

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIORAT

DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE

LABORATOIRE DES SYSTEMES D'ELECTROMECHANIQUE (LSELM)



جامعة باجي مختار - عنابة

كلية علوم الهندسة

قسم الإلكترونيات ميكانيك

مخبر الأجهزة الكهرو ميكانيكية

## THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT

Thème

**COMMANDE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE**

Option

**ELECTROMECHANIQUE**

Par

**BERRABAH Fouad**

Présenté devant le jury composé de :

Pr. Hadjadj Oul Elias	Professeur (U. Annaba)	Président
Pr. SAAD Salah	Professeur (U. Annaba)	Rapporteur
Pr. SAIGAA Djamel	Professeur (U. M'sila)	Examineur
Dr. BELHAMRA Ali	Professeur (U. Annaba)	Examineur
Dr. KESSAL Abdelhalim	Maître de Conférences (A) (U. Bordj Bou- Arreridj)	Examineur
Dr. ZEGHLACHE Samir	Maître de Conférences (A) (U - M'sila)	Examineur

Soutenu le : 23 / 02 / 2016

## Dédicaces

---

*Je dédie cette thèse à mes très chers parents  
pour leur soutien moral et financier,  
pour leurs encouragements  
et pour les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardu.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A ma chère femme et mes filles HOUBA et TAXWA  
Et à toute la famille BERBAH.*

*A mon encadreur Dr. SAAD SARAH*

*A mes chers amis*

*Allal, Defdaf, Chebabhi, Medjnah, Benhamida, Qbdou ;  
Bendaykha....*

*A la mémoire de, mon frère, oncles, grand père  
et à mes grandes mères*

*A tous ce qu'ils ont aimé me voir ce jour là.*

## **Remerciements**

---

*Louange à DIEU qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.*

*Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du laboratoire des systèmes d'électromécanique (LSELM) faculté des sciences de l'ingénieur, département d'électromécanique, université Badji mokhtar- Annaba.*

*Monsieur le Professeur **Pr. SAAD Salah**, m'a proposé ce sujet de recherche et en a assuré la direction. Je lui exprime ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ces années de thèse. Ses conseils et ses encouragements ont enrichi mes connaissances et m'ont apporté un soutien constant. Aussi, sa gentillesse et son dynamisme m'ont chaque fois permis de rebondir dans les moments difficiles. Qu'il trouve ici, l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance.*

*Je tiens à remercier aussi Monsieur **Pr. HADJADJ Oul elias**, Professeur à l'université Badji-Mokhtar Annaba pour avoir accepté de présider le jury de thèse.*

*Mes remerciements s'adressent ensuite aux membres du jury.*

*Tout d'abord, je remercie chaleureusement Monsieur **Dr. BELHAMRA Ali**, Maître de Conférences à Université Badji Mokhtar Annaba, d'avoir accepté d'être rapporteur de mon travail de thèse.*

*Aussi, mes remerciements s'adressent à Monsieur **Pr. SAIGAA Djamel**, Professeur à Université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de faire partie du jury de thèse.*

*J'exprime également ma profonde reconnaissance et mon sincère remerciement à Monsieur **Dr. KESSAL Abdelhalim**, Maître de conférences à Université Mohamed El Bachir El Ibrahim- Bordj Bou Arreridj et Monsieur **Dr. ZEGHLACHE Samir** Maître de conférences à Université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour leurs collaboration et leurs participation au jury de thèse.*

*Je réitère mes remerciements envers Messieurs **Dr. CHEBABHI Ali**, **Dr. KHOUDJA Djallel eddin**, **Dr BARKAT Saïd**, **Dr. BENALYA Lilla**, **Dr BELALI Yacin** et que mes collègues du département génie électrique, faculté de technologie, université de M'sila ainsi que ceux du département électromécanique université Badji Mokhtar Annaba soient assurés de mes sincères remerciements*

*Enfin que tous mes amis qui m'ont apporté un soutien lors de ce long travail de thèse soient assurés de ma profonde reconnaissance.*

## Table des matières

Liste des figures	iv
Liste des tableaux	vi
Résumé	ix
Introduction générale	1
Chapitre I État de l'art de la MASDE	4
I.1 Introduction	4
I.2. Histoire des machines électriques	4
I.3. Classification des machines électriques	5
I.4. Caractéristiques des machines multiphasées	6
I.4.1 Machines multiphasées de type 1 :	6
I.4.2 Machines multi-phasées de type 2	7
I.5. Avantages des machines multiphasées	8
I.6. Inconvénients des machines multiphasées	9
I.7 Conclusion	10
Chapitre II Modélisation de la machine ASynchrone Double Etoile MASDE	11
II.1. Introduction :	11
II-2 Présentation de la machine asynchrone a double étoile	11
II.2.1 Principe de fonctionnement de la MASDE	12
II.2.2 Hypothèses Simplificatrices	13
II.2.3 Équations générales de la machine :	14
II.3.Choix du référentiel	19
II.3.1. Référentiel lié au stator « $\alpha, \beta$ »	19
II.3.2. Référentiel lié au rotor « $x, y$ »	19
II.3.3. Référentiel lié au champ tournant « $d, q$ »	19
II.4. Modèle de Park de la MASDE	19
II.5. Application de la transformation de Park :	20
II.5.1. Équations des tensions	20
II.5.2. Équations magnétiques	22
II.5.3. Équation mécanique	23
II.5.4. Couple électromécanique	24
II.6. Mise sous forme d'équation d'état	25
II.7.Résultats de simulation	29

II.8. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI .....	30
II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI .....	31
II.8.2. Fonction de connexion.....	32
II.8.3. Stratégie de commande MLI .....	33
II.9. Association de la MASDE avec l'onduleur de tension .....	35
II.9.1 Résultats de simulation .....	35
Chapitre III Commande DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux	38
III.1. Introduction .....	38
III.2.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	38
III.2.1 Générations des signaux de contrôle par MLI vectorielle.....	41
III.3.Principe de la commande directe du couple (DTC) .....	49
III.3.1 Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	50
III.4.Description de la structure de contrôle .....	54
III.4.1 Sélection de la vectrice tension .....	54
III.4.2 Estimateurs .....	56
III.4.3. Estimation du couple électromagnétique .....	57
III.5. Élaboration des contrôleurs de flux et du couple .....	57
III.5.1 contrôleurs de flux à deux niveaux.....	57
III.5.2 Contrôleurs de flux et du couple .....	58
III.6. Élaboration des tables de commutation .....	59
III.6.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles.....	59
III.6.2. Table de commande du flux .....	60
III.6.3.Table de commande du couple.....	60
III.6.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles .....	61
III.7. Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) sur la (MASDE).....	62
III.7.1 Commande directe du couple avec capteur de vitesse de la MASDE .....	64
III.7.1. Tests de robustesse.....	65
III.8. Commande directe du couple sans capteur de vitesse de la MASDE .....	68
III.8.1. La méthode d'identification système adaptatif a modèle de référence MRAS.....	69
III.9. Simulation.....	77
III.9.1 Avantages de la commande directe du couple.....	87
III.9.2Inconvénients de la commande directe du couple .....	87
III.10.Conclusion .....	87
IV.1 Introduction .....	90
IV.2 Description et modélisation d'un onduleur de tension à trois niveaux.....	91
IV.2.1 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.....	92

IV.3.1. Contrôle du couple et du flux .....	98
IV.3.2 Correcteur de couple à cinq niveaux .....	100
IV.3. Application de L'onduleur de Tension à trois niveaux dans la commande DTC de la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE).....	105
IV.3.1 Résultats de simulation .....	105
IV.4. Commande des deux onduleurs à trois niveaux par modulation vectorielle à trois niveaux (SVM 3N) .....	108
IV.4.1. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	110
IV.5. La Commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC par la technique DTC-SVM.....	117
IV.6 Conclusion .....	122
V.1 Introduction .....	123
V.2 Les réseaux de neurones .....	124
V.2.1 Architecture des réseaux de neurones .....	126
V.4 Fonctions d'activation .....	128
V.4.1 Fonction identité.....	129
V.4.2 Fonction à seuil .....	130
V.4.3 Fonction signe .....	130
V.4.4 Fonction sigmoïde).....	130
V.4.5 Fonction tangente hyperbolique .....	130
V.5. Apprentissage des réseaux de neurone artificiels .....	130
V.5.1 Commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC.....	131
V.6. Résultats de simulation.....	133
V.8 .1. Interprétations des résultats .....	136
V.9. Conclusion : .....	136
Conclusion générale .....	137
Références bibliographiques .....	140

## Liste des figures

Figure III. 10: représentation du schéma global de la commande directe de couple de la MASDE.....	63
Figure III. 11: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	64
Figure III. 12: Réponses de commande DTC de la MASDE suivie de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$ .....	65
Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).....	65
Figure III. 14: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 14$ et $20 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5] \text{ s}$ .....	67
Figure III. 15: Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de $+50\%$ de $R_s$ nominale à $t = 2.5 \text{ sec}$ . ....	67
Figure III. 16: Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.....	70
Figure III. 17: Estimation de vitesse par la technique MRAS basé sur la f.é.m.....	71
Figure III. 18: Estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile MASDE par la technique MRAS. ....خطأ! الإشارة المرجعية غير معروفة.	72
Figure III. 21: représentation du schéma global de la commande directe de couple de la MASDE.....	78
Figure III. 22: Système d'identification par technique MRAS.....	79
Figure III. 23: Simulation du modèle de référence de la technique MRAS.....	79
Figure III. 24: Simulation du modèle ajustable de la technique MRAS.....	79
Figure III. 25: Simulation du mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée.....	80
Figure III. 26: Résultats de simulation de l'identification adaptative de flux et vitesse par technique MRAS, avec représentation des erreurs d'estimation (démarrage à vide)..	83
Figure III. 27: Résultats de simulation de l'identification adaptative de flux et vitesse par MRAS, avec représentation des erreurs d'estimation (démarrage à vide suivait d'une charge de $7 \text{ N.m}$ ).....	85
Figure III. 28: erreur $e$ entre le modèle référence et le modèle ajustable, dans les deux cas (à vide et en charge).....	86
Figure (IV. 1). Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes (Neutral Point Clamped) NPC.	91
Figure (IV. 2) Etats de conduction des bras de l'onduleur à trois niveaux.....	93
Figure (IV. 3).Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	97
Figure (IV. 4): correcteur de couple à cinq niveaux.....	101
Figure (IV. 5): schéma du contrôle direct du couple-onduleur à trois niveaux.....	105
Figure (IV.6) Réponses d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC, (a) stator 1 et (b) stator 2.....	107
Figure IV.7.Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandée par DTC vis-à-vis la variation de la vitesse ..	108
Figure (IV. 8).Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	110
Figure (IV. 9). Représentation de quatre triangles dans les secteurs.....	111
Figure (IV.10).Représentation des droites délimitant les Triangle du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	111

Figure (IV.11) Fonctions logiques $F_{ij}$ dans les quatre régions du premier secteur .....	116
Figure. IV.12 Principe du vecteur tension de référence .....	117
Figure. IV.13. Structure générale de contrôle direct du flux et du couple de la machine asynchrone à double stator avec SVM .....	118
Figure. IV.14. Tensions de sortie des deux onduleurs commandés par SVM, (a) stator 1 et (b) stator .....	119
Figure. IV.15. Réponse du flux statorique et sa trajectoire dans le plan d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM, (a) stator 1 et (b) stator 2 .....	120
Figure. IV.16. Réponse de la vitesse et du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM .....	120
Figure. IV.17.. Réponse de la vitesse d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM .....	121
Figure. IV.18. Réponse du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM .....	121
Figure (V. 1) Réseau de neurone non bouclé 2016. ....	126
Figure (V. 2) Réseau de neurone bouclé. ....	128
Figure (V. 3.) Réseau de neurone multicouche (MLP). ....	128
Figure (V. 4) Fonctions d'activation. ....	129
Figure (V-6) .Structure du réseau de neurones utilisé pour la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs a trios niveaux.....	132
Figure. V.7. Schéma bloc de la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trios niveaux.....	133
Figure. V.8. Tensions de sortie des deux onduleurs commandés par SVM-ANN, (a) stator 1 et (b) stator 2 .....	134
Figure. V.9. Réponse du flux statorique et sa trajectoire dans le plan $\alpha, \beta$ , (a) stator 1 et (b) stator 2 .....	134
Figure. V.10. Réponse de la vitesse et du couple.....	135

## Liste des tableaux

Tableau I. 1 . Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) .....	7
Tableau I. 2 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2). .....	8
Tableau III. 1: Table de vérité d'un onduleur triphasé .....	40
Tableau III. 2 Tensions de sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire .....	42
Tableau III. 3 impulsions.....	48
Tableau III. 4: Table de commutation généralisée. ....	60
Tableau III. 5: Table de commande du flux. ....	60
Tableau III. 6: table de commande du couple. ....	60
Tableau III. 7 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.....	61
Tableau III. 8 .: Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls. ....	62
.Tableau IV. 1 Etats d'un bras de l'onduleur ( $j = 1, 2$ et $3$ ).....	94
Tableau IV. 2: États de commutation et les vecteurs de tension correspondants dans les deux repères ( $abc$ et $\alpha\beta$ ) .....	96
Tableau IV. 3: Vecteurs tension associés aux états de commutation .....	97
Tableau IV. 4: Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension.....	99
Tableau IV. 5: Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension.....	99
Tableau IV. 6: Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires..	100
Tableau IV. 7: table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension.....	102
Tableau IV. 8: table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour douze secteurs « première approche » .....	104
Tableau IV. 9: Équations délimitant les triangles de chaque secteur du diagramme vectoriel. ....	113
Tableau IV. 11: Vecteurs tensions dans les différents triangles.....	115
Tableau IV. 12: Calcul des largeurs des impulsions pour chaque secteur. ....	115

Nph	Nombres de phases.
i	Le courant.
V	La tension.
s1, s2, r	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
as1, bs1, cs1.	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
as2, bs2, cs2	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
ar, br, cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotorique.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_r$	Le couple résistant.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
J	Le moment d'inertie.
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
$\theta_m, \Omega_m$	La position et la vitesse mécanique du rotor.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\omega_{coor}$	La vitesse angulaire des axes (d, q).
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$k_p, k_i$	Le régulateur Proportionnel-Intégral.
$\varphi_r$	Le flux rotorique.
$\varphi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
e	L'erreur.
$e(x)$	L'écart de la variable x.
m	indice de modulation
N	vitesse de rotation de la machine (tr/mn)

$P$	nombre de paires de pôles
$T_p$	période de la porteuse (s)
$t$	temps (s)
$V_{pm}$	valeur crête de l'onde de modulation (V)
$V_{ref}$	tension de référence (V)
$V_m$	amplitude de la tension de référence (V)
$\xi$	gain positif
$f$	fréquence de la tension de référence (Hz)
$f_p$	fréquence de la porteuse (Hz)
$f_s$	fréquence du réseau (Hz)

**Notations**

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
FOC	Field Oriented Control.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel - Intégrale.
SVM	La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (space vector modulation)
NPC	Neutral Point Clamped
RNA	Réseau de Neurone Artificiel

## Résumé :

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées dans les applications de puissances élevées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de la puissance. La machine asynchrone double étoile (MASDE) faisait partie de ce type de machines. Il s'agit d'une machine qui possède deux enroulements statoriques triphasés identiques partageant le même stator. L'idée maîtresse derrière ce travail de recherche est la commande directe de couple (DTC) de la MASDE alimentée par deux onduleurs multiniveaux. En effet, les deux approches considérées en premier lieu sont la DTC classique et la DTC associée à un modulateur SVM (DTC-SVM). Ces dernières, appliquées sur la MASDE, donnent des résultats assez satisfaisants. Toutefois, afin de booster leur qualité de réglage, une autre variante de la DTC dite DTC-SVM-ANN basée sur les réseaux de neurones artificiels, est proposée. La commande DTC-SVM-ANN, connue par son identification efficace des vecteurs d'états de commutation des interrupteurs, est capable d'assurer un découplage notable entre le flux et le couple indépendamment des variations paramétriques. Enfin, une série de simulations ont été effectuées pour valider chacune des commandes suggérées.

## Mots clés :

Machines multiphasées, Machine asynchrone double étoile (MASDE), Commande directe du couple (DTC), Onduleurs multiniveaux, Réseaux de neurones artificielles (RNA).

## Abstract :

Multiphase machines are increasingly used in high power applications for reasons of reliability and power segmentation. The double star asynchronous machine (MASDE) is one of such kind of machines. It is a machine which has two identical three-phase stator windings sharing the same stator. The main idea behind this research topic is the direct torque control (DTC) of the MASDE fed by two multilevel inverters. Indeed, the two approaches considered firstly are the conventional DTC and the DTC associated with a SVM modulator (DTC-SVM). These methods give satisfactory results when are applied to the MASDE. However, in order to boost their control quality, another variant of the DTC called DTC-SVM-ANN based on artificial neural networks is proposed. The DTC-SVM-ANN controller, known by its efficient identification of the switching state vectors of the switches, is capable of ensuring a significant decoupling between the flux and the torque independently of the parametric variations. Finally, a series of simulations were carried out to validate each of the suggested control methods.

## Key Words:

Multiphase machines, Double star asynchronous machine (MASDE), Direct torque control (DTC), Multilevel inverters, Artificial neural networks (ANN).

## ملخص:

يزداد استعمال المحركات متعددة الاطوار نظرا لموثوقيتها و قدرتها على تقسم الطاقة، في التطبيقات ذات القدرة العالية مثل مولدات الطاقة الهوائية، مطاحن الاسمنت، القطارات، القطارات الكهربائية، المولدات المتزامنة لتوليد الطاقة العليا بالمقارنة مع المولدات التقليدية، الخ....

الماكنات المتزامنة ذات الاقران النجمي المزوج هي نوع من الماكنات متعددة الاطوار حيث تحتوي على ملفين للجزء الساكن ثلاثي الطور متماثل، و التي تشترك في نفس الجزء الساكن.

في هذا العمل قمنا بدراسة تحكم هذا النوع من الماكنات باستعمال تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران كمرحلة اولى تم التحكم المباشر للعزم باستعمال تقنية SVM و اخيرا التحكم المباشر للعزم باستعمال تقنية SVM و ANN و التي لديها العديد من المزايا بالمقارنة مع التحكمات الاخرى، حيث انها توفر تحكم جيد للموجات متعددة المستويات كما انها تمتاز بالتحديد الجيد للاشعة الحالة لغلق و فتح القاطعات المتحصل عليها من خلال التحكم DTC-SVM و تمتاز ايضا بالمتانة ضد تغيرات عناصر الماكنة.

و قمنا بالمحاكات من اجل التحقق من صحة كل من التحكمات المتحصل عليها.

## الكلمات المفتاحية:

المحركات متعددة الاطوار. التحكم المباشر في عزم الدوران.

# *Introduction générale*

---

## **Introduction générale**

Depuis les premières ères de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "*comment commander les machines électriques à des vitesses variables*". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec l'avènement des moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit tout en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable c'est à dire vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones.

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour les entraînements électriques dans l'industrie, où elles offrent des bonnes performances tel que la fiabilité, la robustesse, une simplicité de construction, et le coût. Pour ces raisons elles ont remplacées les machines à courant continu. Néanmoins cette machine reste limitée en puissance.

Depuis les années 20, et dans le but d'assurer une motorisation électrique pour des applications de grande puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale à titre d'exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines multiphasées [DEF-98]. Ce type des machines ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages, dont on peut citer, la segmentation de puissance, la Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, et de l'amélioration de la fiabilité.

L'une des machines multiphasées que nous allons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'. Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés

à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné.

### **OBJECTIF DE LA THÈSE :**

L'objectif de notre travail est d'étudier la machine asynchrone double étoile 'MASDE' sans capteur de vitesse et d'appliquer deux techniques de commande sur cette dernière. La première technique est la commande directe du couple à base d'un MLI vectorielle (DTC-SVM) et la deuxième technique est la commande directe du couple à base d'un MLI vectorielle optimisée par réseau de neurone DTC-SVM-ANN.

### **STRUCTURE DE LA THÈSE :**

Ce travail qui comprend cinq chapitres, il sera organisé de la manière suivante :

**Dans le premier chapitre**, on présentera, en premier lieu, un état de l'art de la machine asynchrone double étoile 'MASDE', puis nous énumérons les avantages et les inconvénients de cette machine, et en dernier lieu nous présenterons les domaines d'utilisation de cette machine

. **Le deuxième chapitre**: sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension. Nous terminerons par une simulation de ce modèle sera effectuée.

**Au troisième chapitre** : on étudiera, la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à deux niveaux à base des régulateurs classique PI. Nous clôturerons par la présentation et l'interprétation des résultats de simulation obtenues.

**Le quatrième chapitre** : sera dédié à la commande DTC-SVM de la machine asynchrone MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC, d'où on proposera une extension vers une augmentation du niveau de tension.

**Au cinquième et dernier chapitre** : on présentera la commande DTC-SVM de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC, d'où on proposera un raisonnement SVM-RNA du concept de contrôle direct du couple DTC sans capteur de vitesse.

**Finalement** : Le travail sera clôturé par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, ainsi que des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

# *Chapitre I*

## *État de l'art de la machine asynchrone double étoile MASDE*

---

## I.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques[HAD-01], mais de puis long temps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées " machines à grand nombre de phases " ou "machines multiphasées". Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance[BEN-10] [LAK-14]. Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone à double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple.

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, leurs avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phases.

## I.2. Histoire des machines électriques[BER-95] [LAK-14] [BEN-10]

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie “l’Alliance” fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l’Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l’utilisation et donc la consommation de l’énergie électrique.

### **I.3. Classification des machines électriques**

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Selon la façon d’alimenter ou de délivrer le courant/ tension.
- Selon la construction.

#### **Selon le type d’alimentation**

- Machines à Courant Continu.
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à courant alternatif.
- Machines synchrones.
- Machines asynchrones.

#### **Selon leur construction.**

- Machines asynchrones.
- Machines sans collecteur.
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu.
- Machines synchrones.

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [HAD-06]

### I.4. Caractéristiques des machines multiphasées

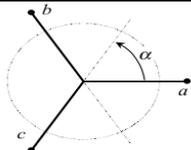
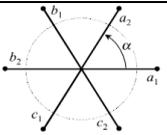
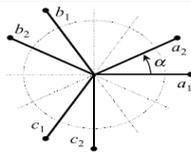
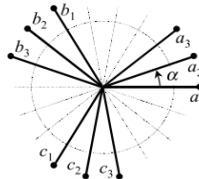
Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type. [KLI-83] [SIN-02]. On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donne suivant le d'écartement angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles ; par exemple une machine double étoile (6 phases) de  $\alpha = 0^\circ$  a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à  $\alpha = 30^\circ$ . Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :

$$n_{ph} = n_p h \alpha = \frac{180^\circ}{a}$$

#### I.4.1 Machines multiphasées de type 1 :

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tab. 1.1).  $n_{ph} = 3\eta$  ( $\eta = 1, 2, 3, \dots$ ). [HAD-01]

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples de machine multiphasées de type 1.

Nombre de Phases ( $n_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases ( $n_{ph}\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) Rad	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	

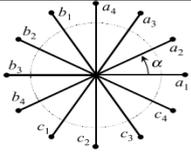
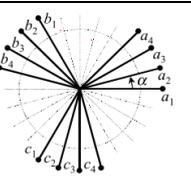
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I. 1 . Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) [KLI83] [HAD01].

#### I.4.2 Machines multi-phasées de type 2[HAD-01] :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (Tab.I.2). Dont «  $\alpha$  » représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont

régulièrement décalées de  $2\pi/nph = 2\alpha$ . Donc on a toujours :  $nph = nph\alpha = \frac{180^\circ}{a}$

Nombre de phases $n_{ph}$	Nombre de phase $n_{pha}$	Décalage angulaire ( $\alpha$ degré)	Représentation des axes des bobine
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I. 2 Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2). [BER-95] [KLI83] [HAD01].

### I.5. Avantages des machines multiphasées

Comme les autres machines, la MASDE présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

Parmi Ses avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance : comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [HAD-01]

2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [SIN-02]

3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.

4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [REZ-11] [FAT-14]

5. les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [REZ-11]

6. les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit.(Fonctionnement en régimes dégradés) [REZ-11] [BOU-14]

## **I.6. Inconvénients des machines multiphasées**

Tout d'abord, la MASDE est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants

1. Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [MER-08]

2. l'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [ABD-11]

3. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [SIN-02]

## **I.7 Conclusion**

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées a été présenté. Cet état de l'art qui donne une idée générale sur les différents types des machines multiphasées, leurs différentes caractéristiques, leurs avantages et leurs inconvénients.

Vu les avantages de la machine asynchrone à double étoile, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en mode de fonctionnement moteur.

La suite de ce travail est principalement consacrée à la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

## *Chapitre II*

# *Modélisation de la machine asynchrone double étoile MASDE*

---

## II.1. Introduction :

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [MER-08]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière, la modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [BOU-14] [FAT-14]

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous nous intéresserons au mode de fonctionnement « Moteur », et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée, puis par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs commandés par une MLI. Ces classes de modèles, dépendent directement des hypothèses simplificatrices, prends-en considération, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état. [MER-08]

## II-2 Présentation de la machine asynchrone a double étoile

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoile sont déphasées entre elles d'un angle électrique ( $\alpha=\pi/6$ ) chacun d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ( $2\pi/3$ ) et sont alimentés par un système de tension équilibré, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

On peut considérer la machine asynchrone à double étoile comme représentée par les bobinages de la figure (II-1). [BOU-14] [FAT-14]

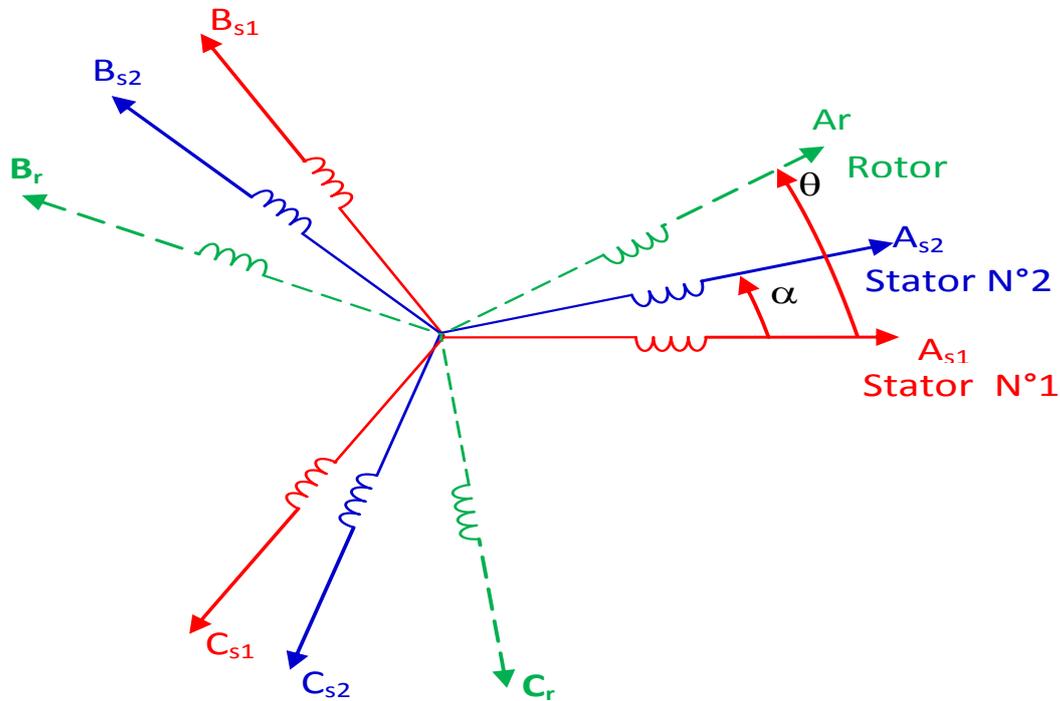


Figure II. 1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

### II.2.1 Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha=30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « $f_s$ » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « $\omega_s$ » [BOU-14].

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad / s} \quad (\text{II. 1})$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets

de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement:  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$  [FAT-14]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_r - \omega_s}{\omega_r} \quad (\text{II. 2})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement sont illustré par la figure (II.2):



Figure II. 2: Modes de fonctionnement suivant le glissement, [SIN-02].

### II.2.2 Hypothèses Simplificatrices :

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices, [ABD-11] on considère les hypothèses suivantes :

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.
- les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées. les forces magnétomotrices créés par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale. [BERK-95] [FAT-14]
  - l'entrefer est constant.
  - L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
  - effet de peau négligé.
  - La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique. figure (2-1) modes de fonctionnement. [BEN-10]

## II.2.3 Équations générales de la machine :

### II.2.3.1 Équations des tensions

Par application de la loi de Faraday à l'un des ses enroulements statorique et rotorique de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation: [SAD-10] [ABD-97]

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dx} \quad (\text{II. 3})$$

On déduit pour l'ensemble des phases, statorique.

$$\text{Pour l'étoile 1: } \begin{cases} V_{sa1} = R_{s1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{s1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{s1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } \begin{cases} V_{sa2} = R_{s2} \cdot I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{s2} \cdot I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{s2} \cdot I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

$$\text{Pour rotor: } \begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

Sous forme matricielle on a:

$$\text{Pour l'étoile 1: } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II. 7})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II. 8})$$

$$\text{Pour rotor: } [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II. 9})$$

On pose:

$R_{as1}=R_{bs1}=R_{cs1}=R_{s1}$ : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> stator.

$R_{as2}=R_{bs2}=R_{cs2}=R_{s2}$ : Résistance d'une phase du 2<sup>ème</sup> stator.

$R_{ar}=R_{br}=R_{cr}=R_r$ : Résistance d'une phase du rotor.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques:

$$\begin{aligned} [V_{abc,s1}] &= \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}. \\ [V_{abc,s2}] &= \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}. \\ [I_{abc,r}] &= \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

### II.2.3.2. Équations magnétiques de la MASDE

Les flux sont exprimés en fonction des courants par[ABD-97]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc1}] \\ [I_{sabc2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

$[L_{s1, s1}]$  : Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2, s2}]$  : Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_r, r]$  : Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1, s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[L_{s1, r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[L_{s2, s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile1.

$[L_{s2, r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_r, s1]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_r, s2]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire : [BER-04]

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t ; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t ; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t .$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$  : Inductance propre du 1<sup>er</sup> stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$  : Inductance propre du rotor.

$L_{ms}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

$L_{mr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

### II.2.3.3. Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [ABD-11] [BEN-10]

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II. 17})$$

### II.2.3.4. Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (\text{II. 18})$$

Avec:

P: nombre de pair de pole.

$\Theta_m$ : Angle magnétique.

$\Theta_e$ : Angle électrique

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \quad (\text{II. 19})$$

### II.2.3.5. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad J \frac{d\Omega}{dt} = C \quad (\text{II. 20})$$

avec:

J : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

$K_f$  : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [SIN-02]:

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (\text{II. 21})$$

### II.2.3.6. Transformation a base de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples

par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park. [ABD-11]

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q).

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

La transformation de Park

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}]$$

Tel que  $G_{abc}$  : grandeurs triphasées équilibrées.

$G_{dq0}$  : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse  $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}]$ .

Sachant que :  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

$$\text{Pour l'étoile 1: } [P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Pour le rotor: } [P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 25})$$

$[P(\theta_{s1})]$  : Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$  : Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$  : Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

### II.3.Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes [ABD-97]. [SIN-02]

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [BOU-14]

#### II.3.1. Référentiel lié au stator « $\alpha, \beta$ »

Dans ce référentiel, les axes ( $\alpha, \beta$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{\text{coor}} = 0$ ). Dans ce cas, la phase  $A_{S1}$  et  $\alpha$  coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

#### II.3.2. Référentiel lié au rotor « $x, y$ »

Dans ce référentiel, les axes ( $x, y$ ) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_s$  donc ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ ).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

#### II.3.3. Référentiel lié au champ tournant « $d, q$ »

Dans ce référentiel, les axes ( $d, q$ ) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ ). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

### II.4. Modèle de Park de la MASDE

La figure (II-3) représente le modèle de Park de la MASDE. [BERK-95] [FAT-14]

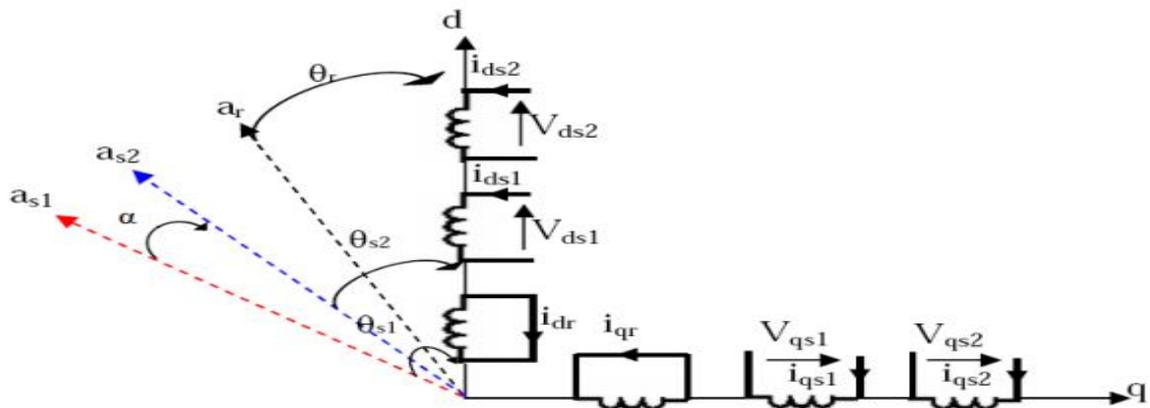


Figure II. 3: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

## II.5. Application de la transformation de Park[ABD-97] :

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant et appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

➤ Transformation de Park des tensions:

$$26) \quad \begin{bmatrix} V_{dqo,s1} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s1})] \begin{bmatrix} V_{s1} \end{bmatrix} \quad \text{(II.)}$$

$$27) \quad \begin{bmatrix} V_{dqo,s2} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s2})] \begin{bmatrix} V_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.)}$$

➤ Transformation de Park des courants:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} I_{dqo,s1} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s1})] \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_{dqo,s2} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s2})] \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_{dqo,r} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{-(II. 28)}$$

➤ Transformation de Park des flux:

$$29) \quad \begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_{dao,s1} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s1})] \begin{bmatrix} \phi_{s1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dao,s2} \end{bmatrix} = [P(\theta_{s2})] \begin{bmatrix} \phi_{s2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dao,r} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{(II.)}$$

**Avec:**

$$\begin{bmatrix} V_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_{dqo,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqo,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{dqo,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{dqo,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix}$$

### II.5.1. Équations des tensions :

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (II.4), (II.5) et (II.6) nous donne :

➤ **Pour l'étoile 1 :**

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

➤ **Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 31})$$

➤ **Pour le rotor :** Le rotor étant en court-circuit :

$$V_{ar}=0, V_{br}=0, V_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 32})$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

$\omega_{gl}$  : vitesse de glissement.

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l}
v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\
v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\
v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\
v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\
0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{g1} \Phi_{qr} \\
0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{g1} \Phi_{dr}
\end{array} \right. \quad (\text{II. 33})$$

### II.5.2. Équations magnétiques :

La décomposition de l'équation (II-10) donne:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc,s1} \\ \Phi_{abc,s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II. 34})$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\Phi_{abc,s1} = L_{s1,s1} I_{sabc1} + L_{s1,s2} I_{sabc2} + L_{s1,r} I_r \\
\Phi_{abc,s2} = L_{s2,s1} I_{sabc1} + L_{s2,s2} I_{sabc2} + L_{s2,r} I_r \\
\Phi_r = L_{r,s1} I_{sabc1} + L_{r,s2} I_{sabc2} + L_{r,r} I_r
\end{array} \right. \quad (\text{II. 35})$$

Appliquant la transformation de Park sur le système d'équations (II.35), on obtient :

➤ **Pour l'étoile 1:**

$$\Phi_{dqo,s1} = [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1} I_{dqo,s1} + [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s2})]^{-1} I_{dqo,s2} + [P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1} I_{dqo,r}$$

➤ **Pour l'étoile 2:**

$$\Phi_{dqo,s2} = [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s1})]^{-1} I_{dqo,s1} + [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s2})]^{-1} I_{dqo,s2} + [P(\theta_{s2})][L_{s2r}][P(\theta_r)]^{-1} I_{dqo,r}$$

➤ **Pour le rotor:**

$$\Phi_{dqo,r} = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_{s1})]^{-1} I_{dqo,s1} + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_{s2})]^{-1} I_{dqo,s2} + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1} I_{dqo,r}$$

Donc les équations de flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\
 \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\
 \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\
 \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2}
 \end{array} \right. \quad (\text{II. 36})$$

On pose :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$$

$L_m$  : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.36) est écrit comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
 \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
 \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
 \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
 \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
 \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
 \end{array} \right. \quad (\text{II. 37})$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$ : inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$ : inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$ : inductance propre cyclique du rotor.

### II.5.3. Équation mécanique :

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1} I_{as1} + V_{bs1} I_{bs1} + V_{cs1} I_{cs1} + V_{as2} I_{as2} + V_{bs2} I_{bs2} + V_{cs2} I_{cs2} \quad (\text{II. 38})$$

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P = V_{ds1} I_{ds1} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs1} I_{qs1} + V_{qs2} I_{qs2} \quad (\text{II. 39})$$

En introduisant le système d'équation (II. 33) dans l'expression de la puissance instantanée (II.39) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[ \left( R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] \left[ \left( R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right. \\ \left. + \frac{3}{2} \left\{ \left[ \left( R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qa1} - \omega_s \Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] \left[ \left( R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qa2} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \right. \quad (\text{II. 40})$$

$$P = \frac{3}{2} \left[ R_{s1} (I_{ds1})^2 + R_{s2} (I_{ds2})^2 + R_{s1} (I_{qs1})^2 + R_{s2} (I_{qs2})^2 \right] + \\ \frac{3}{2} \left[ \left( \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \left( \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) I_{ds2} + \right. \\ \left. \left( \frac{d}{dt} \Phi_{qa1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) I_{qs1} + \left( \frac{d}{dt} \Phi_{qa2} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) I_{qs2} \right] \quad (\text{II. 41})$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules.
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

#### II.5.4. Couple électromécanique :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (\text{II. 42})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[ \omega_s \left( \phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2} \right) \right] \quad (\text{II.43})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[ \omega_s \left( \phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2} \right) \right] \quad (\text{II. 44})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.37) dans (I.44), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m \left[ (I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr} \right] \quad (\text{II.45})$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En introduisant  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  dans l'expression (II.45), on obtient :

$$C_{em} \frac{3}{2} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{II.48})$$

Finalement, l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.49})$$

## II.6. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant  $\Phi_m$  est la somme des deux flux  $\Phi_{md}$  et  $\Phi_{mq}$ , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad \text{avec :}$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rd} - \phi_{md}) + \omega_{g1} \phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) + \omega_{g1} \phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 50})$$

A partir de l'équation (II.50) et (II.37) on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mr}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

En remplaçant (II.51) dans (II.33), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{g1} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) + \omega_{g1} \Phi_{rdx} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

A partir de l'équation (II.37) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left[ \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[ \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{cases} \quad (\text{II. 53})$$

Avec:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (II.52) sous forme d'un système d'équation d'état.

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

La figure (II.4) représente le schéma bloc de la MADES alimentée par des tensions.

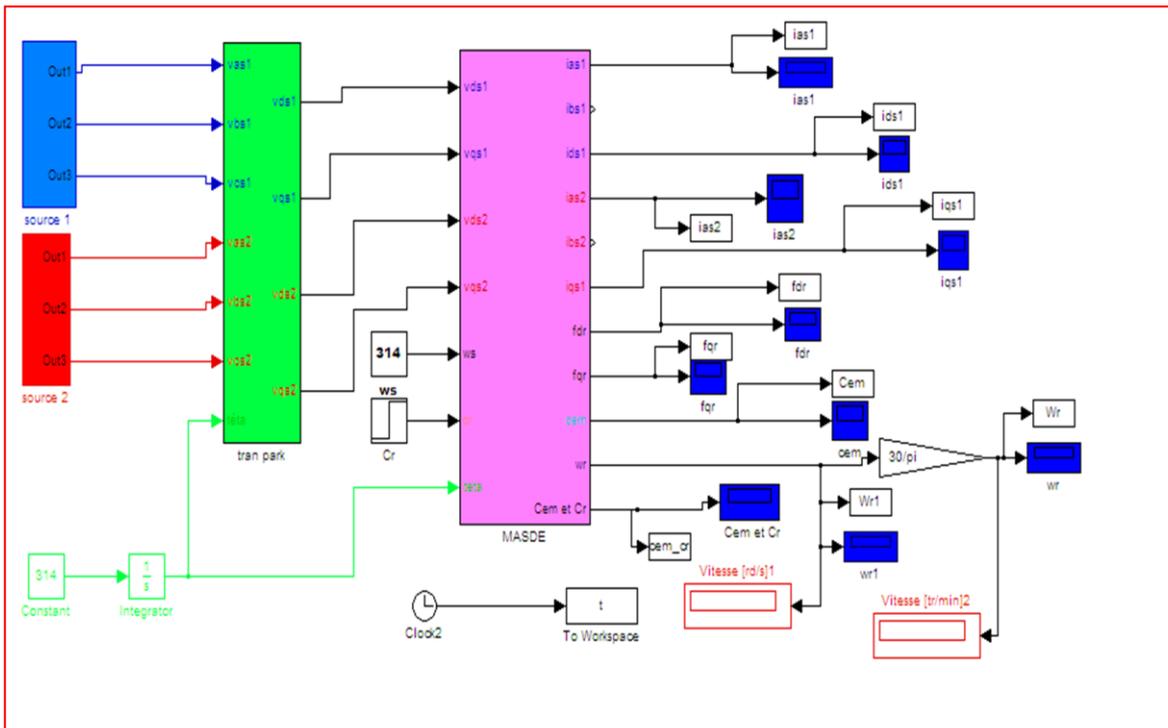


Figure II. 4: Schéma de simulation de MASDE alimentée en tension

II.7.Résultats de simulation :

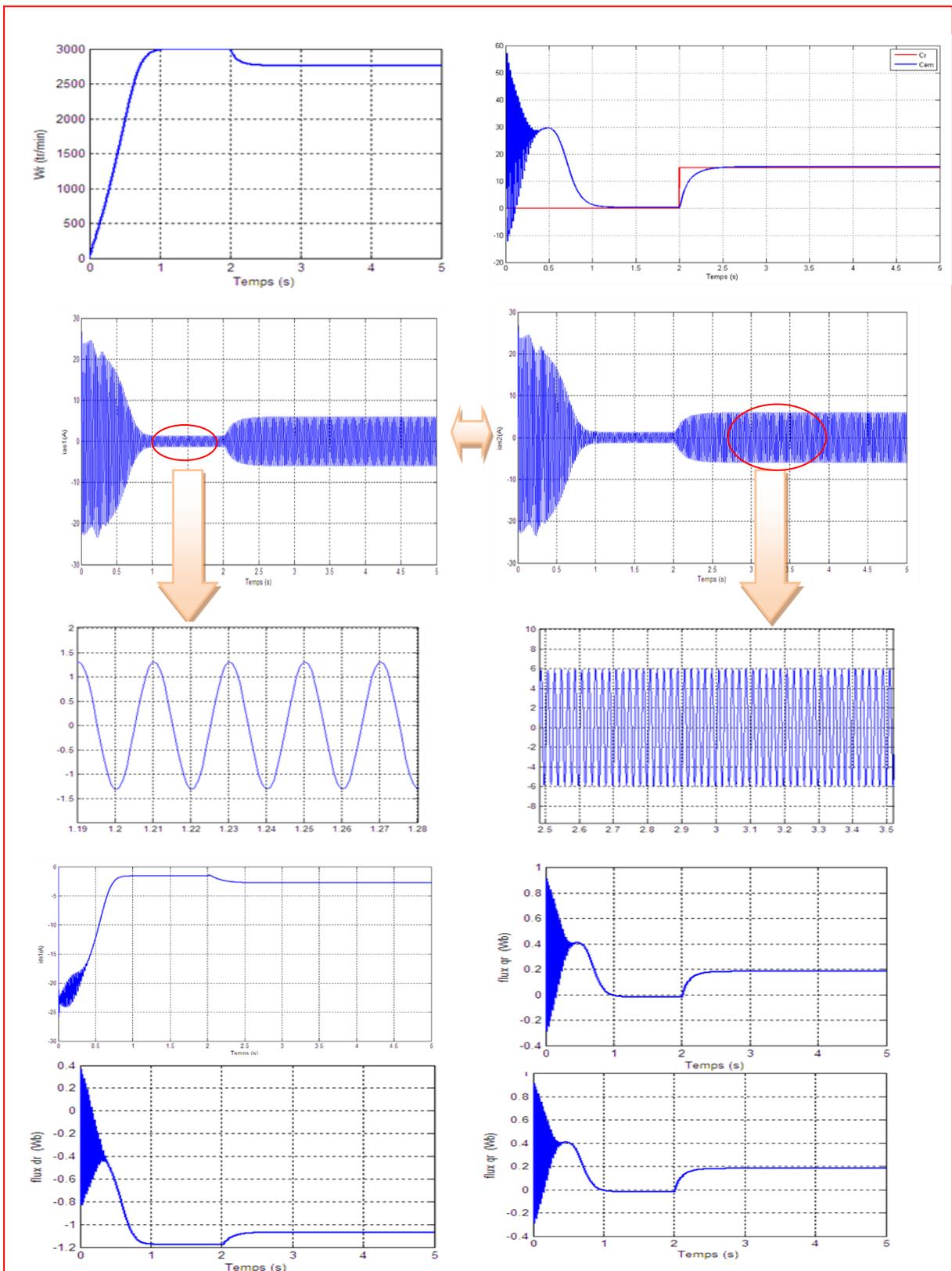


Figure II. 5: Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistante ( $Cr = 14$  N.m) à l'instant  $t = 2$ s

La figure ci-dessus montre les performances de la conduite de MASDE alimentée directement par les tensions sinusoïdales (220 / 380V, 50Hz), avec un fonctionnement à vide entre [0, 2] s et en charge de  $C_r=14$  N.m entre.

Au démarrage, les courants statoriques des étoiles 1et 2 ( $I_{as1}$  et  $I_{as2}$ ) passent par régime transitoire dont les valeurs de pic sont 4 à 5 fois courant nominal ( $I_n=6.5A$ ) de la machine.

Leurs valeurs sont de l'ordre de 25A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine. Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdales au régime permanent pour atteindre la valeur de ( $I_{as1}= 1.3A$ ). Les deux étoiles ont les mêmes allures et valeurs.

La vitesse rotorique passe un régime transitoire d'une durée de 0.8s (durée très courte) qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise à une vitesse de (288.8 rad/s=2758 tr/min), et ce ci un voisinage de la vitesse de synchronisme (3000 tr/min) puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Le couple électromagnétique est très important au démarrage il atteint la valeur de 60 N.m et présente des oscillations qui stabilise à une faible valeur qui correspond à la compensation des pertes par frottement et par ventilations.

Après l'application d'une charge de  $C_r= 14N.m$ . on remarque que la vitesse diminue jusqu' à 2758tr /min et les courants augmentent à 6.69A.

On remarque également que les deux flux rotorique sont directement affectées par l'augmentation du couple ce qui traduit le fort couplage existant entre le couple et les flux rotoriques.

## **II.8. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI**

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très réponde dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire[NEY.88]. L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence [FAT-14] Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques

homopolaires, modulation vectorielle) [MER-07]. La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. [BEN-16] [DJE-15,2].

### **II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI**

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée. [DJE-15,2].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement

à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire.

La (figure (II.6)) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

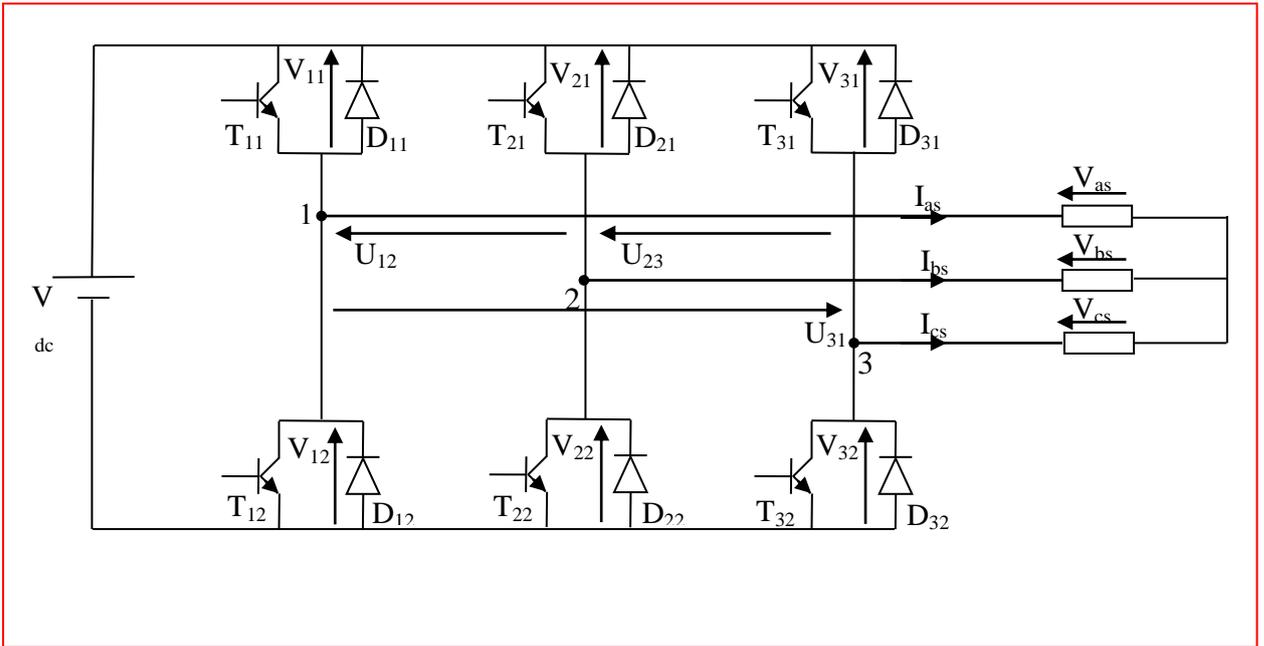


Figure II.6: Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

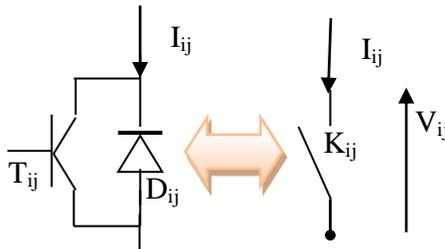


Figure II.7. Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur

Pour simplifier l'étude supposant que : [SAD-12] [KHO-11]

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable (supposés idéalisés).

### II.8.2. Fonction de connexion

Chaque interrupteur  $K_{ij}$  ( $i \in \{1,2,3\}, j \in \{1,2\}$ ), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion  $f_{ij}$  ; le courant  $I_{ij}$  qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement :

$$I_{ij} = f_{ij} \cdot I \quad \text{et} \quad V_{ij} = (1 - f_{ij}) E$$

Avec  $f_{ij} = 0$  interrupteur ouvert.

$$f_{ij} = 1 \quad \text{interrupteur fermé.}$$

$V_{ij}$ : tension commutée.

$I_{ij}$  : courant commuté.

$I$  : courant de la phase  $i$  ;  $i \in \{I_{as}, I_{bs}, I_{cs}\}$ .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{II. 54})$$

L'expression des tensions composées est donnée par

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \quad (\text{II. 55})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il devient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 56})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 57})$$

### II.8.3. Stratégie de commande MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [ABD-11]

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3) \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha) \end{cases} ; c=1, 2, 3, \quad (\text{II. 58})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 59})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ),
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{array}{llll} \text{Si } V_{ref1} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{ref2} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{ref3} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{array} \quad (\text{II. 60})$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{array}{llll} \text{Si } V_{ref21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{ref22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{ref23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{array} \quad (\text{II. 61})$$

## II.9. Association de la MASDE avec l'onduleur de tension :

La figure (II.8) représente l'association de la MASDE à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI

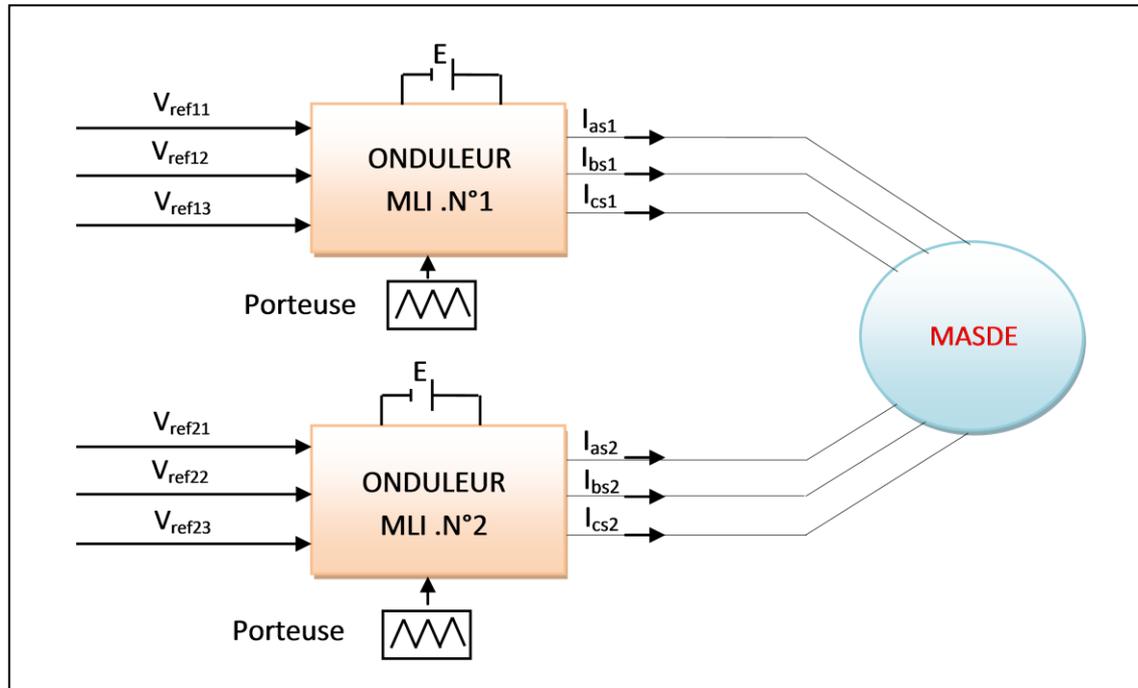
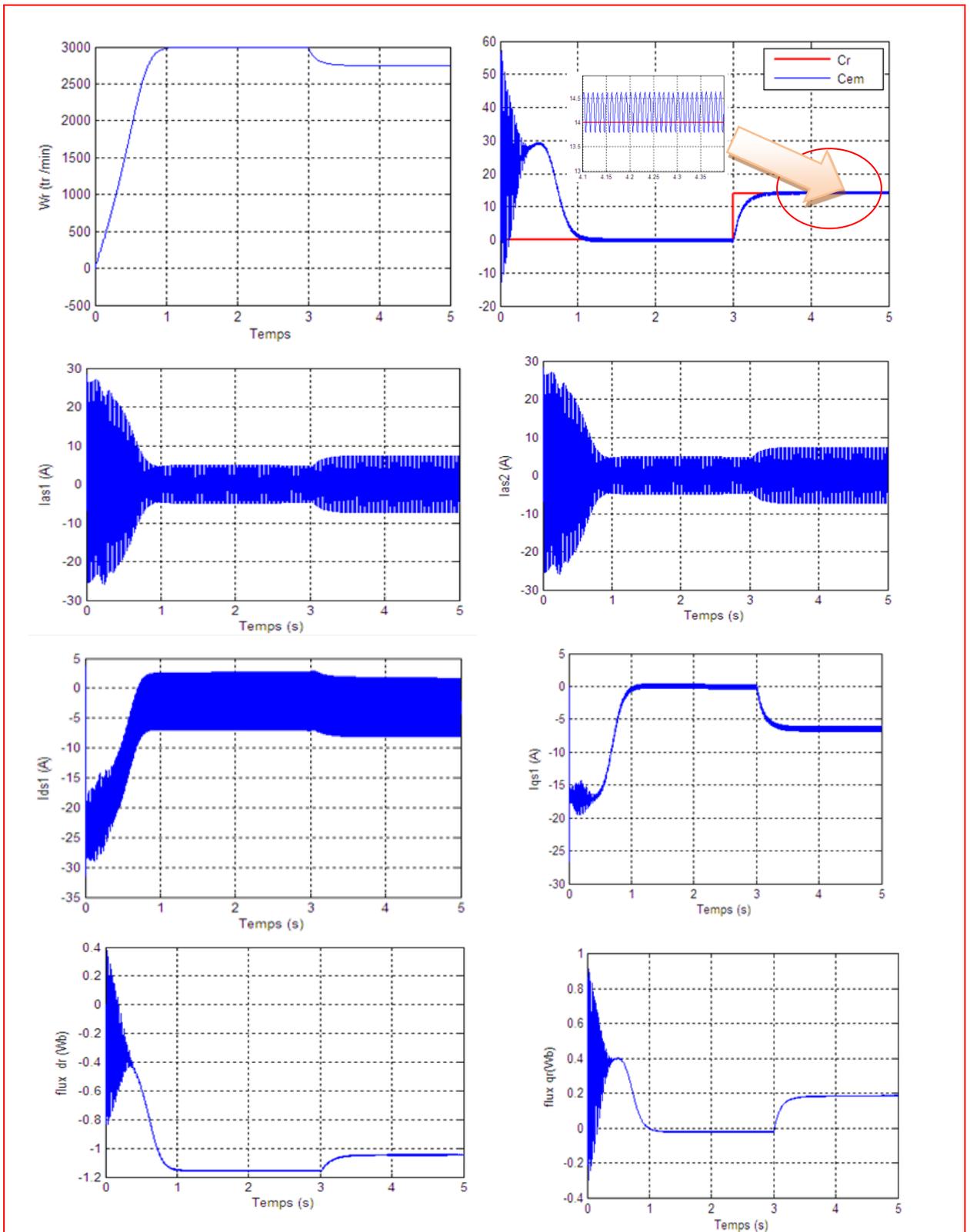


Figure II .8 : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.

### II.9.1 Résultats de simulation :

La simulation numérique est effectuée pour  $m= 21$  et  $r= 0,8$

Les résultats de simulation de l'association des deux onduleurs avec la MASDS sont représentés dans la figure (II.9).



**Figure II. 10:** Réponses de MASDE alimentée avec deux onduleur de commande MLI, avec l'application d'une charge :  $C_r=14$  N.m à  $t=3$ s

Les résultats de simulations représentées au dessus, sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

## **II.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone triphasée à double étoile, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit où nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI sinusoïdale triangle en charge a été présentée.

Les résultats de simulation numérique obtenus montrent bien le fort couplage existant entre le couple et le flux et cela nécessite un réglage de la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif du chapitre suivant est la commande directe du couple (DTC) de la MASDE qui permettra d'avoir un contrôle indépendant du couple et de flux.

## ***Chapitre III***

### ***Commande DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux.***

---

### **III.1. Introduction :**

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et en second lieu, aux nombreux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple. Cette technique a été initiée durant les années quatre-vingt par TAKAHASHI et DEPENBROCK comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et par orientation du champ magnétique. Ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commandes en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux.

La commande directe du couple « DTC » consiste 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'états 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 la largeur d'impulsion.

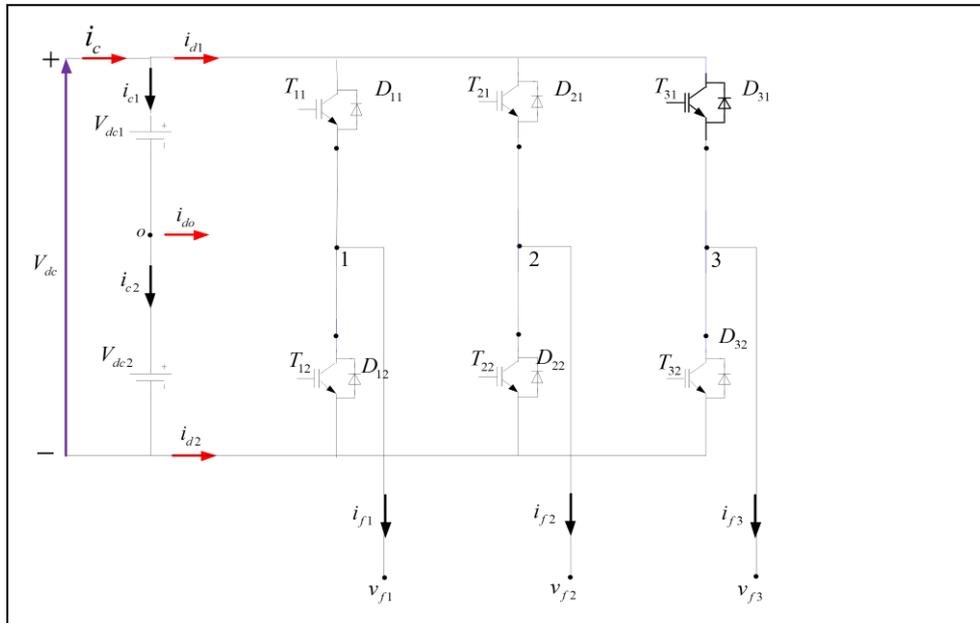
La commande directe du couple de la MASDE sera l'objet du chapitre suivant, où il sera organisé de la manière suivante, au début nous allons présenter le Fonctionnement des séquences d'un onduleur de tension triphasé à deux niveau commandé par MLI (SVM), puis nous passerons en revue, le principe de la commande directe du couple(DTC) ainsi que les différentes méthodes de base de la méthode MRAS ensuite nous utiliserons la méthode choisie pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone double stator, enfin, on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

### **III.2.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé**

Dans le plan complexe constitué des axes  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_a + V_b \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III. 1})$$

$V_a, V_b, V_c$  : est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur.



**Figure III. 1:** Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande.

$F_j (j = 1,2,3)$  Telle que :

$F_j = 1$  Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert

$F_j = 0$  Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé

Les tensions d'alimentation  $V_A, V_B$  et  $V_c$  sont estimées en fonction de la tension continu  $E$  et des états de commutation des bras de l'onduleur ( $F_a, F_b, F_c$ ). Donc les tensions d'alimentations de la MASDE sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{E}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{E}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, la vectrice tension peut s'écrire sous la forme [BOU-09]:

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ F_1 + F_2 \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + F_3 \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III. 3})$$

Avec :

E : Tension du bus continu.

(F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub>, F<sub>3</sub>): Etats de commutation de bras de l'onduleur.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	F <sub>a</sub>	F <sub>b</sub>	F <sub>c</sub>	V <sub>a</sub>	V <sub>b</sub>	V <sub>c</sub>	V <sub>s</sub>
v <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0
v <sub>1</sub>	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{2/3} E$
v <sub>2</sub>	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{\pi}{3})}$
v <sub>3</sub>	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
v <sub>4</sub>	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\pi)}$
v <sub>5</sub>	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
v <sub>6</sub>	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{5\pi}{3})}$
v <sub>7</sub>	1	1	1	0	0	0	0

**Tableau III. 1:** Table de vérité d'un onduleur triphasé.

La figure (III.2) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur  $\bar{V}_s$  dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

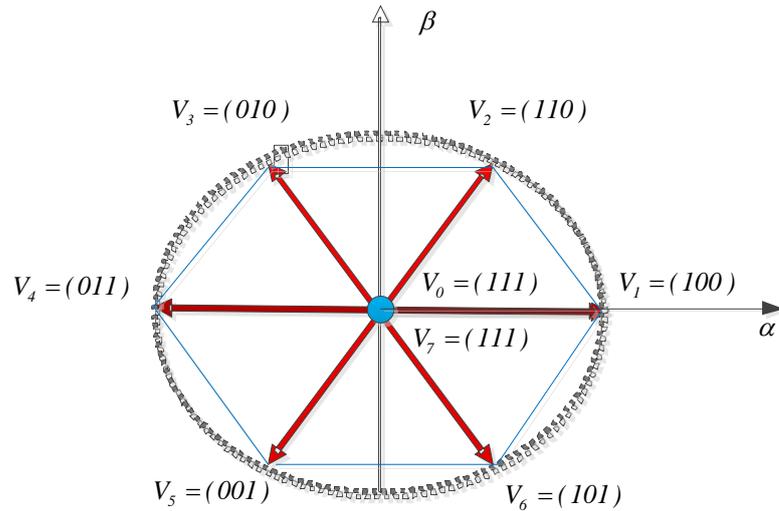


Figure III. 2: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

### III.2.1 Générations des signaux de contrôle par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle (ou SVM pour Space Vector Modulation) est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec des taux de distorsion harmonique réduits par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [CHE-10] [CHE-11] [KES-15].

#### III.2.1.1 Principe de la commande

La table (III.1) montre les tensions de sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire en fonction de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et des états des interrupteurs  $S_1, S_2, S_3$  de l'onduleur.

On représente les tensions de l'entrée dans le repère stationnaire par un vecteur de référence qui tourne avec une vitesse angulaire  $\omega=2\pi f_s$ . La tâche de modulation est d'utiliser les combinaisons des états de commutation pour approximativement générer le vecteur de référence. Dans un onduleur à deux niveaux, il y a huit valeurs possibles de tension selon les états des interrupteurs, deux vecteurs nuls et six autres actifs. La table (III.2), montre les états possibles des interrupteurs et les tensions correspondantes à chacun de ceux-ci.

La figure III.16 représente ces vecteurs dans le repère stationnaire [MIC-01] [CHE-10].

cas	S1	S2	S3	$\frac{v_\alpha}{V_{dc}}$	$\frac{v_\beta}{V_{dc}}$
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\sqrt{2/3}$	0
2	0	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$\sqrt{1/2}$
3	1	1	0	$1/\sqrt{6}$	$\sqrt{1/2}$
4	0	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{1/2}$
5	1	0	1	$1/\sqrt{6}$	$-\sqrt{1/2}$
6	0	1	1	$-\sqrt{2/3}$	0
7	1	1	1	0	0

**Tableau III. 2** Tensions de sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire

Le vecteur de référence peut être approximativement obtenu par la commutation entre les deux vecteurs actifs adjacents et les vecteurs zéros dans chaque cycle de commutation. Les transitions entre ces différents vecteurs sont organisées d'une manière qui assure la transition par le changement de l'état d'un seul interrupteur, ce qui minimise la fréquence de commutation. Une des techniques de la SVM est d'alterner entre les vecteurs nuls dans chaque cycle est d'inverser la séquence après chaque vecteur nul. Par exemple, dans le cas où le vecteur de référence est dans le secteur ( $S_1$ ) montré par la figure(III.16), on utilise la séquence  $v_0, v_1, v_2, v_7$  dans la première demi-période  $T_{com}/2$ , et la séquence  $v_7, v_2, v_1, v_0$  dans la deuxième. Dans ce cas, les séquences sont symétriques [CHE-10-11].

Pour déterminer la séquence qui correspond au vecteur de référence, il faut déterminer le module de cette référence et le secteur dans lequel il se trouve. Pour cela, on utilise les équations suivantes pour calculer le module  $m$  et l'angle  $\gamma$  :

$$m = |\vec{v}^*| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (\text{III. 4})$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{III. 5})$$

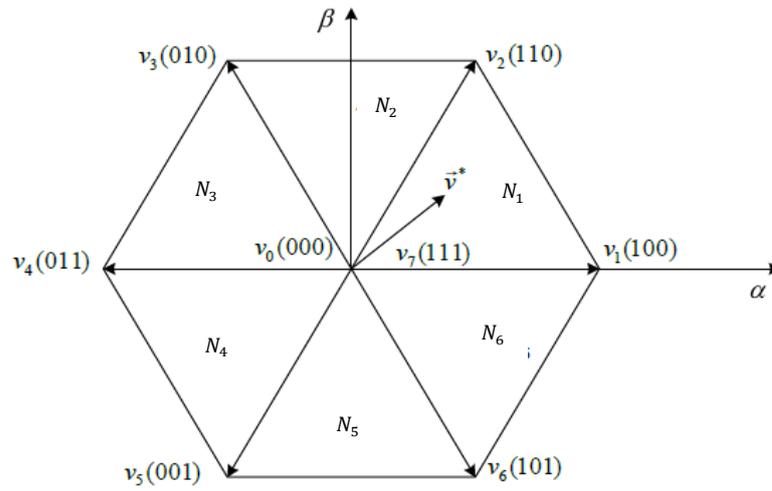


Figure III. 3. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

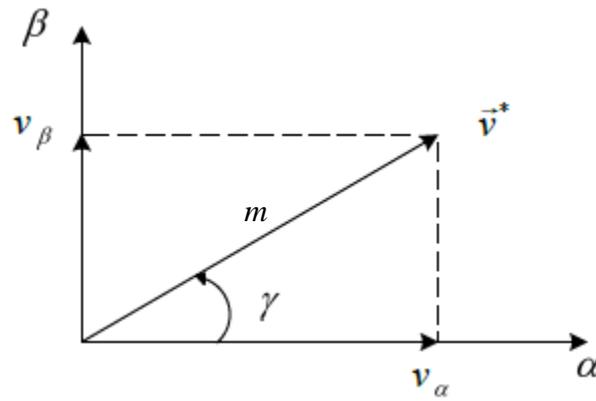
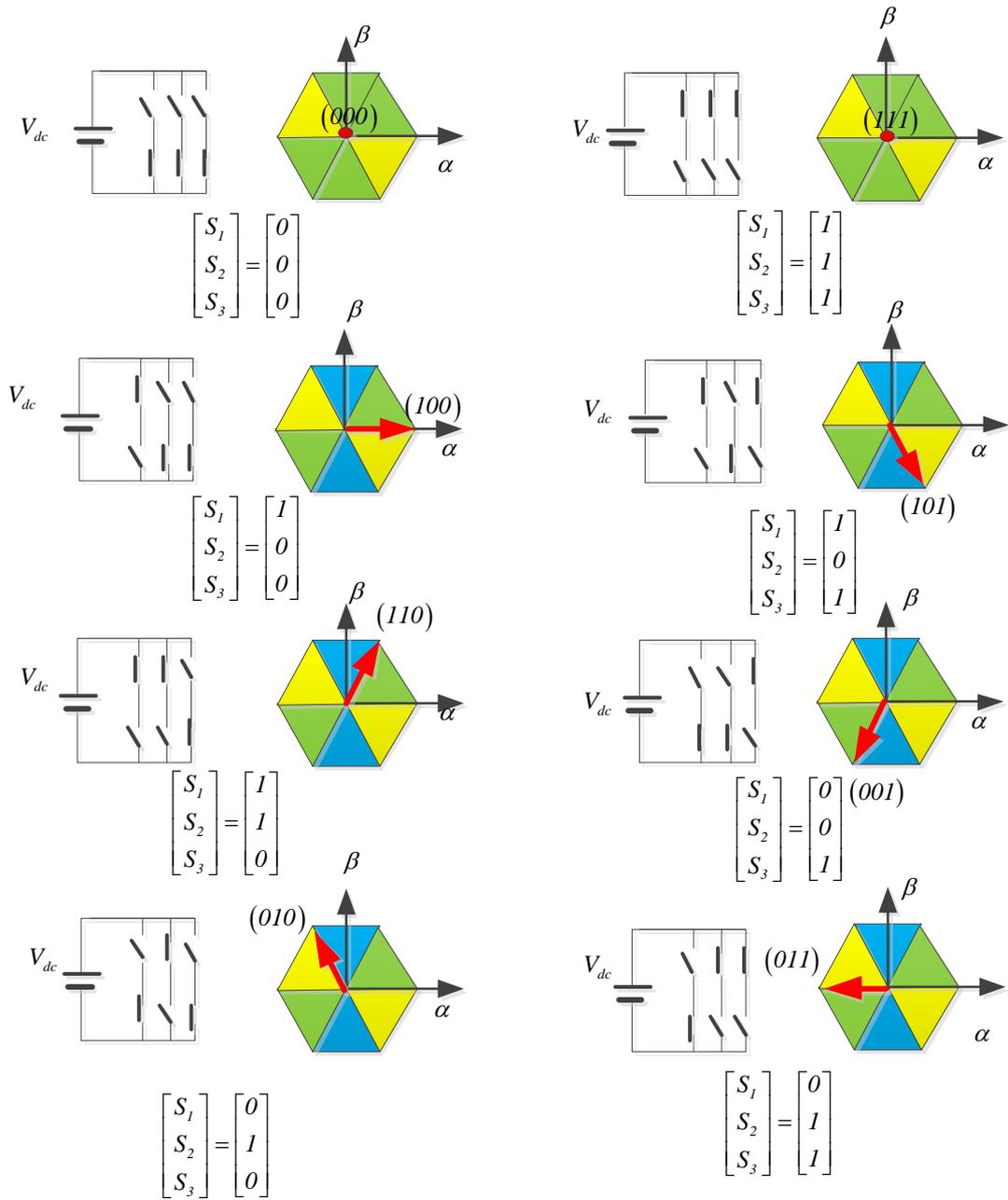


Figure III. 4. Vecteur de référence dans le repère stationnaire



Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

**Figure III. 5.** Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

### III.2.1.2 Calcul des temps de conduction (d'application)

Pour déterminer les temps de conduction pour la première séquence  $t_0, t_1$  et  $t_2$  dans un cycle  $T_{com}$ , la valeur moyenne du vecteur de référence doit être égale à la valeur moyenne des trois vecteurs de tension de la séquence. Cela est réalisé par :

$$\frac{1}{T_{com}} \int_0^{T_{com}} \vec{v}^* dt = \frac{1}{T_{com}} \left[ \int_0^{t_0} v_{0,7} dt + \int_{t_0}^{t_0+t_1} v_i dt + \int_{t_0+t_1}^{t_0+t_1+t_2} v_{i+1} dt \right] \quad \text{(III. 6)}$$

D'où :

$$T_{com} \vec{v}^* = t_0 \vec{v}_{0,7} + t_1 \vec{v}_i + t_2 \vec{v}_{i+1} \quad (\text{III. 7})$$

avec  $v_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$  c'est le module du vecteur  $\vec{v}_i$   $i = 1, \dots, 5$

$t_0, t_1$  et  $t_2$  : Les temps de conduction pour un cycle  $T_{com}$  de conduction.

### Secteur 1 (N1):

Dans le cas où le vecteur de référence est défini dans le secteur  $N_1$ , la projection de ceci et des deux vecteurs actifs  $v_1$  et  $v_2$  définissant ce secteur sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , nous donne :

$$\begin{cases} T_{com} |v^*| \cos(\gamma) = v_1 t_1 \cos(0) + v_2 t_2 \cos(60) \\ T_{com} |v^*| \sin(\gamma) = v_1 t_1 \sin(0) + v_2 t_2 \sin(60) \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

La solution de ces deux équations, représente les temps d'application de chaque vecteur actif de la séquence, définis par :

$$\begin{cases} t_1(v_1) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{com} \cdot m}{V_{dc}} (-\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cdot \cos(\gamma)) \\ t_2(v_2) = \sqrt{3} \frac{T_{com} \cdot m}{V_{dc}} \cdot \sin(\gamma) \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

Les vecteurs nuls sont appliqués dans le reste de la période, définie par :

$$t_0 = T_{com} - (t_1 + t_2) \quad (\text{III. 10})$$

### Secteur 2 (N2) :

Si le vecteur de référence se trouve dans le secteur  $N_2$ , la projection du vecteur de référence et les deux vecteurs actifs  $v_2$  et  $v_3$  du secteur, donne :

$$\begin{cases} m T_{com} \cos(\gamma) = v_2 t_1 \cos(60) - v_3 t_2 \cos(60) \\ m T_{com} \sin(\gamma) = v_2 t_1 \sin(60) + v_3 t_2 \sin(60) \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

D'où, on peut trouver la durée d'application de chaque vecteur comme suit :

$$\begin{cases} t_1(v_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \\ t_2(v_3) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) - \sqrt{3} \cos(\gamma)) \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

**Secteur 3 (N3):**

Dans le secteur  $N_3$ , on trouve :

$$\begin{cases} mT_{com} \cos(\gamma) = -v_3 t_1 \cos(60) - v_4 t_2 \cos(0) \\ mT_{com} \sin(\gamma) = v_3 t_1 \sin(60) + v_4 t_2 \sin(0) \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Les durées d'application des vecteurs actifs sont données par :

$$\begin{cases} t_1(v_3) = \sqrt{2} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} \sin(\gamma) \\ t_2(v_4) = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

**Secteur 4 (N4):**

Dans le quatrième secteur, on a :

$$\begin{cases} mT_{com} \cos(\gamma) = v_4 t_1 \cos(0) - v_5 t_2 \cos(60) \\ mT_{com} \sin(\gamma) = v_4 t_1 \sin(0) + v_5 t_2 \sin(60) \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} t_1(v_4) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) - \sqrt{3} \cos(\gamma)) \\ t_2(v_5) = -\sqrt{2} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} \sin(\gamma) \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

**Secteur 5 (N5):**

Pour le secteur  $N_5$ , on trouve :

$$\begin{cases} mT_{com} \cos(\gamma) = -v_5 t_1 \cos(60) + v_6 t_2 \cos(60) \\ mT_{com} \sin(\gamma) = -v_5 t_1 \sin(60) - v_6 t_2 \sin(60) \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

On trouve alors :

$$\begin{cases} t_1(v_5) = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \\ t_2(v_6) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (-\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

### Secteur 6(N6) :

Si le vecteur de référence se trouve dans le secteur  $N_6$ , on a :

$$\begin{cases} mT_{com} \cos(\gamma) = v_6 t_1 \cos(60) + v_1 t_2 \cos(0) \\ mT_{com} \sin(\gamma) = -v_6 t_1 \sin(60) + v_1 t_2 \sin(0) \end{cases} \quad (\text{III. 19})$$

Les durées de l'application des vecteurs  $v_6, v_1$  sont données par :

$$\begin{cases} t_1(v_6) = -\sqrt{2} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} \sin(\gamma) \\ t_2(v_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{T_{com} m}{V_{dc}} (\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

#### III.2.1.3 Détermination des durées de conduction des interrupteurs

Pour déterminer les durées de conduction des interrupteurs, on choisit la méthode symétrique de placement des vecteurs zéros. Dans cette méthode, on divise le temps d'application du vecteur nul entre les deux états  $v_0(000)$  et  $v_7(111)$ . Pour diminuer les pertes de commutation, on choisit les séquences d'une manière qui permet d'ouvrir ou fermer un seul interrupteur pour chaque transition entre les séquences. Pour expliquer cette méthode, on choisit le cas où le vecteur de référence est dans le secteur  $N_2$ . Dans ce cas, nous appliquons les vecteurs  $v_2(110)$ ,  $v_0(000)$ ,  $v_7(111)$  et  $v_3(010)$  en respectant la condition de minimum d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Pour cela, nous appliquons le vecteur  $v_0$  pour la durée  $t_0/4$  puis, nous choisissons l'un des deux autres vecteurs selon le secteur concerné sur une durée de  $t_1/2$  ou  $t_2/2$ . Selon le vecteur choisi dans notre exemple, on trouve  $v_3(010)$ . On continue de la même manière jusqu'à  $T_{com}/2$ . Après  $T_{com}/2$ , on applique les mêmes séquences symétriquement jusqu'à  $T_{com}$ . La figure (III. 1) représente les durées de conduction pour chaque secteur.

SECTEUR	Interrupteur du haut $S_{11}, S_{12}, S_{13}$	Interrupteur du bas $S_{21}, S_{22}, S_{23}$
1	$\begin{cases} S_{11} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{13} = \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.1. $\begin{cases} S_{21} : \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : T_x + \frac{T_z}{2} \\ S_{23} = T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$
2	$\begin{cases} S_{11} : T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{13} = \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.2. $\begin{cases} S_{21} : T_x + \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : \frac{T_z}{2} \\ S_{23} = T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$
3	$\begin{cases} S_{11} : \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{13} : T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.3. $\begin{cases} S_{21} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : \frac{T_z}{2} \\ S_{23} = T_x + \frac{T_z}{2} \end{cases}$
4	$\begin{cases} S_{11} : \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : T_x + \frac{T_z}{2} \\ S_{13} = T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.4. $\begin{cases} S_{21} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : T_x + \frac{T_z}{2} \\ S_{23} = \frac{T_z}{2} \end{cases}$
5	$\begin{cases} S_{11} : T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : \frac{T_z}{2} \\ S_{13} = T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.5. $\begin{cases} S_{21} : T_x + \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{23} : \frac{T_z}{2} \end{cases}$
6	$\begin{cases} S_{11} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{12} : \frac{T_z}{2} \\ S_{13} : T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$	I.1.6. $\begin{cases} S_{21} : \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{23} : T_x + \frac{T_z}{2} \end{cases}$

Tableau III. 3 impulsions

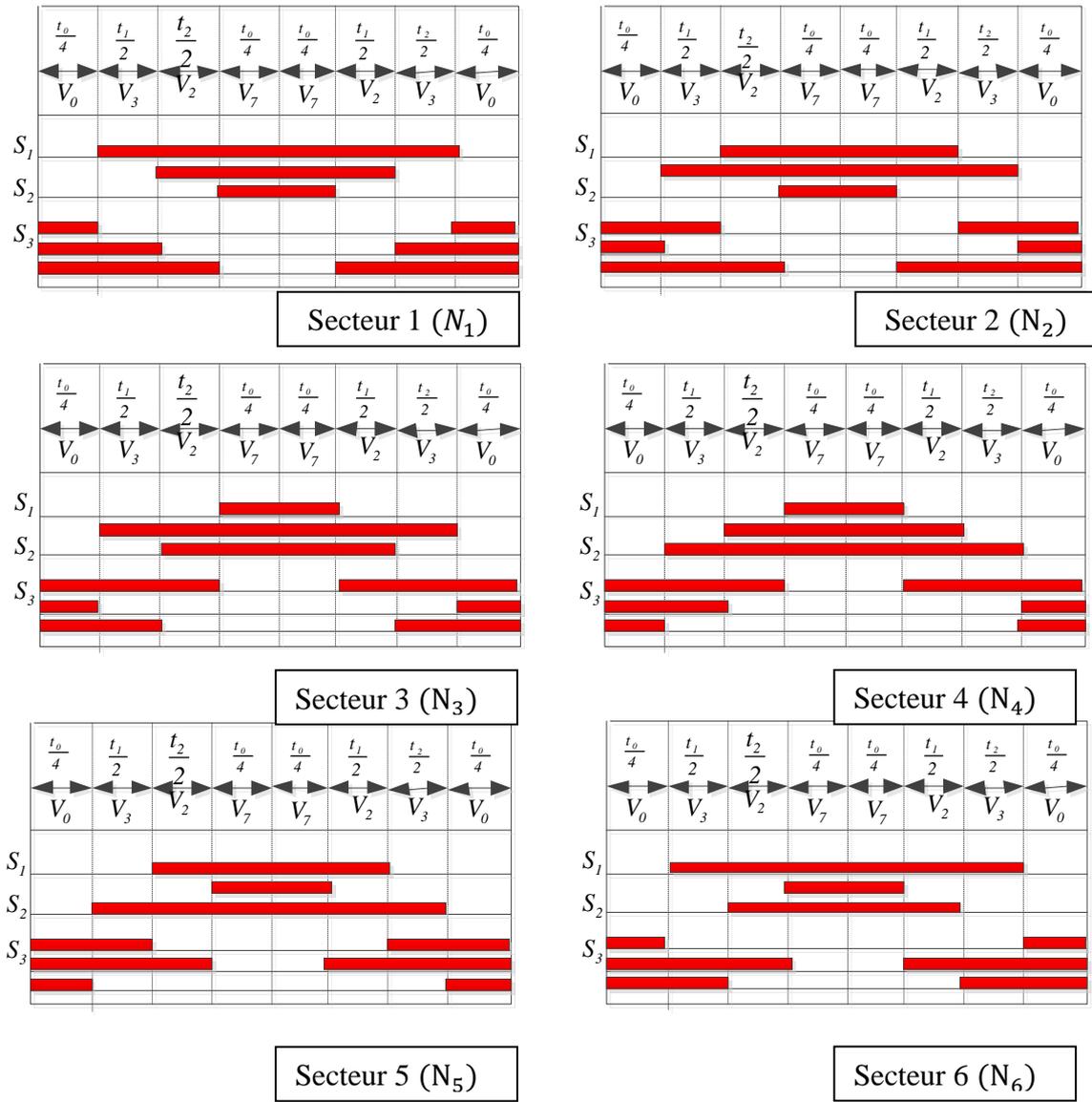


Figure III. 5. Durées de conduction des interrupteurs

### III.3. Principe de la commande directe du couple (DTC)

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple de la machine, est ce la par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du

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, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

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 à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. [BEN-10] [DJE-15,2]

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont, [TOU-08]:

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- La commande directe de couple et de 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 statoriques 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

### III.3.1 Stratégie de commande directe de couple et de flux

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant, :

- 1)- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  (périodes d'échantillonnages).
- 2)- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine asynchrone à double étoile.
- 3)- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- 4)- On estime le couple électromagnétique du MASDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.

5)- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

### III.3.1.1 Principe contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique

#### III.3.1.1.1 Contrôle du flux statorique.

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [BAG-99] [DJE-15,2]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III. 21})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III. 22})$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée (pour les grandes vitesses), le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra : [BAG-99]

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s) dt \quad (\text{III. 23})$$

Pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ , soit un intervalle de temps  $[0, T_e]$ .

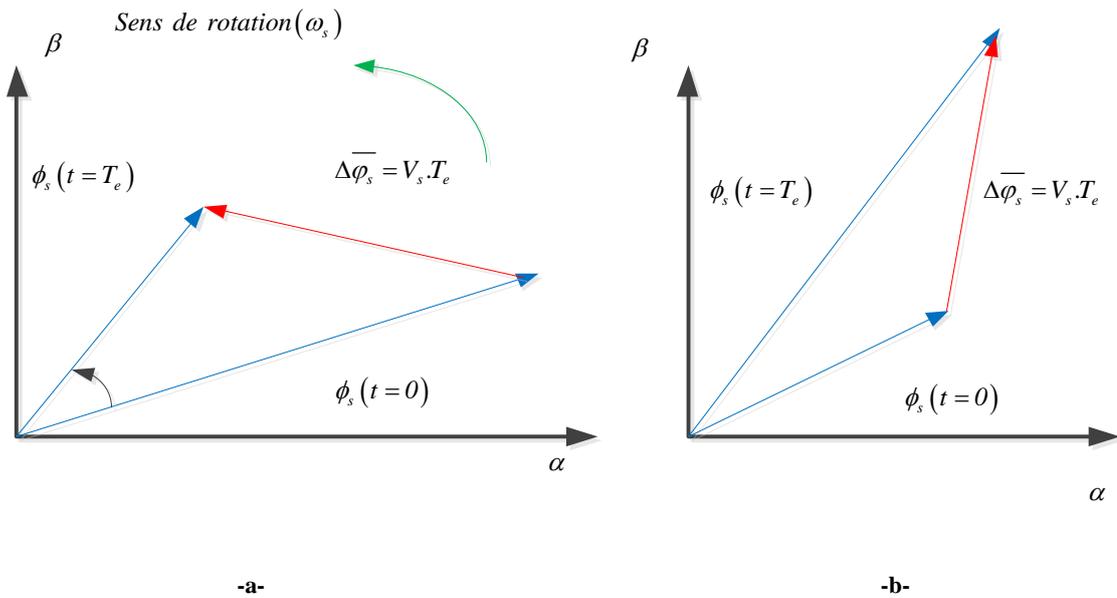
On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation (III.24), [BEN-10]:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s(T_e) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \\ \Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \end{cases} \quad (\text{III. 24})$$

$\Delta \bar{\Phi}_s$  : La variation du vecteur flux statorique

$T_e$  : La période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui de la vectrice tension imposée par l'onduleur de tension à la machine. [CHI-10] [ARC-99]



**Figure (III. 5) :** Application d'un vecteur tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vectrices tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique Figure (III. 5.a) et (Figure (III. 5.b)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Figure (III.6) qui prend pour exemple une machine asynchrone à double étoile alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [CHE-10-11] [DJE-15,2].

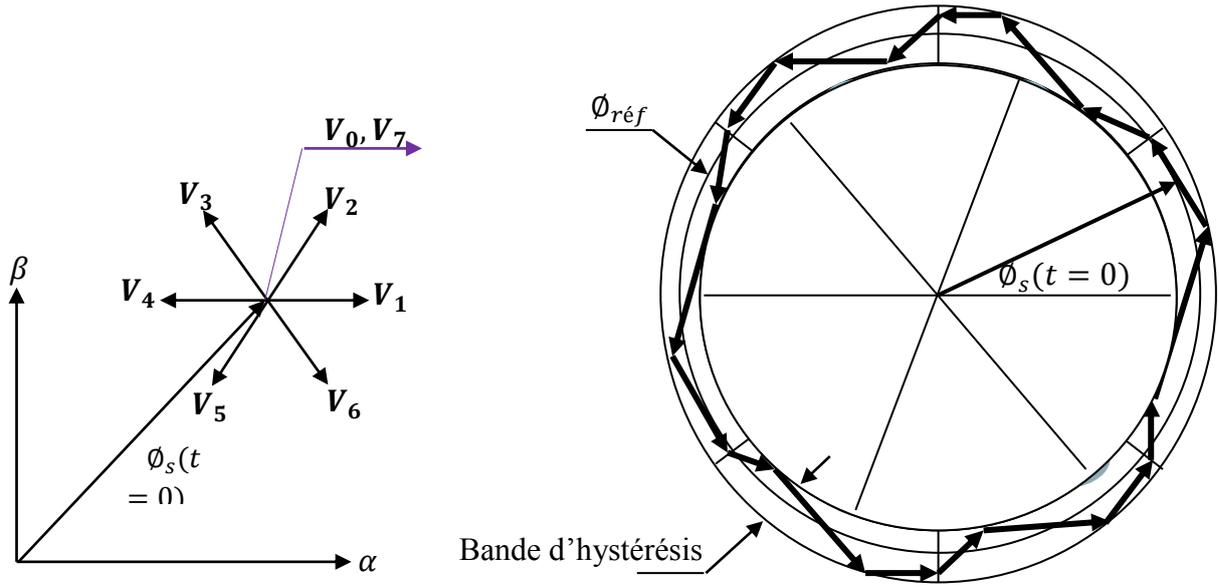


Figure III. 6 Trajectoire du flux statorique.

### III.3.1.1.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [KHO-11] [BEN-10] [SAD-12]

$$C_{em} = K (\overline{\Phi}_s \overline{\Phi}'_r) = K \|\overline{\Phi}_s\| \|\overline{\Phi}'_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III. 25})$$

Tel que:

$$K = \frac{3pM_{sr}}{2\sigma L_s L_r}$$

Avec :

$\overline{\Phi}_s$  : Le vecteur de flux satoriques.

$\overline{\Phi}'_r$  : Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

$\gamma$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$K$  : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$M_{sr} = L$  inductance mutuelle entre phases satoriques et rotoriques.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\Phi}_s$  et  $\overline{\Phi}'_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\Phi}_s$  (à partir de  $\overline{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\overline{\Phi}'_r$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.

### III.4. Description de la structure de contrôle

#### III.4.1 Sélection de la vectrice tension

Le choix de la vectrice tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\overline{\Phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution  $\overline{\Phi}_s$  de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [TOU-08] [ALB-06] [BEN-14]

. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i= 1,2, \dots ,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants, [ALB-06] [HAD-02]:

Si  $\overline{V}_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $\overline{V}_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $\overline{V}_{i-2}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\overline{V}_0$  ou Si  $\overline{V}_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative., [BEN-10] [TOU-08] [BEN-14]

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.4).

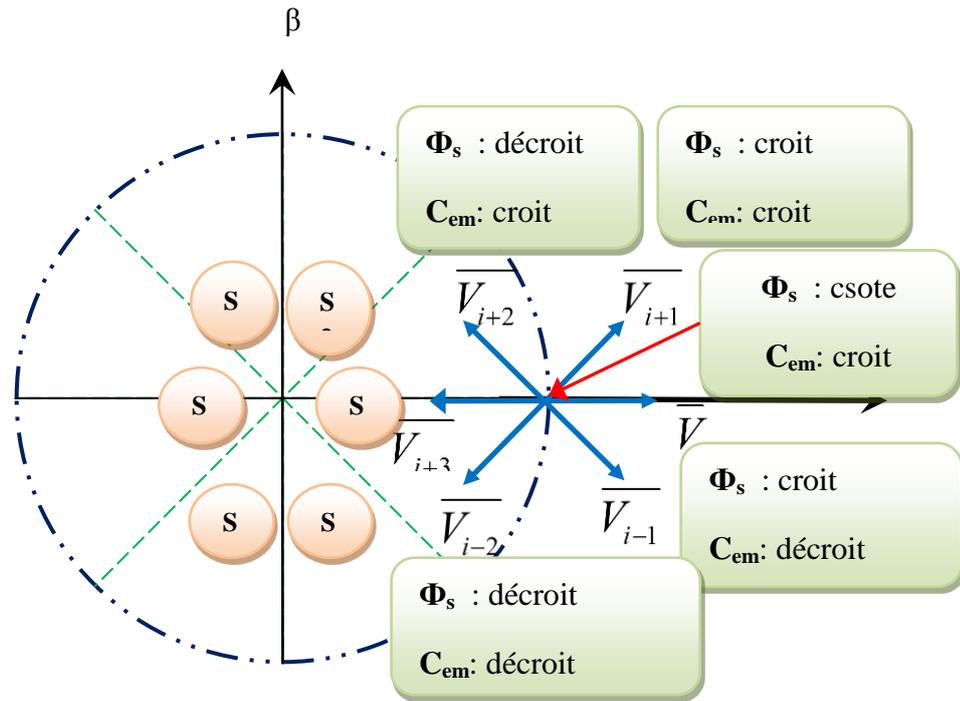


Figure III. 7 : Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\Phi}_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Alors aux vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\bar{\Phi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone [BEN-10] [FAT-14].

Le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\Phi}_s$ , [BEN-10] [BOU-14].

### III.4.2 Estimateurs

#### III.4.2.1. Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante. [BER-95] [ARC-99]

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III. 26})$$

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

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - R_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \overline{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - R_s \overline{I}_{s\beta}) dt \end{array} \right. \quad (\text{III. 27})$$

(III. 28)

Après la transformation de Concordai, les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composées de  $V_s$ , sont obtenues à partir de la tension mesurée  $E$  à l'entrée de l'onduleur, et des états de commande  $(F_a, F_b, F_c)$ .

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III. 29})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left( F_a - \frac{1}{2} (F_a + F_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (F_a + F_c) \end{array} \right. \quad (\text{III. 30})$$

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

Les vecteurs courants statoriques  $\overline{I}_{s\alpha}$  et  $\overline{I}_{s\beta}$  sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III. 31})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{ab} - I_{sc}) \end{array} \right. \quad (\text{III. 32})$$

Le module du flux statorique s'écrit comme suit:

$$\overline{\Phi}_S = \sqrt{\Phi_{S\alpha}^2 + \Phi_{S\beta}^2} \quad (\text{III. 33})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\overline{\phi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\phi}_s$  est égale :

$$\alpha_{s\alpha} = \arctg\left(\frac{\Phi_s}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III. 34})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

### III.4.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante : [BEN-10] [BUH-94] [DJE-16]

$$C_{em} = P(\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III. 35})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

## III.5. Élaboration des contrôleurs de flux et du couple

### III.5.1 contrôleurs de flux à deux niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure III.8).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$ , 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  $c_{flx}$  indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $c_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $c_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir [TOU-08] [BEN-14]

$$|\overline{\Phi}_{sref} - \overline{\Phi}_s| \leq \Delta\overline{\Phi}_s \tag{III. 36}$$

Avec :

$\overline{\Phi}_{sref}$  : La consigne de flux

$\Delta\overline{\Phi}_s$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur.

$\overline{\Phi}_s$  : Flux estimé.

- cflx = 0  $\implies$  la module de flux statorique doit être diminué.
- cflx = 1  $\implies$  la module de flux statorique doit être augmenté.

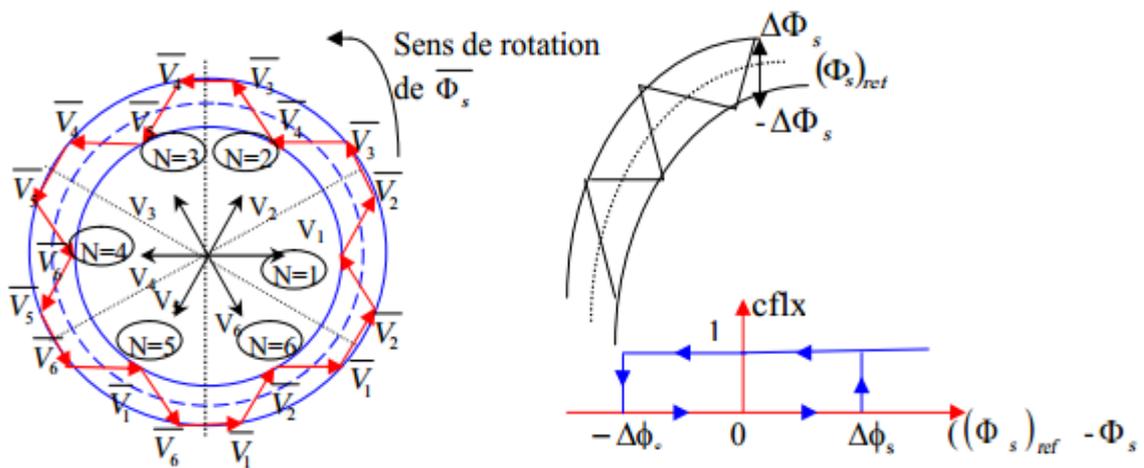


Figure III. 8 Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.

### III.5.2 Contrôleurs de flux et du couple

#### III.5.2.1. Élaboration du contrôleur du couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique (Figure III.6 ), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux 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 logique 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 ( $ccpl= 0$ ). La figure (Figure.IV.7) montre ce type de correcteur. [ALB-06] [HAD-02]

$$|\overline{C}_{em_{ref}} - \overline{C}_{em}| = \Delta\overline{C}_s \quad (\text{III. 37})$$

Avec :

$\overline{C}_{em_{ref}}$  : le couple de référence.

$\Delta\overline{C}_s$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

$\overline{C}_{em}$  : couple électromagnétique estimé.

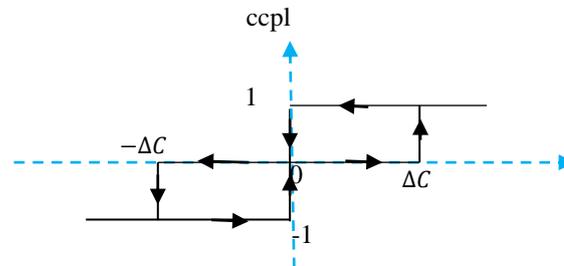


Figure III. 9 : Correcteur du couple à trois niveaux.

## III.6. Élaboration des tables de commutation

### III.6.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux  $\Delta\Phi_s$  et du couple  $\Delta C_{em}$  et selon la position du vecteur de flux statorique  $N$  (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\Phi_s$  et  $\Delta C_{em}$  suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique, [SAD-12], [DJE-16,2]

Le tableau (III.2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<b>Augmentation</b>	<b>Diminution</b>
$\bar{\Phi}_s$	$\bar{V}_{i-1}, \bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+1}$	$\bar{V}_{i-2}, \bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+3}$
$\bar{C}_{em}$	$\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i-2}$

Tableau III. 4: Table de commutation généralisée.

### III.6.2. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume (Tableau III.5), de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur. [BEN-10].

	<b>N=1</b>	<b>N=2</b>	<b>N=3</b>	<b>N=4</b>	<b>N=5</b>	<b>N=6</b>
$\ \bar{\Phi}_s\  \nearrow$	$V_6 V_1$ $V_2$	$V_1 V_2$ $V_3$	$V_2 V_3$ $V_4$	$V_3 V_4$ $V_5$	$V_4 V_5$ $V_6$	$V_5 V_6$ $V_1$
$\ \bar{\Phi}_s\  \searrow$	$V_3 V_4$ $V_5$	$V_4 V_5$ $V_6$	$V_5 V_6$ $V_1$	$V_6 V_1$ $V_2$	$V_1 V_2$ $V_3$	$V_2 V_3$ $V_4$

Tableau III. 5: Table de commande du flux.

### III.6.3. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement, (Tableau III.6)

	<b>N=1</b>	<b>N=2</b>	<b>N=3</b>	<b>N=4</b>	<b>N=5</b>	<b>N=6</b>
$C_{em} \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau III. 6: table de commande du couple.

### III.6.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls, (Tableau III. 7 ,8):

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
								2	Niveaux
Cflx=0	Ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2	Niveaux
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux	
Cflx=1	Ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2	Niveaux
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux	

**Tableau III. 7** Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
								2	Niveaux
Cflx=0	Ccpl= 1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2	Niveaux
	Ccpl= 0	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$		
	Ccpl= -1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux	

<b>Cflx=1</b>	<b>Ccpl= 1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<b>2 Niveaux</b>
	<b>Ccpl= 0</b>	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	<b>Ccpl= -1</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<b>3 Niveaux</b>

**Tableau III. 8 .:** Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.

### III.7. Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) sur la (MASDE)

La figure (III.10) représente le schéma global de la commande directe de couple de la MASDE. Il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduites dans des correcteurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande [BEN-10].

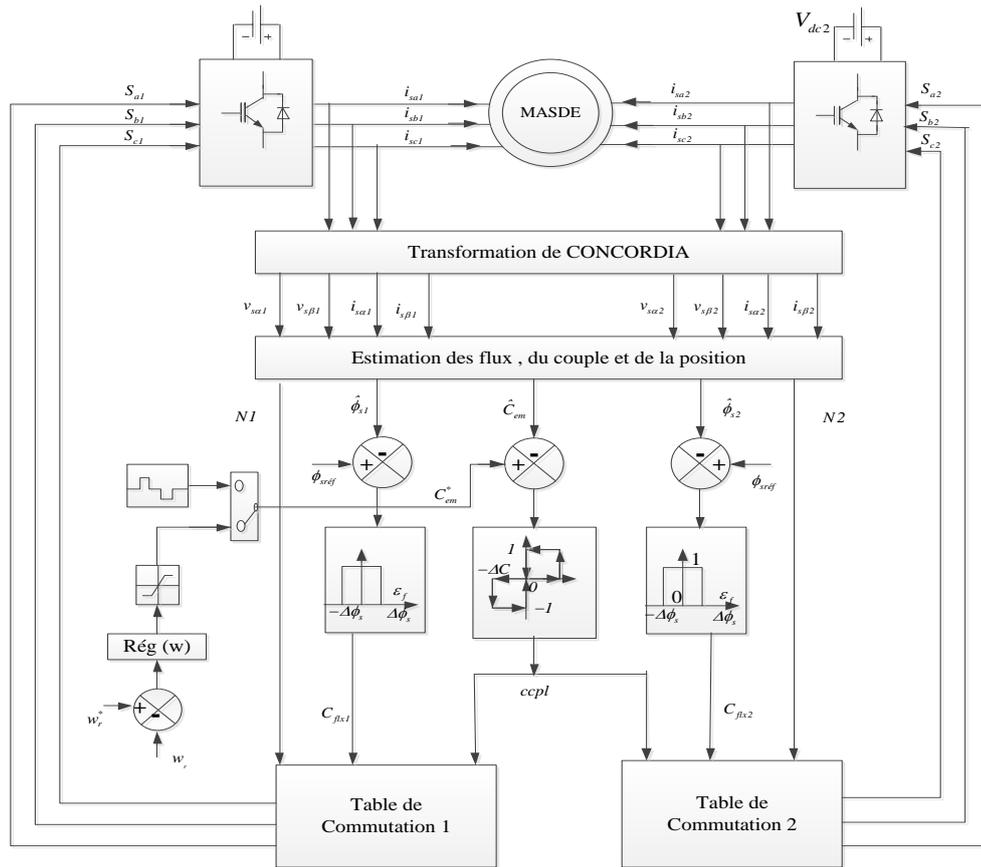


Figure III. 10: Représentation du schéma global de la commande directe de couple de la MASDE.

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls.

Les simulations sont effectuées avec un flux statorique de référence égale le flux nominal :

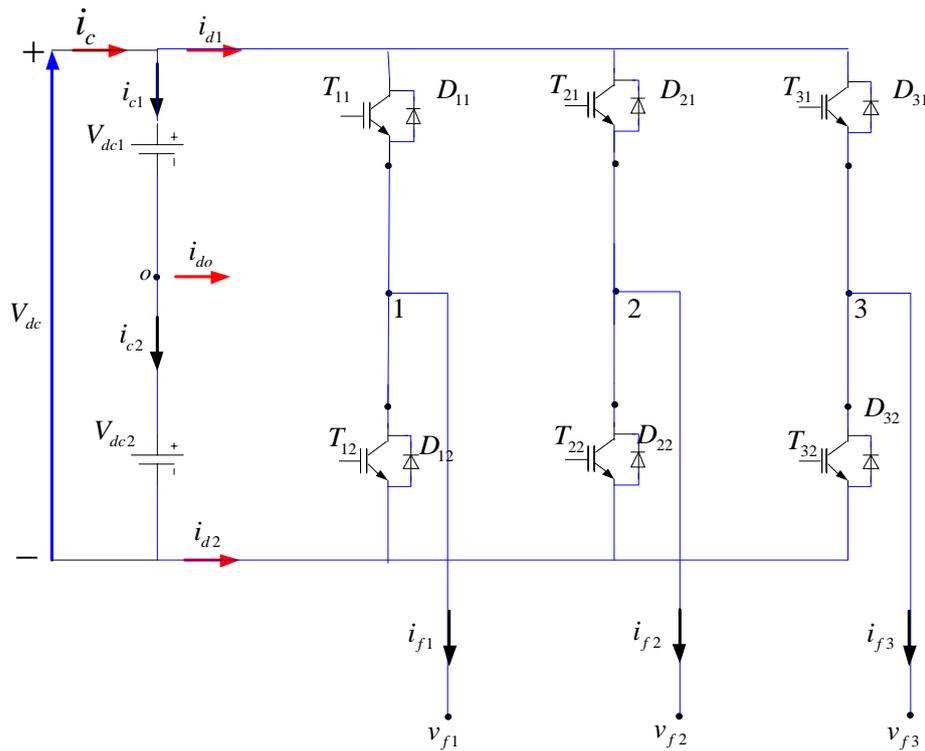


Figure III. 11: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

### III.7.1 Commande directe du couple avec capteur de vitesse de la MASDE

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ( $t = 2s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ( $14N.m$ ), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence ( $314 \text{ rad/s}$ ). Le flux statorique suit sa référence ( $1.2 \text{ Wb}$ ), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieur de l'hystérésis.

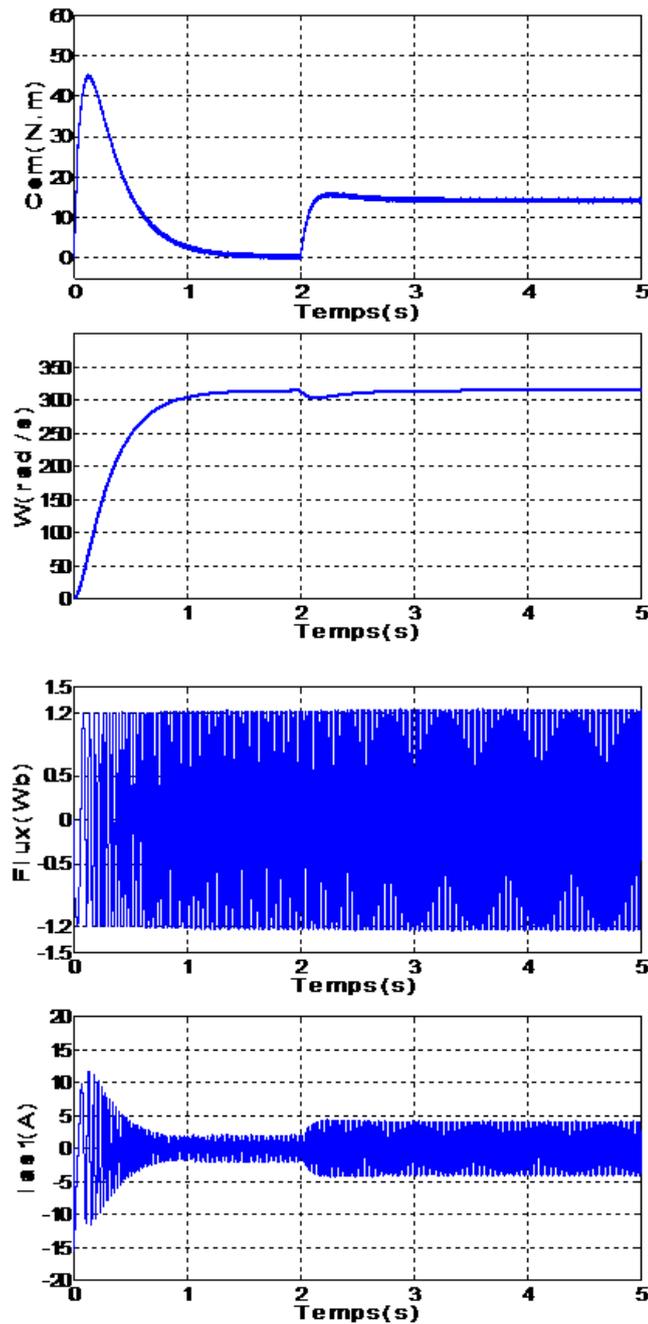


Figure III. 12: Réponses de commande DTC de la MASDE suivie de l'application d'une charge  $C_r=14\text{N.m}$  à  $t=2\text{ s}$ .

### III.7.1. Tests de robustesse

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

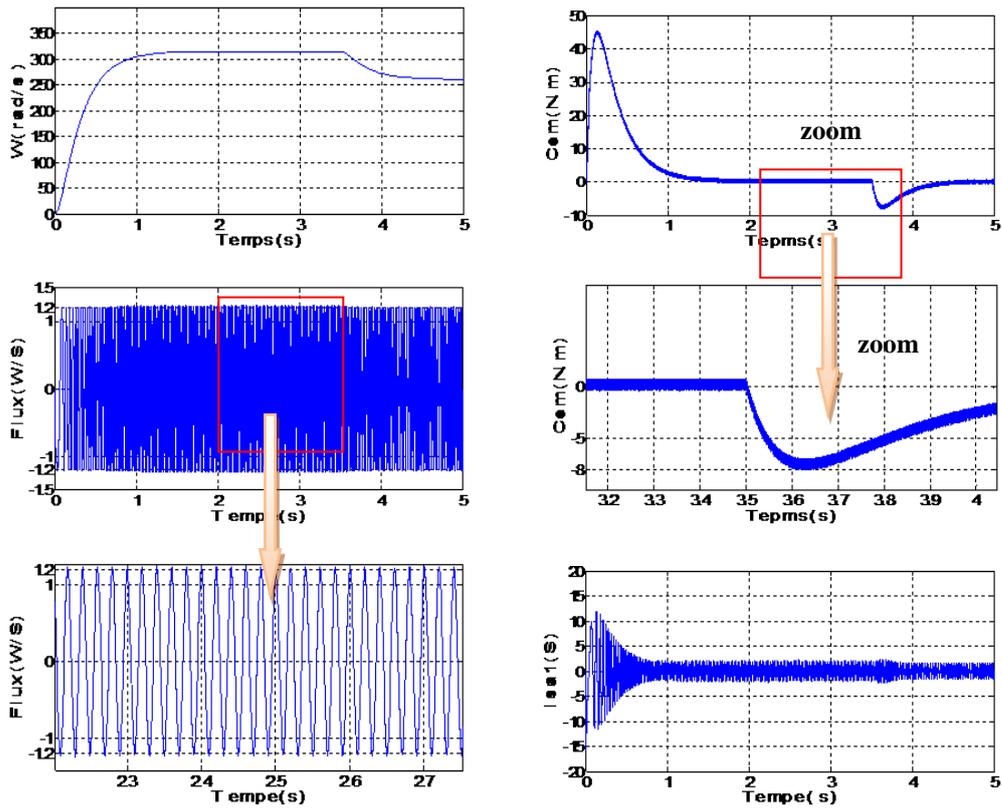


Figure III. 13: Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=3.5$ s.

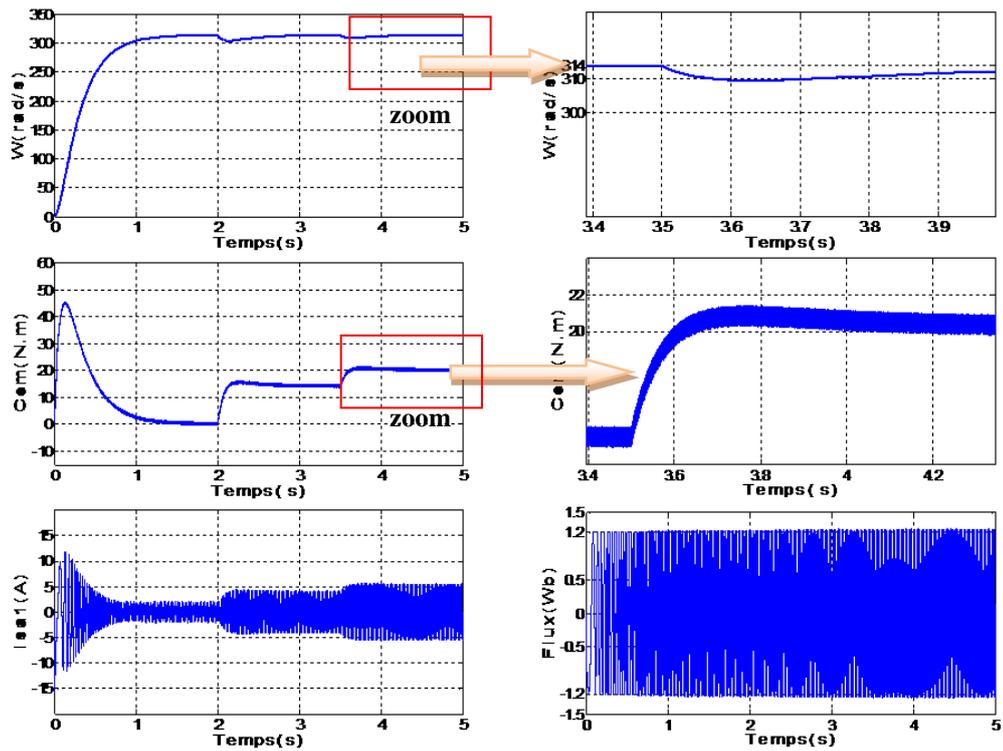


Figure III. 14: Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge  $Cr = 14$  et  $20$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 3.5]$  et  $[3.5, 5]$  s

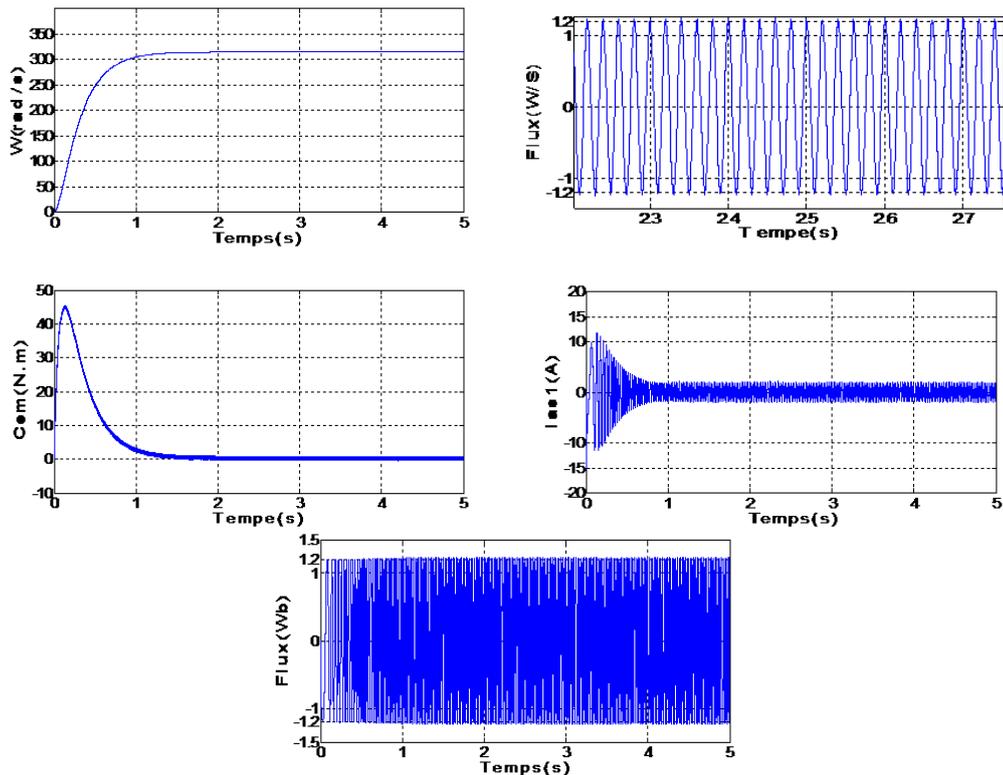


Figure III. 15. Régulation de la vitesse, suivie d'une variation de la résistance statorique de +50% de  $R_s$  nominale à  $t = 2.5$  sec.

- La figure III.13 illustre le comportement de la MASDE lors de la variation de la vitesse. On a simulé le comportement dynamique de la MASDE à vide pour une vitesse de référence

$\Omega=314$  rd/s, suivi d'un changement de consigne de 314 rd/s à 260 rd/s à  $t=3.5$  s. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics pendant le changement de consigne. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

-La figure III.14, montre les résultats de simulation lors de la variation de la charge.

On remarque que la vitesse reste constante et suit sa référence. Le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.

-La figure III.15, illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique statorique, pour une variation de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale à

$$t = 2.5s.$$

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée (DTC) face à la variation de la résistance statorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation

### **III.8. Commande directe du couple sans capteur de vitesse de la MASDE**

Le capteur de vitesse ou de position des machines asynchrones double étoile 'MASDE' augmente sensiblement l'entretien, la complexité et le coût du système et de plus il altère la robustesse et la fiabilité de l'entraînement, le rendant encombrant et moins compétitif par rapport au MCC et aux MAS, en particulier dans les applications à faible puissance. Pour ces raisons, de grandes actions de recherche sont menées dans le but de développer une stratégie fiable et peu coûteuse pour la commande sans capteur des machines asynchrones double étoile. De telles techniques sont généralement basées sur une estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques statoriques de la machine telles que les courants ou les tensions de phases.

Pour assurer l'autopilotage des machines asynchrone double étoile MASDE, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Selon les méthodes conventionnelles, l'information est obtenue grâce à un capteur mécanique (de position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine qui peut être soit un capteur à effet Hall, un résolveur, ou un codeur optique.

Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, elle augmente le volume et le coût global du système.

De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. L'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue la fiabilité du système.

Dans certaines applications industrielles, l'emploi de ces capteurs peut réduire substantiellement la fiabilité du système en terme de la maintenance régulière requise à l'ajout de pièces mécaniques additionnelles, dans d'autres, il affecte simplement le coût de la commande [KOT-16]. Tenant compte de toutes ces limites qui présente le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été effectués pour un fonctionnement de la machine sans capteur mécanique.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelques méthodes d'estimation de la vitesse. Nous proposons, une technique d'estimateur adaptatif, MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence), qui a été développée par Schauder, cette méthodes sera étudié en détail, et évaluées en simulation.

### **III.8.1. La méthode d'identification système adaptatif a modèle de référence MRAS**

La méthode du Système Adaptatif à Modèle de Référence MRAS (Model Référence Adaptive system), initialement introduit par Schauder, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé (modèle de référence,) l'autre sera nommé (modèle adaptatif) [AMR-16]. Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer, alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence, conformément à la figure III.16.

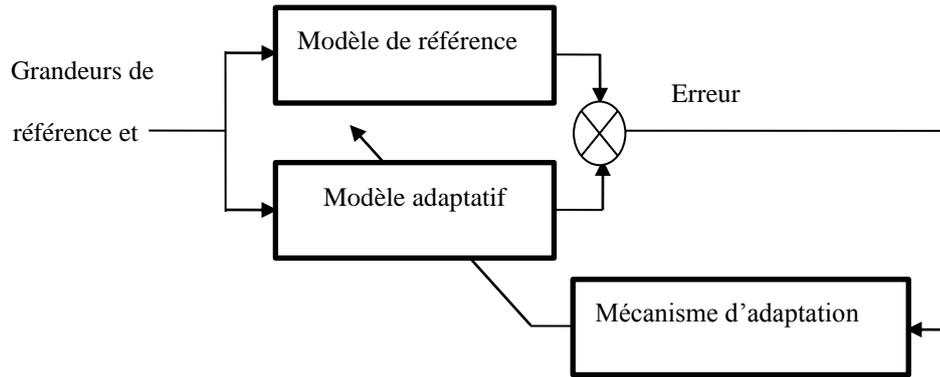


Figure III. 16: Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.

Différentes méthodes de l'identification adaptative MRAS ont été proposées par les chercheurs, le plus connu c'est La structure MRAS basée sur l'erreur du flux rotorique (la méthode appliquée dans ce travail), mais on distingue trois méthodes [AMR-15].

### III.8.1.1. MRAS basés sur la force contre électromotrice

C'est une méthode qui utilise l'estimation de la force contre électromotrice à la place du flux, les équations sont les suivantes:

#### III.8.1.1.1. Le modèle de référence

Le modèle de référence est représenté par :

$$\underline{\hat{E}}_r^S = L_m^{-1} \cdot L_r \left( \underline{V}_s - R_s \cdot \underline{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) \quad (\text{III. 38})$$

#### III.8.1.1.2. Le modèle ajustable

Le modèle ajustable est :

$$\underline{\hat{E}}_r^R = \left( -\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \cdot \underline{\hat{\phi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot \underline{i}_s \quad (\text{III. 39})$$

$\underline{\hat{E}}_r^R$ ,  $\underline{\hat{E}}_r^S$  sont les f.é.m. fournies respectivement par le modèle ajustable et de référence.

L'erreur entre les sorties des deux modèles est utilisée pour commander le mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée  $\hat{\omega}$  :

$$\hat{\omega} = \left( K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left( \underline{\hat{E}}_r^R \otimes \underline{\hat{E}}_r^S \right) \quad (\text{III. 40})$$

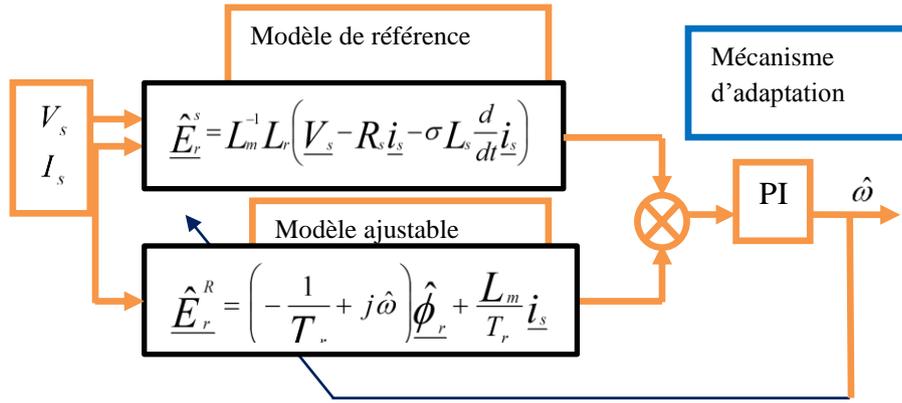


Figure III. 17: Estimation de vitesse par la technique MRAS basé sur la f.é.m.

### III.8.1.2. MRAS basée sur la puissance réactive instantanée :

La technique MRAS basée sur la puissance réactive est proposée par J. Holtz [HOL-96] pour fournir une amélioration par rapport à la technique basée sur le flux rotorique. La technique basée sur la puissance réactive n'exige aucune intégration pure, ni dans le modèle de référence, ni dans le modèle ajustable. Cette technique donne des bons résultats, même à basses vitesses. La technique MRAS basée sur la puissance réactive est complètement robuste vis à vis les variations de la résistance statorique en comparant avec celle basée sur le flux rotorique.

#### III.8.1.2.1. Le modèle de référence :

La force électromotrice (f.e.m) induite d'une machine asynchrone double étoile MASDE peut être exprimée dans le référentiel statorique comme suit :

$$\begin{cases} E_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} = V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \\ E_{m\beta} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} = V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

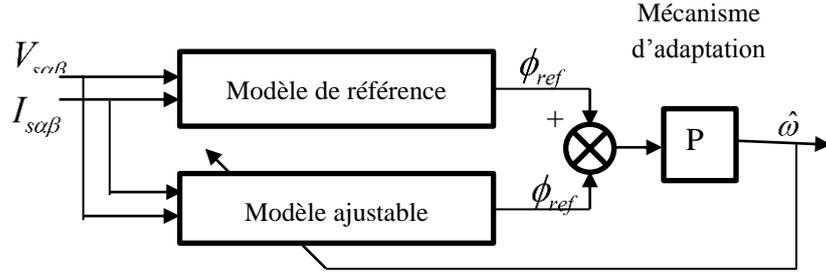


Figure III. 18 Mécanisme d'adaptation

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des flux de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les flux observés et les flux mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile MASDE exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse  $\omega_g$  est le suivant :

$$\underline{V}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j \cdot \omega_g \cdot \phi_s \quad (\text{III. 42})$$

$$\underline{V}_r = R_r \cdot \underline{i}_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j(\omega_g - \omega) \cdot \phi_r = 0 \quad (\text{III. 43})$$

$$\phi_s = L_s \cdot \underline{i}_s + L_m \cdot \underline{i}_r \quad (\text{III. 44})$$

$$\phi_r = L_r \cdot \underline{i}_r + L_m \cdot \underline{i}_s \quad (\text{III. 45})$$

$$\omega_r = \omega_g - \omega \quad (\text{III. 46})$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude. Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation  $\hat{\omega} = f(e)$  et la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation. L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \hat{\phi}_{ref} - \phi_r \quad (\text{III. 47})$$

### II.8.1.3.1. Modèle de référence :

Nous souhaitons estimer les composantes de  $\phi_r$  à partir de la mesure des courants statoriques  $\underline{i}_s$  et des tensions statorique  $\underline{V}_s$ .

Pour cela, nous devons utiliser les équations (II.9), (II.10) et (II.12) avec  $\omega_g = 0$ .

Exprimons  $\underline{i}_r$  à partir de (II.12), on a :

$$\underline{\hat{i}}_r = L_r^{-1} \left( \underline{\hat{\phi}}_{ref} - L_m \cdot \underline{i}_s \right) \quad (\text{III. 48})$$

Introduisons l'équation (II.15) dans (II.11), il vient :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_s \cdot \underline{i}_s + L_m \left( L_r^{-1} \left( \underline{\hat{\phi}}_{ref} - L_m \cdot \underline{i}_s \right) \right) \quad (\text{III. 49})$$

Ou encore :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_s \cdot L_r^{-1} \cdot \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \left( L_s - L_m^2 \cdot L_r^{-1} \right) \underline{i}_s \quad (\text{III. 50})$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion  $\sigma$  :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_m \cdot L_r^{-1} \cdot \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot \underline{i}_s \quad (\text{III. 51})$$

En introduisant (II.18) dans (II.11), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\underline{V}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \left( L_m \cdot L_r^{-1} \cdot \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot \underline{i}_s \right) \quad (\text{III. 52})$$

$$\underline{V}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + L_m \cdot L_r^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \underline{i}_s \quad (\text{III. 53})$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_{ref} = L_m^{-1} \cdot L_r \left( \underline{V}_s - R_s \cdot \underline{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) \quad (\text{III. 54})$$

Ou encore :

$$\underline{\phi}_{ref} = L_m^{-1} \cdot L_r \left( \int_0^t \left( \underline{V}_s - R_s \cdot \underline{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) dt \right) \quad (\text{III. 55})$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot i_{s\alpha} \right) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt - \sigma \cdot L_s \cdot i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{III. 56})$$

### III.8.1.3.2. Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons  $\underline{\hat{i}}_r$  (équation (II.12)) tel que :

$$\underline{\hat{i}}_r = L_r^{-1}(\underline{\hat{\phi}}_r - L_m \cdot \underline{i}_s) \quad (\text{III. 57})$$

Puis nous exprimons aussi  $\frac{d}{dt}\underline{\hat{\phi}}_r$  (équation (II.10)), avec  $\omega_g = 0$  et l'équation (II.24), ainsi nous avons :

$$R_r \cdot L_r^{-1}(\underline{\hat{\phi}}_r - L_m \cdot \underline{i}_s) + j \cdot \hat{\omega} \cdot \underline{\hat{\phi}}_r + \frac{d}{dt}\underline{\hat{\phi}}_r = 0 \quad (\text{III. 58})$$

$$\frac{d}{dt}\underline{\hat{\phi}}_r = -R_r \cdot L_r^{-1} \cdot \underline{\hat{\phi}}_r + R_r \cdot L_r^{-1} \cdot L_m \cdot \underline{i}_s - j \cdot \hat{\omega} \cdot \underline{\hat{\phi}}_r \quad (\text{III. 59})$$

$$\frac{d}{dt}\underline{\hat{\phi}}_r = \left( -\frac{1}{T_r} + j \cdot \hat{\omega} \right) \cdot \underline{\hat{\phi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s \quad (\text{III. 60})$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \cdot \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III. 61})$$

### III.8.1.3.3. Mécanisme d'adaptation :

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre  $\underline{\phi}_{ref}$  et  $\underline{\hat{\phi}}_r$ . Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\underline{\phi}_{ref} - \frac{d}{dt}\underline{\hat{\phi}}_r &= \frac{d}{dt}e = (-R_r \cdot L_r^{-1} + j \cdot \omega) \underline{\phi}_{ref} - (-R_r \cdot L_r^{-1} + j \cdot \hat{\omega}) \underline{\hat{\phi}}_r \\ \frac{d}{dt}e &= (-R_r \cdot L_r^{-1} + j \cdot \omega) (\underline{\hat{\phi}}_{ref} \cdot \underline{\hat{\phi}}_r) + j(\omega - \hat{\omega}) \underline{\hat{\phi}}_r \\ \frac{d}{dt}e &= \left( -\frac{1}{T_r} + j \cdot \omega \right) e + j(\omega - \hat{\omega}) \underline{\hat{\phi}}_r \end{aligned} \quad (\text{III. 62})$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 63})$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} e = \dot{e} = [A]e - [W] \quad (\text{III. 64})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [W] = (\omega - \hat{\omega}) \underline{\hat{\phi}}_r \quad (\text{III. 65})$$

La matrice  $[A]$  sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice  $[W]$  doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de  $\hat{\omega}$  vers  $\omega$  est :

$$\hat{\omega} = k_p \cdot \delta \cdot e + k_i \cdot \int_0^t (\delta \cdot e) dx \quad (\text{III. 66})$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de  $\hat{\omega}$  vers  $\omega$  peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale  $(k_p, k_i)$  sur la quantité de  $(\delta e)$ . La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéaires ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définie selon le critère dit d'hyper stabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans plusieurs travaux, [BAG. 99]. Il vient alors :

$$e = \hat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (\text{III. 67})$$

### II.8.1.3.4. Synthèse du correcteur :

L'équation (II.33) que nous utilisons dans le mécanisme d'adaptation permet de faire converger les grandeurs estimées vers les valeurs exactes. On peut donc supposer que les grandeurs en régime statique sont identiques. La transformée de Laplace de l'équation (II.33) est la suivante :

$$\frac{\Delta \hat{\omega}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III. 68})$$

La figure III.20 représente la synthèse du correcteur de vitesse.

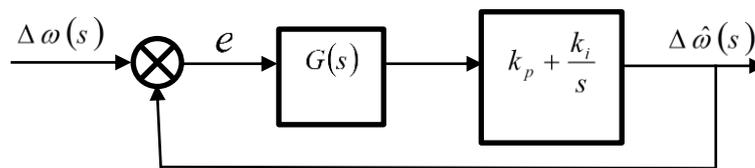


Figure III. 19: synthèse du correcteur de vitesse

En utilisant les équations (II.30) et (II.34) et après simplification nous trouvons :

$$G(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot |\underline{\phi}_r|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_r^2} \quad (\text{III. 69})$$

Avec :

$|\underline{\phi}_r|$  : Le module du flux.

$\omega_r = (\omega_s - \omega) = g\omega_s$  : représente la différence entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Ce terme sera d'autant plus petit que le glissement  $g$  sera proche de zéro.

Cela correspond à un fonctionnement "à vide", lorsque le moment du couple demandé par la charge est relativement faible par rapport au moment du couple nominal, ce qui pose un problème en base vitesse.

La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$F(s) = \frac{|\underline{\phi}_r|^2 \cdot (k_p \cdot s + k_i)}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot s} \quad (\text{III. 70})$$

La fonction de transfert  $H(s)$  en boucle fermée, s'obtient alors sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{|\phi_r|^2 \cdot (k_p \cdot s + k_i)}{s^2 + \left( |\phi_r|^2 \cdot k_p + \frac{1}{T_r} \right) \cdot s + k_i \cdot |\phi_r|^2} \quad (\text{III. 71})$$

La représentation standard du dénominateur du second ordre s'écrit :

$$s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega \cdot s + \omega^2 \quad (\text{III. 72})$$

De sorte que, par identification, nous trouvons :

$$\begin{cases} 2\xi\omega = |\phi_r|^2 \cdot k_p + \frac{1}{T_r} \\ \omega^2 = k_i \cdot |\phi_r|^2 \end{cases} \quad (\text{III. 73})$$

alors ;

$$\begin{cases} k_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega - \frac{1}{T_r}}{|\phi_r|^2} \\ k_i = \frac{\omega^2}{|\phi_r|^2} \end{cases} \quad (\text{III. 74})$$

avec :

$\xi$  : est le coefficient d'amortissement.

$\omega$  : est la pulsation propre non amortie.

Pour un amortissement optimal on prend :  $\xi = 0.7$ .

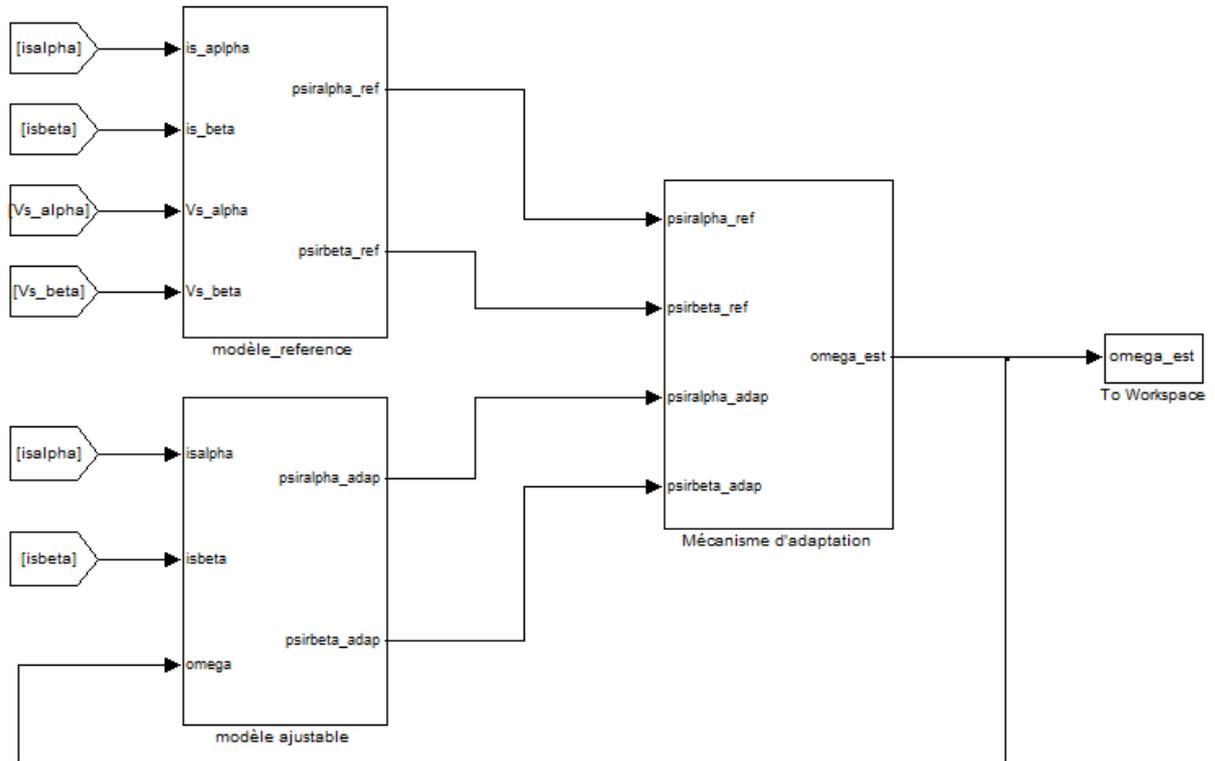
On a plusieurs valeurs à prendre, on respectant ces conditions, par exemple, si la pulsation propre non amortie  $\omega = 1.4142$ , alors :  $k_p = 2040$  et  $k_i = 2$ .

### III.9. Simulation

Comme on a déjà indiqué dans ce chapitre, la méthode appliquée est la méthode d'identification par MRAS basée sur le flux rotorique, pour cela on va présenter les allures de flux obtenues par le modèle de référence et celui obtenue par le modèle ajustable nommé également modèle adapté par l'utilisation de  $\hat{\omega}$ .

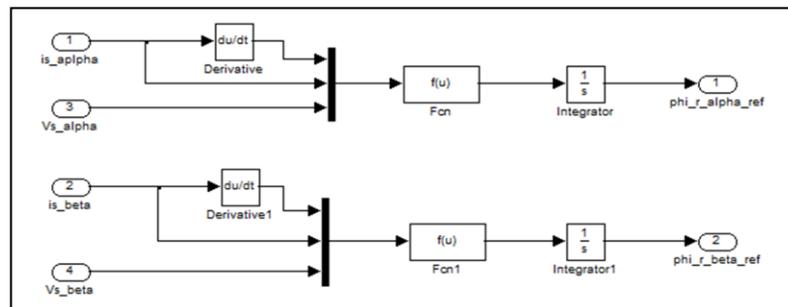
Le bloc de simulation utilisé est représenté par la figure suivante (Figure.III.21) :



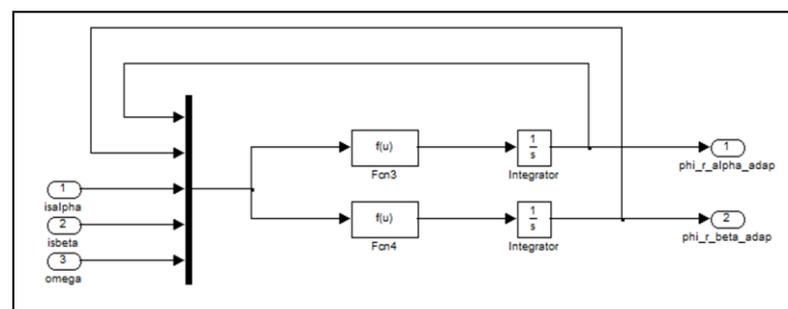


**Figure III. 21:** Système d'identification par technique MRAS

Le modèle de référence et le modèle ajustable qui décrivent respectivement les équations II.23 et II.28 sont donnés par ces deux figures:



**Figure III. 22:** Simulation du modèle de référence de la technique MRAS



**Figure III. 23:** Simulation du modèle ajustable de la technique MRAS

Il reste de représenter le mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée, par la simulation des deux équations II.33 et II.34, la figure est la suivante :

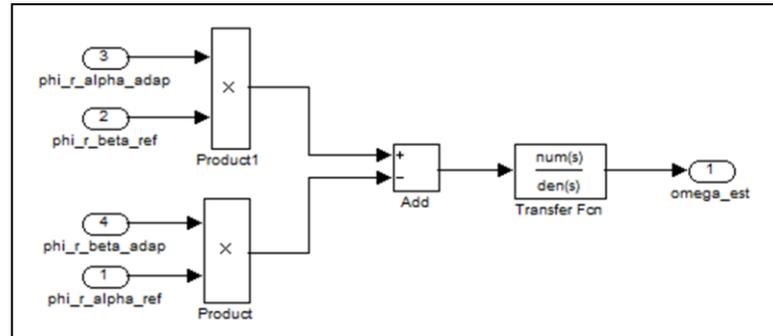
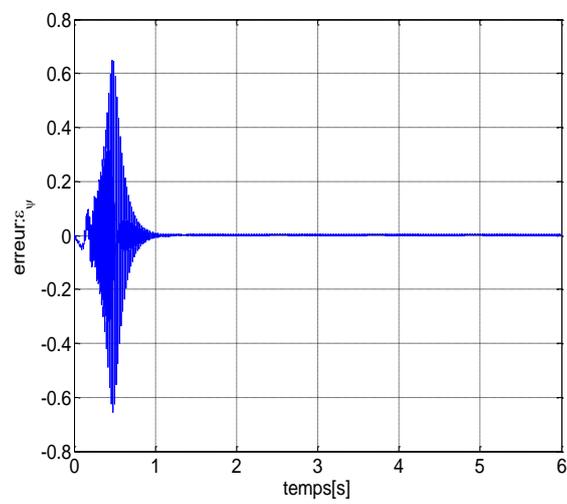
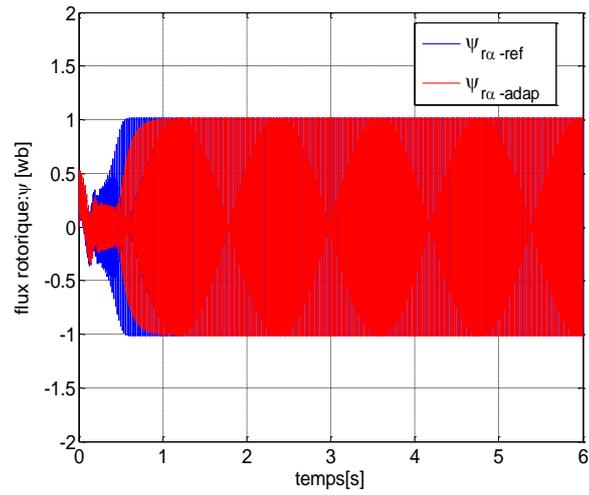


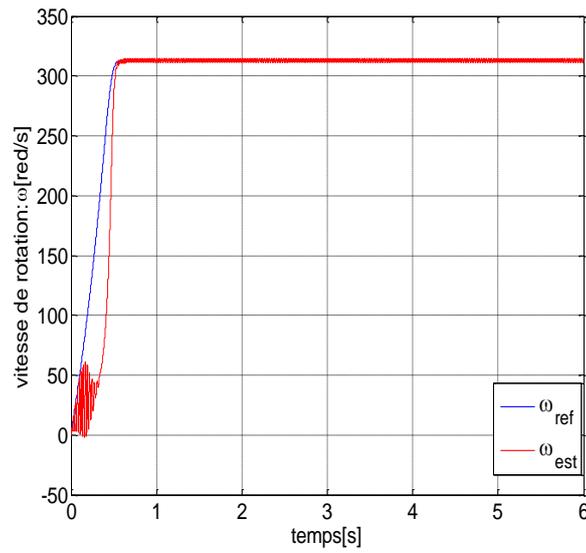
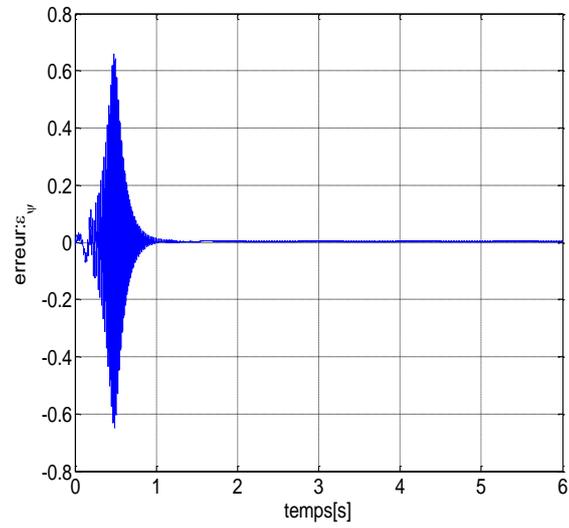
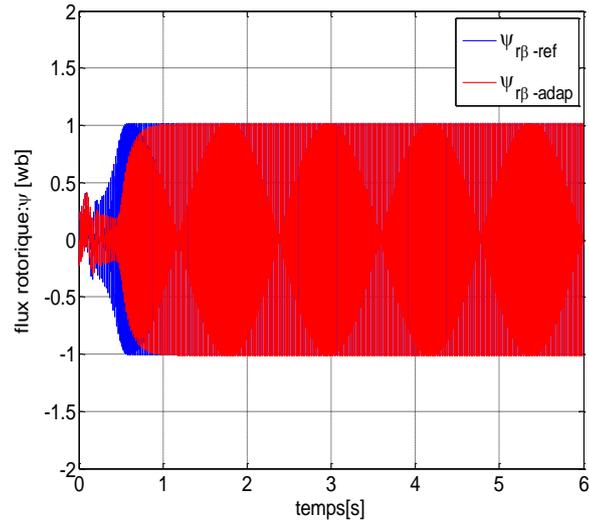
Figure III. 24: Simulation du mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée

Les simulations sont effectuées sur un temps de 6 secondes, et avec un pas de 0.0001, on va estimer le flux et la vitesse de rotation, dans deux conditions de fonctionnement :

Un démarrage à vide de la machine asynchrone double étoile MASDE, un démarrage à vide suivait d'une augmentation de charge de 7 N.m.

Après effectuer ces deux tests, on va comparer les deux grandeurs réelles et estimées correspondes au flux rotorique et à la vitesse. Dans les deux cas la représentation de l'erreur d'estimation est très importante. La machine asynchrone double étoile MASDE utilisée est celle du premier chapitre, où les paramètres sont donnés par l'annexes A.





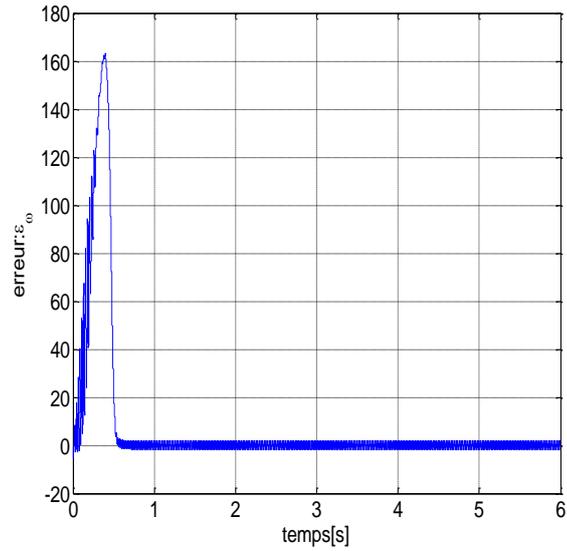
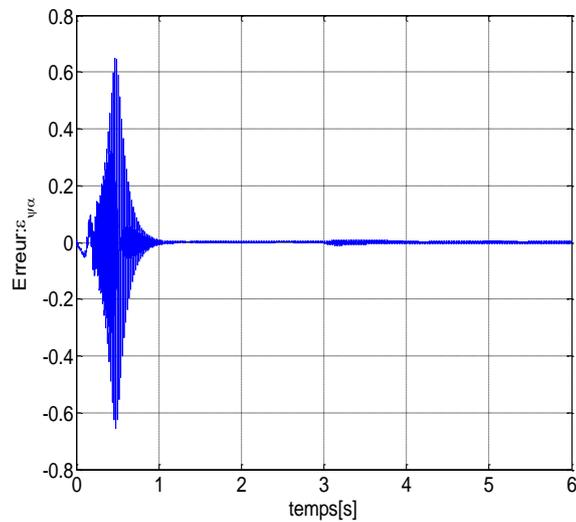
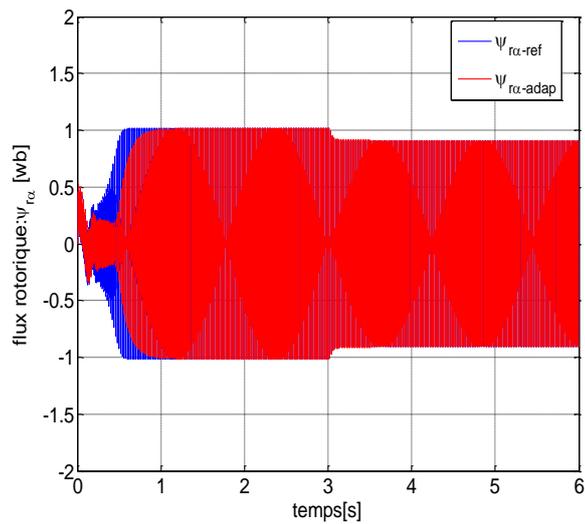
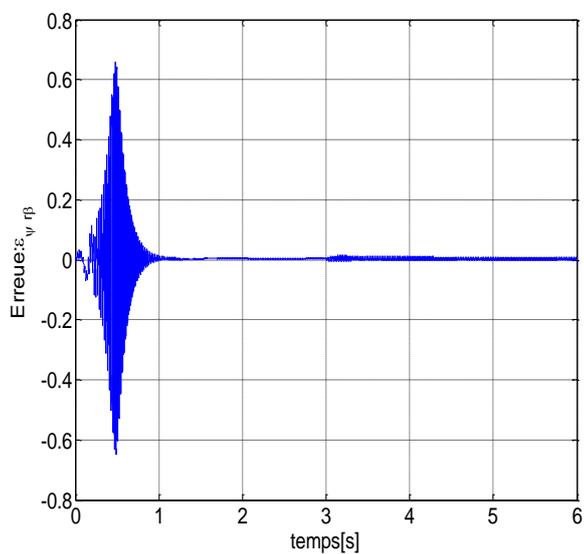
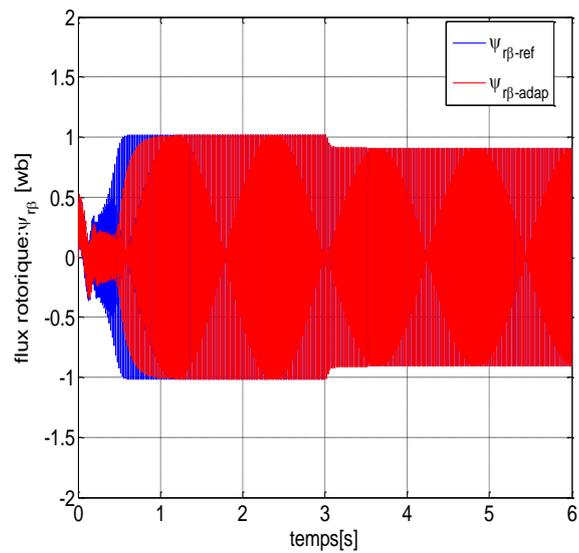


Figure III. 25: Résultats de simulation de l'identification adaptative de flux et vitesse par technique MRAS, avec représentation des erreurs d'estimation (démarrage à vide)





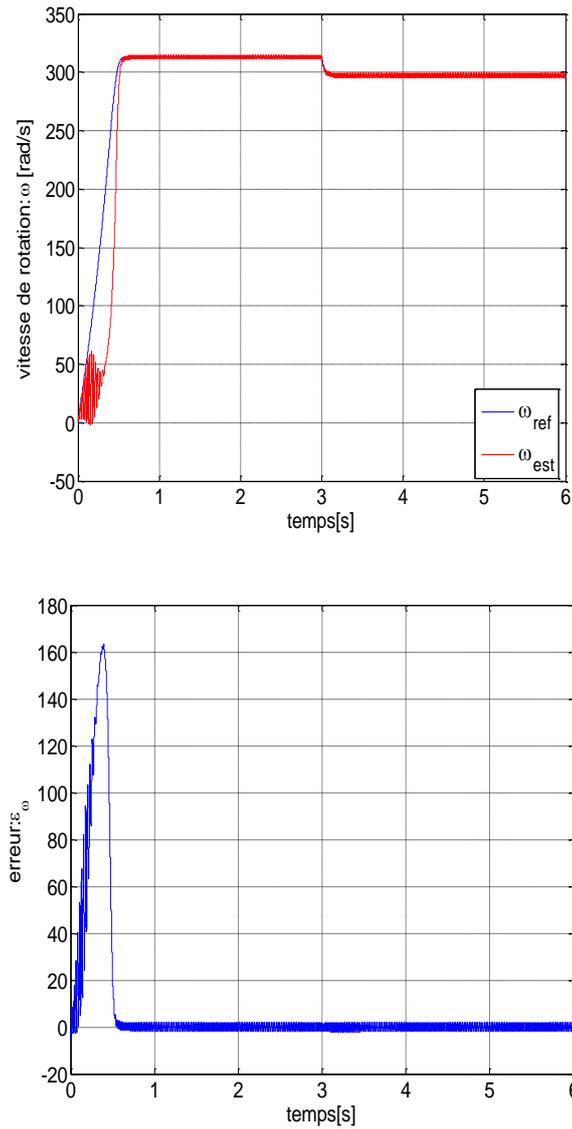


Figure III. 26: Résultats de simulation de l'identification adaptative de flux et vitesse par MRAS, avec représentation des erreurs d'estimation (démarrage à vide suivait d'une charge de 7 N.m)

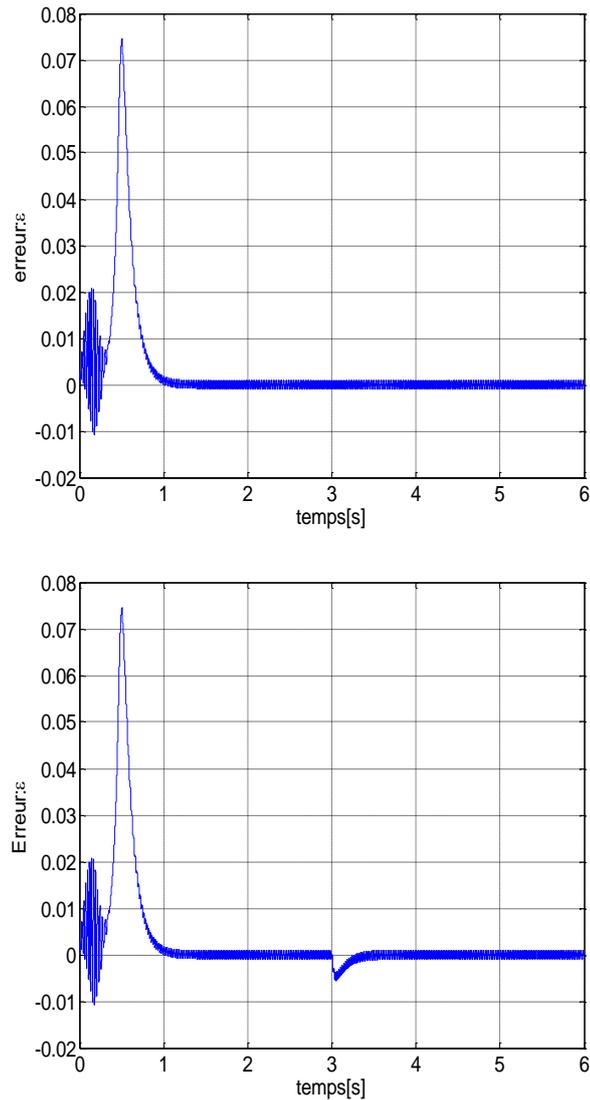


Figure III. 27: erreur  $\ell$  entre le modèle référence et le modèle ajustable, dans les deux cas (à vide et en charge)

On remarque que les allures de flux du modèle de référence et du modèle ajustable sont très proches, la même chose pour l'erreur entre le flux de référence et le flux ajustable, on constate que, l'allure de l'erreur est perturbée sur la zone du régime transitoire (ne dépasse pas 0.5 seconde), et après 0.5 secondes, on constat que l'erreur tend vers zéro.

On constate également, que les vitesses de réelle et la vitesse estimées par le système adaptatif sont très voisines après le régime transitoire, pour cela, on peut dire que la méthode MRAS est une méthode parmi les meilleures méthodes d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile MASDE .

### III.9.1 Avantages de la commande directe du couple

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ, dont on peut citer : [BEN-14]

- 1) Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- 2) Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse.
- 3) La réponse dynamique du couple est très rapide.
- 4) Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- 5) Absence de circuits de découplage.
- 6) Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique
- 7) La dynamique rapide de couple et du flux.
- 8) Très grande réactivité en couple.
- 9) Très grande précision en vitesse.

### III.9.2 Inconvénients de la commande directe du couple

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède des inconvénients [BEN-14]:

La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple

- 1) L'existence des oscillations de couple.
- 2) La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)

### III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile.

Les résultats de simulation obtenus, montre bien que cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur. Cette méthode apporte donc une solution concrète aux problèmes de dynamique et de robustesse rencontrés dans les autres structures de contrôle telle que la commande vectorielle. Toutes ces performances sont réalisées sans la nécessité d'un capteur mécanique pour la connaissance de la position du rotor, qui est l'avantage majeur de la DTC.

En outre, nous avons étudié la technique MRAS pour estimée la vitesse de la machine asynchrone double étoile MASDE, ainsi que le flux rotorique. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que les techniques MRAS sont valables pour les

---

conditions nominales. L'estimation par la technique MRAS montre des résultats intéressants quand les paramètres de la machine ne présentent pas d'incertitude, et d'après la littérature, même dans le cas où on a des incertitudes paramétriques.

Dans le chapitre qui suit, une autre technique sera introduite c'est la DTC-SVM.

# *Chapitre IV*

## *Commande DTC-SVM de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC*

---

## IV.1 Introduction

L'intérêt pour les onduleurs multi niveaux a été augmenté durant les dernières décennies, notamment depuis que ce genre de topologie de convertisseur a été préféré dans de nombreuses applications à haute tension et haute puissance, en raison, entre-autres, des formes des ondes de sortie de haute qualité, des faibles pertes de commutation, de considérations relatives à la haute tension et de faible compatibilité électromagnétique(CEM) [SHE-96], [TEO-99], [ROD-02], [SER-07], [ROU-11].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des onduleurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. L'objectif de cet axe est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux.

L'idée générale des onduleurs multi niveaux est de générer une tension sinusoïdale de plusieurs niveaux de tension, typiquement obtenue à partir de sources de tension continues. L'augmentation du nombre de niveaux produit une vague d'escalier sur la forme d'onde synthétisée qui se rapproche de la vague sinusoïdale avec le minimum d'harmoniques [ROD-02], [SER-07].

Il existe trois topologies d'onduleurs multi niveaux [NAB-81] [LAI-96] [CHE-15,1,2]:

- l'onduleur à diodes flottantes NPC (Neutral Point Clamped) présenté par Nabae et al. [NAB-81],
- l'onduleur à capacités flottantes,
- et l'onduleur en cascade.

L'onduleur à diodes flottantes est celui qui attire le plus d'attention, vue sa structure, plus simple. Son utilisation se généralise de plus en plus pour les applications à moyenne tension. D'ailleurs, c'est celui pour lequel on trouve le plus de travaux de recherches [BAR-05], [MUN-09], [LAL-09]. La structure de ce type d'onduleur est présentée à la figure.5.1. On associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui servent à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques de résonances parasites.

Dans ce chapitre, nous allons utiliser les commandes DTC et SVM en vue de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de commande pour le contrôle

---

d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes NPC.

Nous allons utiliser la méthode MRAS pour l'estimation de la vitesse de la MASDE et la modulation vectorielle à trois niveaux (SVM à trois niveaux) pour la génération des signaux de contrôle des deux onduleurs à trois niveaux.

## IV.2 Description et modélisation d'un onduleur de tension à trois niveaux

Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes NPC ont été introduits par A. Nabae et H.Akagi en 1981 dans [NAB-81]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

La figure.1 représente l'onduleur de tension à trois niveaux, constitué de deux interrupteurs bidirectionnels en courant (chaque bras ayant quatre interrupteurs) et réalisé par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, de type IGBT dans la majorité des cas, et montés en anti-parallèle avec une diode [CHE-15,2].

On associe, à chaque bras, des diodes appelées diodes flottantes, qui servent à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Dans ce cas, on suppose que la tension

$V_{dc}$  est divisée en égalité entre les deux capacités:  $V_{dc1} = V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2}$

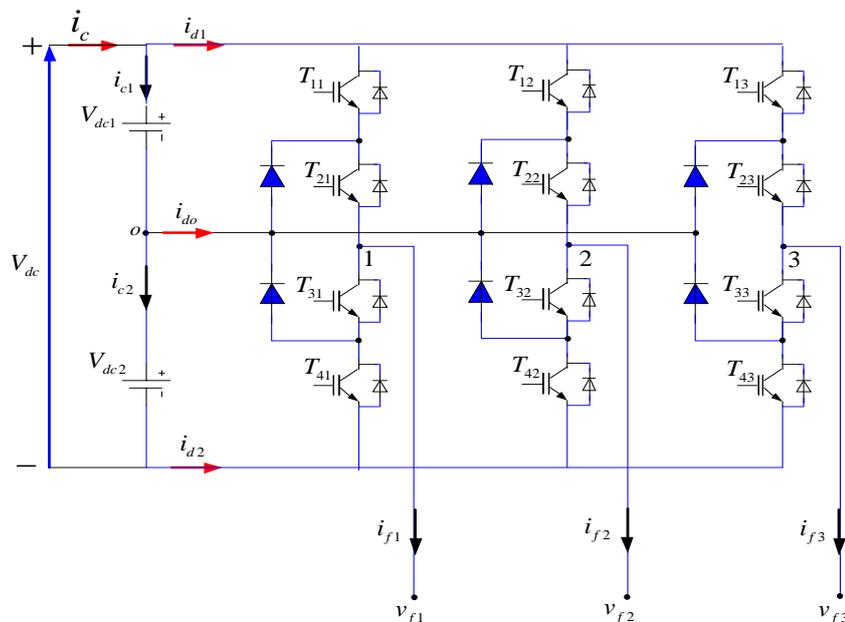


Figure (IV. 1). Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes (Neutral Point Clamped) NPC.

## IV.2.1 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

### IV.2.1.1 Tension fournie par l'onduleur à trois niveaux

Comme dans l'onduleur à deux niveaux, chaque interrupteur de l'onduleur à trois niveaux  $T_{ij}$ ,  $i \in \{1,2,3 \text{ et } 4\}$ ,  $j \in \{1,2 \text{ et } 3\}$  fonctionne en complémentarité avec un autre interrupteur du même bras.

La fonction de commutation  $F_{ij}$  est la suivante : [ROU-11]

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{1j} \text{ et } T_{2j} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{si } T_{2j} \text{ et } T_{3j} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{si } T_{3j} \text{ et } T_{4j} \text{ sont fermés} \end{cases} \quad j = 1,2 \text{ et } 3 : N^\circ \text{ de bras} \quad (\text{V.1})$$

Le fonctionnement en complémentarité deux à deux est le suivant :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i = 3,4 \quad j = 1,2 \text{ et } 3$$

On définit, pour chaque bras ( $j$ ), trois états  $F_j$ , correspondants aux trois fonctions de commutation  $F_{ij}$  :

$$F_j = \begin{cases} P & \text{si } F_{ij} = 1 \\ O & \text{si } F_{ij} = 0 \\ N & \text{si } F_{ij} = -1 \end{cases} \quad j = 1,2 \text{ et } 3 : N^\circ \text{ de bras} \quad (\text{V.2})$$

L'onduleur à trois niveaux délivre en sortie, trois niveaux de tensions. Ces tensions sont exprimées en fonction des tensions des condensateurs du bus continu  $-V_{dc}/2$ ,  $0$ , et  $V_{dc}/2$ , et en fonction des trois états possibles **P**, **O**, **N** des interrupteurs de chaque bras [KES-15] [LAL-09], de la manière suivante (voir figure V.2) :

- **Etat P**: Les deux interrupteurs du haut  $T_{1j}$  et  $T_{2j}$  (dans ce cas,  $j=1,2 \text{ et } 3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas  $T_{3j}$  et  $T_{4j}$  sont ouverts. La tension de sortie phase-point milieu fictif est :  $v_{ff} = \frac{V_{dc}}{2}$
- **Etat O**: Les deux interrupteurs du milieu  $T_{2j}$  et  $T_{3j}$  sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $T_{1j}$  et  $T_{4j}$  sont ouverts. La tension de sortie phase-point milieu fictif est :  $v_{ff} = 0$ .
- **Etat N**: Les deux interrupteurs du bas  $T_{3j}$  et  $T_{4j}$  sont fermés, tandis que les deux

interrupteurs du haut sont ouverts. La tension de sortie phase-point milieu fictif est :

$$v_{fj} = -\frac{V_{dc}}{2}.$$

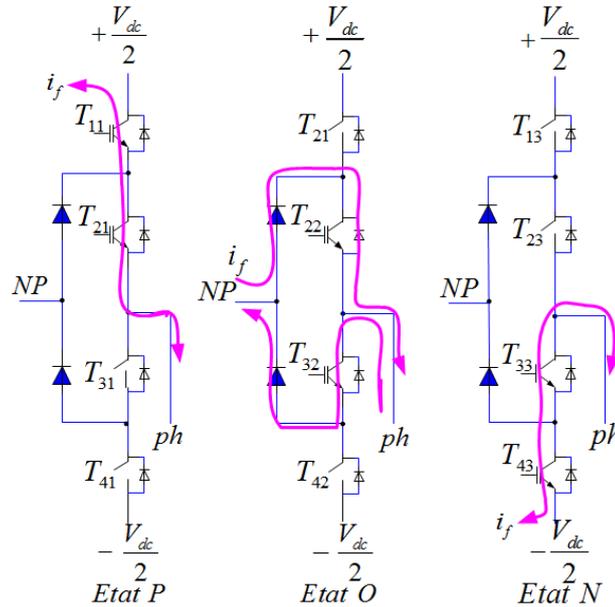


Figure (IV. 2) Etats de conduction des bras de l'onduleur à trois niveaux.

Les tensions de sortie phase-point milieu fictif « o » sont exprimées en fonction de la tension totale de la source du bus continu  $V_{dc}$  et l'état de bras  $F_j$  par: [LAL-09], [DJE-07]

$$v_{fjo} = F_j \cdot \frac{V_{dc}}{2} \tag{IV.3}$$

$v_{fjo}$  représente la tension de sortie de chaque bras par rapport à la référence de la source continue (o). Toutefois, il s'agit de la tension phase-point milieu fictif « o ». Les tensions de sortie phase-neutre de l'onduleur à trois niveaux sont exprimées par:

$$\begin{cases} v_{f1n} = F_1 \frac{V_{dc}}{2} \\ v_{f2n} = F_2 \frac{V_{dc}}{2} \\ v_{f3n} = F_3 \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \tag{IV.4}$$

Le tableau IV.1 résume les tensions de sortie phase-point milieu fictif  $v_{fjo}$  en fonction des états des bras et des états des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. [KES-15][CHE-15,5] [CHE-16]

Etats du bras $j$ $F_j$	Etat d'interrupteurs $i$ du bras				Tension de sortie phase-point milieu fictif $v_{jo}$
	$T_{1j}$	$T_{2j}$	$T_{3j}$	$T_{4j}$	
P=1	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
O=-1	0	1	1	0	0
N=0	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

.Tableau IV. 1 Etats d'un bras de l'onduleur (j =1,2 et3)

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états (P-O-N). Ainsi l'onduleur triphasé à trois niveaux a  $3^3=27$  états possibles (vecteurs tensions). Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième bras est à l'état N. Le Tableau V.2 résume les tensions délivrées à la sortie de l'onduleur en fonction des états de l'onduleur de tension à trois niveaux. [SAI-06]

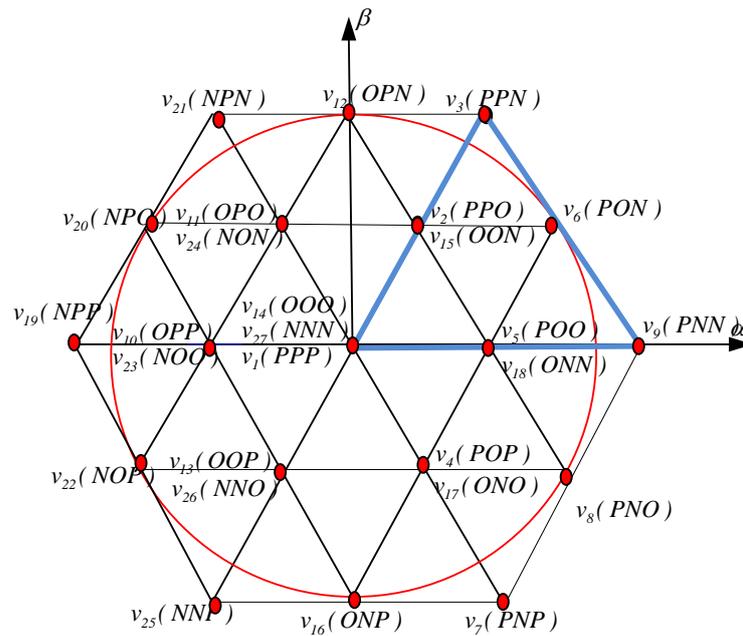
$v_i$	Etats de commutation	Les tensions de sortie dans lerepère abc						
		$v_a$	$v_b$	$v_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$	$\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$
$v_1$	PPP	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	0	0	0
$v_2$	PPO	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$\frac{\sqrt{2} V_{dc}}{4}$	$0.408 v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$
$v_3$	PPN	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2} V_{dc}}{2}$	$0.816 v_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{3} V_{dc}$
$v_4$	POP	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2} V_{dc}}{4}$	$0.408 v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$
$v_5$	POO	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	$0.408 v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$
$v_6$	PON	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{3V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$\frac{\sqrt{2} V_{dc}}{4}$	$0.707 v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$

v <sub>7</sub>	PNP	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{2}$	$0.816v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$
v <sub>8</sub>	PNO	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$\frac{3v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.707v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
v <sub>9</sub>	PNN	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	$0.816v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$
v <sub>10</sub>	OPP	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>11</sub>	OPO	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>12</sub>	OPN	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{2}$	$0.707v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
v <sub>13</sub>	OOP	0	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>14</sub>	OOO	0	0	0	0	0	0	0
v <sub>15</sub>	OON	0	0	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>16</sub>	ONP	0	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{2}$	$0.707v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
v <sub>17</sub>	ONO	0	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>18</sub>	ONN	0	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$
v <sub>19</sub>	NPP	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	$0.816v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$
v <sub>20</sub>	NPO	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0	$-\frac{3v_{dc}}{\sqrt{24}}$	$\frac{\sqrt{2}v_{dc}}{4}$	$0.707v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$

v <sub>21</sub>	NPN	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{2}$	$0.816v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
v <sub>22</sub>	NOP	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{3V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{4}$	$0.707v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
v <sub>23</sub>	NOO	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$
v <sub>24</sub>	NON	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$
v <sub>25</sub>	NNP	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{2}$	$0.816v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
v <sub>26</sub>	NNO	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{24}}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{4}$	$0.408v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$
v <sub>27</sub>	NNN	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	$\frac{-v_{dc}}{2}$	0	0	0	0

Tableau IV. 2: États de commutation et les vecteurs de tension correspondants dans les deux repères (abc et αβ)

À partir du tableau (IV.2), les 27 vecteurs de tensions délivrés par l'onduleur à trois niveaux sont représentés par un hexagone comme le montre la figure (IV.3). Les positions discrètes du vecteur tension  $v_{ref}$  divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de quatre triangulaires, donnant ainsi dans la totalité du diagramme vectoriel à 24 triangulaires, les sommets de ces triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel.



.Figure (IV. 3).Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

A partir de la Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux et le tableau V.2 en destinée 4 groupe des vecteurs tension soulant la valeur de la tension  $v_f$  comme le montre le tableau IV.3

Vecteur tension	symbole
ZVV	(PPP) ;(OOO) ;(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 IV. 3: Vecteurs tension associés aux états de commutation

On distingue alors.

- le groupe ZVV, Le vecteur tension nul  $V_0$ .
- le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits
- le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens

- le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands

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 à titre d'exemple le vecteur tension  $v_2$  correspond à l'état PNN.

Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{13} = 0, S_{14} = 0 \\ S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ S_{31} = 0, S_{32} = 0, S_{33} = 1, S_{34} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

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.

### IV.3.1. Contrôle du couple et du flux :

La construction des tables de commutation se base effectivement sur le choix des vecteurs tension que l'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du groupe, demi-tension, ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale.

Nous avons donc divisé la plage de vitesse en deux zones. Pour les vitesses inférieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera uniquement les vecteurs du groupe, demi-tension (SVV).

Pour les vitesses supérieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera les vecteurs du groupe, tension intermédiaire (MVV) et pleine tension (LVV). Le contrôle du couple et du flux ayant été étudié en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tension basés sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\varepsilon_\phi = \phi_{ref} - \phi_s \quad Et \quad \varepsilon_c = C_{ref} - C_{em} \quad (\text{IV.6})$$

**V.3.2.1 Construction des tables de commutation :**

**V.3.2.1.1. Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension :**

Table de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, demi-tension, SVV.

N		N <sub>1</sub>	N <sub>2</sub>	N <sub>3</sub>	N <sub>4</sub>	N <sub>5</sub>	N <sub>6</sub>
ccpl	cflx						
1	1	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>
	0	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>
0	1	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>
	0	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 IV. 4: Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension

**V.3.2.1.2. Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleines tensions :**

Table de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, pleine tension, LVV.

N		N <sub>1</sub>	N <sub>2</sub>	N <sub>3</sub>	N <sub>4</sub>	N <sub>5</sub>	N <sub>6</sub>
ccpl	cflx						
1	1	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>
	0	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>
0	1	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>
	0	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 IV. 5: Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension

**V.3.2.1.2. Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires :**

Tableau de commutation ci-dessous correspondant aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, tension intermédiaire, MVV ( les ensembles 1) .

N		N <sub>1</sub>	N <sub>2</sub>	N <sub>3</sub>	N <sub>4</sub>	N <sub>5</sub>	N <sub>6</sub>
ccpl	cflx						
1	1	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>
	0	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>
0	1	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>
	0	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 IV. 6: Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires

**IV.3.2 Correcteur de couple à cinq niveaux :**

Dans ce cas, pour le contrôle du flux, l'erreur  $\varepsilon_\phi$  est localisée dans l'un des trois intervalles associées qui sont fixés par les contraintes :

$$\begin{cases} \varepsilon_\phi < \Delta\phi \\ -\Delta\phi \leq \varepsilon_\phi \leq \Delta\phi \\ \varepsilon_\phi > \Delta\phi \end{cases}$$

Donc le niveau du flux convenable est borné entre  $-\Delta\phi$  et  $\Delta\phi$ , il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi que ses sorties soient:

$$\begin{cases} cflx = 1 \\ cflx = 0 \\ cflx = -1 \end{cases} \quad (IV.7)$$

D'un autre coté, le couple électromagnétique est 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  $\Delta C$  cinq régions définies par les contraintes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_c < \Delta C_{\min 2} \\ \Delta C_{\min 2} \leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{\max 1} \\ \Delta C_{\max 1} \leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{\max 2} \\ \Delta C_{\min 2} \leq \varepsilon_\phi \leq \Delta C_{\min 1} \\ \varepsilon_\phi > \Delta C_{\min 1} \end{array} \right.$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à cinq niveaux ou à deux bandes supérieures ( $\Delta C_{\max 1}$ ,  $\Delta C_{\max 2}$ ) et deux bandes inférieures ( $\Delta C_{\min 1}$ ,  $\Delta C_{\min 2}$ ) illustrées par la figure (4.5) ainsi que ses sorties, soient:

$$\left\{ \begin{array}{l} ccpl = 2 \\ ccpl = 1 \\ ccpl = -1 \\ ccpl = -2 \end{array} \right. \quad (IV. 9)$$

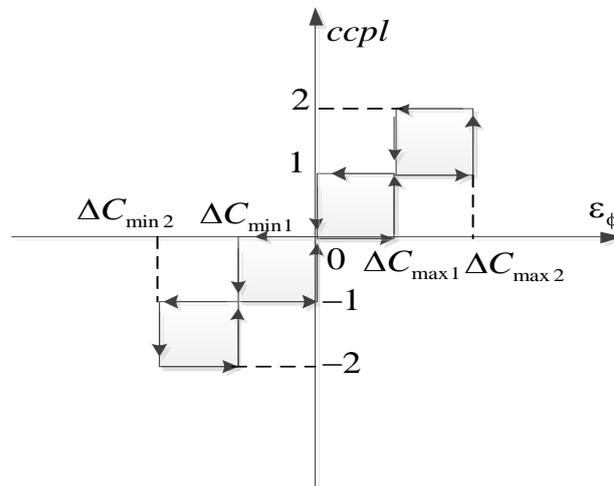


Figure (IV. 4): correcteur de couple à cinq niveaux

**IV.3.2.1 Élaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension :**

<i>cflx</i>	<i>ccpl</i>	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$
	2	5	8	11	14	17	2
	1	3	6	9	12	15	18
1	0	0	0	0	0	0	0
	-1	18	3	6	9	12	15
	-2	17	2	5	8	11	14
	2	4	7	10	13	16	1
	1	4	7	10	13	16	1
0	0	0	0	0	0	0	0
	-1	0	0	0	0	0	0
	-2	13	16	1	4	7	10
	2	8	11	14	17	2	5
	1	9	12	15	18	3	6
-1	0	0	0	0	0	0	0
	-1	12	15	18	3	6	9
	-2	14	17	2	5	8	11

Tableau IV. 7: table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension

**IV.3.4.1 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tensions :**

Ces tableaux ont été élaborés en sélectionnant parmi le groupe MVV (Les vecteurs tension moyens,  $V_3 ; V_6 ; V_9 ; V_{12} ; V_{15} ; V_{18}$ ) ceux qui répondent le mieux aux grandeurs de commande.

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

augmentation faible du flux et large du couple l'état 4 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et une augmentation faible du couple l'état 9 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et faible pour le couple l'état 12 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et large du couple l'état 13 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution large pour le couple l'état 17 est sélectionné. Pour une augmentation large du flux et large pour le couple l'état 5 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et grande pour le couple l'état 14 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et augmentation large pour le couple l'état 8 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution faible pour le couple l'état 18 est sélectionné. Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par le tableau ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné.

S		S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>	S <sub>8</sub>	S <sub>9</sub>	S <sub>10</sub>	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>
<i>cflx</i>	<i>ccpl</i>												
	2	5	5	8	8	11	11	14	14	17	17	2	2
	1	3	6	6	9	9	12	12	15	15	18	18	3
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1-	18	18	3	3	6	6	9	9	12	12	15	15
	2-	17	2	2	5	5	8	8	11	11	14	14	17
	2	4	4	7	7	10	10	13	13	16	16	1	1

	1	4	7	7	10	10	13	13	16	16	1	1	4
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	-2	13	16	16	1	1	4	4	7	7	10	10	13
	2	8	8	11	11	14	14	17	17	2	2	5	5
	1	9	9	12	12	15	15	18	18	3	3	6	6
-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	-1	12	15	15	18	18	3	3	6	6	9	9	12
	-2	14	17	17	2	2	5	5	8	8	11	11	14

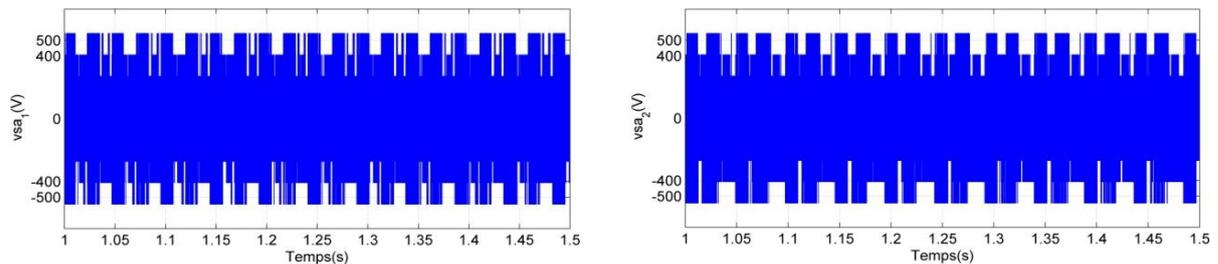
Tableau IV. 8: table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour douze secteurs « première approche »



approches, en effet le couple électromagnétique montre qu'il est moins d'ondulations par rapport aux résultats précédents.

La trajectoire du flux statorique illustrée, montre que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu aux résultats précédents, et on note aussi une nette amélioration.

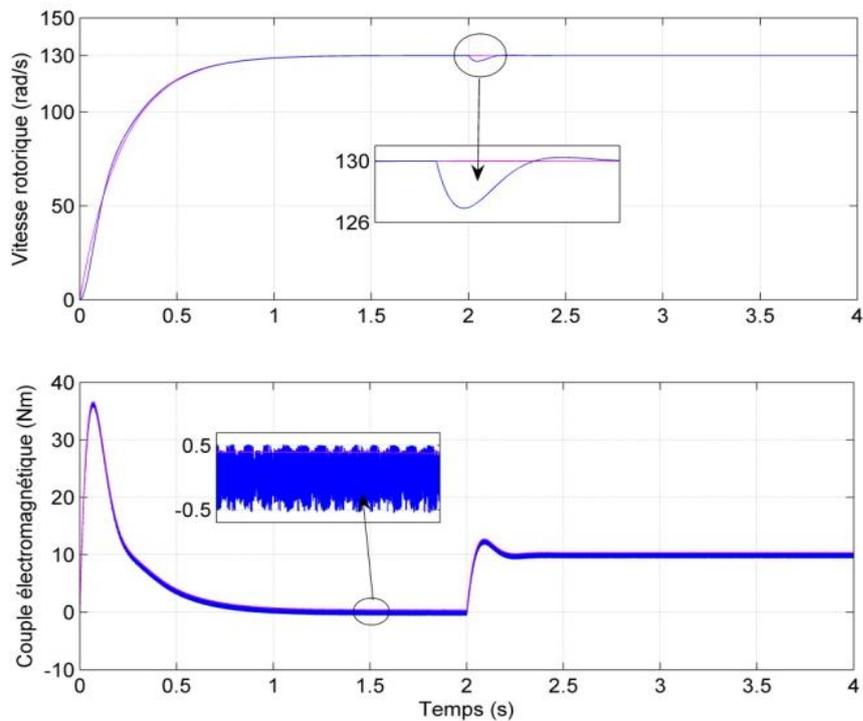
Les harmoniques du courant statorique sont presque les mêmes que celle obtenus précédemment, et sa forme reste toujours proche de la sinusoïde.



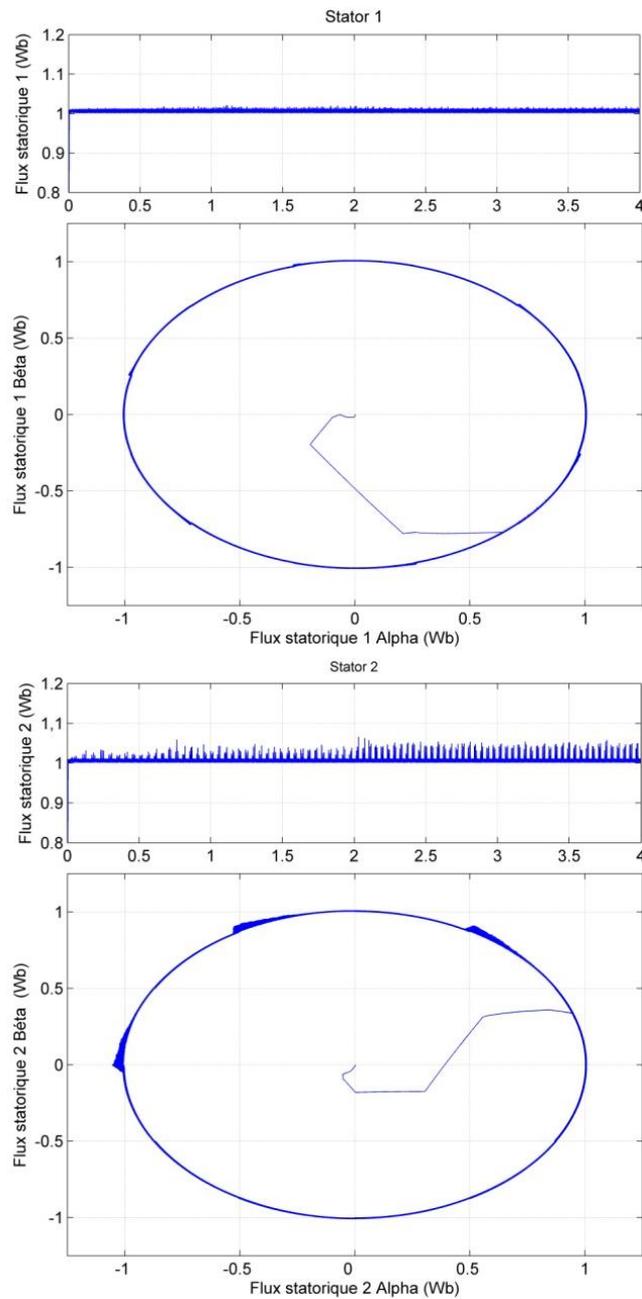
(a)

(b)

- Tensions de sortie des deux onduleurs commandé par DTC, (a) stator 1 et (b) stator 2



Réponse de la vitesse et du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC



(a) (b)  
- Réponse du flux statorique et sa trajectoire dans le plan  $\alpha\beta$  d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandée par DTC, (a) stator 1 et (b) stator 2

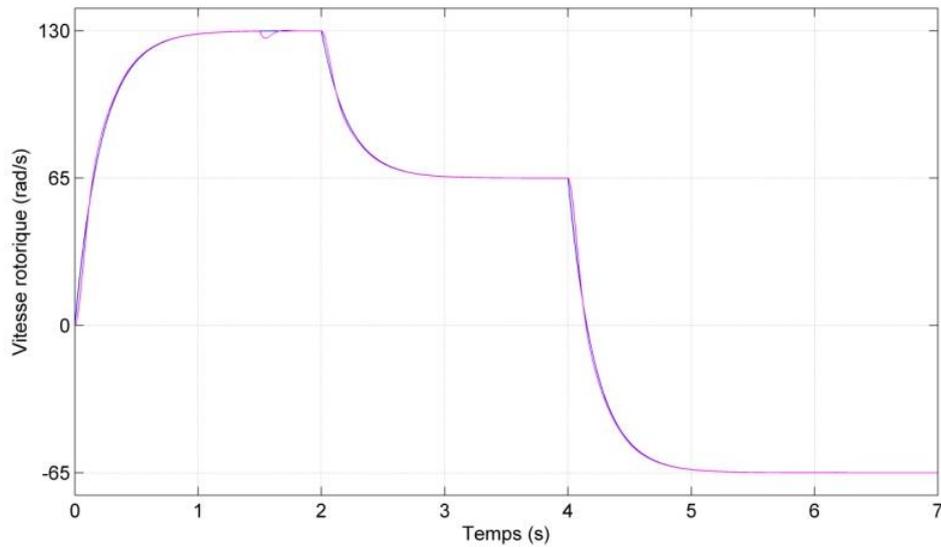
Figure (IV.6) Réponses d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC, (a) stator 1 et (b) stator 2

### IV.3.2. Tests de robustesse :

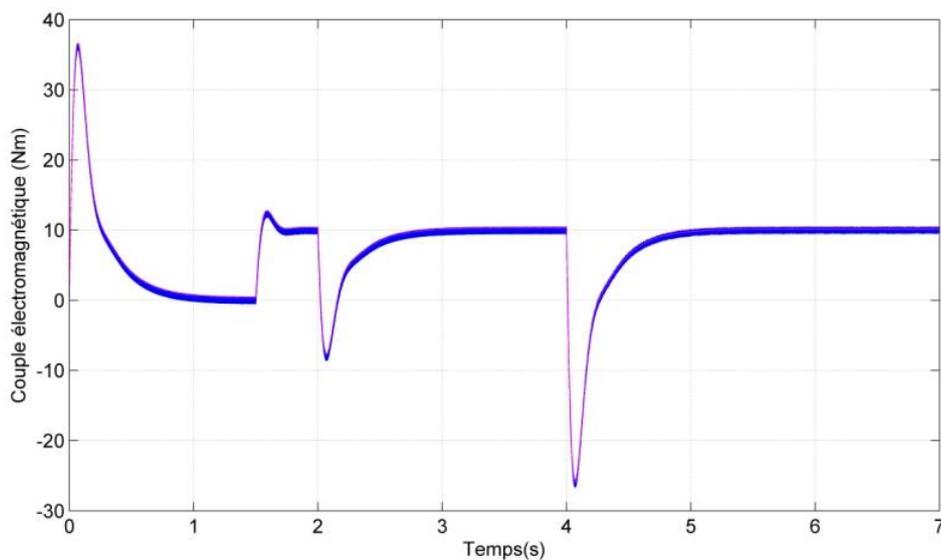
#### Test de robustesse vis-à-vis la variation de la vitesse :

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trios niveaux, face à la commander par DTC

variation de la vitesse.



- Réponse de la vitesse



-Réponse du couple

**Figure IV.7.** Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandée par DTC vis-à-vis la variation de la vitesse

#### IV.4. Commande des deux onduleurs à trois niveaux par modulation vectorielle à trois niveaux (SVM 3N)

Le concept de la MLI vectorielle, couramment désigné par (Space Vector Modulation SVM), consiste à traiter les signaux directement dans le plan biphasé  $\alpha$ - $\beta$ , en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur de référence. Cependant, l'onduleur ne peut

fournir de façon exacte et instantanée que les vecteurs de tensions distribuées sur le diagramme vectoriel.

La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée. L'algorithme de cette modulation devient de plus en plus compliqué lors de son application sur les onduleurs multiniveaux. Cette technique présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [BUH-94] :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types des onduleurs multiniveaux,
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur,
- Elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode DTC classique,
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement,
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite,
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, et la réduction d'harmoniques,
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

La réalisation d'une commande SVM de l'onduleur à trois niveaux nécessite d'effectuer les étapes suivantes :

- ✓ Nous calculons le vecteur tension de référence  $v_{sréf}$  et ses composantes  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  à partir des tensions de références  $v_{f1réf}, v_{f2réf}$  et  $v_{f3réf}$ ,
- ✓ A partir des composantes  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ , de la tension  $V_{dc}$ , et de la position angulaire  $\theta$  de  $v_{sréf}$ , on déduit dans quel secteur et dans quel triangle se situe le vecteur  $v_{sréf}$  (tableau 4.3 et figure 4.4).

### IV.4.1. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On rappelle le vecteur tension de référence, défini par l'équation (IV.10):

$$\vec{v}_f = v_{f\alpha}\vec{i} + v_{f\beta}\vec{j} + v_{f0}\vec{k} \quad (\text{IV.10})$$

avec  $v_{f\alpha}$  et  $v_{f\beta}$  sont les projections du vecteur  $\vec{v}_f$  dans le repère  $(\alpha\beta)$ .

comme on dit précédemment, le vecteur tension de référence prend 27 positions discrètes dans le plan  $(\alpha\beta)$  suivant les états de l'onduleur à trois niveaux figure .IV.8 [CHE.15,2][KES-15].

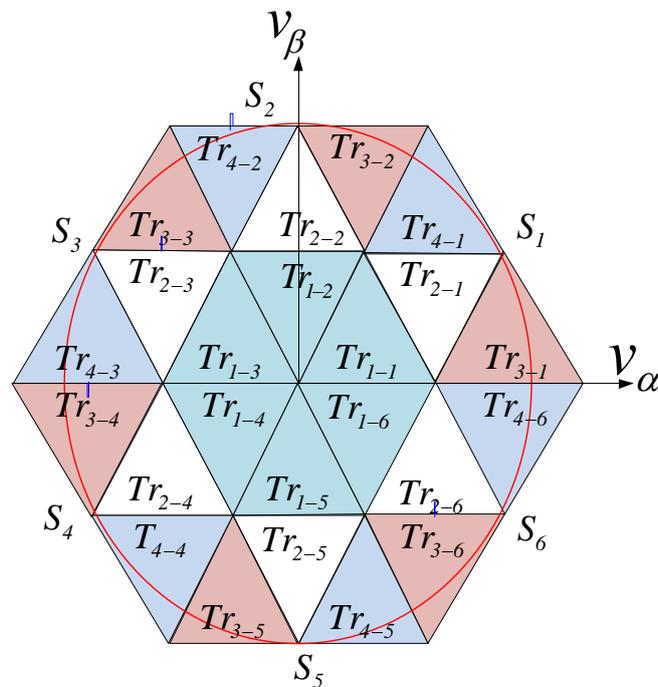


Figure (IV. 8).Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

#### IV.4.1.1. Identification des secteurs et des triangles

Comme le cas du diagramme vectoriel de l'onduleur triphasé à deux niveaux, le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux est composé de six secteurs dans plan  $(\alpha\beta)$ . Chaque secteur est composé de quatre triangles numérotés de  $Tr_1$  à  $Tr_4$  (Figure IV.9).

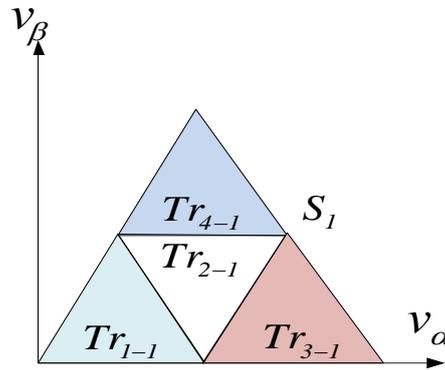


Figure (IV. 9). Représentation de quatre triangles dans les secteurs.

Les triangles à l'intérieur de chaque secteur se déduisent en utilisant les équations des trois cotés nécessaires pour délimiter chaque triangle [CHE-15,1], [KES-15].

Pour détecter dans quel triangle se trouve le vecteur de référence, il faut déterminer l'équation qui définit les trois côtés de chaque triangle à partir des coordonnées  $(v_{f\alpha}^*, v_{f\beta}^*)$ .

Dans ce cas, et afin de minimiser les harmoniques de tension de sortie, on impose au vecteur tension de référence de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne [LAL-09]:

$$v_m = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \tag{IV.11}$$

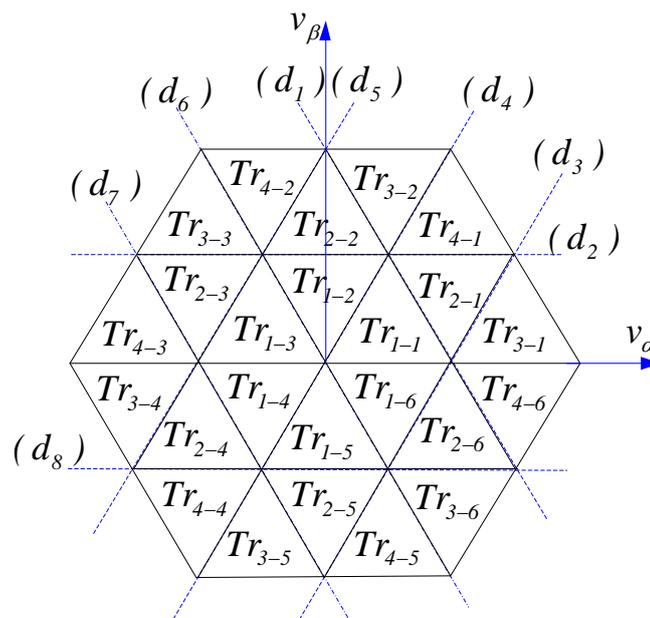


Figure (IV.10). Représentation des droites délimitant les Triangle du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

D'après la figure IV.10, les quatre triangles de chaque secteur obéissent aux équations suivantes des huit droites ( $d_1, \dots, d_8$ ) délimitant les triangles:

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1 : v_{f\beta}^* = -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc} \\ d_2 : v_{f\beta}^* = \sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc} \\ d_3 : v_{f\beta}^* = \sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc} \\ d_4 : v_{f\beta}^* = \sqrt{3}v_{f\alpha}^* \\ d_5 : v_{f\beta}^* = \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc} \\ d_6 : v_{f\beta}^* = -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* \\ d_7 : v_{f\beta}^* = -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc} \\ d_8 : v_{f\beta}^* = -\sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc} \end{array} \right. \quad \text{IV.12)}$$

Le tableau IV.9 résume les équations des droites délimitant chaque triangle du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

	Tr1	Tr2	Tr3	Tr4
S1	$v_{f\beta}^* \leq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \leq \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > \sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$
S2	$v_{f\beta}^* \leq \sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > \sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
S3	$v_{f\beta}^* \leq \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* < -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
S4	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* < -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq \sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* < -\sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$
S5	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* < -\sqrt{\frac{1}{8}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* > \sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$

S6	$v_{f\beta}^* \geq \sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{I}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq \sqrt{3}v_{f\alpha}^* - \sqrt{\frac{I}{2}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* < -\sqrt{\frac{I}{8}}V_{dc}$	$v_{f\beta}^* \geq -\sqrt{3}v_{f\alpha}^* + \sqrt{\frac{I}{2}}V_{dc}$
----	--	--	--	---

Tableau IV. 9: Équations délimitant les triangles de chaque secteur du diagramme vectoriel.

Le tableau IV.10 représente la distribution des vecteurs de tension dans chaque triangle.

	triangle 1							triangle 2					triangle 3				triangle 4			
v	27	18	15	14	5	2	1	18	15	6	5	2	18	9	6	5	15	6	3	2
1	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
v	1	2	11	14	15	24	27	2	11	12	15	24	2	3	12	15	11	12	21	24
2	P	P	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	O	O	O	O	N	N
	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O
	P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
v	27	24	23	14	11	10	1	24	23	20	11	10	24	21	20	11	23	20	19	10
3	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
v	1	10	13	14	23	26	27	10	13	20	3	26	10	19	22	23	13	22	25	26
4	P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
	P	P	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	O	O	O	O	N	N
	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O
v	27	26	17	14	13	4	1	26	17	16	13	4	26	25	16	13	17	16	7	4
5	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
v	1	4	5	14	17	18	27	4	5	8	17	18	4	7	8	17	5	8		18
6	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O

P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
P	P	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	O	O	O	O	N	N

Tableau IV. 10 représente la distribution des vecteurs de tension dans chaque triangle

Secteur	Triangle	Vecteurs tensions
S <sub>1</sub>	Tr <sub>1-1</sub>	$v_1, v_2, v_5, v_{14}, v_{15}, v_{18}, v_{27}$
	Tr <sub>2-1</sub>	$v_2, v_5, v_6, v_{15}, v_{18}$
	Tr <sub>3-1</sub>	$v_5, v_6, v_9, v_{18}$
	Tr <sub>4-1</sub>	$v_2, v_3, v_6, v_{15}$
S <sub>2</sub>	Tr <sub>1-2</sub>	$v_1, v_2, v_{11}, v_{14}, v_{15}, v_{24}, v_{27}$
	Tr <sub>2-2</sub>	$v_2, v_{11}, v_{12}, v_{15}, v_{24}$
	Tr <sub>3-2</sub>	$v_2, v_3, v_{12}, v_{15}$
	Tr <sub>4-2</sub>	$v_{11}, v_{12}, v_{21}, v_{24}$
S <sub>3</sub>	Tr <sub>1-3</sub>	$v_1, v_{10}, v_{11}, v_{14}, v_{23}, v_{24}, v_{27}$
	Tr <sub>2-3</sub>	$v_{10}, v_{11}, v_{20}, v_{23}, v_{24}$
	Tr <sub>3-3</sub>	$v_{11}, v_{20}, v_{21}, v_{24}$
	Tr <sub>4-3</sub>	$v_{10}, v_{19}, v_{20}, v_{23}$
S <sub>4</sub>	Tr <sub>1-4</sub>	$v_1, v_{10}, v_{13}, v_{14}, v_{23}, v_{26}, v_{27}$
	Tr <sub>2-4</sub>	$v_{10}, v_{13}, v_{22}, v_{23}, v_{26}$
	Tr <sub>3-4</sub>	$v_{10}, v_{19}, v_{22}, v_{23}$
	Tr <sub>4-4</sub>	$v_{13}, v_{22}, v_{25}, v_{26}$
S <sub>5</sub>	Tr <sub>1-5</sub>	$v_1, v_4, v_{13}, v_{14}, v_{17}, v_{26}, v_{27}$
	Tr <sub>2-5</sub>	$v_4, v_{13}, v_{16}, v_{17}, v_{26}$
	Tr <sub>3-5</sub>	$v_{13}, v_{16}, v_{25}, v_{26}$
	Tr <sub>4-5</sub>	$v_4, v_4, v_{16}, v_{17}$
S <sub>6</sub>	Tr <sub>1-6</sub>	$v_1, v_4, v_5, v_{14}, v_{17}, v_{18}, v_{27}$

	Tr 2-6	$v_4, v_5, v_8, v_{17}, v_{18}$
	Tr 3-6	$v_4, v_7, v_8, v_{17}$
	Tr 4-6	$v_5, v_8, v_9, v_{18}$

Tableau IV. 11: Vecteurs tensions dans les différents triangles

#### IV 4.1.2. Calcul des temps de commutation

Nous rappelons qu'il y a une grande similitude entre l'onduleur à deux niveaux, et l'onduleur à trois niveaux. Par conséquent, la détermination des temps d'application des vecteurs adjacents dans chaque tétraèdre, ainsi que des vecteurs nuls se fera d'une manière similaire. Par exemple, pour triangle du premier secteur, et en considérant le tableau 5.2, les matrices de projection [A] pour l'ensemble de ces tétraèdres sont résumées dans le tableau IV.12.

Le calcul du temps de commutation dans chaque secteur pour les deux séquences se fait comme suit.

Région	Demi bras 1	Demi bras 2	Demi bras 3
1	$\begin{cases} S_{11} : \frac{T_x}{2} + \frac{T_y}{2} + \frac{T_z}{2} \\ S_{21} : T_x + T_y + 2\frac{T_z}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} S_{12} : \frac{T_y}{2} + \frac{T_z}{3} \\ S_{22} : \frac{T_x}{2} + T_y + 2\frac{T_z}{3} \end{cases}$	$\begin{cases} S_{13} : \frac{T_z}{3} \\ S_{23} : \frac{T_x}{2} + \frac{T_y}{2} + 2\frac{T_z}{3} \end{cases}$
2	$\begin{cases} S_{11} : \frac{T_x}{2} + \frac{T_y}{2} + T_z \\ S_{21} : T_x + T_y + T_z \end{cases}$	$\begin{cases} S_{12} : \frac{T_x}{2} \\ S_{22} : \frac{T_x}{2} + \frac{T_y}{2} + T_z \end{cases}$	$\begin{cases} S_{13} : 0 \\ S_{23} : \frac{T_x}{2} + \frac{T_y}{2} \end{cases}$
3	$\begin{cases} S_{11} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{21} : T_x + T_y + T_z \end{cases}$	$\begin{cases} S_{12} : 0 \\ S_{22} : T_y + \frac{T_z}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} S_{13} : 0 \\ S_{23} : \frac{T_z}{2} \end{cases}$
4	$\begin{cases} S_{11} : T_x + T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{21} : T_x + T_y + T_z \end{cases}$	$\begin{cases} S_{12} : T_y + \frac{T_z}{2} \\ S_{22} : T_x + T_y + T_z \end{cases}$	$\begin{cases} S_{13} : 0 \\ S_{23} : \frac{T_z}{2} \end{cases}$

Tableau IV. 12: Calcul des largeurs des impulsions pour chaque secteur.

### IV.4.1.3. Génération des impulsions de commande

La figure IV .11 indique les répartitions (fonctions logiques) associées aux interrupteurs des demi-bras supérieurs, sur une période d'échantillonnage  $T_e$  des vecteurs tension à appliquer pour le premier triangle du premier secteur du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux. Les fonctions logiques des interrupteurs des demi-bras inférieurs se déduisent par complémentation. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage [CHE.15,1].

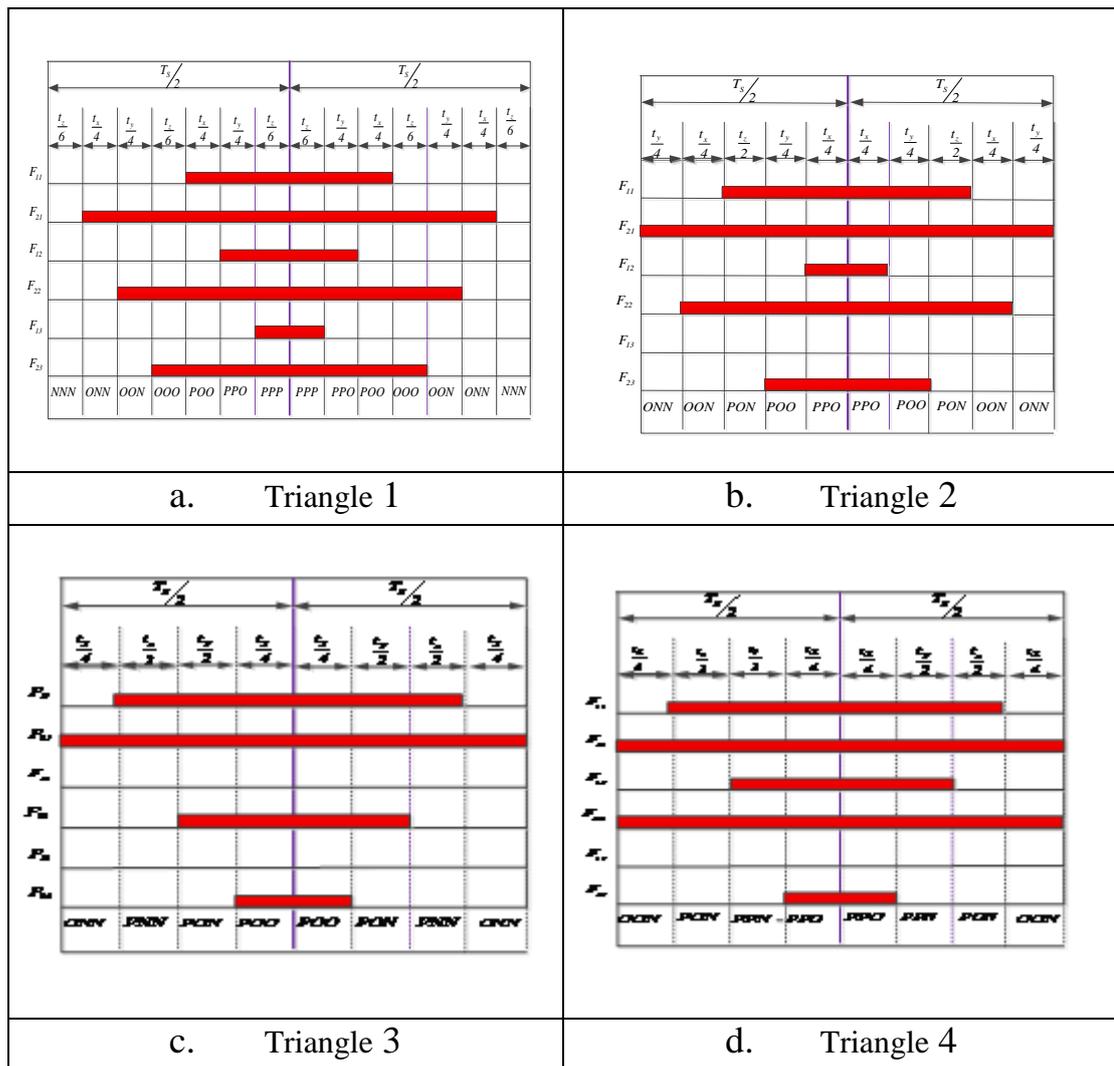


Figure (IV.11) Fonctions logiques  $F_{ij}$  dans les quatre régions du premier secteur

De la même manière, on déduit les autres matrices de projection des autres tétraèdres pour les différents triangles des différents secteurs.

Dans les quatre régions du premier secteur. On résume l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.

Cet algorithme consiste à effectuer les étapes suivantes :

- A partir des tensions de références  $v_1^*$ ,  $v_2^*$  et  $v_3^*$  on déduit le vecteur de référence  $v_s^*$  et ces composantes  $v_\alpha^*$  et  $v_\beta^*$ , ainsi que ses coordonnées polaires..
- A partir de  $\theta$  on déduit le secteur  $s$  du diagramme vectoriel contenant le vecteur  $v_s^*$ .
- le tableau 1.6 donne la durée d'application de chaque état.
- A partir de ce tableau, on déduit la séquence des états durant chaque période d'échantillonnage.
- A partir de cette séquence, on déduit l'état ouvert ou fermé de chaque interrupteur, à tout instant.

#### IV.5. La Commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC par la technique DTC-SVM

Dans la commande DTC-SVM, les coordonnées  $dq$  du vecteur tension de la référence peuvent être directement calculées à partir de l'état des régulateurs du couple et du flux. L'expression des coordonnées de tension est la suivante. [BER-16], [CHE-11].

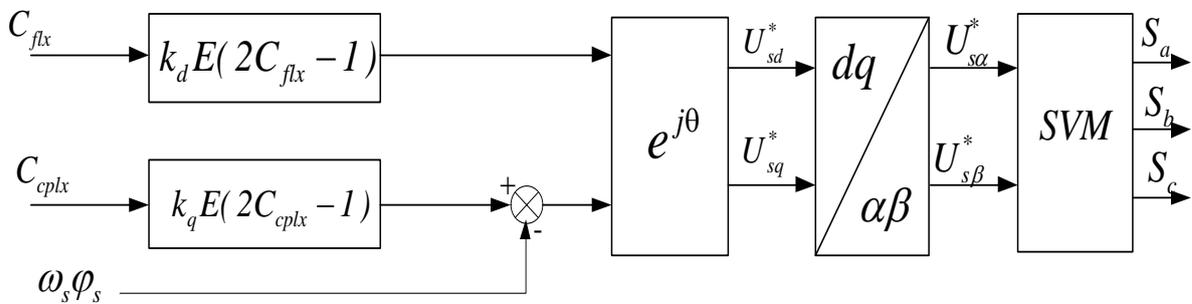


Figure. IV.12 Principe du vecteur tension de référence

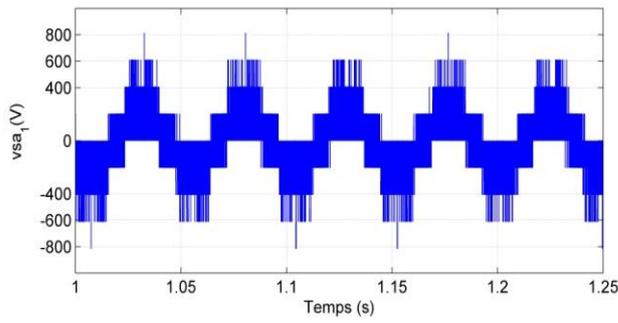
Où  $C_{cplx}$ ,  $C_{flx}$  sont les résultats binaires on-off respectivement du couple et du flux. Avec  $C_{cplx}, C_{flx} \in \{0,1\}$ .

$K_d, K_q$  sont des coefficients qui appartiennent à l'intervalle  $[0,1]$ . Quant à  $\omega_s$  correspond à la dérivée de la position estimée de la vecteur du flux statorique. Les équations du stator dans le repaire  $d, q$  sont.

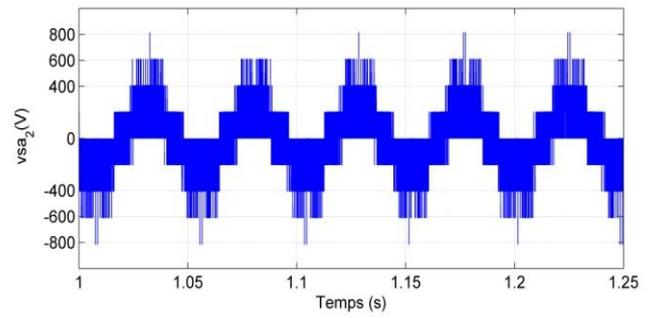
$$\begin{cases} U_{sd} = R_s I_{sd} + \dot{\varphi}_{sd} \\ U_{sq} = R_s I_{sq} + \dot{\varphi}_{sq} \end{cases} \quad (IV.12)$$



- L'indice de modulation est le maximum pour un mode de fonctionnement linéaire ( $m=1$ ).

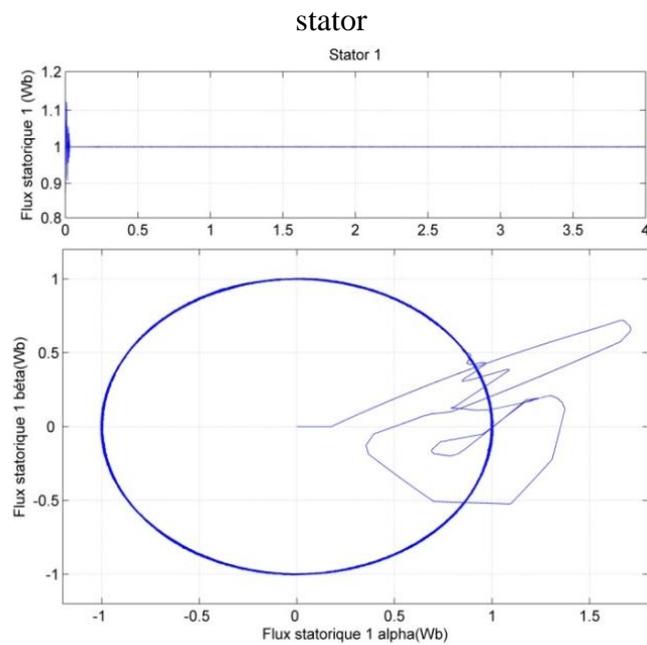


(a)



(b)

Figure. IV.14. Tensions de sortie des deux onduleurs commandés par SVM, (a) stator 1 et (b)



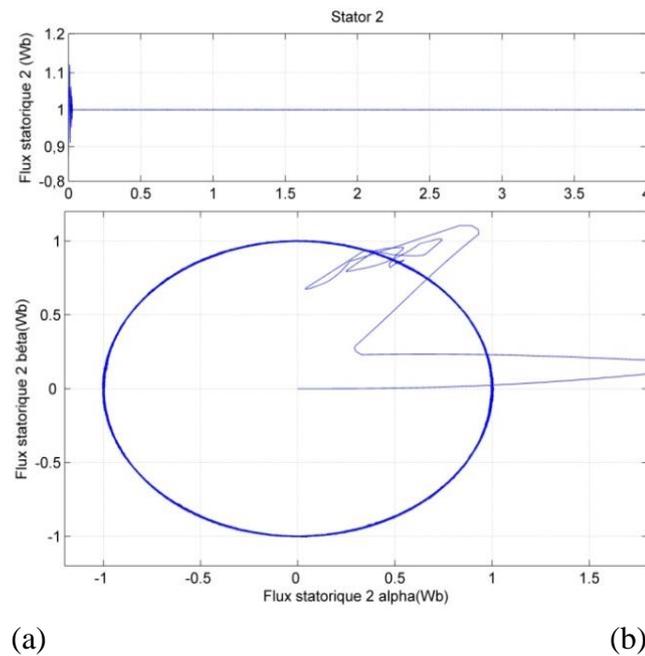


Figure. IV.15. Réponse du flux statorique et sa trajectoire dans le plan d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM, (a) stator 1 et (b) stator 2

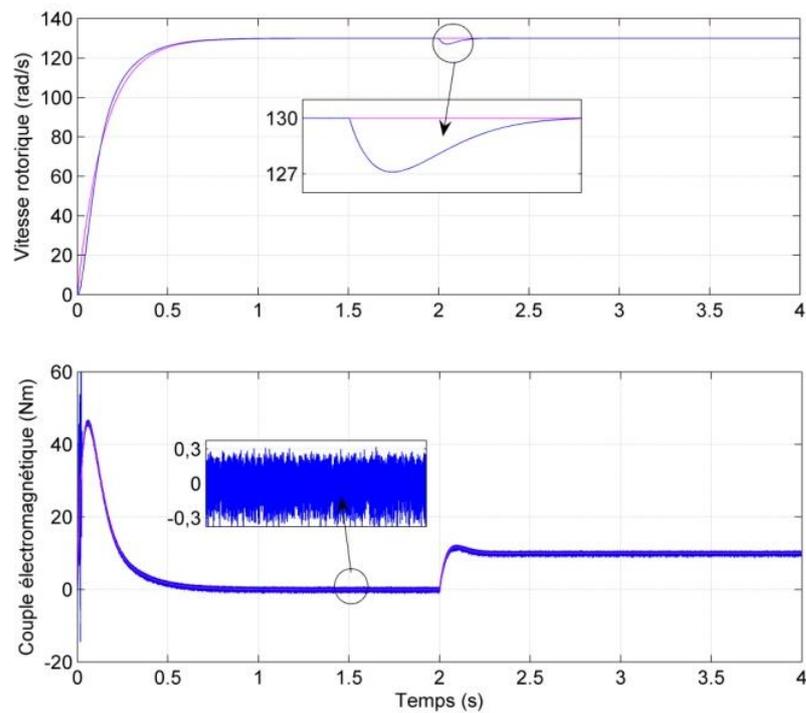


Figure. IV.16. Réponse de la vitesse et du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commander par DTC-SVM

La figure IV.16 présente la réponse de la vitesse et du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandé par DTC-SVM.

Avec une consigne du flux statorique constante, on a obtenu un découplage idéal entre flux et couple électromagnétique, la vitesse est obtenue sans dépassement et le rejet de la

perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique suit sa référence.

### Tests De Robustesse :

#### a- Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse

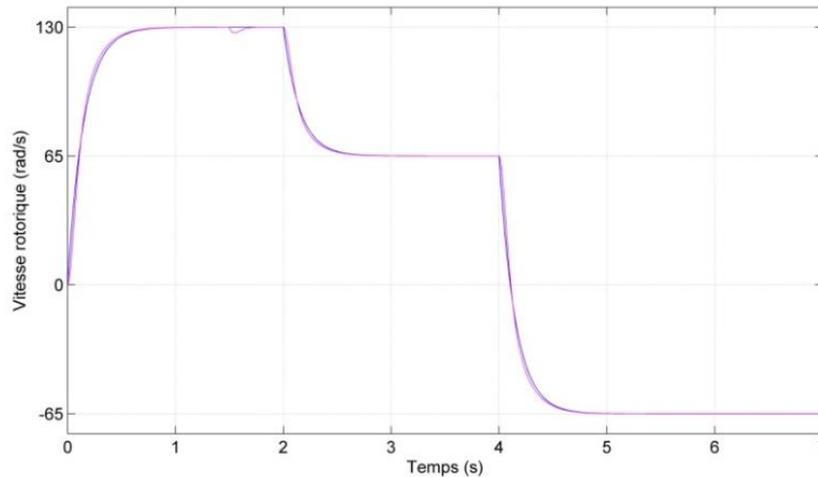


Figure. IV.17.. Réponse de la vitesse d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandée par DTC-SVM

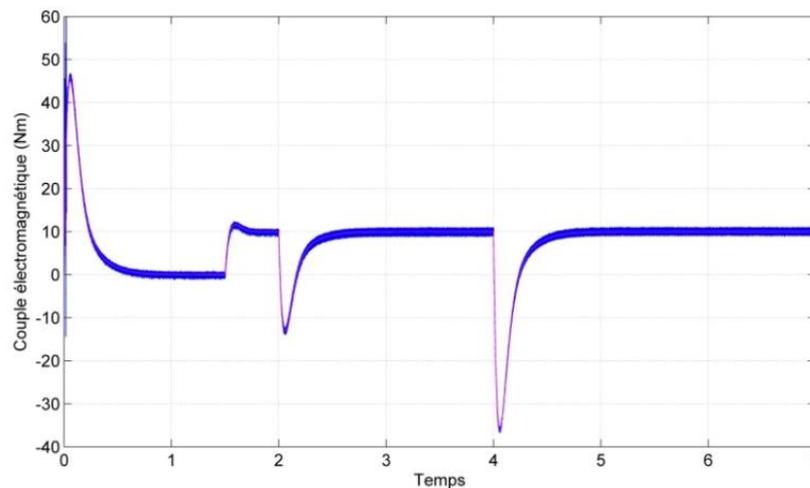


Figure. IV.18. Réponse du couple d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandée par DTC-SVM

Dans cette section et pour tester la robustesse de cette commande vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (130 rad/sec) à (65 rad/sec) à (-65 rd/sec), avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant  $t = 1.5$  sec.

Les résultats de simulation obtenus (figure IV.17 et IV.18) montrent clairement que :

La réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec.

Le couple électromagnétique atteint -39 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative.

#### **IV.6 Conclusion :**

Nous avons étudié dans ce chapitre une structure du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double stator avec des différentes améliorations en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple et nous avons amélioré la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux  $\Phi_s$ .

Ainsi, nous avons établi une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension est plus optimale.

Les techniques du contrôle et de mesure sont basées sur les modèles de connaissance des processus, mais l'analyse mathématique de ces derniers n'est pas toujours facile.

Pour y remédier, on va utiliser la commande par la DTC-SVM-ANN dans le chapitre suivant.

## *Chapitre V*

*La Commande DTC-SVM-  
ANN de la MASDE  
alimentée par deux  
onduleurs à trois niveaux  
à structure NPC*

*La vitesse est estimée par  
la technique MRAS*

---

## **V.1 Introduction**

Compte tenu de la haute dynamique du couple de la structure DTC sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double étoile obtenue par les différents algorithmes que nous avons proposés. On envisage dans cette partie l'application de ces derniers pour commander une machine à double étoile, qui répond bien au besoin d'une application de forte puissance. Ainsi, nous allons développer un modèle simplifié sur le lequel nous appliquerons notre stratégie de contrôle.

Notre travail sera axé sur un modèle simple de la machine asynchrone double étoile, qui présente plusieurs avantages comme la robustesse et la fiabilité, et qui répond à des critères de performances meilleurs que ceux de la machine simple car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique. De plus, en cas de problèmes, une marche à demi-moteur est possible pour assurer un fonctionnement continu.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des onduleurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. Il existe plusieurs techniques de contrôle par la modulation des largeurs d'impulsions, telles que la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis [VOD-09], [YUA-99], et la modulation vectorielle [KED-08], [MEH-09]. La modulation vectorielle, proposée par [VAN-88] est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur à trois niveaux, ce type de modulation devient de plus en plus compliqué, à cause de l'augmentation en exponentielle du nombre des positions possible pour le vecteur tension de sortie et qui consiste à approximer le vecteur tension de sortie de l'onduleur hexa-phase à trois niveaux par une combinaison des vecteurs limitant le secteur contenant ce vecteur de tension. Cette méthode peut provoquer des changements brusques dans la tension de sortie, dus au passage du vecteur tension de référence d'un secteur à une autre lors de sa rotation dans le plan complexe. Ces changements brusques sont alors à l'origine de l'augmentation du taux d'harmoniques. En plus, avec cette méthode typique, on a besoin de calculer à chaque période d'échantillonnage les séquences des états de l'onduleur et les durées pendant lesquelles on doit appliquer chaque séquence (comme SVM à deux niveaux), ce qui provoque une augmentation considérable du temps de calcul dans le cas des onduleurs à trois niveaux aux bien à niveaux élevés. Afin de relever encore le niveau de performances en termes du temps de calcul, les réseaux de neurones artificiels à des propriétés en termes de rapidité

et d'apprentissage, on va utiliser la technique des réseaux de neurones artificiels dans le but d'imiter le contrôleur SVM pour la génération des signaux de contrôle des onduleurs à trois niveaux.

Dans ce chapitre, on proposera une extension vers une augmentation du niveau de tension et un raisonnement SVM-RNA du concept de contrôle direct du couple DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile. Cette extension portera sur la génération du vecteur tension appliquée à la machine asynchrone double étoile en fonction du nombre de niveaux de tensions générées par les deux onduleurs à trois niveaux [MER-08]. Cette nouvelle approche de commande directe du couple nous permettra d'améliorer les performances de la machine asynchrone double stator alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC. Ces derniers temps, l'optimisation des algorithmes DTC à base d'un onduleur à trois-niveaux à structure NPC a été un thème d'actualité dans plusieurs publications scientifiques [ABD-11]. Ainsi, dans ce travail nous proposerons une approche de contrôle basée sur la modulation vectorielle et les Réseaux de Neurones Artificiel que nous qualifions de DTC-SVM-RNA sans capteur de vitesse.

La table de commutation du système classique est remplacée par un ensemble de système SVM-RNA. La vitesse est estimée par la technique MRAS

## **V.2 Les réseaux de neurones :**

Le réseau de neurones est un ensemble d'entités (neurones), considéré comme un modèle mathématique de traitement réparti, et d'une connaissance connexionniste, composé de plusieurs ensembles de neurones formels de calcul non-linéaire (est un ensemble d'opérateurs non-linéaires interconnectés) [RIV-95], fonctionnant en parallèle et connectés dans la majorité des cas en couches entre eux par des poids [AMM.07] recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont les activités de certains neurone. Ces signaux d'entrée et de sortie d'un réseau de neurones sont constitués de suites numériques. Un réseau de neurones est donc considéré comme un filtre non linéaire à temps discret.

Le réseau de neurones artificiels est une inspiration de W. James, célèbre psychologue américain, et remonte à 1890 où il introduit le concept de mémoire associative. Il propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage des réseaux de neurones, connue en 1949 par le nom de loi de **Hebb**. Après quelques années de 1949, **J. Mc Culloch** et **W. Pitts**, donnent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au

comportement binaire). Ce sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes.

C'est ensuite que **D. Hebb**, physiologiste américain, présente en 1949 les propriétés des neurones par le conditionnement chez l'animal. Ainsi, un conditionnement de type pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraîne chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose, explique en partie ce type de résultats expérimentaux.

En 1957, F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron, il construit le premier neuro-ordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance des formes. Notons qu'à cette époque les moyens à sa disposition étaient limités et c'était une prouesse technologique que de réussir à faire fonctionner correctement cette machine plus de quelques minutes. C'est alors qu'en 1960, l'automaticien B. Widrow développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Element). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron. Cependant, la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de rétropropagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les Perceptrons Multi Couches. **M. Minsky** et S. Papert publient ensuite en 1969 un ouvrage qui met en évidence les limitations théoriques du Perceptron. Ces limitations concernent l'impossibilité de traiter des problèmes non linéaires en utilisant ce modèle. Quelques années d'ombre se sont ensuite succédé de 1967 à 1982. Le renouveau de cette discipline reprend en 1982 grâce à **J. J. Hopfield** qui a introduit un modèle de réseau de neurones complètement récurrent. Les cartes auto-organisatrices de Kohon en mettent en place une règle d'apprentissage non supervisée fondée sur la compétition. Enfin, en 1986, **D. Rumelhart**, **G. Hinton** et **R. Williams** ont publié l'algorithme de rétro propagation du gradient de l'erreur pour les perceptrons multicouches, ouvrant la voie à de nombreuses applications. A partir de ce moment, la recherche sur les réseaux de neurones a connue plusieurs applications aux cours des années.

Les réseaux de neurones ont été employés, aujourd'hui, dans plusieurs applications diverses telles que la reconnaissance des formes, la prévision du marché financier et la modélisation et commande de processus.

## V.2.1 Architecture des réseaux de neurones

L'architecture d'un réseau est définie par le graphe du réseau. Pour caractériser un réseau de neurones, il est pratique d'utiliser son graphe. S'il n'y a pas de cycle dans ce graphe, le réseau est non bouclé. Sinon, il est bouclé. Pour cette raison, nous distinguons les deux types de réseaux suivants [NER-92] [RIV-95] :

### V.2.1.1 Les réseaux statiques ou non bouclés

Un réseau non bouclé de neurones réalise une (ou plusieurs) fonctions algébriques de ses entrées, par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones. Le graphe des connexions de ces réseaux est acyclique (figure V.1), l'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière. Ils réalisent des fonctions algébriques de leurs entrées dont les valeurs numériques sont calculées par des programmes d'ordinateurs dans la très grande majorité des applications [DRE-98], [CHE-15,2].

La figure V.1 représente un réseau non bouclé de neurones qui a une structure particulière, est très fréquemment utilisée : Il comprend des entrées, une couche intermédiaire entre les entrées et les sorties appelée couche cachée et des neurones de sortie. Les neurones de la couche cachée ne sont pas connectés entre eux. Cette structure est la configuration la plus classique et est appelée perceptron multicouche [CHE-15,2].

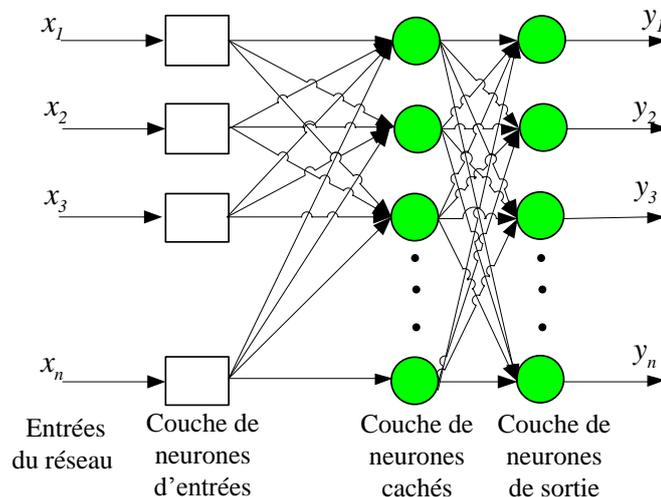


Figure (V. 1) Réseau de neurone non bouclé 2016.

Les réseaux de neurones non bouclés sont des objets statiques : si les entrées sont indépendantes du temps, les sorties le sont également. Les connexions se font d'une couche à la suivante sans qu'il y ait de connexion entre couches non adjacentes. Cette architecture est également appelée réseau à deux couches puisqu'il y a deux couches de poids ajustables :

celle qui relie les entrées aux neurones cachés et celle qui relie les neurones cachés au neurone de sortie. Ils sont utilisés, principalement, pour effectuer des tâches d'approximation de fonction non linéaire, de classification ou de modélisation de processus statiques non linéaires [CHE.15,1].

### **V.2.1.2. Les réseaux dynamiques ou bouclés**

Contrairement aux réseaux non bouclés de neurones, le graphe des connexions de ces réseaux est cyclique et possède au moins un cycle, qui est décrits par une (ou plusieurs) équations différentielles. Ces équations différentielles sont réalisées dans la majorité des applications par des programmes d'ordinateurs, et pour les systèmes à temps discret nous remplaçons les équations différentielles par des équations aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards non nuls associés à chacune des connexions pour éliminer le problème de la détermination de l'état du réseau par bouclage, ce qui permet de conserver le mode de fonctionnement séquentiel du réseau.

La forme particulière des équations régissant un réseau de neurones bouclé est appelée forme canonique. Elle est constituée d'un graphe acyclique. Certaines sorties de ce graphe reliées à ses entrées par des connexions à retard (en retour) figure V.2, un réseau de neurones bouclé est donc un système dynamique.

Les équations aux différences régissant ce réseau de neurones bouclé sont décrites par :

$$\begin{cases} x(k+1) = \varphi[x(k), u(k+1)] \\ y(k+1) = \psi[x(k+1), u(k+1)] \end{cases} \quad (\text{V-1})$$

où  $\varphi$  et  $\psi$  sont des fonctions non linéaires réalisées par un réseau de neurones non bouclé qui dépendent de la structure de la partie acyclique du réseau.  $k$  désigne le temps (discret),  $x(k)$  est le vecteur d'état à l'instant  $k$ ,  $u(k)$  est le vecteur des variables de commande exogènes,  $y(k)$  le vecteur des sorties.

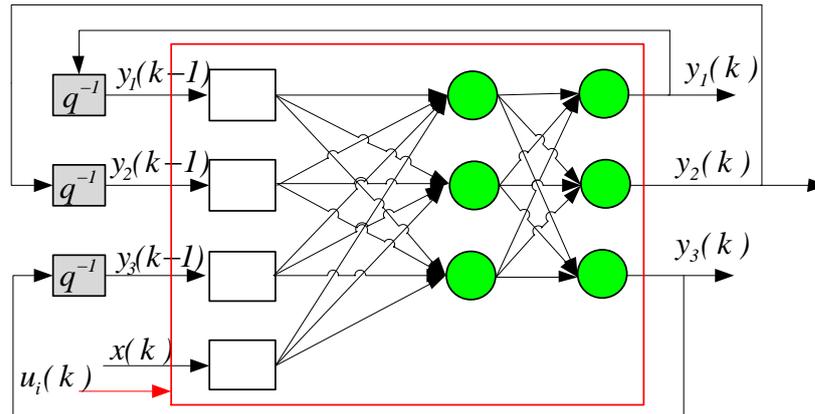


Figure (V. 2) Réseau de neurone bouclé.

Les réseaux de neurones bouclés sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation de systèmes dynamiques, de commande de processus.

### V.3.1.3 Réseau de neurones multicouche MLP (Multi Layer Perceptron)

Dans le cas d'un réseau multicouche (MLP), les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche, et les connexions ne se font qu'avec les neurones de couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées (figure V.3) [LAR-02], [CHE-13], [CHE-14], [CHE.15-2].

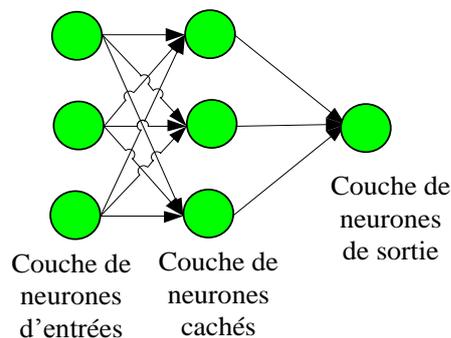


Figure (V. 3.) Réseau de neurone multicouche (MLP).

## V.4 Fonctions d'activation

La fonction de transfert ou d'activation définit la valeur de sortie d'un neurone en termes de niveaux d'activité de ses entrées. Chaque neurone calcule sa valeur de sortie  $y$  à partir

de la somme pondérée de ses entrées et de ses poids. Les différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au figure V.4. Les trois les plus utilisées sont les fonctions «seuil», «linéaire» et «sigmoïde» [CHE-14], [PAR-04], [CHE-15,2].

La fonction d'activation  $f$  doit être, en général, saturable pour éviter des valeurs en sortie trop élevées qui peuvent déstabiliser le réseau.

Dans sa première version, le neurone formel était donc implémenté avec une fonction à seuil, mais de nombreuses versions existent. Ainsi le neurone de *M Culloch* et *Pittsa* été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres fonctions d'activation, comme les fonctions linéaires ou les sigmoïdes par exemple.

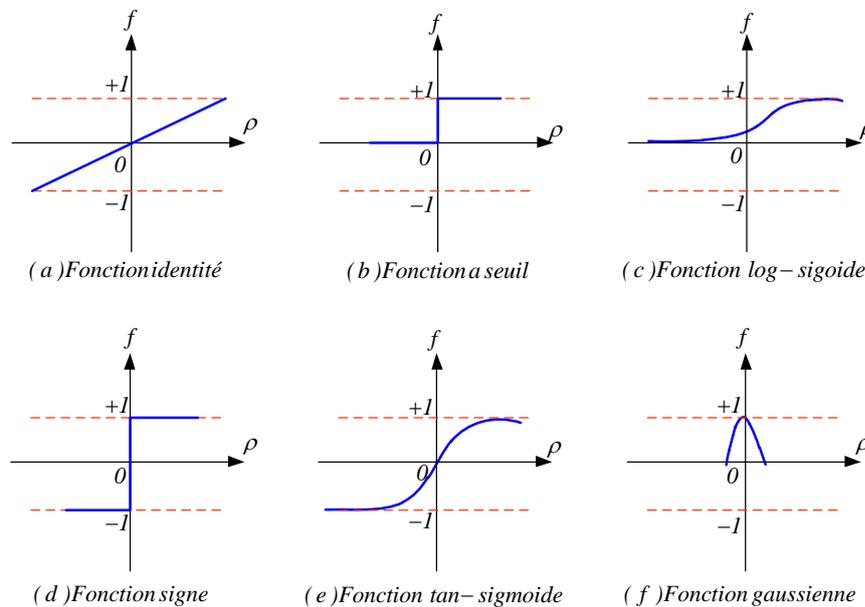


Figure (V. 4) Fonctions d'activation.

Nous allons présenter les différents types de fonctions d'activation les plus utilisées, avec leurs équations mathématiques et leurs dérivées [IMA-05].

#### V.4.1 Fonction identité (purelin dans Matlab)

Dans ce cas, la sortie du neurone est égale au produit scalaire du vecteur d'entrée par le vecteur de poids.

$$\delta = f(p) = p \tag{IV- 2}$$

#### V.4.2 Fonction à seuil (hardlim dans Matlab)

Dans ce cas, la fonction  $f$  est booléenne. Si le produit scalaire  $p$  dépasse un certain seuil  $\delta$  le neurone répond par 1. Mais si  $p$  est inférieur ou égal à  $\delta$ , le neurone répond par 0.

$$f(p) = \begin{cases} 0 & \text{si } p < \delta \\ 1 & \text{si } p \geq \delta \end{cases} \quad (\text{IV- 3})$$

#### V.4.3 Fonction signe (hardlims dans Matlab)

Comme dans le cas précédent, la fonction  $f$  est une fonction binaire. Si  $p$  est supérieur à  $\delta$  la sortie est +1, autrement, si  $p$  est inférieur ou égal à  $\delta$  la sortie est -1.

$$f(p) = \begin{cases} -1 & \text{si } p < \delta \\ 1 & \text{si } p \geq \delta \end{cases} \quad (\text{IV- 4})$$

#### V.4.4 Fonction sigmoïde (logsig dans Matlab)

Dans ce cas,  $f$  est une fonction sigmoïde prenant ses valeurs sur l'intervalle  $[0, 1]$ .

$$f(p) = \frac{1}{1 + e^{-p}} \quad (\text{IV- 5})$$

#### V.4.5 Fonction tangente hyperbolique (tansig dans Matlab)

Il s'agit d'une fonction sigmoïde (tangente hyperbolique) prenant ses valeurs sur l'intervalle  $[-1, 1]$  suivant l'expression :

$$f(p) = \frac{e^p - e^{-p}}{e^p + e^{-p}} \quad (\text{IV- 6})$$

### V.5. Apprentissage des réseaux de neurone artificiels

Une fois l'architecture d'un réseau de neurones choisie, il est nécessaire d'effectuer un apprentissage pour déterminer les valeurs des poids permettant à la sortie du réseau de neurones d'être aussi proche que possible de l'objectif "désiré". Cet apprentissage est réalisé par la modification des poids de connexions par des algorithmes mathématiques (algorithmes d'apprentissage) [LAR-02], [CHE-13], [CHE-14], [CHE-15,1].

Il existe de nombreux algorithmes d'apprentissage qui peuvent être regroupés en trois types: *Apprentissage supervisé, non supervisé, et renforcé.*

### V.5.1 Commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC

L'application de la technique des réseaux de neurones (ANN) dans la commande DTC-SVM de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux est simple et a permis la résolution de plusieurs problèmes liés au contrôle de ce système.

Dans notre travail sur la commande DTC-SVM de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, nous remplaçons les deux blocs de SVM par deux blocs ANN qui délivrent les impulsions des deux onduleurs à trois niveaux [DJE-15].

Pour réaliser un réseau de neurone, il faut:

- choisir les variables d'entrée et de sortie du bloc ANN.
- Construire de la base d'apprentissage.

#### V.5.1.1 Choix des variables d'entrée et de sortie du bloc ANN

Les deux variables d'entrée sont les tensions de références  $U_{s\alpha}^*$  et  $U_{s\beta}^*$ .

Les sorties sont représentées par les impulsions qui est utilisé pour le contrôle des deux onduleurs (Figure V.5).

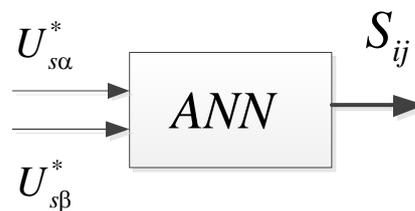


Figure V.5 variables d'entrée et de sortie du bloc ANN

#### V.5.1.2 Construction de la base d'apprentissage

Chaque réseau de neurones remplit une fonction bien définie dépendant de l'architecture choisie (nombre de couches cachées et nombre de neurones dans chaque couche cachée). Le problème est de trouver une structure qui donne de très bons résultats sans qu'elle soit trop complexe [ROU-12], [CHE-15,2] [BEN-15]. Pour cela, nous avons fait plusieurs essais pour déterminer l'architecture optimale du réseau.

Le choix le plus judicieux était de prendre une structure de réseau de neurones multicouche à connexion local à une seule couche cachée contenant 14 neurones, utilisant la fonction d'activation sigmoïde (figure V.6).

La base d'apprentissage de l'ANN est mise sous forme de fichier ou de tableau (matrice) et utilise l'algorithme de rétro-propagation pour la phase d'apprentissage (3000 exemples d'apprentissage) [BER-16].

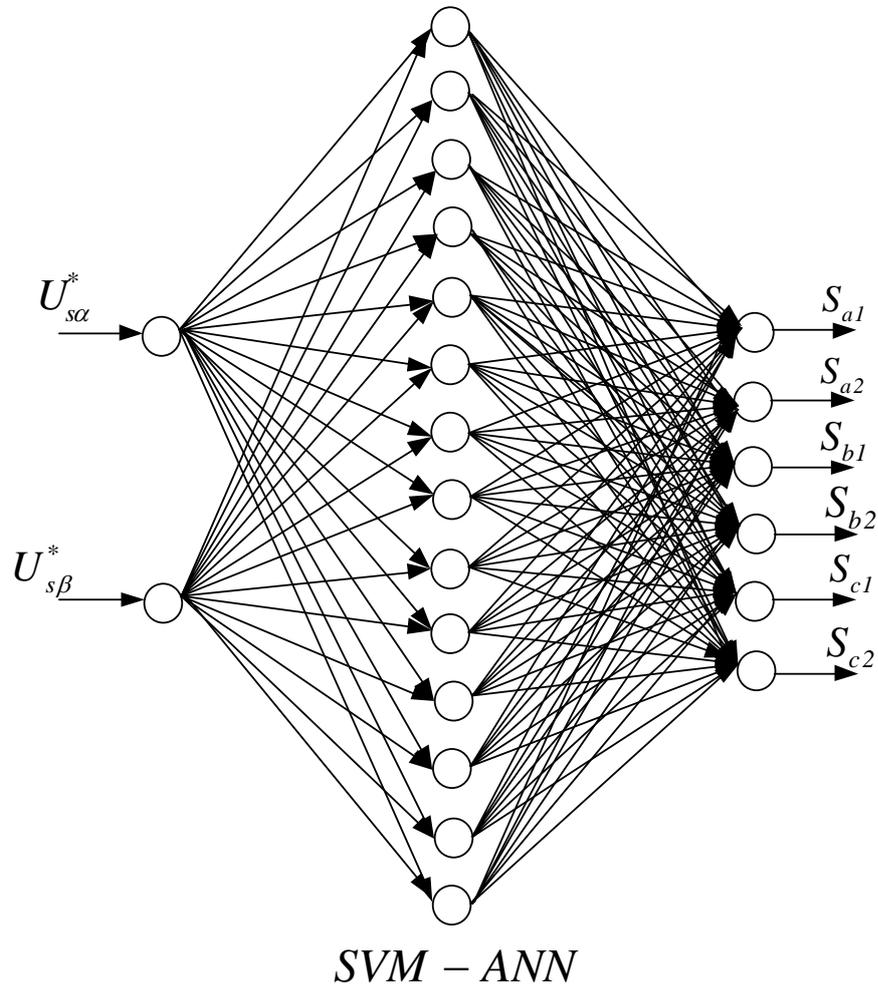


Figure (V-6) .Structure du réseau de neurones utilisé pour la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs a trios niveaux.

La figure V.7 montre le schéma bloc de la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux.

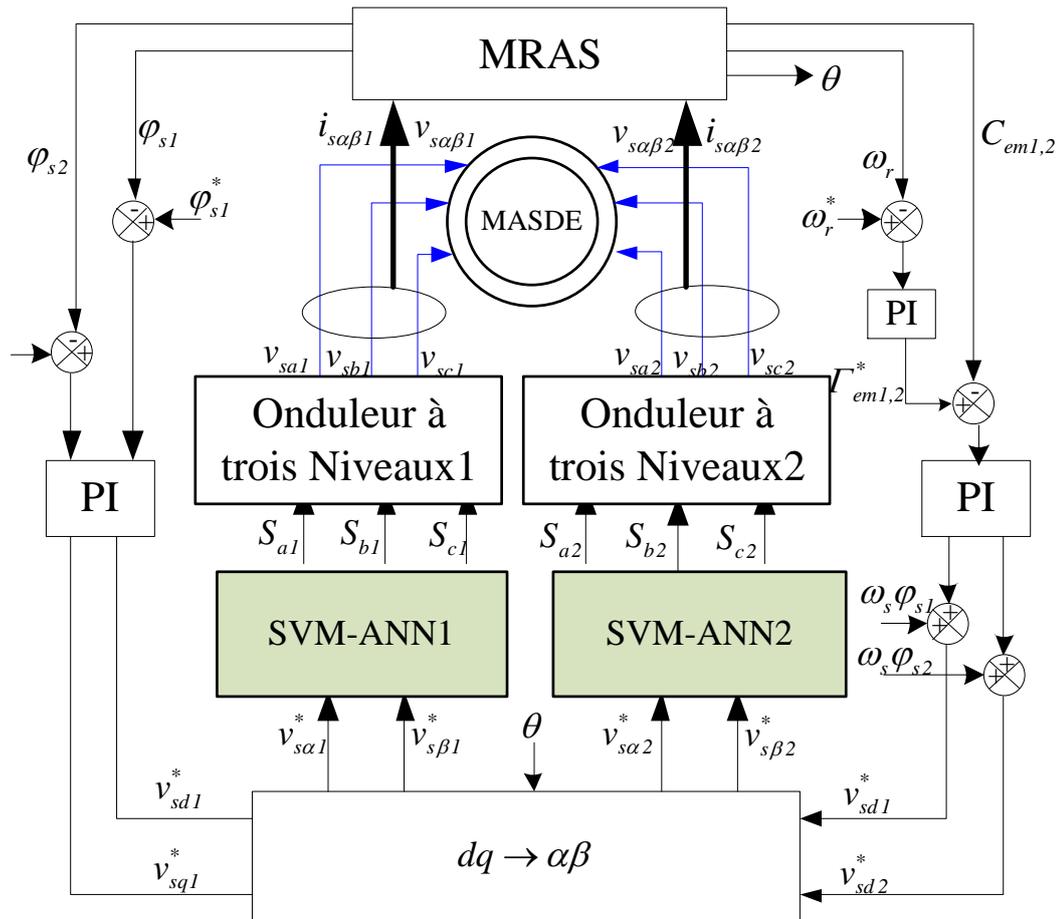


Figure. V.7. Schéma bloc de la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux

## V.6. Résultats de simulation

Les résultats de simulations obtenus dans le cas de la commande DTC-SVM-ANN de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, lors de l'application d'un couple résistant  $C_r=10Nm$  à l'instant 2s à l'arbre de la MASDE, sont donnés par les figures V.8, V.9 et V.10.

Figure.11 (a), (b) et (c) indique la vitesse et le couple lors de l'application: (a) DTC, (b) la technique Space Vector Modulation (DTC-SVM) et technique (c) Space Vector Modulation optimisée Artificial Réseau Neuronal (SVM-ANN) qui commande les interrupteurs à trois niveaux à six phases inverseur respectivement, pour une vitesse de 130 rad / s de référence. On observe que, le transitoire, le temps de réponse et des ondulations d'état stationnaire sont réduits avec des techniques de contrôle DTC-SVM-ANN DTC-SVM.

Figure. 12 (a), (b) et (c) montrent la réponse temporelle de flux de stator et le stator flux circulaire pour: (a) DTC, (b) la technique Space Vector Modulation (DTC-SVM), et (c)

la technique Space Vector Modulation optimisé par Artificial Neuronal réseau (DTC-SVM-ANN). Le DTC classique utilise une commande de flux constant de 1 Wb avec une grande ondulation, alors que SVM et SVM-ANN réduit l'ondulation de flux à un montant inférieur considérable. La trajectoire de flux en douceur pour la technique proposée confirme la réduction du couple d'entraînement, le flux, le courant de stator et le temps de réponse de vitesse.

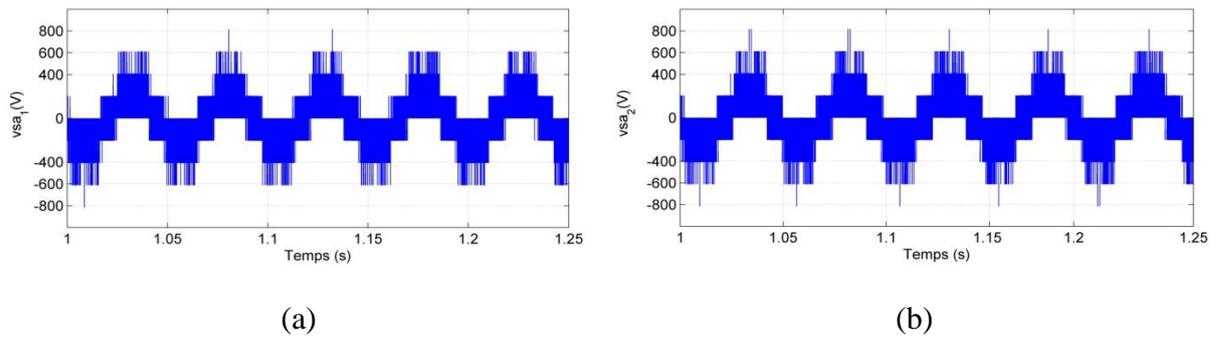


Figure. V.8. Tensions de sortie des deux onduleurs commandés par SVM-ANN, (a) stator 1 et (b) stator 2

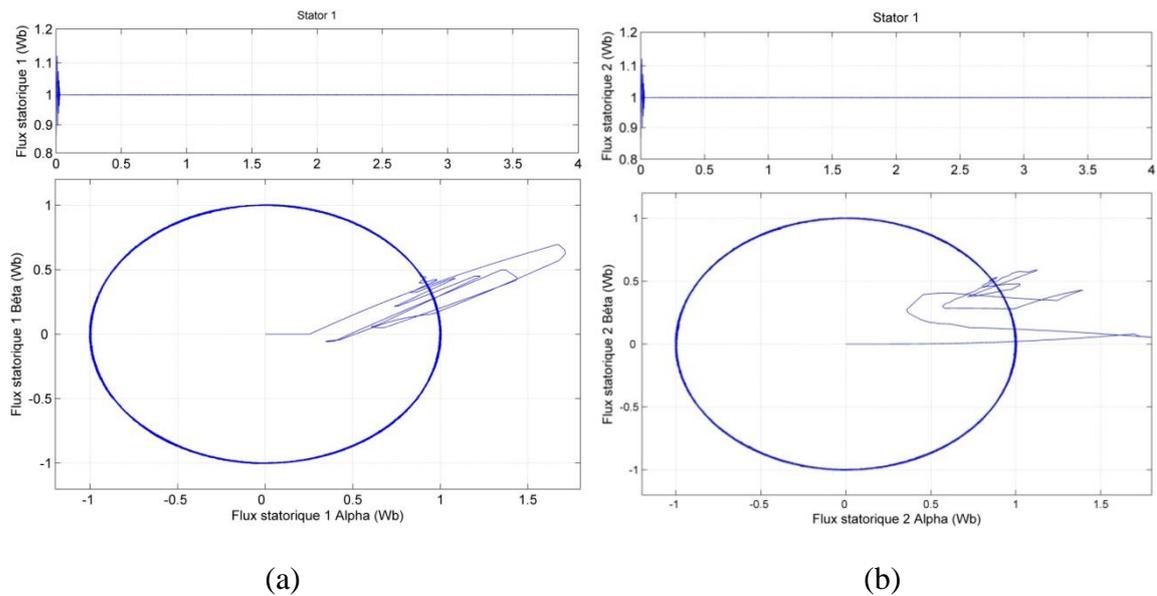


Figure. V.9. Réponse du flux statorique et sa trajectoire dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , (a) stator 1 et (b) stator 2

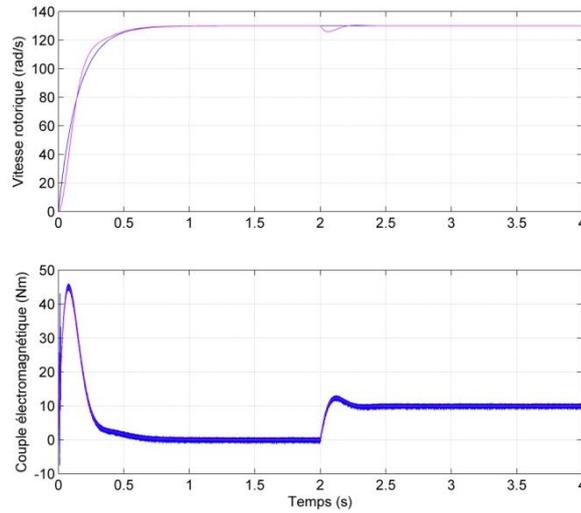


Figure. 5.10. Réponse de la vitesse et du couple

Les résultats obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence sans dépassement, mais après l'application de la charge la réponse de vitesse représente un léger dépassement et la commande rejette la perturbation.

La réponse du module du flux est représenté sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence.

Le couple présente une réponse rapide avec une réduction importante de dépassement. Comme il est illustré sur la figure.

**- Tests De Robustesse :**

**Test de robustesse vis à vis la variation de la vitesse :**

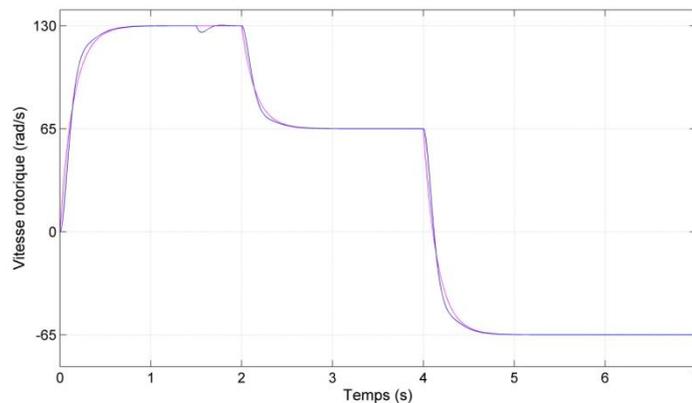


Figure. 5.. Réponse de la vitesse.

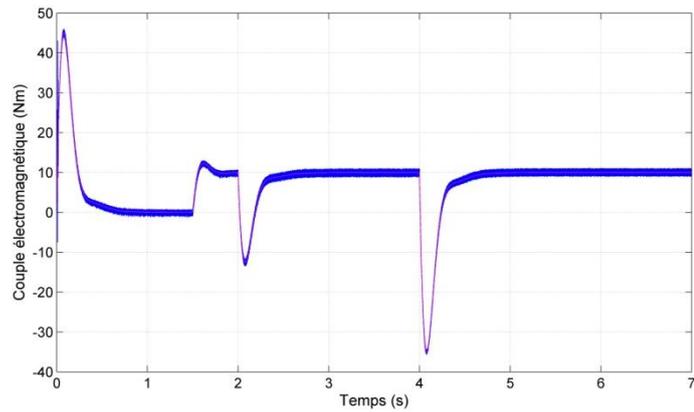


Figure. 5.. Réponse du couple

### V.8 .1. Interprétations des résultats

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que :

- L'erreur statique est pratiquement nulle, soit pour la vitesse, soit pour le couple
- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Le temps de réponse est très rapide.

Le système répond positivement à ce test.

### V.9. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande d'une machine asynchrone à double étoile par le control directe du couple basée sur les réseaux de neurones artificiels.

Les résultats obtenus par simulation mettent en valeur les performances de cette technique de commande dépassement, robustesse rapidité....etc, mais la réponse de flux statorique présente un régime transitoire un peu lent, dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée).

# *Conclusion Générale*

---

## **Conclusion générale**

Le but visé à travers ce travail été l'étude, la modélisation et la commande, par deux techniques robustes, de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée en tension, dont la première technique est le contrôle direct du couple (DTC) à base des régulateurs classique PI et la deuxième technique est le contrôle direct du couple par SVM DTC -SVM).

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile où on a présenté les modes de fonctionnement, les avantages et inconvénients de cette dernière.

Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette machine, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation. Parlez plus de ces résultats

Etant donné que le réglage de la vitesse est un élément crucial, on a appliqué le contrôle direct du couple (DTC) qui possède plusieurs avantages par rapport aux commandes classiques (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc).

Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de cette commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement et les courts temps de réponse, elle présente également un autre avantage, c'est celui d'une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Ainsi dans cette technique, on ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Et dans le but d'améliorer ces résultats, nous avons développés deux autres techniques de commande dite contrôle directe du couple (DTC -SVM), et (DTC-SVM-ANN).

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de cette dernière ont montrés que cette technique de réglage apporte quelques améliorations remarquables par rapport au régulateur PI, où il offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiat et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite, comme nous avons vu dans le cinquième chapitre.

**Suggestions et perspectives :**

Suite à cette étude et pour la continuité des recherches relatives à ce travail, quelques suggestions et perspectives peuvent être envisagées :

- L'implémentation des commandes présentées dans cette thèse dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarization, etc ...
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

## Les paramètres de machine asynchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220\text{V}$
Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0625 \text{ kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N. m. s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
La vitesse nominale	$N = 3000\text{tr/min}$

## Références bibliographiques

- [ABD-11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [ABD-97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [ABD97a] K. Abdelmalek « Filtrage Actif du Couple de Machines Electriques de Forte Puissance, » Thèse de Doctorat, à l'Institut National Polytechnique de Lorraine de France 1997
- [ALB-06] A. Albacha, M.T. Lamchich, M. Charkaoui « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement » Physical and Chemical News ISSN 1114-3800PP, 2006.
- [AMM.07] M. Y. Ammar « mise en oeuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition batch/continu », Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse. 17 juillet 2007.
- [AMR-15] F. Amrane, A. Chaiba, S. Mekhilef « Comparative Study on the performance of Fuzzy-PID and MRAC-PID Controllers based on DPC with SVM for DFIG using MPPT Strategy » ICEE'15- IEEE, The 4th International Conference on Electrical Engineering- December 13th to 15th, 2015, Boumerdes, Algeria.
- [AMR-16] F. Amrane, A. Chaiba, S. Mekhilef « High performances of Grid-connected DFIG based on Direct Power Control with Fixed Switching Frequency via MPPT Strategy using MRAC and Neuro-Fuzzy Control » Journal of Power Technologies, Vol 96, No 1, 2016.
- [ARC-99] A.M. Arcker « Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines Asynchrones de grande puissance » Thèse de doctorat, INP Toulouse. 1999
- [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 de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [BAR.05] P. Barbosa, P. Steimer, L. Meysenc, M. Winkelkemper, J. Steinke, N. Celanovic, « Active Neutral-Point-Clamped Multilevel converters », IEEE, 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), pp. 2296–2301, 2005.
- [BEN-10] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentés », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.
- [BEN-14] A. Benzaioua « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée » Thèse de Doctorat en Sciences, Université du Québec à Chicoutimi. 2014.
- [BEN-14] A. Benzaioua « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée » Thèse de Doctorat en Sciences, Université du Québec à Chicoutimi. 2014.
- [BEN-15] E. Benyoussef, A. Meroufel, S. Barkat « Three-Level DTC Based on Fuzzy Logic and Neural Network of Sensorless DSSM Using Extended Kalman Filter » International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2015.

- [BEN-16] I. Benlaloui « Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts " » Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Batna 2. 2016.
- [BER-04] D. Beriber, « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [BER-16] F. Berrabah, S. Salah, A. Chebabhi « SVM Technique based on DTC sensorless control optimized by ANN applied to a double stator asynchronous machine fed by three level six-phase inverter », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2016, Vol:12 N° 2, pp. 571-579.
- [BER-95] M. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à réluctance variable », Revue 3E. In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [BERK-95] E.M. Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs, et indirectes. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux. ». Thèse de doctorat du CNAM. Paris 1995.
- [BOU-09] F. BOUMARAF « Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation » mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.
- [BOU-14] M. Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014.
- [BUH-94] H. BUHLER « Réglage par Logique Floue. », Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [CHE.13] S. Chennai « Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2013.
- [CHE.14] L. Cherroun « Navigation Autonome d'un Robot Mobile par des Techniques Neuro-Floues », these de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014.
- [CHE-10] A. Chebabhi, A. Meroufel, N. Rouabah « Commande directe du couple d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à base de la logique floue », 2èmes journées Internationales d'Electrotechnique, de maintenance et de Compatibilité Electromagnétique, ENSET Oran-Algerie, 2010; 01/2010.
- [CHE-10] A. Chebabhi, A. Meroufel, N. Rouabah, A. Telli, Dj. Khodja « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double stator « hexasphasé » (MASDS). Application de la SVM ». International Conference on Electrical Engineering. UST-Oran, 2010.
- [CHE-11] A. Chebabhi « Stratégies de commande des filtres actifs » Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. Dec 2011.
- [CHE-15,1] A. Chebabhi, M-K Fellah, A. Kessal, M-F Benkhoris « Fuzzy logic controllers for three levels shunt active power filter compensated by three-levels stabilizing Space Vector Modulation to Fixed Switching Frequency and switching losses under balanced and unbalanced load », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2015, Vol:11 N° 1, pp. 357-366.

- [CHE-15,2] A. Chebabhi « Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2015.
- [CHE-15,5,1] A. Chebabhi, M-K Fellah, A. Kessal, M-F Benkhoris « Fuzzy logic controllers for three levels shunt active power filter compensated by three-levels stabilizing Space Vector Modulation to Fixed Switching Frequency and switching losses under balanced and unbalanced load», The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2015, Vol:11 N° 1, pp. 357-366.
- [CHI-10] A. Chaiba « Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle» Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [DJE-07] H. Djeghloud, H. Benalla "Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter", in The International Journal for Computation in Electrical and Electronics Engineering COMPEL, vol. 26, No. 1, pp. 116–117, 2007, © Emerald Publishing Group Limited.
- [DJE-15,2] Y. Djeriri « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2015.
- [DJE-15] Y. Djeriri, A. Meroufel, M. Allam "Artificial neural network-based robust tracking control for doubly fed induction generator used in wind energy conversion systems », 2015.
- [DRE.98] G. Dreyfus « les réseaux de neurones» Mécanique Industrielle et Matériaux, n°51 septembre 1998.
- [ERI-05] S. Eric, "Machines polyphasées pour application maritime. modélisation et contrôle," Journées d'Eté à Lille., Juillet 2005.
- [FAT-14] B. FATIMA « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.
- [HAD-01] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [HAD-02] M.Hadef «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002
- [HAD-06] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual threephase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation," IEEE Trans on Indus Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [HOL-96] J. Holtz, "Methods for speed sensorless control of AC drives," in Sensorless Control of AC Motors, IEEE Press Book, 1996.
- [IMA.05] K. Imarazene «application des réseaux de neurones a la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multi niveaux », Thèse magister, ENP Alger, Juin 2005.

- [KED.08] B. Kedjar, K. Al-Haddad «LQ control of a three-phase four-wire shunt active power filter based on three-level NPC inverter», Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), pp; 1297-1302, 2008.
- [KES-15] A. Kessal, A. Chebabhi, M-K Fellah, L. Rahmani « Sliding Mode Control of Three Levels Shunt Active Power Filter Based on Three Levels Stabilized Space Vector Modulation for power quality Improvement», International Conference automatic control, telecommunication and signals on IEEE (ICATS'15), University of Annaba, Algeria, 11/2015.
- [KHO-11] H.Khoudmi, Massoum.A, Meroufel.A, « Dual star induction motor drive: Modelling, Supplying and control», International journal of electrical and power engineering 5(1):28-34,2011, ISSN: 1990-7958, Medwell journal, 2011
- [KLI-83] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration,” IEEE TransPow App Syst., vol. PAS–102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- [KOT-16] M. Koteich « Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique » Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay. 2016.
- [LAI 96] J. S. Lai, & F. Z. Peng, «Multilevel converters- A new breed of power converters», Transactions on Industry Applications, Vol;32, no3, , pp.509-517, 1996.
- [LAK-14] LAKHDARI Meftah«Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration», Thèse de Magister de l'Université ferhat abbas-setif-1, 2014
- [LAL.09] D. Lalili « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone », Thèse de Docteur, ENP Alger. 2009.
- [LAR-02] E. Larouche, «Exploration de différentes architectures de réseaux de neurones pour la prédiction de la glace atmosphérique sur les conducteurs des réseaux électriques», Maîtrise en ingénierie, Université de Québec, (CANADA) 2002.
- [MEH.09] M. Mehrasa, S. Lesan, S-N-H. Emeni, A. Sheikholeslami «Passivity-Based Control with Dual Lagrangian Model Of Four-Wire Three-Level Three-Phase NPC Voltage-Source Rectifier », IEEE, Special Power Electronics Systems And Applications, 2009.
- [MER-07] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, « Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators»,” CIP'07 4eme Conférence
- [MER-08] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.
- [MIC-01] M. B. Michael , John K. Pedersen, FredeBlaabjerg, “Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation,” IEEE Trans on Indus Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [MUN.09] A. Munduate, E. Figueres, G. Garcera «Robust Model-Following control of a threelevel Neutral Point Clamped shunt active filter in the medium voltage range», Electrical Power and Energy Systems, vol;31, pp; 577–588, 2009.

- [NAB.81] A Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, «A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter», IEEE Trans on Industry Applications, vol;17,no5, pp;518–523, 1981.
- [NER.92] O. Nerrand «Réseaux de neurones pour le filtrage adaptatif, l'identification et la commande de processus», Thèse de doctorat de l'Université Paris VI, 1992.
- [NEY.88] H. Ney, Equipements de puissance, Editions Fernand Nathan, Paris, 1988
- [PAR.04] M. Parizeau « réseaux de neurones» GIF-21140 et GIF-64326, Université laval. Automne, 2004.
- [REZ-11] Hamid-reza .P. N, Pooya D, Abbas.S «A novel structure for vector control of symmetrical-six-phase Induction machines withthreecurrentsensors» ETASR – EngineerinTechnology&Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [RIV.95] I. Rivals « Modélisation et commande de processus par réseaux de neurones ; application au pilotage d'un véhicule autonome», Thèse de doctorat de l'université Paris 6, 1995.
- [RIV.95] I. Rivals « Modélisation et commande de processus par réseaux de neurones ; application au pilotage d'un véhicule autonome», Thèse de doctorat de l'université Paris 6, 1995.
- [ROD.02] J. Rodriguez, Lai Jih-Sheng, and Peng Fang Zheng, «Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications», IEEE Trans on Industrial Electronics, vol; 49, no4, pp; 724–738, 2002.
- [ROU.12] N. Rouabah, T. Bouthiba, A. Chebabhi «Le contrôle directe du couple d'une MAS à base des réseaux de neurones artificiels (DTC-ANN)». 2nd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, CD-R, UST-Oran, 2012.
- [ROU-11] N. Rouabah, A. Chebabhi, M.K. Fellah, DJ. Khodja «Application de la logique floue pour la commande directe du couple d'une MAS (DTC-multi-niveaux)». 7èmes Conférence sur le Génie Electrique CGE'07, CD-R, Ecole Militaire Polytechnique, 2011.
- [SAD-10] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile», mémoire de magister, Univ Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010.
- [SAD-12] R.Sadouni, A. Meroufel, « Performances comparative study of fieldoriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Volume 6, 2012 .
- [SAI-06] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, “Commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux,” 4th International Conference on Electrical Engineering, CEE'06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [SER.07] L-A. Serpa « Current Control Strategies for Multilevel Grid Connected Inverters» Thèse de doctorat en Sciences, Swiss Federal Institute of Technology Zurich Brazil, 2007.
- [SHE.96] L-J. Sheng P-F. Zheng, «Multilevel Converters-A new Breed of Power Converters», IEEE Trans on Industry Applications, vol; 32, no3, pp; 509–517, 1996.

- [SIN-02] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power System Research.*, pp. 139—47, vol. 61, 2002
- [TEO.99] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J-K. Pedersen, E. Cengelci, S-U. Sulistijo, B-O. Woo, P. Enjeti, «Multilevel Converter - A Survey», in *Proceeding of European Conference on Power Electronics and Application (EPE'99)*, Lausanne, Switzerland, 1999.
- [TOU-08] R.Toufouti, «Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone», thèse de doctorat, UnivMentouri de Constantine, 2008
- [VAN.88] H-W. Van Der Broeck, H-C. Skudelny, G-V. Stanke, «Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors», *IEEE Trans On Industry Applications*, vol;24, no1, pp;142-150, 1988.
- [VOD.09] O. Vodyakho, T. Kim, and S. Kwak, «Three-Level Inverter Based Active Power Filter for the Three-Phase, Four-Wire System», *IEEE, Trans on Power Electronics*, vol; 24, no 5, 2009.
- [YUA.99] X. Yuan, G. Orglmeister, W. Merk «Managing the DC Link Neutral Potential of the Three-Phase-Four- Wire Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter in FACTS Application», *IEEE, The 25th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON '99)*, vol;2, pp;571 – 576, 1999.
- [ZAI.07] R. Zaimeddine «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux» Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger.2007.