

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

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



Faculté des Sciences & Sciences de l'Ingénieur  
Département d'électrotechnique

## **MEMOIRE**

En vue de l'obtention du diplôme de  
**MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE**

(École doctorale génie électrique)

Option : Entraînement des systèmes électriques

Présenté par

**MEHEDI Fayçal**

Ingénieur d'état en électrotechnique Univ. H.B.B Chlef

THEME

# **Apport de la Logique Floue et la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Association Machine Asynchrone – Onduleur de Tension à Trois Niveaux**

Soutenu publiquement le 06 Avril 2011 devant le jury composé de :

M <sup>f</sup> A. BETTAHAR	Professeur, UHB Chlef	Président
M <sup>f</sup> B. BELMADANI	Professeur, UHB Chlef	Rapporteur
M <sup>f</sup> M-S. BOUCHERIT	Professeur, ENP Alger	Examineur
M <sup>f</sup> M-O. MAHMOUDI	Professeur, ENP Alger	Examineur

*“As far as the laws of mathematics refer to reality, they are not certain; and as far as they are certain, they do not refer to reality”*

**Einstein**

*“La source de tout savoir est la connaissance de dieu -que sa gloire soit exaltée- et ceci ne peut être réalisé que par la connaissance de sa divine manifestation”*

**Bahà'u'llah**

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes parents.*

*A ma grande mère ;*

*Mes frères et mes sœurs.*

*A mes petits frères feth ullah;*

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

*A toute la famille MEHEDI et la famille HASSANI.*

# AVANT-PROPOS

*Mes remerciements vont tout d'abord, à **Dieu** le tout puissant de m'avoir donné courage et patience durant toutes ces années d'études.*

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **B. Belmadani** Professeur au département d'électrotechnique de l'Université de Chlef, d'accepter d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.

C'est un honneur pour moi que Monsieur **A. Bettahar** ait accepté de participer à ce jury et d'en assumer la tâche de président. Je l'en remercie très sincèrement et très profondément.

Mes remerciements vont également aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de : Monsieur **M.S. Bouchrit** professeur à ENP Alger et Monsieur **M.O. Mahmoudi** professeur à ENP Alger.

Je tiens également à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et le chef département. **M<sup>r</sup> Alouache**.

Mes remerciements vont aussi à tous mes collègues de ma promotion **Mohamed.B, Mohamed.T, Adil, Djilali, Salah et Zin el aabidine**, pour leurs conseils éclairés, leurs informations coopératives, leurs questions pertinentes et l'ambiance sympathique qu'ils ont su créer.

Enfin, je ne saurais ici oublier dans ces sentiments mon entourage proche qui depuis toujours m'a aidé à réaliser mes projets avec la plus grande compréhension et le plus grand intérêt.

# Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	01
 <b>Chapitre 1. Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Triphasée associée à un Onduleur de Tension.</b>	
1.1 Introduction.....	04
1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	05
1.2.1 Présentation de la machine.....	05
1.2.2 Modélisation dans le repère triphasé.....	06
1.2.2.1 Équations électriques.....	06
1.2.2.2 Équations des flux.....	06
1.2.2.3 Équation du couple électromagnétique.....	07
1.2.2.4 Équation du mouvement.....	08
1.2.3 Modélisation dans le repère de Park.....	08
1.2.3.1 Équations électriques.....	10
1.2.3.2 Équations des flux.....	11
1.2.3.3 Équation du couple électromagnétique.....	11
1.2.3.4 Équation du mouvement.....	11
1.2.4 Choix du référentiel.....	11
1.2.5 Mise sous forme d'équations d'état de la MAS.....	13
1.2.6 Simulation et interprétation des résultats.....	14
1.3 Modélisation de l'alimentation de la machine .....	18
1.3.1 Modélisation du redresseur triphasé.....	18
1.3.2 Modélisation du filtre .....	20
1.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	21
1.3.3.1 Modulation de largeur d'impulsion.....	23
1.3.4 Simulation et interprétation.....	25
1.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée.....	28
1.4.1 Théorie du flux orienté.....	29
1.4.2 Application de la commande vectorielle indirecte (IRFO) sur la MAS .....	31
1.4.3 Régulateurs de courants et de vitesse.....	36
1.4.4 Simulation numérique et interprétation des résultats.....	37
1.5 Conclusion.....	39

## Chapitre 2. Application de la DTC à la Commande d'une Machine Asynchrone alimentée par un Onduleur à Trois Niveaux.

2.1 Introduction.....	40
2.2 Principe de la commande directe du couple.....	41
2.2.1 Principes généraux du contrôle vectoriel du couple.....	43
2.2.2 Principes du contrôle du flux statorique.....	44
2.2.3 Présentation de la structure de contrôle.....	45
2.2.3.1 Choix du vecteur tension $V_s$ .....	45
2.2.3.2 Structure du système du contrôle direct du couple.....	46
2.2.4 Estimateurs .....	46
2.2.4.1 Estimation du flux statorique.....	46
2.2.4.2 Estimation du couple électromagnétique.....	48
2.2.5 Élaboration du vecteur de commande.....	48
2.2.5.1 Correcteur du flux .....	48
2.2.5.2 Correcteur du couple.....	49
2.2.5.2. a Correcteur à deux niveaux .....	49
2.2.5.2. b Correcteur à trois niveaux.....	49
2.2.6 Élaboration de la table de commande.....	50
2.2.7 Structure générale du contrôle direct du couple.....	51
2.2.8 Simulation et interprétation.....	52
2.3 Commande directe du couple d'une MAS alimentée par onduleur à trois niveaux	56
2.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux.....	56
2.3.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	56
2.3.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.	57
2.3.1.2. a Différentes configurations d'un bras d'onduleur.....	57
2.3.1.2. b Commandabilité des convertisseurs statiques.....	59
2.3.1.2. c Commande complémentaire.....	59
2.3.1.3 Modélisation aux valeurs instantanées.....	60
2.3.2 Modélisation vectorielle du convertisseur de puissance.....	62
2.3.3 Algorithme DTC appliqué à la MAS alimenté par onduleur à trois niveaux.....	66
2.3.3.1 Contrôle du couple et du flux.....	66
2.3.3.2 Stratégie de commutation proposée.....	68
2.3.3.3 Simulation et interprétation .....	70
2.4 Conclusion.....	72

## Chapitre 3. Contrôle Direct du Couple et du Flux d'une Machine Asynchrone basé sur la Technique de la Modulation Vectorielle de l'Onduleur à Trois Niveaux.

3.1 Introduction.....	73
3.2 Modélisation de la Modulation vectorielle.....	74
3.2.1 Intérêt de la modulation vectorielle.....	74
3.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	74
3.2.2.1 Le principe de la SVM.....	74
3.2.2.2 Calcul des durées de conduction des interrupteurs.....	76
3.2.2.3 Détermination du secteur K.....	78
3.2.2.4 Simulation et interprétation.....	79
3.2.3 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.....	81
3.2.3.1 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	81
3.2.3.2 Stratégie de la génération des signaux de la SVM de l'onduleur à trois niveaux.....	83
3.2.3.2.1 Principe .....	83
3.2.3.2.2 Calcul des temps de commutation.....	85
3.2.3.2.3 Sélection d'un hexagone.....	88
3.2.3.3 Résultats de simulation.....	90
3.3 Commande directe du couple basée sur la technique SVM de contrôle de la MAS	91
3.3.1 Stratégie Modifiée du Contrôle Direct du Couple d'une Machine asynchrone...	91
3.3.1.1 Stratégie Proposé.....	92
3.3.1.1. a Contrôle du flux statorique.....	92
3.3.1.1. b Contrôle du couple électromagnétique.....	93
3.3.1.2 Détermination des paramètres du couple PI.....	95
3.3.2 Schéma de Commande directe du couple basée sur la technique SVM.....	96
3.3.3 Résultats de simulation .....	97
3.4 Conclusion.....	100

## **Chapitre 4. Méthodologie de la Commande par Logique Floue et la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Machine Asynchrone associée à un Onduleur de Tension à Trois Niveaux.**

4.1 Introduction.....	101
4.2 Théorie de la logique floue.....	102
4.2.1 Principe historique et l'application de la logique floue.....	102
4.2.2 Les bases de la logique floue.....	103
4.2.2.1 Théorie des ensembles flous.....	103
4.2.2.2 Univers de discours et normalisation .....	105
4.2.2.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	106
4.2.2.4 Opérateurs et normes de base sur les ensembles flous.....	107
4.2.2.5 Implication floue.....	109
4.2.2.6 Raisonnement flou.....	109
4.3 Commande par logique floue.....	110

4.3.1 Principe d'une commande par logique floue.....	110
4.3.2 Structure d'un système flou.....	110
4.3.2.1 Interface de fuzzification.....	112
4.3.2.2 Base de connaissance.....	112
4.3.2.2. a Base de données.....	112
4.3.2.2. b Base de règles.....	113
4.3.2.3 Inférences floues.....	113
4.3.2.4 Méthodes d'inférence.....	115
4.3.2.4. a Méthode d'inférence Max- Min (Mamdani).....	115
4.3.2.4. b Méthode d'inférence Max- Produit (Larsan).....	116
4.3.2.4. c Méthode d'inférence somme- Produit.....	116
4.3.2.5 Interface de défuzzification.....	116
4.3.3 Contrôleurs de types " Mamdani " et "Sugeno".....	118
4.4 Architecture d'une commande floue.....	118
4.5 Avantage de la commande de la logique floue.....	119
4.6 Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone.....	120
4.6.1 Régulateur de vitesse.....	121
4.6.1.1 Étude du comportement du processus.....	121
4.6.1.2 Structure du Régulateur par Logique Flou .....	122
4.6.1.3 Fuzzification.....	123
4.6.1.4 Base de connaissances.....	125
4.6.1.5 Inférence.....	126
4.6.1.6 Défuzzification.....	126
4.6.2 Régulateurs de courants.....	126
4.6.3 Simulation et interprétation des résultats.....	128
4.7 Application de la logique floue et la modulation vectorielle à la commande directe du couple de la MAS.....	131
4.7.1 Description du contrôleur flou.....	131
4.7.2 Contrôleur flou de type Mamdani.....	132
4.7.3 Résultats de simulation.....	135
4.8 Étude comparative entre les différentes techniques de DTC.....	137
4.9 Conclusion.....	137
 <b>Conclusion générale.....</b>	 138
 <b>Références bibliographiques.....</b>	 140
 <b>Annexe.....</b>	 145

## **INTRODUCTION GENERALE**

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. Ainsi, sont apparus des entraînements à base de machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (Son faible coût d'achat et de maintenance, sa simplicité de construction et sa robustesse lui ont permis d'occuper une place prépondérante dans l'industrie).

Mais, malheureusement, cette machine présente un inconvénient majeur : Sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine, tels que le flux et le couple, sont fortement couplés. Ce qui la rend difficile à commander.

Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été entreprises. Finalement, une commande dite commande à flux orienté ou commande vectorielle a pu rendre le comportement de la machine asynchrone assimilable à celui de la machine à courant continu [HEM 07] [KHO 06] [BEN 08] [KHE 04] [TAL 02]. On a obtenu ainsi un variateur de vitesse robuste, de faible coût et facile à commander [TAM 06]. Toutes ces considérations ont poussé les chercheurs à développer d'autres techniques de commande, plus simples et plus robustes que la commande vectorielle.

Une nouvelle technique de commande proposée par *Depenbrock* et *Takahashi* [TAK 86] [TAK 87], plus apte à surmonter les non linéarités et le couplage des machines à courant alternatif et qui possède l'avantage d'être indépendante de la position du rotor et des paramètres de la machine, sauf la résistance statorique. Cette commande appelée DTC (Direct Torque Control) présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur [ZAI 07] [BOU 09] [CHI 08] [MER 07] [AME 05] [BEN 04] [CAS 98] [SHI 01]. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction, véhicule électrique ainsi que la propulsion navale [BOU 10] [BOU 09].

La stratégie du contrôle DTC est basée sur la commande directe de l'amplitude et de la vitesse de rotation du flux tournant statorique. En effet, à partir de références externes,



tel le couple et le flux, la commande DTC recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur qui atteint les performances désirées. L'utilisation des éléments non linéaires de type hystérésis dans la commande DTC classique conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable et provoquent des oscillations du couple.

Aujourd'hui, la commande DTC connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle. Ainsi, dans le cadre de notre travail, on cherche à appliquer la commande DTC au contrôle de la MAS et de développer des nouvelles méthodes de commandes en combinant la commande DTC basée sur la technique de la modulation vectorielle (SVM) de l'onduleur à trois niveaux.

Pour améliorer les performances du réglage de notre système, la commande par logique floue associée à la technique SVM sera appliquée à la commande DTC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

**L'objectif principal de ce mémoire est la conception d'une commande alternative basée sur la commande DTC d'une machine asynchrone triphasée. Pour sa conception, on propose d'améliorer les performances des systèmes d'entraînement par augmentation du nombre des niveaux du convertisseur et l'utilisation d'un contrôleur PI associé à la technique de la modulation vectorielle (SVM). Pour améliorer les performances de réglage de notre système, la commande par logique floue associée à la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux de la commande DTC est proposée pour réduire les ondulations du couple et par ailleurs une amélioration les performances de la DTC.**

A cet effet, ce mémoire se compose de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous entamons tout d'abord la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans le plan triphasé et biphasé. Puis, nous abordons l'étude de l'association machine convertisseur dans laquelle nous modélisons la MAS associé à un onduleur de tension. Ensuite, nous entamons la commande vectorielle traitant particulièrement, la commande vectorielle indirecte IRFO et son implémentation sur la machine asynchrone. Finalement on valide l'étude par des simulations numériques.

Dans le deuxième chapitre, on présentera d'une façon sommaire les fondements de la technique « Commande DTC ».les résultats de la simulation de la machine asynchrone commandée par cette technique seront notamment présentés. Les avantages et les

inconvenients de cette technique seront également discutés. La deuxième partie de ce chapitre présente une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs du flux et du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC.

Dans Le troisième chapitre on développe une nouvelle structure de la DTC basée sur la technique de modulation vectorielle (SVM). Ces algorithmes permettent d'avoir une commande directe du couple et une alimentation par un onduleur de tension à trois niveaux. La principale caractéristique de ses méthodes est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés.

Dans Le quatrième chapitre, un nouveau formalisme de contrôle direct du couple basé sur la logique floue et la technique SVM est présenté pour la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux. Nous allons commencer par une introduction à la logique floue. Les principes de base de la commande et du réglage par logique floue seront, ensuite, étudiés. Finalement, Nous présenterons par la suite une structure de la commande directe du couple associée à la technique SVM on utilise des correcteurs à base de la logique floue. Le but est de mettre en relief l'apport de la logique floue dans ce domaine et améliorant de façon globale aussi bien les performances dynamiques des systèmes d'entraînement.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

## Chapitre 1:

# Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Triphasée associée à un Onduleur de Tension

## 1.1 Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toute fois de grande complexité physique liée à l'une interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique varie en fonction de la charge et de la vitesse de glissement, ce qui provoque des interactions complexes et des réponses oscillatoires. *Blaschke* et *Hasse* ont proposé une méthode, dite « commande vectorielle », permettant d'obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu [CHA 05], [BEN 08], [KHE 08], [TAL 02], [TAM 06].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en MLI. Ensuite, Elle présente une importance essentielle car il lui sera associé une commande vectorielle répondant aux exigences actuelles d'entraînement des moteurs asynchrones.

## 1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

L'étude d'un actionneur asynchrone ayant de grandes performances dynamiques, nécessite la connaissance d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

### 1.2.1 Présentation de la machine

Une machine asynchrone comporte une partie fixe, dite stator, et une partie mobile, dite rotor. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $2\pi/3$ . Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitudes réglables. La structure électrique du rotor peut-être de deux types [CHA 05] :

- Soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents,
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques, le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [TAM 06].

La machine électrique étant un système très complexe pour tenir compte dans sa modélisation complète de tous les phénomènes physiques qu'elle contient, il est essentiel de poser quelques hypothèses simplificatrices.

Tout d'abord, la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne la constance des inductances propres. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable.

Ces hypothèses permettent de décrire le comportement dynamique de la machine, ainsi, le model obtenu permet d'élaborer les stratégies de commande de la machine. C'est également à partir de ce modèle que la simulation numérique de la machine est mise en œuvre, afin de tester les différentes méthodes de commande envisagées [TAL 02].

## 1.2.2 Modélisation dans le repère triphasé (a, b, c)

Avec les hypothèses précédentes et selon la loi d'Ohm généralisée, les équations de fonctionnement de la MAS peuvent s'écrire [BES 08] [BEN 08] [KHE 08] [TAL 02] :

### 1.2.2.1 Équations électriques

Sous forme matricielle, on a :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

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

Avec :

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

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

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur de flux statorique ;}$$

$$R_s \quad : \text{Résistance d'une phase statorique.}$$

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

### 1.2.2.2 Équations des flux

Sous forme matricielle, les flux sont donnés par :

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

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

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

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

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

Avec :

$l_s$  : Inductance propre d'une phase statorique ;

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique ;

$m_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$m_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

$M_o$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; obtenu lorsque les axes sont alignés ;

$M_{sr}$  : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator- rotor ;

$L_{ss}, L_{rr}$  : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique ;

En remplaçant (1.3) et (1.4) dans (1.1) et (1.2), on obtient le système suivant :

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (1.5)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{rs}] [I_s] \} \quad (1.6)$$

### 1.2.2.3 Équation du couple électromagnétique

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

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

Avec :

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

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

$$C_{em} = p[I_s]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [I_r] \right\} \quad (1.7)$$

#### 1.2.2.4 Équation du mouvement

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

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - \frac{f}{p} \omega_m \quad (1.8)$$

Puisque  $\omega_m = P \cdot \Omega_m$  ; on a :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f \Omega_m \quad (1.9)$$

Avec :

$P$  : Nombre de paires de pôles ;

$f$  : Coefficient de frottement visqueux ;

$J$  : Moment d'inertie totale des masses tournantes ;

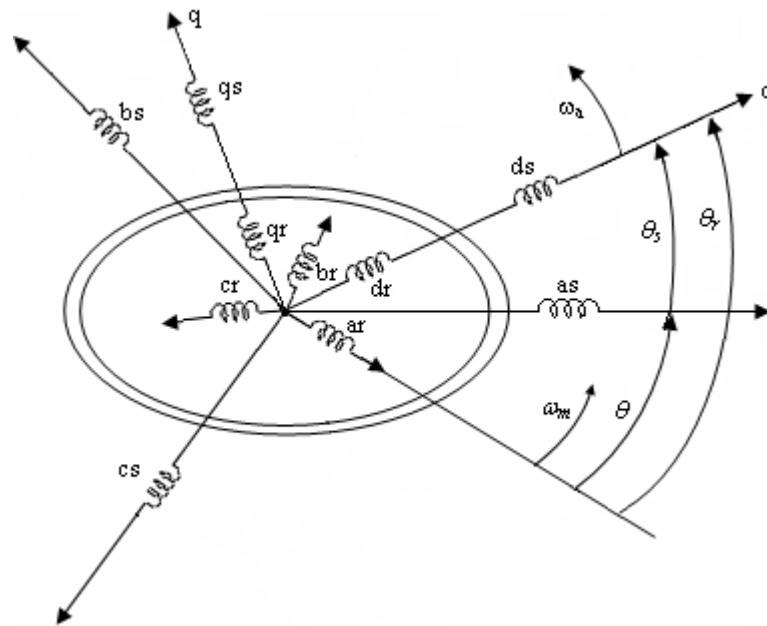
$\omega_m$  : Vitesse angulaire électrique du rotor (égale à  $P$  fois la vitesse de rotation mécanique  $\Omega_m$ ) ;

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

### 1.2.3 Modélisation dans le repère de Park (d, q)

La modélisation dans le repère triphasé permet d'obtenir un modèle de six équations différentielles, avec coefficients périodiques provenant des inductances mutuelles  $[M_{sr}]$ . L'utilisation d'une transformation, dite de PARK, permet, non seulement, de réduire le nombre d'équations, mais aussi, de rendre le système à coefficients constants [KHE 08].

Cette transformation consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents, du point de vue électrique et magnétique. La figure (1.1) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux dq.



**Figure 1.1.** Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

Les notations portées sur la figure (1.1) désignent respectivement :

$\theta$  : Angle électrique entre  $a_s$  et  $a_r$  ;

$\theta_s$  : Angle électrique entre  $a_s$  et  $d$  ;

$\theta_r$  : Angle électrique entre  $a_r$  et  $d$  ;

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

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

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

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

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



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

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

On a ainsi :

$$[X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (1.10)$$

$X$  : pouvant représenter la tension, le courant ou le flux.

La transformation inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq}] \quad (1.11)$$

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

### 1.2.3.1 Équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \Phi_{dr} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} ; v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.12)$$

Remarque :

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

### 1.2.3.2 Équations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \\ \Phi_{or} = L_{or} i_{or} ; \phi_{os} = L_{os} i_{os} \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Avec :

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

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

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

### 1.2.3.3 Équation du couple électromagnétique

Il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique, la plus utilisée pour la commande est la suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.14)$$

### 1.2.3.4 Équation du mouvement

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \quad (1.15)$$

## 1.2.4 Choix du référentiel

Parmi tous les référentiels possibles, trois sont particulièrement intéressants :

### A- Référentiel liée au stator

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

Ce repère est intéressant pour l'étude des régimes transitoires à grande variation de vitesse  $\omega_m$ , quelque soit la fréquence d'alimentation [TAL 02].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.16)$$

### ***B- Référentiel liée au rotor***

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

Ce repère est intéressant avec les problèmes des régimes transitoires, lorsque  $\omega_m$  est constant [TAL 02].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

### ***C- Référentiel liée au champ tournant***

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

Ce repère devient intéressant lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone ; car les grandeurs transformées selon les axes d et q deviennent des constantes, c'est à dire des grandeurs continues, faciles à réguler [BES 08] [KHE 08] [TAL 02] [TAM 06].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.18)$$

C'est avec ce repère que nous allons travailler par la suite.

### 1.2.5 Mise sous forme d'équations d'état de la MAS

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du choix du repère et des variables d'état. Le choix des variables d'état dépend des objectifs de la commande et de l'observation [TAL 02].

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

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

Et après un long calcul, le modèle en tension de la MAS s'écrira sous la forme suivante [TAL 02]:

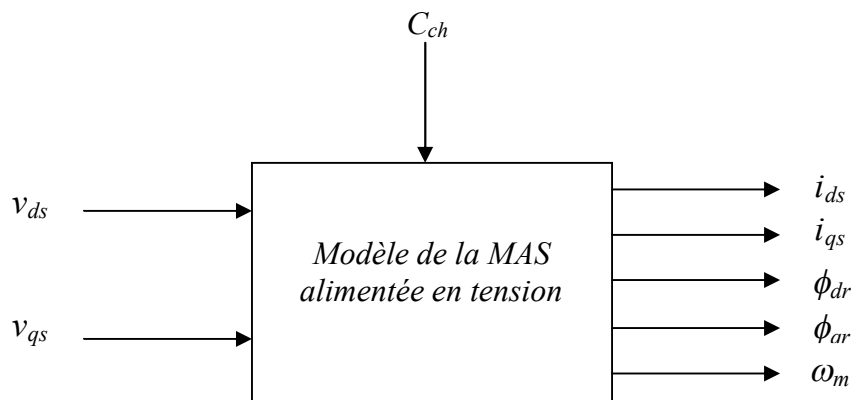
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\sigma \omega_s L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2 L_{sr}}{J L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \end{array} \right. \quad (1.19)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Ce système peut être représenté par le schéma bloc général suivant :



**Figure 1.2.** Représentation d'état de la MAS alimentée en tension.

Le choix des variables d'état des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  et de la vitesse  $\omega_m$  se justifie par le fait qu'ils sont mesurables ; tandis que celui du flux rotoriques  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$  se justifie par le fait que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique, dans le cadre de la commande vectorielle qui sera traitée ultérieurement [TAL 02].

### 1.2.6 Simulation et interprétation des résultats

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe A.

Les figures (1.3) et (1.4) présentent les résultats de simulation concernant une machine asynchrone triphasée. Ces figures détaillent séparément l'évolution du courant statorique, du flux rotorique, du couple et de la vitesse mécanique à vide, puis en charge.

- **A vide**

Lors du démarrage à vide de la machine asynchrone (figure 1.3), on remarque l'importance du courant statorique qui peut atteindre 5 à 7 fois le courant nominal. D'où la nécessité d'une limitation des courants ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ).

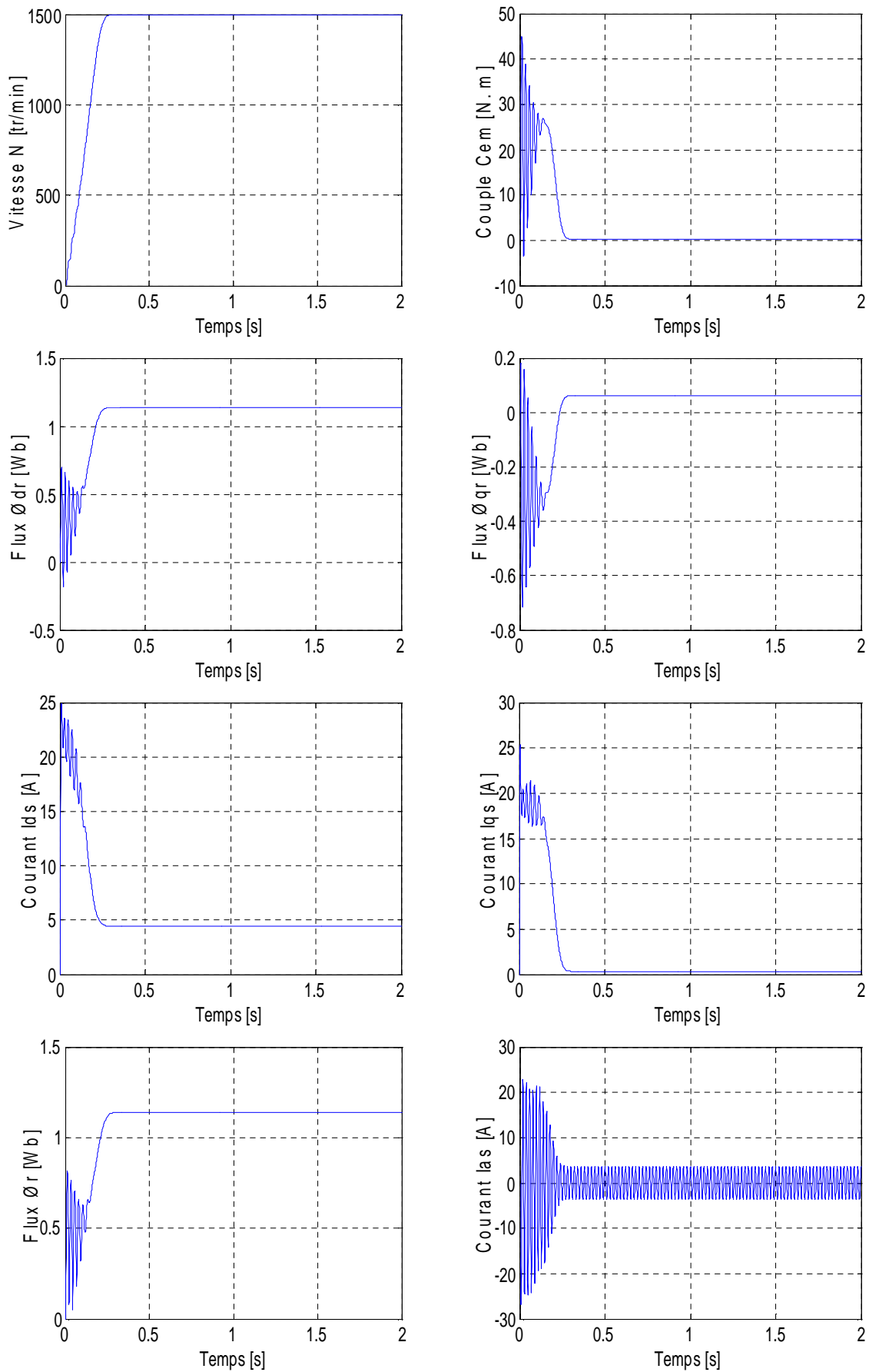
L'oscillation du couple est l'élément marquant de cette figure pendant le régime transitoire. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui oscille légèrement. Une fois le régime permanent établi, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de 0.2 N.m. qui correspond aux pertes par frottement et ventilation. La vitesse de rotation atteint presque la vitesse de synchronisme (1498.5 *tr/mn*) au bout de 0.25 s.

- **En Charge**

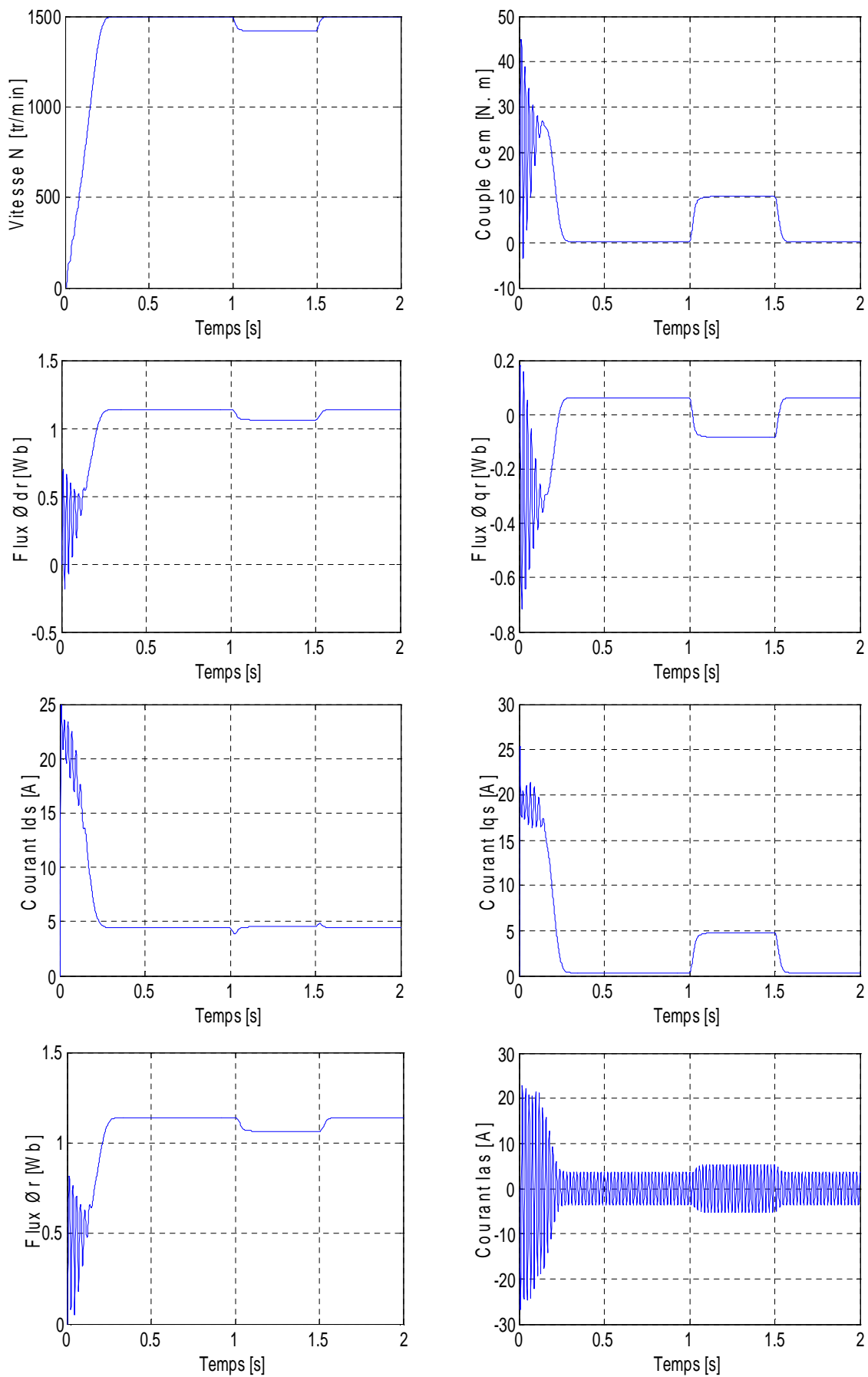
Avec l'application d'une charge nominale de valeur 10 N.m à l'instant  $t=1s$  et  $t=1.5s$  (figure 1.4), le couple électromagnétique tend presque vers la valeur du couple de charge en régime établi et l'amplitude du courant vers une valeur correspondante au courant nominal. La valeur importante du couple de démarrage permet d'atteindre rapidement le régime établi.

Il y'a de même pour le flux rotorique. On constate une diminution de  $\Phi_r$  à l'instant de l'application de la charge, ce qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple de la machine.

Quant à la vitesse, on constate une chute de vitesse de 1350 *tr/min*, cela est principalement dû à l'application de la charge. Cette vitesse est atteinte à 0,26 sec environ.



**Figure 1.3.** La conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension à vide.



**Figure 1.4.** La conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension avec application d'une charge de 10 Nm à  $t_1 = 1s$ ,  $t_2 = 1.5s$ .



### 1.3 Modélisation de l'alimentation de la machine

Le circuit principal du système d'alimentation représenté par la figure (1.5), possède, sur le côté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait. Il est suivi d'un filtre passe-bas, comportant une inductance  $L_f$  et une capacité  $C_f$  dont le rôle principal est de filtrer la tension redressée et de réduire les ondulations du courant d'entrée.

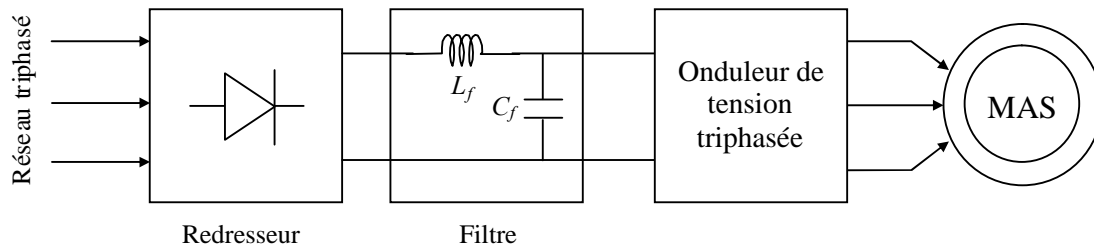


Figure 1.5. Schéma du système d'alimentation de la MAS.

L'onduleur permet de produire, à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

#### 1.3.1 Modélisation du redresseur triphasé

Le schéma de principe d'un pont redresseur (pont de Graëtz), à diodes, est représenté à la figure (1.6), [SEG 80].

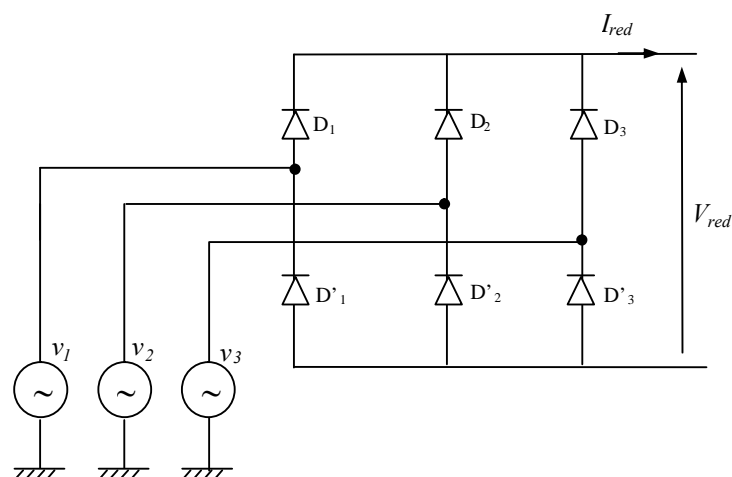


Figure 1.6. Schéma d'un pont redresseur triphasé.

La séquence de conduction des diodes :

$D_i$  : Conduit si  $v_i = \max(v_j)$  ;  $i = 1, 2, 3$  ;  $j = 1, 2, 3$

$D'_i$  : Conduit si  $v_i = \min(v_j)$  ;  $i = 1, 2, 3$  ;  $j = 1, 2, 3$

Pendant chaque instant, la tension de sortie du redresseur est :

$$V_{red} = v_i - v_k \quad (1.20)$$

Avec :

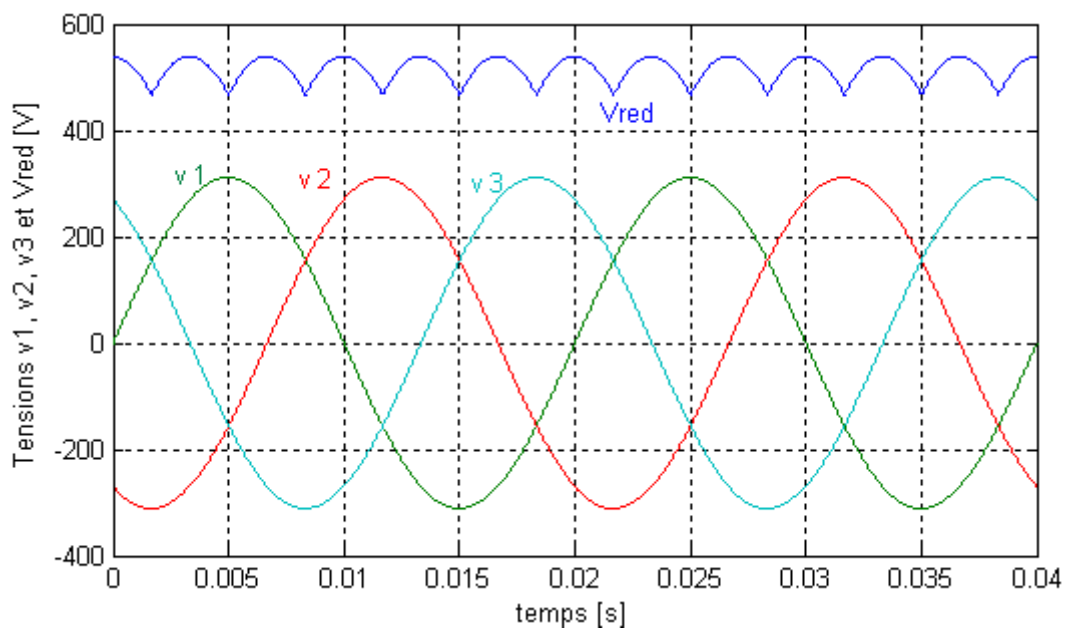
$$v_i = \max(v_1, v_2, v_3)$$

$$v_k = \min(v_1, v_2, v_3)$$

Par conséquent :

$$V_{red} = \max(v_j) - \min(v_j) ; j = 1, 2, 3 \quad (1.21)$$

Le schéma de la figure (1.7), montre l'allure du système de tension triphasée ( $v_1, v_2, v_3$ ) à l'entrée du pont redresseur, ainsi que la tension redressée  $V_{red}$  à la sortie de celui-ci.



**Figure 1.7.** Les tensions d'alimentation et la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (1.22)$$

### 1.3.2 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et l'onduleur de tension, on insère un filtre  $LC$  passe-bas comme le montre la figure (1.8), [BEN 08].

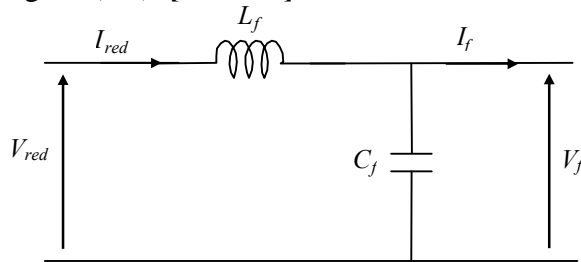


Figure 1.8. Schéma du filtre  $LC$ .

Le rôle de la capacité  $C$  est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L$  est de lisser le courant  $I_{red}$  à travers la source de tension.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases} \quad (1.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (1.24)$$

C'est une fonction du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.25)$$

La tension de sortie du filtre choisie est illustrée par la figure (1.9).

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple, qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur ou égal à deux. On devra choisir  $f_c \leq 2f'$ ; où  $f' = 6f$  est la fréquence de la tension redressée  $V_{red}$  et  $f$  la fréquence du réseau. On déduit que  $L_f C_f > 2.78.10^{-6}$  (HF), pour un choix de  $C_f = 600 \mu F$ , on a  $L_f = 400 mH$  [BEN 08].

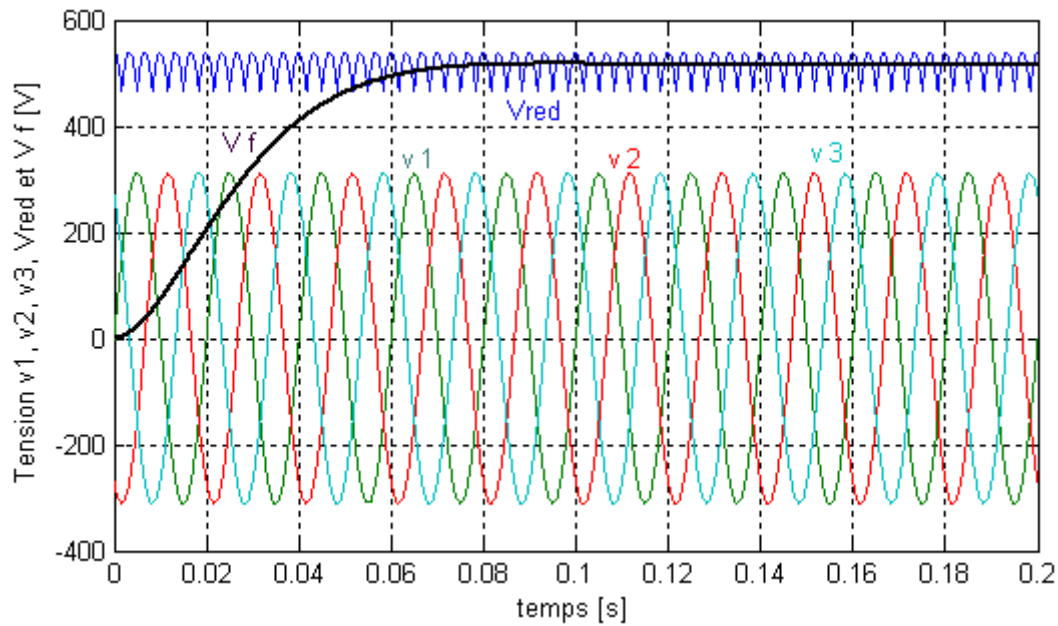


Figure 1.9. Tension de sortie du filtre.

### 1.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé en tension, utilisé se décompose en trois bras. Chaque bras est connecté à une phase de la machine asynchrone, composé de deux interrupteurs de puissance en série shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération (figure 1.10); afin de renvoyer le courant négatif restitué par la charge.

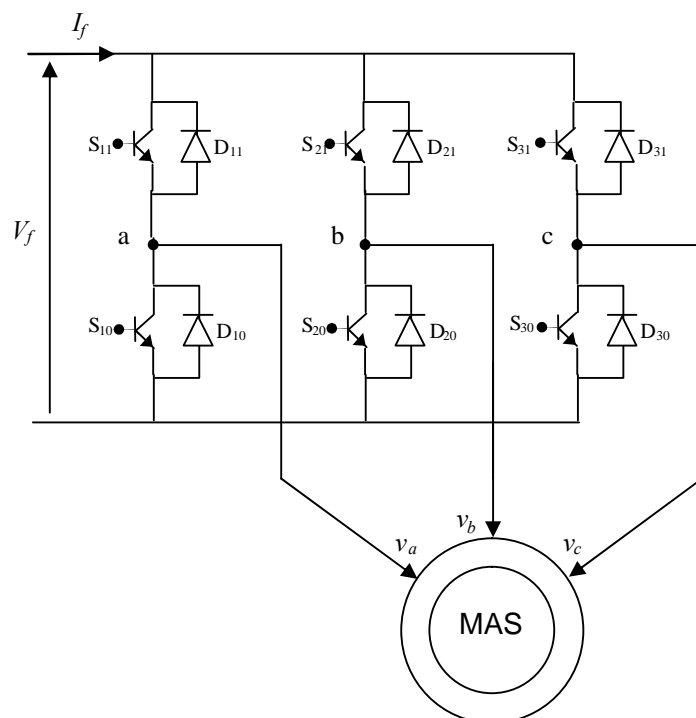


Figure 1.10. Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur  $SD_{ki}$  (Transistor– Diode) comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci tel que [OUA 06]:

$$F_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } SD_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases} \quad (1.26)$$

Avec :

$k$  : Le numéro du bras ;

$i$  : Le numéro de l'interrupteur.

La commande des interrupteurs d'un bras de l'onduleur doit être complémentaire [TAL 02], c'est à dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (1.27)$$

Les différentes **tensions composées** de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} V_f \quad (1.28)$$

Les **tensions simples** sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.29)$$

Par conséquent, les tensions simples sont exprimées au moyen des fonctions de connexion comme suit :

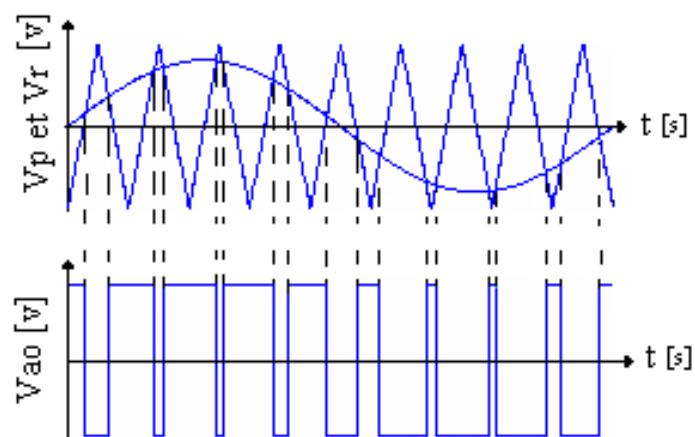
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} V_f \quad (1.30)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques  $F_{Ki}$ . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur [OUA 06].

### 1.3.3.1 Modulation de largeur d'impulsion

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence  $f_P$  et d'amplitude  $V_P$  ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $V_r$ .

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure (1.11).



**Figure 1.11.** Principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

La MLI triangulo-sinusoïdale est caractérisée par :

- ♦ L'indice de modulation  $m$ , égal au rapport des fréquences  $m = \frac{f_P}{f_r}$  ;
- ♦ Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension)  $r$ , égal au rapport de l'amplitude  $V_{rm}$  de la tension de référence à l'amplitude  $V_{Pm}$  de la porteuse

$$r = \frac{V_{rm}}{V_{Pm}} ;$$

- ♦ L'augmentation de  $m$  rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage ;
- ♦ Par action sur  $r$ , on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

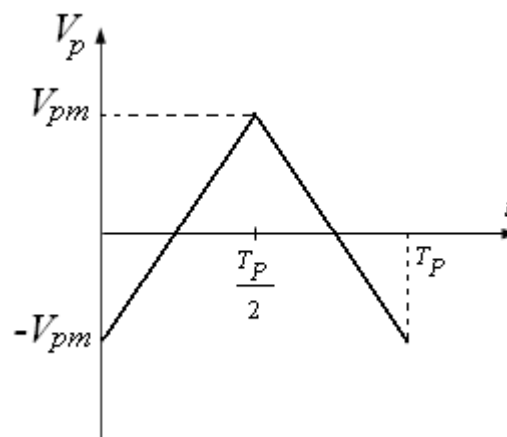
Puisqu'on applique cette technique pour la commande d'un onduleur triphasé, on doit utiliser trois tensions de références.

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ v_{r2} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{r3} = V_{rm} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.31)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes :

$$v_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p}t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p}t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.32)$$

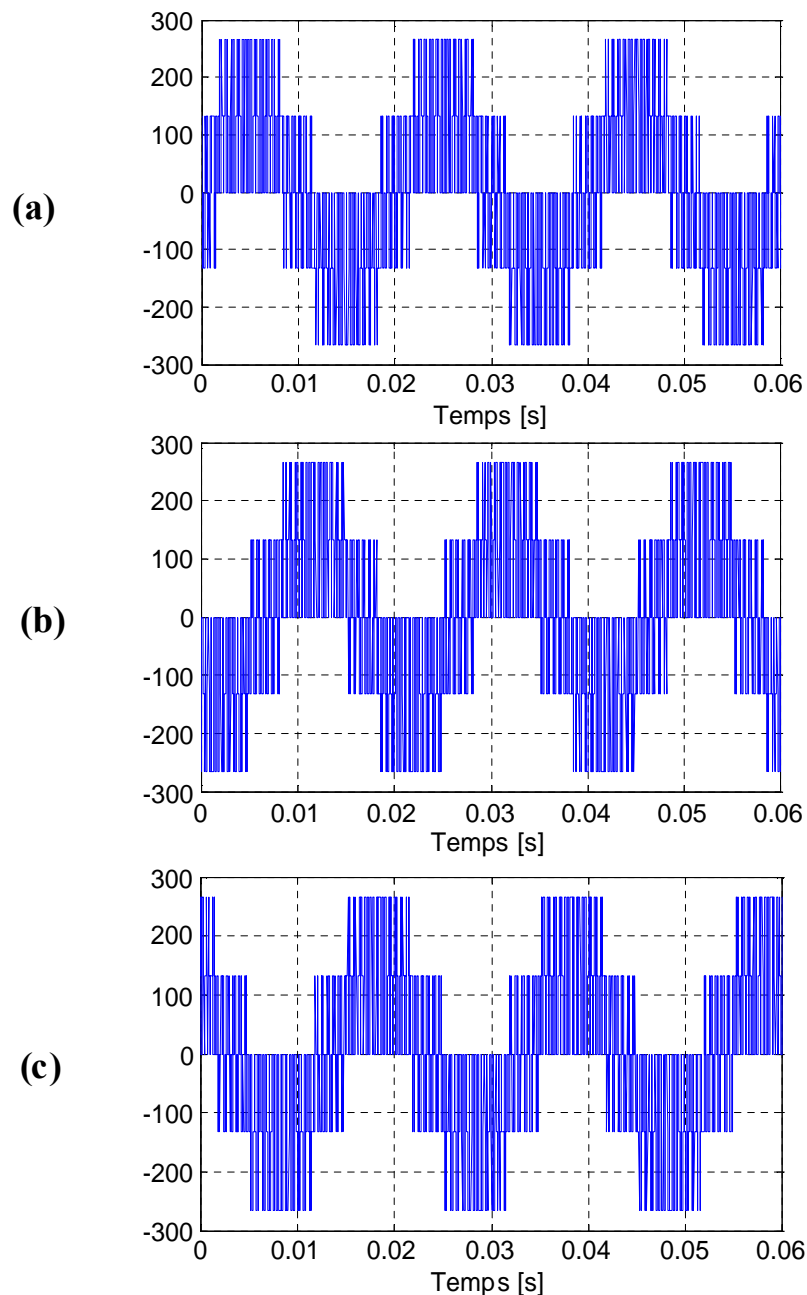


**Figure 1.12.** Représentation de la porteuse triangulaire bipolaire.

### 1.3.4 Simulation et interprétation

La simulation de l'association machine asynchrone- onduleur de tension à deux niveaux est effectuée en utilisant le logiciel Matlab/simulink. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe A.

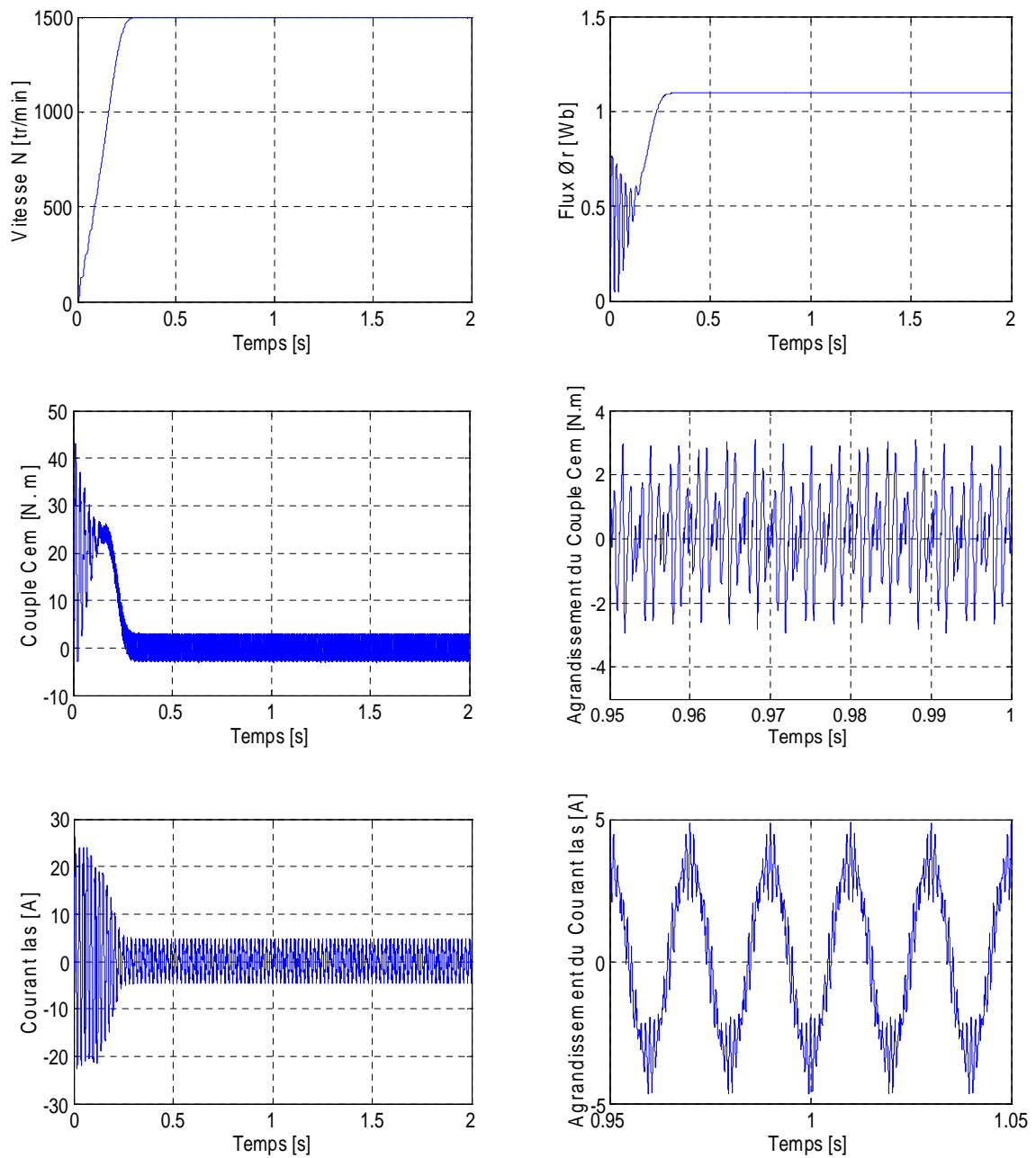
La figure (1.13) illustre les tensions simples délivrées par l'onduleur, la figure (1.14) montre le comportement du moteur asynchrone suite à un démarrage à vide, puis en charge figure (1.15).



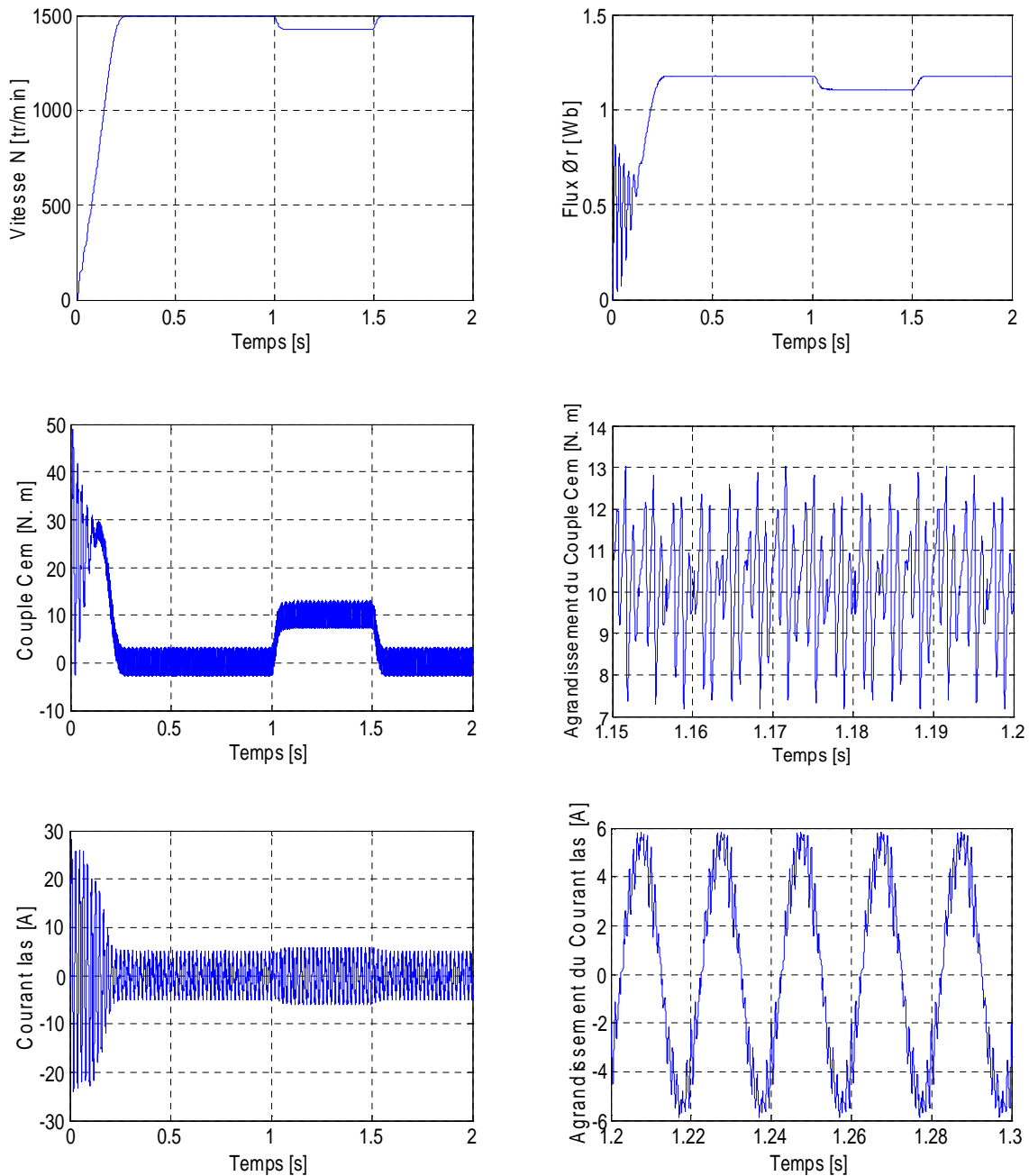
**Figure 1.13.** Les tensions fournies par l'onduleur à MLI ;

(a):  $V_{AN}$  , (b):  $V_{BN}$  , (c):  $V_{CN}$





**Figure 1.14.** La réponse de la MAS alimentée par un onduleur à MLI (à vide).



**Figure 1.15.** La réponse de la MAS à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de  $10\text{ N.m}$  entre les instants  $t=1\text{ sec}$  et  $t=1.5\text{ sec}$ , alimentée par un onduleur à MLI.

Les courbes de la figure (1.14) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour ( $C_r=0$ ).

La vitesse en régime permanent se stabilise à (1500 tr/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de cinq fois le couple nominal, par la suite il tend vers zéro. Il

Il y'a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

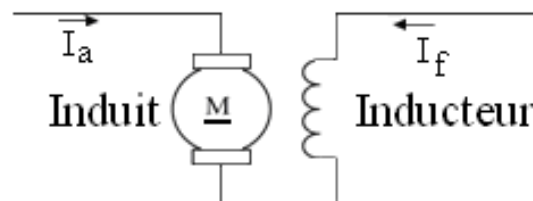
On a introduit un couple de charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$ ) entre les instants  $t = 1 \text{ sec}$  et  $t = 1.5 \text{ sec}$ , les résultats de simulation sont représentés dans la figure (1.15). On constate que cette introduction de la charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation du courant stator. Le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charge et les pertes de frottement.

Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non-linéarités. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans la partie suivante.

#### 1.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée

La commande vectorielle consiste à assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple de celle du flux.

En effet, dans une machine à courant continu, le courant d'induit ( $i_a$ ) contrôle le couple et le courant inducteur ( $i_f$ ) contrôle le flux (figure 1.16).



**Figure 1.16.** Représentation schématique de la M.C.C à excitation séparée.

La relation du couple est donnée par :

$$C_e = K \cdot \Phi \cdot i_a \quad (1.33)$$

### 1.4.1 Théorie du flux orienté

Dans la machine asynchrone, nous utilisons la commande du flux orienté pour réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire, en orientant le vecteur de flux de telle façon qu'il soit en phase avec l'axe « d » du référentiel lié au champ tournant, d'où l'appellation « Commande à flux orienté » [HEM 07] [BEN 08] [KHE 08] [TAL 02] [TAM 06].

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe  $d$ - $q$  que l'on oriente de manière à ce que l'axe « d » soit en phase avec le flux, c'est-à-dire [HEM 07] :

$$\begin{cases} \Phi_d = \Phi \\ \Phi_q = 0 \end{cases} .$$

On peut classer la commande vectorielle suivant l'orientation de l'un de ces trois flux sur l'axe d :

- Le flux rotorique  $\Phi_r$  avec les conditions :  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$  ;
- Le flux statorique  $\Phi_s$  avec les conditions :  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  et  $\Phi_{qs} = 0$  ;
- Le flux d'entrefer  $\Phi_g$  avec les conditions :  $\Phi_{dg} = \Phi_g$  et  $\Phi_{qg} = 0$  .

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer ; cela se

traduit par [BEN 08] :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r \end{cases} \quad (1.34)$$

Le couple électromagnétique devient :  $C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} = K' \cdot \Phi_r \cdot i_{qs}$  (1.35)

On remarque que les relations (1.33) et (1.35) ont la même forme.

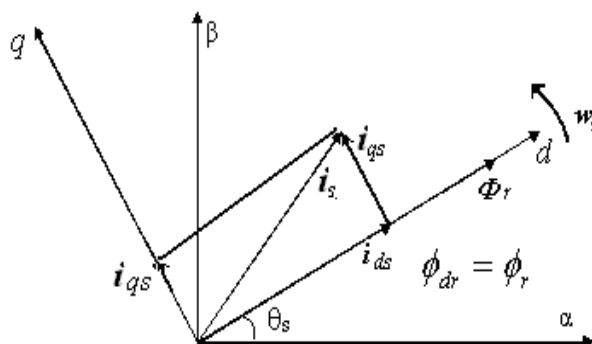


Figure 1.17. Orientation du flux rotorique sur l'axe « d ».

Utilisant la relation (1.34), le système (1.19) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r + \sigma \cdot \omega_s L_s i_{qs} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r - \sigma \cdot \omega_s L_s i_{ds} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot i_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f \cdot \Omega \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_m = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \\ \omega_m = p \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (1.36)$$

D'après le système (1.36), on remarque que seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique  $\Phi_r$ , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature de courant statorique  $i_{qs}$ , dans le cas où le flux rotorique est maintenu constant. Donc, on a décomposé le vecteur du courant en deux termes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  pour commander le flux et le couple indépendamment l'un de l'autre [TAL 02].

Pour réaliser cette commande deux techniques sont possibles :

#### **A/ La méthode directe**

Consiste à déterminer la position (l'argument) et le module du flux. Elle nécessite un capteur physique du flux ou un estimateur utilisant un modèle dynamique.

#### **B/ La méthode indirecte**

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) [TAL 02].

Définir la position du flux pour orienter le repère  $d$ - $q$  c'est définir l'angle  $\theta_s$  utilisé dans la transformation (directe et inverse) de Park pour que  $\Phi_{qr} = 0$ .

$$\begin{aligned}\Phi_{qr} = 0 &\Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega_m = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \\ &\Rightarrow \omega_s = \omega_{gl} + \omega_m\end{aligned}\quad (1.37)$$

Tel que :  $\omega_{gl}$  : Pulsation des courants rotoriques ;

$\omega_m$  : Pulsation mécanique du moteur, d'où la nécessité d'un capteur de vitesse rotorique ;

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} : \text{Vitesse du champ tournant} \Rightarrow \theta_s = \int \omega_s \cdot dt$$

Pour ce travail, nous nous intéressons à cette méthode pour implanter la commande vectorielle sur la machine asynchrone.

### 1.4.2 Application de la commande vectorielle indirecte (IRFO) sur la MAS

Considérons comme grandeurs de référence, le flux rotorique  $\Phi_r^*$  et le couple électromagnétique  $C_{em}^*$ . A partir de ces deux grandeurs, on cherche les valeurs de commande  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  appropriées (puisque le flux est commandé par  $i_{ds}$  alors que le couple électromagnétique est commandé par le courant  $i_{qs}$ ). Cela est possible en inversant le modèle par orientation du flux rotorique (1.36).

$$\left\{ \begin{aligned}i_{ds} &= \frac{1}{L_{sr}} (T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^*) \\ i_{qs} &= \frac{L_r}{pL_{sr}} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{gl} &= \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r^*} \\ \omega_s &= \omega_m + \omega_{gl} \\ v_{ds} &= (R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} &= (R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds}\end{aligned}\right.\quad (1.38)$$

L'expression de  $\omega_{gl}$  et celles des courants  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  peuvent être implantées dans un bloc appelé F.O.C « Field Oriented Control »

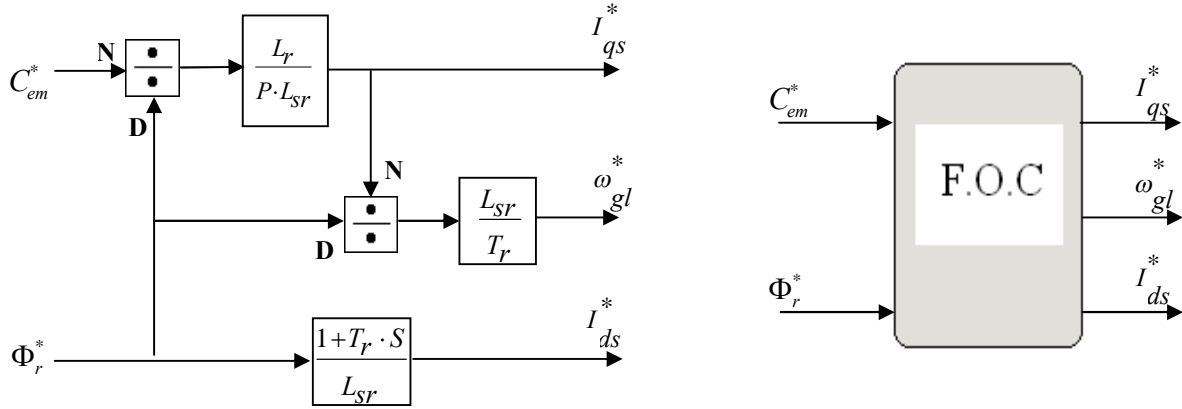


Figure 1.18. Structure de commande par orientation du flux rotorique.

Relevons les expressions des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  du système (1.38), nous remarquons que la composante de tension  $v_{ds}$  influe à la fois sur les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour la composante  $v_{qs}$ . Il existe donc, un couplage entre le couple électromagnétique et le flux dans le modèle de la machine [BAG 99].

$$\begin{cases} v_{ds} = \left( R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} = \left( R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{qs} = \left( R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) + \sigma L_s \cdot S \Big) i_{ds} \\ v_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{ds} = \left( R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) + \sigma L_s \cdot S \Big) i_{qs} \end{cases} \quad (1.39)$$

Avec  $S$  : Opérateur de Laplace.

En utilisant le système d'équation (1.39), nous représentons la machine par le schéma bloc suivant :

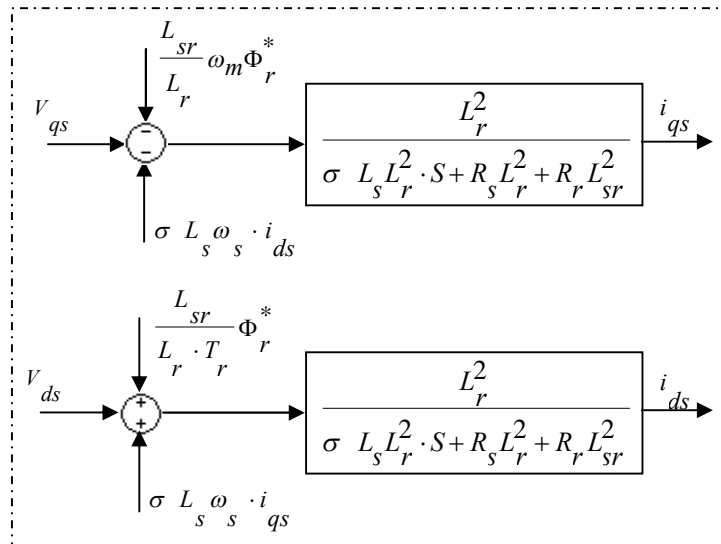


Figure 1.19. Modèle de la machine à flux orienté.

Les termes  $\frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^*$ ,  $\sigma L_s \omega_s i_{qs}$ ,  $\frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^*$  et  $\sigma L_s \omega_s i_{ds}$  correspondent aux termes de couplage entre les deux axes  $d$ - $q$ .

Une des solutions proposées, pour rendre les axes  $d$ - $q$  complètement indépendants, est d’ajouter des termes de découplage.

Les termes de découplage, appelés aussi termes de compensation, sont identiques aux termes de couplage mais de signe opposé (voir figure 1.20).

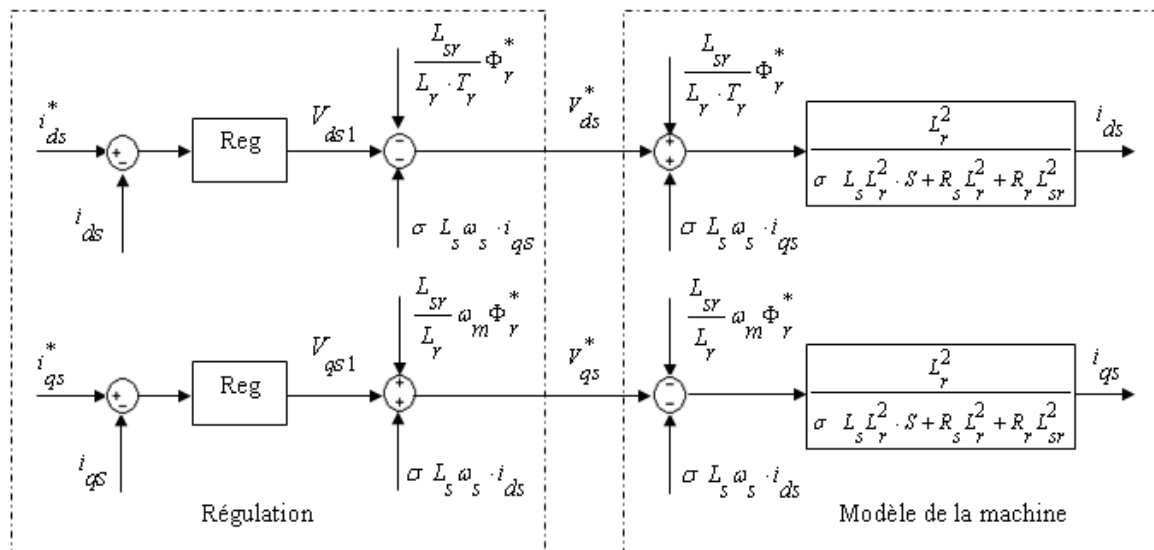


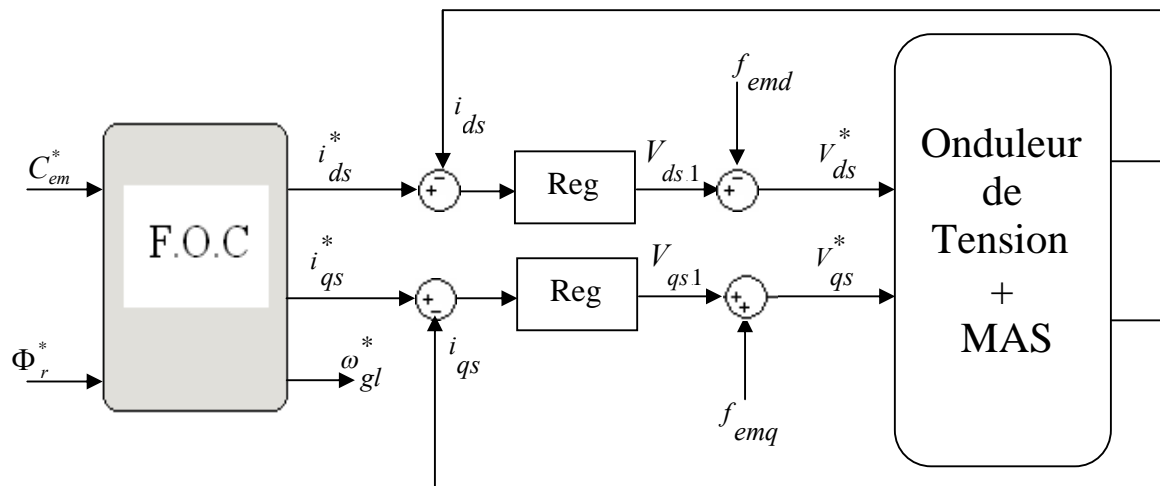
Figure 1.20. Découplage par addition des termes de compensation.



Pour avoir une commande en tension ( $v_{ds1}$ ) à partir du courant de référence  $i_{ds}$  (qui dérive du bloc d'orientation du flux F.O.C), l'utilisation d'un régulateur de courant  $i_{ds}$  devient indispensable.

Il en sera de même pour la commande  $v_{qs1}$ . La détermination du régulateur sera développée dans la prochaine section.

Alors, on obtient le schéma de commande suivant :



**Figure 1.21.** Schéma de commande vectorielle en boucle ouverte d'une MAS triphasée.

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \frac{L_{sr}}{L_r \cdot T_r} \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{qs} \\ f_{emq} = \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (1.40)$$

Les étages réalisés, précédemment, permettent la commande de la machine en boucle ouverte ; mais cela reste insuffisant, car la machine asynchrone est un système variant dans le temps et la commande en boucle ouverte devient inefficace dans ce cas.

Pour réaliser la commande par flux orienté de la machine asynchrone, on doit former le schéma de commande illustré par la figure (1.22) :

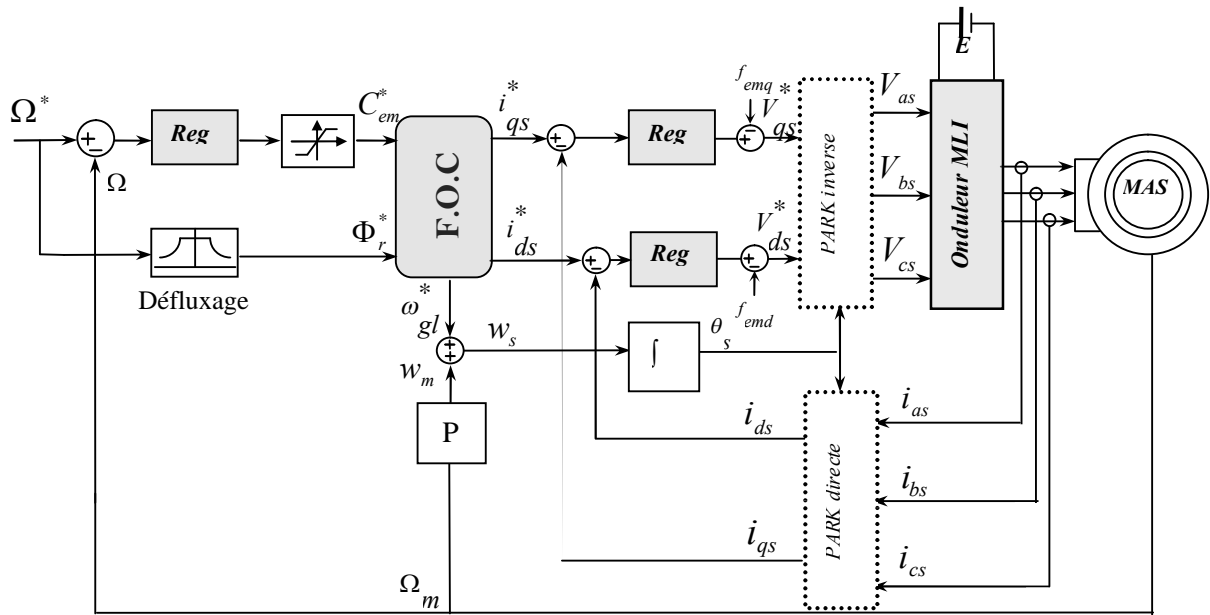


Figure 1.22. Schéma bloc de la commande par flux orienté.

Cette figure représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse en boucle fermée d'un moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Suivant une vitesse de référence, on utilise un régulateur (de vitesse) dont la sortie est la valeur, du couple électromagnétique, qui permet d'annuler la différence entre la vitesse de référence et celle mesurée. Après un limiteur (bloc de saturation), on obtient la valeur du couple électromagnétique désirée  $C_{em}^*$ .

Le flux de commande  $\Phi_r^*$  est obtenu à partir d'un bloc de défluxage. Le rôle de ce bloc est de maintenir le flux de commande  $\Phi_r^*$  égal au flux nominal  $\Phi_n$ , pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, permettant ainsi le fonctionnement à flux constant. Dans le cas où la vitesse dépasse sa valeur nominale, ce bloc assure un fonctionnement à puissance constante, diminuant ainsi le flux, de façon inversement proportionnelle à la vitesse.

Ce bloc est défini par le non linéarité suivante :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (1.41)$$

Avec :

$\Phi_r^n$  : Valeur nominale du flux rotorique ;

$\Omega_n$  : Valeur nominale de la vitesse mécanique.

Connaissant les valeurs de références de  $C_{em}^*$  et  $\Phi_r^*$ , le bloc d'orientation du flux « F.O.C » calcule la valeur de la pulsation  $\omega_{gl}$  (pour définir l'angle  $\theta_s$ ) et les courants de références  $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$  appropriés.

Un bloc de régulation, pour chaque composante du courant, est utilisé pour définir la valeur de la tension qui permet d'avoir un écart nul entre la valeur mesurée du courant et celle de référence.

A la sortie des régulateurs (de courant), on ajoute les blocs de compensation  $f_{emd}$  et  $f_{emq}$  (équation 1.40).

Nous avons maintenant des tensions de références  $v_{dS}$  et  $v_{qS}$ . Avec la transformation inverse de Park, on définit les tensions  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$ . Ces dernières représentent les tensions de référence pour l'onduleur MLI.

L'onduleur MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes, sur une période MLI, correspondent aux valeurs de  $v_a^*$ ,  $v_b^*$ ,  $v_c^*$  et qui correspondent à la vitesse  $\Omega^*$ .

### 1.4.3 Régulateurs de courants et de vitesse

La vitesse  $\Omega$  est régulée à travers la boucle externe, alors que les courants sont régulés à travers la boucle interne.

Pour chacune des boucles de courants et celle de la vitesse, nous appliquons un régulateur à action proportionnelle –intégrale (PI).

Le calcul des paramètres des régulateurs est donné dans l'annexe (B).

#### 1.4.4 Simulation numérique et interprétation des résultats

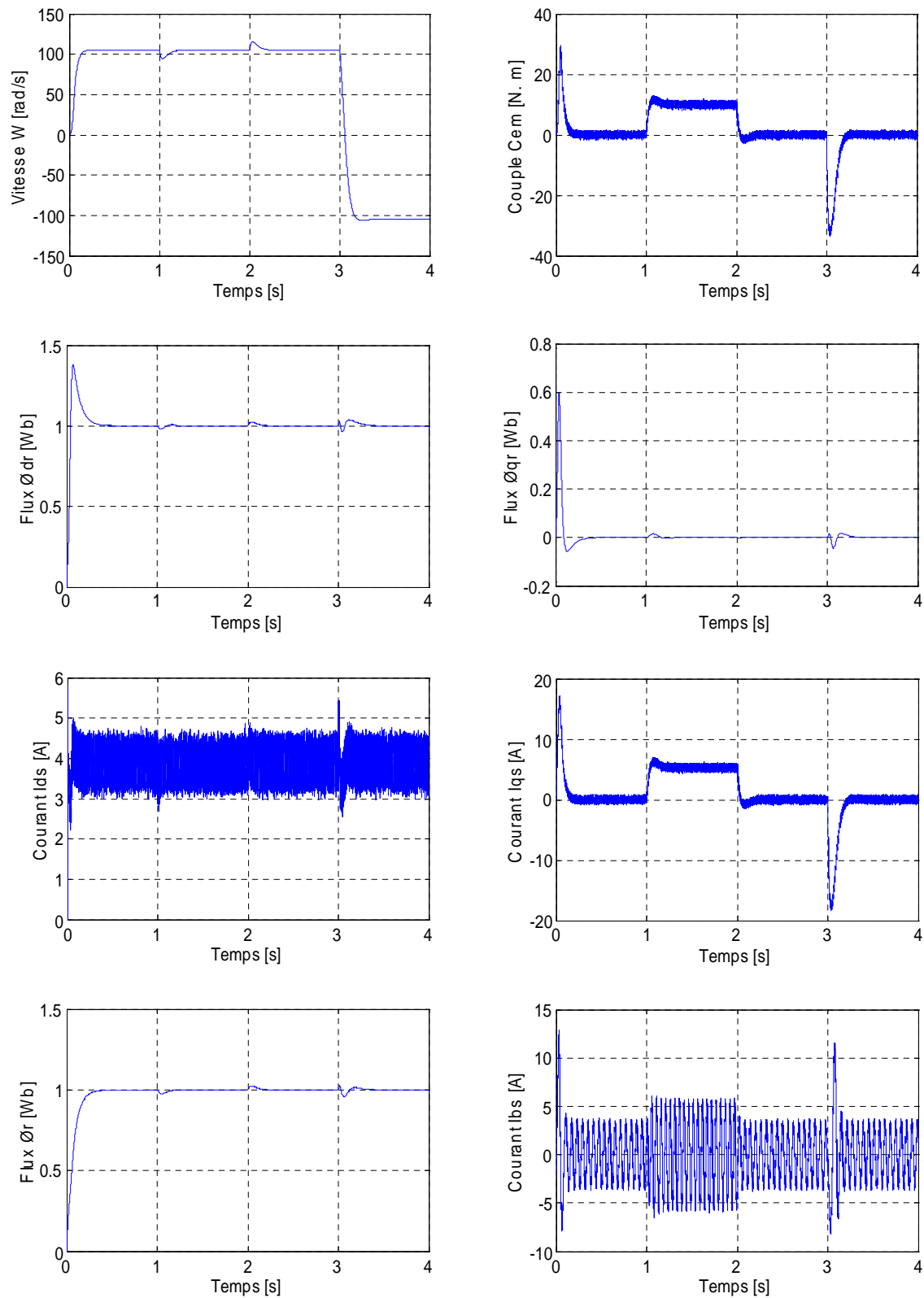
Dans cette section, nous allons effectuer des simulations de la régulation de vitesse à flux orienté de la machine asynchrone de 1.5 KW, dont les paramètres sont définis à l'annexe (A).

Toutes les simulations présentées sur les figures ci-après montrent le comportement de la machine asynchrone, lors d'un démarrage à vide avec application d'un échelon de consigne de la vitesse de  $105 \text{ rad/s}$ . Puis, le système est soumis à des variations de la charge (charge nominale  $C_{ch,n} = 10 \text{ N.m}$ ) en appliquant et éliminant la charge aux instants  $t1=1s$  et  $t2=2s$ , respectivement. Avec inversion de sens de rotation à  $t = 3 \text{ s}$ .

Les résultats de simulation de l'orientation de flux rotorique de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux sont illustrés dans la figure (1.23). Pour un fonctionnement à vide. Cette figure montre clairement que le flux est orienté suivant l'axe  $d$  et que la composante en quadrature de flux est pratiquement nulle après un court régime transitoire ( $0.2s$ ), ainsi la vitesse de rotation suit sa référence après un temps de réponse de  $0.2 \text{ s}$ . On peut aussi remarquer une ressemblance entre la composante directe du courant statorique et celle du flux rotorique et une autre entre la composante en quadrature du courant et le couple électromagnétique. Cette ressemblance traduit le découplage de la machine.

On a représenté la réponse de la machine pour une application d'une charge de valeur  $10 \text{ Nm}$  entre  $1s$  et  $2s$ , le flux rotorique reste inchangé après une augmentation du couple délivré par la machine. Par contre, la composante en quadrature du courant consommé par la machine suit cette augmentation, la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant de l'application de la charge, cette diminution étant vite corrigée par le régulateur de vitesse PI.

Le comportement de la machine pour une inversion du sens de rotation pour une vitesse de référence qui varie entre  $+105 \text{ rad/s}$  et  $-105 \text{ rad/s}$ . On constate que la vitesse suit sa référence avec un temps de réponse relativement court. Le couple électromagnétique suit également sa référence et le découplage flux - couple est toujours conservé. Le courant absorbé par la machine présente un pic lors de l'inversion de vitesse qui disparaît par la suite.



**Figure 1.23.** Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux et contrôlée par la commande vectorielle indirecte, à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de  $10 \text{ N.m}$  entre les instants  $t=1 \text{ sec}$  et  $t=2 \text{ sec}$  avec inversion de sens de rotation à  $t=3 \text{ sec}$ .

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée; on a vu en premier lieu la modélisation ; après les hypothèses simplificatrices on a développé les équations électriques et mécaniques de fonctionnement du moteur, ces équations sont simplifiées grâce à la transformation de Park.

En second lieu on a abordé la principale méthode d'orientation du flux rotorique à savoir la méthode indirecte ; une mise en équation du processus, avec un choix de variables d'états permettant un découplage entre l'axe d et q de la machine, permet d'introduire le principe de la commande vectorielle en boucle fermée. Enfin, afin d'introduire le régulateur PI pour le réglage en cascade de la vitesse et du courant, on a entrepris la discrétisation du modèle de la machine asynchrone triphasé. Cette modélisation est validée par une simulation numérique en présentant les différentes grandeurs de la machine.

Toutes ces considérations ont poussé les chercheurs à développer d'autres techniques de commande, plus simples et plus robustes que la commande vectorielle. La commande directe du couple est une des plus importantes.

## Chapitre 2:

# Application de la DTC à la Commande d'une Machine Asynchrone alimentée par un Onduleur à Trois Niveaux

## 2.1 Introduction

La technique de commande directe du couple «*Direct Torque (and Flux) Control*», est introduite en 1985 par Takahashi et Depenbrock [TAK 86] [TAK 87]. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [TAK 87] [HAB 91]. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs de référence sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquence définie par les régulateurs de flux et de couple. Ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation. Par contre, dans la méthode DTC, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation [HAB 91].

Nous allons commencer la modélisation de la commande directe du couple classique par les relations fondamentales sur la DTC à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique ; ensuite, on développera l'estimation des deux grandeurs de

commande (couple - flux) et on présentera les comparateurs à hystérésis. Nous terminerons par une présentation de la structure générale de la commande. Par la suite, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances du contrôle direct du couple.

La deuxième partie de ce chapitre présente une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs de flux et de couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC.

## 2.2 Principe de la commande directe du couple

Le principe de la commande directe du couple (DTC) est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple sont, [BEN 04]:

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

**Cette méthode de commande a pour avantages [BEN 04] :**

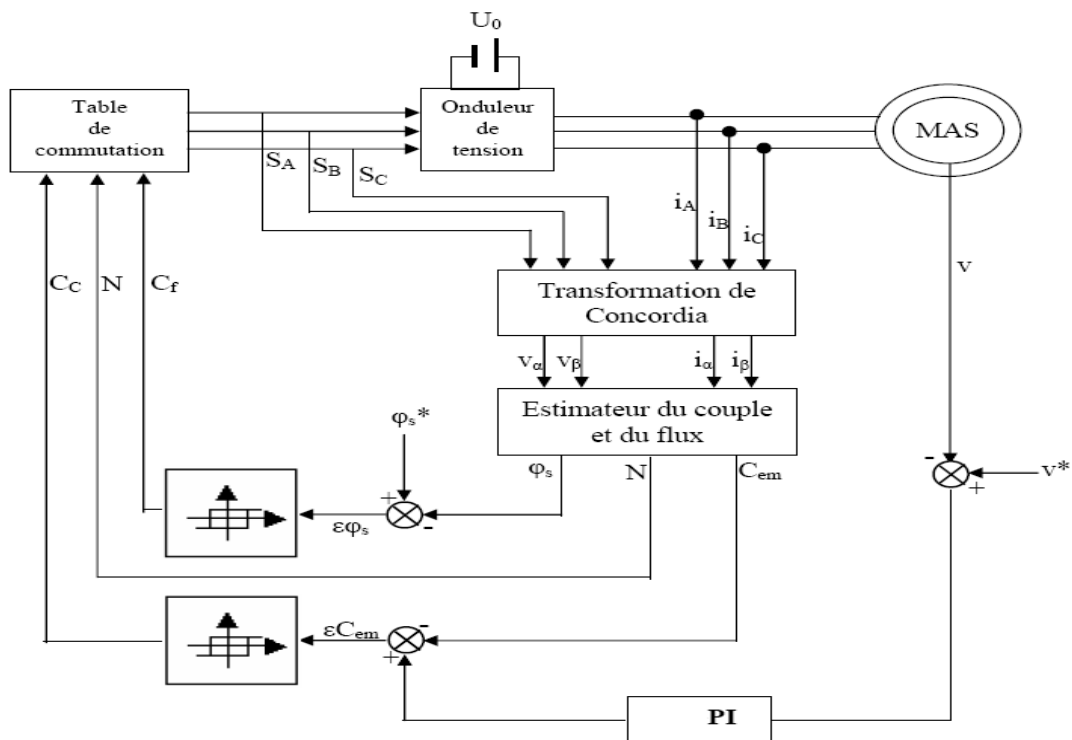


- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique est très rapide.

**Et pour inconvénients [BEN 04]:**

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

La commande par DTC peut être schématisée par la figure (2.1):



**Figure 2.1.** Schéma bloc de la commande directe du couple.

### 2.2.1 Principes généraux du contrôle vectoriel du couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator, [BOU 09] [CHI 08] [MER 07] [AME 05] [CAS 98] [SHI 01].

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] = 0 = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] - j\omega \phi_r \end{cases} \quad (2.1)$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left[ \frac{\phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \right] \phi_s \quad (2.2)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M}{L_r L_s} \text{ (Coefficient de dispersion).}$$

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ \frac{d}{dt} [\phi_r] + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{T_r} \phi_s \end{cases} \quad (2.3)$$

Ces relations montrent que :

Il est possible de contrôler le vecteur  $\phi_r$  à partir du vecteur  $V_s$  à la chute de tension  $R_s I_s$  près.

Le flux  $\phi_r$  suit les variations de  $\phi_s$  avec un petit retard causé par la constante de temps  $\sigma T_r$ . Le rotor agit comme un « filtre de constante de temps  $\sigma T_r$  » entre les flux  $\phi_r$  et  $\phi_s$ .

En régime permanent la 2<sup>ème</sup> équation de (2.3) décrit :

$$\phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + j\omega_r \sigma T_r} \phi_s \quad (2.4)$$

En posant  $\gamma = (\phi_s \wedge \phi_r)$  l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (2.5)$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\phi_r$  et  $\phi_s$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\phi_s$ , (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du  $\phi_r$  et donc le couple.

Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande  $T_e$  de la tension  $V_s$  est telle que  $T_e \ll \sigma T_r$ , [TAK 87].

### 2.2.2 Principes du contrôle du flux statorique

On se place dans le repère lié au stator de la machine, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante, [TAK 87] [BOU 09]:

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (2.6)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s t - \int_0^t (R_s I_s) dt \quad (2.7)$$

Où  $\phi_s(0)$  est le vecteur flux à l'instant  $t = 0$ . Dans cette étude nous allons considérer le terme  $R_s I_s$  négligeable devant la tension  $V_s$  (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée). Ainsi, on aura  $\phi_s(t) \approx V_s t$

Par ailleurs, on constate alors que sur un intervalle  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur  $V_s$  sélectionné pendant  $T_e$  [BOU 09].

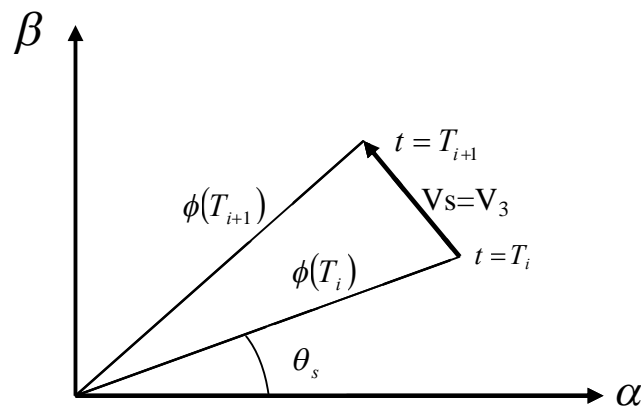


Figure 2.2. Exemple de l'évolution de l'extrémité de  $\phi_s$ .

## 2.2.3 Présentation de la structure de contrôle

### 2.2.3.1 Choix du vecteur tension $V_s$

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire, pour cela, le vecteur tension appliquée doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs tension, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [BOU 09].

Le choix de  $V_s$  dépend de la variation désirée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le décomposant en six zones (N=6) symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone i, les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone [LAM 08].

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît ;

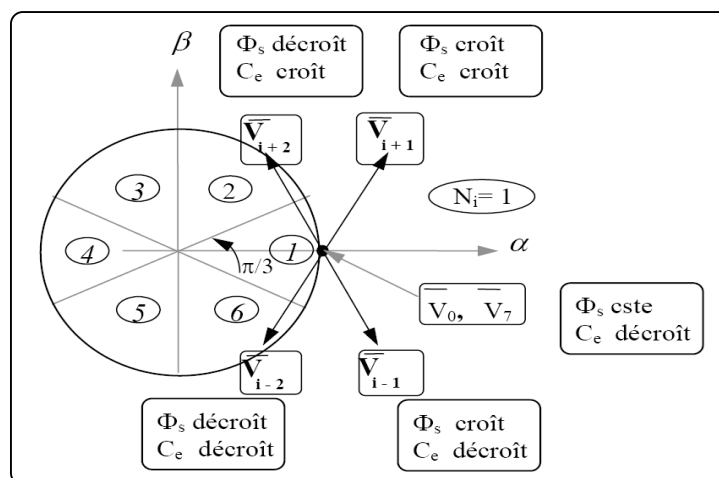


Figure 2.3. Choix du vecteur de tension.

- Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [CHI 08] [MER 07] [AME 05].

### 2.2.3.2 Structure du système du contrôle direct du couple

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\phi_s$ . Un estimateur de  $\phi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [OUA 06] [BEN 08].

### 2.2.4 Estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [MER 07].

#### 2.2.4.1 Estimation du flux statorique

Fondamentalement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non.

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine, l'expression du flux statorique s'écrit [HOA 99]:

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.8)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.10)$$

On obtient les tensions et à partir des commandes  $(S_1, S_2, S_3)$ , de la mesure de la tension  $U_0$  et en appliquant la transformée de Concordia:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (2.12)$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels,  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$  et par application de la transformation de Concordia:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (2.14)$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit:

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (2.15)$$

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyennes et hautes ou la chute de tension ohmique devient négligeable.

### 2.2.4.2 Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante:

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (2.16)$$

### 2.2.5 Élaboration du vecteur de commande

#### 2.2.5.1 Correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\phi}_s$ , dans une couronne circulaire comme le montre la figure (2.4). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $Cflx$ ) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $Cflx = 1$ ) ou diminuée ( $Cflx = 0$ ) de façon à maintenir:

$$\left| (\phi_s)_{ref} - \phi_s \right| \leq \Delta\phi_s \quad (2.17)$$

Avec :

$(\phi_s)_{ref}$  : La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$  : La largeur d'hystérésis du correcteur.

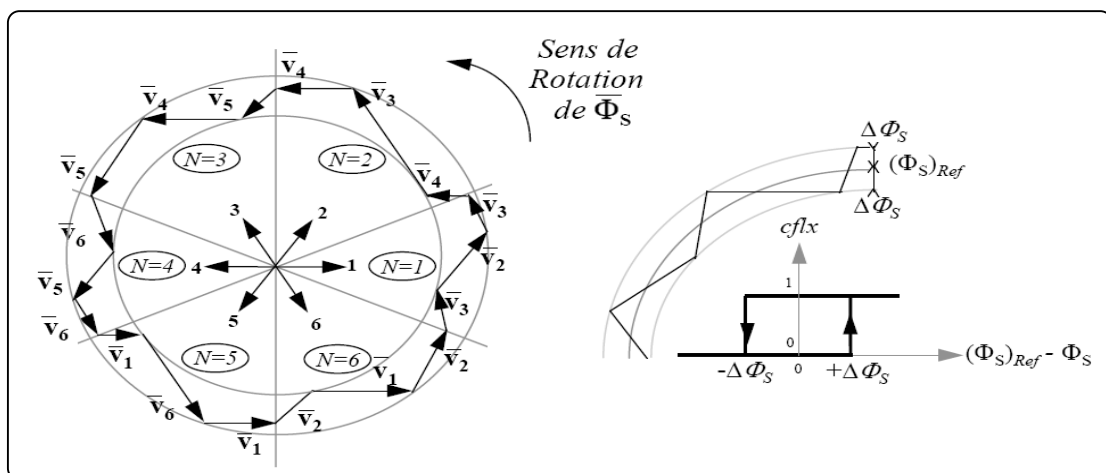


Figure 2.4. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.

### 2.2.5.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites:

$$\left| (C_e)_{ref} - C_e \right| \leq \Delta C_e \quad (2.18)$$

Avec :

$(C_e)_{ref}$  : La consigne de couple.

$\Delta C_e$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

#### 2.2.5.2. a Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\overline{\phi_s}$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$  et  $\overline{V}_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\overline{\phi_s}$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones ( $Z_i$ ), on s'aperçoit que pour chaque zone ( $i$ ), il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur .

#### 2.2.5.2. b Correcteur à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux (figure 2.5). Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne ( $Ccpl$ ) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $(Ccpl = 1)$  pour une consigne positive et  $(Ccpl = -1)$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $Ccpl = 0$ ) [AME 05].



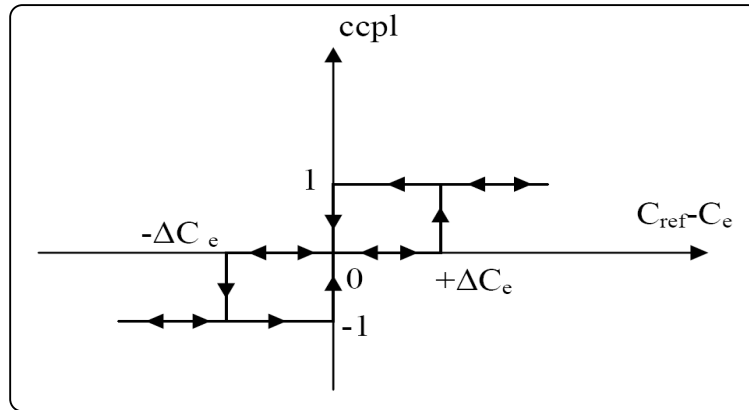


Figure 2.5. Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

### 2.2.6 Élaboration de la table de commande

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant.

Pour cela, différentes stratégies de commutation sont illustrées par les tables suivantes, selon les types de contrôleurs à hystérésis [MER 07] :

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>
<i>C<sub>flx</sub> = 1</i>	<i>C<sub>cpl</sub> = 1</i>	<i>V<sub>2</sub></i>	<i>V<sub>3</sub></i>	<i>V<sub>4</sub></i>	<i>V<sub>5</sub></i>	<i>V<sub>6</sub></i>	<i>V<sub>1</sub></i>
	<i>C<sub>cpl</sub> = 0</i>	<i>V<sub>6</sub></i>	<i>V<sub>1</sub></i>	<i>V<sub>2</sub></i>	<i>V<sub>3</sub></i>	<i>V<sub>4</sub></i>	<i>V<sub>5</sub></i>
<i>C<sub>flx</sub> = 0</i>	<i>C<sub>cpl</sub> = 1</i>	<i>V<sub>3</sub></i>	<i>V<sub>4</sub></i>	<i>V<sub>5</sub></i>	<i>V<sub>6</sub></i>	<i>V<sub>1</sub></i>	<i>V<sub>2</sub></i>
	<i>C<sub>cpl</sub> = 0</i>	<i>V<sub>5</sub></i>	<i>V<sub>6</sub></i>	<i>V<sub>1</sub></i>	<i>V<sub>2</sub></i>	<i>V<sub>3</sub></i>	<i>V<sub>4</sub></i>

Tableau 2.1 Table de commutation sans vecteur nuls.

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Contrôleur</i>	
<i>cflx= 0</i>	<i>ccpl= 1</i>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<i>Deux</i>	<i>niveaux</i>
	<i>ccpl= 0</i>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	<i>ccpl=-1</i>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<i>Trois niveaux</i>	
<i>cflx= 1</i>	<i>ccpl= 1</i>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<i>Deux</i>	<i>niveaux</i>
	<i>ccpl= 0</i>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	<i>ccpl=-1</i>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<i>Trois niveaux</i>	

**Tableau 2.2** Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple.

Les vecteurs  $V_0$  et  $V_7$  sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur.

### 2.2.7 Structure générale du contrôle direct du couple

Le schéma bloc de la figure (2.6), représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

La figure (2.6) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage  $T_e$  est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courant afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.

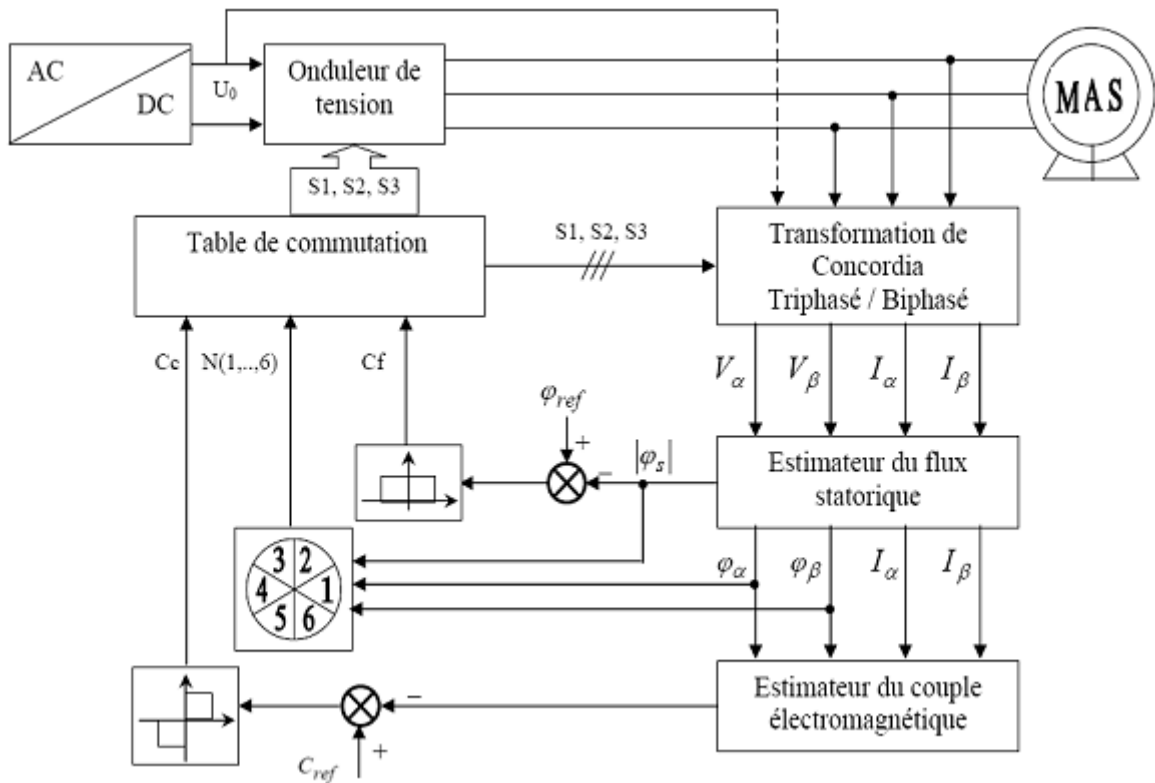


Figure 2.6. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur  $V_s$  sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI.

### 2.2.8 Simulation et interprétation

L'analyse des performances dynamique ainsi que les régulateur utilisé dans la DTC d'une machine asynchrone est faite par simulation dont l'onduleur utilisé est un onduleur de tension de deux niveaux avec une tension continué  $E=500v$ , la référence du flux statorique considéré  $1 \text{ Web}$  et la vitesse de référence égale à  $105 \text{ rad/s}$ . le pas de simulation  $50 \mu \text{ sec}$  l'erreur utilisées est  $0.2$  pour le couple et  $0.02$  pour le flux.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine de  $1.5 \text{ kW}$ , est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink.les résultats de simulation sont exposés comme suit sur les figures (2.7), (2.8).

- **Démarrage à vide**

La vitesse de rotation présente un dépassement nul, elle augmente rapidement avec une allure presque linéaire, jusqu'à  $t = 0,23 \text{ sec}$ , où elle se stabilise à une valeur constante égale à celle de la consigne ( $105 \text{ rad/s}$ ).

Le courant statorique est caractérisé par un fort courant de démarrage allant jusqu'à  $19 \text{ A}$ , puis il se stabilise à sa valeur nominale. Un agrandissement dans le courant durant le régime établi permet de déceler une distorsion plus au moins élevée.

Le couple électromagnétique présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire jusqu'à une valeur maximale de  $20 \text{ N.m}$ , ensuite il descend presque instantanément vers sa valeur nulle avec une ondulation de  $8,2 \text{ N.m}$  d'amplitude en régime établi.

Le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de  $1 \text{ Wb}$  avec un léger dépassement ondulatoire de  $0,08 \text{ Wb}$  d'amplitude autour de la valeur de référence.

La trajectoire de l'extrémité du flux statorique d'après la figure (2.7) prend une forme presque circulaire d'un rayon égale à  $1 \text{ Wb}$  avec une légère déviation à la frontière du changement de la zone du vecteur flux statorique.

- **Introduction du couple de charge**

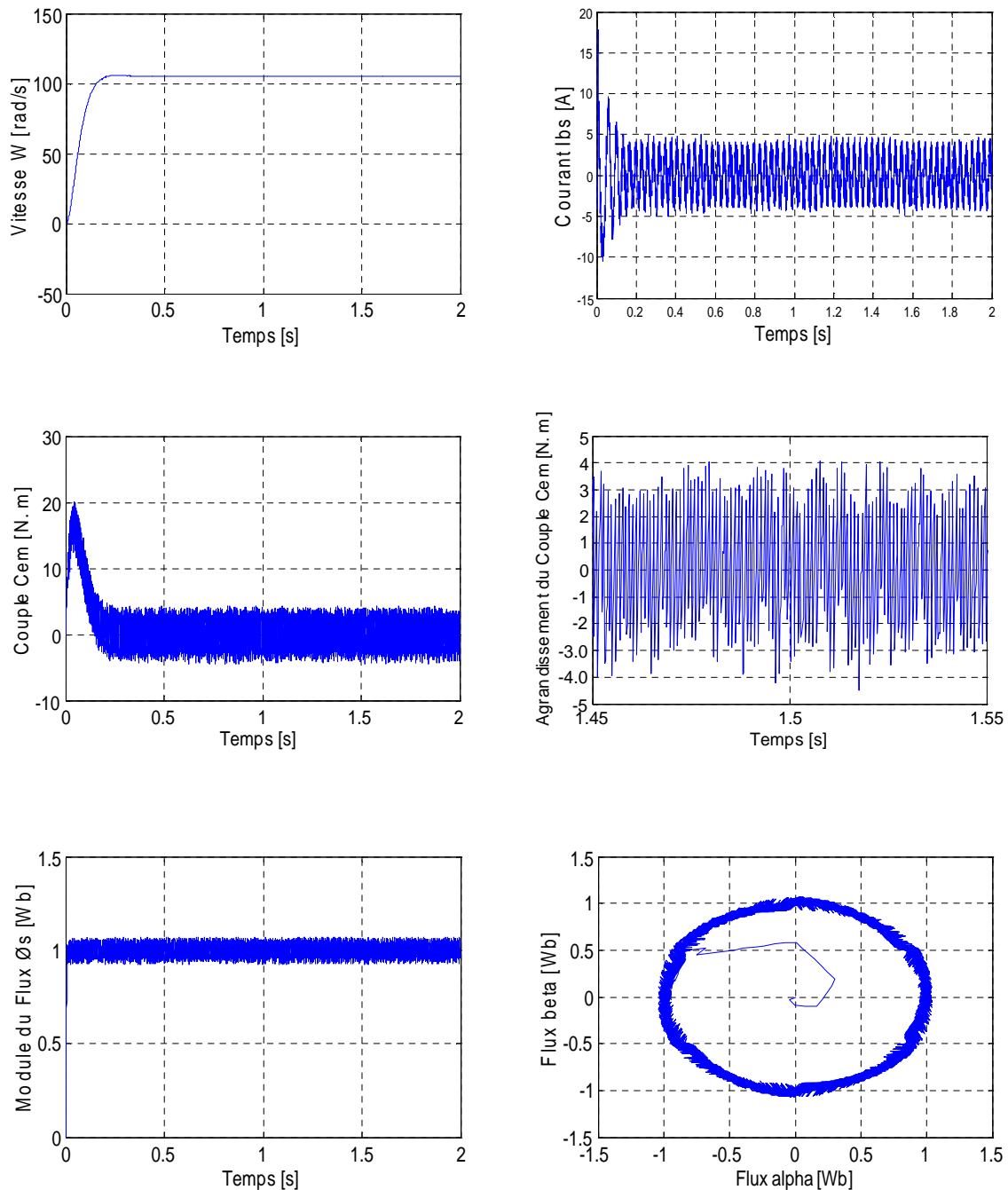
L'effet de l'introduction d'un couple de charge de  $10 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 1 \text{ s}$  et  $t = 2 \text{ s}$  après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine, est montré à la figure (2.8).

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis à vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse.

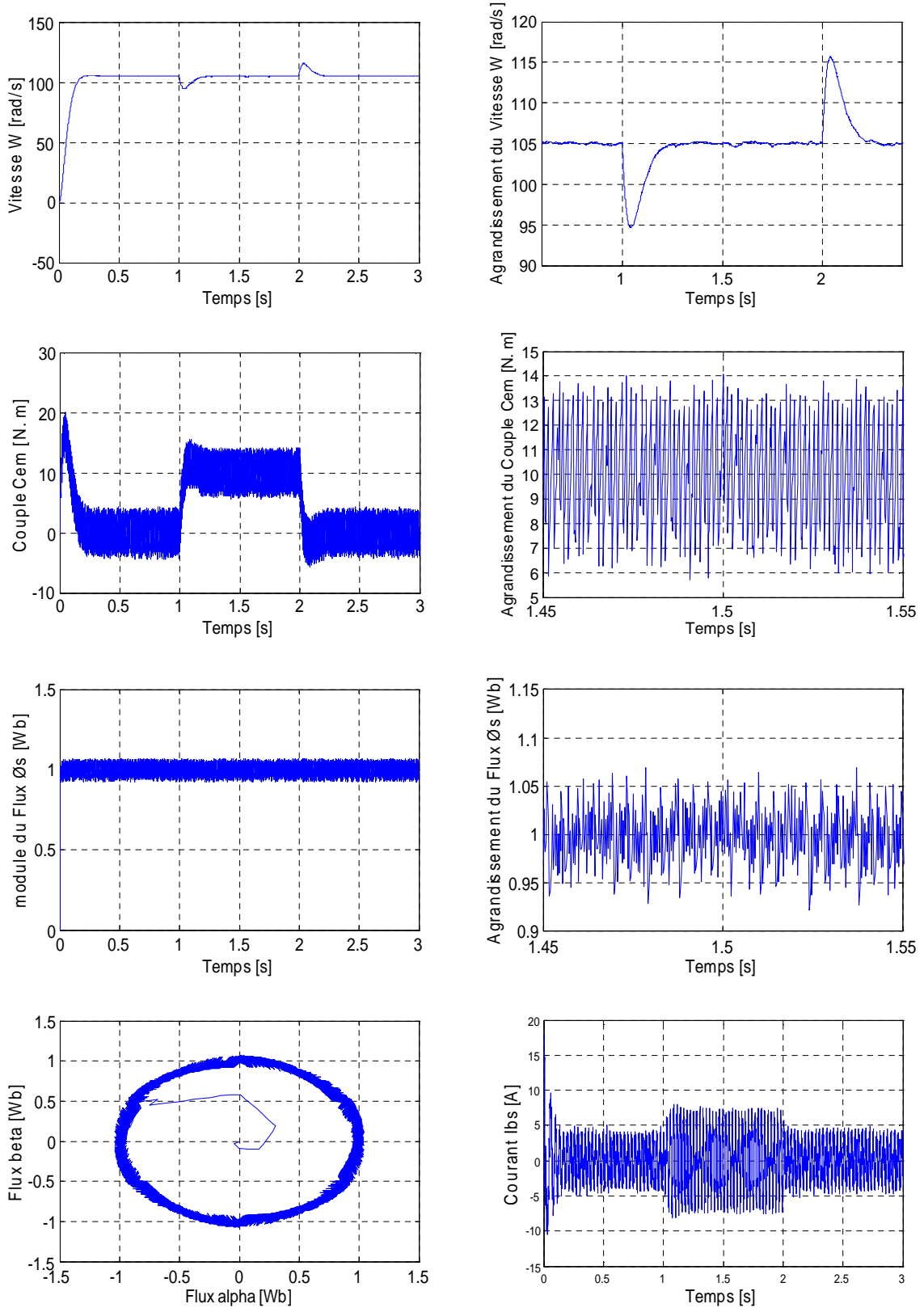
Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmente légèrement à l'instant  $t = 1 \text{ s}$  et  $t = 2 \text{ s}$  suite à l'application du couple décharge.

La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge.

La trajectoire flux statorique est pratiquement circulaire. Le couple présente un transitoire assez rapide. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.



**Figure 2.7.** Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux et contrôlée par la commande directe du couple à vide.



**Figure 2.8.** Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux et contrôlée par la commande directe du couple, à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de  $10\text{ N.m}$  à  $t=1\text{ sec}$  et  $t=2\text{sec}$ .

## 2.3 Commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux

### 2.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

#### 2.3.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux, se compose en trois bras et deux sources de tension continue. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires diode-transistor présentant chacune un interrupteur bidirectionnel en courant, et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure (2.9) donne une représentation schématique de cet onduleur.

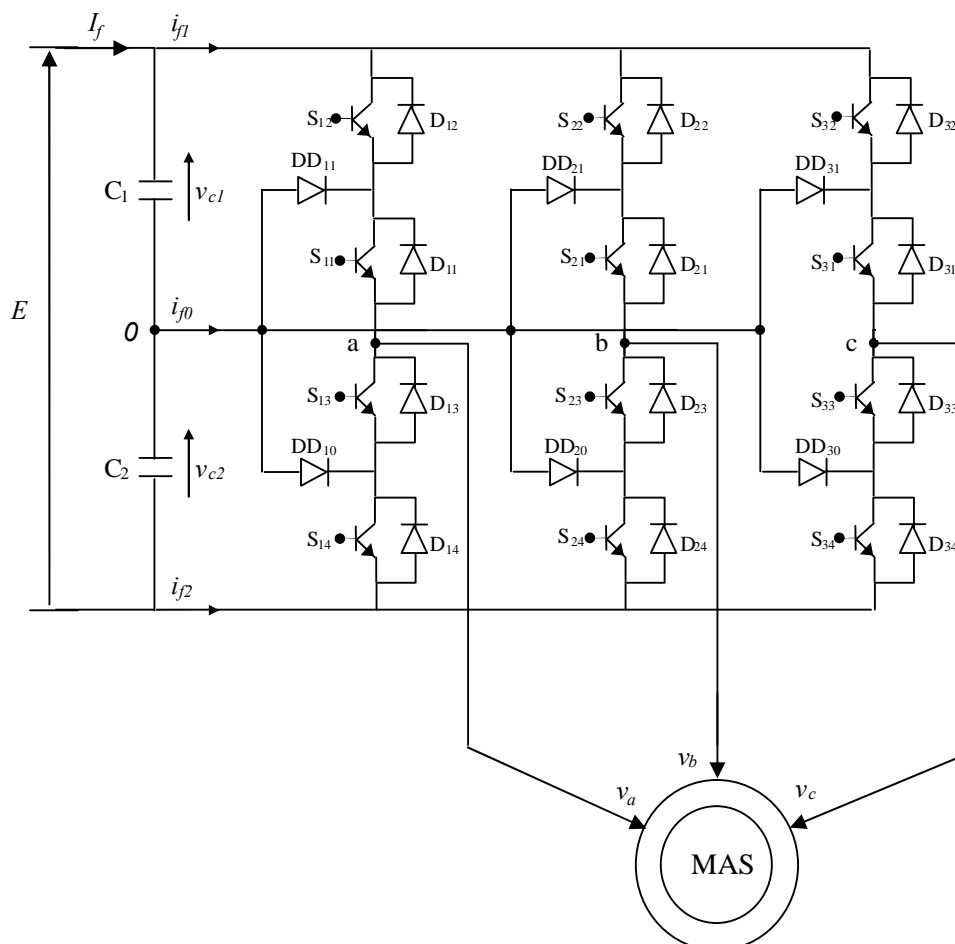


Figure 2.9. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

*Remarque :* les tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  sont des tensions continues (dans le cas idéal,  $v_{c1} = v_{c2} = \frac{E}{2}$ ).

### 2.3.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois Niveaux

La symétrie de la structure de l'onduleur à trois niveaux permet leur modélisation par bras (figure 2.10). On définit en premier lieu le modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

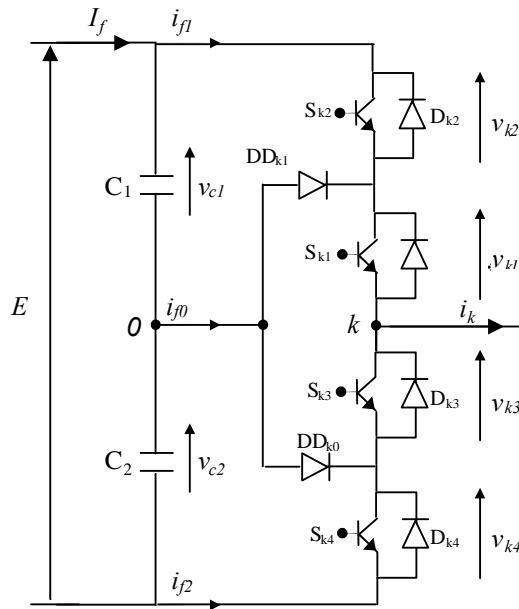


Figure 2.10. Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable  $S_{ks}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

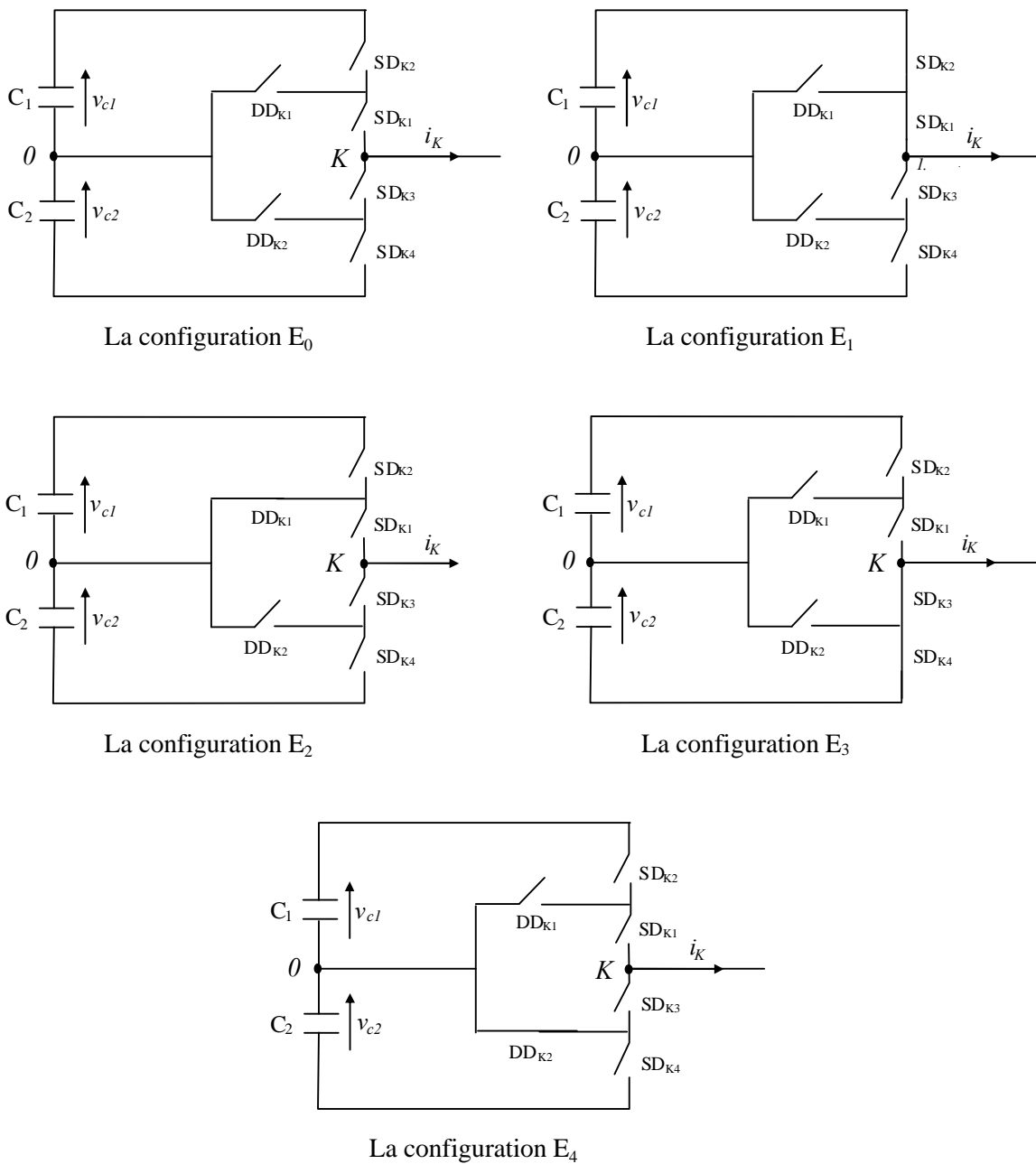
#### 2.3.1.2. a Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois Niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier qui sont présentées par la figure (2.11). Le tableau (2.3) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec 0 origine des potentiels et  $V_{ko}$  le potentiel du nœud k) [TAL 02].



La configuration	Grandeurs électriques
$E_0$	$i_{k0} = 0$
$E_1$	$v_{k0} = v_{c1}$
$E_2$	$v_{k0} = 0$
$E_3$	$v_{k0} = -v_{c2}$
$E_4$	$v_{k0} = 0$

**Tableau 2.3** Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras  $k$ .



**Figure 2.11.** Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

### 2.3.1.2. b Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée [TAL 02].

### 2.3.1.2. c Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction, et pour délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable.

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras d'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{cases} G_{K3} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K2}} \end{cases} ; \begin{cases} G_{K2} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K3}} \end{cases} ; \begin{cases} G_{K4} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K3} = \overline{G_{K2}} \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec :

$G_{ks}$  La commande de la base du transistor  $S_{ks}$  du bras  $k$ .

Il a été démontré que la troisième commande est celle qui donne les trois niveaux de tension  $v_{c1}$ ,  $0$  et  $-v_{c2}$ . Le tableau (2.4), montre bien les résultats de cette commande.

$C_i$	$G_{k1}$	$G_{k2}$	$G_{k3}$	$G_{k4}$	$v_{ko}$
<b>-1</b>	0	0	1	1	$-v_{c2}$
<b>0</b>	1	0	1	0	<b>0</b>
<b>1</b>	1	1	0	0	$v_{c1}$

**Tableau 2.4** Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

$C_i$  : état variable,

$i$  : Indices correspondants aux trois phases (a, b, c).

En traduisant cette commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $K$ , on trouve :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (2.20)$$

On définit la fonction de connexion du demi-bras notée  $F_{Km}^b$  avec :

$$m = \begin{cases} 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de } SD_{K1} \text{ et } SD_{K2} \\ 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de } SD_{K3} \text{ et } SD_{K4} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} F_{K4} \end{cases} \quad (2.21)$$

### 2.3.1.3 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu 0, sont donnés par le système suivant [TAL 02] :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11} F_{12} v_{C1} - F_{13} F_{14} v_{C2} \\ v_{bo} = F_{21} F_{22} v_{C1} - F_{23} F_{24} v_{C2} \\ v_{co} = F_{31} F_{32} v_{C1} - F_{33} F_{34} v_{C2} \end{cases} \quad (2.22)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11}^b v_{c1} - F_{10}^b v_{c2} \\ v_{bo} = F_{21}^b v_{c1} - F_{20}^b v_{c2} \\ v_{co} = F_{31}^b v_{c1} - F_{30}^b v_{c2} \end{cases} \quad (2.23)$$

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} (2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3} (-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3} (-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \end{cases} \quad (2.24)$$

A partir des relations (2.23) et (2.24), on obtient le système matriciel liant les fonctions des demi-bras de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la MAS :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} v_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} v_{c2} \right\} \quad (2.25)$$

Dans le cas où  $v_{c1} = v_{c2} = \frac{E}{2}$ , la relation (2.25) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (2.26)$$

En comparant la relation (1.30), correspondant à l'onduleur à deux niveaux, à la relation (2.26), on remarque une analogie. Dans les deux relations, les fonctions de connexion des interrupteurs sont remplacées pour l'onduleur à trois niveaux par les fonctions de connexion des demi-bras. On constate également que l'onduleur triphasé à trois niveaux correspond à la mise en série de deux onduleurs triphasés à deux niveaux.

L'un constitué des demi-bras du haut et alimenté par  $+\frac{E}{2}$ , et l'autre formé des demi-bras

du bas et alimenté par  $-\frac{E}{2}$ .

Les différentes tensions composées s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (2.27)$$

Pour obtenir la tension simple et composée simplifier en fonction du grandeur booléenne de commande des bras de l'onduleur  $S_j$  ( $j=a, b, c$ ), en remplaçant Les fonctions de connexion  $F_{km}$  par  $S_{km}$ ,  $v_{c1} = v_{c2} = \frac{E}{2} = U_C$

Après la relation (2.26), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_C \quad (2.28)$$

Les différentes tensions composées :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_C \quad (2.29)$$

### 2.3.2 Modélisation vectorielle du convertisseur de puissance

Pour la modélisation de l'onduleur, nous devons signaler que les phénomènes dus à la commutation ont été négligés ainsi que les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

Le tableau (2.5) montre les états de commutation possibles de l'onduleur. On reprendra les expressions des tensions simples de la sortie de l'onduleur établies précédemment, et en utilisant la forme vectorielle des tensions on peut écrire :

$$V_S = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} = \frac{2}{3}V_d (V_A + aV_B + a^2V_C) \quad (2.30)$$

Avec :  $a = e^{j2\pi/3}$

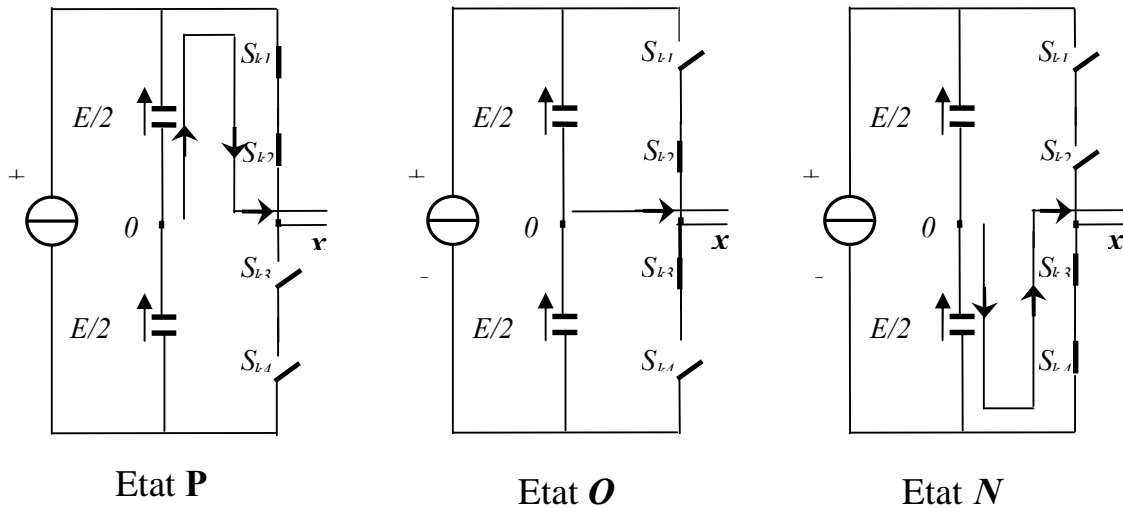
L'onduleur de tension à deux-niveaux ne peut en fait générer que sept vecteurs. On voit bien qu'avec l'alimentation à trois niveaux, on arrive à générer dix-neuf vecteurs réels, ce qui nous permet d'améliorer les performances du système et de prendre en considération les besoins du fonctionnement à puissance élevée [ZAI 07] [LAL 09].

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles [LAL 09] (figure 2.12):

**État P:** Les deux interrupteurs du haut  $S_{k1}$  et  $S_{k2}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas  $S_{k3}$  et  $S_{k4}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts.

**État O:** Les deux interrupteurs du milieu  $S_{k2}$  et  $S_{k3}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{k1}$  et  $S_{k4}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts.

**État N:** Les deux interrupteurs du bas  $s_{k3}$  et  $s_{k4}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut  $s_{k1}$  et  $s_{k2}$  ( $k=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts.



**Figure 2.12.** Les états d'un bras de l'onduleur à trois-niveaux.

Le vecteur tension  $V_s$  est délivrée par un onduleur à trois-niveaux. Chaque bras de l'onduleur possède trois états de commutation représentés dans le tableau (2.5) :

État du bras	État d'interrupteur d'un bras				Tension de sortie $V_{kN}$
	$S_{k1}$	$S_{k2}$	$S_{k3}$	$S_{k4}$	
<b>P</b>	ON	ON	OFF	OFF	$E/2$
<b>O</b>	OFF	ON	ON	OFF	0
<b>N</b>	OFF	OFF	ON	ON	$-E/2$

**Tableau 2.5** Les états de commutation d'un bras de l'onduleur à trois-niveaux à structure NPC.

Vecteur tension	Symboles
ZVV	(PPP) ; (000) ; (NNN)
MVV	(PON) ; (OPN) ; (NPO) ; (NOP) ; (ONP) ; (PNO)
LVV	(PNN) ; (PPN) ; (NPN) ; (NPP) ; (NNP) ; (PNP)
USVV	(POO) ; (PPO) ; (OPO) ; (OPP) ; (OOP) ; (POP)
LSVV	(ONN) ; (OON) ; (NON) ; (NOO) ; (NNO) ; (ONO)

**Tableau 2.6** Vecteurs tension associés aux états de commutation.

Le tableau (2.6) montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur ( $3^3$ ). Selon ces états, on aura 19 vecteurs tension  $V_s$  différents en module. La représentation de ces vecteurs, voir la figure (2.13), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules. On distingue alors :

- Le groupe ZVV, Le vecteur tension nul  $V_0$ .
- Le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits ( $V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$ )
- Le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens ( $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$ )
- Le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands ( $V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$ )

Le vecteur nul a trois états de commutation, les petits vecteurs ont deux états (USVV, LSVV), les moyens et les grands vecteurs ont seulement un seul état de commutation.

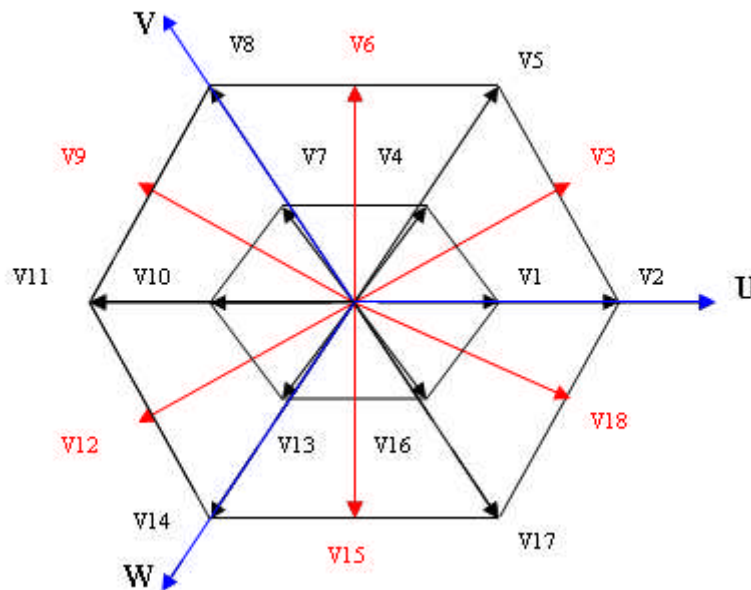


Figure 2.13. Présentation vectorielle de la tension de sortie.

A titre d'exemple, Le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens ( $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$ )

Le vecteur tension  $V_3$  correspond à l'état *PON*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{13} = 0, S_{14} = 0, \\ S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0, \\ S_{31} = 0, S_{32} = 0, S_{33} = 1, S_{34} = 1, \end{cases} \quad (2.31)$$

Le vecteur tension  $V_6$  correspond à l'état *OPN*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0, \\ S_{21} = 1, S_{22} = 1, S_{23} = 0, S_{24} = 0, \\ S_{31} = 0, S_{32} = 0, S_{33} = 1, S_{34} = 1, \end{cases} \quad (2.32)$$

Le vecteur tension  $V_9$  correspond à l'état *NPO*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1, \\ S_{21} = 1, S_{22} = 1, S_{23} = 0, S_{24} = 0, \\ S_{31} = 0, S_{32} = 1, S_{33} = 1, S_{34} = 0, \end{cases} \quad (2.33)$$

Le vecteur tension  $V_{12}$  correspond à l'état *NOP*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1, \\ S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0, \\ S_{31} = 1, S_{32} = 1, S_{33} = 0, S_{34} = 0, \end{cases} \quad (2.34)$$

Le vecteur tension  $V_{15}$  correspond à l'état *ONP*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0, \\ S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1, \\ S_{31} = 1, S_{32} = 1, S_{33} = 0, S_{34} = 0, \end{cases} \quad (2.35)$$

Le vecteur tension  $V_{18}$  correspond à l'état *PNO*. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{13} = 0, S_{14} = 0, \\ S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1, \\ S_{31} = 0, S_{32} = 1, S_{33} = 1, S_{34} = 0, \end{cases} \quad (2.36)$$



Sur le plan de la commande, cette topologie du convertisseur offre les avantages principaux suivants :

- nombre élevé de degré de liberté par rapport à l'onduleur à deux-niveaux,
- ondulation du courant de sortie réduite,
- propriété remarquable d'emboîtement d'hexagones, notion de cellule triphasée à deux-niveaux.

Notons que de nombreux travaux ont été développés à partir du système de base proposé par Takahashi avec un onduleur à deux-niveaux. Notre première contribution est l'extension de cette approche pour un onduleur à trois-niveaux. Le problème, désormais classique, de l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs a fait l'objet de nombreuses études [LAL 09].

### 2.3.3 Algorithme DTC appliqué à la machine asynchrone alimenté par onduleur à trois niveaux

Les conditions du contrôle dynamique du couple de la machine doivent être mises en évidence par son modèle, en se plaçant dans un référentiel lié au stator. Ainsi, une extension du même principe de contrôle direct du couple développé par TAKAHASHI pour un onduleur à deux-niveaux, réalise le découplage recherché dans la commande afin d'obtenir de meilleures performances avec un onduleur à trois-niveaux [ZAI 07].

On note que dans la stratégie du contrôle direct du couple, le flux et le couple sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

#### 2.3.3.1 Contrôle du couple et du flux

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

$$\varepsilon_{\phi} = \phi_{ref} - \phi_s \quad \text{et} \quad \varepsilon_c = C_{ref} - C_{elm} \quad (2.37)$$

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

$$\begin{cases} \mathcal{E}_\phi < \mathcal{E}_{\phi \min} \\ \mathcal{E}_{\phi \min} \leq \mathcal{E}_\phi \leq \mathcal{E}_{\phi \max} \\ \mathcal{E}_\phi > \mathcal{E}_{\phi \max} \end{cases} \quad (2.38)$$

Alors que le niveau du flux convenable est borné entre  $\mathcal{E}_{\phi \min}$  et  $\mathcal{E}_{\phi \max}$ , il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi, les trois intervalles sont notés par :  $\mathcal{E}_{\phi_n}$  (négative),  $\mathcal{E}_{\phi_z}$  (zéro) et  $\mathcal{E}_{\phi_p}$  (positive).

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

$$\begin{cases} \mathcal{E}_c < \mathcal{E}_{C \min 2} \\ \mathcal{E}_{C \min 2} \leq \mathcal{E}_c \leq \mathcal{E}_{C \min 1} \\ \mathcal{E}_{C \min 1} \leq \mathcal{E}_c \leq \mathcal{E}_{C \max 1} \\ \mathcal{E}_{C \max 1} \leq \mathcal{E}_c \leq \mathcal{E}_{C \max 2} \\ \mathcal{E}_{C \max 2} \leq \mathcal{E}_c \end{cases} \quad (2.39)$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ( $\mathcal{E}_{C \max 1}$ ,  $\mathcal{E}_{C \max 2}$ ) et deux bandes inférieures ( $\mathcal{E}_{C \min 1}$ ,  $\mathcal{E}_{C \min 2}$ ) illustrées par la figure (2.14). La meilleure marge du contrôle du couple est celle localisée par ( $\mathcal{E}_{C \min 1}$ ,  $\mathcal{E}_{C \max 1}$ ) et la région bornée par ( $\mathcal{E}_{C \min 2}$ ,  $\mathcal{E}_{C \max 2}$ ) devrait donner des valeurs utiles du couple. Ces cinq intervalles définies pour l'écart du couple sont cependant notées par :  $\mathcal{E}_{c_{nl}}$  (négative large),  $\mathcal{E}_{c_{ns}}$  (négative small),  $\mathcal{E}_{c_z}$  (zéro),  $\mathcal{E}_{c_{ps}}$  (positive small) et  $\mathcal{E}_{c_{pl}}$  (positive large), (figure 2.14).

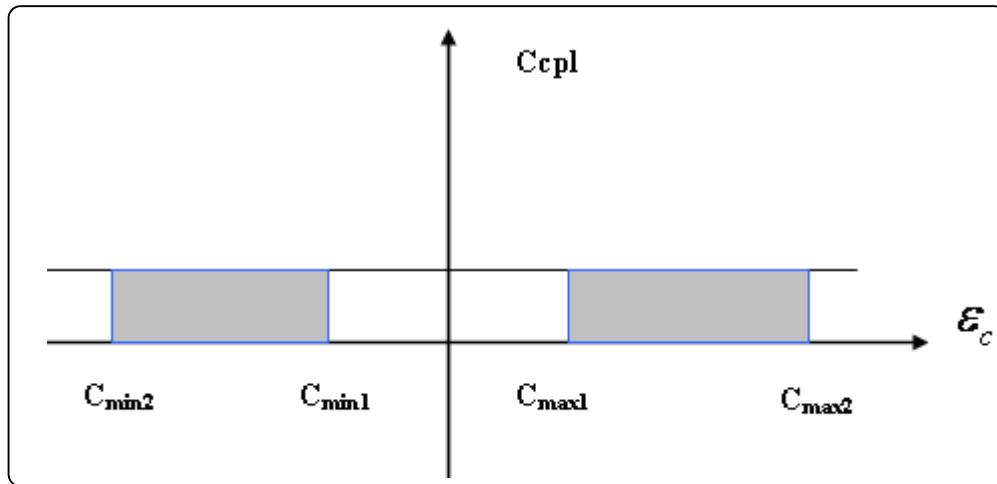


Figure 2.14. Fonction de sortie du correcteur de couple.

Dans le contrôle du flux et du couple, on a vu qu'un seul vecteur tension peut être adéquat pour un ensemble de valeurs de  $\theta_s$  (la position du flux dans le référentiel lié au stator) c'est à dire tout un secteur. Par ailleurs, la sélection du vecteur tension peut être faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs  $\varepsilon_\phi, \varepsilon_c$  et le rang  $N_j$  du secteur de l'angle  $\theta_s$ . La sortie est le rang  $K$  du vecteur tension  $V_s$  qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage [ZAI 07].

### 2.3.3.2 Stratégie de commutation proposée

Nous prenons le même nombre de secteurs que dans le contrôle classique développé par TAKAHASHI. Ainsi, on opte pour une table de commutation de taille moyenne à variables déterministes où  $N_j$  et  $K$  sont des variables entières, en utilisant six secteurs réguliers notés par  $N_l$  jusqu'à  $N_6$  représentés par la figure (2.3).

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

Le choix de la séquence des niveaux de phase, parmi toutes les configurations possibles associées à chaque vecteur tension choisi, constitue un deuxième degré de liberté qui doit être exploité pour le réquilibrage du point milieu capacitif. La base de cette stratégie, table de commutation, est inspirée de la technique de TAKAHASHI tout en

appliquant les vecteurs tension associés à chaque groupe dans l'espace d'évolution du Flux statorique [ZAI 07].

Nous utilisons le même estimateur de flux (modèle en tension) développé précédemment. Par ailleurs, des estimateurs en boucle fermée (observateurs) sont aussi utilisés. La différence entre ces deux méthodes est l'existence ou non d'un terme de correction lié à l'erreur d'estimation, utilisé pour affiner la réponse de l'estimateur. Les estimateurs, de part leur principe, sont sensibles aux variations paramétriques.

En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de Commutations partielles représentées par les tableaux ci-dessous.

- 1) Table de commutation correspondante aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe MVV.

<i>N</i>		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>						
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>

Tableau 2.7

- 2) Table de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe LVV.

<i>N</i>		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>						
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>

Tableau 2. 8

3) Table de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe SVV.

<i>N</i>		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>						
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	v <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>
	<i>Ccpl=0</i>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>

Tableau 2. 9

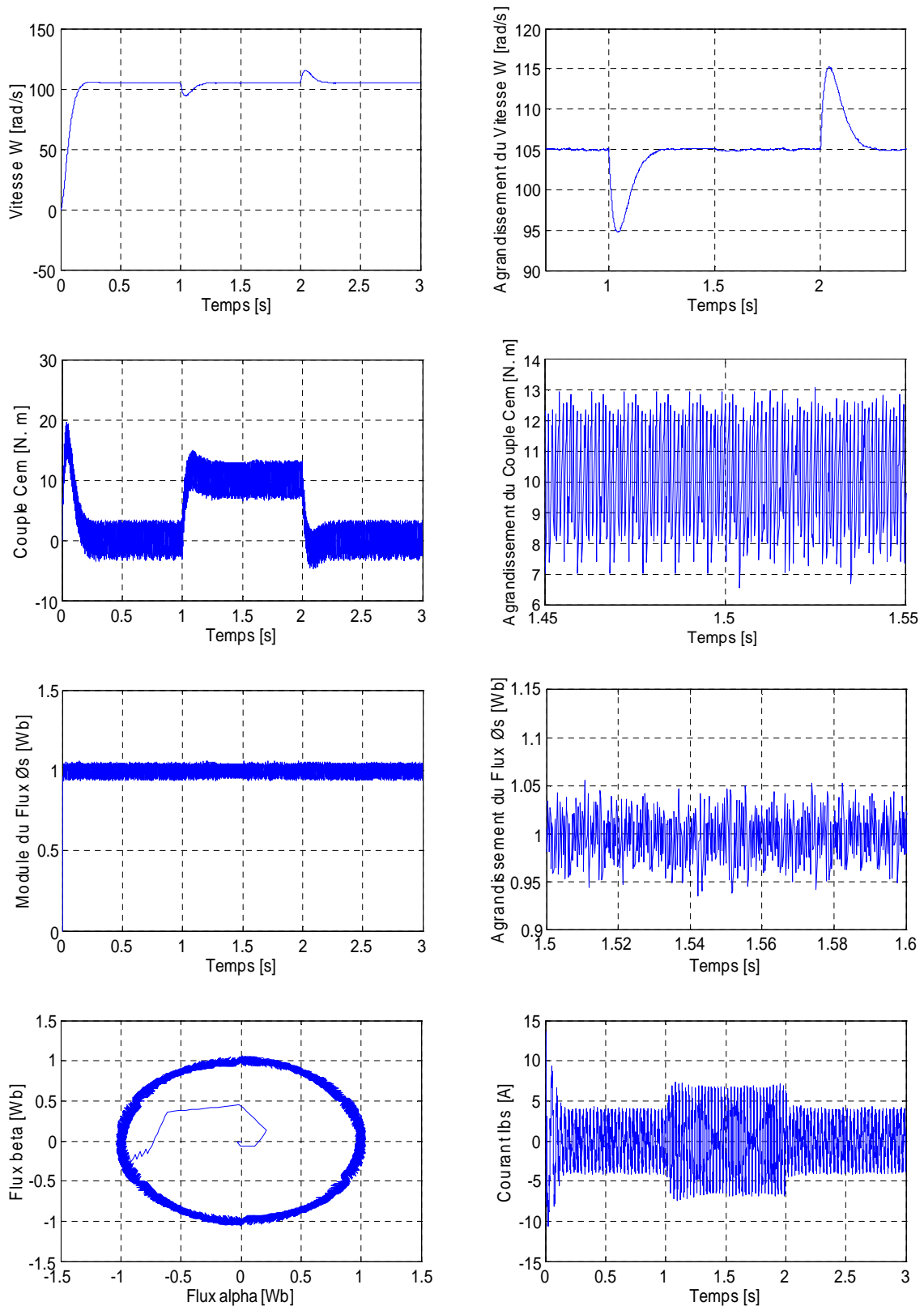
### 2.3.3.3 Simulation et interprétation

Pour valider l’algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux.

Les simulations sont effectuées pour une période d’échantillonnage  $T_e$  égale 50  $\mu$ s et une charge qui évolue avec la vitesse.

Les résultats obtenus (figure 2.15) montrent que Le taux d'ondulation totalement différent pour toutes les grandeurs simulées en régime permanent que ce soit pour le couple, le flux ou le courant. Le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. Dans le cas, on note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de 15A

La figure (2.15) montre la trajectoire du flux statorique, la réponse du couple électromagnétique  $C_{em}$ , à l’instant  $t = 1s$  et  $t = 2s$  suite à l’application du couple décharge. Avec une consigne de flux  $\phi_{ref} = 1Wb$ . En effet, de très bonnes performances sont obtenues, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l’écart d’hystérésis imposé pour le contrôleur du couple. On note ainsi, que le flux statorique  $\phi_s$  est pratiquement constant et un bon suivi da la trajectoire. Par conséquent, le couple électromagnétique est contrôlé tout en conservant l'amplitude du flux statorique autour de sa consigne.



**Figure 2.15.** Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux et contrôlée par la commande directe du couple, à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de 10 N.m à  $t=1$  sec et  $t=2$  sec.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MAS, ainsi il présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique. La deuxième partie de ce chapitre présente une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs de flux et de couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC.

Les résultats de simulation montrent la bonne stabilité et de précision de la structure de commande proposée. Ainsi, L'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux réalise de bonnes performances dynamiques et statiques par rapport à la commande DTC de l'onduleur à deux niveaux surtout concernant à la réduction de l'oscillation au niveau du couple. Par ailleurs, deux problèmes usuellement associés aux entraînements à base de DTC persistent: la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis qui est variable et l'estimation du flux statorique qui est imprécise. Cela dégrade bien sûr les performances de notre entraînement.

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

## Chapitre 3:

# Contrôle Direct du Couple et du Flux d'une Machine Asynchrone basé sur la Technique de la Modulation Vectorielle de l'Onduleur à Trois Niveaux

### 3.1 Introduction

Les avantages attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances élevées...) sont néanmoins contrebalancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques, et d'autre part, l'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo aléatoire de la bande d'hystérésis. Ces deux facteurs contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles. En outre, l'application de la commande DTC classique à la MAS provoque des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

Dans ce chapitre, Nous allons étudier la commande en modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur, et en particulier la modulation vectorielle. Nous développerons l'algorithme de la modulation vectorielle dans le cas de l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux. Ensuite, nous présentons une nouvelle structure de la commande DTC associée à de nouvelles techniques de commandes. Ces algorithmes permettent d'avoir une commande directe du couple et une alimentation à fréquence de commutation fixe, commandée par la stratégie MLI vectorielle. La principale caractéristique de ces méthodes est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés.



## 3.2 Modélisation de la Modulation vectorielle

La modulation vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines à courant alternatif pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle offre une fréquence de commutation fixe et elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées.

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers  $T$  (MLI régulière).
- Réalisation dans chaque intervalle d'échantillonnage  $[kT (k+1)T]$  ( $k=0,1,\dots, n$ ) d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur l'intervalle (M.L.I. symétrique), et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de l'intervalle d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période. (pour une M.L.I. discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi pont reste constant, Ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

### 3.2.1 Intérêt de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle n'offre pas d'avantages sensibles par rapport à la modulation sinus-triangle en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique. On donne, de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle dans le domaine des entraînements à vitesse variable avec moteurs synchrones ou asynchrones alimentés par des onduleurs de tension. C'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements [HAD 01] [LAL 09].

### 3.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

#### 3.2.2.1 Le principe de la SVM

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{réf}$  à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasée [BEN 04] [LAL 05].

Nous avons indiqué sur le tableau (3.1) les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces

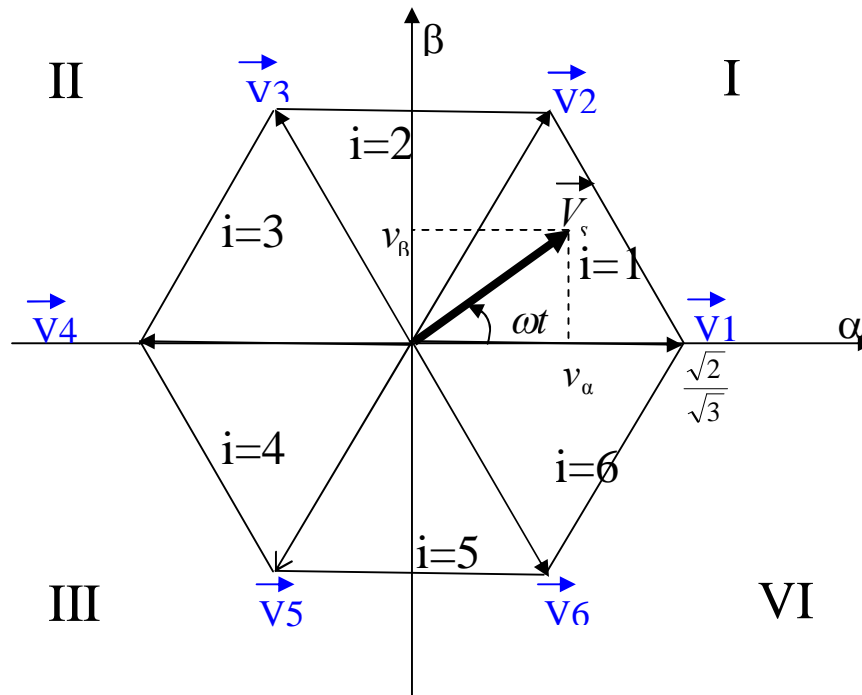
huit états les vecteurs des tensions ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ), la valeur de leurs composantes de CLARK  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  ainsi que le vecteur de référence  $V_s$  représentatif de ces états.

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$v_{ao}$	$v_{bo}$	$v_{co}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\vec{V}_s$
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

**Tableau 3.1** Table de vérité de l'onduleur de tension.

Deux de ces vecteurs sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égal à  $E\sqrt{2/3}$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier représenté par la figure (3.1), puisque deux vecteurs successifs forment un angle de  $60^\circ$ .

Un vecteur tension de référence  $V_s$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T$  par un vecteur tension moyen  $V_{moy}$ . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .



**Figure 3.1.** Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire.

### 3.2.2.2 Calcul des durées de conduction des interrupteurs

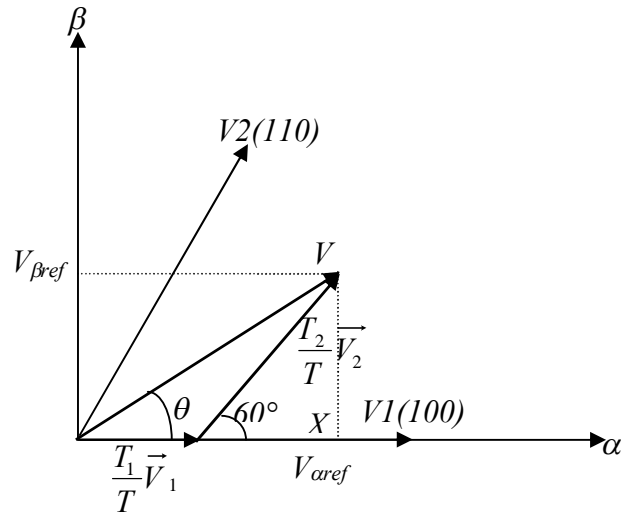
Le convertisseur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type  $V_i$ . On peut avoir une tension quelconque  $V$  que l'on veut obtenir en sortie dont ses coordonnées sont les composants de Clark  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$  d'un système triphasé de tension  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  :

$$V_{ref} = V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca} = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (3.1)$$

Avec :

$$a = \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right)$$

Après la détermination du secteur de vecteur de référence on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur auquel il appartient.



**Figure 3.2.** Projection du vecteur de tension de référence.

Dans la figure (3.2) le vecteur de référence  $V$  appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents ( $V_1$  et  $V_2$ ) est donné par [BEN 04] [MEH 10] [HAS 08] :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T} \vec{V}_2 \end{cases} \quad (3.2)$$

La détermination des durées  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection :

$$\begin{cases} V_{\beta ref} = \frac{T_2}{T} \|\vec{V}_2\| \cos(30^\circ) \\ V_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|\vec{V}_1\| + x \\ x = \frac{V_{\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (3.3)$$

Donc on peut trouver les durées  $T_1$  et  $T_2$  à partir des composantes  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$ :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2E} (3V_{\alpha ref} - \sqrt{3}V_{\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{T}{E} V_{\beta ref} \end{cases} \quad (3.4)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur, la construction de la figure (3.3) est obtenue.

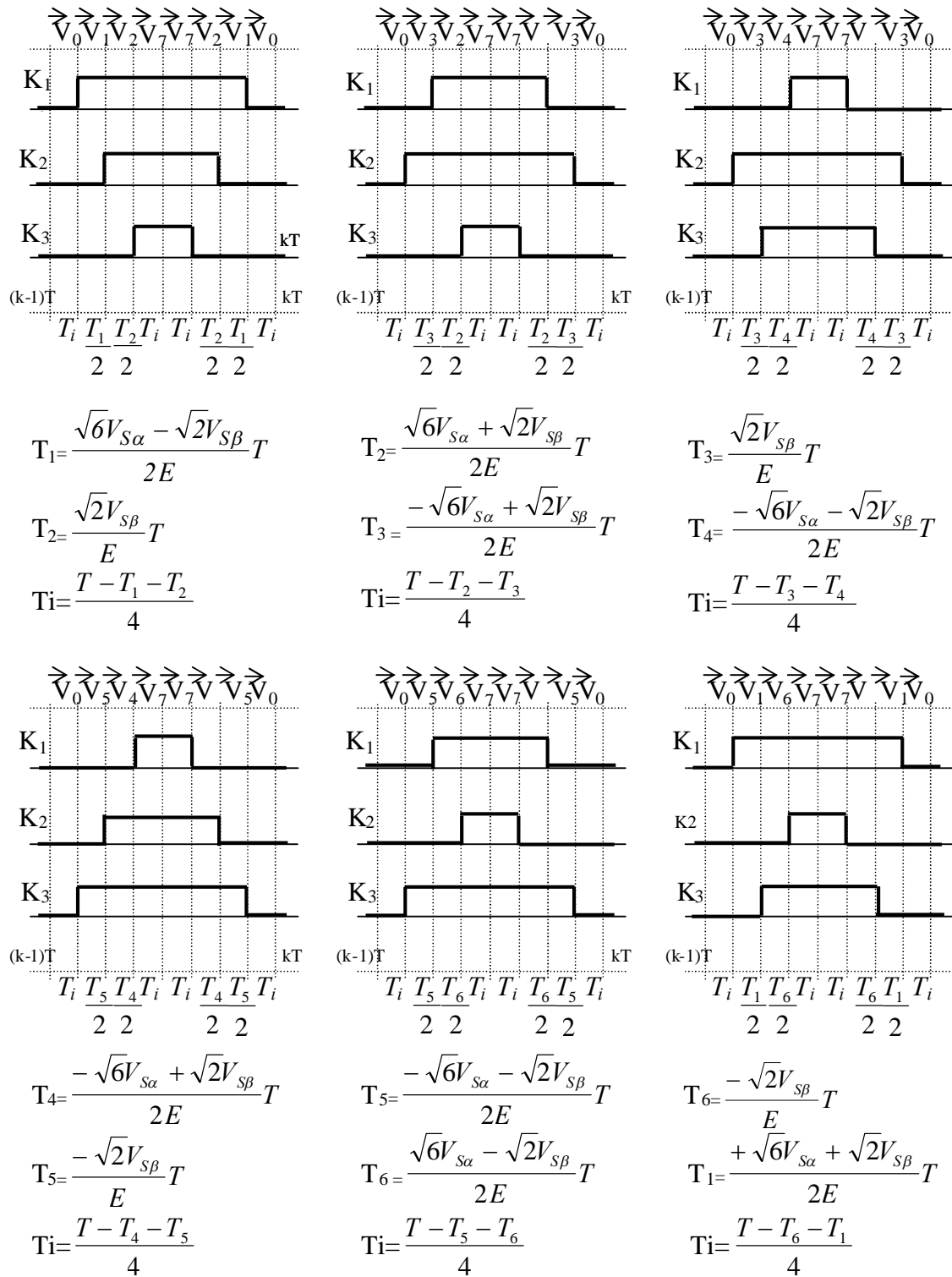


Figure 3.3. Description des séquences de conduction des interrupteurs.

### 3.2.2.3 Détermination du secteur K

Le vecteur  $V_{ref}$  est donné par ces deux composantes  $V_{ref\alpha}$  et  $V_{ref\beta}$ , un algorithme de recherche du secteur angulaire est utilisé pour déterminer le secteur K.

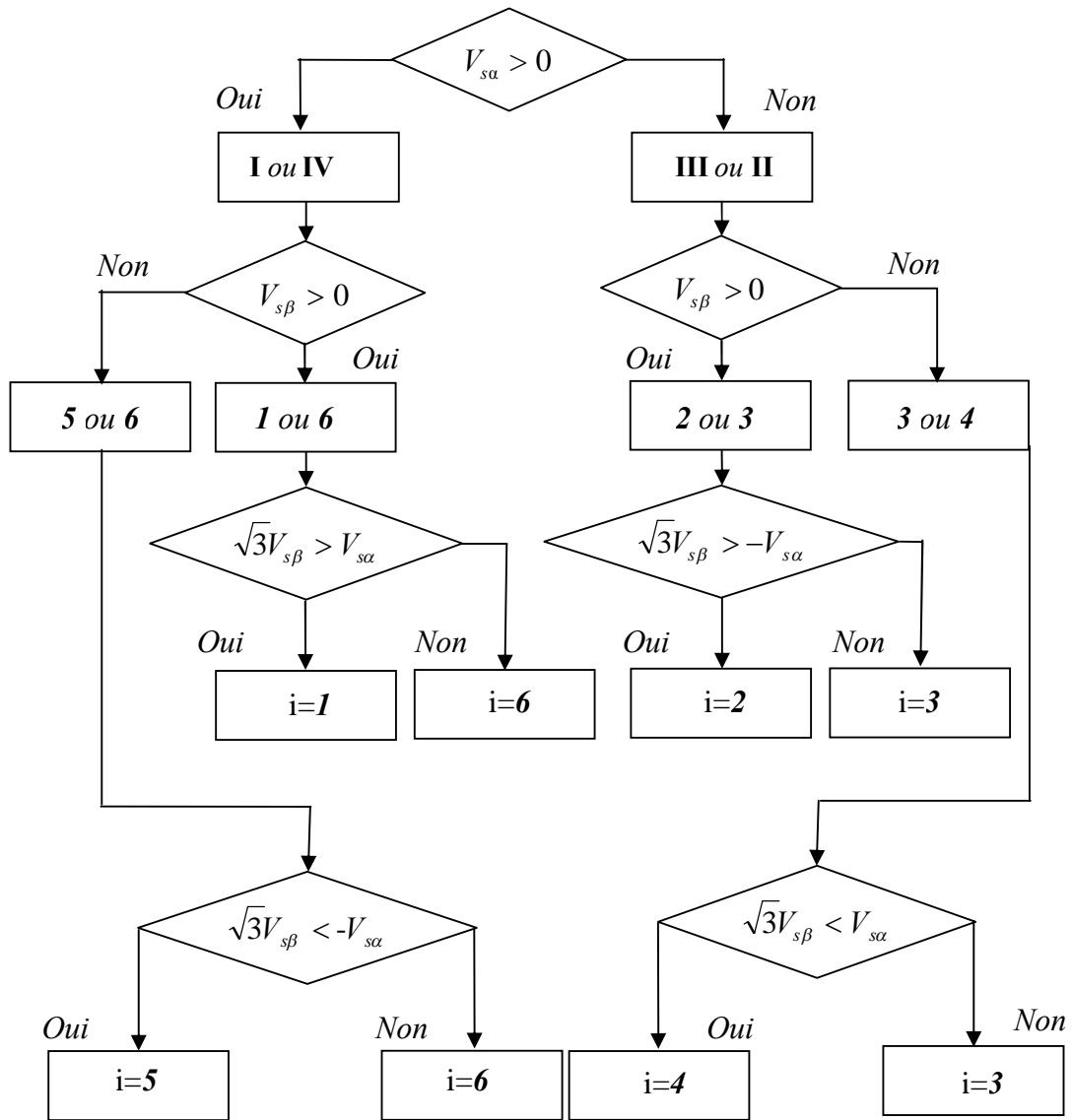


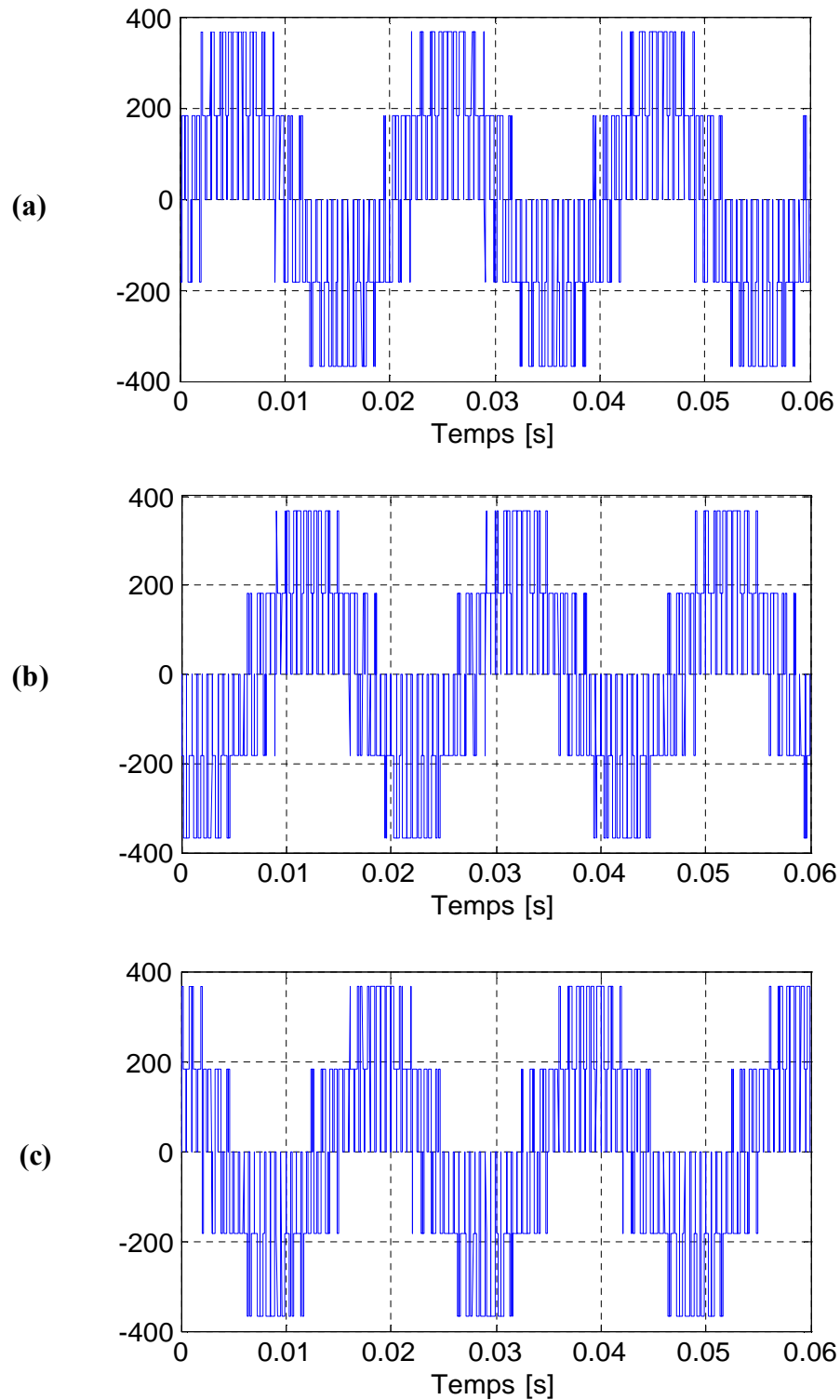
Figure 3.4. Algorithme pour déterminer le secteur angulaire.

### 3.2.2.4 Simulation et interprétation

Pour pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine, on a besoin d'alimenter l'onduleur par une source continue.

La modulation vectorielle est caractérisée par le taux de modulation  $m$ , et la période (ou la fréquence) d'échantillonnage  $T_s$  ( $f_s = 1/T_s$ ). On simule le système pour un taux de modulation  $m=0.9$  et une période d'échantillonnage  $T_s = 200 \cdot 10^{-6}$  secondes, ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage  $f_s = 1/T_s = 5\text{kHz}$ , La période des tensions de sortie étant  $T = 0.02$  secondes, on déduit que le nombre d'intervalles d'échantillonnage par période est  $N=0.02 / (200 \cdot 10^{-6})=100$  intervalles.

On présente la forme de la tension entre phase et neutre de la charge (figure 3.5). Comme prévue, la tension possède cinq niveaux. La tension enveloppe la référence, de sorte que le fondamental de coïncide avec.



**Figure 3.5.** Les tensions fournies par l'onduleur à MLI Vectorielle deux niveaux :

(a):  $V_{AN}$  , (b):  $V_{BN}$  , (c):  $V_{CN}$ .

### 3.2.3 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur de tension à deux-niveaux ne peut faire générer que sept vecteurs. On voit bien qu'avec l'alimentation à trois niveaux, on arrive à générer vingt-sept vecteurs, ce qui nous permet d'améliorer les performances du système et de prendre en considération les besoins du fonctionnement à puissance élevée [LAL 09].

#### 3.2.3.1 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

Le vecteur de tension  $V_s$  est délivré par un onduleur à trois-niveaux. Chaque bras de l'onduleur possède trois états de commutation [ZAI 07] [TAL 02] [DJE 09].

La Table (3.2) montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur ( $3^3$ ), Ce vecteur prend dix-huit positions discrètes dans le plan  $(\alpha, \beta)$  suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (figure 3.6). Ils sont rangées sur trois hexagones: six positions sur l'hexagone grand (correspondantes aux vecteurs (V15, V16, V17, V18, V19, V20), six positions sur l'hexagone moyenne (correspondantes les moyens vecteurs (V8, V9, V10, V11, V12, V13)) et six positions sur l'hexagone petit (correspondantes les petits vecteurs (V11, V12), (V21, V22), (V31, V32), (V41, V42), (V51, V52), et (V61, V62)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante les vecteurs de tension nul (V0, V7, V14). Chaque position sur l'hexagone petit est produite par deux états distincts [DJE 09]. Ces états sont appelés *états redondants*, et les vecteurs correspondants sont appelés *vecteurs redondants*. Ce tableau indique pour chacun de ces vingt sept états les vecteurs des tensions ( $V_a, V_b, V_c$ ), la valeur de leurs composantes de CLARK  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  ainsi que le vecteur de référence  $V_s$  représentatif de ces états [BOU 10] [DJE 09].



$C_a$	$C_b$	$C_c$	$S_{12}$	$S_{11}$	$S_{22}$	$S_{21}$	$S_{32}$	$S_{31}$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\vec{V}_s$	$N^o$
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	$v_0$	<b>1</b>
1	0	0	1	1	0	1	0	1	$E/2$	0	0	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$E/\sqrt{6}$	0	$v_{11}$	<b>2</b>
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$E/\sqrt{6}$	0	$v_{12}$	<b>3</b>
1	1	0	1	1	1	1	0	1	$E/2$	$E/2$	0	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$v_{21}$	<b>4</b>
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	$-E/2$	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$v_{22}$	<b>5</b>
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	$E/2$	0	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$v_{31}$	<b>6</b>
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	$-E/2$	0	$-E/2$	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$v_{32}$	<b>7</b>
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	$E/2$	$E/2$	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	$v_{41}$	<b>8</b>
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	$-E/2$	0	0	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	$v_{42}$	<b>9</b>
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	$E/2$	$-E/6$	$-E/6$	$E/3$	$-E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{51}$	<b>10</b>
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	$E/2$	$-E/2$	0	$-E/6$	$-E/6$	$E/3$	$-E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{52}$	<b>11</b>
1	0	1	1	1	0	1	1	1	$E/2$	0	$E/2$	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{61}$	<b>12</b>
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	$-E/2$	0	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{62}$	<b>13</b>
1	1	1	1	1	1	1	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	$v_7$	<b>14</b>
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	$-E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E\sqrt{3}/\sqrt{8}$	$E/\sqrt{8}$	$v_8$	<b>15</b>
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/\sqrt{2}$	$v_9$	<b>16</b>
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	$E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E\sqrt{3}/\sqrt{8}$	$E/\sqrt{8}$	$v_{10}$	<b>17</b>
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	$E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E\sqrt{3}/\sqrt{8}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{11}$	<b>18</b>
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/\sqrt{2}$	$v_{12}$	<b>19</b>
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E\sqrt{3}/\sqrt{8}$	$-E/\sqrt{8}$	$v_{13}$	<b>20</b>
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	$v_{14}$	<b>21</b>
1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$E\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	$v_{15}$	<b>22</b>
1	1	-1	1	1	1	1	0	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	$v_{16}$	<b>23</b>
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	$v_{17}$	<b>24</b>
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	$v_{18}$	<b>25</b>
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	$v_{19}$	<b>26</b>
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	$v_{20}$	<b>27</b>

Tableau 3.2 Table de vérité de l'onduleur de tension à trois niveaux.

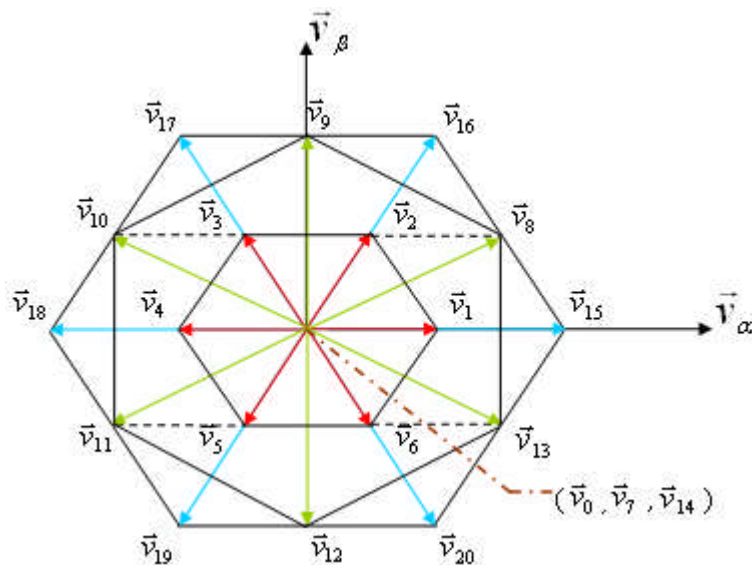


Figure 3.6. Présentation vectorielle de la tension de sortie.

La représentation vectorielle de ces vecteurs, voir la figure (3.6), montre qu'ils sont classés en trois groupes (trois hexagone) selon leurs modules (figure 3.7) [BOU 10] [DJE 09] [DJE 02]. On distingue alors :

- Le petit hexagone (Fig.3.7.a), définie par les six régions I, II, III, IV, V et VI. Tous les vecteurs de la limitation de ces régions ont le même module égale à :  $E / \sqrt{6}$ .

- Le milieu hexagone (Fig.3.7.b), définie par les six régions a, b, c, d, e et f. Tous les vecteurs de la limitation de ces régions ont le même module égale à :  $E / \sqrt{2}$ .

- Le grand hexagone (Fig.3.7.c), définie par les six régions A, B, C, D, E et F. Tous les vecteurs de la limitation de ces régions ont le même module égale à :  $E \cdot (\sqrt{2} / \sqrt{3})$ .

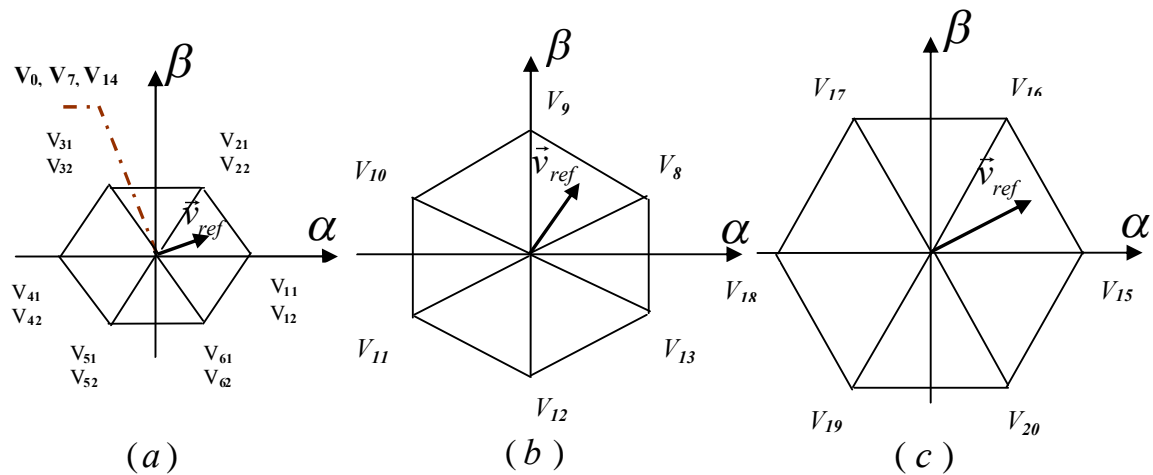


Figure 3.7. (a). Petites hexagone. (b). Moyen hexagone. (c). Grand hexagone.

### 3.2.3.2 Stratégie de la génération des signaux de la SVM de l'onduleur à trois niveaux

#### 3.2.3.2.1 Principe

Comme le montre la figure (3.6), dans chacun des trois hexagones, le vecteur de référence  $V_{ref}$  est situé dans l'une des six régions constituant l'hexagone, où chaque région est limitée par deux vecteurs adjacents  $V_{\delta}$  et  $V_{\delta+1}$  et des vecteurs nuls  $V_0$ ,  $V_7$  et  $V_{14}$  (figure 3.8) [MEH 10].

$$V_{ref} = \frac{T_{\delta}}{T_s} V_{\delta} + \frac{T_{\delta+1}}{T_s} V_{\delta+1} \quad (3.5)$$

$$\text{Ou } T_s = T_\delta + T_{\delta+1} + T_0$$

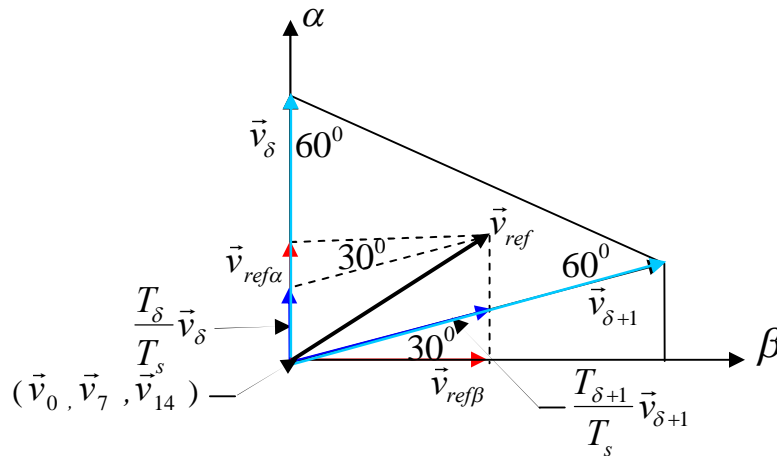
$T_s$  est le temps d'échantillonnage,

$T_\delta, T_{\delta+1}$  sont les temps d'application  $V_\delta$  et  $V_{\delta+1}$  respectivement.

Sur une période d'échantillonnage  $T_s$ ,  $V_{ref}$  est égal à  $V_\delta$  pendant  $T_\delta$  et  $V_{\delta+1}$  pendant une durée  $T_{\delta+1}$ . Dans le reste de la période  $T_s$ ,  $V_{ref}$  est égal à vecteurs nuls ( $V_{14}, V_0$  et  $V_7$ ).

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} = \vec{V}_{ref\alpha} + \vec{V}_{ref\beta} \\ V_{ref} = \sqrt{V_{ref\alpha}^2 + V_{ref\beta}^2} \cdot e^{j(\varphi-\pi/2)} \end{cases} \quad (3.6)$$

$\varphi$  : C'est la position angulaire du vecteur  $V_s^*$  à l'intérieur d'une région.



**Figure 3.8.** Principe de la détermination des instants.

Certains états de commutation sont des états redondants. Ils produisent les mêmes tensions de sortie  $V_a, V_b$  et  $V_c$ . Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer suivant plusieurs critères [LAL 09]:

- La minimisation des pertes de puissance dans l'onduleur par la minimisation du nombre d'interruptions par période;
- L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs au coté continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués.

Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états de l'onduleur qui consiste à [LAL 09]:

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période;
- de diviser le temps approprié à chaque état sur toute les redondances;
- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage;

### 3.2.3.2.2 Calcul des temps de commutation

Dans ce qui suit nous allons faire le calcul des temps de commutation des interrupteurs des deux premières régions de chaque hexagone. les autres calcul des temps se comptent de la même manière.

La limitation des modules vecteurs (V1 à V20) prendra les valeurs suivantes :

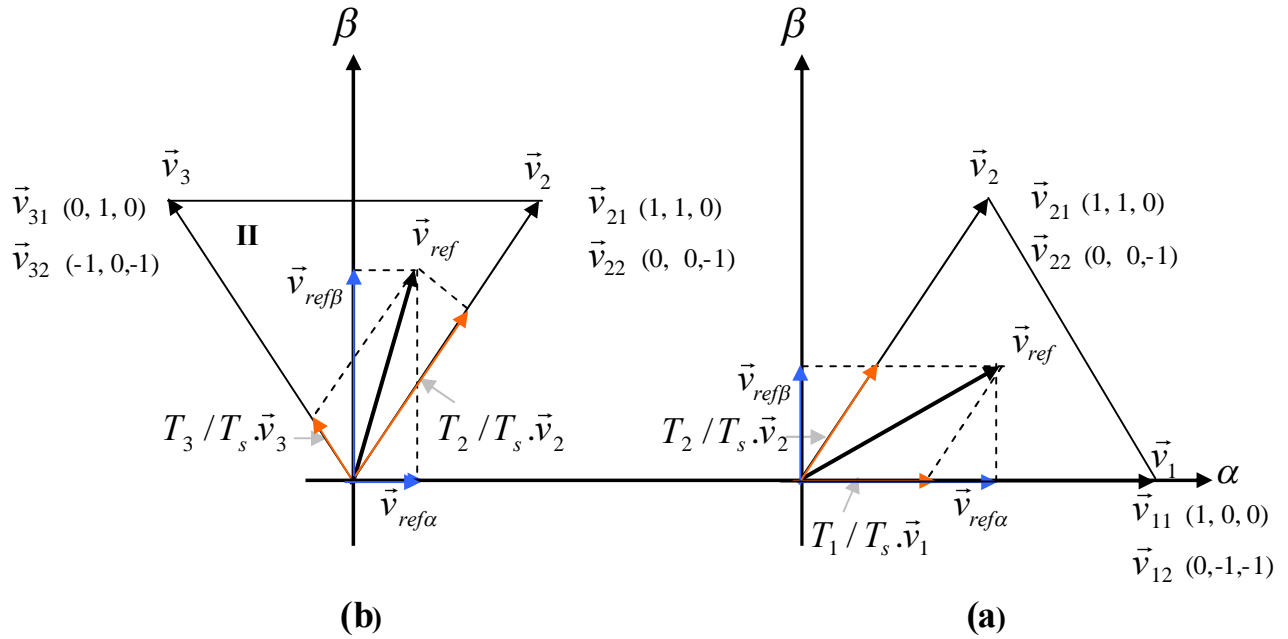
$$V1 \text{ à } V6 \rightarrow E / \sqrt{6}, \quad V8 \text{ à } V13 \rightarrow E / \sqrt{2}, \quad V15 \text{ à } V20 \rightarrow E \cdot (\sqrt{2} / \sqrt{3}), \quad V7 = V14 = V0 = 0.$$

- *Région I du petit hexagone (Fig. 3.9.a), Calcul des temps de commutation :*

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = (T_1 / T_s) \cdot V_1 + (T_2 / T_s) \cdot V_2 \cdot \sin(\pi / 6) \\ V_{ref\beta} = (T_2 / T_s) \cdot V_2 \cdot \cos(\pi / 6) \\ T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{ref\alpha} - \sqrt{2}V_{ref\beta}}{E} \cdot T_s \\ T_2 = \frac{2\sqrt{2}V_{ref\beta}}{E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.7)$$

- *Région II du petit hexagone (Fig. 3.9.b), Calcul des temps de commutation :*

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = ((T_2 / T_s) \cdot V_2 - (T_3 / T_s) \cdot V_3) \cdot \sin(\pi / 6) \\ V_{ref\beta} = ((T_2 / T_s) \cdot V_2 + (T_3 / T_s) \cdot V_3) \cdot \cos(\pi / 6) \\ T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta}}{E} \cdot T_s \\ T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{ref\alpha} + \sqrt{2}V_{ref\beta}}{E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.8)$$



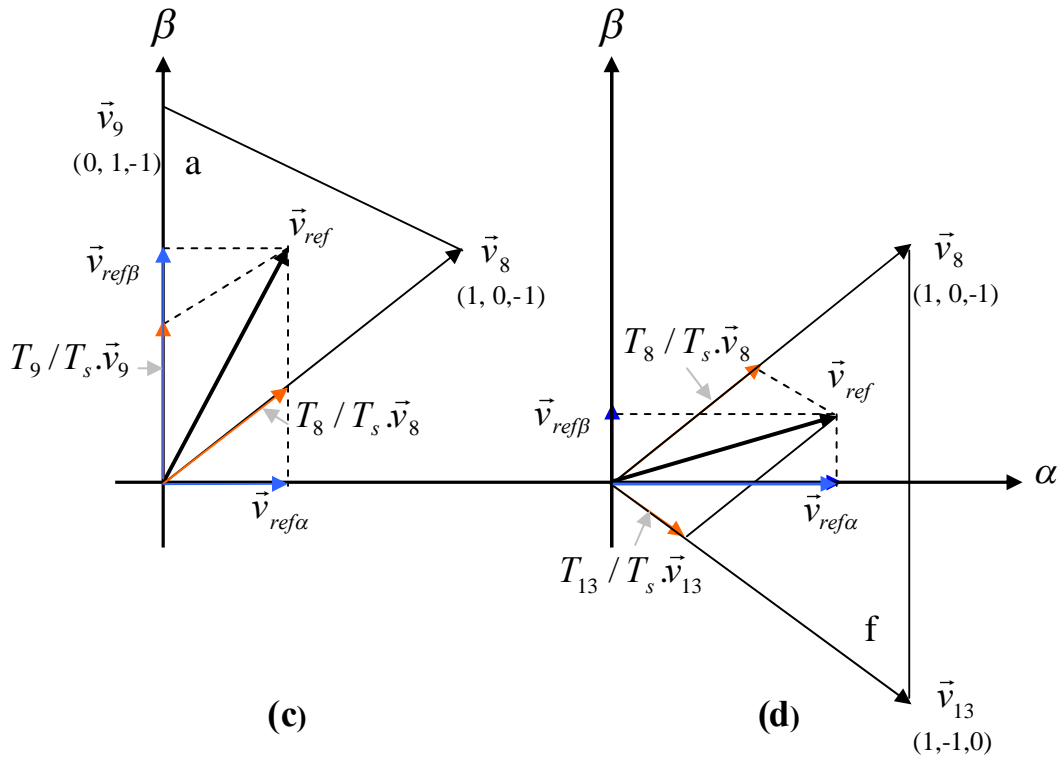
**Figure 3.9.** Calcul des temps de commutation pour les régions I et II du petit hexagone.

- Région a du moyen hexagone (Fig. 3.10.c), Calcul des temps de commutation :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = (T_8/T_s) \cdot V_8 \cdot \cos(\pi/6) \\ V_{ref\beta} = (T_8/T_s) \cdot V_8 \cdot \sin(\pi/6) + (T_9/T_s) \cdot V_9 \\ T_8 = \frac{2\sqrt{2}V_{ref\alpha}}{\sqrt{3}E} \cdot T_s \\ T_9 = \frac{\sqrt{6}V_{ref\beta} - \sqrt{2}V_{ref\alpha}}{\sqrt{3}E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.9)$$

- Région f du moyen hexagone (Fig. 3.10.d), Calcul des temps de commutation :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = ((T_8/T_s) \cdot V_8 + (T_{13}/T_s) \cdot V_{13}) \cdot \cos(\pi/6) \\ V_{ref\beta} = ((T_8/T_s) \cdot V_8 - (T_{13}/T_s) \cdot V_{13}) \cdot \sin(\pi/6) \\ T_8 = \frac{\sqrt{6}V_{ref\beta} + \sqrt{2}V_{ref\alpha}}{\sqrt{3}E} \cdot T_s \\ T_{13} = \frac{-\sqrt{6}V_{ref\beta} + \sqrt{2}V_{ref\alpha}}{\sqrt{3}E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.10)$$



**Figure 3.10.** Calcul des temps de commutation pour les régions *a* et *f* du moyen hexagone.

- Région A de grand hexagone (Fig. 3.11.a), Calcul des temps de commutation :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = (T_{15}/T_s) \cdot V_{15} + (T_{16}/T_s) \cdot V_{16} \cdot \sin(\pi/6) \\ V_{ref\beta} = (T_{16}/T_s) \cdot V_{16} \cdot \cos(\pi/6) \\ T_{15} = \frac{\sqrt{3}V_{ref\alpha} - V_{ref\beta}}{\sqrt{2}E} \cdot T_s \\ T_{16} = \frac{2V_{ref\beta}}{\sqrt{2}E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.11)$$

- Région B de grand hexagone (Fig. 3.11.b), Calcul des temps de commutation :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = ((T_{16}/T_s) \cdot V_{16} - (T_{17}/T_s) \cdot V_{17}) \cdot \sin(\pi/6) \\ V_{ref\beta} = ((T_{16}/T_s) \cdot V_{16} + (T_{17}/T_s) \cdot V_{17}) \cdot \cos(\pi/6) \\ T_{16} = \frac{\sqrt{3}V_{ref\alpha} + V_{ref\beta}}{\sqrt{2}E} \cdot T_s \\ T_{17} = \frac{-\sqrt{3}V_{ref\alpha} + V_{ref\beta}}{\sqrt{2}E} \cdot T_s \end{cases} \quad (3.12)$$

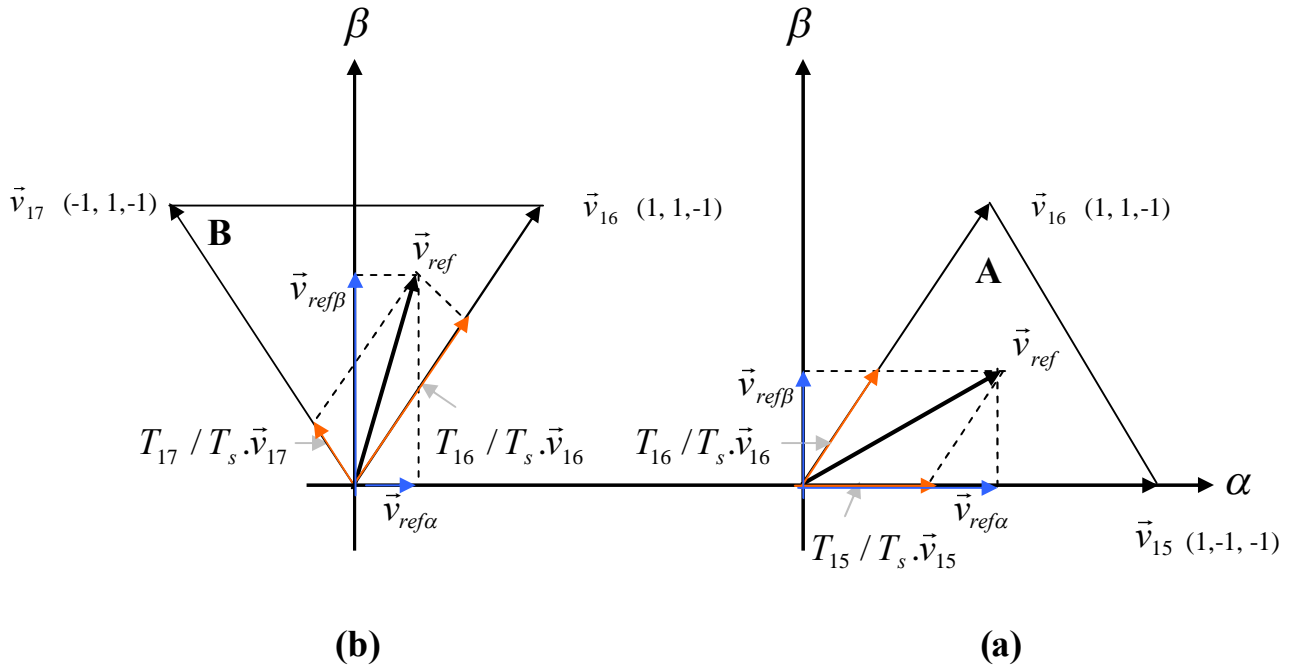


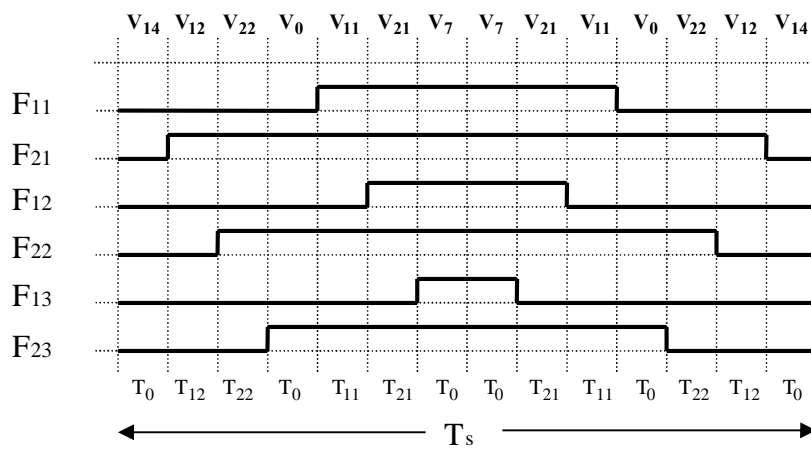
Figure 3.11. Calcul des temps de commutation pour les régions A et B du grand hexagone.

### 3.2.3.2.3 Sélection d'un hexagone

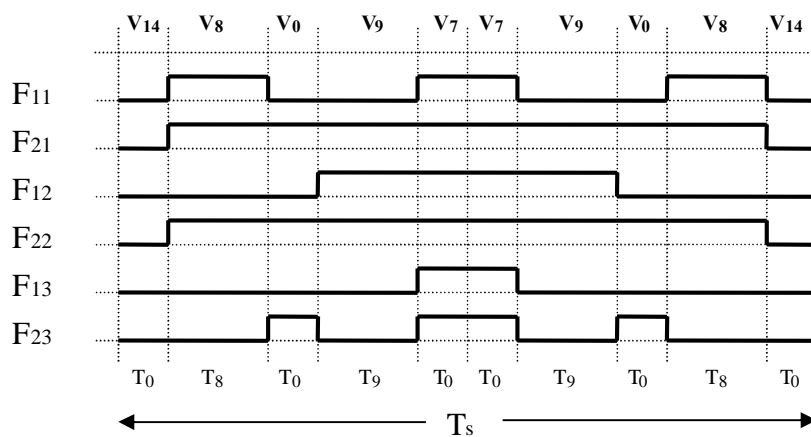
La transition de l'hexagone pour les deux autres, est fonction du vecteur de référence  $V_{ref}$ . Cette dernière dépend de la plus grande de chaque hexagone [DJE 09]. Nous avons:

- Si  $(-E / \sqrt{6} \leq V_{ref} \leq E / \sqrt{6}) \Rightarrow V_{ref}$  appartient à l'une des six régions de petit hexagone «a».
- Si  $(-E / \sqrt{2} \leq V_{ref} \leq E / \sqrt{2}) \Rightarrow V_{ref}$  appartient à l'une des six régions de moyen hexagone «b».
- Si  $(-E \cdot \sqrt{2} / \sqrt{3} \leq V_{ref} \leq E \cdot \sqrt{2} / \sqrt{3}) \Rightarrow V_{ref}$  appartient à l'une des six régions de grand hexagone «c».

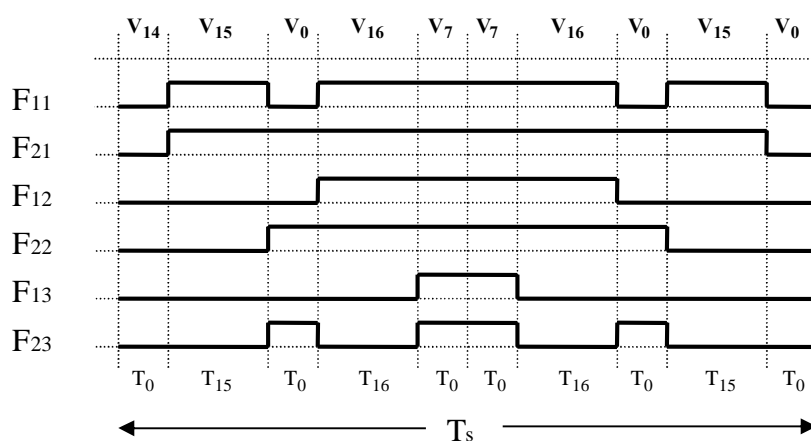
La figure (3.12). Indique la forme des fonctions logiques associées aux interrupteurs des demi bras supérieurs, sur une période d'échantillonnage  $T_s$  dans les première régions du chaque hexagone du diagramme vectoriel. Les fonctions logiques des interrupteurs des demis bras inférieurs se déduisent par complémentation.



(a)



(b)



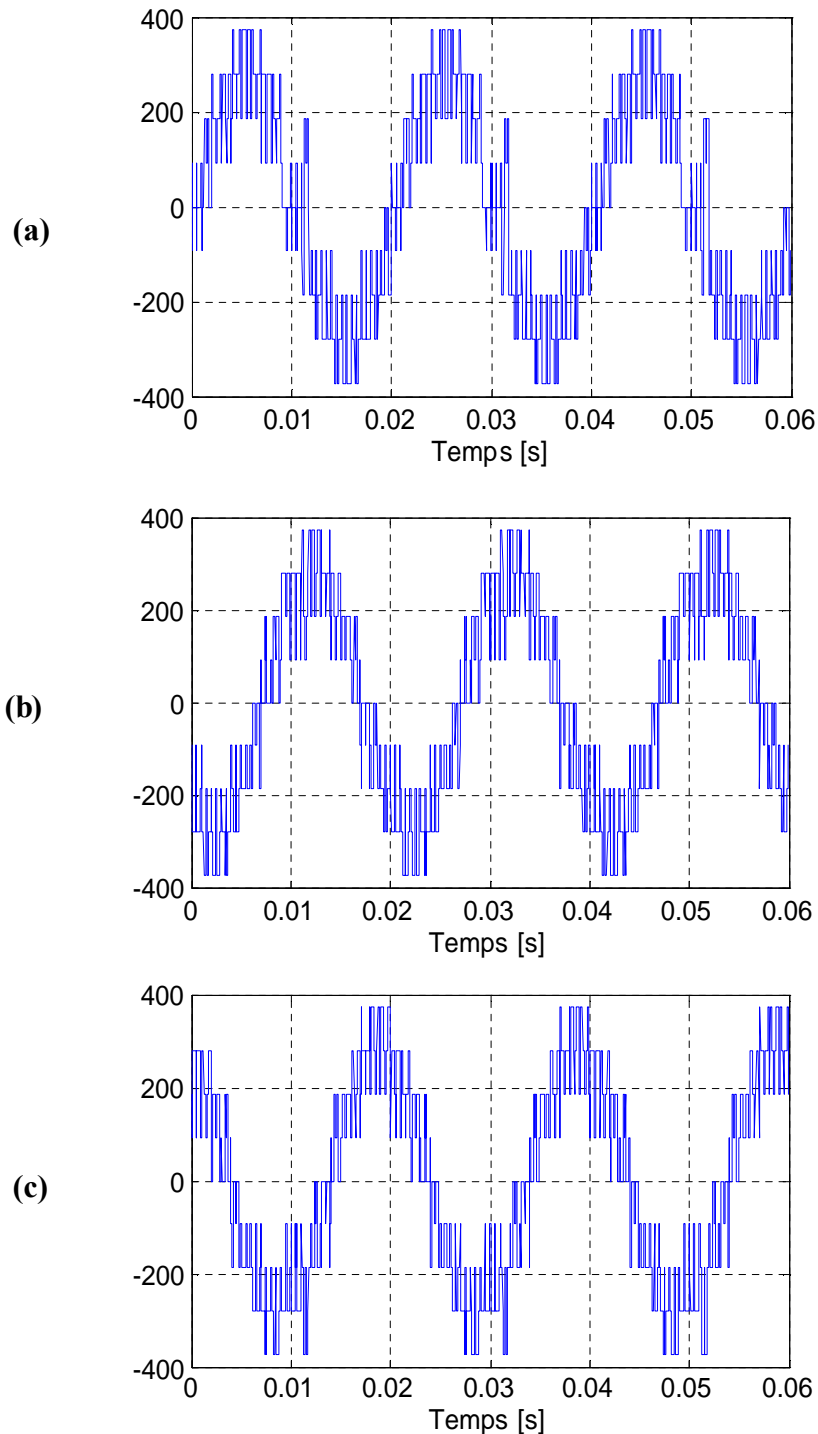
(c)

**Figure 3.12.** Fonctions logiques dans les première régions du :  
**(a).** Petites hexagone. **(b).** Moyen hexagone. **(c).** Grand hexagone.



### 3.2.3.3 Résultats de simulation

On simule le système pour un taux de modulation  $m = 0.9$  et une fréquence d'échantillonnage  $T_s = 200 \cdot 10^{-6}$  secondes ce qui correspond à la division du diagramme vectoriel à 100 intervalles de commutation. La figure (3.13) montre la forme de la tension entre les phases et le neutre de la charge.



**Figure 3.13.** Les tensions fournies par l'onduleur à MLI Vectorielle trois niveaux :

(a):  $V_{AN}$ , (b):  $V_{BN}$ , (c):  $V_{CN}$ .

### 3.3 Commande directe du couple basée sur la technique SVM de contrôle de la MAS

Pourtant, la fréquence de commutation variable et les grandes pulsations du couple sont les principaux inconvénients de cette technique, dus à l'utilisation des contrôleurs à hystérésis et les tables de commutation. Pour surmonter ces problèmes, les blocs d'hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs proportionnel-intégral (PI) et les pulsations du couple ont été réduites par la modulation vectorielle (SVM) des commutations de l'onduleur. Une autre technique a été aussi proposée en utilisant qu'un seul contrôleur PI du couple et en contrôlant le flux par élimination de l'écart entre sa valeur de référence et sa valeur estimée par génération de la tension requise [CAS 98] [DEL 05]. Ces techniques ont permis d'améliorer les performances de la méthode DTC et ont été appliquées à la machine asynchrone [BOU 09] [BEN 04] [BOU 10] [MEH 10] [BOU 02] [SHI 01].

Cependant, le calcul de la tension de commande exige la dérivée du flux statorique, qui peut être une source d'erreurs, et une mesure précise de la vitesse est requise pour générer l'angle du flux, posant ainsi des problèmes en cas d'offset dans le capteur mécanique [CAS 98] [DEL 05].

#### 3.3.1 Stratégie Modifiée du Contrôle Direct du Couple d'une Machine asynchrone

Dans cette section, il sera présenté une méthode modifiée de contrôle direct du couple et flux (DTFC) pour une machine asynchrone.

La méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC, qui considère le couple de la machine proportionnel à la fréquence de glissement si le module du flux est maintenu constant. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée afin d'éviter le calcul de sa dérivé, d'éliminer le capteur mécanique pour la génération de son angle, et de développer les relations liants le couple aux variables de commande. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVM [BOU 10] [MEH 10] [BOU 02].

### 3.3.1.1 Stratégie Proposé

#### 3.3.1.1.a Contrôle du flux statorique

L'orientation du flux consiste à considérer les conditions suivantes :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{qs} = 0 \quad (3.13)$$

Alors, (1.18) deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (3.14)$$

Ainsi le couple électromagnétique (2.16), peut s'exprimer désormais par le produit du flux stator et de la composante de courant  $i_{qs}$ .

$$C_{em} = p \cdot \Phi_s \cdot i_{qs} \quad (3.15)$$

Les courants et flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonctions des courants statorique, par :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_{sr}} (\Phi_s - L_s i_{ds}) \\ i_{qr} = -\frac{L_s}{L_{sr}} i_{qs} \\ \Phi_{dr} = \frac{L_r}{L_{sr}} (\Phi_s - \sigma L_s i_{ds}) \\ \Phi_{qr} = -\frac{\sigma L_r L_s}{L_{sr}} i_{qs} \end{cases} \quad (3.16)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r}$  le coefficient de dispersion.

En substituant (3.16) dans (1.18), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a :

$$\begin{cases} \Phi_s(s) = \frac{L_s [(1 + \sigma T_r s) i_{ds}(s) + \sigma T_r i_{qs}(s) \omega_{sl}(s)]}{1 + T_r s} \\ i_{qs}(s) = \frac{T_r \omega_{sl}(s) [\Phi_s(s) - \sigma L_s i_{ds}(s)]}{L_s (1 + \sigma T_r s)} \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec  $T_s = L_s / R_s$  et  $T_r = L_r / R_r$  les constantes de temps statorique et rotoriques.

Ainsi, en exprimant la composante  $d$  du courant statorique en fonction de la composante  $q$  et du flux statorique, les tensions statorique deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds}(s) = \frac{\Phi_s(s)}{G_{\Phi_s}(s)} + E_d(s) \\ v_{qs}(s) = \omega_s(s)\Phi_s(s) \end{cases} \quad (3.18)$$

Avec :

$$\begin{cases} G_{\Phi_s}(s) = \frac{T_s(1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2} \\ E_d(s) = -\frac{\sigma R_s T_r i_{qs}(s)\omega_{sl}(s)}{1 + \sigma T_r s} \end{cases} \quad (3.19)$$

Donc, le flux statorique peut être contrôlé par la composante  $d$  de la tension statorique. La figure (3.14) montre la relation entre  $\Phi_s$  et  $v_{ds}$  ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation  $E_d$ . Un régulateur  $PI$  peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir flux statorique à sa valeur de référence  $\Phi_s^*$ .

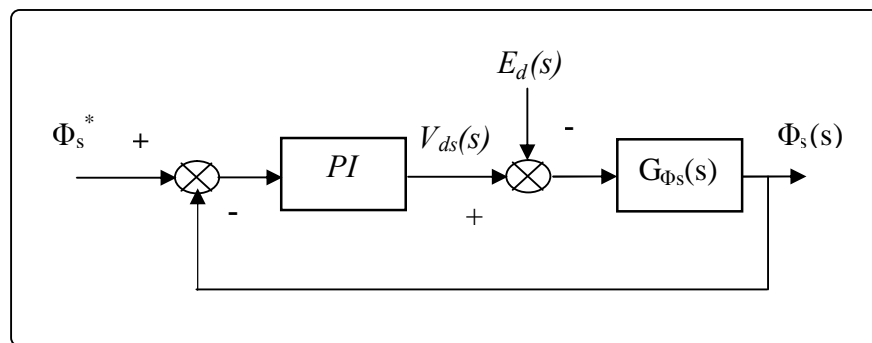


Figure 3.14. Contrôle du flux statorique.

### 3.3.1.1. b Contrôle du couple électromagnétique

A partir de (3.17), la composante  $q$  du courant statorique peut-être exprimée par :

$$i_{qs}(s) = \frac{K_\sigma \Phi_s(s)\omega_{sl}(s)}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{sl}(s))^2} \quad (3.20)$$

$$\text{Avec } k_\sigma = (1 - \sigma) \frac{T_r}{L_s}$$

Alors, (3.15) devient :

$$C_{em}(s) = \frac{pK_{\sigma} \Phi_s^2(s) \omega_{sl}(s)}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{sl}(s))^2} \quad (3.21)$$

Suivant le principe de la technique DTC, si l'amplitude du flux statorique est maintenue constante et égale à sa référence  $\Phi_s^*$ , le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement. Néanmoins, cette pulsation est relativement petite et son carré peut être négligé. Donc, (3.21) peut être simplifié à :

$$C_{em}(s) = G_{cem}(s) (\omega_s(s) - \omega_m(s)) \quad (3.22)$$

Avec :

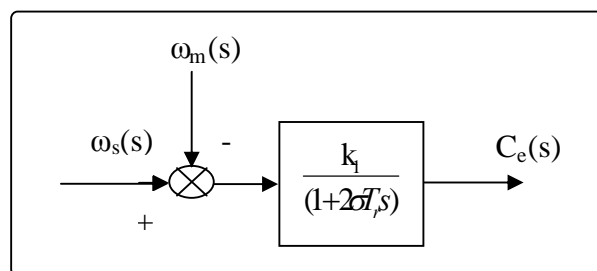
$$G_{cem}(s) = \frac{pK_{\sigma} (\Phi_s^*)^2}{(1 + 2\sigma T_r s)} = \frac{k_1}{(1 + 2\sigma T_r s)} \quad (3.23)$$

Tel que

$$k_1 = pK_{\sigma} (\Phi_s^*)^2$$

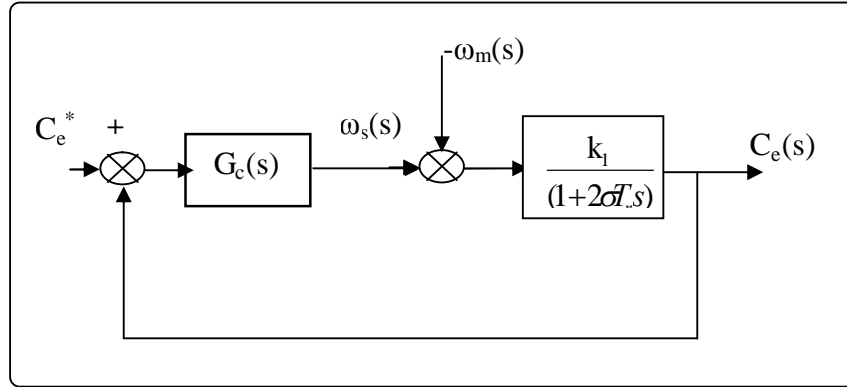
Ainsi, le couple électromagnétique peut être contrôlé par la pulsation statorique. La figure (3.15) montre la relation entre  $C_{em}$  et  $\omega_s$  ; un système du premier ordre avec une perturbation  $\omega_m$  (pulsation mécanique).

Le bloc équivalent de ce système est donné comme suit :



**Figure 3.15.** Système équivalent de la boucle du couple.

Dans le but d'avoir une bonne poursuite du couple de référence, Un régulateur *PI* peut-être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence  $C_{em}^*$ . La chaîne de régulation du couple relative à l'équation (3.22) est représentée par le schéma fonctionnel suivant [BOU 10] [MEH 10] [BOU 09] :



**Figure 3.16.** Schéma fonctionnel utilisant un régulateur PI du couple.

Où  $G_c(s)$  est la fonction de transfert d'un correcteur, éventuellement un PI.

### 3.3.1.2 Détermination des paramètres du couple PI :

La relation de découplage définie par la figure (3.15) nous permet d'écrire :

$$\frac{C_{em}(s)}{\omega_s(s)} = \frac{pK_\sigma (\Phi_s^*)^2}{(1 + 2\sigma T_r s)} = \frac{k_i}{(1 + 2\sigma T_r s)} \quad (3.24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_s(s) = \frac{G_c(s)G_{cem}(s)}{1 + G_c(s)G_{cem}(s)} = \frac{\frac{2K_\delta K_p S + 2K_\delta K_i}{2\sigma T_r s}}{S^2 + \frac{1 + 2K_\delta K_p}{2\sigma T_r} S + \frac{K_\delta K_i}{\sigma T_r}} \quad (3.25)$$

Pour un choix de rapport d'amortissement  $\zeta = 0.7$ ,

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$S^2 + 1.4\omega_n S + \omega_n^2 \quad (3.26)$$

Tel que le temps de réponse est donnée par :

$$ts \cong \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (3.27)$$

Donc, les paramètres du régulateur du couple sont :

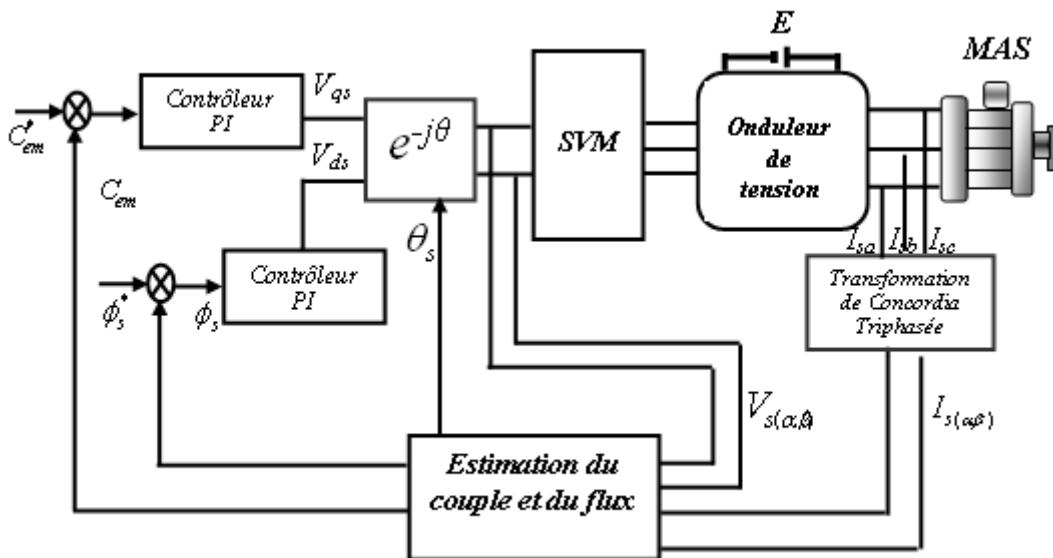
$$\begin{cases} K_p = \frac{4\xi T_r \delta \omega_n - 1}{2k_\delta} \\ K_i = \frac{T_r \delta \omega_n^2}{k_\delta} \end{cases} \quad (3.28)$$

Avec :

$\xi$  : Facteur d'amortissement

### 3.3.2 Schéma de Commande directe du couple basée sur la technique SVM

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, La figure (3.17) présente le schéma de Commande directe du couple utilisant un contrôleur PI associée à la technique SVM.



**Figure 3.17.** Commande directe du couple utilisant un contrôleur PI du couple et du Flux associée à la technique SVM.

La méthode du MLI vectorielle « SVM » est employée pour appliquer un vecteur de tension avec une fréquence de commutation fixe. La tension de référence est inférieure ou égale à la tension maximale de l'onduleur [BEN 04] [BOU 10] [MEH 10] [CAS 98].

$$V_{\text{ref}} \leq U_{\text{max}} \quad (3.29)$$

Où  $U_{\max}$  est la tension maximale égale à  $\frac{\sqrt{3}E}{3}$

Par conséquent on définit le critère de limitation suivant [BEN 04] [BOU 09] [CAS 98]:

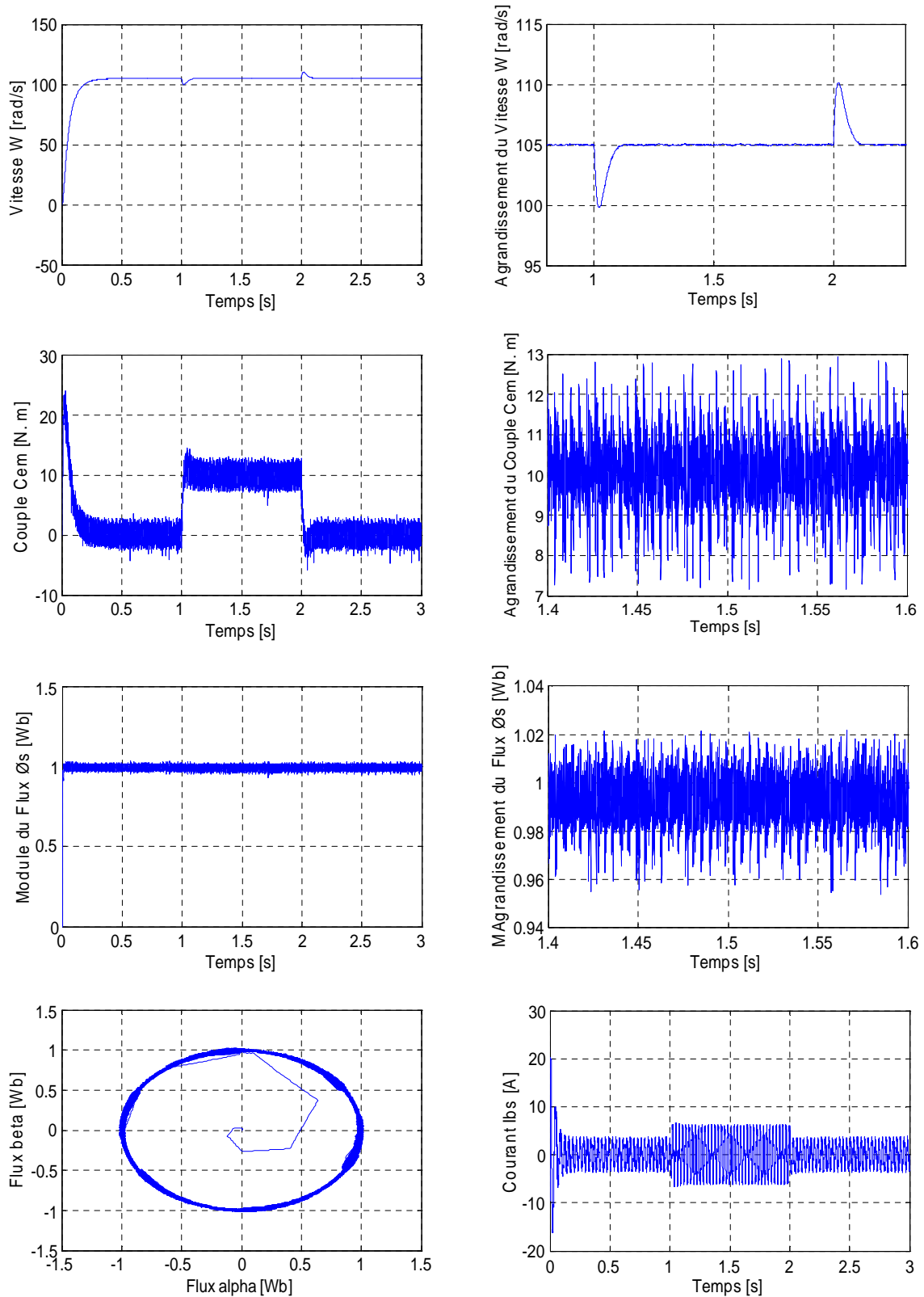
$$\omega_s^* \leq \frac{U_{\max}}{|\phi_s|^*} = \frac{\sqrt{3}E}{3|\phi_s|^*} \quad (3.30)$$

### 3.3.3 Résultats de simulation

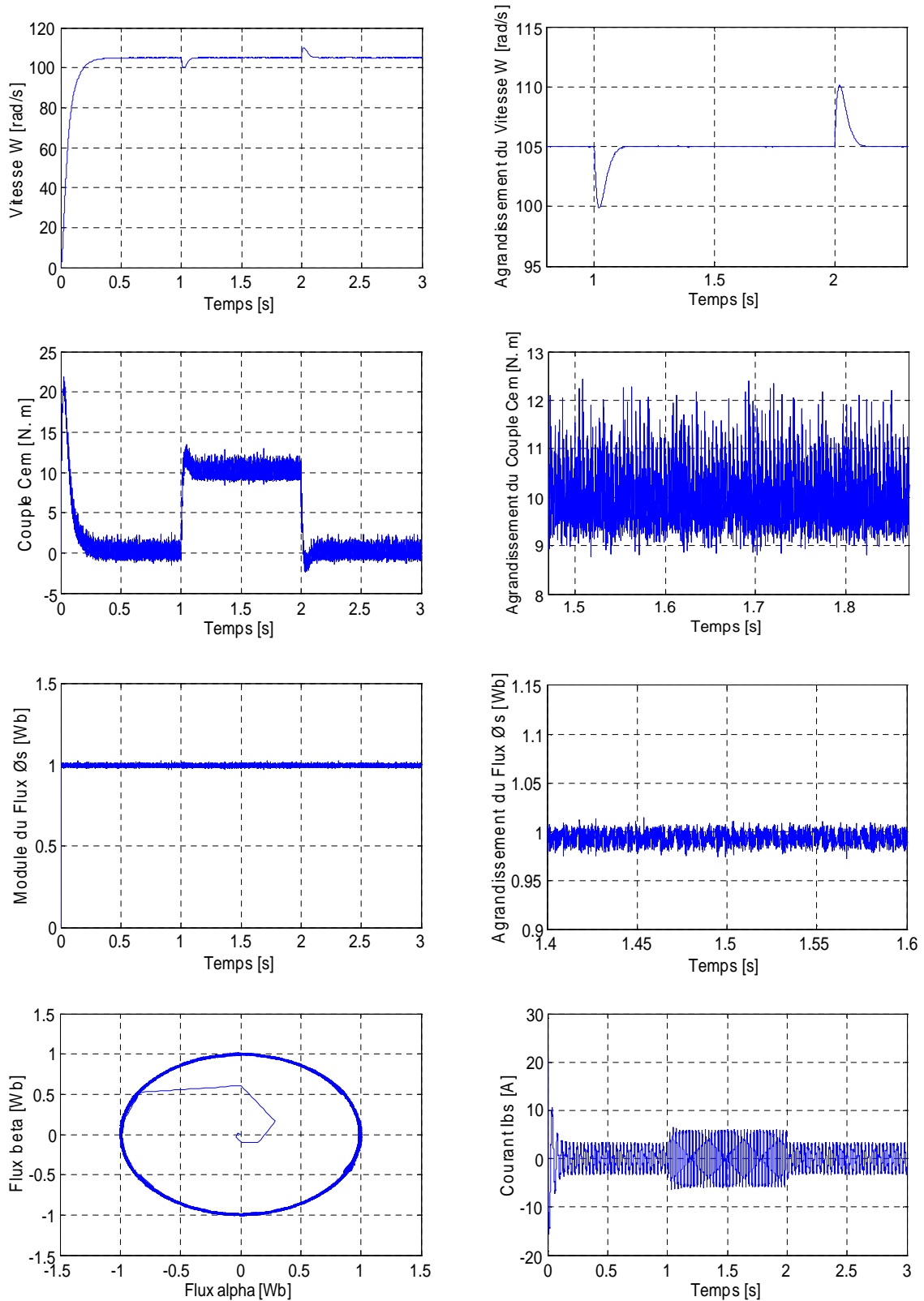
Les performances de la commande proposée (DTC-SVM) ont été testées par simulation sur la MÂS alimentée par deux onduleurs à deux et trois niveaux lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à  $10 \text{ N.m}$  entre  $t = 1s$  et  $2s$  avec une consigne de vitesse égale à  $105 \text{ rad/s}$  (figure 3.18) ,(figure 3.19).

Les résultats de simulation montrent la bonne stabilité et de précision de la structure de commande proposée. Ainsi, L'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple et du flux de la machine asynchrone basé sur MLI vectorielle de l'onduleur à trois-niveaux réalise de bonnes performances dynamiques et statiques. On remarque, dans la figure (3.19) La commande DTC-SVM de l'onduleur à 3 niveaux présente une fréquence de commutation constante avec moins d'ondulations du couple et du flux comparativement à la commande DTC classique et DTC-SVM de l'onduleur à 2 niveaux.





**Figure 3.18.** Réponse du système pour DTC utilisant un contrôleur PI (du couple et flux) associée à la technique SVM de l'onduleur à deux niveaux.



**Figure 3.19.** Réponse du système pour DTC utilisant un contrôleur PI (du couple et flux) associée à la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux.

### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la modulation vectorielle sur les onduleurs à deux et à trois niveaux. Nous avons remarqué que la qualité du signal de sortie de l'onduleur s'améliore dans le cas des onduleurs à trois niveaux par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Néanmoins, l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus pour les onduleurs de niveaux plus élevés.

En second lieu, nous avons présenté une nouvelle stratégie de la commande directe du couple basé sur la technique de la modulation vectorielle. Cette technique est caractérisée par une fréquence de commutation constante qui réduit les harmoniques de commutation dans l'onduleur et réduit les ondulations du couple et du flux. Pour améliorer les performances de réglage de notre système, la commande par la logique floue et la technique de la modulation vectorielle associée à la commande DTC est proposée pour améliorer les performances du système d'entraînement.

## Chapitre 4:

# Méthodologie de la Commande par Logique Floue et la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Machine Asynchrone associée à un Onduleur de Tension à Trois Niveaux

## 4.1 Introduction

Les techniques du contrôle et de mesure sont basées sur les modèles de connaissance des processus. L'analyse mathématique de ces derniers n'est pas toujours facile, c'est pourquoi la recherche s'est orientée vers d'autres techniques pour rendre possible malgré tout leur contrôle. La régulation par la logique floue est une de ses méthodes récentes. Un grand nombre de produits utilisant cette technique ont été mis sur le marché (machine à laver, aspirateurs, autocuiseurs, climatiseurs, caméras vidéo,...etc.). Il apparaît que les produits sont très divers. Ces appareils offrent de meilleures performances, une utilisation plus simple, une grande fiabilité et des économies d'énergie. la logique floue permet de synthétiser des contrôleurs qui génèrent des lois de commande efficace sans être obligé de faire des modélisations approfondies ou sans connaître précisément le processus à commander. Ce type de contrôleur ne traite pas d'expressions mathématiques bien définies, mais utilise des inférences avec plusieurs règles basées sur des variables linguistiques, il est alors possible de considérer les expériences acquises par les opérateurs du processus.

Dans ce chapitre nous allons présenté les fondements théoriques de la logique floue, nous exposerons la notion de fonction d'appartenance, les opérateurs employés dans ce type de logique. Puis après avoir décrit la structure d'une commande floue nous expliciterons les notions de fuzzification, d'inférence floues et de défuzzification et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou prise de décision. Nous présenterons par la suite une structure de la commande directe du couple associée à la technique SVM on utilise des correcteurs à base de la logique floue. Le but est de mettre en relief l'apport de la logique floue dans ce domaine et améliorent de façon globale aussi bien les performances dynamiques des systèmes d'entraînement.

## 4.2 Théorie de la logique floue

La logique floue représente une extension de la logique classique, dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites. Elle a pour préoccupation principale le raisonnement approximatif, dans le contexte de l'analyse, de la représentation des connaissances, de la classification des formes et des systèmes experts (un système expert est tout système capable de prendre des décisions), et plus récemment (les deux dernières décades) [FLA 00], l'attention a commencé à se déplacer vers le contrôle, et elle a prouvé une grande efficacité grâce aux propriétés suivantes qu'elle offre :

- Souplesse.
- Facilité de réalisation.
- Rentabilité.

### 4.2.1 Principe historique et l'application de la logique floue

L'imposition des contraintes sévères sur les performances des équipements industriels impose la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. La démarche de l'automatique classique (approche algorithmique) consistait à construire un modèle mathématique du système à piloter. A partir de ce modèle une commande est déterminé (PID, commande par retour d'état, commande optimal...) afin d'amener ce système dans les états désirés tout en respectant les critères des performances [CHI 08] [HCH 96].

La logique floue (fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit durant les années 1920 et 1930 au développement de la logique à valeurs multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M.Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies (0, 1/2, 1) pour classer les éléments ou symboles [HIS 97]. Au cours des années soixante dix, différentes équipes de recherche ont contribuées à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sédai (ville située à 300 Km de Tokyo)

[LEV 95], ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce.

Les domaines d'application de la logique floue dans un processus de prise de décision sont :

- pour les systèmes complexes dans lesquels la modélisation est difficile voire impossible,
- pour les systèmes contrôlés par des experts humains,
- quand l'observation humaine est à l'origine d'entrées ou de règles de contrôle du système,
- pour les systèmes ayant de nombreuses entrées / sorties continues ou discontinues,
- pour les systèmes ayant des réponses non linéaires.

## 4.2.2 Les bases de la logique floue

### 4.2.2.1 Théorie des ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le *degré d'appartenance* d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle [0,1].

#### ♦ *Ensemble binaire classique :*

Soit un ensemble  $X$  continu ou non, fini ou infini, tel que «  $x \in X$  » désigne un ensemble de  $X$ .  $A$  est un sous ensemble binaire ou ordinaire de  $X$  lorsque  $A \subset X$ . L'ensemble ordinaire  $A$  est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1]$$
$$\mu_A(x) : \begin{cases} 1 & ; \quad \text{si } x \in A \\ 0 & ; \quad \text{sinon} \end{cases} \quad (4.1)$$

$X$  représente l'ensemble de référence (référentiel) ou *univers de discours*.

#### ♦ *Ensemble flou :*

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

Soit un référentiel  $X$  dénombrable ou non et  $x$  un élément de  $X$ , alors un ensemble flou  $A$  de  $X$  est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (4.2)$$

$\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de  $x$  à  $A$ .  $\mu_A(x)$  est attribué à  $u$  par la fonction d'appartenance de  $A$  qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné  $M$ . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle  $[0,1]$ .

La fonction d'appartenance d'un ensemble flou  $A$  est définie par :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (4.3)$$

C'est à partir de ce genre de constatation que **Zadeh** a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: vieux, jeune, chaud, froid, rapide, lent ... 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  $\mu$ ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification d'un liquide selon sa température en trois ensembles : froid, tiède et chaud. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (4.1).

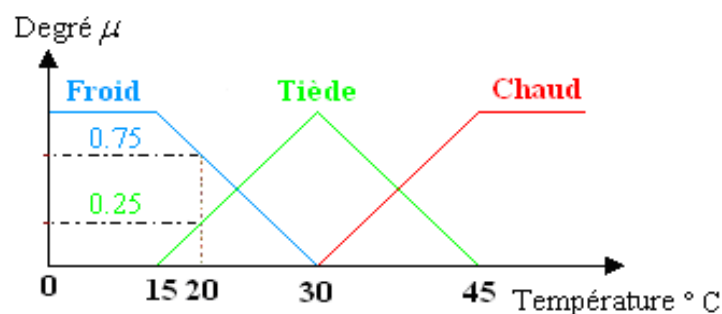


Figure 4.1. Classification d'un liquide en trois ensembles.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, un liquide de 20° C appartient à l'ensemble "Froid" avec une valeur  $\mu = 0.75$  de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "Tiède" avec une valeur  $\mu = 0.25$ .

La figure (4.1) donne donc le degré d'appartenance d'un liquide, selon sa température, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

• variable linguistique	Température
• terme linguistique (valeur de la variable linguistique)	« Froid », « Tiède », « Chaud »
• ensemble flou (classe d'appartenance)	« Froid », « Tiède », « Chaud »
• Plage de valeur (Univers de discours)	(0, 15, 30, 45,...)
• fonction d'appartenance	$\mu_E(x) = a$ avec $0 \leq a \leq 1$
• degré d'appartenance	a

#### 4.2.2.2 Univers de discours et normalisation

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$  et  $\mu_E(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou.

Plus généralement le domaine de définition de  $\mu_E(x)$  peut être réduit à un sous-ensemble de  $x$ . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par association de tous les sous-ensembles de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue.

Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou [BAG 99]. Dans notre exemple, la variable floue est la Température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0,45], on attribue à cette variable trois sous-ensembles flous : Froid, Tiède, Chaud. Chacun est caractérisé par sa fonction d'appartenance de  $\mu_{froid}(x)$ ,  $\mu_{tiède}(x)$ ,  $\mu_{chaud}(x)$ .



### 4.2.2.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général [ZIN 10], Les formes géométriques les plus répandues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (4.2), leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante :

- **la fonction triangulaire**, définie par trois paramètres  $a$ ,  $b$  et  $c$ , soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (4.4)$$

- **la fonction trapézoïdale**, définie par quatre paramètres  $a$ ,  $b$ ,  $c$  et  $d$  soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & b \leq x \leq c \\ 0 & x \leq a \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (4.5)$$

- **la fonction en cloche**, définie par deux paramètres,  $x_0$  qui détermine la position du sommet ( $\mu = 1$ ) et  $a$  qui impose la largeur du domaine, soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (4.6)$$

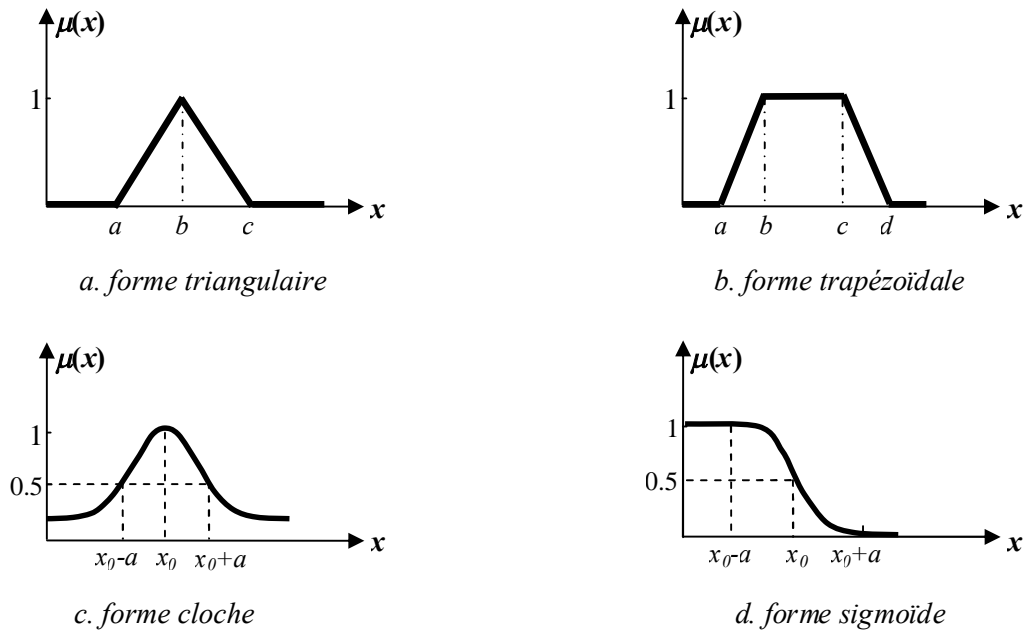
- **la fonction gaussienne**, définie par deux paramètres  $\sigma$ ,  $x_0$ , soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad (4.7)$$

➤ **la fonction sigmoïde**, définie par deux paramètres  $a, x_0$ , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a.(x - x_0))} \quad (4.8)$$

On notera que la forme rectangulaire correspond exactement à la logique classique, et que le triangle peut être considéré comme un cas particulier du trapèze, si les deux sommets qui correspondent aux valeurs  $a$  et  $c$  coïncident.



**Figure 4.2.** Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdale, donc par des segments de droite, et sont alors dites *linéaires par morceaux*, aussi elles sont très employées car simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [ZIN 10] [CHE 98].

#### 4.2.2.4 Opérateurs et normes de base sur les ensembles flous

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "et", "ou" et "non". De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies [BUH 94] :

$$x \text{ appartient à } A \text{ et } B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x)$$

$x$  appartient à  $A$  ou  $B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x)$

$x$  appartient au complément de  $A \Leftrightarrow x \in \bar{A} \Leftrightarrow \mu_{\bar{A}}(x)$

L'opérateur "et" se traduit par une norme triangulaire (t-norme) :

$$\begin{aligned} T : [0,1] \times [0,1] &\rightarrow [0,1] \\ (x, y) &\mapsto z = xTy \end{aligned} \quad (4.9)$$

$T$  possède les propriétés suivantes :

- Commutativité :  $xTy = yTx$
- Associativité :  $xT(yTz) = (xTy)Tz$
- Monotonie :  $xTz \leq yTz$  si  $x \leq y$
- Admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre :  $0Tx = 0, 1Tx = x$

De même, l'opérateur "ou" se définit par une co-norme triangulaire ( $T^*$ ) qu'on appelle aussi s-norme ( $S$ ) :

$$\begin{aligned} S : [0,1] \times [0,1] &\rightarrow [0,1] \\ (x, y) &\mapsto z = xSy \end{aligned} \quad (4.10)$$

$S$  possède également les propriétés de commutativité, d'associativité et de monotonie. Elle admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.

À l'aide de la loi de Morgan, on peut associer à chaque t-norme, la s-norme définie par :

$$xSy = 1 - (1 - x)T(1 - y) \quad (4.11)$$

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont :

- L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$ . Il peut être réalisé par :
  - La fonction "Min" :  $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
  - La fonction arithmétique "Produit" :  $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$
- L'opérateur "ou" pour la s-norme, qui correspond à l'union de deux ensembles  $A$  et  $B$ . Il peut être réalisé par :
  - La fonction "Max" :  $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
  - La fonction arithmétique "Somme" :  $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

- L'opérateur "non" est réalisé par :  $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

#### 4.2.2.5 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme : « *Si x est A Alors y est B* », à partir des valeurs de la prémisse d'une part et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de  $x$  à  $A$  et de  $y$  à  $B$  comme suit [ZIN 10] [BEN 08] [CHE 04] :

$$\mu_R(x,y) = \text{imp.} (\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.12)$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani :  $\mu_R(x, y) = \min (\mu_A(x), \mu_B(y))$  (4.13)

- Implication de Larsen :  $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y)$  (4.14)

#### 4.2.2.6 Raisonnement flou

En commande, le Raisonnement flou se base sur deux règles : à savoir, le modus ponens généralisé et le modus tollens généralisé.

On rappelle qu'en logique classique le modus ponens permet, à partir de la règle « *Si x est A alors y est B* » et du fait « *x est A* », de conclure le fait « *y est B* ». Zadeh a étendu ce principe au cas flou, principe que l'on appelle alors modus ponens généralisé [ZIN 10] [BEN 08].

Le modus ponens et le modus ponens généralisé se résument comme suit :

	<b>Modus Ponens</b>	<b>Modus Ponens généralisé</b>
<b>Fait</b>	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>
<b>Règle</b>	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
<b>Déduction (conséquence)</b>	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>

A partir de la règle « *Si A alors B* » et du fait « *A'* », on déduit un nouveau fait « *B'* ».

- La deuxième règle est le modus tollens généralisé, son principe est :

	<b>Modus tollens</b>	<b>Modus tollens généralisé</b>
<b>Fait</b>	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>
<b>Règle</b>	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
<b>Déduction (conséquence)</b>	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>

A partir de la règle « *Si A alors B* » et du fait « *B'* », on déduit le fait « *A'* ».

### 4.3 Commande par logique floue

#### 4.3.1 Principe d'une commande par logique floue

La commande par logique doit permettre d'obtenir une loi de commande efficace sans posséder de modèle précis du processus à commander, mais à partir d'une description linguistique qualitative du comportement du système.

Mais son approche pour la commande d'un processus est différente de celle de l'automatique classique, en ce sens qu'elle ne traite pas de relation mathématique bien définie mais exploite les connaissances et l'expérience (expertise) acquise par l'opérateur (expert).

Celles-ci sont schématisées à l'aide des règles de conduite basées sur un vocabulaire symbolique. Le réglage par la logique floue manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base d'opérateurs flous ET, OU, ALORS ... etc, appliquées à des variables linguistique.

#### 4.3.2 Structure d'un système flou

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [CHI 08] [ZIN 10] [BEN 08] [BEN 04] [CHE 04].

La figure (4.3) montre la configuration de base d'un RLF, pris comme exemple d'un système flou et qui sera l'objet de notre étude dans les prochaines sections.

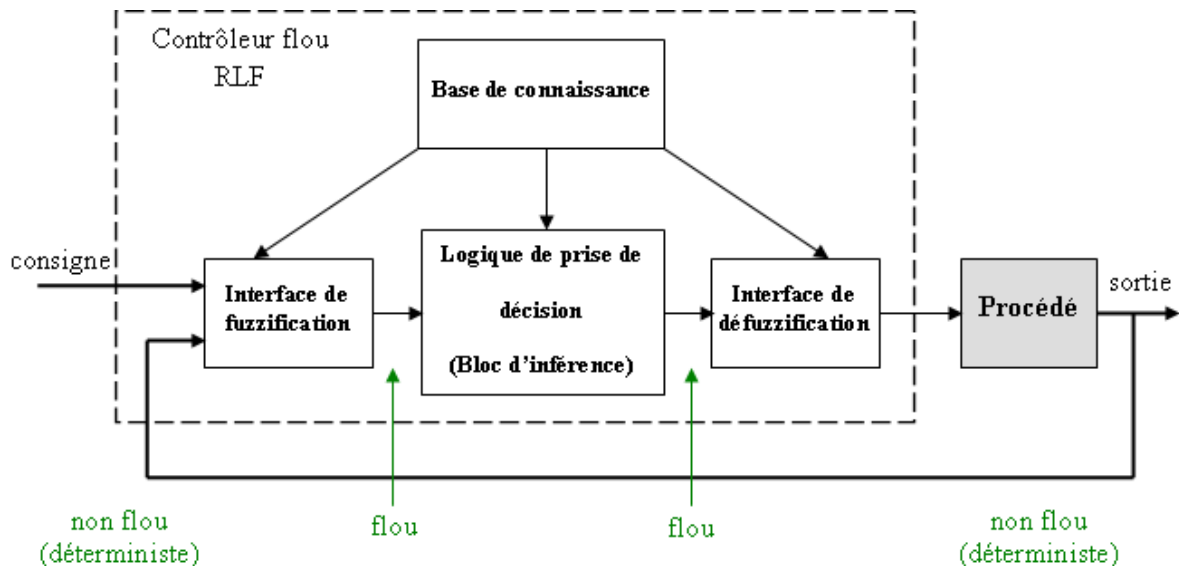


Figure 4.3. Configuration de base d'un régulateur par logique floue (RLF).

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non- flous), un RLF devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande, de valeurs floues en valeurs déterministes, pour l'appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [ZIN 10] puis détaillés, pour plus de clarification :

- 1) Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :
  - mesure des variables d'entrées ;
  - établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
  - effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.
- 2) Le bloc de base de connaissances, ou base de règles, caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle ;
- 3) Le bloc d'inférence est le cerveau d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue, à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence ;
- 4) Le bloc de défuzzification fournit un signal de commande non- flou (déterministe) à partir du signal flou déduit.

### 4.3.2.1 Interface de fuzzification :

C'est l'étape de passage du domaine numérique au domaine symbolique. Cette étape est nécessaire dès que l'on veut manipuler à l'aide de la théorie des ensembles flous des grandeurs physiques mesurables précises ou non. Elle permet entre autre de déterminer la fonction d'appartenance d'une variable à un ensemble flou.

### 4.3.2.2 Base de connaissances

Elle contient les définitions des sous-ensembles flous, leurs fonctions d'appartenance, leurs univers de discours et l'ensemble des règles de commande floues.

Elle est donc constituée d'une base de données et d'une base de règles [BEN 04] [BEN 08].

#### 4.3.2.2. a Base de données

Elle fournit l'ensemble des définitions nécessaires à l'élaboration des règles de commande linguistiques et à la manipulation des données floues dans le contrôleur (univers de discours, partitions floues, choix des opérateurs, ...). La base de données est caractérisée par des concepts qui sont basés sur l'expérience et le jugement de l'expert.

La création et l'utilisation d'une base de règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré, de sous-ensembles flous particuliers. La définition de ces sous-ensembles flous fait l'objet de la *partition floue*.

La partition floue d'un univers de discours  $U$  consiste à définir  $n$  sous-ensembles flous de façon à recouvrir  $U$ .

L'ensemble des sous-ensembles flous à définir dans une partition floue d'un univers de discours est fixé par l'expert. Plus le nombre de sous-ensembles est important et plus la sensibilité de commande sera grande. Habituellement, on introduit pour une variable  $x$  trois, cinq ou sept sous-ensembles flous. On adopte en général, un nombre impair de sous-ensemble flous pour que ceux-ci soient centrés en zéro, de plus un nombre plus élevé que sept est souvent inutile en terme de précision et le temps de calcul devient trop grand [MER 07].

#### 4.3.2.2. b Base de règles

Elle comporte les connaissances concernant le procédé présenté sous forme de règles indicatives sur l'expérience et l'intuition des opérateurs humains en chargé du procédé. Ces règles sont élaborées lors d'un dialogue avec l'opérateur humain compétent ou d'une modélisation quantitative du procédé.

L'expertise est exprimée sous forme d'un ensemble de règles du type :

<i>SI</i> ( <i>X est A</i> )	<i>ALORS</i>	( <i>Y est B</i> )
<i>SI</i> ( <i>condition sur entrées</i> )	<i>ALORS</i>	( <i>actionsur sortie</i> )

Une règle est donc une combinaison entre une condition, appelée prédicat ou prémisses, (*X est A*), et une action ou conclusion sur la sortie (*Y est B*). L'ensemble des règles forme un algorithme.

#### 4.3.2.3 Inférence floue

La stratégie de la règle dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [BUH 94].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- a) Linguistiquement.
- b) Symboliquement.
- c) Par matrice d'inférence.

##### *a) Description linguistique des règles d'inférence*

On écrit les règles de façon explicitée comme dans l'exemple suivant :

**SI** (la température est élevée **Et** la vitesse est faible) **Alors** la tension est grande Positive.

**OU**

**SI** (la température est moyenne **Et** la vitesse est faible) **Alors** la tension est positive.



**b) Description symbolique des règles d'inférence**

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

**c) Description par matrice d'inférence**

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées (température : T et vitesse : V). l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

**SI** (T est F **ET** V est F) **ALORS** U=Z **OU**

**SI** (T est M **ET** V est F) **ALORS** U=P **OU**

**SI** (T est E **ET** V est F) **ALORS** U=GP **OU**

**SI** (T est F **ET** V est F) **ALORS** U=Z **OU**

**SI** (T est M **ET** V est E) **ALORS** U=Z **OU**

**SI** (T est E **ET** V est E) **ALORS** U=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres :

**SI** (T est M **ET** V est F) **ALORS** U=P **OU**

**SI** (T est E **ET** V est F) **ALORS** U=GP

Avec :

- E : Elevée ;
- M : Moyenne ;
- F : Faible ;
- Z : Zéro ;
- P : Positive ;
- GP : Grand positif.

#### 4.3.2.4 Méthodes d'inférence

Après avoir établi les règles d'inférence qui donnent le fonctionnement, il faut indiquer au calculateur la procédure (algorithme mathématique) qu'il doit employer pour calculer une fonction de sortie  $\mu_{RES}$ , connaissant la valeur présente des entrées ainsi que les règles d'inférence pré établies [BUH 94].

Autrement dit, l'objectif de ce traitement numérique est de déterminer l'allure de la fonction d'appartenance de la variable de sortie en fonction des variables d'entrée et des règles d'inférence.

Pour le réglage par la logique floue on emploie en général une des méthodes suivantes :

- La méthode d'inférence « *MAX – MIN* »,
- La méthode d'inférence « *MAX – PROD* »,
- La méthode d'inférence « *Somme – PROD* »,

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue.

##### 4.3.2.4. a Méthode d'inférence Max- Min (Mamdani)

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "Max" [ZIN 10] [BEN 04] [CHE 04] [BUH 94].

La détermination de cette méthode, dite Max-Min ou « *Implication de Mamdani* », est due à façon de réaliser les opérateurs "ALORS" et "OU" de l'inférence.

#### **4.3.2.4. b Méthode d'inférence Max- Produit (Larsan)**

Dans cette méthode, encore dite « *Implication de Larsen* », les opérateurs "ET" et "OU" au niveau de la condition sont encore obtenue respectivement par la formation du minimum et du maximum, l'opérateur "OU" liant les règles est également réalisé par la formation du maximum.

La seule différence avec la méthode précédente réside dans la réalisation de l'implication floue, ici l'opérateur "ALORS" est obtenu par la formation du produit.

#### **4.3.2.4. c Méthode d'inférence somme- Produit**

Dans cette méthode, encore dite « *Implication de Larsen* », les opérateurs "ET" et "OU" au niveau de la condition sont encore obtenue respectivement par la formation du minimum et du maximum, l'opérateur "OU" liant les règles est également réalisé par la formation du maximum.

La seule différence avec la méthode précédente réside dans la réalisation de l'implication floue, ici l'opérateur "ALORS" est obtenu par la formation du produit.

La fonction d'appartenance résultante s'obtient par la fonction de la somme moyenne des deux fonctions d'appartenance partielles.

#### **4.3.2.5 Interface de défuzzification**

La défuzzification est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement : c'est la phase inverse de la fuzzification. Il existe plusieurs méthodes possibles dont la méthode du Max et la méthode de centre de gravité. Lorsque la conclusion de la règle est précise, spécifique et certaine, c'est-à-dire lorsque toutes les règles floues en présence ont une conclusion non floue alors la défuzzification est implicite [BUH 94].

On utilise surtout les deux méthodes suivantes :

- ✓ Défuzzification par calcul du centre de gravité ;
- ✓ Défuzzification par calcul du maximum.

• **Méthode du centre de gravité**

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{RES}(x_R)$ . Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse  $x_{GR}$  qui est déterminée à l'aide de la relation suivante [BEN 04] [BUH 94] :

$$x^* = \frac{\int_U x_R \cdot \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int_U \mu_{RES}(x_R) dx_R} \tag{4.15}$$

Avec :  $x_R$  : élément  $R$  de la base de  $\mu_{res}(x)$ .

Un exemple est donné pour illustrer l'application de cette formule (figure 4.4) [BEN 08].

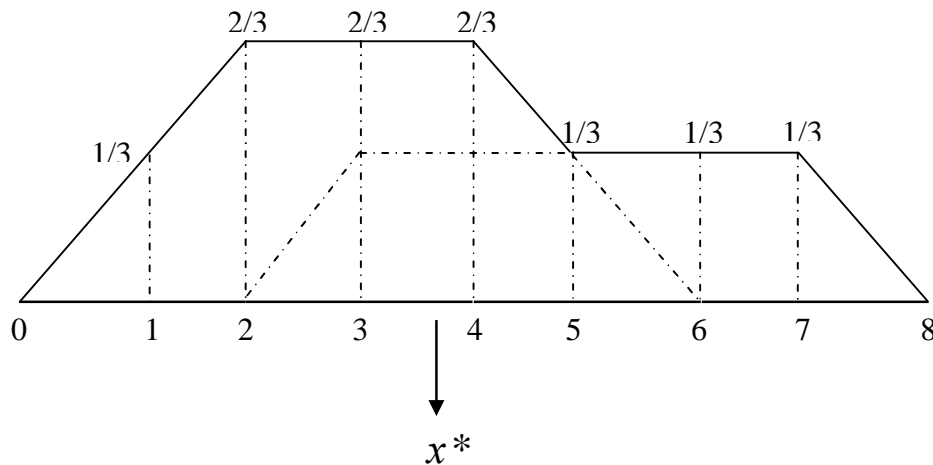


Figure 4.4. Défuzzification de la sortie utilisant deux règles.

$$x^* = \frac{1 \cdot \frac{1}{3} + 2 \cdot \frac{2}{3} + 3 \cdot \frac{2}{3} + 4 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3} + 6 \cdot \frac{1}{3} + 7 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3}} = 3.7 \tag{4.16}$$

Notez que si la contribution de deux règles ou plus donne des surfaces qui se superposent, la surface superposée ne sera comptée qu'une seule fois (figure 4.4).

Cette méthode de défuzzification exige un temps de calcul assez important, surtout pour l'exécution en temps réel. Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux.

- **Méthode par valeur maximum**

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante.

La formule est donnée par :

$$x^* = \sum_{m=1}^M \frac{x_m}{M} \quad (4.17)$$

Avec : M : le nombre des maximums,  $x_m$  est le milieu de la base de la fonction d'appartenance maximale m.

Pour l'exemple de la figure (2.4) [BEN 08], on a :  $x^* = 3$

### 4.3.3 Contrôleurs de types " Mamdani " et "Sugeno"

Dans le domaine de la commande des systèmes, l'objectif d'un contrôleur flou est de trouver une valeur numérique adéquate à appliquer au système à partir d'un ensemble de variables physique.

Plusieurs types de contrôleurs ont été proposés, les plus utilisés sont :

- ♦ **Le contrôleur de type "Mamdani"**

C'est le premier contrôleur flou à avoir été développé et il est le plus employé actuellement. Il est dit symbolique car caractérisé par une prémisse et une conclusion symboliques (linguistiques) et donc nécessite une méthode de défuzzification.

- ♦ **Le contrôleur de type "Sugeno"**

Il est dit procédural, en effet la prémisse seule est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement définie sous une forme numérique polynomiale par une combinaison linéaire des entrées.

## 4.4 Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsqu'un bloc de contrôleur de cette commande est réalisé en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et contrôler le processus. La structure de cette commande peut donc être ramenée à un système asservi, voir figure (4.5) [BEN 04].

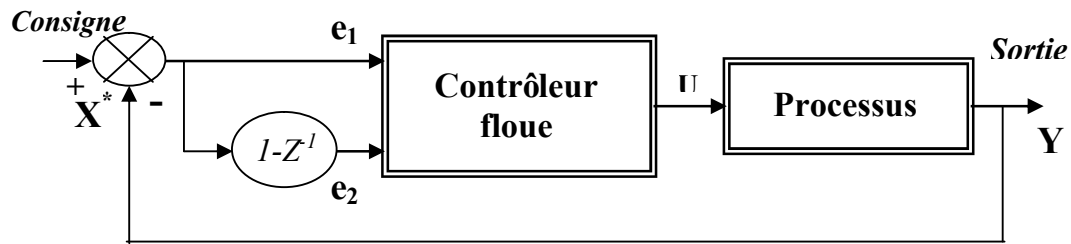


Figure 4.5. Architecture d'une commande floue.

Ainsi, de ce schéma le système est composé :

- ✓ Des facteurs d'échelles associés à l'erreur, à sa dérivée et de la commande  $u$ .
- ✓ un bloc de contrôleur flou.
- ✓ un bloc de calcul de l'erreur et de sa variation.
- ✓ processus à contrôler.

## 4.5 Avantage de la commande de la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre *d'avantages* qui sont [ZIN 10] :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable);
- la possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser);
- l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).

Les *inconvénients* de la commande par logique floue sont :

- le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification);
- l'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile);
- l'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable);
- la possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire; la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence

Contradictaires possibles).

En tout cas, on peut confirmer que le réglage par logique floue présente une solution valable par rapport aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique. Ainsi, il est possible de combler quelques lacunes actuelles, comme le manque de directives pour la conception et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité en l'absence d'un modèle valable.

## **4.6 Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone**

Les intérêts de l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone malgré qu'il soit possible de la modéliser par l'utilisation des équations d'état se résument comme suit :

- la machine asynchrone est un procédé fortement non linéaire. Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances au système non linéaire à régler par rapport à celles d'un régulateur conventionnel. Le RLF est un régulateur non linéaire, nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance;
- l'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au remplacement du régulateur conventionnels classique (qu'ils soient de courant ou de vitesse, de type PI) du schéma de commande vectorielle, illustrée à la figure (1.22); par d'autres conçus par logique floue. La commande ainsi obtenue est une commande vectorielle indirecte dans laquelle nous avons exploité certaines caractéristiques du système pour définir la loi de commande qui nous permet de garantir la validité du modèle découplé et d'obtenir des performances dynamiques élevées. Ainsi Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration générale (figure 2.1) de manière qu'elle comporte le régulateur logique flou à la place d'un régulateur conventionnel PI dans la structure de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux.

## 4.6.1 Régulateur de vitesse

### 4.6.1.1 Étude du comportement du processus

La boucle de commande de vitesse de la machine asynchrone est illustrée selon la configuration générale suivante [CHI 08] :

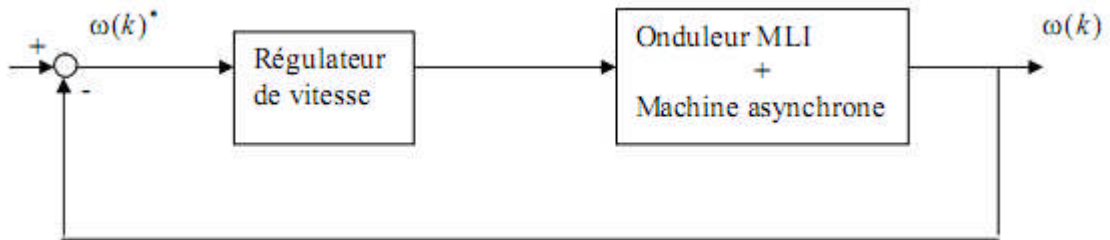


Figure 4.6. Configuration de la boucle de vitesse.

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse du système en boucle fermée de vitesse (sans régulateur) à la suite d'un changement de la consigne.

La figure (4.7) montre un exemple avec la réponse typique à un échelon de consigne, où on peut distinguer 4 régions : montée, dépassement, amortissement et région de régime permanent. Nous pouvons facilement déduire de cette réponse que ce sont l'erreur de vitesse  $e$  (entre la consigne et la réponse) et le changement (la dérivation) de l'erreur  $\Delta e$  qui peuvent le mieux la représenter.

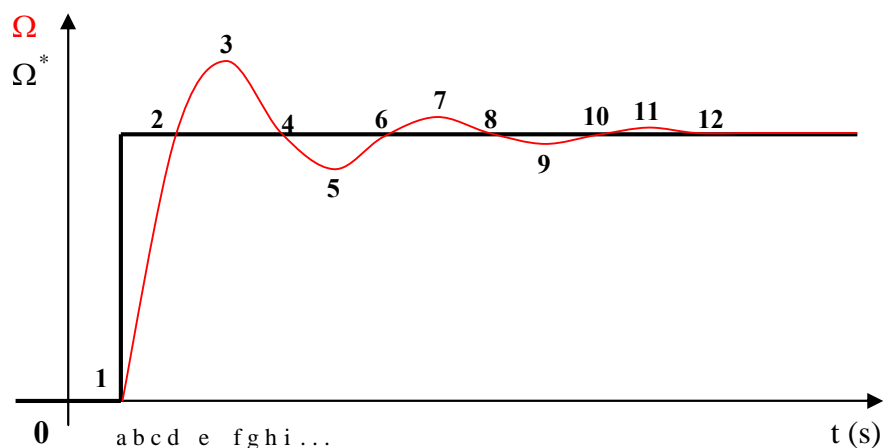


Figure 4.7. Étude de la Réponse du système à un échelon de vitesse.



La description du système à commander se présente comme suit :

**Au point a :** L'erreur est très grande et positive avec un changement d'erreur  $\Delta e$  négatif, il faut donc une correction très grande.

**Au point b :** L'erreur est positive et son changement est négatif ; comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.

**Au point c :** L'erreur est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner de la consigne, donc la correction est faible.

**Au point d :** L'erreur est négative et tend à devenir encore plus négative, il faut beaucoup diminuer la commande.

**Au point e :** L'erreur est négative et ne change pas, il faut apporter une correction moyenne.

**Au point f :** L'erreur est négative et son changement est positif, comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.

**Au point g :** L'erreur est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner de la consigne ; il faut un peu augmenter le signal de commande.

**Au point h :** L'erreur est positive et tend à devenir encore plus positive ; il faut assez augmenter le signal de commande.

**Au point i :** L'erreur est nulle et ne change plus (régime permanent), le signal de commande doit être maintenu à sa valeur actuelle.

#### 4.6.1.2 Structure du Régulateur par Logique Flou

Comme nous pouvons le constater à partir de l'analyse précédente, l'erreur de vitesse  $e$  et son changement  $\Delta e$  sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elles sont alors choisies comme deux entrées du régulateur logique flou de vitesse.

Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander  $\Delta c$ . Il suffit d'intégrer cette grandeur pour avoir la valeur du couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$ . La Structure du régulateur flou de vitesse de la machine asynchrone est illustrée selon la configuration générale suivante (figure 4.8) [CHI 08] :

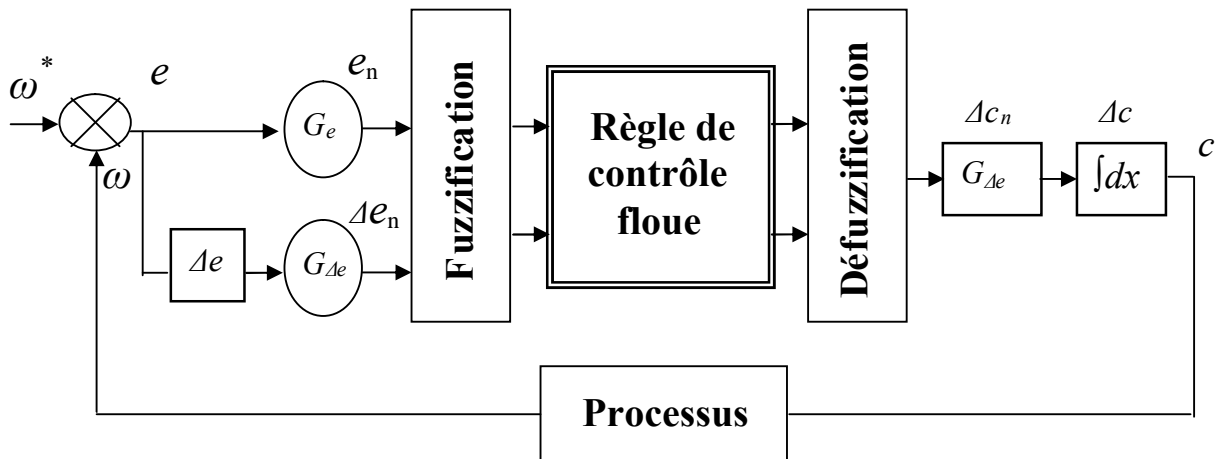


Figure 4.8. Structure du régulateur flou de vitesse.

On retrouve en entrée et en sortie du régulateur flou des gains dits « gains d'adaptation » ou gains de normalisation. Ils jouent un rôle très important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande (sensibilité du régulateur). De plus, ils permettront d'avoir une flexibilité dans l'implémentation du régulateur. En limitant les univers de discours des variables (d'entrée et de sortie) à un intervalle déterminé, par la normalisation des entrées et de sortie, d'où l'appellation « gains de normalisation ». Mais il n'y a aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, il faut donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

#### 4.6.1.3 Fuzzification

Généralement, on introduit pour une variable  $x$  : trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire, de plus de sept ensembles n'apporte aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait l'opération et influencerait sur le temps de calcul.

Dans le but d'améliorer le comportement dynamique du réglage de la machine, nous introduisons, pour les variables d'entrées et de sortie du RLF, sept ensembles représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire. Sauf pour les extrémités où la forme trapézoïdale est employée.

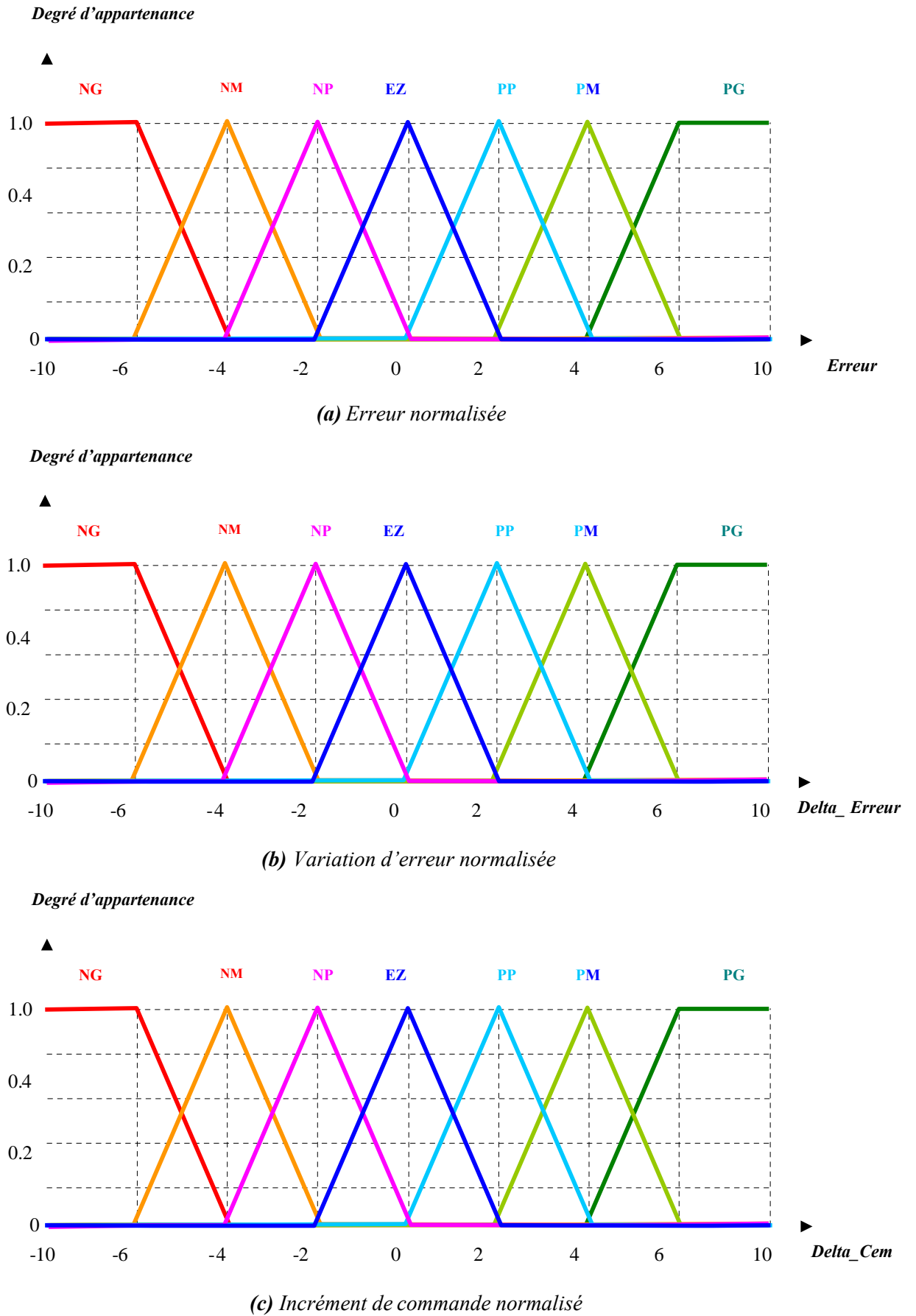


Figure 4.9. Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques (RLF de vitesse).

Les différents ensembles sont notés comme suit :

NG : Négatif Grand ;

NM : Négatif Moyen ;

NP : Négatif Petit ;

EZ : Environ Zéro ;

PP : Positif Petit ;

PM : Positif Moyen ;

PG : Positif Grand.

#### 4.6.1.4 Base de connaissances

Selon l'étude faite dans (Étude et description du comportement), on peut établir les règles floues qui caractérisent ce régulateur.

On a deux entrées, chaque entrée est représentée par sept ensembles flous, donc quarante-neuf combinaisons possibles, ce qui mène à quarante-neuf règles floues. Ces règles sont représentées dans une matrice dite « matrice d'inférence » (tableau 4.1).

$\Delta E_{\Omega}$ $E_{\Omega}$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 4.1. Table de règles pour le RLF de vitesse.

D'après cette matrice, on peut définir les 49 règles, par exemple :

$R_1$  : Si  $E$  est NG et  $\Delta E$  est NG Alors  $\Delta C_{em}$  est NG.

$R_{19}$  : Si  $E$  est PP et  $\Delta E$  est NP Alors  $\Delta C_{em}$  est EZ.

$R_{41}$  : Si  $E$  est PM et  $\Delta E$  est PM Alors  $\Delta C_{em}$  est PG.

#### 4.6.1.5 Inférence

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

#### 4.6.1.6 Défuzzification

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe).

Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité.

### 4.6.2 Régulateurs de courants

Les mêmes étapes utilisées pour la conception du régulateur de vitesse seront répétées pour les régulateurs de courants, seulement on a :

- l'erreur  $E$  : au lieu d'être égale à  $E = \Omega^* - \Omega$ , elle sera égale à  $E = i_{ds}^* - i_{ds}$  pour le régulateur de courant  $i_{ds}$  et  $E = i_{qs}^* - i_{qs}$  pour le régulateur de courant  $i_{qs}$  ;
- la sortie du régulateur est  $V_{dsl}$  pour le régulateur du courant  $i_{ds}$  et  $V_{qsl}$  pour le régulateur de courant  $i_{qs}$  ;
- Afin que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe (condition d'asservissement), on représente les variables d'entrées et de sortie par trois ensembles, représentés par les fonctions d'appartenances, comme le montre la figure (4.10). Trois ensembles pour chaque entrée, on aura donc neuf combinaisons possibles, d'où neuf règle pour chaque régulateur de courant ( $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ ), montrées par le tableau (4.2).

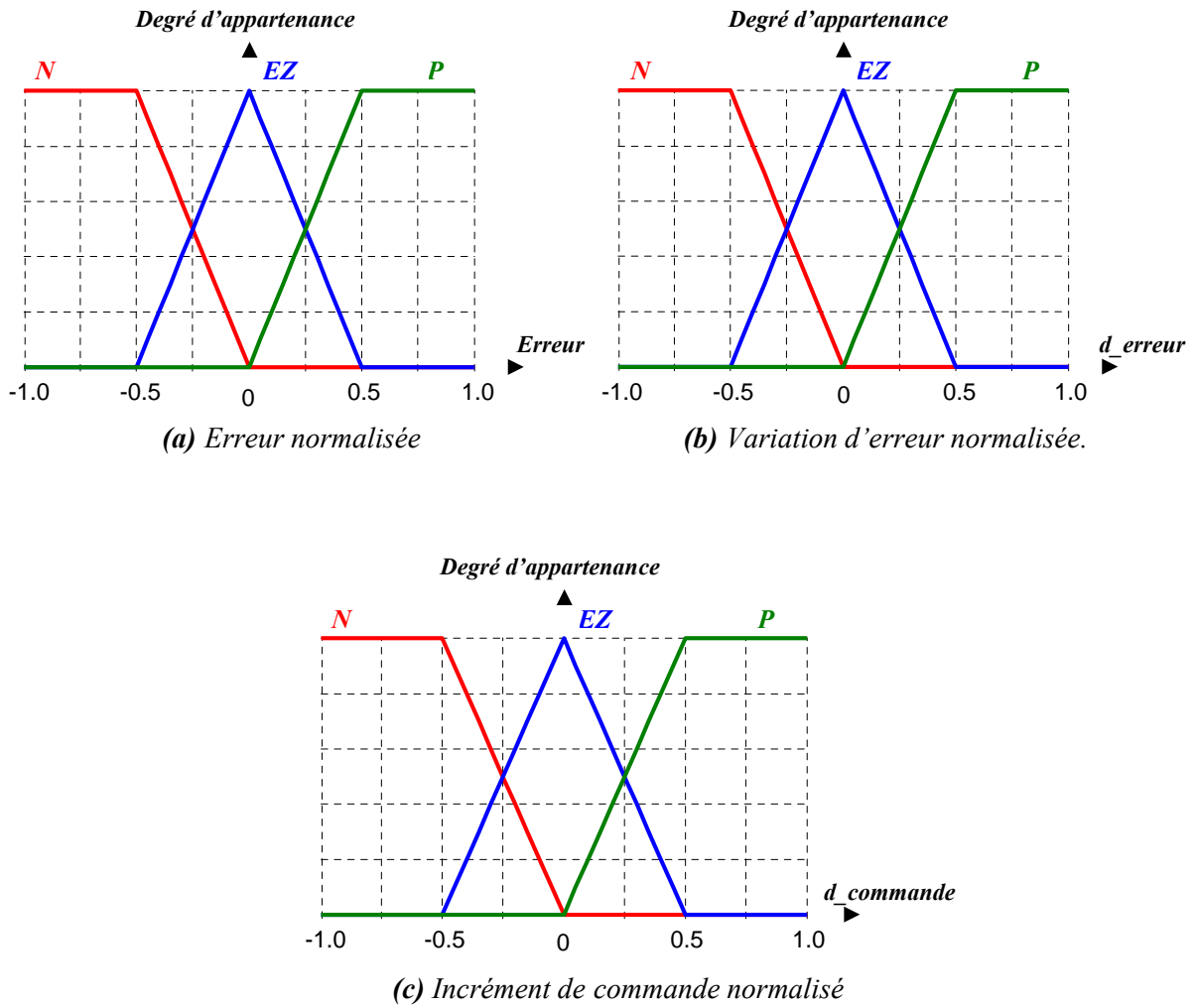


Figure 4.10. Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques (RLF du courant).

$\Delta E_i$	$E_i$	N	EZ	P
N	N	N	N	EZ
EZ	N	N	EZ	P
P	N	EZ	P	P

Tableau 4.2. Table de règles pour le RLF de courant.

De même que pour le régulateur de vitesse, la méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max, Min) et la défuzzification est réalisée, par la méthode du centre de gravité.

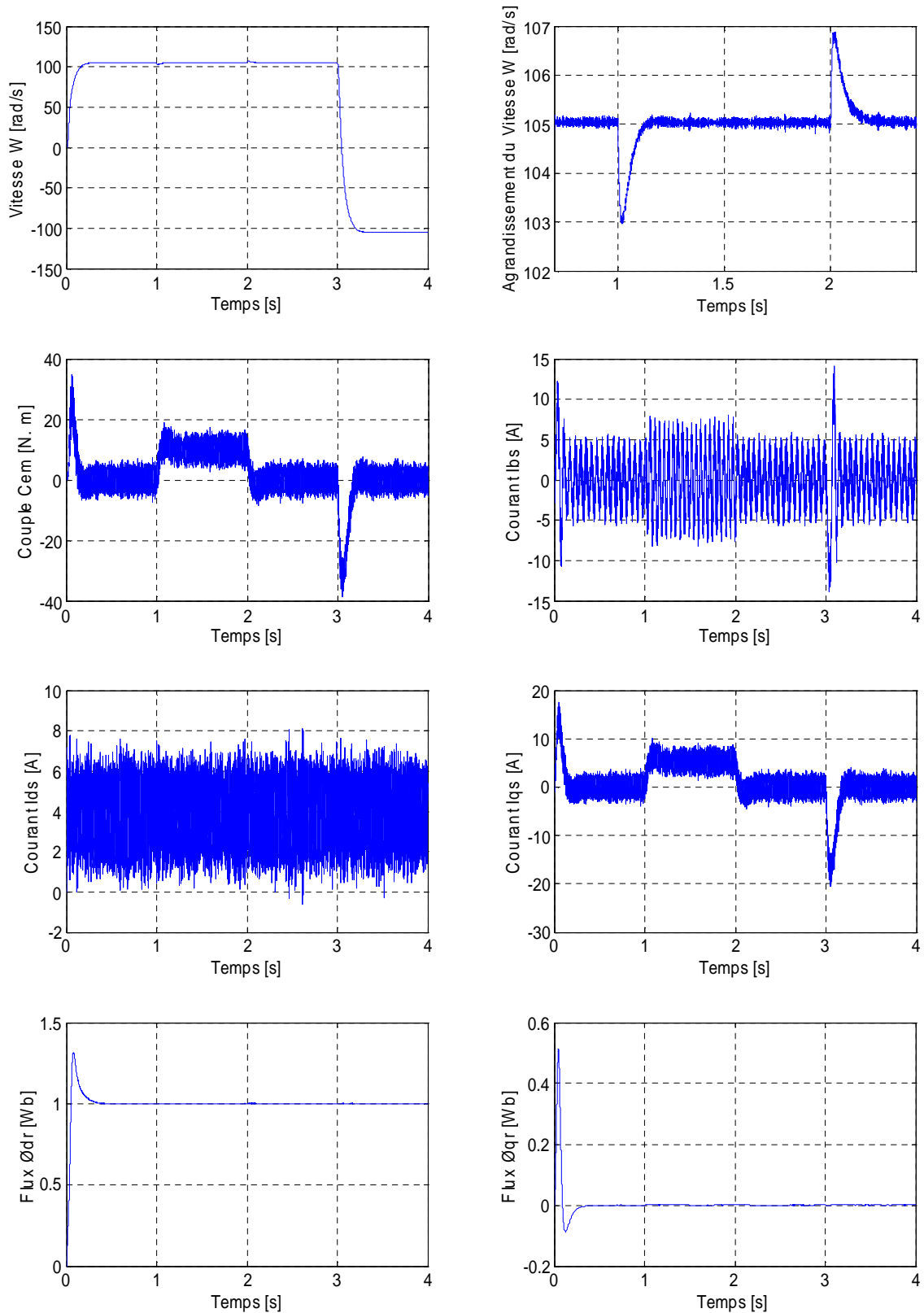
### 4.6.3 Simulation et interprétation des résultats

Les observations faites montrent qu'il est possible de réaliser, avec des réglages adéquats, des contrôleurs flous ayant des comportements similaires à ceux d'un contrôleur type PI.

La figure (4.11) donne les réponses du système lors d'un démarrage à vide avec une référence de  $105\text{rd/s}$  puis avec introduction d'un couple de charge de  $10\text{ N.m}$  entre les instants  $t=1\text{ sec}$  et  $t=2\text{sec}$  avec inversion de sens de rotation à  $t = 3\text{ s}$ .

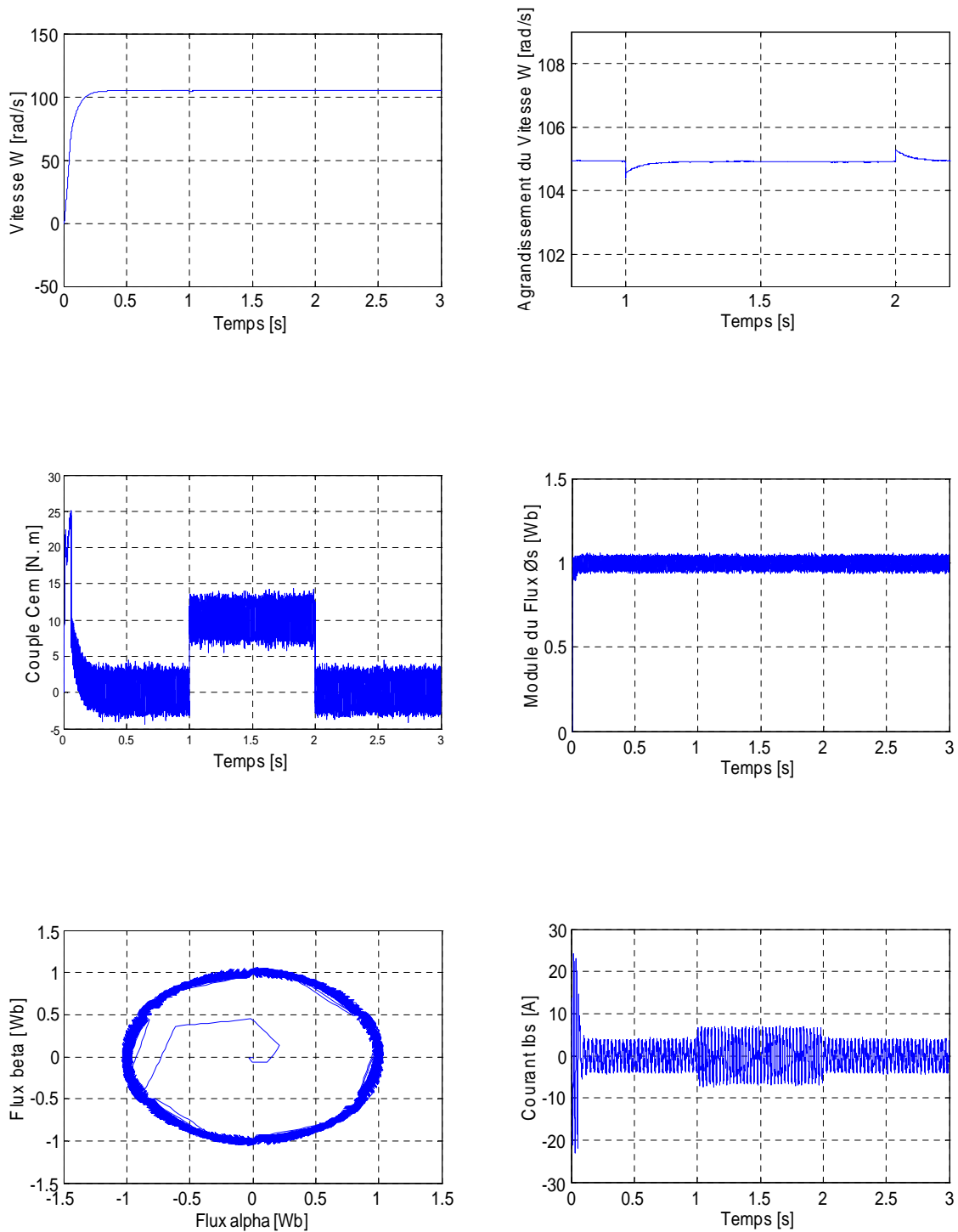
Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes. Le rejet de la perturbation est mieux que celui des régulateurs classiques (vu en chapitre 1). De plus, on note une bonne adaptation des contrôleurs flous à la commande vectorielle car le découplage du couple et du flux est bien réalisé comme l'illustrent les courbes de flux. L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé.

Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un régulateur RLF flou par apport à un PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande de la machine asynchrone alimenté par un Onduleur de tension à trois niveaux et contrôlée par la commande DTC. La figure (4.12) montre la vitesse atteint sa référence  $w_{ref} = 105\text{rad/s}$  sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique. On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.



**Figure 4.11.** Réponse du système (MAS, Onduleur de tension, commande vectorielle indirecte,) en utilisant des régulateurs à Logique floue «RLF\_7, RLF\_3» a vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de 10 N.m entre les instants  $t=1$  sec et  $t=2$  sec avec inversion de sens de rotation à  $t=3$  s.





**Figure4.12.** Réponse du système (MAS, Onduleur de tension à trois niveaux) et contrôlée par la commande DTC en utilisant des régulateurs à Logique floue RLF\_7, à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de 10N.m entre les instants  $t=1$  sec et  $t=2$ sec

## 4.7 Application de la logique floue et la modulation vectorielle à la commande directe du couple de la machine asynchrone

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus [AIM 07]. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées  $e_1$  et  $e_2$ .

En général  $e_1$  représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e_1(k) = x^*(k) - y(k) \quad (4.18)$$

$e_2$  : est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie à deux instants discrets différents.

$$e_2(k) = y(k) - y(k-1) \quad (4.19)$$

\* : Représente les grandeurs de commande ;

$K$  : Instant de calcul.

### 4.7.1 Description du contrôleur flou

Comme le montre la figure (4.14) deux contrôleurs flous régulent l'amplitude du flux et du couple. L'amplitude du flux est contrôlée par la composante de tension  $Vds$ , par contre la valeur du couple est contrôlée par la composante  $Vqs$ , à savoir, [ELA 05]:

➤ Bloc flou de  $Vqs$  :

$$\begin{cases} e_1(k) = Ce_{ref}(k) - Ce(k) \\ e_2(k) = e_1(k) - e_1(k-1) \end{cases} \quad (4.20)$$

➤ Bloc flou de  $Vds$  :

$$\begin{cases} e_1(k) = \phi_{sref}(k) - \phi_s(k) \\ e_2(k) = e_1(k) - e_1(k-1) \end{cases} \quad (4.21)$$

$G_1, G_2, G_3$  Sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables). Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.

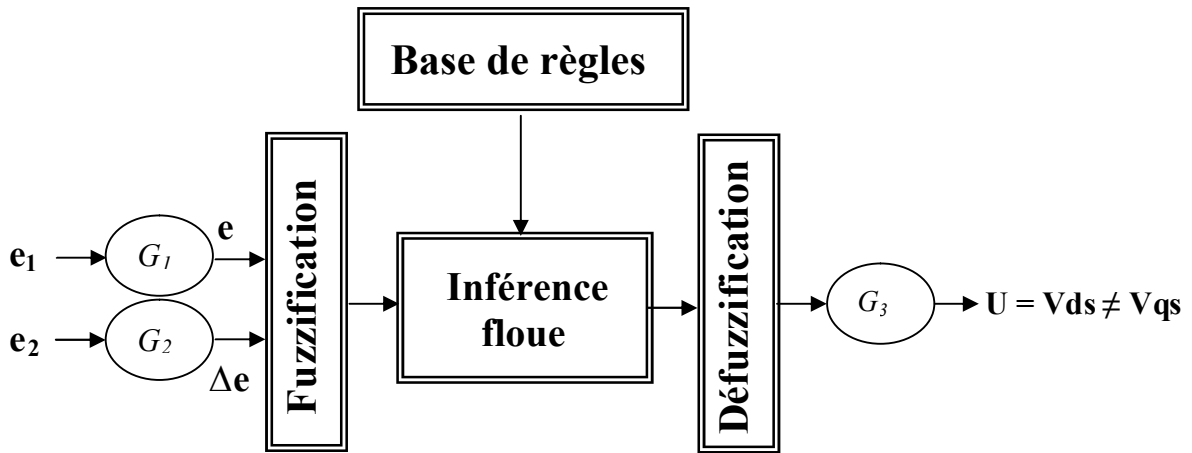


Figure 4.13. Structure du contrôleur flou du couple et du flux.

La figure (4.13) présente le schéma de principe du régulateur à logique floue générant les deux composantes  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , Les figures (4.15) (a, b, c) représentent les fonctions d'appartenance relative à chaque variable entrée/ sortie [ELA 05].

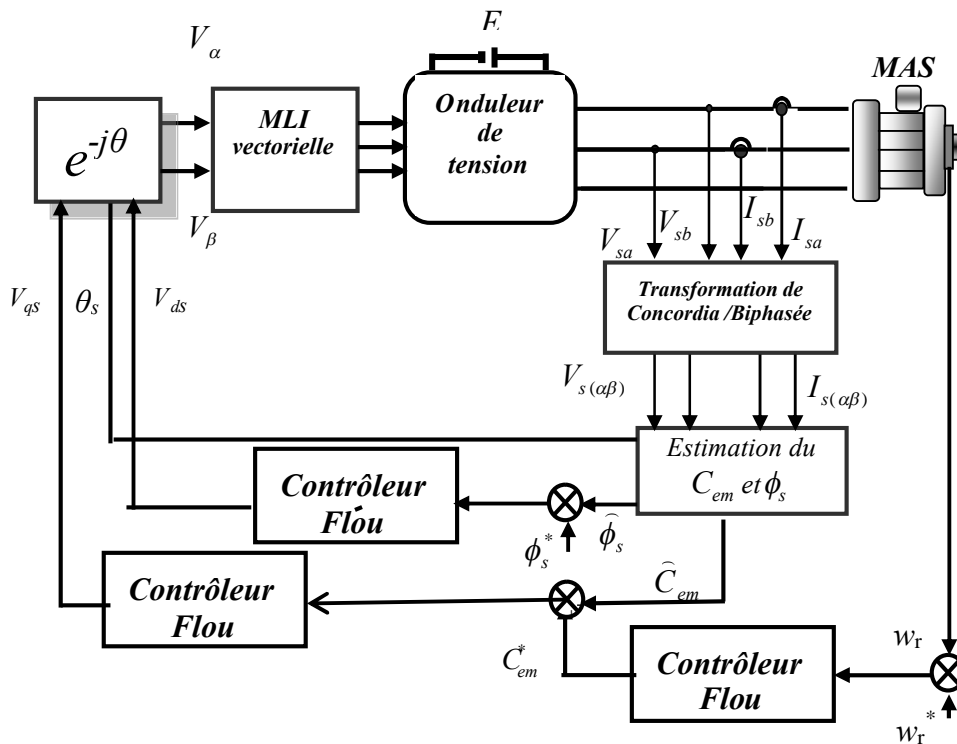
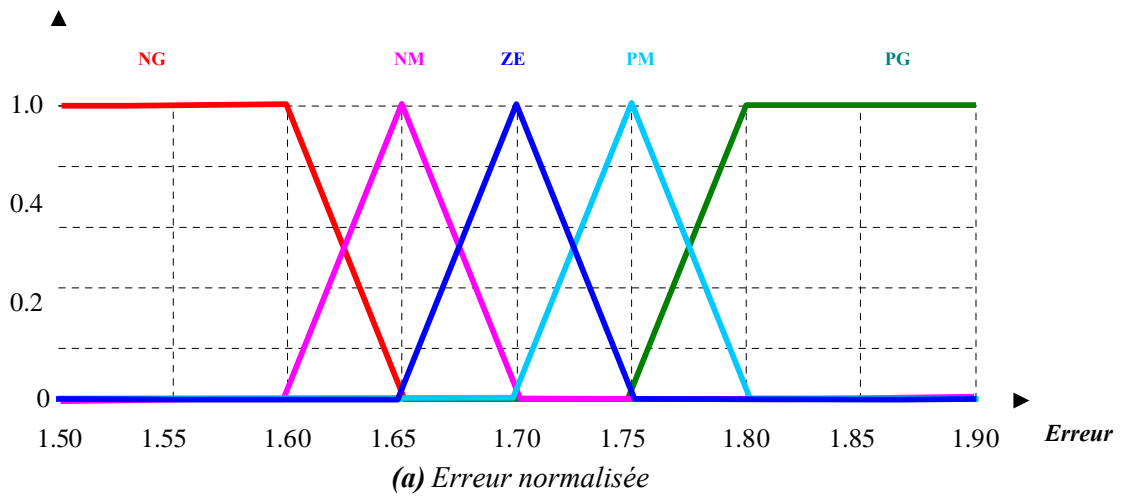


Figure 4.14. Commande directe du couple avec des contrôleurs flous associée à la technique SVM.

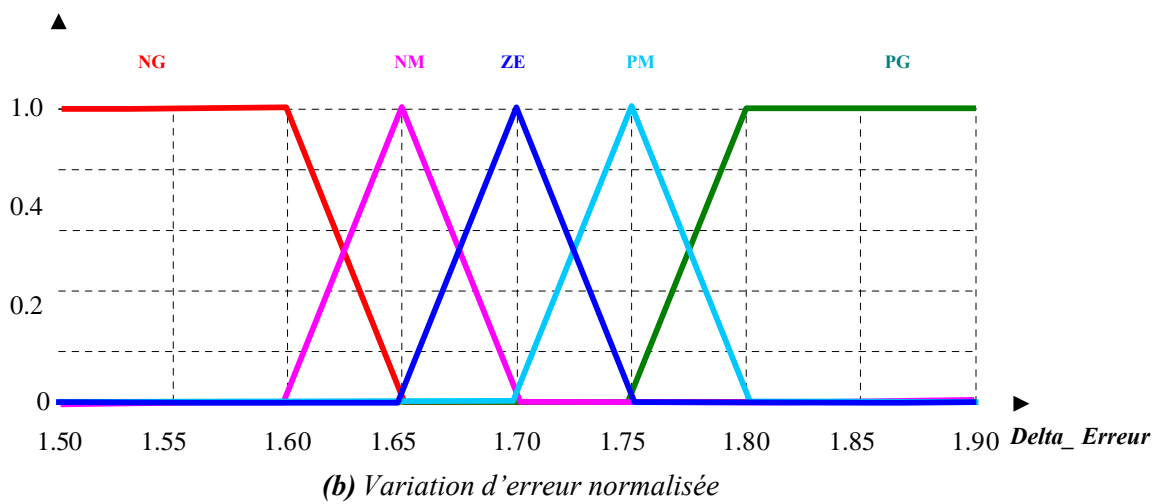
#### 4.7.2 Contrôleur flou de type MAMDANI

Après plusieurs essais de simulations nous avons choisis pour le contrôleur flou une partition de l'univers de discours à cinq sous-ensembles flous et privilégiés les formes triangulaires et trapézoïdale pour les fonctions d'appartenance. Ces choix sont illustrés sur figures (4.15).

Degré d'appartenance



Degré d'appartenance



Degré d'appartenance

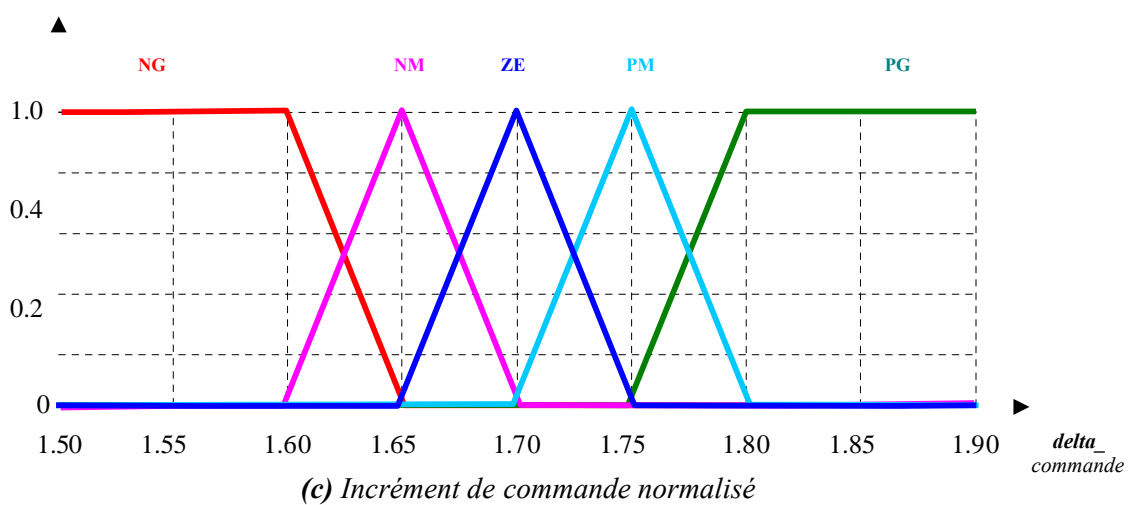


Figure 4.15. Distribution des fonctions d'appartenances des variables entrées/ sortie.

Pour le traitement numérique des inférences relatif au contrôleur flou, nous avons adoptés pour la méthode « *MAX-MIN* » de Mamdani :

- ♦ opérateur *ET* : formation du minimum, - opérateur *OU* : formation du maximum,
- ♦ implication *ALORS* : formation du minimum, -agrégation : formation du maximum.

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées sont regroupées dans la table (4.3).

$\Delta U$ E	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	EZ
NM	NG	NG	NM	EZ	PM
EZ	NG	NM	EZ	PM	PG
PM	NM	EZ	PM	PG	PG
PG	EZ	PM	PG	PG	PG

**Tableau 4.3** Règles des inférences floues de la sortie *u*.

Avec :

NG : Négatif Grand ;

NM : Négatif Moyen ;

EZ : Environ Zéro ;

PM : Positif Moyen ;

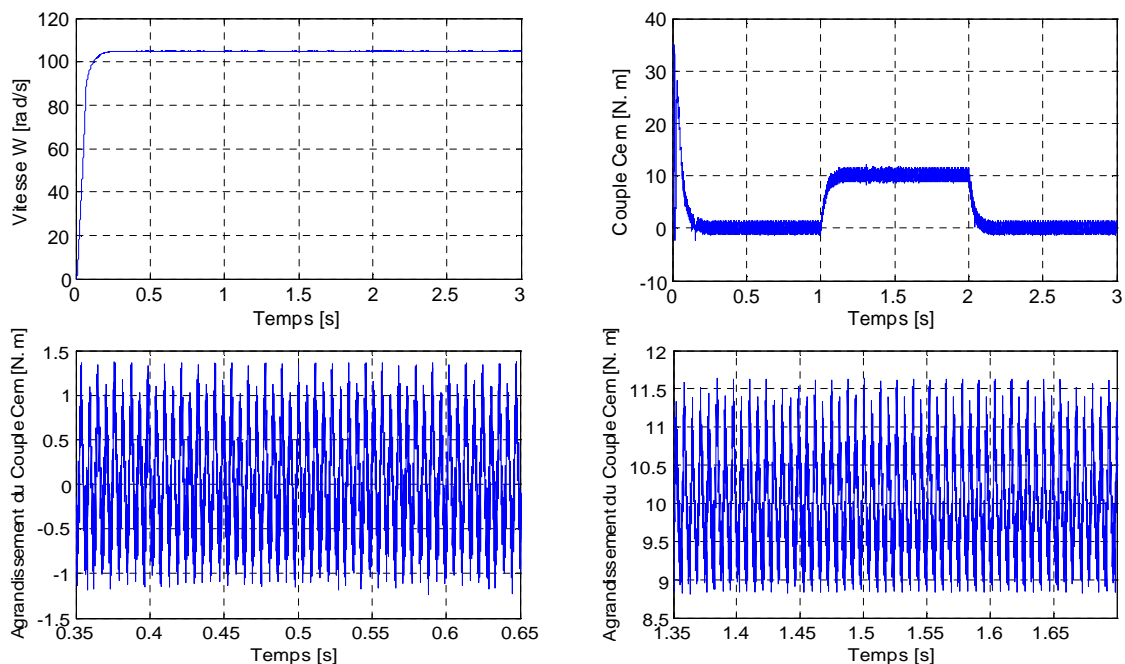
PG : Positif Grand.

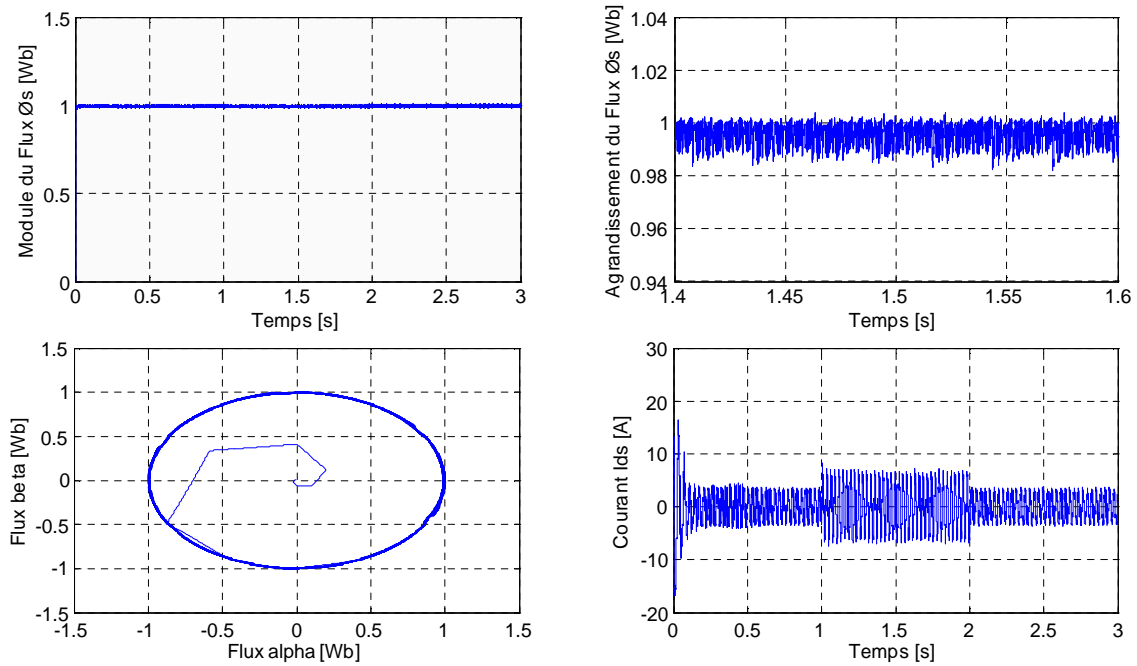
Cette matrice doit être établie à partir d'une parfaite connaissance du comportement du système à régler, ainsi que la connaissance de l'objectif du contrôle à atteindre. On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité.

### 4.7.3 Résultats de simulation

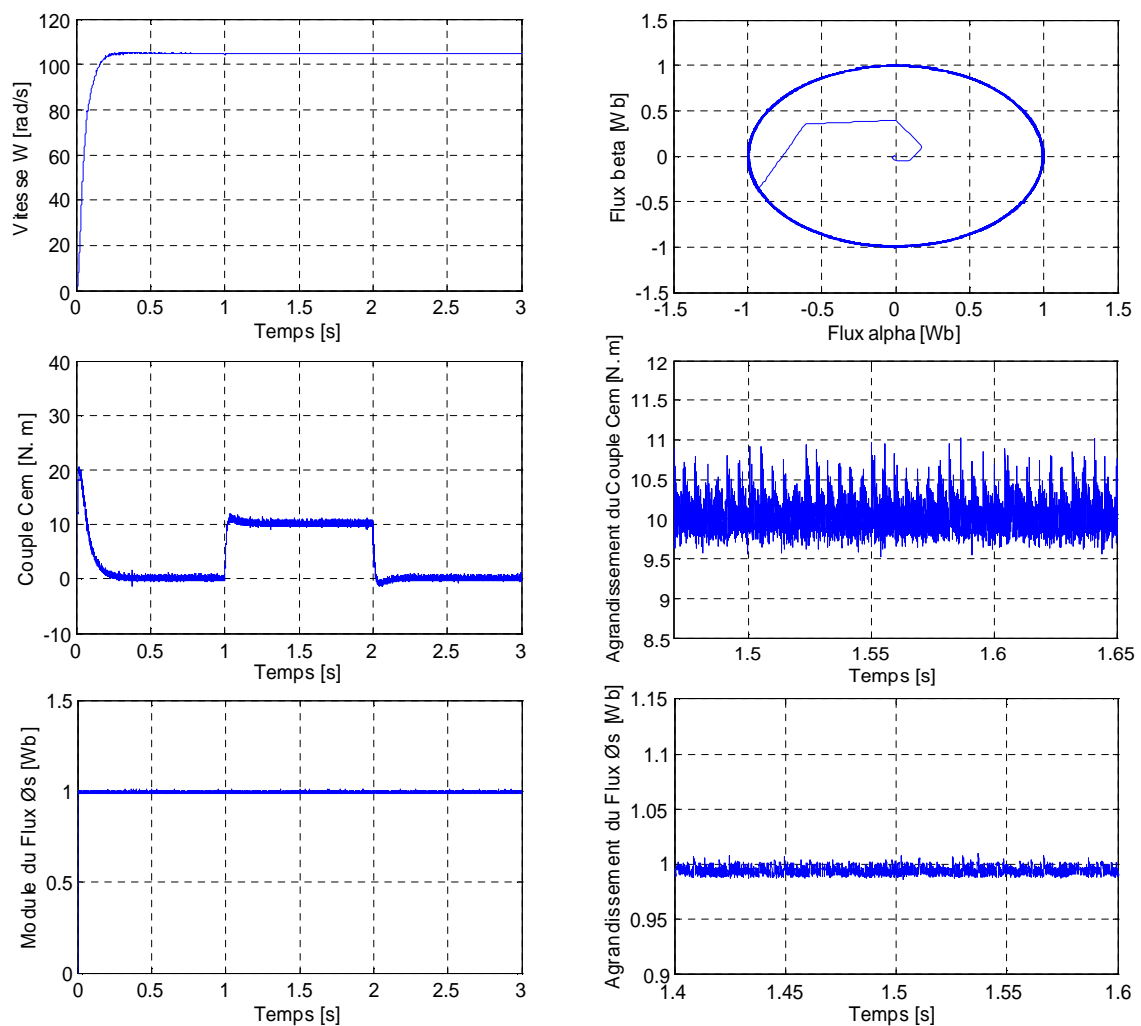
Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un régulateur RLF flou par apport à un PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande de la MAS alimenté par un Onduleur de tension et contrôlée par la commande DTC associée à la technique SVM, Ces performances ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou, après plusieurs tests d'ajustement voir annexe A des paramètres.

Les figures (4.16) illustrent les résultats de simulation de la commande directe du couple associée à la technique SVM de l'onduleur à deux niveaux de la MAS. Les contrôleurs classiques ont été remplacés par des contrôleurs flous générant directement les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  et un contrôleur flou à la place du régulateur PI de la vitesse. L'approche simulée offre des performances acceptables en termes d'amélioration du temps de réponse de la vitesse. On constate une réduction des oscillations du couple entre  $[-1.1 N.m \_ 1.3 N.m]$ , Après avoir appliqué la charge on a constaté qu'il y'a une réduction des oscillations du couple entre  $[8.9 N.m \_ 11.6 N.m]$ . La trajectoire du flux statorique illustrée par la figure (4.16), montre clairement que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu avec le contrôle selon la commande DTC amélioré. Les résultats de simulation de la figure (4.17) montrent la bonne stabilité et de précision de la structure de commande proposée. Ainsi, L'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple de la MAS basé sur la logique floue et la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux réalise de bonnes performances dynamiques et statiques, particulièrement la minimisation des pulsations du couple de la machine entre  $[9.5 N.m \_ 11 N.m]$ .





**Figure 4.16.** Réponse du système pour DTC en utilisant des régulateurs à Logique floue RLF (couple, flux et vitesse) associée à la technique SVM de l'onduleur à deux niveaux.



**Figure 4.17.** Réponse du système pour DTC en utilisant des régulateurs à Logique floue RLF (couple, flux et vitesse) associée à la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux.

## 4.8 Étude comparative entre les différentes techniques de DTC

Le tableau suivant présente les différentes approches appliquées sur la technique de DTC.

	<i>Temps de réponse de vitesse (rad/sec)</i>	<i>Pulsations du couple (N.m)</i>
<i>DTC classique_onduleur à 2 niveaux</i>	<b>0.21</b>	<b>[+5,9 - +14.1]</b>
<i>DTC classique_onduleur à 3 niveaux</i>	<b>0.21</b>	<b>[+6,5 - +13.1]</b>
<i>DTC utilisant un contrôleur PI du (couple et flux) associée à la technique SVM de l'onduleur à 2 niveaux.</i>	<b>0.29</b>	<b>[+7,1 - +12.9]</b>
<i>DTC utilisant un contrôleur PI du (couple et flux) associée à la technique SVM de l'onduleur à 3 niveaux.</i>	<b>0.29</b>	<b>[+8,8 - +12.4]</b>
<i>DTC basé sur la technique SVM de l'onduleur à deux niveaux utilisant des contrôleurs flous</i>	<b>0.22</b>	<b>[+8,9 - +11.6]</b>
<i>DTC basé sur la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux utilisant des contrôleurs flous</i>	<b>0.22</b>	<b>[+9.5 - +11]</b>

**Tableau 4.4** Comparaison entre les différentes techniques de DTC.

## 4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, l'objectif était de voir l'apport de la logique floue et la modulation vectorielle dans la minimisation des pulsations du couple de la MAS alimenté par un onduleur de tension et commandée par la technique DTC. Dans ce but, la théorie de base de la commande par logique floue a été brièvement présentée. Deux contrôleurs flous (couple, flux) associés à la technique SVM et un contrôleur flou à la place du régulateur PI de la vitesse ont été présentés et utilisés dans la DTC. Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux par l'algorithme DTC amélioré et DTC flou a été faite. Compte tenu des résultats, le contrôle flou semble pouvoir remplacer le contrôle classique pour améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux pour répondre aux exigences de type traction électrique. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme choisi pour minimisation des pulsations du couple et du flux de la machine.



## **CONCLUSION GENERALE**

Le présent travail apporte une solution à deux problèmes majeurs liés à la commande DTC d'une machine asynchrone. Ces deux problèmes concernant la fréquence de commutation variable et les grandes pulsations du couple sont les principaux inconvénients de cette technique, dus à l'utilisation des contrôleurs à hystérésis et les tables de commutation. Pour résoudre ces deux problèmes, on a développé dans ce travail des lois de commande basées sur la technique de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux à la commande DTC d'une machine asynchrone. Pour améliorer les performances de réglage de notre système, la commande par logique floue associée à la technique SVM de l'onduleur à trois niveaux à la commande DTC a été réalisée pour réduire les ondulations du couple et par ailleurs une amélioration des performances de la DTC.

Nous avons commencé cette étude en présentant le modèle mathématique de la machine asynchrone. L'importance de la transformation de Park utilisée dans la modélisation de cette machine permet d'obtenir un système linéaire d'ordre réduit. L'asservissement de vitesse de la MAS nécessite un découplage entre le flux et le couple, qui est réalisé en utilisant la commande indirecte par orientation du flux rotorique, où nous avons besoin de mesurer ou d'estimer le module du flux. Grâce à cette commande, la machine asynchrone devient commandable comme une machine à courant continu à excitation séparée, car le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

Dans la deuxième partie, une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des différentes stratégies de commutation a été élaborée. Nous avons présenté une synthèse de la commande DTC basée sur la technique de Takahashi pour un onduleur à deux niveaux. Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs du flux et du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. Ainsi, avec les tables de commutation développées nous avons pu améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux pour répondre aux exigences de type traction électrique.

Le contrôle du couple obtenu est très performant. Cependant la DTC a quelques inconvénients : non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutations lorsque le nombre des niveaux des onduleurs est élevé. En outre,

lors de la généralisation du concept de la DTC classique à la commande de la MAS des ondulations du couple apparaissent.

Afin de faire face à de ces inconvénients, dans la troisième partie, nous avons présenté la technique de modulation vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension à deux et trois niveaux est employée pour appliquer un vecteur de tension avec une fréquence de commutation fixe. Ensuite, nous présentons une nouvelle structure de la commande DTC associée à nouvelles techniques de commandes. Pour surmonter ces problèmes, les blocs d'hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs proportionnel-intégral (PI) pour le couple et le flux et les pulsations du couple ont été réduites par la modulation vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension à trois niveaux.

Dans le quatrième chapitre, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le formalisme de logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partie nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. Ce contrôleur flou a été testé dans deux cas différents, le premier test est basé sur l'utilisation d'un contrôleur flou à la place du régulateur PI (couple et flux), pour minimiser les pulsations du couple et du flux de la machine. Le second test a été fait pour l'amélioration des performances du régulateur PI de la vitesse.

Les résultats de simulation confirment la validité et l'efficacité du système de commande proposé. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles et réduire les ondulations du couple et du flux par rapport au contrôleur classique grâce à sa structure qui s'adapte avec le système.

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

- ✓ Faire une étude en utilisant le contrôle à structure variable et ses modes glissants associés, pour approfondir les études présentées concernant le problème d'instabilité et avoir un système plus performant.
- ✓ 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.
- ✓ Utilisation d'autre technique intelligence telle que les réseaux de neurones et les algorithmes qu'on peut associer à cette commande dans le cas des onduleurs à multi niveaux pour réduire les fluctuations du couple électromagnétique.

**ANNEXE A****PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

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

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

**A.1 Paramètres électriques**

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

**A.2 Paramètres mécaniques**

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

- D'après ces paramètres, on peut tirer l'expression du couple électromagnétique

$$\text{nominale : } C_{em n} = \frac{P_n}{N_n} = \frac{1500}{1420 \frac{2\pi}{60}} = 10 \text{ N.m}$$

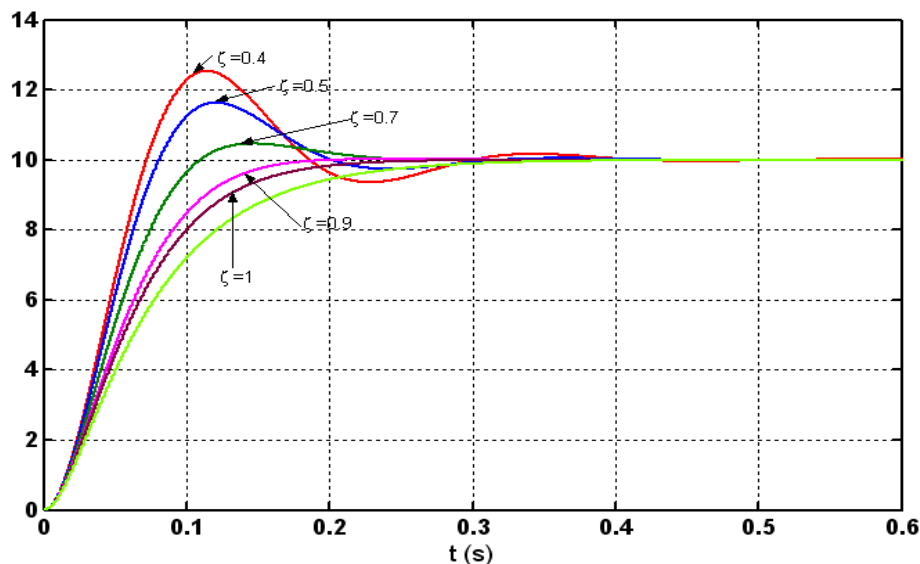
**ANNEXE B****❖ Réponses d'un système du second ordre en fonction de son coefficient d'amortissement**

Pour la plus part des systèmes de commande les performances dynamiques désirées en boucle fermée sont spécifiées à partir de la fonction de transfert suivantes du modèle second ordre :

$$G(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2\xi s + \omega_0^2} \quad (\text{B.1})$$

En fonction de son gain  $K$ , de sa pulsation propre  $\omega_0$  et de son coefficient d'amortissement  $\xi$

Les réponses d'un tel système du second ordre, en fonction de son coefficient d'amortissement  $\xi$ , sont représentées sur la figure (B.1).



**Figure B.1.** Réponse temporelle d'un système  $G(s)$  du second ordre, en fonction du Coefficient d'amortissement avec  $\omega_0 = 30 \text{ rad/s}$  et un gain  $K = 1$

### ❖ Calcul des régulateurs conventionnels (PI) du courant et de vitesse

La vitesse  $\Omega_m$  est régulée à travers la boucle externe, alors que les courants sont régulés à travers la boucle interne, à condition que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe (Réglage de vitesse).

#### B.1 Régulation du courant

Rappelons le schéma de la figure 1.20.

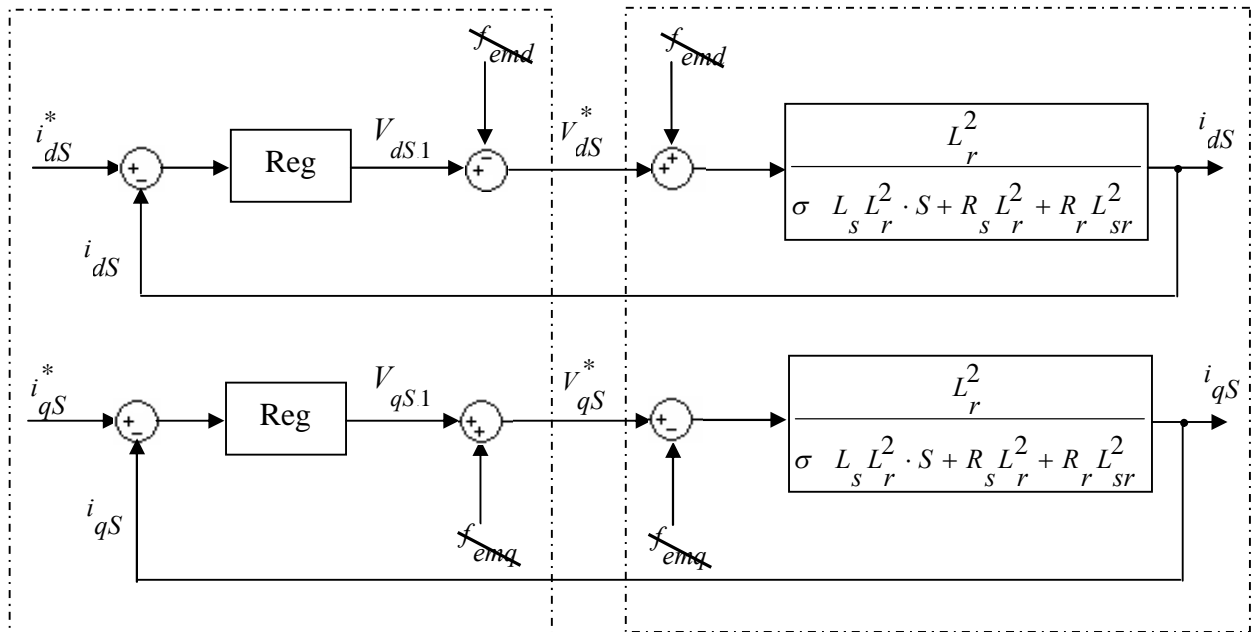


Figure B.2. Découplage par addition des termes de compensation.

Additionner les termes de couplage avec ceux de compensations, nous amène à travailler avec le schéma bloc simple et identique pour les deux axes [BAG 99].

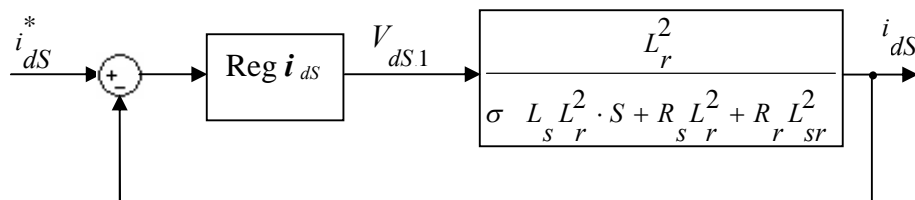
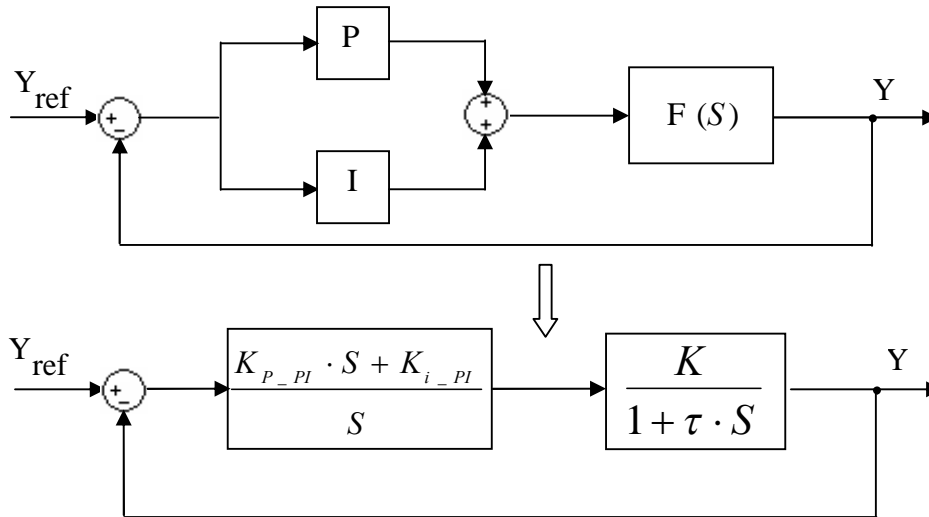


Figure B.3. Boucle de régulation du courant  $i_{dS}$ .

D'après le schéma ci-dessus, on tire :

$$F_i(S) = \frac{i_{ds}}{v_{ds1}} = \frac{i_{qs}}{v_{qs1}} = \frac{L_r^2}{\sigma L_s L_r^2 \cdot S + R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \quad (\text{B.2})$$

Le schéma bloc du correcteur PI est illustré par la figure suivante :



**Figure B.4.** Schéma fonctionnel d'un correcteur PI.

Tel que :

$$F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S} : \text{représente la fonction de transfert du système à réguler.}$$

$K_{P-PI}$  : Gain proportionnel du correcteur PI.

$K_{i-PI}$  : Gain d'intégrale du correcteur PI.

D'après le schéma bloc, on définit les paramètres du régulateur, en fonction de l'amortissement  $\xi$  et de la fréquence  $\omega_n$ .

$$\begin{cases} K_{P-PI} = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_{i-PI} = \frac{\omega_n^2\tau}{K} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Pour une erreur statique de 5% et un temps de réponse  $t_r$  du système :  $\omega_n = \frac{5}{\xi \cdot t_r}$ .

D'après le Schéma B.3 et par identification à  $F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$ , on a :

$$\begin{cases} K_I = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \\ \tau_I = \frac{\sigma L_s L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

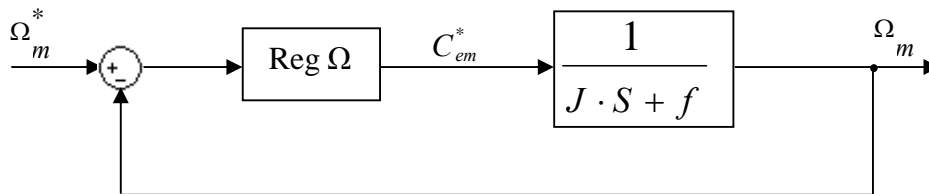
## B.2 Régulation de vitesse :

Pour définir le régulateur de vitesse, nous utilisons la relation qui lie la vitesse  $\Omega_m$  au couple électromagnétique  $C_{em}$ , soit l'équation mécanique suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \\ \Rightarrow J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} &= C_{em} - C_{ch} - f \cdot \Omega_m \Rightarrow (J \cdot S + f) \cdot \Omega_m = C_{em} - C_{ch}; \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Avec  $S$  : opérateur de Laplace

Donc la fonction de transfert est :  $F_{\Omega}(S) = \frac{1}{J \cdot S + f}$  (B.6)



**Figure B.5.** Boucle de régulation de vitesse.

D'après le Schéma B.5 et par identification à  $F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$ , on a :

$$\begin{cases} K_{\Omega} = \frac{1}{f} \\ \tau_{\Omega} = \frac{J}{f} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

---



---

## Table des notations et symboles

---



---

$\alpha$	Axe $\alpha$ direct du repère $(\alpha, \beta)$ lié au stator.
$\beta$	Axe $\beta$ en quadrature du repère $(\alpha, \beta)$ lié au stator.
$\theta$	Angle électrique entre le stator et le rotor.
$\theta_s$	Angle électrique entre l'axe d et le stator.
$\theta_r$	Angle électrique entre l'axe d et le rotor.
$i$	Courant.
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_{ch}$	Couple de charge.
$T_r$	Constante de temps rotorique
$\varepsilon$	Erreur.
$\Phi$	Flux.
$\xi$	Facteur d'amortissement.
$s, r$	Indices correspondants respectivement au stator et au rotor.
$d, q$	Indices correspondants aux axes d et q.
$a, b, c$	Indices correspondants aux trois phases (a, b, c).
$L_s, L_r$	Inductances cycliques propres du stator et du rotor.
$L_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.
$m$	Indice de modulation.
$\Delta\phi_s$	Largeur d'hystérésis du correcteur du flux.
$\Delta C_e$	Largeur d'hystérésis du correcteur du couple.
$J$	Moment d'inertie total des masses tournantes.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$d/dt$	Opérateur dérivé.
$T_s$	Période de commutation.
$R_s, R_r$	Résistances respectives du stator et du rotor.
$x^*$	Référence $x$ .



$PI$	Régulateur Proportionnel Intégrale.
$RLF$	Régulateur à Logique Floue.
$K$	Secteur.
$v$	Tension.
$r^*$	Taux de modulation.
$\Delta T$	Temps d'échantillonnage.
$t_s$	Temps de réponse.
$\omega_s, \omega_m$	Vitesses angulaires électriques respectivement statorique et rotorique.
$\omega_{gl}$	Vitesse angulaire électrique de glissement.
$\Omega_m$	Vitesse de rotation mécanique du rotor (rd/s).
$N$	Vitesse de rotation mécanique du rotor (tr/mn).

## Références bibliographiques

- [AIM 07] F. Aimer, A. Bendlabdellah, A. Miloudi, C. Mokhtar “ High Performance Induction Motor Direct Torque Control Drive using Fuzzy Logic and Space Vector Modulation ” *International Journal of Factory Automation, Robotics and Soft Computing, ISSN 1828-6984 , pp 102-107,2007.*
- [AME 05] A. Ameer “Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2005.*
- [BAG 99] L. Baghli “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques” *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy. I 1999.*
- [BEN 04] M. Benaissa “ Minimisation des pulsations du couple dans une commande Direct du Couple d'une Machine Asynchrone ” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2004.*
- [BEN 08] A. Benbouali “ Commande par logique floue adaptative d'une machine asynchrone avec L'estimation de la constante de temps rotorique” *Mémoire de Magister, Université de Chlef 2008.*
- [BES 08] T. Bessad “ Commande des onduleurs multi-niveaux asymétrique application a la conduite d'une machine asynchrone triphasé ” *Mémoire de Magister, Université de Chlef 2008.*
- [BOU 09] D. Boudana “ la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multi-niveaux” *Thèse de Doctorat, ENP 2009.*
- [BOU 09] M. Bounadja, A. Wahid Belarbi and B. Belmadani“ Stratégie Modifiée du Contrôle Direct de Couple d'une Machine à Induction avec Modulation Vectorielle pour l'Alternodémarrage Intégré” *ICEL'09 6<sup>ème</sup> Conférence Internationale sur l'Électrotechnique, 13-14 Nov 2009, Université de l'USTO, Algérie.*
- [BOU 10] M. Bounadja, A. Wahid Belarbi and B. Belmadani “ A High performance SVM\_DTC scheme for induction machine as integrated starter generator in hybrid electric vehicles” *GEAER'10 Le Premier Séminaire National sur le « Génie Électrique Appliqué aux Énergies Renouvelables » 27-28 janvier 2010, Chlef \_ Algérie.*
- [BOU 10] M. Bouguerne, F. Mehedi, M. Bounadja, B. Belmadani“ Apport de la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Association Machine Synchrone à Aimants Permanents – Onduleur de Tension à Trois Niveaux ” *GEAER'10 Le*

*Premier Séminaire National sur le « Génie Électrique Appliqué aux Énergies Renouvelables » 27-28 janvier 2010, Chlef \_ Algérie.*

- [BUH 94] H. Buhler “ Réglage par Logique Floue” *Presses Polytechniques et Universitaires Romanes, 1994.*
- [CAS 98] D, Casaclei, G. Serra, A.Tani, L. Zarri, F. Profumo “Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme” *Universitii Degli Studi di Bologna Dipartimento di Ingegneria Elettrica Viale Risorgimento, 2-40136 Bologna – Italy, 1998.*
- [CHA 05] S. Chaouch “ Commande vectorielle robuste d’une machine à induction sans capteur de vitesse” *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2005.*
- [CHE 98] F. Chevrie, F. Guey “ La logique floue” *Cahier Technique Schneider, N°191, Mars 1998.*
- [CHE 04] L. Cherid “ La Commande vectoriel du machine synchrone à aimants permanents (MSAP) -Apport de la Logique Floue ” *Mémoire de Magister, Université de Chlef 2004.*
- [CHI 08] A.Chikhi “ Contrôle Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue” *Mémoire de Magister, Université Batna 2008.*
- [DEL 05] X. Del Toro, M.G. Jayne, P. A. Witting, V.M. Sala, A. Arias, J.L. Romeral “ New DTC Control Scheme for the Induction Motor Fed with a Three-Level Inverter ” *IEEE ISIE 2005, June 20-23, Dubrovnik, Croatia,2005.*
- [DJE 09] H. Djeghloud, H. Benalla “Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter” *Mentouri\_Constantine University, Constantine 25000, Algeria2009.*
- [DJE 09] H. Djeghloud, H. Benalla, A. Bentounsi “Application of SVPWM to Three-Level Voltage and Current Inverters” *Mentouri\_University Constantine, Algeria 2009.*
- [DRI 05] S. Drid “ Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d’une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d’Alimentation : Théorie & Expérimentation” *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2005.*
- [ELA 05] A. El afia, M. Khafallah, A. Chériti, B. Elmoussaoui, A. Saad “A Simple Direct Torque Fuzzy Control of Induction Motor using Space Vector Modulation ” *EPE Journal, vol. 15. N°2, May 2005.*
- [FLA 00] J.M .Flaus “ Régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous” *Edition Hermès Science Publications, Paris 2000.*
- [HAB 91] T.G. Habetler and D.M. Divan “Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation” *IEEE Trans. Ind. App.,IA-27(5):893-901, 1991.*

- [HAD 01] D. Hadiouche “ Contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure” *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Déc. 2001.*
- [HAS 08] E. Hassankhan, and D. A. Khaburi “DTC-SVM Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter” *Proceedings of world academy of science, engineering and technology, vol.34 ,issn 2070-3740, oct. 2008.*
- [HCH 96] C. H Chen “Fuzzy logic and neural network handbook” *IEEE Press, 1996.*
- [HEM 07] B. Hemici “ Contribution a la commande robuste des machine asynchrone et synchrone Machine à aimants permanents” *Thèse de Doctorat, ENP 2007.*
- [HIS 97] D. Hissel, P. Maussion, G. Gateau, J. Faucher “ Fuzzy logic control optimization of electrical systems using experimental designs” *In proc. EPE’97, Trondheim, Norway, 8-10 september 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.*
- [HOA 99] L. Hoang “Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control” *IEEE Ind. Applicat. Conference Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Page(s):1245 - 1252 vol.2, 1999.*
- [KAD 09] F. Kadri “ Commande DTC par Logique Floue d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ” *ICSIP'09International Conference on « Systems and Information Processing» May 2-4 2009, Guelma, Algeria.*
- [KHE 08] O. Khelifa “ Analyse d’une commande prédictive sous contraintes pour la conduite d'une machine asynchrone triphasé ” *Mémoire de Magister, Université de Chlef 2008.*
- [KHO 06] S. Khojet el khil “ Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)” *L’institut national polytechnique de Toulouse et de l’école nationale d’ingénieurs de Tunis 2006.*
- [KOO 99] J. Koo Kang “ New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency ” *IEEE Trans. Ind. App, vol. 35, no.5 pp. 1076–1082, Sept/Oct.1999.*
- [LAL 09] D. Lalili “ MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi-niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone” *Thèse de Doctorat, ENSP 2009.*
- [LAL 05] D.Lalili, N.Lourci, E. M. Berkouk, F. Boudjema “ Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l’onduleur à cinq niveaux ” *SETIT 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications, Tunisia, March 27-31 2005.*
- [LAM 08] L. Lammia “ Commande Directe du Couple d’une Machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique ” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2008.*

- [LEV 95] E. Levrat “logique floue” *Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.*
- [MEH 10] F. Mehedi, M. Bouguerne, M. Bounadja, B. Belmadani “Contrôle Direct du Couple et du Flux d'une Machine Asynchrone basé sur la Technique de la Modulation Vectorielle de l'Onduleur à trois Niveaux” *GEAER'10 Le Premier Séminaire National sur le « Génie Électrique Appliqué aux Énergies Renouvelables » 27-28 janvier 2010, Chlef \_ Algérie.*
- [MER 07] M. Merzoug “ Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2007.*
- [NIK 00] C. Nikola “Space Vector modulation and control of multilevel converters” *These Doctor at, University in Blacksburg, Virginia 2000.*
- [OUA 06] F. Ouahiba “Modélisation et Commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimant permanent- Onduleur de tension à trois niveaux” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.*
- [OUL 09] O.Ouledali, A .Meroufel, M.Nefsi, A.Massoum, M.Hachelef .M. Sekeur “ Contrôle Direct du couple de la MSAP basé sur la technique MII vectorielle ” *ICSIP'09 International Conference on « Systems and Information Processing» May 2-4 2009, Guelma, Algeria.*
- [SAE 08] M. Saeedifard “Space Vector Modulation of Multi-Level and Multi-Module Converters for High Power Applications” *These doctor at, University of Toronto 2008.*
- [SEG 80] G. Segulier, J. Lesenne, F. Nottelet “ Introduction à l'électrotechnique approfondie ” *Edition Lavosier Tec et Doc 1980.*
- [SHI 01] Y. Shin Lai “A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction” *IEEE Trans. Ener. Con, vol. 16, no.3 pp. 201–227, Sept. 2001.*
- [TAK 87] I. Takahashi and. S. Asakawa “Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range ” *IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232. 1987.*
- [TAK 86] I. Takahashi and T. Noguchi “A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor” *IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.*
- [TAL 02] R.Taleb “Commande vectorielle par réseau de neurones d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux” *Mémoire de Magister, Université de Chlef 2002.*
- [TAM 06] H. Tamrabet “Robustesse d'un control vectoriel et structure minimale d'une machine asynchrone” *Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.*

- [ZAD 65] L. A. Zadeh “Fuzzy sets, Information and control” *vol. 8, pp. 338-353, 1965.*
- [ZAI 07] R. Zaimeddine “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux” *Thèse de Doctorat, ENP2007.*
- [ZHO 02] K. Zhou and D. Wang “Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis” *IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 49, no.1 pp. 186–196, Febr. 2002.*
- [ZIN 10] B. Zine laabidine “Commande Vectorielle sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-Flou” *Mémoire de Magister, ENSET 2010.*