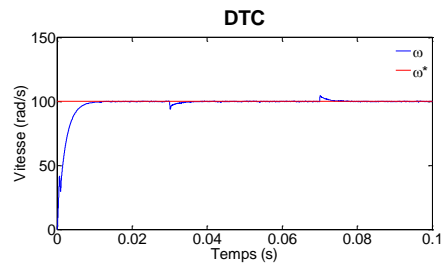
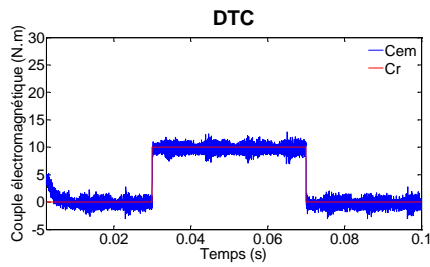


Figure (III.11): Schéma de la structure générale de la commande MLI-Vectorielle-DTC

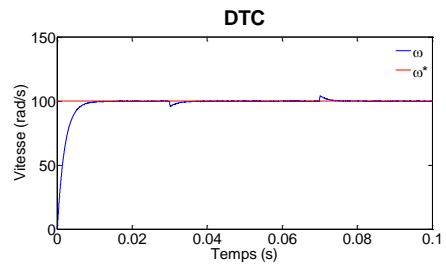
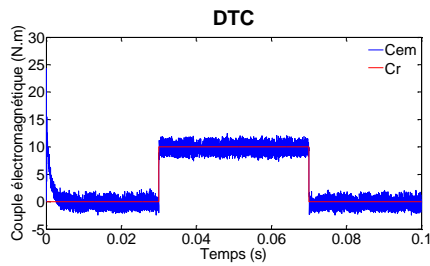
III.6 RÉSULTATS DE SIMULATION



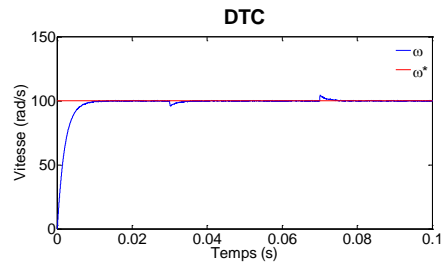
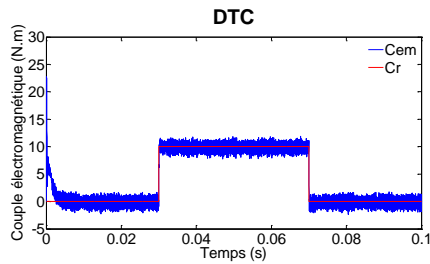
Classique 06 Secteurs



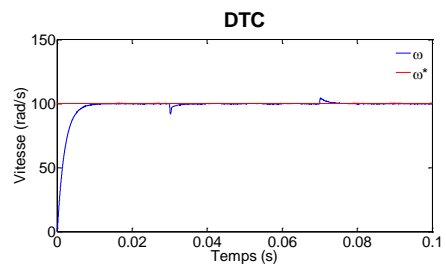
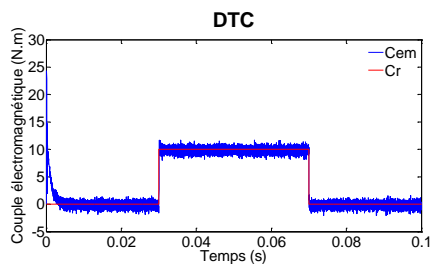
Modifie 06 Secteurs



Modifie12 Secteurs

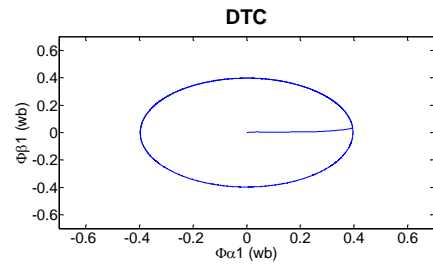
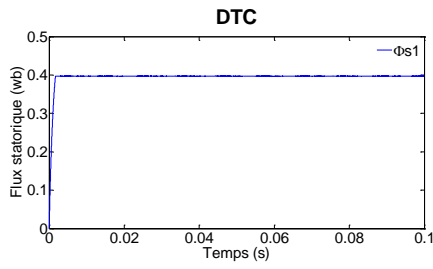


Onduleur à 03 Niveaux

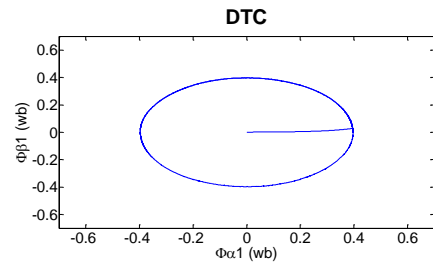
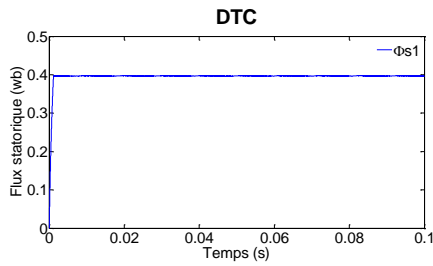


MLI Vectorielle

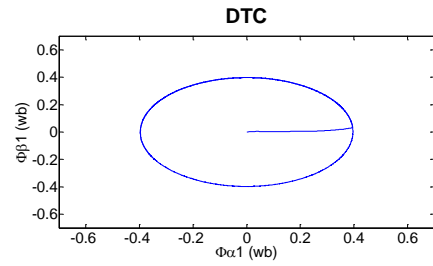
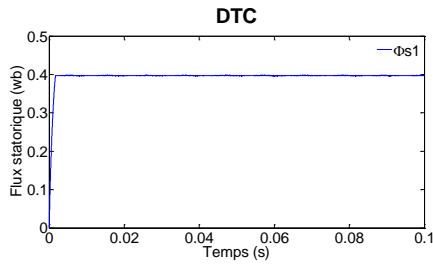
Figure (III.12): Couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la MSDE-AP



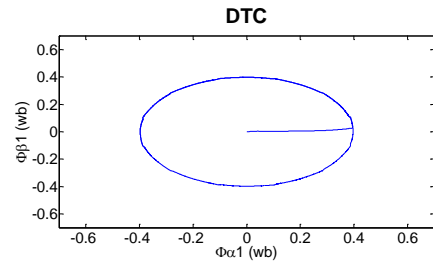
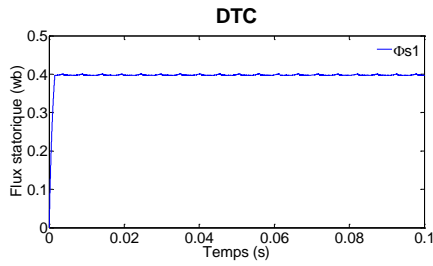
Classique 06 Secteurs



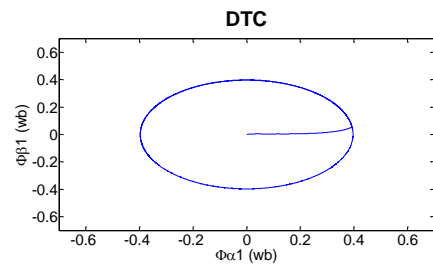
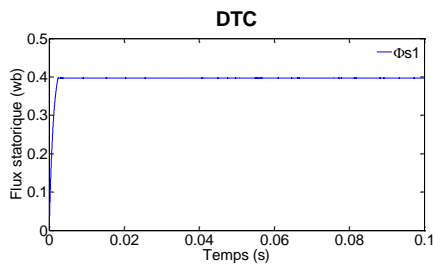
Modifie 06 Secteurs



Modifie12 Secteurs

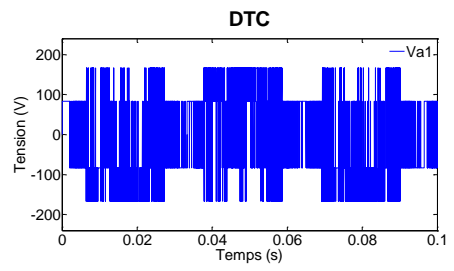
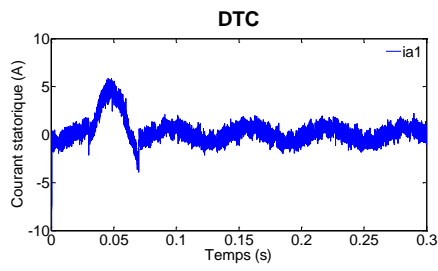


Onduleur à 03 Niveaux

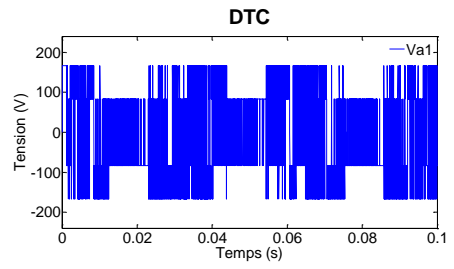
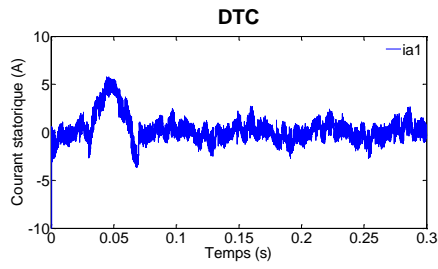


MLI Vectorielle

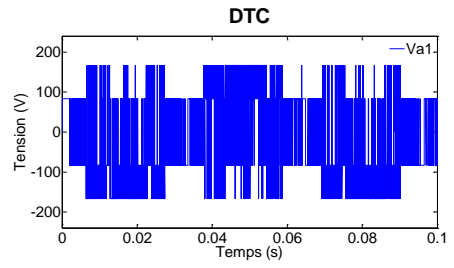
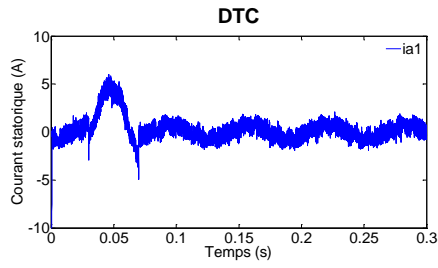
Figure (III.13): Flux statorique et la trajectoire du flux de la MSDE-AP



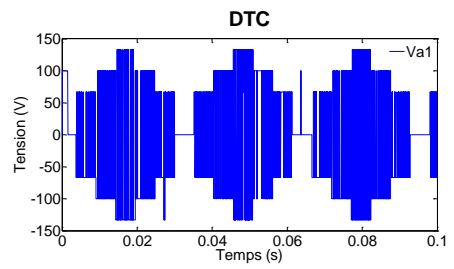
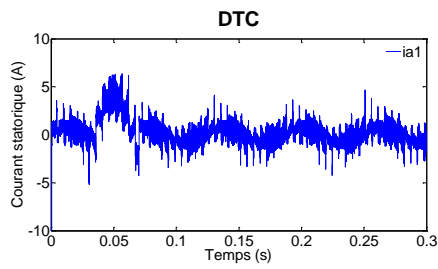
Classique 06 Secteurs



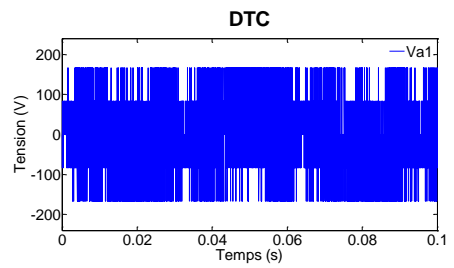
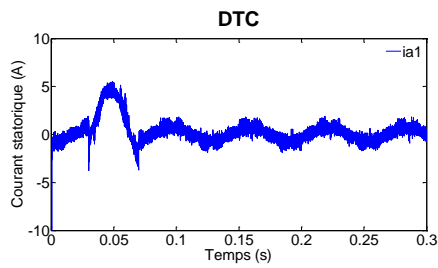
Modifie 06 Secteurs



Modifie12 Secteurs



Onduleur à 03 Niveaux



MLI Vectorielle

Figure (III.14): Courant et la tension statorique de la MSDE-AP

III.7 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Les résultats montrent le bon fonctionnement des estimateurs du flux et le couple, les réponses du couple électromagnétique et du flux lors du changement des consignes du couple et du flux très rapides.

DTC classique:

- Les ondulations au niveau du couple électromagnétique de $[-3 \quad 2.75]$ N.m.
- la trajectoire de flux statorique est circulaire.
- La forme du courant statorique produit à pratiquement une forme sinusoïdale.
- La qualité du courant présente des ondulations faisant appel aux bruits quand le moteur fonctionne en charge.

DTC modifié:

- On remarque qu'il n'y a pas une grande différence entre le couple électromagnétique de cette stratégie et celui de la DTC classique.
- Le cercle de la trajectoire homogène par rapport à la DTC classique.
- Le temps de réponse de flux statorique est rapide par rapport à la DTC classique.

DTC avec onduleur à 3 niveaux:

- Moins d'ondulation au niveau du couple, n'existe aucune déformation de couple.
- Moins d'ondulation au niveau du flux statorique, n'existe aucune déformation de flux.
- Le cercle de la trajectoire homogène par rapport à la DTC classique.

DTC avec MLI Vectorielle:

- Une réduction considérable au niveau des ondulations du couple électromagnétique de $[-3 \quad 2.75]$ N.m dans la DTC classique à de $[-2.05 \quad 1.65]$ N.m dans la DTC par MLI Vectorielle.
- Moins d'ondulation au niveau des ondulations du flux statorique.
- Le cercle de la trajectoire homogène par rapport à la DTC classique.

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes stratégies appliquée sur la DTC, tel que:

- Un décalage zonal.
- Augmentation du nombre des zones.
- Onduleur à trois niveaux.
- La technique MLI vectorielle.

Ces structures permettent une réduction des ondulations observées sur le couple et le flux statorique et par conséquent une réduction des harmoniques, des pertes électrique et des vibrations.

La premier et deuxième structure est permet de corriger les ondulations observées sur le couple et le flux statorique.

La troisième structure est réservée pour les puissances élevées. On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation de ce type d'onduleurs à 3-niveaux de structure NPC (et donc d'onduleurs à n-niveaux) sont nombreux, on peut citer entre autre, l'augmentation de la puissance de l'installation, la diminution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie.

La quatrième structure est la meilleure solution pour améliorer la commande directe du couple classique.

**Commande
directe du
couple
floue
de la
MSDE-AP**

Chapitre IV

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

FLOUE DE LA MSDE-AP

IV.1 INTRODUCTION

Aujourd'hui, la logique Floue (en anglais Fuzzy Logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle ayant un grand champ d'application dans divers domaines: le contrôle, l'automatisme, la robotique...etc. En effet il s'agit d'une nouvelle méthode de traitement des problèmes de réglage, de contrôle et des prises de décision [Che 98].

Cependant, les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur L.ZADEH de l'université de Californie de Berkeley. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 et 0) ont commencé à se répandre sur large échelle, par contre la logique floue permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre un et zéro. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, les jurisprudences ou la médecine, dont le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

Dès 1975, apparaissent les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985, ce sont les japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande, tout récemment, aussi en Europe, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue.

IV.2 DIFFÉRENCE ENTRE ENSEMBLE FLOU ET ENSEMBLE BOOLÉEN

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique F à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Considérons l'exemple suivant, [Zid 03]:

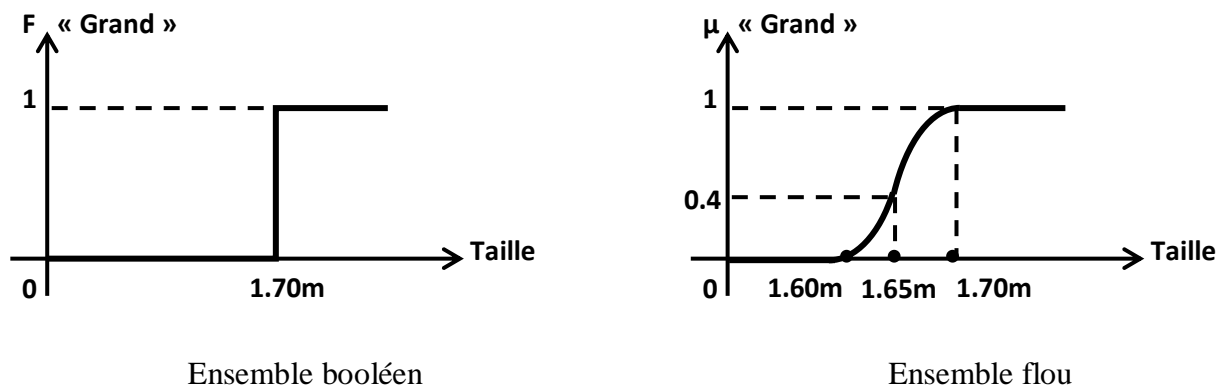


Figure (IV.1): Représentation de « Grand » dans le cas booléen et flou

IV.3 ENSEMBLES FLOUS

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que le Professeur L. ZADEH a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée sur la *figure(IV.2)*, [Tac 97].

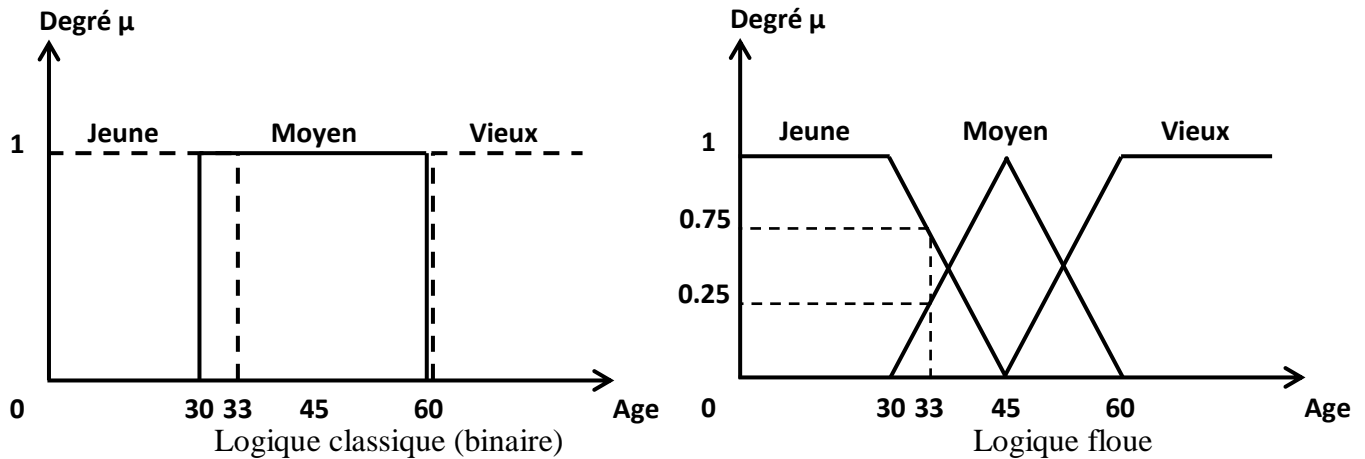


Figure (IV.2): Classification des humains selon leur âge

Ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante:

- Variable linguistique : Age ;
- Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...
- Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...
- Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...) ;
- Fonction d'appartenance : $\mu_c(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$) ;
- Degré d'appartenance : a.

IV.4 THÉORIE DES ENSEMBLES FLOUS

IV.4.1 VARIABLES LINGUISTIQUES

On désigne par variables linguistiques les termes utilisés lors de la description d'une situation, un phénomène tel que la température, l'âge, la vitesse, la position ...etc.

L'expression de cette opération sera debout, accroupi, assis ou allongé pour décrire des positions, pour la discrétion d'un procédé, elle sera formulée en général avec une succession de conditions suivies d'opérations tel que :

Si condition 1, alors opération 1, OU

Si condition 2, alors opération 2, OU

....

Si condition n, alors opération n, OU

IV.4.2 LES FONCTIONS D'APPARTENANCE

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur est comprise entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes:

- **Fonction triangulaire:** L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$\mu(x) = \max \left[0, \min \left(\frac{\mu - a}{b - a}, \frac{c - \mu}{c - b} \right) \right] \quad (IV.1)$$

- **Fonction trapézoïdale:** Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max \left[0, \min \left(\frac{\mu - a}{b - a}, 1, \frac{d - \mu}{d - c} \right) \right] \quad (IV.2)$$

- **Fonction gaussienne:** Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$.

$$\mu(u) = \exp \left[- \left(\frac{u - m}{2\sigma} \right)^2 \right] \quad (IV.3)$$

- **Fonction en forme de cloche:** Elle est définie par deux paramètres $\{u_0, a\}$.

$$\mu(u) = \frac{1}{1 + \left(\frac{u - u_0}{a} \right)^2} \quad (IV.4)$$

- **Fonction d'appartenance singleton:** Elle est définie par un paramètre u_0 .

$$\mu(u) = \begin{cases} 1 & \text{si } u = u_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (IV.5)$$

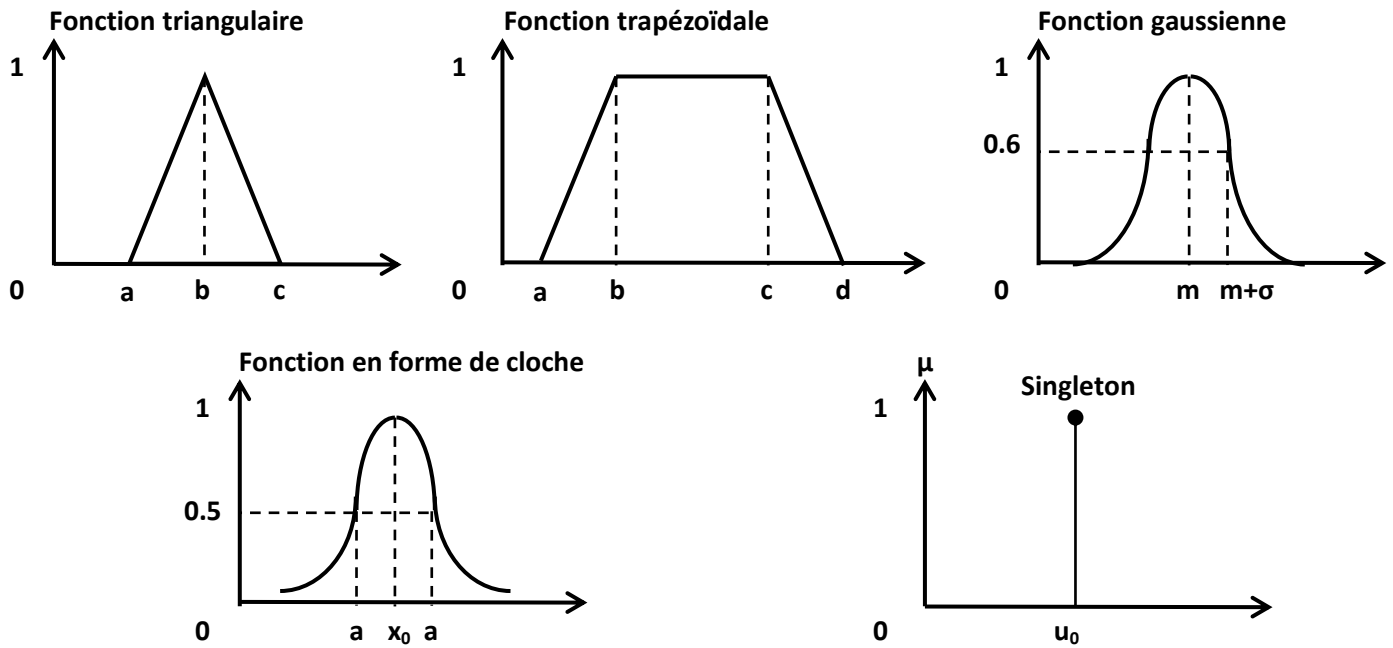


Figure (IV.3): Formes usuelles des fonctions d'appartenance

IV.4.3 OPÉRATION EN LOGIQUE FLOUE

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs « ET » ou « OU ». Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques.

Les opérateurs les plus importants sont: l'intersection, l'union et le complément. De nombreuses possibilités existent pour ces opérations.

Soit A et B deux ensembles flous dont μ ayant respectivement et μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance.

IV.4.3.1 COMPLÉMENT D'UN ENSEMBLE (FONCTION NÉGATION)

La fonction d'appartenance *non* ($\mu_A(x)$) du complément de l'ensemble flou A est définie par:

$$non(\mu_A(x)) = 1 - \mu_A(x) \tag{IV.6}$$



Figure (IV.4): Fonction d'appartenance de l'opérateur NON

IV.4.3.2 INTERSECTION DE DEUX ENSEMBLES (FONCTION «ET»)

De nombreuses possibilités existent, la première proposition, la proposition de ZADEH, est encore aujourd’hui souvent utilisée la fonction minimum. Son interprétation de deux ensembles qu’à chacun de ceux-ci, comme le montre la *figure(IV.5)*.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{IV.7}$$

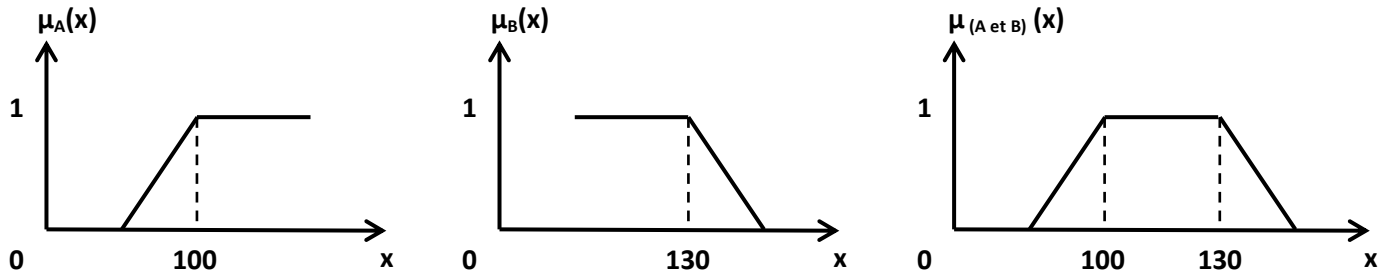


Figure (IV.5): Fonction d'appartenance de l'opérateur « ET »

IV.4.3.3 UNION DE DEUX ENSEMBLES (FONCTION « OU »)

Parmi les choix possibles c’est généralement la fonction maximum qu’on utilise. La fonction d’appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l’union A ou B est définie pour tout $x \in U$ par:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{IV.8}$$

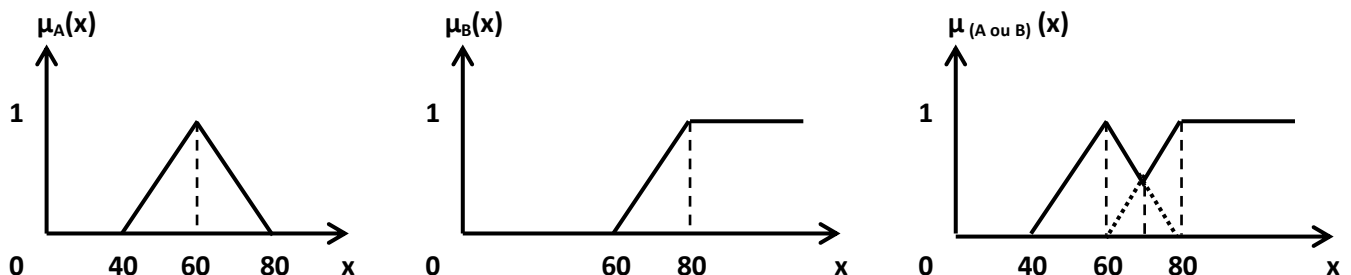


Figure (IV.6): Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU »

IV.4.3.4 LE PRODUIT CARTÉSIEN

Soient A_1, A_2, \dots, A_n des ensembles flous dans U_1, U_2, \dots, U_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n est un ensemble flou dans l’espace produit de U_1, U_2, \dots, U_n , ayant pour fonction d’appartenance:

$$\mu_{A_1, A_2, \dots, A_n}(U_1, U_2, \dots, U_n) = \min[\mu_{A_1}(U_1), \mu_{A_2}(U_2), \dots, \mu_{A_n}(U_n)] \tag{IV.9}$$

IV.4.4 IMPLICATION FLOUE

Considérons une règle floue de la forme « Si x est A alors y est B », construite à partir de deux variables linguistiques (x, T(x), U) et (y, T(y), V). On se propose de quantifier la force de la liaison entre la prémisse et la conséquence de cette règle. Pour cela on définit une implication floue associée aux règles floues définies à partir des deux univers U et V.

La valeur de vérité de cette proposition floue est définie par la fonction d'appartenance U_R d'une relation floue R entre U et V.

Il n'existe pas une façon unique de définir l'implication floue. L'implication la plus utilisée dans la commande floue est celle de MAMDANI définie par:

$$\forall(u, v) \in U \times V; \mu_{RM}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v)) \tag{IV.10}$$

Et aussi celle de LARSEN définit comme suit:

$$\forall(u, v) \in U \times V; \mu_{RL}(u, v) = \mu_A(u) * \mu_B(v) \tag{IV.11}$$

IV.5 RÉGLAGE ET COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

Il est à noter que notre vie quotidienne, la plupart des informations sur les quelle ce basent nos décisions sont plutôt linguistiques que numériques dans leur nature.

Les règles de contrôles flous apportent un outil naturel pour la caractérisation du comportement humain et l'analyse décisionnelle ; de plusieurs experts ont trouvés que les ensembles des règles de contrôle flou constituent une manière convenable pour exprimer des connaissances en se basant sur un vocabulaire symbolique [Gal 92].

IV.5.1 LA STRUCTURE D'UN RÉGULATEUR FLOU

La structure conventionnelle d'une commande floue [Min 97, Son 04] est présentée par *figure(IV.7)*. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions son données ci-dessous.

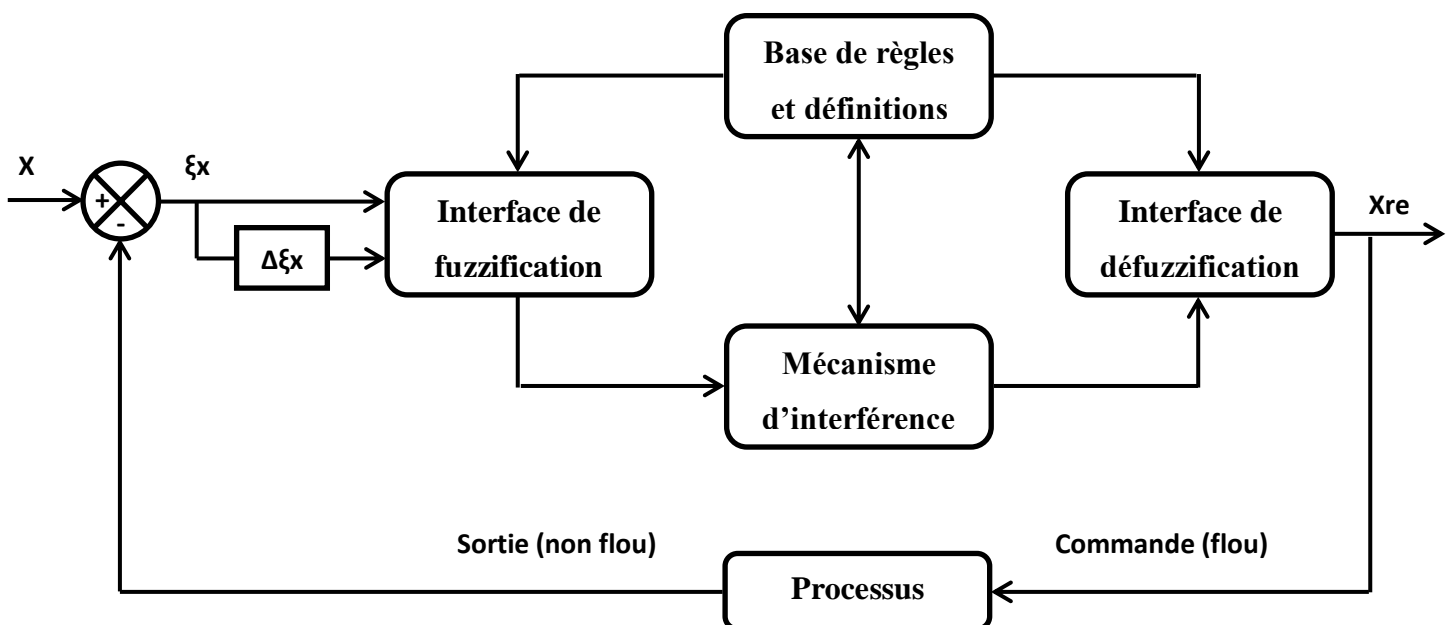


Figure (IV.7): La structure d'une commande utilise de la logique floue.

IV.5.2 LA FUZZIFICATION

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or le traitement de ces données basées sur la théorie des ensembles flous nécessite une procédure de fuzzification. La fuzzification est une démarche qui transforme une mesure en une évaluation de valeur subjective. De là, elle peut être définie comme une cartographie d'un espace d'entrée observé sur des ensembles flous dans un univers de discours. La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées et de sortie. Dans le cas de réglage par la logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance *figure(IV.8)*.

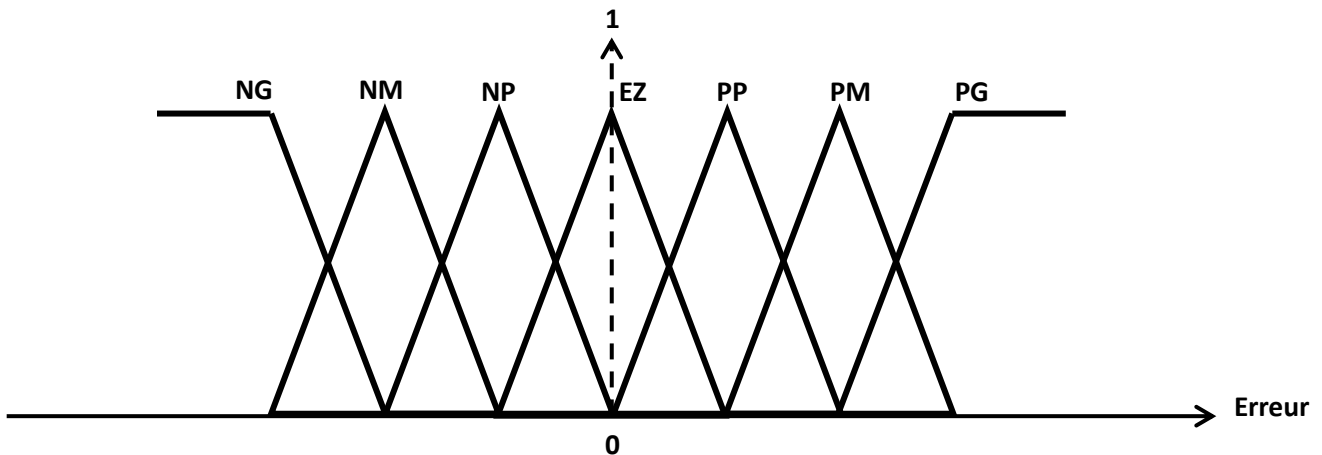


Figure (IV.8): Fonction d'appartenance avec sept classes

NG: négatif grand, NM: négatif moyenne, NP: négatif petit, PM: positif moyen, PG: positif grand.

IV.5.3 BASE DE RÈGLE

Un ensemble flou est caractérisé par un ensemble d'expression linguistique (règles) basé sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme des règles « Si – Alors » simple à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'appelle la base de règles ou ensembles des règles d'un régulateur flou, dans cette partie, on va essayer de détailler les points relatifs aux règles floues, à savoir le choix des variables d'entrée, des variables de sortie, les variables linguistiques, les règles d'inférences floues, l'implication et la défuzzification.

IV.5.4 JEUX DES RÈGLES

L'analyse temporelle qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou peut être définie par la réponse à un échelon et les objectifs fixés par le cahier de charges. Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon *figure(IV.9)* et pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante:

- 1) Si ($e = PG$) et ($de = EZ$) alors ($du = PG$)(départ commande importante).

- 2) Si ($e = PG$) et ($de = NP$) alors ($du = PM$) (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre).
- 3) Si ($e = PM$) et ($de = NP$) alors ($du = PP$) (très faible augmentation de u pour ne pas dépasser).
- 4) Si ($e = PP$) et ($de = NP$) alors ($du = EZ$) (convergence vers l'équilibre correct).
- 5) Si ($e = EZ$) et ($de = NP$) alors ($du = NP$) (freinage du processus).
- 6) Si ($e = NP$) et ($de = NP$) alors ($du = NM$) (freinage et inversion de la variation de la commande).
- 7) Si ($e = NM$) et ($de = EZ$) alors ($du = NM$) (rappel du processus vers l'équilibre correct).
- 8) Si ($e = NP$) et ($de = PP$) alors ($du = EZ$) (convergence vers l'équilibre correcte).
- 9) Si ($e = EZ$) et ($de = EZ$) alors ($du = EZ$) (équilibre).

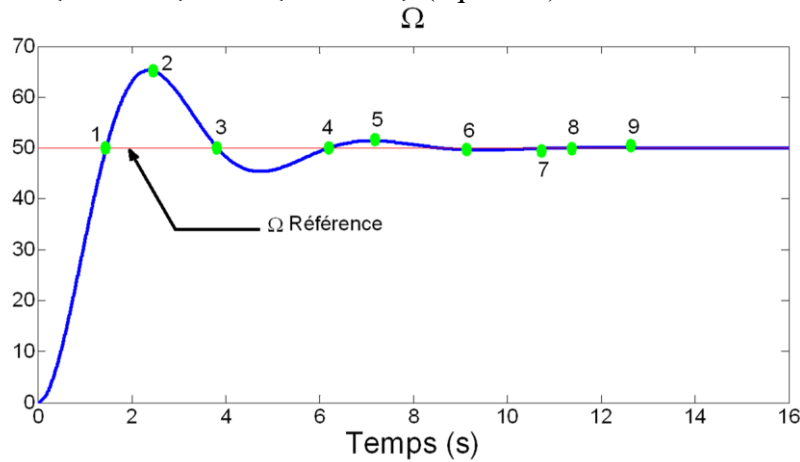


Figure (IV.9): Ecriture des jeux de règles grâce à une analyse temporelle

IV.5.5 INFÉRENCE FLOUE

Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités à savoir la description linguistique et symbolique ou l'utilisation des tableaux et matrices d'inférence. Le grand intérêt de cette méthode est la possibilité de regrouper les règles en une matrice. C'est une représentation graphique. A l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie, définie par une règle d'inférence. Dans les règles floues interviennent les opérateurs « et » et « ou ». L'opérateur « et » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « ou » lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs. Pour le réglage par la logique floue, on distingue les méthodes suivantes:

- régulateur de type MAMDANI (méthode d'inférence maximum – minimum: max – min)
- régulateur de type LARSEN (méthode d'inférence maximum – produit : max – prod).
- méthode de SUGENO.

IV.5.6 DÉFUZZIFICATION

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément qu'elle doit être l'action sur le processus. En effet le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « petit » ou « grand » ...etc., on doit lui envoyer une valeur physique. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont: méthode du maximum, méthode de la moyenne des maxima, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées.

IV.5.6.1 MÉTHODE DU MAXIMUM

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

IV.5.6.2 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.

IV.5.6.3 MÉTHODE DU CENTRE DE GRAVITÉ

Cette méthode est plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité \bar{y} de la fonction d'appartenance issue de l'inférence.

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation (IV. 12):

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (IV. 12)$$

IV.5.6.4 MÉTHODE DES HAUTEURS PONDÉRÉES

Cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (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 :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (IV. 13)$$

Où : M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i

\bar{y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou du variable de sortie associé à la règle R_i .

BRAAE et RUTHERFORD ont présenté une analyse détaillée de plusieurs stratégies de

défuzzification et ils ont conclu que la méthode du centre de gravité donne des résultats meilleurs que les autres.

IV.6 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE SUR LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Dans la commande directe du couple classique, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutations des interrupteurs de l'onduleur de tension sans aucune distinction entre une erreur très grande ou relativement petite. Ainsi l'état de commutation choisi dans le cas d'une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple ou du flux est le même que durant le fonctionnement normal. Il en résulte durant ces régimes transitoires des réponses moins rapides du système, par contre si le vecteur tension est sélectionné en prenant compte les amplitudes et les signes des erreurs du couple et du flux et pas seulement leurs signes, alors les réponses des systèmes durant le démarrage et lors des changements de la commande du flux ou du couple peuvent être fortement améliorés.

La DTC classique utilise les signes des erreurs du couple et du flux (quelque soient très grande ou très petite) pour déterminer les états des interrupteurs. Les termes « très grande » ou « très petite » sont des termes vagues et imprécis qui renferment une notion de flou ; il semble donc naturel d'utiliser un contrôleur flou.

Un régulateur flou convertit un ensemble de règles linguistiques, basé sur les connaissances d'un expert, en une stratégie de commande automatique. Les performances de ce type de réglages sont souvent meilleures que seules obtenues avec des contrôleurs conventionnelles surtout lorsque les informations sur le système sont inexactes ou incertaines. Nous proposons dans ce chapitre une amélioration de la commande directe du couple basée sur la logique floue, où les deux régulateurs à hystérésis et la table de commutation sont remplacés par un contrôleur flou. Le contrôleur flou étudié possède trois variables d'états flous en entrée et une variable de commande en sortie pour réaliser une commande à couple et flux constants. Chaque variable est représentée par des ensembles flous. Le nombre des ensembles flous pour chaque variable est choisi pour obtenir une commande performante avec un nombre minimal des règles floues.

La première variable floue, constituée de (deux ou trois) ensembles flous, est une différence entre l'amplitude du flux de référence et le flux estimé. La deuxième variable floue est constituée de (trois ou cinq) ensembles flous, est la différence entre le couple de référence et le couple estimé. La troisième variable floue est l'angle entre le flux statorique et les axes de référence «angle du flux statorique».

IV.6.1 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE SUR LA DTC CLASSIQUE 06

SECTEURS

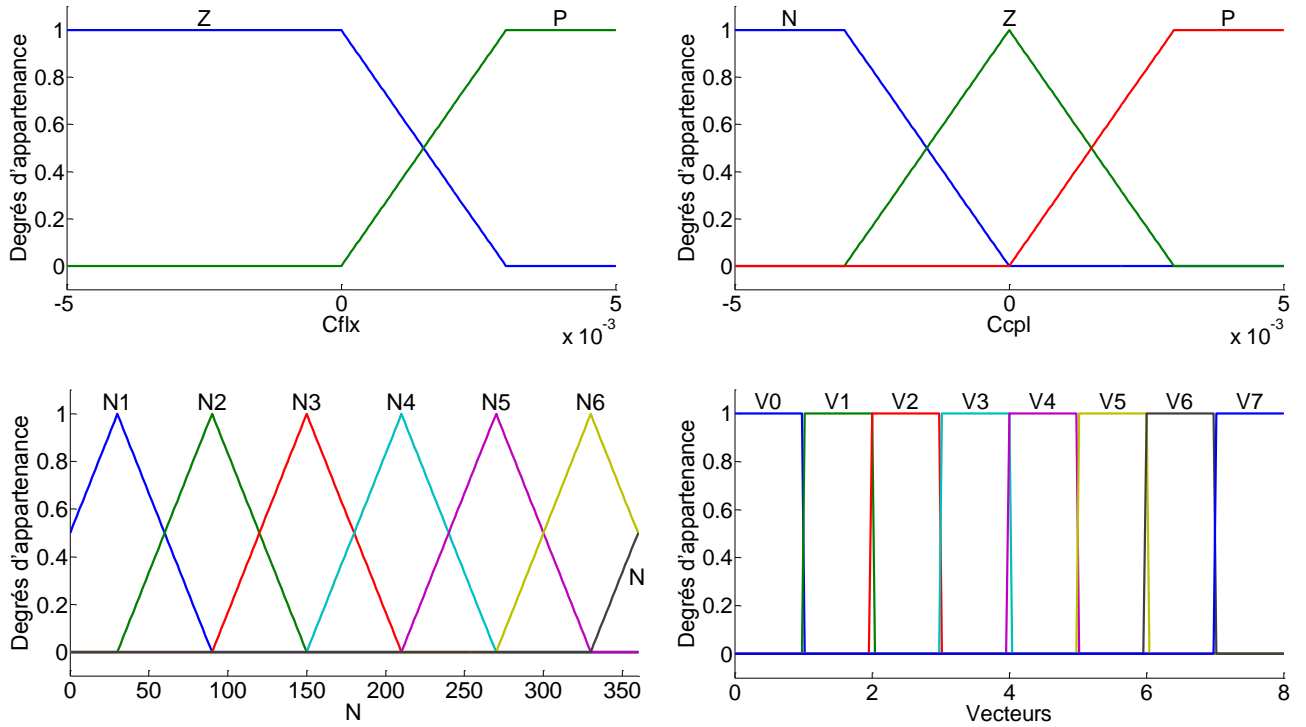


Figure (IV.10): Fonctions d'appartenance de la DTCF classique 06 secteurs

N		1	2	3	4	5	6
Cflx = P	Ccpl = P	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Ccpl = Z	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	Ccpl = N	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
Cflx = Z	Ccpl = P	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Ccpl = Z	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	Ccpl = N	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau (IV.1): Table de commutation de la DTCF classique 06 secteurs

IV.6.2 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE SUR LA DTC MODIFIE 06 SECTEURS

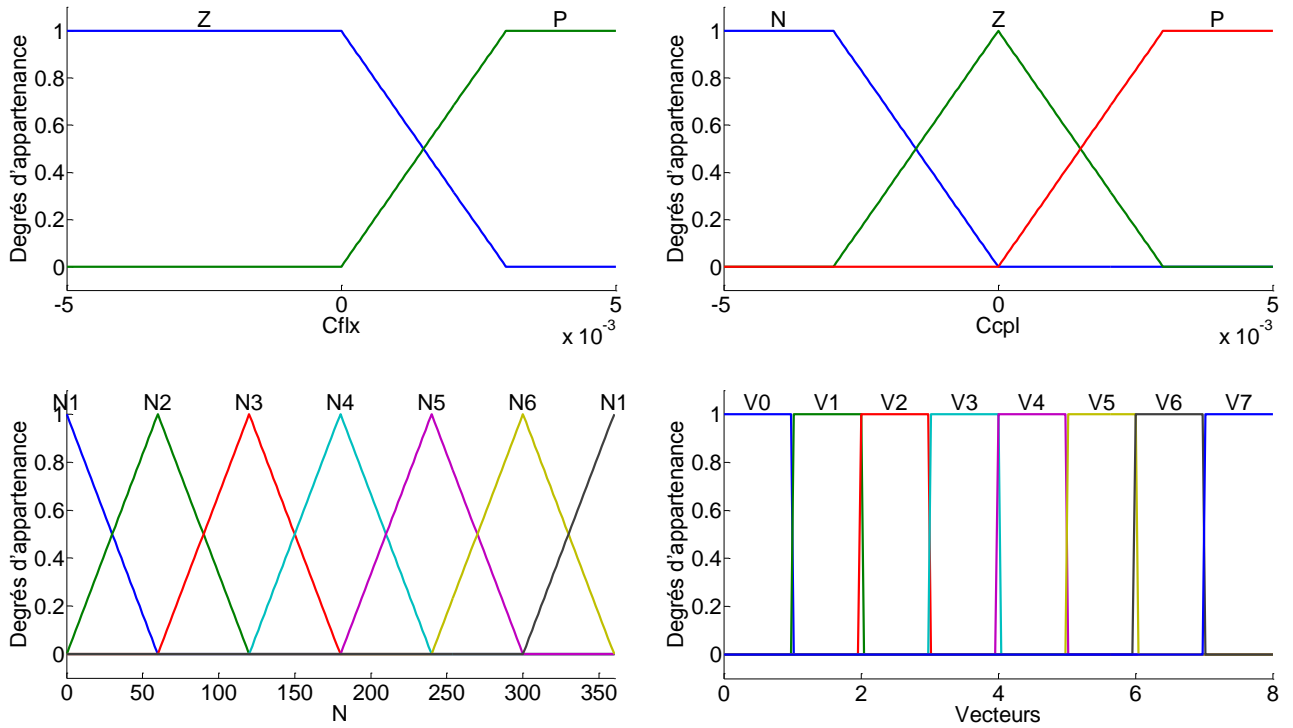


Figure (IV.11): Fonctions d'appartenance de la DTCF modifiée 06 secteurs

N		1	2	3	4	5	6
Cflx = P	Ccpl = P	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Ccpl = Z	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	Ccpl = N	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
Cflx = Z	Ccpl = P	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃
	Ccpl = Z	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	Ccpl = N	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau (IV.2): Table de commutation de la DTCF modifiée 06 secteurs

IV.6.3 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE SUR LA DTC MODIFIE 12 SECTEURS

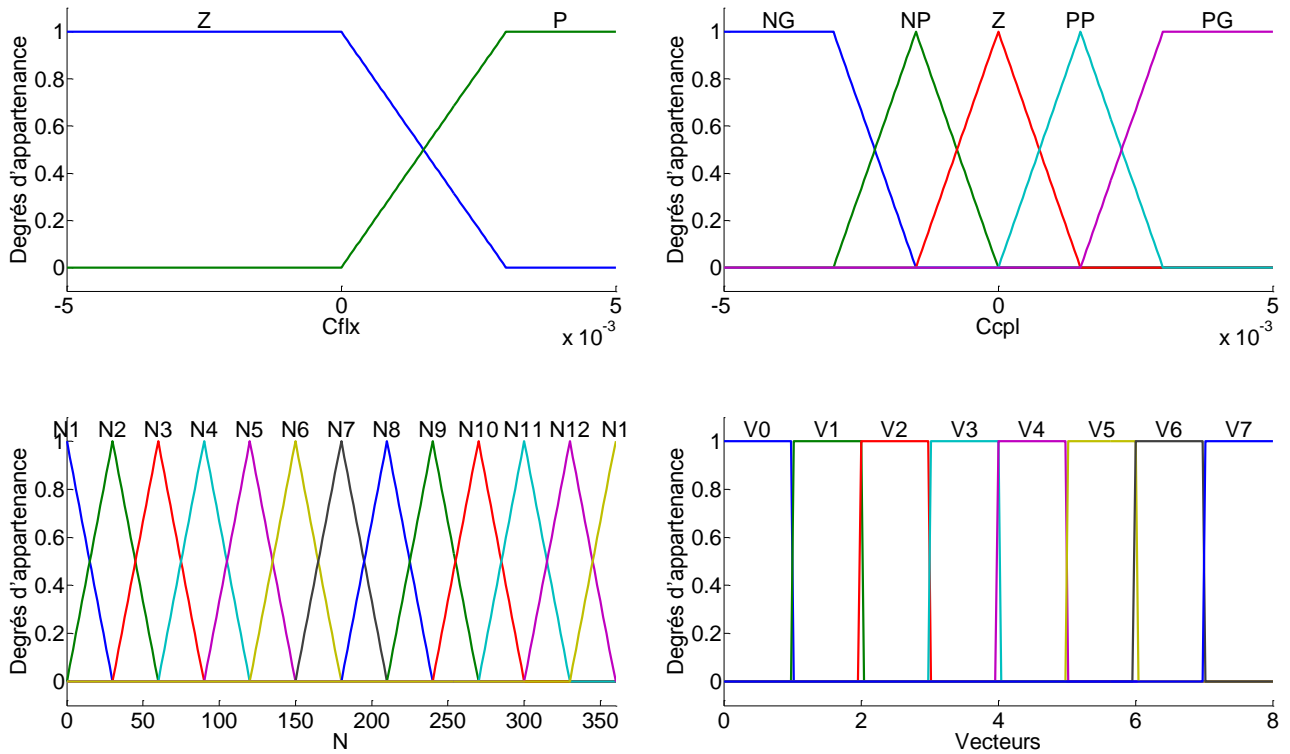


Figure (IV.12): Fonctions d'appartenance de la DTCF modifiée 12 secteurs

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cflx = P	Ccpl = PG	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	Ccpl = PP	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁
	Ccpl = Z	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀
	Ccpl = NP	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	Ccpl = NG	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
Cflx = Z	Ccpl = PG	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	Ccpl = PP	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃
	Ccpl = Z	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇
	Ccpl = NP	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	Ccpl = NG	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Tableau (IV.3): Table de commutation de la DTCF modifiée 12 secteurs

IV.6.4 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE SUR LA DTC CLASSIQUE 12

SECTEURS AVEC ONDULEUR À 03 NIVEAU

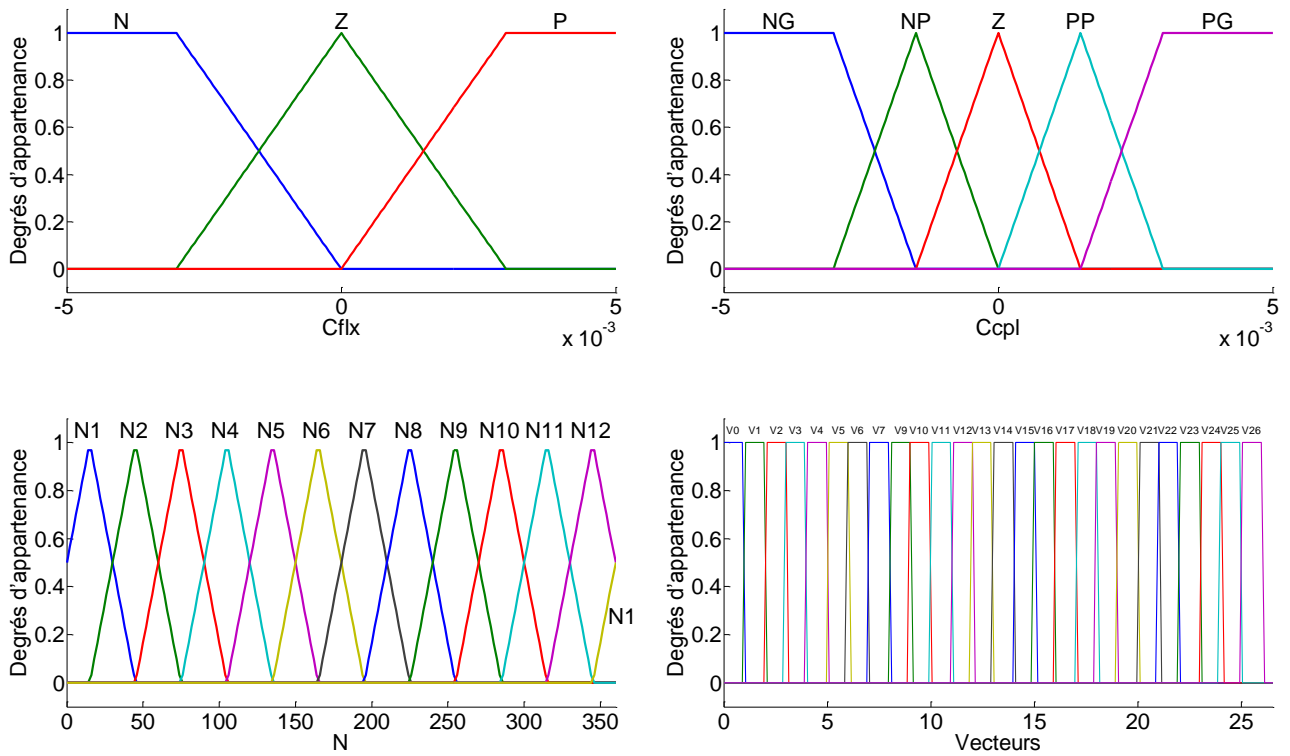


Figure (IV.13): Fonctions d'appartenance de la DTCF classique 12 secteurs avec onduleur à 03 Niveau

Cflx	Ccpl	N											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
P	PG	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅
	PP	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁
	Z	Vecteur nul											
	NP	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆
	NG	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀
Z	PG	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂
	PP	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂
	Z	Vecteur nul											
	NP	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄
	NG	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄

N	PG	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆
	PP	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂
	Z	Vecteur nul											
	NP	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅
	NG	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉

Tableau (IV.4): Table de commutation de la DTCF classique 12 secteurs avec onduleur à 03 Niveau

IV.6.5 APPLICATION DU CONTRÔLEUR FLOU À LA BANDE D'HYSTÉRÉSIS DU COUPLE SUR LA DTC PAR MLI VECTORIELLE

Pour améliorer les performances du système au niveau du couple, on a substitué l'hystérésis classique à trois niveaux par un contrôleur flou.

La figure(IV.14) montre le contrôleur flou proposé.

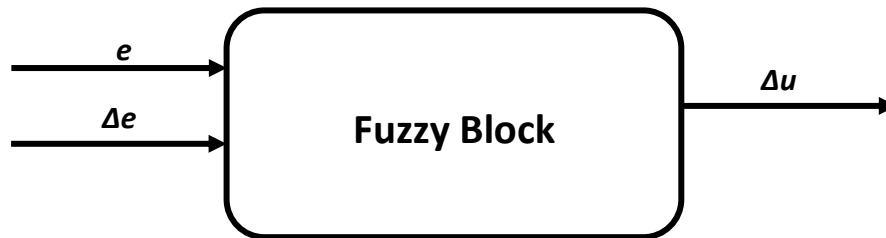


Figure (IV.14): Contrôleur flou proposé

Les entrées du contrôleur flou choisies sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} e(k + 1) = \text{référence} - \text{sortie du processus} \\ \Delta e(k + 1) = e(k + 1) - e(k) \end{array} \right. \quad (IV. 14)$$

Les formes des sous-ensembles flous relatifs e , Δe et ΔC_{em} sont représentées sur la figure(IV.15).

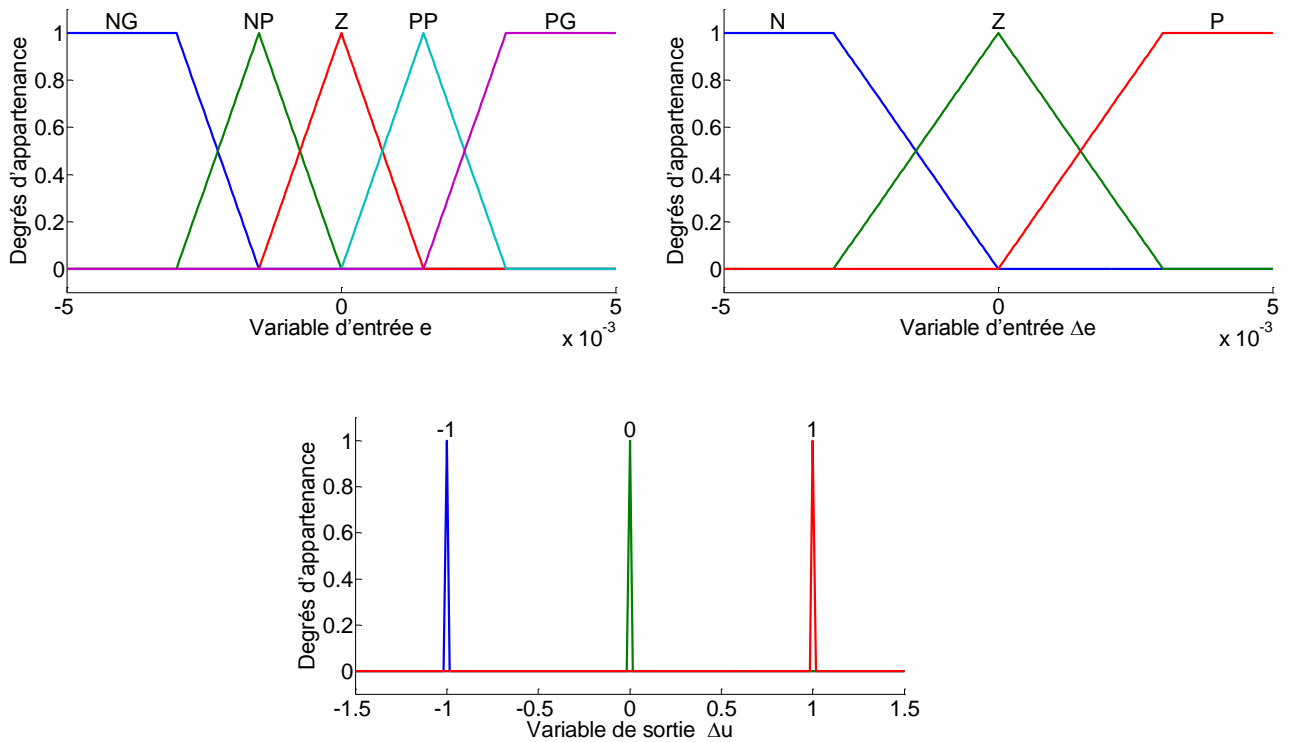


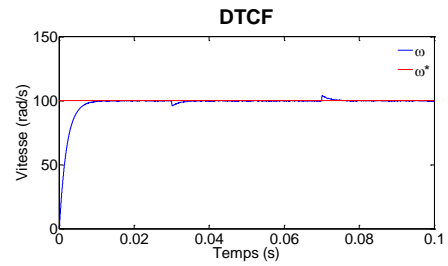
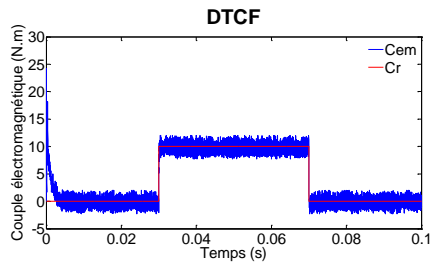
Figure (IV.15): Distribution des sous-ensembles flous relatifs à e , Δe et ΔC_{em}

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table des règles du contrôleur flou ci-dessous.

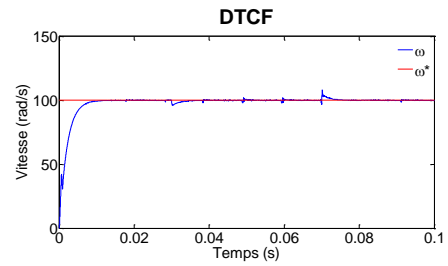
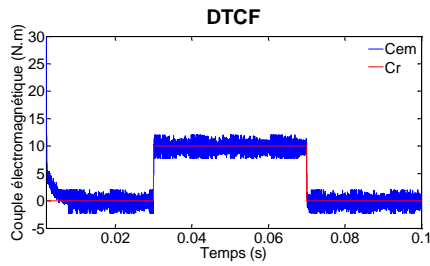
		e				
		NG	NP	Z	PP	PG
Δe	Δu					
	N	-1	-1	0	1	1
	Z	-1	0	0	0	1
P		0	0	0	0	0

Tableau (IV.5): Table de contrôleur flou d'hystérésis à trois niveaux

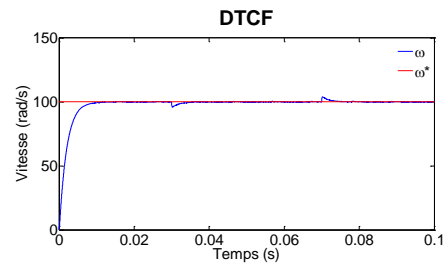
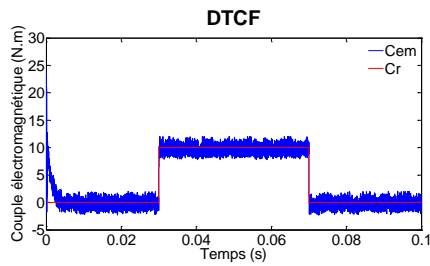
IV.7 RÉSULTATS DE SIMULATION



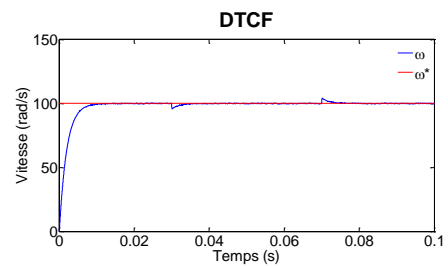
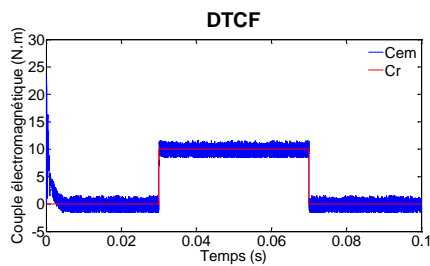
Classique 06 Secteurs



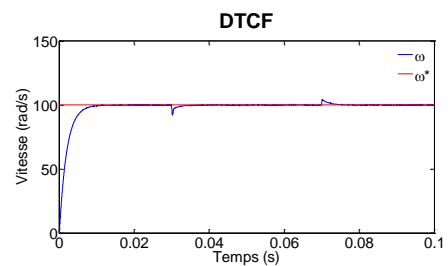
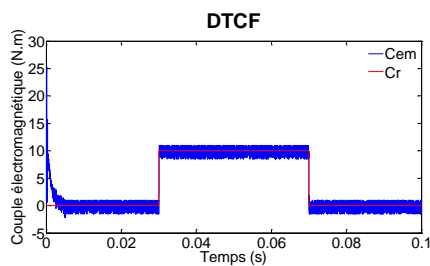
Modifie 06 Secteurs



Modifie12 Secteurs

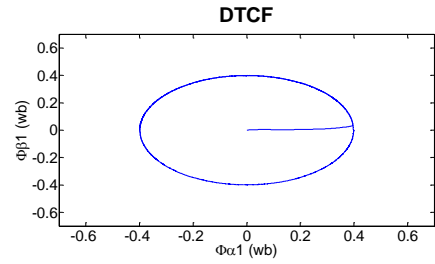
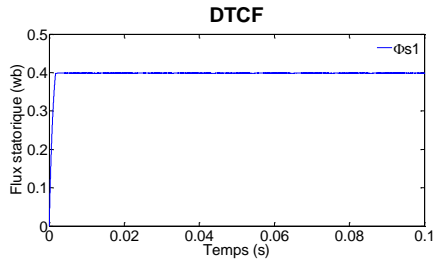


Onduleur à 03 Niveaux

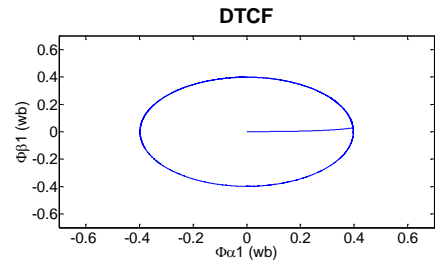
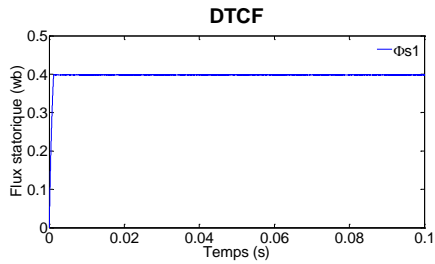


MLI Vectorielle

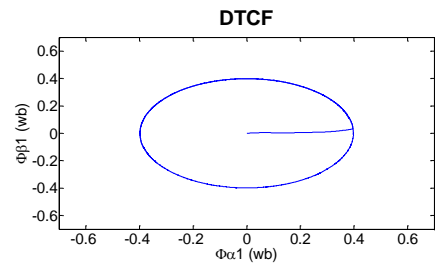
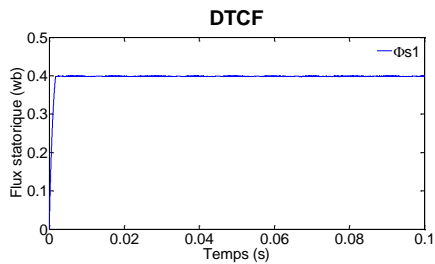
Figure (IV.16): Couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la MSDE-AP



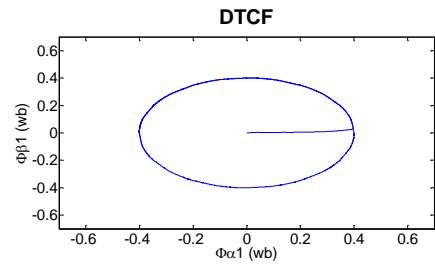
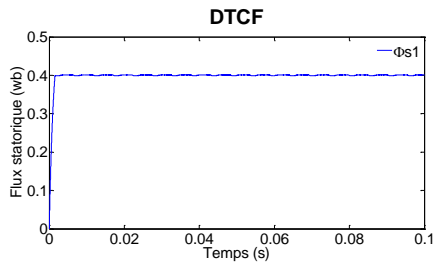
Classique 06 Secteurs



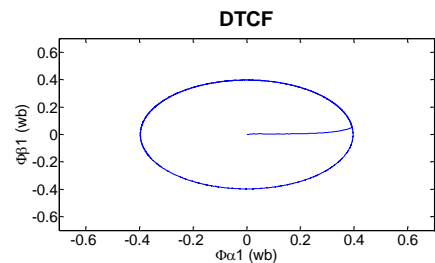
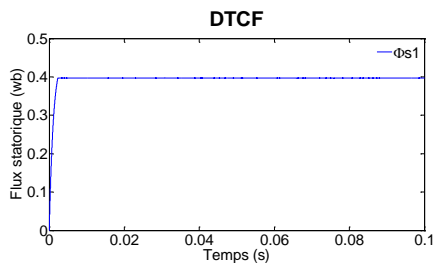
Modifie 06 Secteurs



Modifie 12 Secteurs

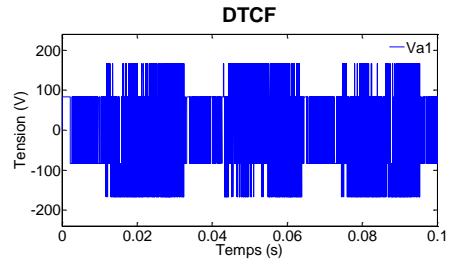
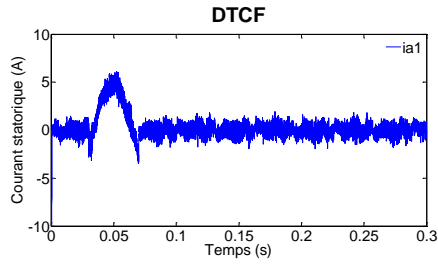


Onduleur à 03 Niveaux

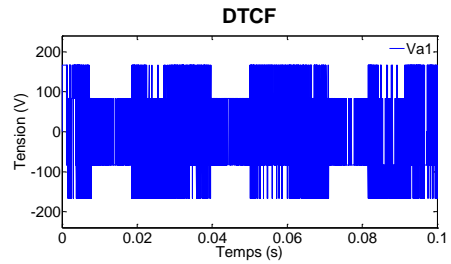
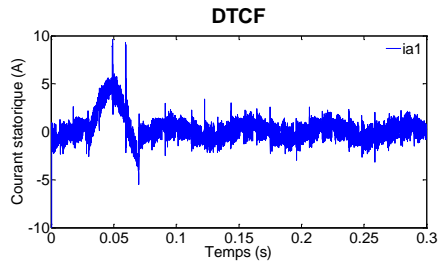


MLI Vectorielle

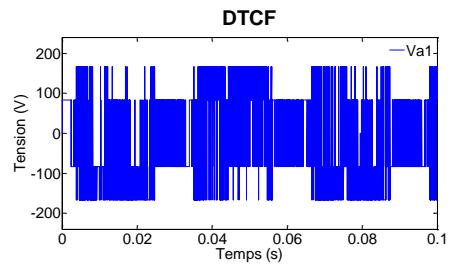
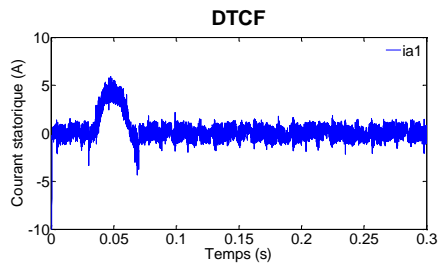
Figure (IV.17): Flux statorique et la trajectoire du flux de la MSDE-AP



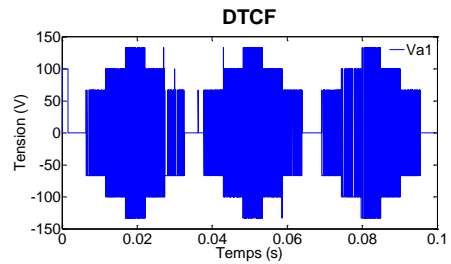
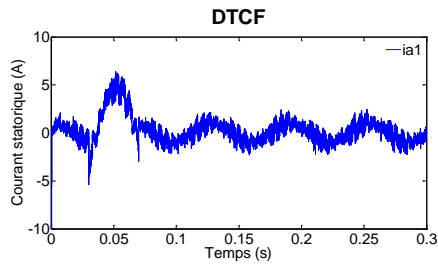
Classique 06 Secteurs



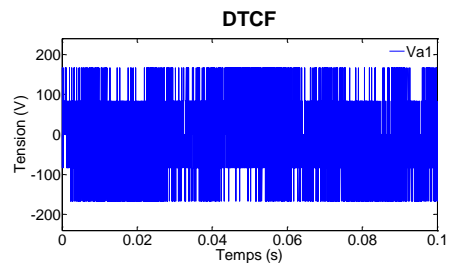
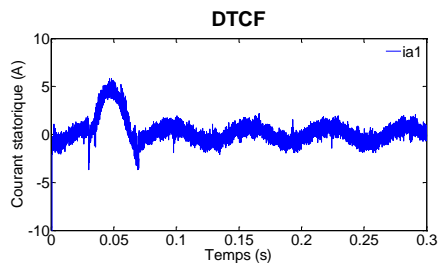
Modifie 06 Secteurs



Modifie12 Secteurs



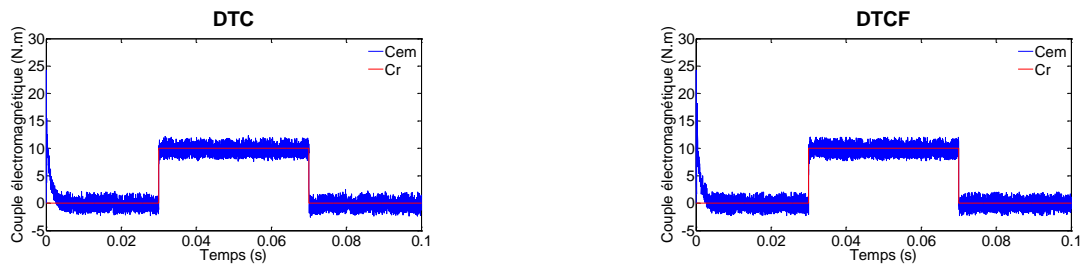
Onduleur à 03 Niveaux



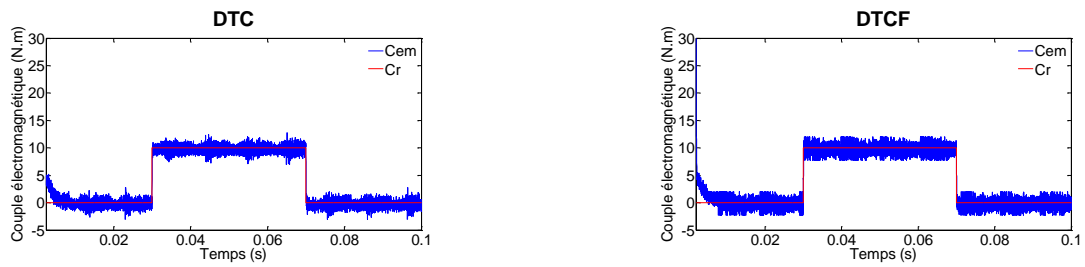
MLI Vectorielle

Figure (IV.18): Courant et la tension statorique de la MSDE-AP

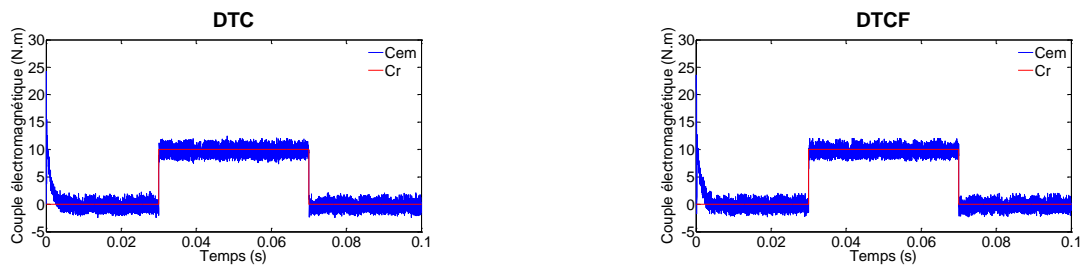
Comparaison entre DTC et DTCF



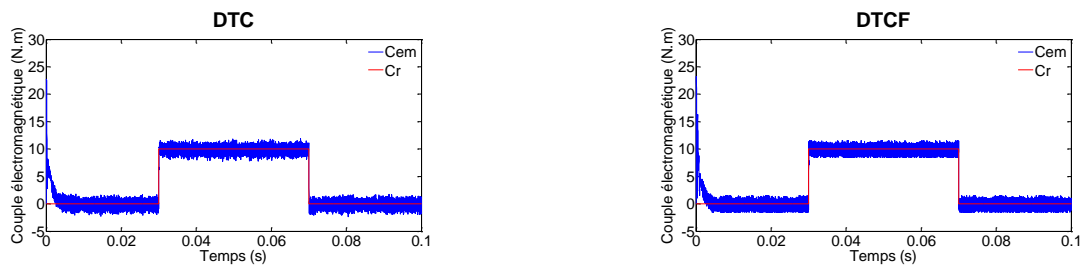
Classique 06 Secteurs



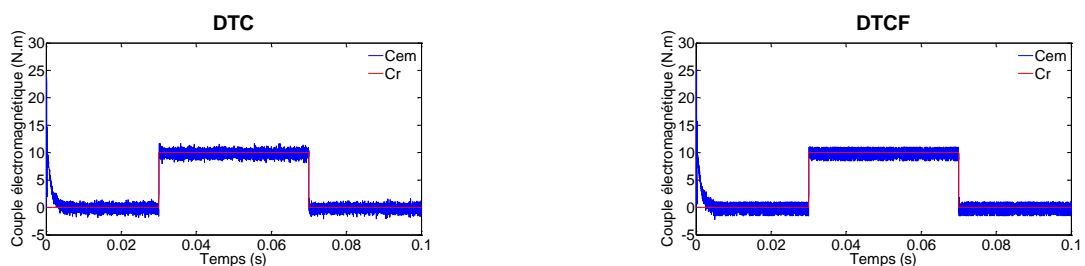
Modifie 06 Secteurs



Modifie 12 Secteurs



Onduleur à 03 Niveaux



MLI Vectorielle

Figure (IV.19): Couple électromagnétique entre DTC et DTCF de la MSDE-AP

IV.8 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Le Tableau suivant présente les différentes stratégies appliquées sur la DTC et la DTFCF:

	Ondulation du couple (N.m)	
	DTC	DTFCF
Classique 06 Secteurs	[-3 2.75]	[-2.25 2]
Modifie 06 Secteurs	[-3 2.75]	[-2.25 2]
Modifie 12 Secteurs	[-3 2.75]	[-2.25 2]
Onduleur à 03 Niveaux	[-2.75 2.75]	[-1.5 1.5]
MLI Vectorielle	[-2.05 1.65]	[-1.5 1]

Tableau (IV.6): Comparaison entre les différentes stratégies appliquées sur la DTC et la DTFCF

IV.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté l'effet de la logique floue pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple.

On a remplacé la table de la DTC par une table floue pour avoir la possibilité d'augmenter, diminuer et fixer le couple et le flux d'une façon compatible ou le cahier de charge.

La commande directe du couple floue étudiée dans ce chapitre pour améliorer les performances suivantes:

- Vis-à-vis des ondulations du couple électromagnétique la commande directe du couple floue a ramené les ondulations entre [-1.5 1] N.M.
- Au niveau de la qualité du flux électromagnétique est toujours stable et limité.
- L'allure du courant électrique de ligne est pratiquement sinusoïdale variant entre 1,25A et -1,25A.

L'objectif de cette partie était de voir l'apport de la logique floue dans la minimisation des ondulations du couple de la MSDE-AP commandée par la technique DTC.

Conclusion générale

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons présenté le contrôle de la machine synchrone double étoile à aimant permanent par la commande directe du couple (DTC). Cette dernière est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la DTC, est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. De plus une amélioration très significative des performances de la DTC classique a été réalisée suite à l'utilisation de plusieurs approches visant la minimisation des ondulations du couple de la MSDE-AP.

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit:

Nous avons établis un modèle mathématique d'écrivant a façon adéquate le fonctionnement de la machine est qui permis d'étudier son comportement dynamique et statique de cette machine. On ne peut parler de la commande de machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, Dans le même chapitre, on a étudié le convertisseur de fréquence et sa commande à savoir la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle, et on a montré les performances et les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale à partir d'une étude détaillé et à partir des résultats de simulation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé les principes du contrôle directe du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et du couple.

Dans le troisième chapitre, quatre méthodes de minimisation des ondulations du couple ont été étudiées et simulées. La première approche est basée sur la technique DTC-modifiée avec un décalage zonal. La deuxième approche est basée sur la technique DTC-modifiée avec un décalage zonal et augmentation du nombre des zones. La troisième approche utilise un onduleur à trois niveaux. La quatrième approche est appliquée la technique MLI vectorielle. La simulation des quatre approches a montré une nette amélioration des performances de la DTC-MSDE-AP. L'utilisation de la technique MLI vectorielle a abouti à une réduction des ondulations du couple et par ailleurs une amélioration des performances de la DTC.

Au niveau du quatrième chapitre, nous avons poursuivi l'amélioration de la commande DTC par l'application de la logique floue, en tenant en compte la qualité l'amélioration obtenues des performances dans le troisième chapitre et en comparaisons avec les performances désirées. Nous avons exposé les bases théoriques et les fondements de la logique floue, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche. Dans ce chapitre un changement a été effectué sur la table de sélection, les comparateurs à hystérésis et le détecteur zonal. Pour conclure notre travail, nous avons présenté une comparaison entre les différentes stratégies utilisées au dernier chapitre. Cette comparaison a montré que la DTCF a été la meilleure grâce à la flexibilité d'apprentissage. L'utilisation de la logique floue dans ce chapitre a pour l'objectif de traiter tous les cas possibles, elle a résolu le problème de la DTC classique, bien que cette approche nécessite un expert maîtrisant bien le système, tout en sachant qu'elle a donné des bons résultats.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande par DTC, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir:

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Elaboration d'une commande neuro-floue directe du couple avec la technique MLI vectorielle.
- L'utilisation d'un observateur/estimateur robuste permettant l'estimation de la vitesse rotorique de la MSDE-AP (filtre de KALMAN, techniques d'intelligence artificielle, etc...).
- Une validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation.
- Introduire la commande par mode glissant avec observateur.
- Comparaison entre l'application de cette stratégie au moteur asynchrone et au moteur synchrone.
- L'identification paramétrique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Annexe

Annexe

ANNEXE

LES PARAMÈTRES DE MACHINE SYNCHRONES DOUBLE ÉTOILE À AIMANT PERMANENT

✓ Tension nominale	$V_n = 100 \text{ v}$
✓ Résistance statorique	$R = 0.12 \Omega$
✓ Inductance cyclique	$L = 0.8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
✓ Inductance magnétisante	$M_{\text{mag}} = 0.3 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
✓ Moment d'inertie	$j = 5 \cdot 10^{-5} \text{ N.m.s}^2 / \text{ rad}$
✓ Coefficient de frottement	$f_r = 0 \text{ N.s} / \text{ rad}$
✓ Nombre paire de pôles	$P = 4$
✓ Flux permanent	$\phi_f = 0.394 \text{ Wb}$
✓ Angle de déphasage entre les deux étoiles	$\gamma = 30^\circ$

REPRÉSENTATION D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MACHINE

PLAN DE CONCORDIA ($\alpha_1\beta_1\alpha_2\beta_2$)

$$\begin{cases} V_{\alpha_1} = R \cdot i_{\alpha_1} + \frac{d\varphi_{\alpha_1}}{dt} \\ V_{\beta_1} = R \cdot i_{\beta_1} + \frac{d\varphi_{\beta_1}}{dt} \\ V_{\alpha_2} = R \cdot i_{\alpha_2} + \frac{d\varphi_{\alpha_2}}{dt} \\ V_{\beta_2} = R \cdot i_{\beta_2} + \frac{d\varphi_{\beta_2}}{dt} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha_1} = L \cdot i_{\alpha_1} + M_{mag} \cdot i_{\alpha_2} + \varphi_f \cdot \cos\theta \\ \varphi_{\beta_1} = L \cdot i_{\beta_1} + M_{mag} \cdot i_{\beta_2} + \varphi_f \cdot \sin\theta \\ \varphi_{\alpha_2} = L \cdot i_{\alpha_2} + M_{mag} \cdot i_{\alpha_1} + \varphi_f \cdot \cos\theta \\ \varphi_{\beta_2} = L \cdot i_{\beta_2} + M_{mag} \cdot i_{\beta_1} + \varphi_f \cdot \sin\theta \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{\alpha_1} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_1} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_2} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \cos\theta \\ i_{\beta_1} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_1} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_2} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \sin\theta \\ i_{\alpha_2} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_2} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_1} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \cos\theta \\ i_{\beta_2} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_2} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_1} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \sin\theta \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha_1}}{dt} = V_{\alpha_1} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_1} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_2} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \cos\theta \\ \frac{d\varphi_{\beta_1}}{dt} = V_{\beta_1} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_1} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_2} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \sin\theta \\ \frac{d\varphi_{\alpha_2}}{dt} = V_{\alpha_2} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_2} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\alpha_1} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \cos\theta \\ \frac{d\varphi_{\beta_2}}{dt} = V_{\beta_2} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_2} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{\beta_1} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \cdot \sin\theta \end{cases}$$

PLAN DE PARK ($d_1q_1d_2q_2$)

$$\begin{cases} V_{d1} = R \cdot i_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{q1} \\ V_{q1} = R \cdot i_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{d1} \\ V_{d2} = R \cdot i_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{q2} \\ V_{q2} = R \cdot i_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{d2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_{d1} = L \cdot i_{d1} + M_{mag} \cdot i_{d2} + \varphi_f \\ \varphi_{q1} = L \cdot i_{q1} + M_{mag} \cdot i_{q2} \\ \varphi_{d2} = L \cdot i_{d2} + M_{mag} \cdot i_{d1} + \varphi_f \\ \varphi_{q2} = L \cdot i_{q2} + M_{mag} \cdot i_{q1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d1} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d2} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \\ i_{q1} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q1} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q2} \\ i_{d2} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d2} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d1} - \frac{L - M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \\ i_{q2} = \frac{L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q2} - \frac{M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{d1}}{dt} = V_{d1} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d1} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d2} + \omega \cdot \varphi_{q1} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \\ \frac{d\varphi_{q1}}{dt} = V_{q1} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q1} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q2} - \omega \cdot \varphi_{d1} \\ \frac{d\varphi_{d2}}{dt} = V_{d2} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d2} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{d1} + \omega \cdot \varphi_{q2} + \frac{R \cdot (L - M_{mag})}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_f \\ \frac{d\varphi_{q2}}{dt} = V_{q2} - \frac{R \cdot L}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q2} + \frac{R \cdot M_{mag}}{L^2 - M_{mag}^2} \cdot \varphi_{q1} - \omega \cdot \varphi_{d2} \end{cases}$$

DÉTERMINATION DU RÉGULATEUR DE VITESSE PAR PI

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI .

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 :

$$F_R(S) = K_p + \frac{K_i}{S}$$

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$\omega(S) = \frac{1}{J \cdot S + f_r} (\Gamma_{em}(S) - \Gamma_r)$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse :

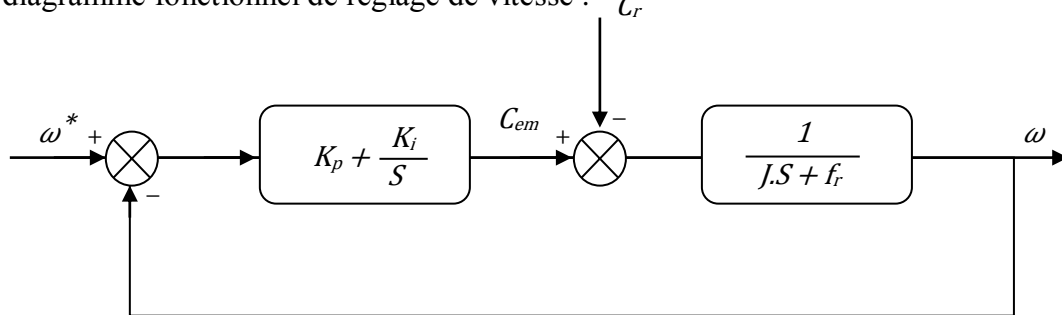


Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_p S + K_i}{J S^2 + (f_r + K_p) S + K_i}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés :

$$\begin{cases} P_1 = -\rho - j\rho \\ P_2 = -\rho + j\rho \end{cases}$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - f_r \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases}$$

LE PROGRAMME PRINCIPAL

Notre programme est fait à l'aide du logiciel de programmation (**MATLAB**) version 7.10.0 (R2010a).

PLAN DU PROGRAMME

Le programme est constitué par sept parties :

- ✓ La première partie comporte (Fichier):
 - Quitter.
- ✓ La deuxième partie comporte (Chapitre I):
 - Redresseur. 1
 - Filtre. 2
 - Onduleur à deux niveaux. 3
 - Modélisation de la MSDE-AP. 4
 - Alimentation de la MSDE-AP. 5
- ✓ La troisième partie comporte (Chapitre II):
 - DTC sans boucle de vitesse. 6
 - DTC avec boucle de régulation de vitesse. 7
- ✓ La quatrième partie comporte (Chapitre III):
 - DTC classique (06 secteurs). 8
 - DTC modifié (06 secteurs). 9
 - DTC modifié (12 secteurs). 10
 - DTC avec onduleur à 3 niveaux (12 secteur) 11
 - DTC par MLI Vectorielle. 12
- ✓ La cinquième partie comporte (Chapitre IV):
 - DTCF classique (06 secteurs). 13
 - DTCF modifié (06 secteurs). 14
 - DTCF modifié (12 secteurs). 15
 - DTCF avec onduleur à 3 niveaux (12 secteur) 16
 - DTCF par MLI Vectorielle. 17
- ✓ La sixième partie comporte (Chapitre V):
 - DTC avec régulateur PI. 18
 - DTC avec régulateur MG. 19
- ✓ La septième partie comporte (Aide):
 - Site web.
 - Aide.
 - A propos de ...

Nous avons choisi la structure de ce programme comme suite :

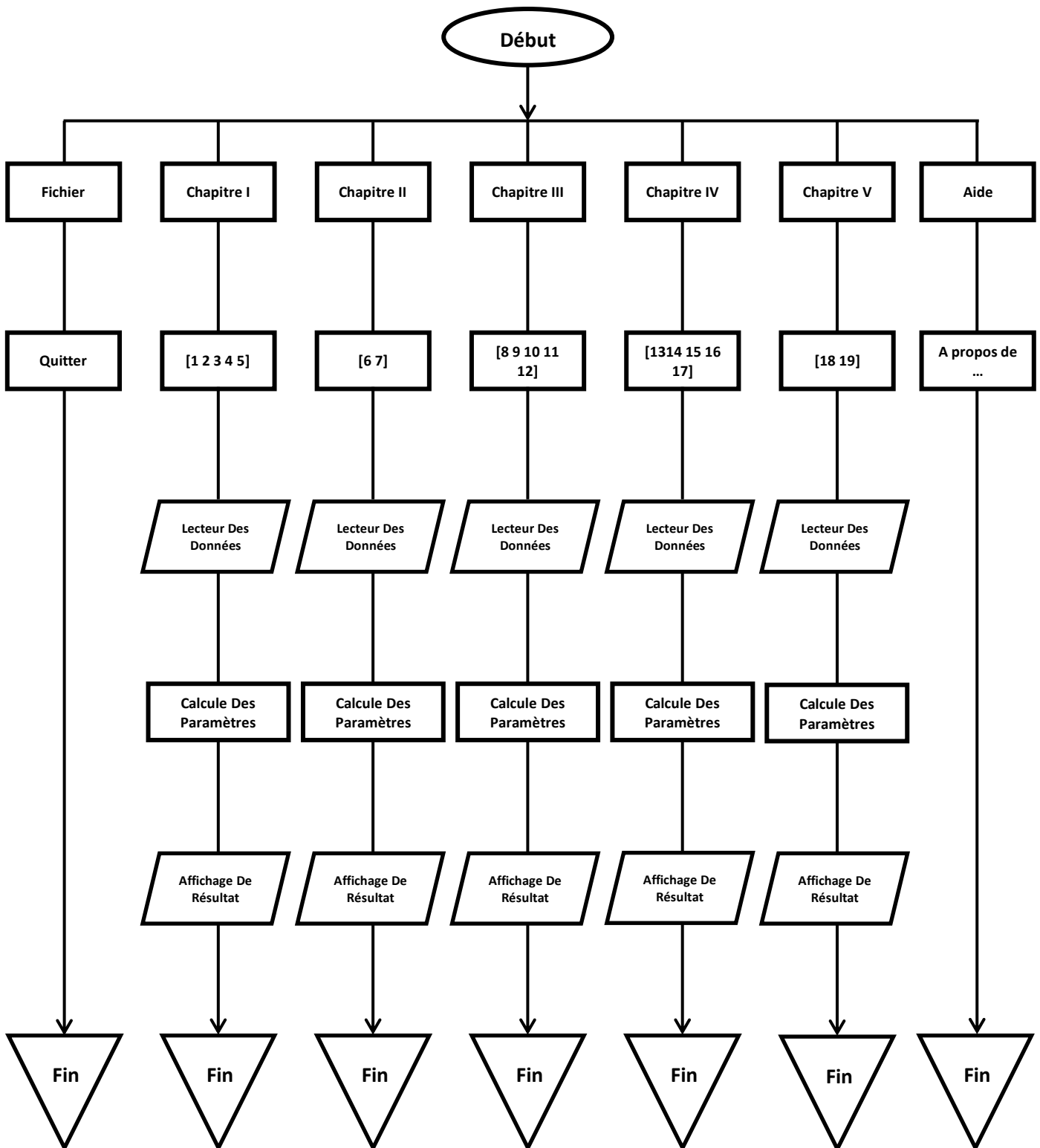


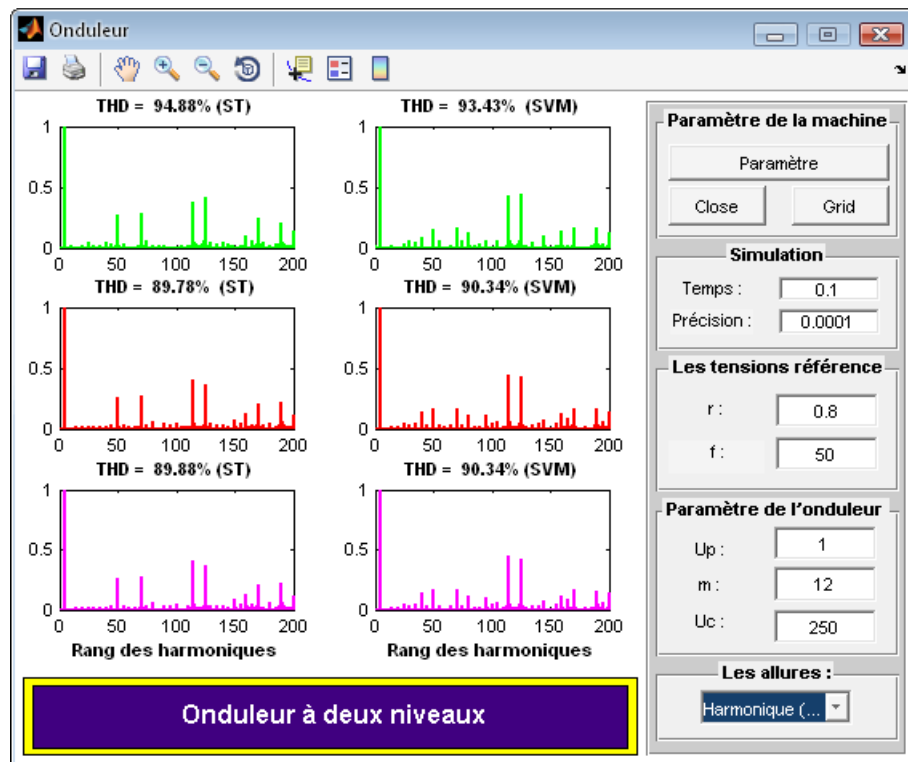
Figure (V.1): Organigramme de programme principal



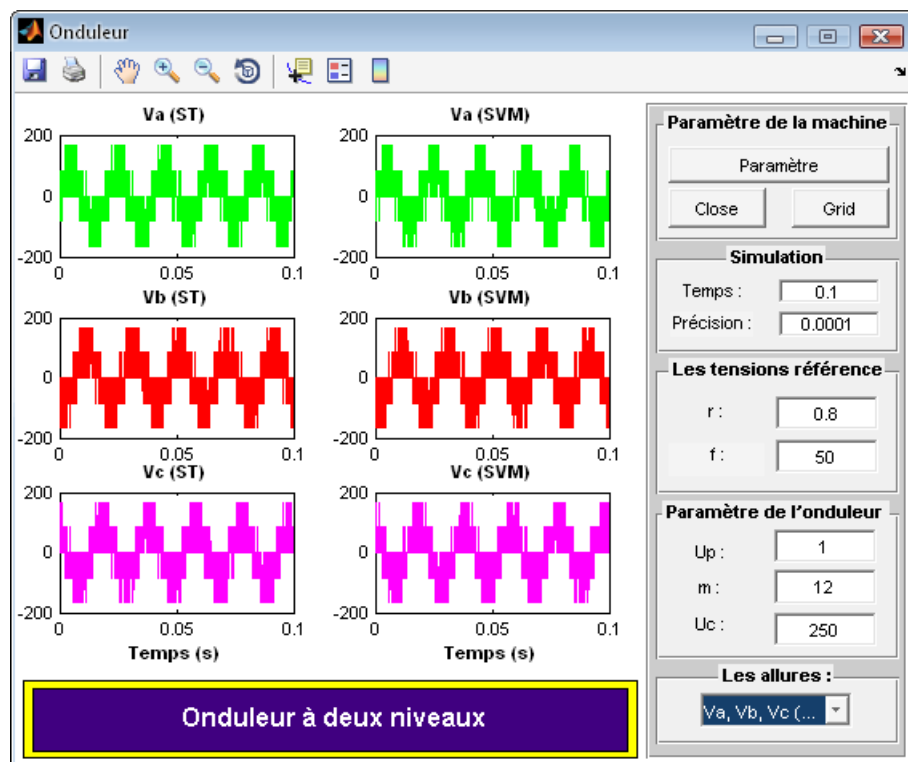
Interface de programme principal



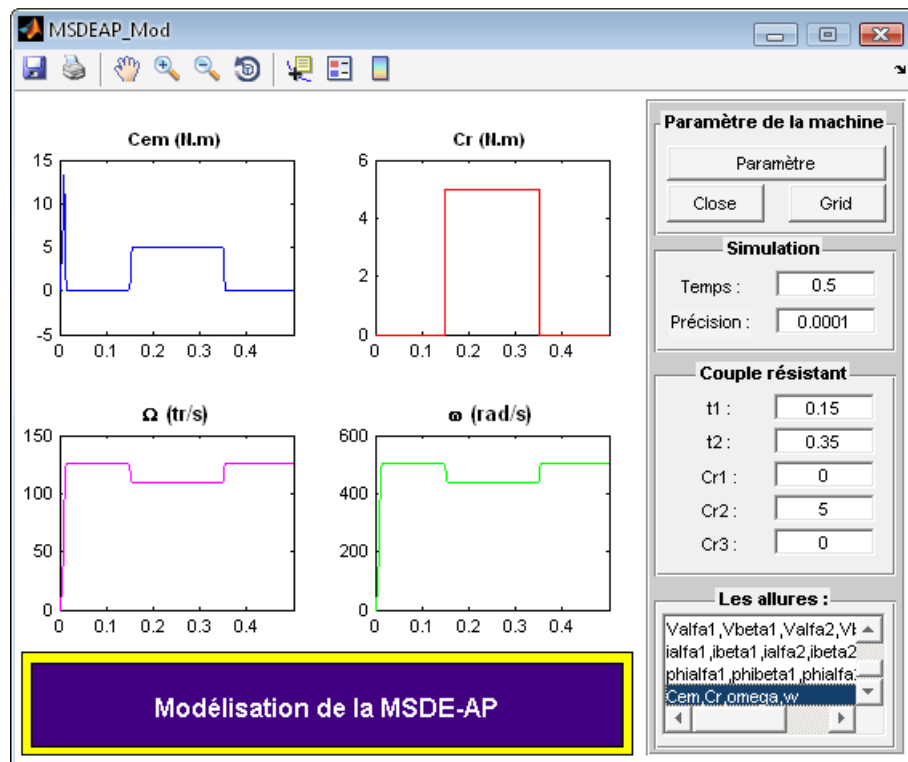
Interface de programme principal (Chapitre IV)



Onduleur à deux niveaux



Onduleur à deux niveaux



Modélisation de la MSDE-AP

The screenshot displays the MSDEAP_DTC software interface, which serves as a title page for a thesis. It includes the following text and graphics:

- Header**: 'MSDEAP_DTC' in the top left corner.
- Menu**: 'Fichier', 'Chapitre I', 'Chapitre II', 'Chapitre III', 'Chapitre IV', 'Chapitre V', 'Aide'.
- Institution**: 'ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE', 'Département de l'Automatique', 'Option : Modélisation Et Commande Des Systèmes Electriques'.
- Logo**: 'BacBad' logo on the left and the 'Ecole Nationale Polytechnique' logo on the right.
- Thème**: 'Minimisation Des Ondulations Du Couple D'une Machine Synchrone Double Etoile Commandée Par DTC'.
- Proposé et dirigé par**: '•Mr. L.NEZLI'.
- Etudié par**: '•NAAS BACHIR'.
- Year**: '2011'.
- Contact**: 'Email : naasbachir221@gmail.com' and 'Face book : www.facebook.com/naas.bachir'.

Aide (a propose de ...)

Bibliographie

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Anv 98] H. ANVARI, «*Caractérisation des machines synchrones saturées et alimentées par un convertisseur statique*», Thèse doctorat science, institut national polytechnique de Toulouse, Juillet 1998.
- [Ben 03] M.F. BENKHORIS, M. MERABTENE, F. MEIBODY TABAR, B. DAVAT, «*Approches de modélisation de la machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande*», Revue International de Génie Electrique, série RIGE, Vol. 6, No. 5-6, 2003.
- [Bou 03] S. BOUCHAKOUR, M. BOUDIA, «*Commande vectorielle d'une moteur synchrone autopiloté*», Mémoire d'ingénieur promotion (2002-2003), UHBB, 2003.
- [Cel 00] N.CELANOVIC, «*Space vector modulation and control of multilevel converters*», these PHD, Blacksburg, Virginia, 2000.
- [Cha 95] Y. A. CHAPUIS, D. ROYE, S.COURTINE, «*Commande directe de couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux*», Journal de physique, volume III (6), 1995.
- [Che 98] F.CHEVRIE, F.GUELY, «*La logique floue*», Cahier technique Schneider, N°191, mars 1998.
- [Dav 06] O.DAVID, LUIS ROMERAL, J.A ORTEGA, J. CUSIDO, A.GARCIA, «*Discrete Space Vector Modulation Applied on a PMSM Motor*», EPE-PEMC 2006, Portoro2, Slovenia, IEEE 2006 pp 320-325.

- [Dep 88] M.DEPENBROCK, «*Direct self-control (DSC) of inverters-fed induction machine*», IEEE Transactions on power Electronics, volume3 (4), 1988.
- [D3176] H. FOCH, F. FOREST, «*Onduleurs de tension structures. Principe. Applications*», Technique d'ingénieur.
- [Gal 92] S.GALICHET, M.DUSSUD, L.FOULLOY, «*Contrôleurs flous: Equivalences et études comparatives*», Actes des rencontres francophones sur la logique floue et ses applications (LFA92), pp. 229-236, Nîmes, France, 1992.
- [Gay 00] G. GAY, C. GAY, «*Actionneurs électrique, modèles et commande* », Edition 2000.
- [Gha 05] H.GHASSEMI, S.VAEZ-ZAEDEH, «*A very fast direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors start up*», Energy conversion and Management 46,2005,715-726.
- [Har 07] K.HARTANI, «*Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage*», thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [Kos 92] B.KOSKO, «*Fuzzy systems as universal approximators*», Proceedings of the1st IEEE International, Conference on Fuzzy Systems, PP. 1153-1162, SanDiego, 1992.
- [Mei 04] F. MEIBODY-TABAR, B. DAVAT, R. MEURET, S. VIEILLARD, «*Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion ; fonctionnement en modes dégradés*», Journées 2004 de la section électrotechnique du club EEA, 18-19 mars 2004, Cergy-Pontoise.
- [Mer 04] A.MEROUFEL, «*Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique*», thèse de Doctorat, Sidi Bel-Abbas, 2004.
- [Mer 07] M.S. MERZOUG, «*Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*», mémoire de magister, Batna, 2007.
- [Mes 07] E. MESSAIF, M. BERKOUK, N. SAADIA AND A. TLHA, «*Nouvelle table de commande pour le contrôle directe couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 3-niveaux de tension*», CGE/'5,EMP, Alger ,2007.
- [Mil 06] A.MILOUDI, «*Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone*», thèse de Doctorat, U.S.T.O, Oran, Algérie, Juin 2006.

- [Min 97] TA CAO.MINH, «*Commandes numérique de machines asynchrones par logique floue*», thèse en vue de l'obtention du grade de PHD, Université de Laval, Faculté des sciences et de génie Québec, soutenue en décembre 1997.
- [Mou 99a] N. MOUBAYED, F. MEIBODY-TABAR, B. DAVAT, I. RASOANARIVO, «*Conditions of Safely Supplying of DSIM by two PWM-VSI*», EPE 99, Lausanne-Switzerland.
- [Mou 99b] N. MOUBAYED, «*Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles*», thèse de doctorat, INPL, Nancy, Juillet 1999. [Mus 02] S. MUSUMECI, R. PAGANO, A. RACITI, G. BELVERDE, A. MELITO, «*A new gate circuit performing fault protections of IGBTs during short circuit transients*», IEEE 37th annual meeting on Industry Application Conference (IAS), 13-18 October 2002, Vol. 4, 2614-2621.
- [Naa 01] A.A.NAASSANI, «*contrôle direct du couple et du flux de la machine asynchrone essai de synthèse au moyen de la théorie du mode de glissement*», thèse de doctorat Université d'Alep, Syrie 2001.
- [Naa 11] B.NAAS, **Bachir.NAAS**, L.NEZLI, M.ELBAR, M.O. MAHMOUDI, M.S.BOUCHERIT, «*Direct Torque control of Double Star permanent magnet Synchronous Machine*», ICEO'11, université Ouargla, March 01-02,2011
- [Naa 12] B.NAAS, L.NEZLI, **Bachir.NAAS**, M.O. MAHMOUDI, M.ELBAR, «*Direct Torque Control Based Three Level Inverter-fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine*», Terragreen 12 conference publiée en Energy Procedia journal Elsevier, Sera publiée en Février 16-18, 2012.
- [Nou 07] M.NOUR, «*Commande Floue Directe du Couple Electromagnétique d'une Machine Asynchrone*», mémoire de magister ENSET Oran, 2007.
- [Puj 01] A.A.PUJOL, «*Improvements in direct torque control of induction motor*», thèse de doctorat, UPC, Terrassa, 2001.
- [Rah 97] M.F.RAHMAN, L.ZHONO, W.Y.HU, K.W.LIN, «*Analysis of Direct Torque Control in permanent magnet synchronous motor drivers*» IEEE Trans, on Power Electronic, vol 12, pp 528-536, May 1997.
- [Rei 92] K. REICHERT, H. BISSIG, «*The 2*3 phase converter fed synchronous machine*», in ICEM, Manchester, 1992, vol. 1, pp.117-123.
- [Sem 04] E. SEMAIL, F. MEIBODY-TABAR, M. F. BENKHORIS, H. RAZIK, M. PIETRZAK-DAVID, E. MONMASSON, A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, PH. DELARUE, B. DE FORNEL, J. P. HAUTIER, J. P. LOUIS, S. PIEFEDERICI, «*Machines polyphasées: de la modélisation*

Multimachine à la commande», Journées 2004 de la section électrotechnique du club EEA, 18-19 mars 2004, Cergy-Pontoise.

- [Son 04]** D.SON.Y, W.HEO.T, E.SANTI, A.MONTI, «*Synergetic control approach for induction motor speed control*», Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, 1997.
- [Tac 97]** M. TA CAO, «*Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue*», Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, 1997.
- [Tak 86]** I.TAKAHASHI, T.NOGUCHI «*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*», IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 1986.
- [Wei 04]** X.WEI, D.CHEN, C.ZHAO, «*Minimization of torque ripple of direct torque controlled induction machines by improved discrete space vector modulation*», Electrical Power Systems Research 72,2004,103-112.
- [Zid 03]** F. ZIDANI, «*Contribution au Contrôle et au diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue*», Thèse de Doctorat d'état, Dept, ELT, Univ. De Batna, Janvier 2003.

الملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة يندرج تحت دراسة و تحسين التحكم المباشر لعزم الدوران للمحرك المتزامن ثنائي النجم ذو المغناطيس الدائم (MSDE-AP).

خلال هذه الدراسة قمنا بتغذية المحرك المتزامن ثنائي النجم ذو المغناطيس الدائم (MSDE-AP) مع اثنتين من استراتيجيات MLI (الكلاسيكية و الشعاعية). ثم ركزنا دراستنا على التحكم المباشر للعزم (DTC) للمحرك (MSDE-AP), حيث قمنا باقتراح عدة استراتيجيات لهذا التحكم. ومن اجل تحسين موج العزم طبقنا المنطق الغامض على مختلف الاستراتيجيات, هذه الاخيرة أظهرت تحسنا ملحوظا في نتائج التمثيل.

كلمات مفتاحية

المحرك المتزامن ثنائي النجم ذو المغناطيس الدائم (MSDE-AP), التحكم المباشر للعزم (DTC), المنطق الغامض, المنظم PI.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et l'amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone double étoile à aimant permanent (MSDE-AP).

Cette étude s'attache à l'alimentation de la (MSDE-AP) par deux stratégies de MLI (MLI classique et MLI vectorielle). Puis l'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) de la (MSDE-AP), avec proposition des différentes stratégies de contrôle (DTC). Pour le but d'amélioration les ondulations du couple, on applique la logique floue avec les différentes stratégies, cette technique à donner des résultats satisfaisants.

Mots clés

Machine synchrone double étoile à aimant permanent (MSDE-AP), commande directe du couple (DTC), logique floue, régulateur PI.

Abstract

The work presented in this paper focuses on studying and improving the performance of direct torque control (DTC) of double Star Permanent Magnet Synchronous Machine (DS-PMSM). This study focused on the supplied to the (MSDE-AP) with two strategies for PWM (PWM classic and space vector modulation SVM). Then the focus was on direct torque control (DTC) of the (DS-PMSM), with proposal of different control strategies (DTC). For the purpose of improving the torque waves, we apply fuzzy logic with different strategies, this technique gives satisfactory results.

Keywords

Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine (DS-PMSM), direct torque control (DTC), fuzzy logic, regulator PI.