الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Génie électrique

Option : *Commande et électronique Industriel*

THEME

COMMANDE VECTORIELLE INDEPENDANTE DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES ALIMENTEES PAR UN ONDULEUR A NEUF INTERRUPTEURS

Proposé et dirigé par,

Dr : HENINI NOUREDDINE

Pr : TELEMCANI ABDELHALIM

Préparé et présenté par,

Mr : LYES FEKIRINI

Mr : ABDELHAK ZOLEIKHA

Remerciements

Je tiens à remercier :

Mon promoteur Dr : Henini Nourelddine

Co-promoteur Pr : Tlemcani Abdelhalim

Qui ont accepté de me diriger dans ce travail et Pour la confiance qu'ils m'ont témoigné, sans oublier leurs conseils avisés, leurs encouragements et leur soutien indéfectible, tout le long de cette étude.

Je remercie également les membres de jury D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire.

En fin je remercie tous ceux qui m'ont aidés de prés ou de loin afin d'achever ce travail en particulier mes collègues du département génie électrique.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail a :

- *Ma mère*
- *Mon père*
- *Ma femme*
- *Mes enfants : Besma et Anes*
- *Mes frères et sœurs, et tous les membres de la famille ainsi que mes amis*

lyes

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude de la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones triphasés connecte en parallèles et alimentées par un onduleur de neuf interrupteurs. Cette onduleur est contrôlée par la technique MLI sinusoïdale-triangulaire. Les résultats de simulation confirment la faisabilité de la commande Indépendante des deux machines.

***Mots clés* :** Onduleur à neuf interrupteurs, Commande vectorielle, Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI), machines asynchrones triphasés.

Abstract

The work presented in this thesis concerns the study of the independent vector control of two three-phase asynchronous machines connected in parallel and powered by an inverter of nine switches. This inverter is controlled by the sinusoidal-triangular MLI technique. The simulation results confirm the feasibility of the Independent control of the two machines.

Key words: Nine Switches Inverter, vector control, Pulse Width Modulation, three-Phase asynchronous machine

ملخص

يهدف هذا العمل إلي دراسة التحكم الشعاعي المستقل لآلتين كهربائيتين لا متزامنتين ثلاثية الطور مترابطتين علي التفرع مغذتين عن طريق مموج ذو تسع قاطعات , هذا المموج يتحكم فيه بتعديل عرض النبضة.

.بينت نتائج التمثيل إمكانية التحكم المستقل في سرعة المحركين الامتزامنين.

كلمات مفتاحية : مموج ذو تسع قاطعات ،التحكم الشعاعي ، التحكم في عرض النبضة، الة كهربائية لا متزامنة ثلاثية الطور.

TABLE DES MATIERES

Introduction général…….01

Chapitre I Généralités sur les systèmes mono-convertisseur multi machines

I.1 Introduction ……..03

I.2 Les systèmes mono-convertisseur multi –machines triphasée……..….03

I.2.1 La structure classique……..03

I.2.2 Structures mutualisées…….….04

I.2.2.1 La structure à bras communs…….….04

I.2.2.2 La structure à point milieu commun……..06

I.2.2.3 La structure mixte…….….07

I.2.2.4 La structure parallèle…….…..……08

I.2.2.5 Comparaison entre les structures……....09

I.2.2.6 Autres structures…….……11

I.3 Les systèmes mono-convertisseur multi –machines polyphasés ……. ……12

I.3.1 Définition ……..…….12

I.3.2 Diagramme de connexion…….……..12

I.3.3 Onduleurs d'alimentation……...14

I.4 Conclusion…….……..14

Chapitre II Description et modélisation d'un onduleur à neuf interrupteurs

II.1 Introduction …….……15

II.2 Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs……15

II.3 Principe de fonctionnement……..16

II.4 Les vecteurs de commutation de l'onduleur à neuf interrupteurs……16

II.5 Modélisation de l'onduleur à neuf interrupteurs……..19

II.6 Les stratégies de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs……..21

II.6.1 La stratégies MLI sinusoïdal……21

II.6.2 La stratégies MLI vectorielle……..……..…23

II.7 Conclusion…….23

Chapitre III Commande vectorielle indépendante deux machines asynchrones alimentées par un onduleur à neuf interrupteurs

III.1 Introduction…….…….24

III.2 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux……...…25

III.3 Contrôle vectorielle direct et indirect……...…26

III.3.1 Contrôle direct……..…26

III.3.2 Contrôle indirect……..…26

III.4 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté……..…26

III.5 Expression générale de commande……...…27

III.6 Découplage entrée sortie…….28

III.6.1 Découplage par compensation……..…28

III.7 Commande vectorielle indépendante à flux rotorique orienté de deux MAS alimentées par NSI .....……30

III.7.1 Schémas de principe……30

III.7.2 Simulation et interprétation…….……31

Conclusion général …….…….37

Annexe A……...…39

Annexe B……..…40

Annexe C…….……41

Bibliographie

Table des figures et tableaux

Figure I.2.1: Structure classique SM (3n,n)……..….04
Figure I.2.2.1.a: Structure à bras commun SM (4n/2,n)……05
Figure I.2.2.1.b: Structure de type SM (2n+1, n)……..…..05
Figure I.2.2.2: Structure à bras commun SM (2n,n)……06
Figure I.2.2.3: Structure mixte SM (3n/2, n)……07
Figure I.2.2.4: Structure parallèle SM (3, n)……..…08
Figure I.3.1: Schéma de connexion d'une machin hexaphasée avec une machine triphasée……...…12
Figure I.3.2: Représentation d'un onduleur hexaphasé ……13
Figure II.1 : Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs……15
Figure II.2 : Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs…….....16
Figure II.3 : Structure de l'onduleur triphasé à six interrupteurs ……...19
Figure II.4 : Référence Haut , référence bas et signal trianguler pour un bras d'onduleur…22
Figure II.5 : Bloc MATLAB / SIMULINK de la stratégie MLI sinusoïdale……...…...22
Figure III.1 : Analogie de la MAS avec le MCC……....24
Figure III.2 : Orientation du flux rotorique…….25
Figure III.3 : Description des couplages ……28
Figure III.4 : Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}…….29
Figure III.5 : Commande découplée-Expression I_{ds} et I_{qs} …….29
Figure III.6 : Schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté ...30
Figure III.7 : Commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones à vide……...32
Figure III.8: Vitesse des deux moteurs pour une vitesse de référence 1500 tr/m 33
Figure III.9 : Le couple électromagnétique fournit par les deux moteurs…….33
Figure III.10 : Vitesse des deux moteurs pour vitesse de référence 1500 tr/mt avec (Cr=5N.m à t=1s)……..…...34
Figure III.11 : Le couple électromagnétique fournit par les deux moteurs avec (Cr = 5N.m à t = 1s)…….....34
Figure III.12 : vitesse de MAS1 pour un cycle de vitesse (-1500 tr/min 1500tr/min) et MAS2 avec un cycle de vitesse (1200tr/min -1400tr/min 1500tr/min)……..35
Figure III.13: Le couple électromagnétique deux moteurs avec

(Cr = 5N.m entre t = 1s et t=1.5)……..……35
Figure B.1 : Schéma bloc de régulation du courant Iqs……..……41
Figure B.2 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω_r ……..……43

Tableau I.1: Tableau récapitulatif des différentes structures……12
Tableau II.1: Etat possibles pour un bras de l'onduleur à neuf interrupteurs ……..…..17
Tableau II.2: Vecteurs possibles de l'onduleur à neuf interrupteurs……...18
Tableau A.1 : Paramètres électrique……...….39
Tableau A.2 : Paramètres mécanique……..39
Tableau A.3 : Paramètres électromagnétique……..39
Tableau B.1 : Paramètres des régulateurs …..…….……44

Abréviations

SMM	Systèmes mon-convertisseur multi-machines
S3MC	Système multi-machines mono-convertisseur connectées en série
IGBT	Integrated Gate Bipolar Transistor
INV	Inverter (Onduleur)
NSI	Nine Switch Inverter /onduleur à neuf interrupteurs
XOR	Porte logique ou exclusif
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral
DC/AC	Direct Current/Alternative Current
FOC	Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
IP	Régulateur Intégral- Proportionnel

Notations et Symboles

m	Nombre de bras
n	Nombre de moteur
N_1,N_2	Neutre machines 1 et 2
a, b, c	Indices des variables exprimées dans le repère triphasé
A,B,C	Indices correspondant aux trois bras du NSI
A1,B1,C1	Indices correspondant ou phase machine1
Sa1,Sb1	Phase machine hexaphasé
S_a, S_b, S_c	Variables booléennes de commande du convertisseur

V_{dc},U_{DC}	Tension du bus continu
Vi	Tension continue de la source
r	Grandeur rotor ou de repère rotor (R)
S	Grandeur stator ou de repère stator (S), opérateur de Laplace
α	Axe α du repère stator (S) $\equiv(\alpha, \beta)$
β	Axe β du repère stator (S) $\equiv (\alpha, \beta)$
d	Axe d du repère tournant (T) $\equiv$(d,q)
q	Axe q du repère tournant (T) $\equiv$(d,q)
Rs	Résistance statorique
Rr	Résistance rotorique
Lr	Inductance cyclique rotorique
Ls	Inductance cyclique statorique
Lm	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et phase correspondante du rotor.
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur
Vds	Tension statorique instantanée dans l'axe *d*
Vqs	Tension statorique instantanée dans l'axe *q*
ids	Courant statorique instantané dans l'axe *d*
iqs	Courant statorique instantané dans l'axe *q*
$v_{s\alpha}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α
$v_{s\beta}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β
θ	Position du rotor
θs	Angle électrique entre l'axe *d* du référentiel tournant (T) et le référentiel fixe (S) lié au stator, $\theta = (1/S)\ \omega$
ωs	Pulsation statorique
Ω	Vitesse de rotation mécanique
Φ, φ	Flux
Ce	Couple électromagnétique.
Cr	Couple résistant du à la charge.
Ts	Constante de temps statorique .

Tr	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion de blondel.
Φref , φref	Flux de référence.
Ωref	Vitesse de référence.
Kp, Ki	Coefficients de proportionnalité et d'intégration de régulateurs.
f	Coefficient de frottement visqueux
X^*	Référence X.
X_1 , X_2	Paramètre des moteurs 1 et 2

Introduction Générale

Les entraînements mono-convertisseurs multi-machines (MMS) occupent à nos jours une place importante dans les applications industrielles telles que la traction électrique, les industries textile, papetière ou encore la robotique mobile autonome, Ces systèmes d'entraînement dans la majorité des cas nécessitent un contrôle indépendant et a vitesse variable. Durant la dernière décennie, Des efforts de recherche ont été faits sur les machines et le convertisseur convenable pour ces entrainement, afin de réduire la complexité globale et donc le coût des systèmes, parmi ces machines, on cite la machine asynchrone, Son faible coût d'achat et de maintenance, sa simplicité de construction et sa robustesse lui ont permis d'occuper une place prépondérante dans l'industrie. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique, liées aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. La difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait que le modèle mathématique du système est non linéaire, multi variable et fortement couplé.

D'autre part, Le découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la machine asynchrone est possible grâce à la théorie de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, dans la théorie des machines électriques, il a été démontré que toute machine triphasée, peut être représentée par son modèle biphasé.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides ; des thyristors (GTO) et, par la suite, des transistors (IGBT) a permis le développement d'onduleurs à (MLI) performants, fiables et à faible coût. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, les stratégies de commande ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

Parmi les convertisseurs utilisés dans des nombreuses applications qui Nécessitent un contrôle indépendant de deux charges triphasé, on cite l'onduleur à neuf interrupteurs. Ce convertisseur facilement Contrôlée et à des mérites de faible coût.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier partie de la premier chapitre il nous apparaît nécessaire d'illustrer des généralités sur les systèmes mono-convertisseur multi-machines triphasée on a présenté les différents structures principal avec leurs avantages et leurs inconvénients. La deuxième parti

consacré pour les systèmes mono-convertisseurs multi- machines polyphasée connectée en série.

Le deuxième chapitre présenté la description et la modélisation de l'onduleur d'alimentation des deux machines asynchrones défini par l'onduleur à neuf interrupteurs. Finalement les stratèges de contrôlé de l'onduleur à neuf interrupteurs seront étudiés.

Dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones alimentées à travers l'onduleur à neuf interrupteurs. Après une description générale de cette commande et ses différentes variantes pour contrôlées les courants et les vitesses tout en supposant les deux machines sont identiques. Des résultats de simulation avec MATLAB / SIMULINK sont présentés à la fin de ce chapitre.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre –I-

Généralités sur les systèmes mono-convertisseur multi-machines

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES MONO-CONVERTISSEUR MULTI-MACHINES

I.1 INTRODUCTION

Les systèmes mono-convertisseur multi-machines (SMM) sont de plus en plus utilisés pour Machines à induction. Spécialement dans les domaines industrielle comme la traction ferroviaire [1], industries textile [2], papeterie [3], robots mobiles [4], avion, automobile électrique, ect.. Ces systèmes permettent d'augmentée l'efficacité du système global ou pour accroître leur flexibilité de fonctionnement de la sécurité. Ces systèmes incluent cependant beaucoup de Commutateurs de puissance qui sont assez coûteux, lourds et volumineux .Il est tellement intéressant de réduire leur nombre et par conséquent leur volume et développer des structures qui réduisent les moyens de puissance et de commande utilisés en les mutualisant.

De nombreuses études ont été menées concernant Le moteur multi-induction fonctionne avec un onduleur unique [5] [6] [7] .

I.2 les systèmes mono-convertisseur multi-machines triphasées

I.2.1 La structure classique

Dans une structure classique de la machine asynchrone (MAS), chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Pour n machines il y a donc m= 3n bras d'onduleur la structure définie par SM (3n, n), la figure I.2.1 présentée cette structure avec deux machines triphasées (n=2, m=6), Il n'y a pas de commande mutuelle entre les différents onduleurs et les machines peuvent évoluer indépendamment les unes par rapport aux autres. Cependant, un tel système peut s'avérer cher et volumineux.

Des structures avec m < 3n ont alors été développées. Ces structures ont été étudiées la plupart pour des machines asynchrones. En faisant l'hypothèse que ces machines ont des caractéristiques identiques.

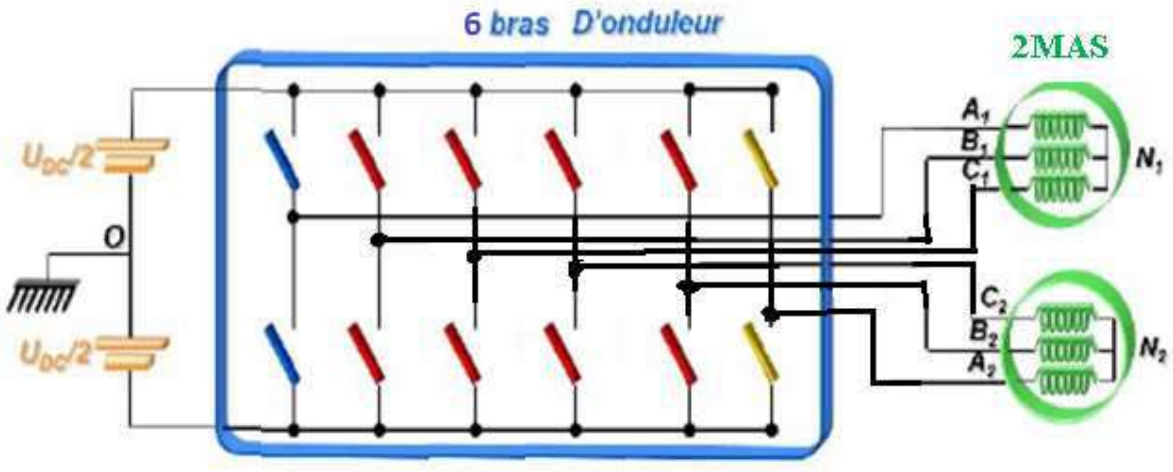


Figure I.2.1: Structure classique SM (3n,n)

I.2.2 Structures mutualisées

I.2.2.1 La structure à bras communs

Cette structure utilisant quatre bras d'onduleur présentée sur la figure I.2.2.1.a .Deux bras d'onduleur sont mise en commun pour deux phases de deux moteurs asynchrones (B1, B2) et (C1, C2), La troisième phase de chaque machine (A1, A2) est connectée à son propre bras, cette structure est de type SM (4n/2,n).cette configuration a déjà fait l'objet d'études antérieure [4], ces structures sont utilisé pour des machines ayant besoin de tourner à la même vitesse, soit dans le même sens, soit dans le sens opposé [8].

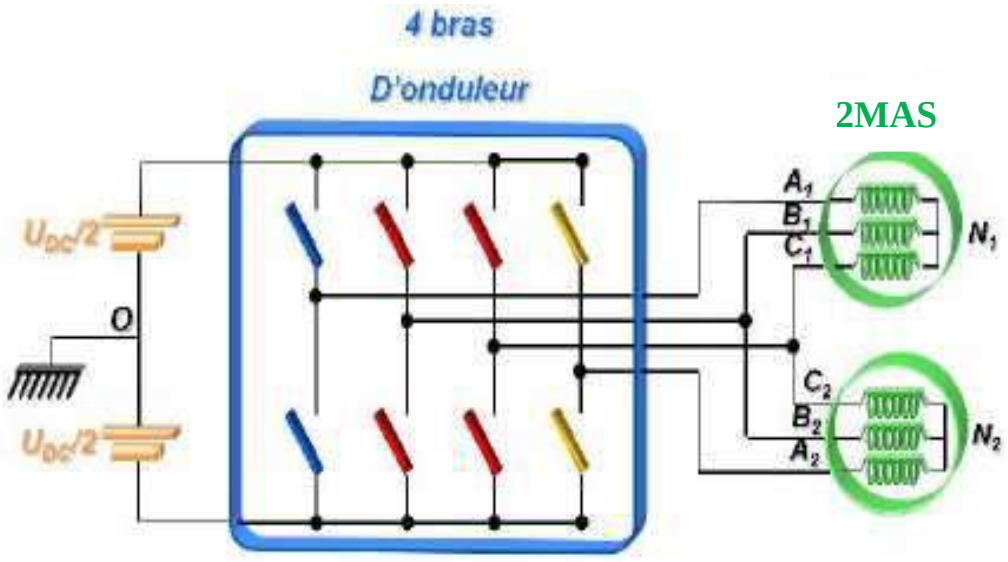


Figure I.2.2.1.a : structure de type SM (4n/2,n)

Dans le même genre, une structure de type SM (2n+1, n), a été développée. Elle est constituée de (2n+1) bras d'onduleur pour n machines, un bras étant commun à toutes les machines [9]. La figure I.2.2.1.b présenté Cinque bras pour deux machines. Une telle structure permet un contrôle totalement indépendant des deux machines [10]. Il peut être utilisé pour des systèmes comme les enrouleuses utilisées dans la papeterie [11].

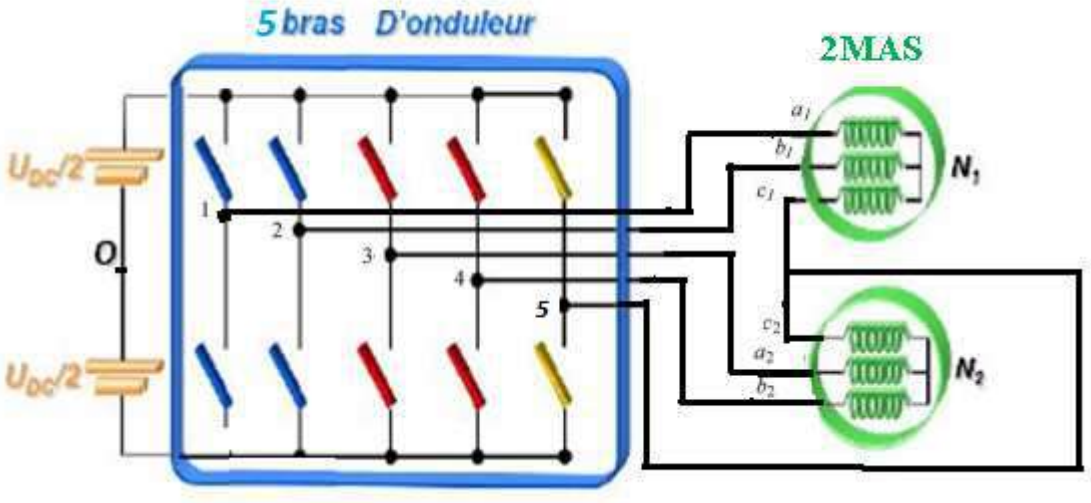


Figure I.2.2.1.b: structure de type SM (2n+1, n).

I.2.2.2 La structure à point milieu commun

la figure I.2.2.2. présentée la structure de type SM (2n, n).Deux phases de chaque machine (B1, C1) et (B2, C2) sont reliées à deux bras d'onduleur distincts et la troisième phase de chaque machine (A1,A2) sont reliées au point milieu 'O' du bus continu alimentant l'onduleur. Pour deux machines, Il y a quatre bras d'onduleur.

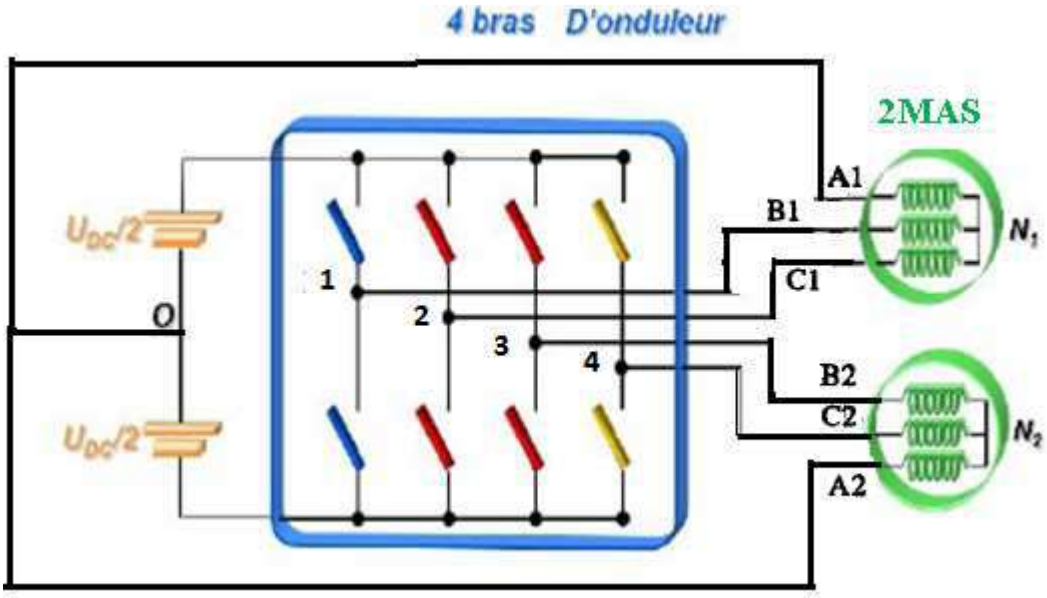


Figure I.2.2.2: Structure à point milieu commun SM (2n,n)

Pour cette structure le nombre de bras d'onduleur est diminuée. La puissance de ce système est tout de même réduite [4] et pour confectionner ce système, il faut avoir accès au point milieu du bus continu, et en réguler la tension. Dans cette structure les machines peuvent tous fonctionner à des vitesses différentes, par exemple utilisé dans les véhicules électriques [7].

I.2.2.3 La structure mixte

Cette structure de type SM (3n/2,n) est le mélange des deux structures précédentes .Un bras d'onduleur est mis en commun pour une phase de chaque moteur (C1, C2) Les moteurs ont leur deuxième phases (A1, A2) reliée au point milieu 'O'. Les troisièmes phases (B1 et B2) sont connectées à leur propre bras d'onduleur. (figure I.2.2.3).

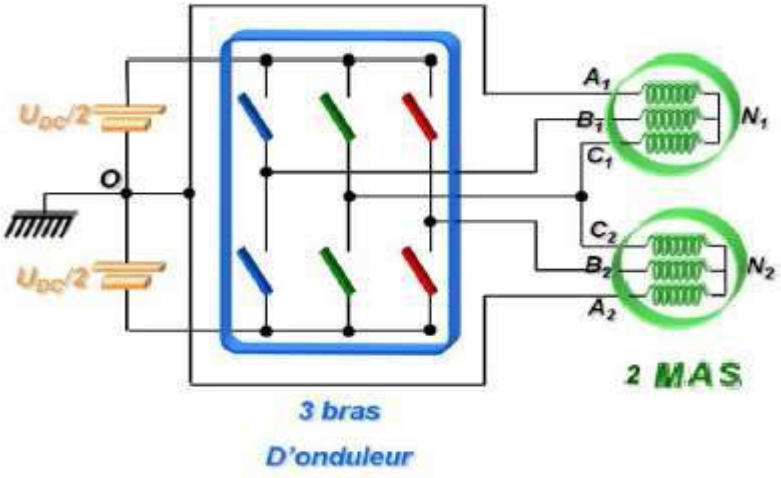


Figure I.2.2.3: Structure mixte SM (3n/2, n).

Cette structure de type SM (3n/2,n) a les mêmes inconvénients que la structure à points communs ,il faut avoir accès au point milieu du bus continu et en réguler le potentiel.

I.2.2.4 La structure parallèle

Cette structure est du type SM (3, n) représenté sur la figure I.2.2.4 et ce, quel que soit le nombre n de machines le nombre de bras est trois. Les exemples trouvés contentent cependant de deux machines mises en parallèle [12].

Chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines, dimensionnement des composants de cet onduleur doit être conforme par rapport au nombre de machines mise en parallèle. De plus il est souhaitable que les machines aient les paramètres électriques les plus proches possible.

.

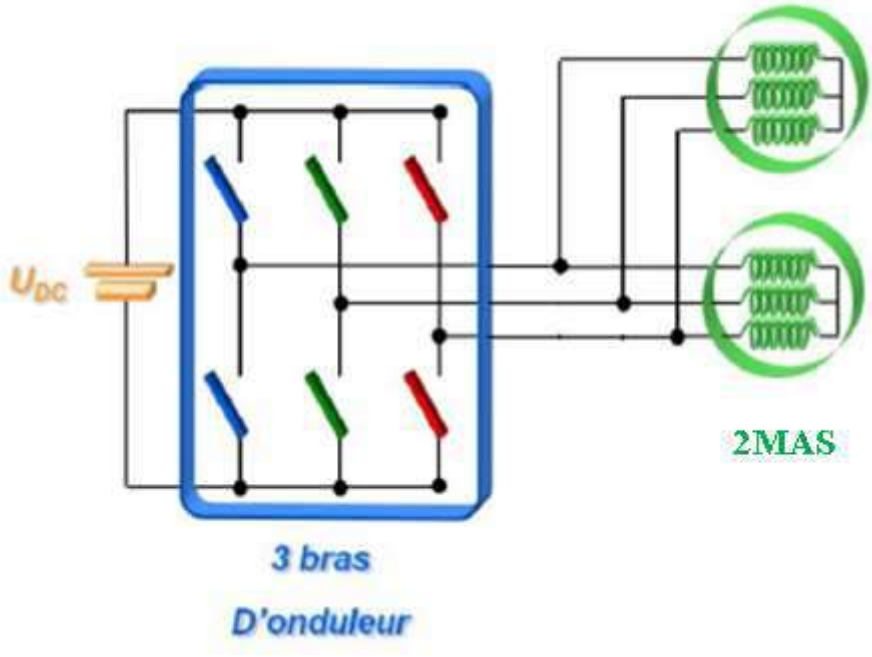


Figure I.2.2.4: Structure parallèle SM (3, n)

Les machines reçoivent alors exactement la même tension en fréquence et en amplitude. Ces machines étant supposées similaires dans un premier temps, le même flux statorique est créé dans chaque machine. Les vitesses de rotation des machines sont donc identiques. Contrairement aux structures précédentes, il n'est pas possible de réguler toutes les phases des machines. Afin de s'assurer de la stabilité du système, un algorithme de commande est nécessaire.

I.2.2.5 Comparaison de ces différentes structures :

Dans la partie précédente, différentes structures développées pour des SMM ont été présentées. Le tableau I.1 propose une comparaison de ces structures.

Nom de la structure	**SM (m,n)**	**nombre de bras par machines**	**lien entre les autres vitesses**	**encombrement**	**Avantages**	**inconvénients**
Classique	SM (3n,n)	3	indépendantes	Maxi	machines indépendantes	structure non mutualisée
à bras commun	SM (4n/2,n)	2	$\Omega_1 = \Omega_2$ Ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Moyen	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement bras communs
à point milieu commun	SM (2n,n)	2	indépendantes	Moyen	peut s'appliquer à 1 machine	accès au point milieu du bus DC
Mixte	SM (3n/2,n)	1.5	$\Omega_1 = \Omega_2$ ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Mini	idem structure précédentes	idem structure précédentes
Parallèle	SM (3, n)	3/n	$\Omega_1 = \Omega_2$	Mini	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement de tous les bras

Tableau I.1: Tableau récapitulatif des différentes structures.

Dans ce tableau, en plus de certains avantages et inconvénients des structures développées, plusieurs critères influençant le dimensionnement des paramètres électriques du système apparaissent :

– Le nombre de bras par machines donne une idée des courants que doivent supporter les bras d'onduleur. En effet, plus ce nombre est élevé et plus le courant passant dans chaque composant du bras d'onduleur est faible. Il apparaît cependant que sur les structures de type "à bras commun" et "mixte", les bras d'onduleurs ne sont pas tous reliés au même nombre de phases de machines et qu'ainsi, le dimensionnement des composants en terme de courant supporté n'est pas le même.

- La structure parallèle a l'avantage d'utiliser le moins de bras d'onduleur possibles et ne développe pas une structure difficile à réaliser. De plus, la valeur de tension du bus U_{DC} n'a pas besoin d'être modifiée pour obtenir la même tension machine que celle obtenue par une structure classique. L'inconvénient vient du dimensionnement des composants électriques des bras d'onduleur puisque pour n machines mettre en parallèle, le courant passant dans chacun d'eux est n fois supérieur à celui de la structure classique. Le surdimensionnement des composants revient cependant moins cher que de mettre des systèmes de redondance inactifs la plupart du temps.

I.2.2.6 Autres structures

Des structures plus complexes de type SM (6n/6,n) ou SM(6n/4,n) ont été développées [4]. Ces structures s'appuient sur le principe de bras commun ou mixtes en l'appliquant à plus de deux machines, ou avec une topologie particulière d'onduleur [13], ou a des machines particulières par exemple des systèmes composés d'une connexion série de machines asynchrone ayant plus de trois phases [14].

I.3 les systèmes mono-convertisseur multi-machines polyphasés

1.3.1 Définition

Les machines asynchrone à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques, par contre depuis longtemps 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 multi-phasées'. Il est possible de connecter en série plusieurs machines alimentées par un seul convertisseur statique et que chaque machine du groupe avoir un contrôle de vitesse indépendant [15][16]. Cependant, l'emploi des convertisseurs polyphasés associés aux machines polyphasées, génère des degrés de libertés additionnels. Grâce à ces derniers, plusieurs machines polyphasées peuvent être connectées en série selon une transposition des phases appropriées [17][18].

La mise en série des machines asynchrones polyphasées peut être une solution très intéressante pour certaines applications, telle que la traction électrique. Le système global est alors défini par la dénomination système mono-convertisseur multi- machines connectées en série (S3MC).

1.3.2 Diagramme de connexion :

Le système d'entraînement électrique est composé d'un moteur asynchrone hexaphasé (six phase) symétrique dont les enroulements sont montés en série avec ceux d'un moteur asynchrone triphasé. Les deux moteurs sont alimentées par un seul onduleur de tension hexaphasé. La figure I.3.1 présente le diagramme de connexion des deux moteurs [19][20]. Le stator de la machine hexaphasé est constitué de six enroulements identiques et décalés d'un angle électrique ($\alpha = 2\pi / 6$).

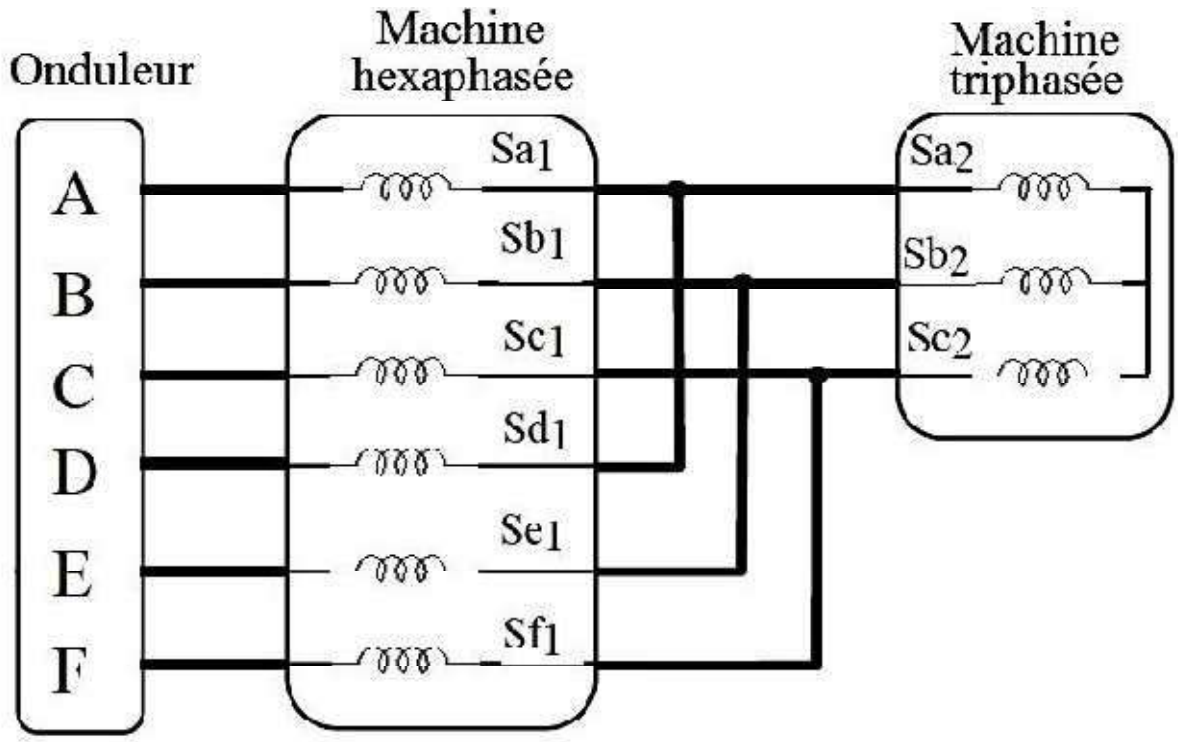


Figure I.3.1: Schéma de connexion d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée

Notons qu'une simple connexion en série des enroulements statoriques n'aboutit pas au résultat désiré. Une transposition adéquate des phases statoriques est une solution à cette contrainte [21]. En effet, les sorties de chaque des deux enroulements, appartenant à la machine hexaphasée et décalés d'un angle égal à(π), sont connectés au même point et ensuite mises en série avec un enroulement de la machine triphasée [22][23]. De cette façon, les courants traversant les enroulements de la machine hexaphasée vont se neutraliser aux points de connexions. De la même manière, chaque courant traversant un enroulement de la machine triphasée se divise par deux en traversant les deux enroulements, de la machine hexaphasée, connectés au même point. Ceci produira des ondes de forces magnétomotrices égales et en opposition de phases, alors la résultante sera nulle au niveau de l'entrefer de la machine hexaphasée. Par conséquent, un découplage naturel des deux moteurs sera possible en adoptant le diagramme de connexion présenté par la figure I.3.1

1.3.3 Onduleur d'alimentation du S3MC

Pour l'alimentation de machine hexaphasée on utilise un onduleur hexaphasée de tension présenté sur la figure 1.3.2. la technique modulation de largeur d'impulsion (MLI) [24][25] est la plus utilise pour La commande de ces système grâce a ces avantages .

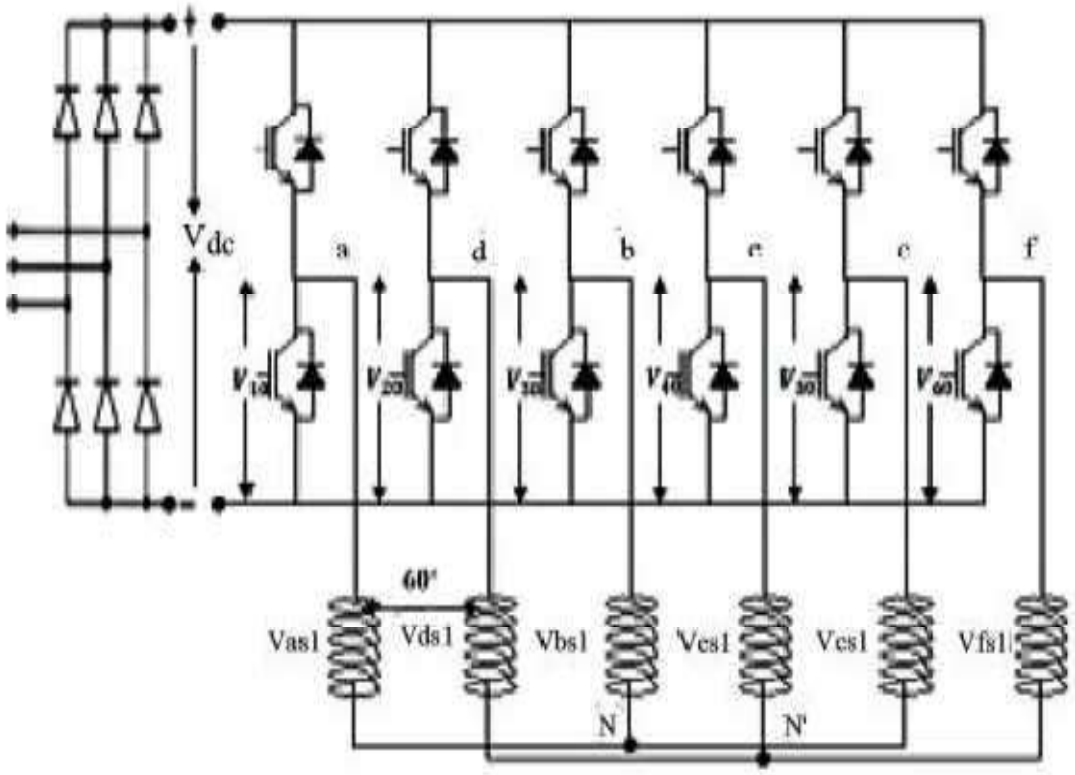


Figure I.3.2: Représentation d'un onduleur hexaphasée

Grâce au contrôle des courants statoriques à la sortie de l'onduleur de tension. Par des techniques de commande basées sur le contrôle du courant, comme la commande vectorielle qui est largement développée et testée sur des processus industriels de différentes puissances. Ce modèle montre que la commande indépendante de deux machines hexaphasées connectée en série avec triphasé est possible.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur les différentes structures des systèmes mono-convertisseurs multi-machines triphasés, Par la suite nous avons défini le système mono-convertisseur multi-machines polyphasée connectées en série (S3MC). Ces structures sont plus utilise à l'industrie.

Dans le prochain chapitre on présente une nouvelle structure d'onduleur d'alimentation des machines asynchrones défini par l'onduleur à neuf interrupteurs.

Chapitre –II-

Description et modélisation d’un onduleur à neuf Interrupteurs

CHAPITRE II DESCRIPTION ET MODELISATION D'UN ONDULEUR A NEUF INTERRUPTEURS

II.1 Introduction

L'onduleur à neuf interrupteurs NSI (Nine Switch Inverter) est un convertisseur compact dédié pour le contrôle indépendant de deux charges triphasées en courant alternatif [26][27]. Cet onduleur a été proposé pour réduire le coût et la taille des Convertisseurs Comparativement à la traditionnelle Configuration de deux ponts avec douze commutateurs. Ce chapitre porte, sur l'étude détaillée de l'onduleur a neuf interrupteurs, on donne sa structure et son principe de fonctionnement, ensuit nous allons établir le modèle mathématique de l'onduleur .Enfin nous présente les stratèges de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs.

II.2 Structure de l'onduleur à Neuf Interrupteurs

L'onduleur NSI est constitué de neuf interrupteurs (Figure II.1). Il s'agit de deux onduleurs triphasés combinés à trois commutateurs communs (A_M, B_M et C_M). La partie supérieure s'appelle Inv1, et la partie inférieure s'appelle Inv2. L'Inv1 consiste des interrupteurs A_H, B_H, C_H, A_M, B_M et C_M. Et Inv2 se compose des commutateurs A_M, B_M, C_M, A_L, B_L et C_L. Ainsi, les commutateurs A_M, B_M et C_M sont partagés par Inv1 et Inv2 [26] [28] [30].

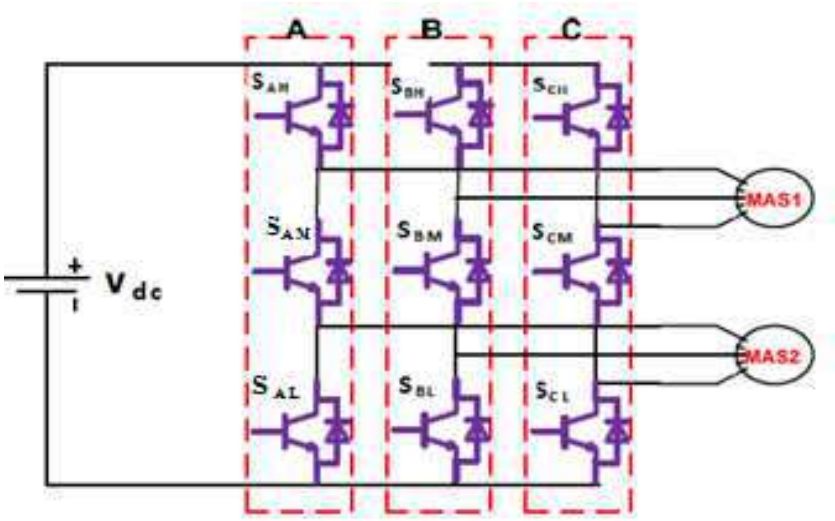
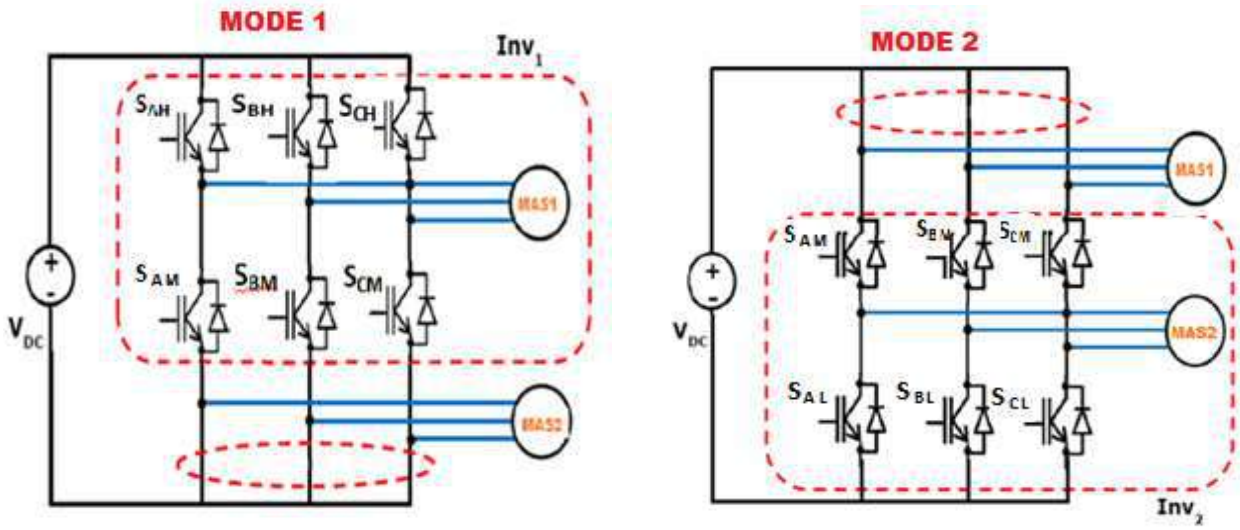


Figure II.1 : Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs

II.3 Principe de fonctionnement

Le principe adopté pour ce convertisseur consiste à le faire fonctionner comme étant deux onduleurs triphasés classiques (Inv1 et Inv2) tel que montrer sur la Figure II.2. Les deux onduleurs fonctionnent en alternance par l'envoie de la séquence de commande de l'onduleur haut (Inv1) et la fermeture des interrupteurs bas pendant une demi période de commutation (mode1). Pour la deuxième demi-période, nous appliquons une logique inverse (mode2). Dans ce cas, l'onduleur fonctionne seulement dans les situations haut actif, bas actif et zéro.



S_{AL}, S_{BL} et S_{CL} sont à l'état fermé (ON) S_{AH}, S_{BH} et S_{CH} sont à l'état fermé (ON)

Figure II.2 : Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs

II.4 les vecteurs de commutation de l'onduleur à neuf interrupteurs

Chaque interrupteur possède deux états (fermé ON ou ouvert OFF) et puisque chaque bras du convertisseur est constitué de trois interrupteurs alors il y'a huit états possibles. Afin d'éviter le court-circuit du Bus Continu, les trois interrupteurs d'un bras ne peuvent être fermés en même temps. D'autre part pour éviter l'ouverture d'une source de courant (La charge), au moins deux interrupteurs doivent être fermés. Donc seulement trois états ON-OFF sont possibles. Le Tableau II.1 montre ces états dénommés {1}, {0} et {-1}.Dans cette tableau, J se réfère au bras A, B ou C. Les lettres H, M et L se réfèrent aux interrupteurs haut

et intermédiaire et bas d'un bras. L'état de l'interrupteur intermédiaire SJM est synthétisé à partir d'une porte logique XOR entre SJH et SJL, [26] [27] [30].

	{1}	{0}	{-1}
SJH	ON	OFF	ON
SJM	OFF	ON	ON
SJL	ON	ON	OFF

Tableau II.1: Etat possibles pour un bras de l'onduleur à neuf interrupteurs

Considérant trois états possibles pour chaque bras, il y'a 27 états pour l'onduleur à neuf interrupteurs. Le Tableau II.2 montre ces états appelés vecteur NSI (V^N). Les vecteurs tensions NSI peuvent être regroupées en cinq groupes [27]:

1-Vecteurs nuls : Les deux sorties sont à l'état zéro. Dans l'état zéro la charge est court - circuitée.

2- Vecteurs hauts actifs : La charge du haut est à l'état actif, tandis que la charge du bas est à l'état zéro.

3-Vecteurs bas actifs : La charge du bas est à l'état actif, tandis que la charge du haut est à l'état zéro.

4- Vecteurs actifs identiques: Les deux charges sont à l'état actif similaire.

5- Vecteurs actifs adjacents : Les deux charges sont à l'état actif différent (Etats actifs adjacents).

Dans le Tableau II.2, les vecteurs sont dénommés selon l'état des deux sorties. Par exemple V_{01}^N, la sortie haute est à l'état zéro mais la sortie basse est à l'état V1, (par comparaison avec l'onduleur conventionnel à six interrupteurs). Il existe trois vecteurs nuls qui sont V_{ZM}^N , V_{ZH}^N et V_{ZL}^N .

VECTEUR DU NSI	BRAS A	BRAS B	BRAS C	TYPE	VECTEUR CONVENTIONNEL EQUIVALENT	
					SORTIE HAUTE	SORTIE BASSE
V_{ZM}^{N}	1	1	1	Zéro	V7	V0
V_{ZH}^{N}	0	0	0		V0	V0
V_{ZL}^{N}	-1	-1	-1		V7	V7
V_{ZL}^{N}	1	0	0	Haut actif	V1	V0
V_{10}^{N}	1	1	0		V2	V0
V_{20}^{N}	0	1	0		V3	V0
V_{40}^{N}	0	1	1		V4	V0
V_{50}^{N}	0	0	1		V5	V0
V_{60}^{N}	1	0	1		V6	V0
V_{01}^{N}	-1	1	1	Bas actif	V7	V1
V_{02}^{N}	-1	-1	1		V7	V2
V_{03}^{N}	1	-1	1		V7	V3
V_{04}^{N}	1	-1	-1		V7	V4
V_{05}^{N}	1	1	-1		V7	V5
V_{06}^{N}	-1	1	-1		V7	V6
V_{11}^{N}	-1	0	0	Identiquement Actif	V1	V1
V_{22}^{N}	-1	-1	0		V2	V2
V_{33}^{N}	0	-1	0		V3	V3
V_{44}^{N}	0	-1	-1		V4	V4
V_{55}^{N}	0	0	-1		V5	V5
V_{66}^{N}	-1	0	-1		V6	V6
V_{21}^{N}	-1	1	0	Vecteurs actifs adjacents	V2	V1
V_{23}^{N}	1	-1	0		V2	V3
V_{43}^{N}	0	-1	1		V4	V3
V_{45}^{N}	0	1	-1		V4	V5
V_{65}^{N}	1	0	-1		V6	V5
V_{61}^{N}	-1	0	1		V6	V1

Tableau II.2: Vecteurs possibles de l'onduleur à neuf interrupteurs

II.5 Modélisation de l'interrupteur à neuf interrupteurs

Le modèle de connaissance de l'onduleur à neuf interrupteurs est basé principalement sur le modèle d'un onduleur triphasé classique. La Figure II.3 donne la structure de l'onduleur conventionnel à six interrupteurs statiques DC/AC triphasé.

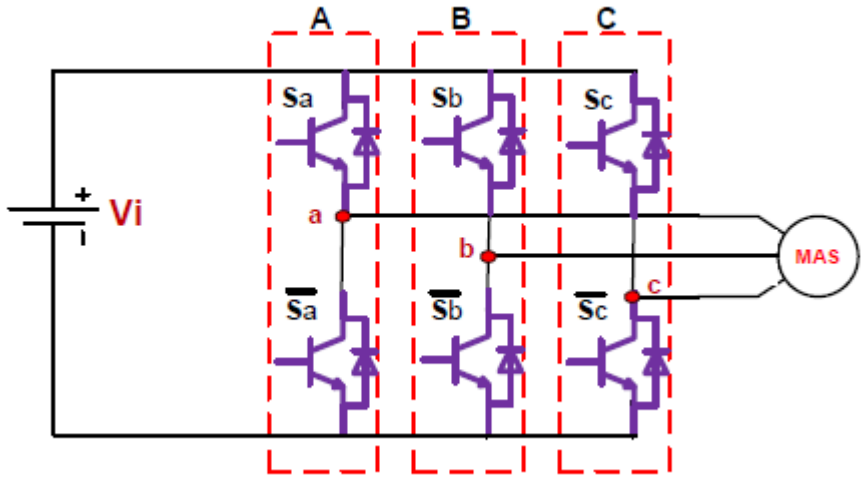


Figure II.3 : Structure de l'onduleur triphasé à six interrupteurs

Le modèle de connaissance sert à écrire les expressions des grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées du convertisseur .En admettant que Sa, Sb et Sc représentent les fonctions de connexion pour chaque interrupteur, les tensions de sorties peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Vi * \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \qquad \text{II.1}$$

L'expression précédente nous permet de déduire que les tensions composées sont déterminées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} Vab \\ Vbc \\ Vac \end{bmatrix} = Vi \begin{bmatrix} Sa-Sb & 0 & 0 \\ 0 & Sb-Sc & 0 \\ 0 & 0 & Sa-Sc \end{bmatrix} \qquad \text{II-2}$$

D'âpres La Figure II.1 de la structure de convertisseur statique DC/AC à neuf interrupteurs. En se basant sur le principe d'alternance de deux onduleurs triphasé virtuels on est arrivé à conclure le nouveau modèle de convertisseur DC/AC à neuf Interrupteurs suivant

$$\begin{bmatrix} Va1n \\ Vb1n \\ Vc1n \\ Va2n \\ Vb2n \\ Vc2n \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \; Vi * \begin{pmatrix} -2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} Sah \\ Sbh \\ Sch \\ Sal \\ Sbl \\ Scl \end{bmatrix} \qquad \text{II-3}$$

À partir du système d'équations (II-3), on peut déduire que les tensions composées sont Déterminées par le système suivant:

$$\begin{bmatrix} Vab1 \\ Vbc1 \\ Vac1 \\ Vab2 \\ Vbc2 \\ Vac2 \end{bmatrix} = Vi \begin{bmatrix} Sah-Sbh & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Sbh-Sch & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Sah-Sch & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Sbl-Sal & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Scl-Sbl & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Scl-Sal \end{bmatrix} \qquad \text{II.4}$$

Ce modèle est utilisé seulement pour reproduire un fonctionnement du convertisseur proche de la réalité.

II.6 Les Stratégies de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs

II.6.1 La Stratégie MLI sinusoïdale

Cette stratégie est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation [31]. Pour contrôlée l'onduleur à neuf interrupteurs le signal de l'Inv1 est obtenu par la comparaison de signal de référence Haut (V_H^{ref} J) de la phase associée avec la moitié supérieur de signal triangulaire, de même, le signal de l'Inv2 est obtenu par la comparaison de signal de référence Bas (V_L^{ref} J) de la phase associée avec la moitié inférieur de signal triangulaire, La modulation pour l'Inv1 est dans la plage de (0 à 1) tandis que pour l'Inv2 est dans la plage de (0 à -1).(figure II.4). Le signal de déclenchement pour les commutateurs moyens est obtenu par XOR.

La figure II.5 présent un bloc MATLAB / SIMULINK défini la stratégie MLI sinusoïdale.

Dans notre travail, nous intéresserons à cette stratégie pour le contrôle de l'onduleur à neuf interrupteurs.

.

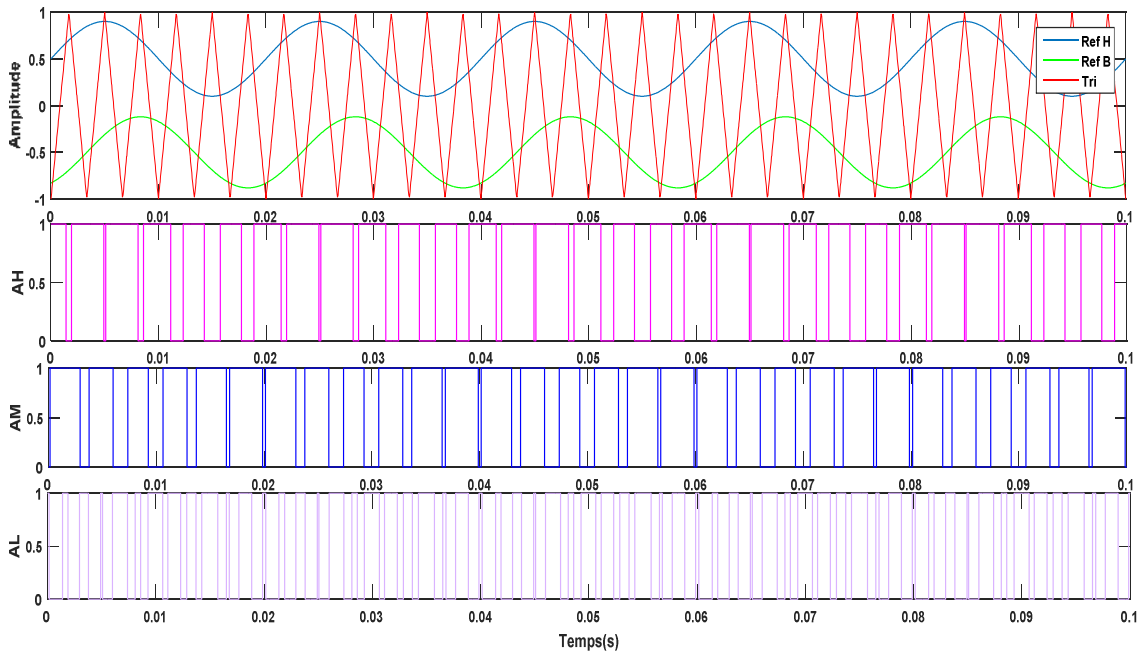


Figure II.4 : Référence Haut, Référence bas et signal trianguler pour un bras d'onduleur

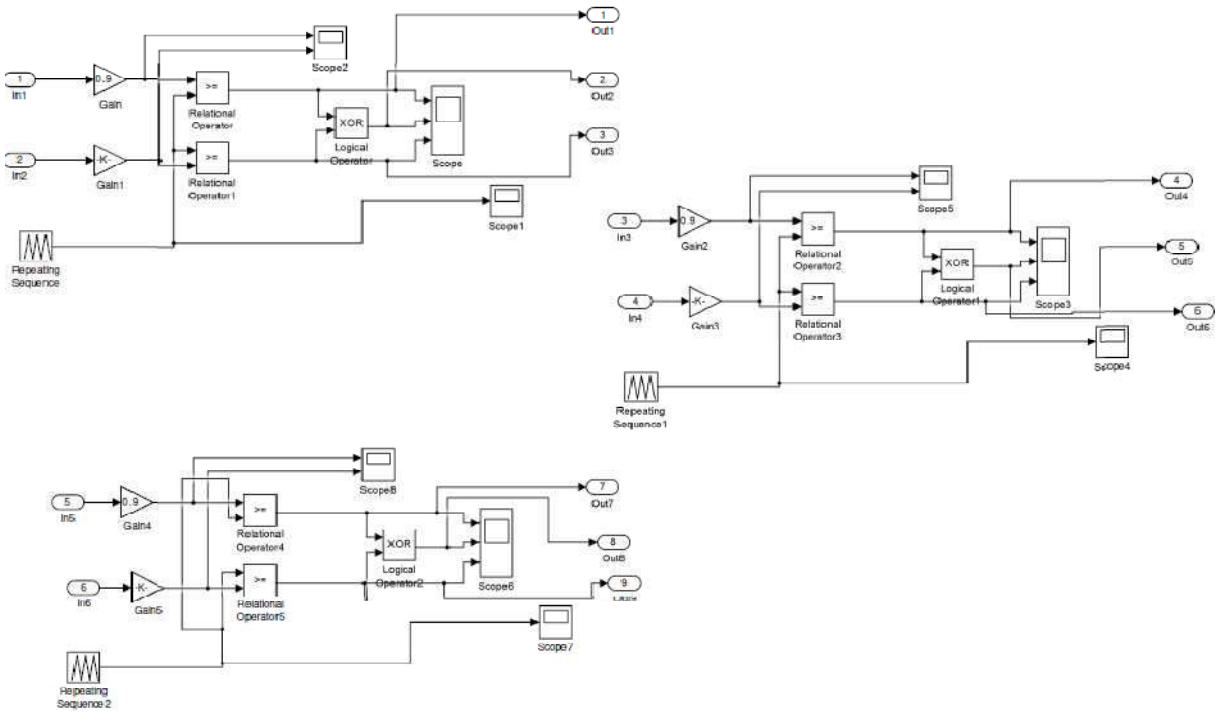


Figure II.5 : Bloc MATLAB / SIMULINK de la stratégie MLI sinusoïdale

II.6.2 La Stratégie MLI vectorielle

La modulation vectorielle SVM est une méthode de modulation très récente, elle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence pendant une période similaire à celle du fondamentale. Cette technique traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Pour la commande de l'onduleur à neuf interrupteurs deux modules SVM sont utilisés Chaque module corresponde à la commande de l'onduleur conventionnel à six interrupteurs. Les modules SVM ont différentes vecteurs de références haut et bas dénommées, V_{refH}^{N} , V_{refB}^{N} respectivement et qui en lien avec les sorties haut et bas. Pour déterminer les Vecteurs actifs haut et bas, respectivement. Les vecteurs actifs sont déterminés en fonction de l'emplacement du signal de référence haut et le signal de référence bas respectivement. Chacun de ces vecteurs corresponds à une combinaison de l'état des interrupteurs de l'onduleur. Les vecteurs (V1 à V6) sont actifs haut, dans ces vecteurs, la sortie haut est en état actif, et la sortie bas est à zéro. Il existe une logique inverse dans les vecteurs actifs bas (V7 à V12). Les vecteurs zéro (V13,V14 et V15), dans ces vecteurs les deux sorties sont à zéro. Les impulsions générées par les deux modules SVM sont utilisées pour produire neuf impulsions de commutation, qui sont nécessaires pour l' NSI.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit la description et la modélisation de l'onduleur à neuf interrupteurs, par la suit on a présente les stratégies de contrôle de cet onduleur.

Dans la prochain chapitre on va élaborer une commande qui a prouver son efficacité pour la commandes des machines asynchrones c'est la commande vectoriel par orientation du flux rotorique .

CHAPITRE –III-

Commande vectorielle indépendante de deux MAS alimentées par NSI

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE INDEPENDANTE DE DEUX MAS ALIMENTEES PAR NSI

III.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS); par nature, a un rotor qui ne tourne pas à la vitesse du champ tournant et dont la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. La communauté scientifique et industrielle a imaginé de nombreuses méthodes de Commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position.

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que tout action sur l'une se répercute sur l'autre. Cette difficulté peut être surmontée en appliquant la méthode de la commande vectorielle, qui permet la commande séparée de couple et de flux**.** La machine asynchrone est alors commandée comme une machine à courant continu (MCC) à excitation séparé.

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur flux φ et de la grandeur courant I, génératrice de couple. Il s'agit a priori d'imposer la quadrature entre I et φ naturellement découplés et orthogonaux dans une machine à courant continu. La figure. III.1. présenté l'analogie de la MAS avec le MCC.

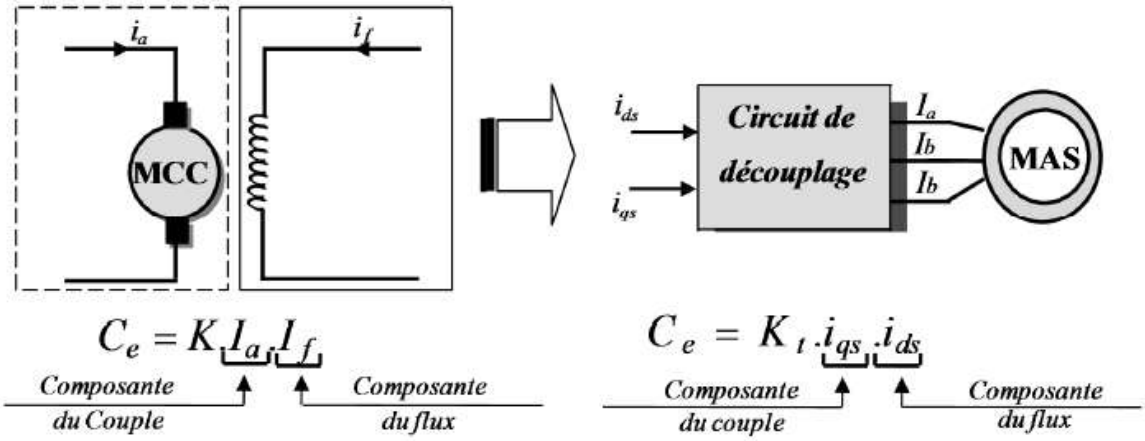


Figure III.1 : Analogie de la MAS avec le MCC

III.2 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux

La commande par orientation du flux (FOC) consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (*d*, *q*) et loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour ce la, on ce place dans un référentiel (*d*, *q*) lié au champ tournant avec une orientation du flux.
Le flux orienté peut être le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. On peut avoir, par conséquent, trois possibilités d'orientation et qui permettent chacune, d'avoir un fonctionnement découplé [32]; à savoir :

1-Référentiel lié au flux statorique

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \quad , \varphi_{qs} = 0$$

2- Référentiel lié au flux rotorique

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad , \quad \varphi_{qr} = 0$$

3-Référentiel lié au flux dans l'entrefer

$$\varphi_{sdm} = \varphi_m \quad , \quad \varphi_{sqm} = 0$$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en quadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique. (Figure III.2)

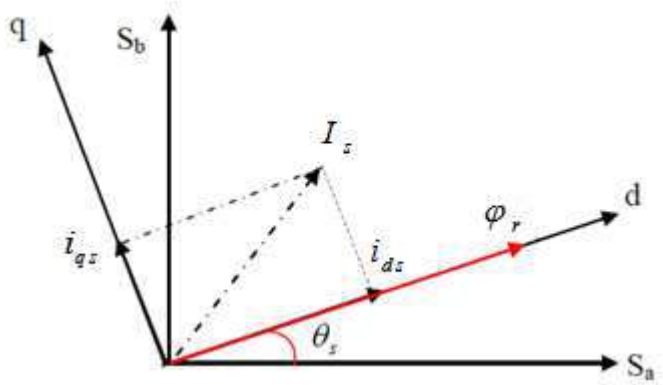


Figure III.2 : Orientation du flux rotorique

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donne des meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.
Dans notre travail, nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté. Le système d'axes (d,q) est élaboré à partir des transformations de PARK.

III.3 Contrôles vectoriels direct et indirect

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

III.3.1 Contrôle direct

Dans la commande vectorielle directe (DFOC) une bonne connaissance du module du flux et de sa phase est nécessaire [33]. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, …)

III.3.2 Contrôle indirect

Dans la commande vectorielle indirecte (IFOC), le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'autopilotage. Dans ce travail, le contrôle vectoriel indirect est adopté.

III.4 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

L'équation du couple de la machine asynchrone exprimée dans le système d'axes (*d*, *q*) est donnée sous la forme suivante :

$$C_e = p.\frac{M}{L_r}\left[\varphi_{dr}.i_{qs} - \varphi_{qr}.i_{ds}\right] \qquad \text{III.1}$$

Le principe de la commande vectorielle est de réduire l'expression (III.1) la rendant comparable à l'expression du couple de la machine à courant continu. La méthode étant d'annuler un des termes contenus dans la parenthèse en rendant nul le flux sur un axe de Park,

en général l'axe *q*, ceci veut dire que tout le flux rotorique se retrouve sur l'axe *d*, l'équation (III.1) peut s'écrire :

$$C_e = p.\frac{M}{L_r}\varphi_r.i_{qs} \qquad \text{III.2}$$

Où φ_r est le module du flux rotorique total.

III.5 Expression générale de la commande

Le flux φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équations de modèle de la MAS nous permet d'exprimer V_{ds} ,V_{qs}, φ_r ,ω_s avec $\varphi_{qr} = 0$ et $\varphi_{dr} = \varphi_r = c^{te}$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s S I_{ds} + \left(R_s + R_r \dfrac{{L_m}^2}{{L_r}^2} \right) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \dfrac{L_m}{{L_r}^2} R_r \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s S I_{qs} + \left(R_s + R_r \dfrac{{L_m}^2}{{L_r}^2} \right) I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \dfrac{L_m}{{L_r}^2} P\Omega \varphi_r \\ L_m I_{ds} = T_r S \varphi_r + \varphi_r \\ \omega_s = P\Omega + \dfrac{L_m}{T_r} \dfrac{I_{qs}}{\varphi_r} \end{cases} \qquad \text{III.3}$$

Avec $T_r = L_r / R_r \,; \sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple (Figure III.3)

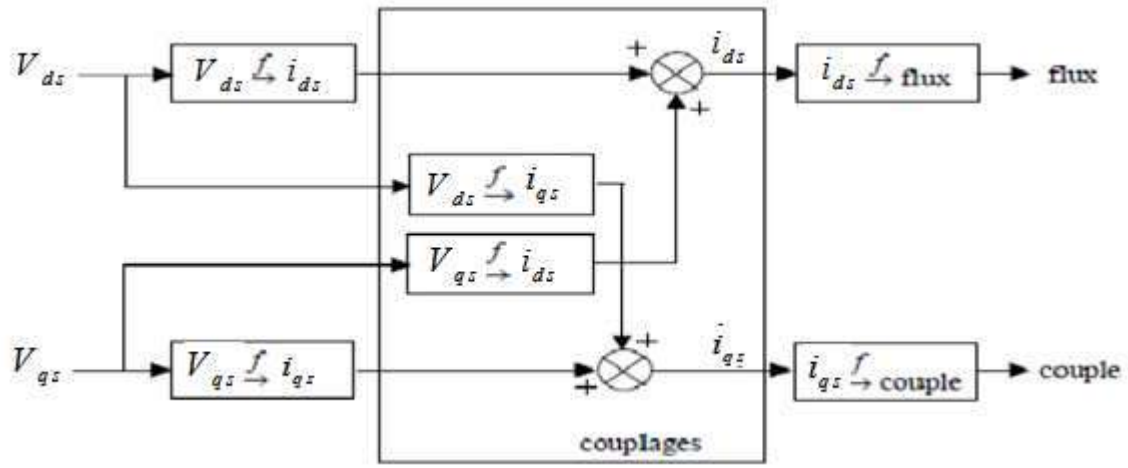


Figure III.3 : Description des couplages

III.6 Découplage entrée sortie

L'objectif est dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Pour cela ou distingue différentes techniques pour effectuer ce découplage : découplage par retour d'état, découplage par compensation [34]. Dans ce travail nous présentons le découplage par compensation vu sa simplicité d'implémentation.

.

III.6.1 Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{ds} ' et V_{qs} ' [36], telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}' - e_{ds} \qquad \text{et} \qquad V_{qs} = V_{qs}' - e_{qs}$$

Avec

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \dfrac{L_m}{L_r^{\,2}} R_r \varphi_r \\ e_{qs} = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \dfrac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \dfrac{L_m^{\,2}}{L_r T_r} i_{qs} \end{cases} \qquad \text{III.4}$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds} ' et V_{qs} '

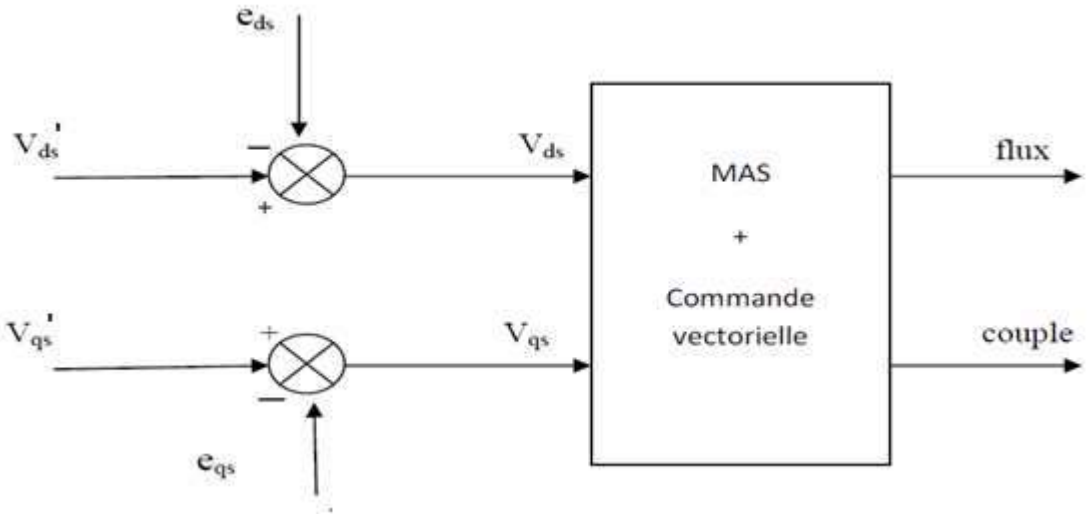


Figure III.4 : Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}

Nous définissons ainsi un nouveau système (Figure III.5) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{ds}' = \sigma L_s S I_{ds} + (R_s + R_r \dfrac{L_m^{\,2}}{L_r^{\,2}}) I_{ds} \\ V_{qs}' = \sigma L_s S I_{qs} + (R_s + R_r \dfrac{L_m^{\,2}}{L_r^{\,2}}) I_{qs} \end{cases} \qquad \text{III.5}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

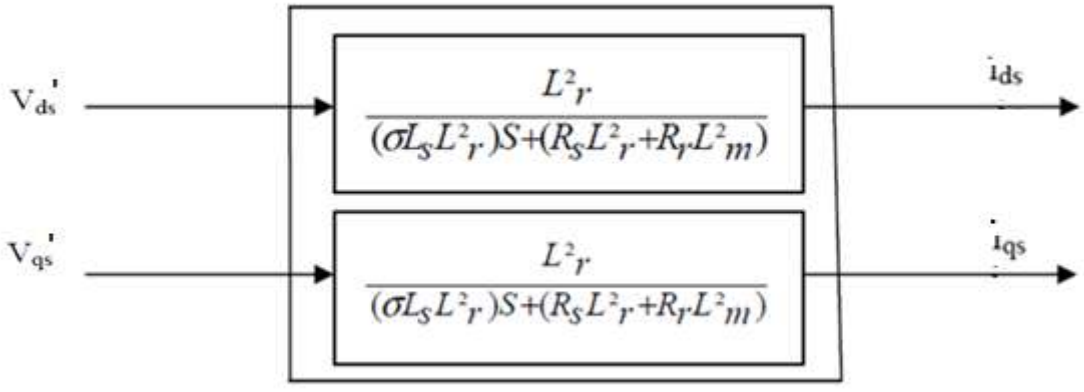


Figure III.5 : Commande découplée-Expression de I_{ds} et I_{qs}

III.7 Commande vectorielle indépendante à flux rotorique orienté des deux Mas alimentées par NSI

III.7.1 Schéma de principe

La Figure III.6 représente un schéma de principe de la commande vectorielle indépendante à flux rotorique orienté sur l'axe d de deux machines asynchrones alimentées par NSI. Les positions θs1et θs2 de l'axe d par rapport aux deux stators sont obtenue par intégration de la pulsation statorique ωs1 et ωs2.

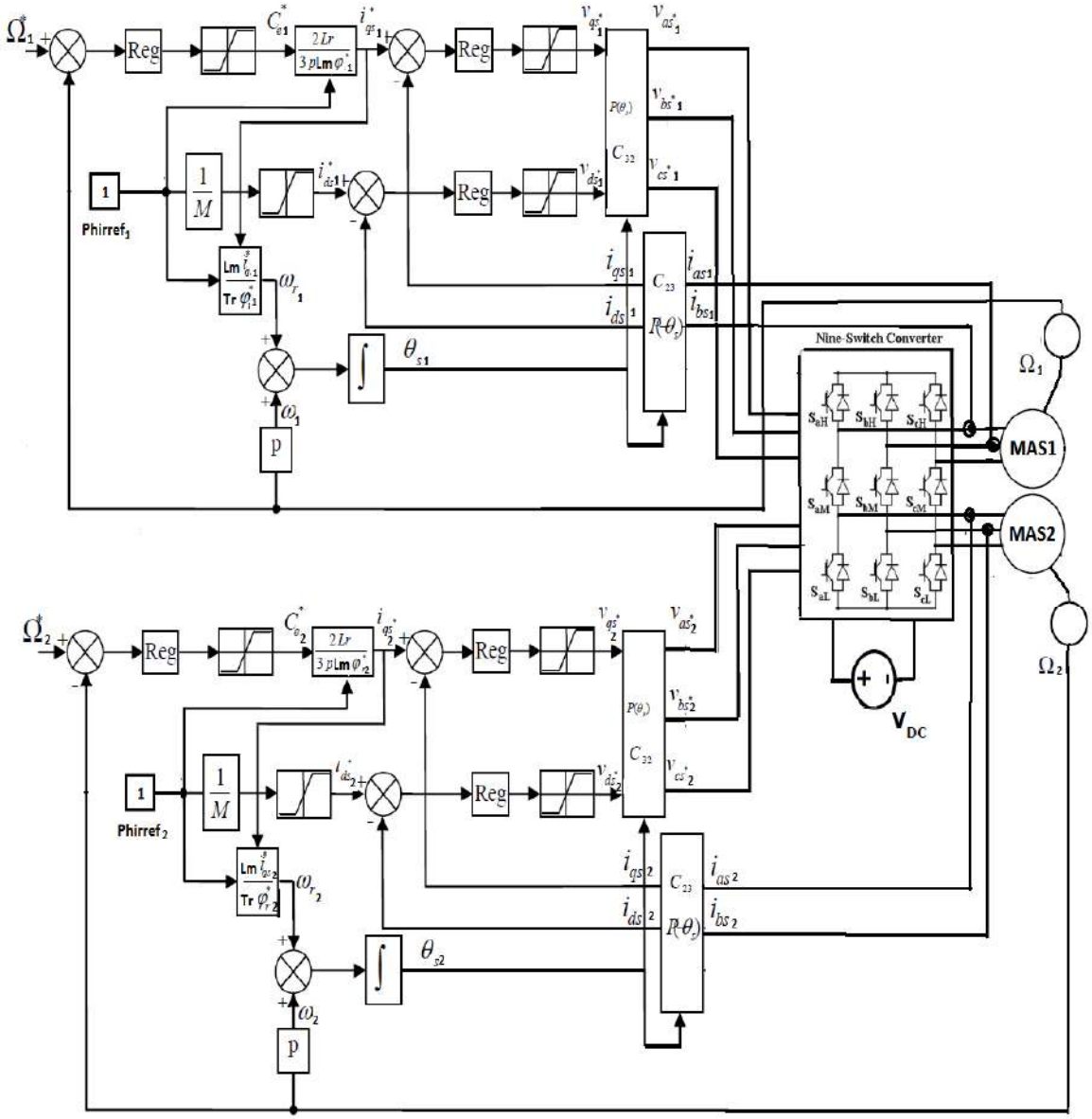


Figure III.6 : Schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

III.7.2 Simulation et interprétation

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le MATLAB(R2015a). .

Les simulation reportées sur les figures ci-dessous concernent la commande vectorielle de deux machines asynchrones alimentées par l'onduleur à neuf interrupteurs à vide et en charge par le contrôle indirecte utilisant un régulateur PI .

- La figure (III.7) présente la Commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones à vide est confirme le découplage entre le flux et le couple dans les deux MAS

- On fait un démarrage à vide pour les deux moteurs figure (III.8) et figure (III.9)

Les résultats montre que :

- La vitesse du MAS1 attente sa valeur de consigne 1500tr/min au bout de 0.5s et suit parfaitement la consigne.
- La vitesse du MAS2 attente sa valeur de consigne 1500tr/min au bout de 0.5 s et suit parfaitement la consigne.
- Le couple électromagnétique de la MAS1 atteint au démarrage une valeur maximale puis ce stabilise.
- Le couple électromagnétique de la MAS2 atteint au démarrage une valeur maximale puise ce stabilise.

- On applique un couple de charge de 5N.m à l'instant t=1s figure (III.10) et (figure III.11).

Les résultats montre que :

- Les régulateurs de vitesse des deux machines rejet les perturbations et éliminer les chutes de vitesse pendent un court durée.
- Les deux machines développent le couple électromagnétique nécessaire pour vaincre le couple résistant au cours de ce cycle.et les deux couples développés par les deux MAS suivent bien leurs références.
- La figure (III.12) présente un cycle de vitesse pour MAS1 (1500tr/min -1500tr/min) et MAS2 avec un cycle de vitesse (1200tr/min -1400tr/min 1500tr/min)
- La figure (III.13) On applique un couple de charge pour les deux machines (Cr = 5N.m entre t = 1s et t=1.5)

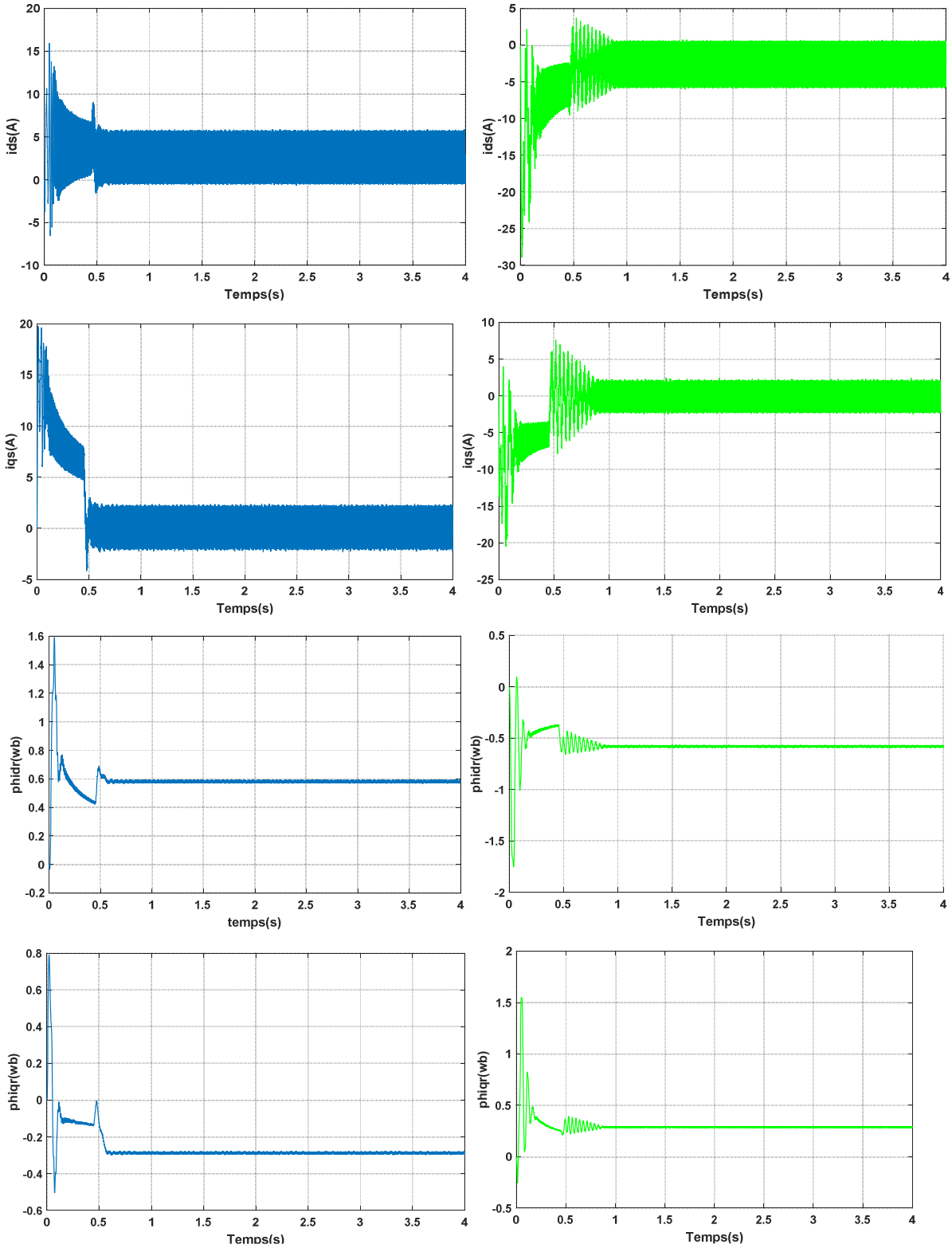


Figure III.7 : Commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones à vide

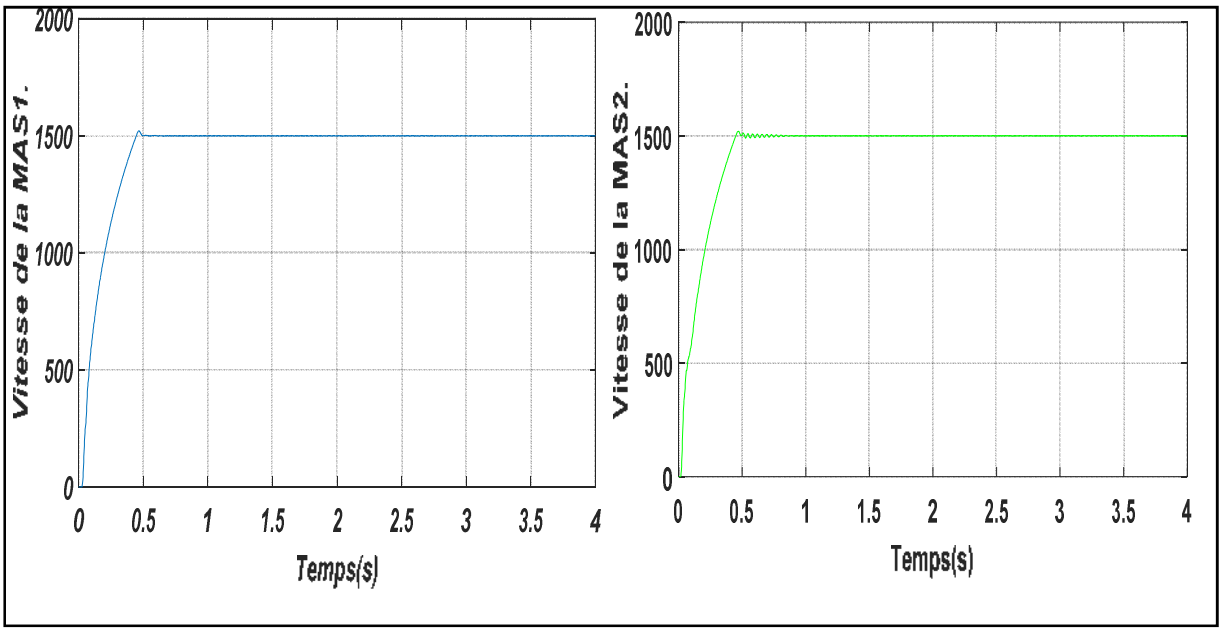


Figure III.8: Vitesse des deux moteurs pour une vitesse de référence 1500tr/m

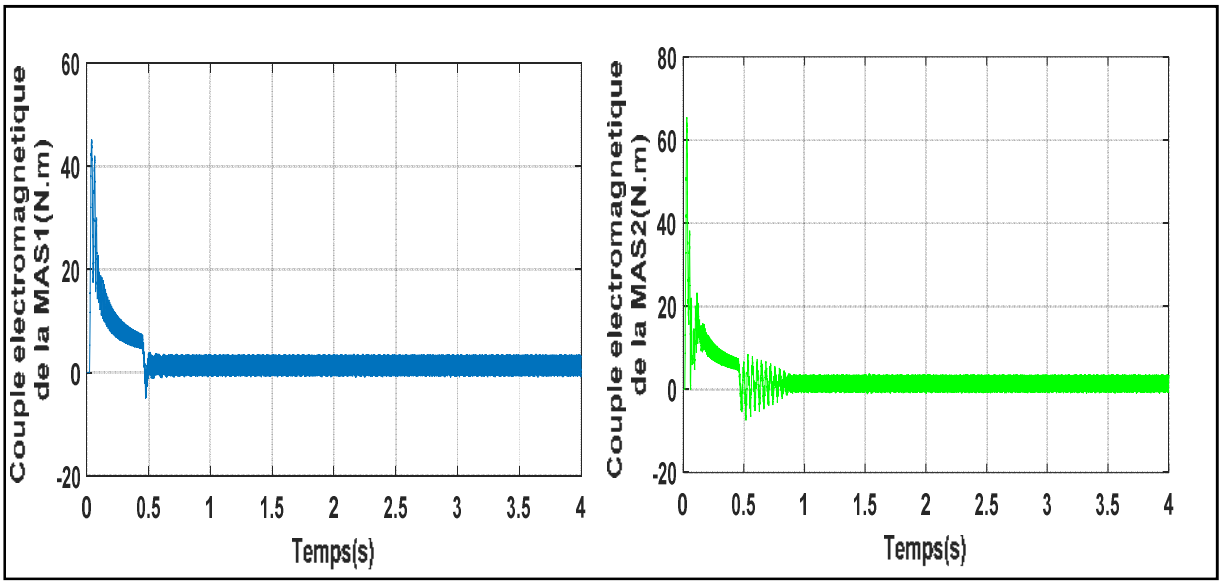


Figure III.9: Le couple électromagnétique fournit par les deux moteurs.

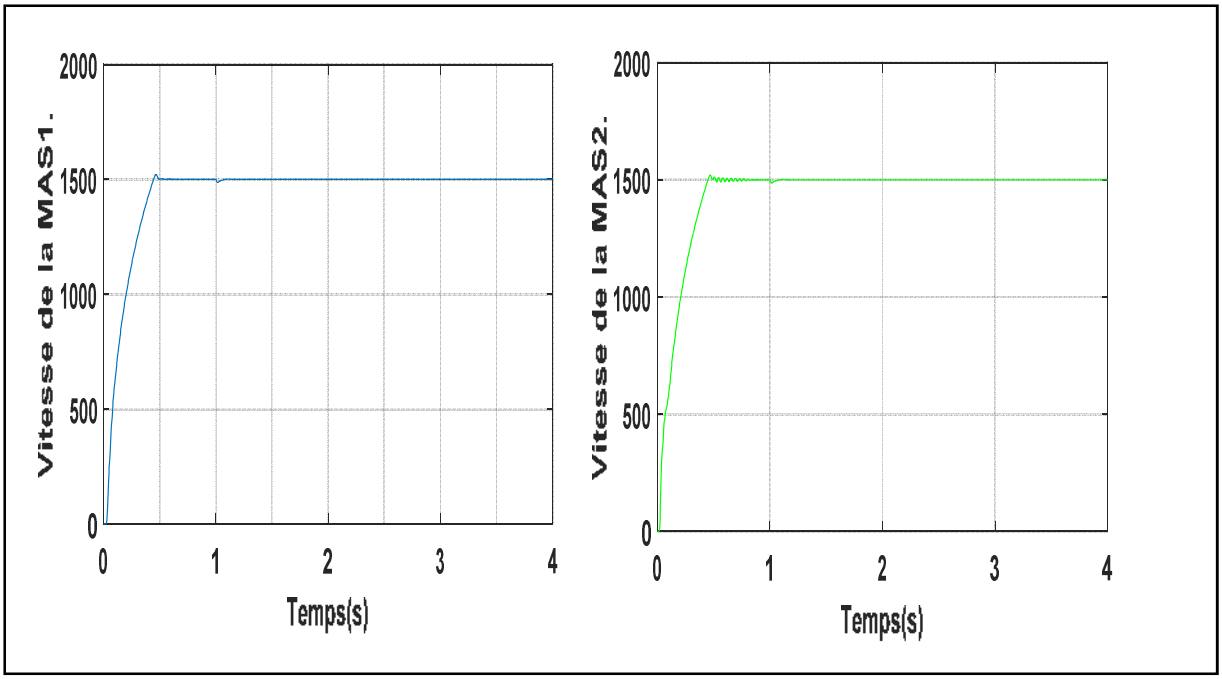


Figure III.10: Vitesse des deux moteurs pour une vitessede référence 1500 tr/m

Avec Cr=5 N.m à t=1s

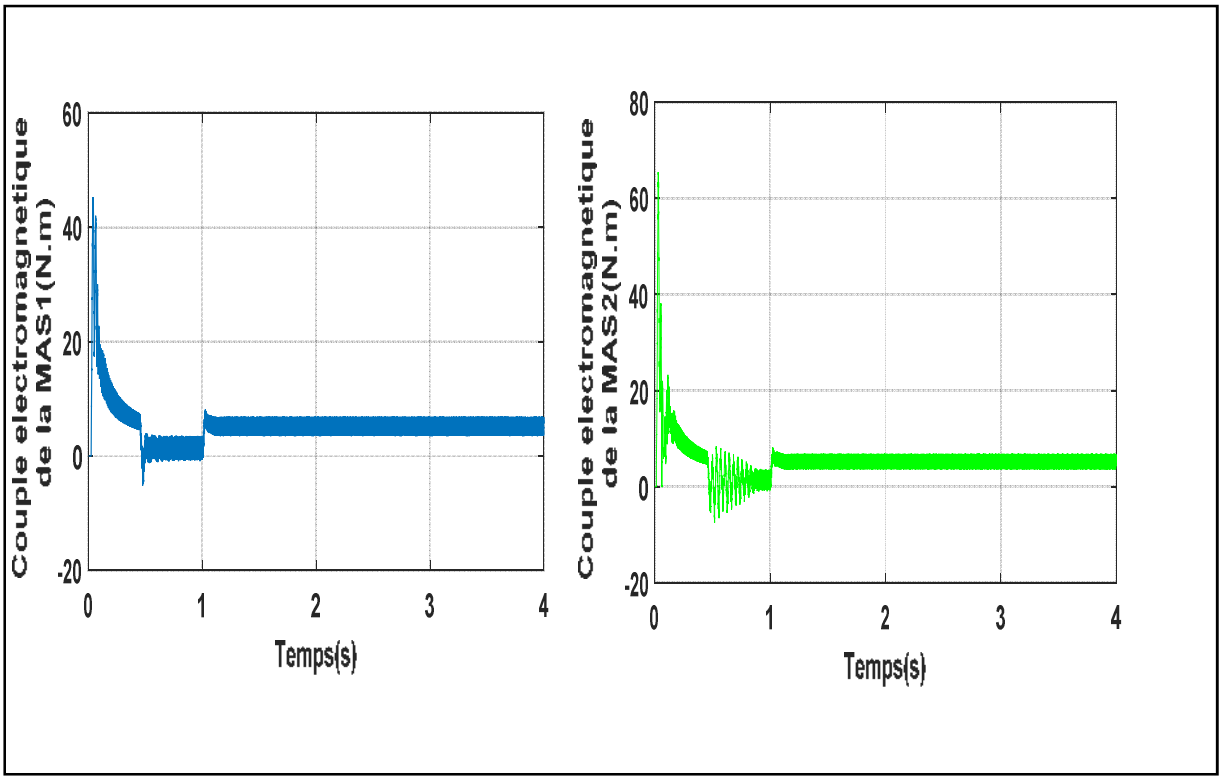


Figure III.11: Le couple électromagnétique fournit par les deux moteurs avec (Cr = 5N.m à t = 1s).

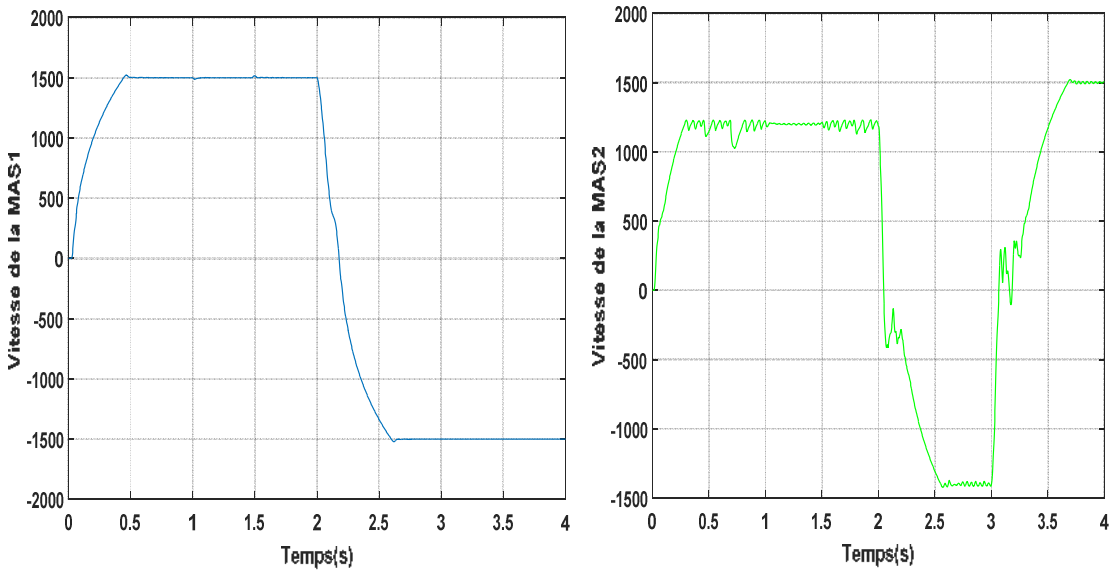


Figure III.12: vitesse de MAS1 pour un cycle de vitesse (1500tr/min -1500tr/min) et MAS2 avec un cycle de vitesse (1200tr/min -1400tr/min 1500tr/min)

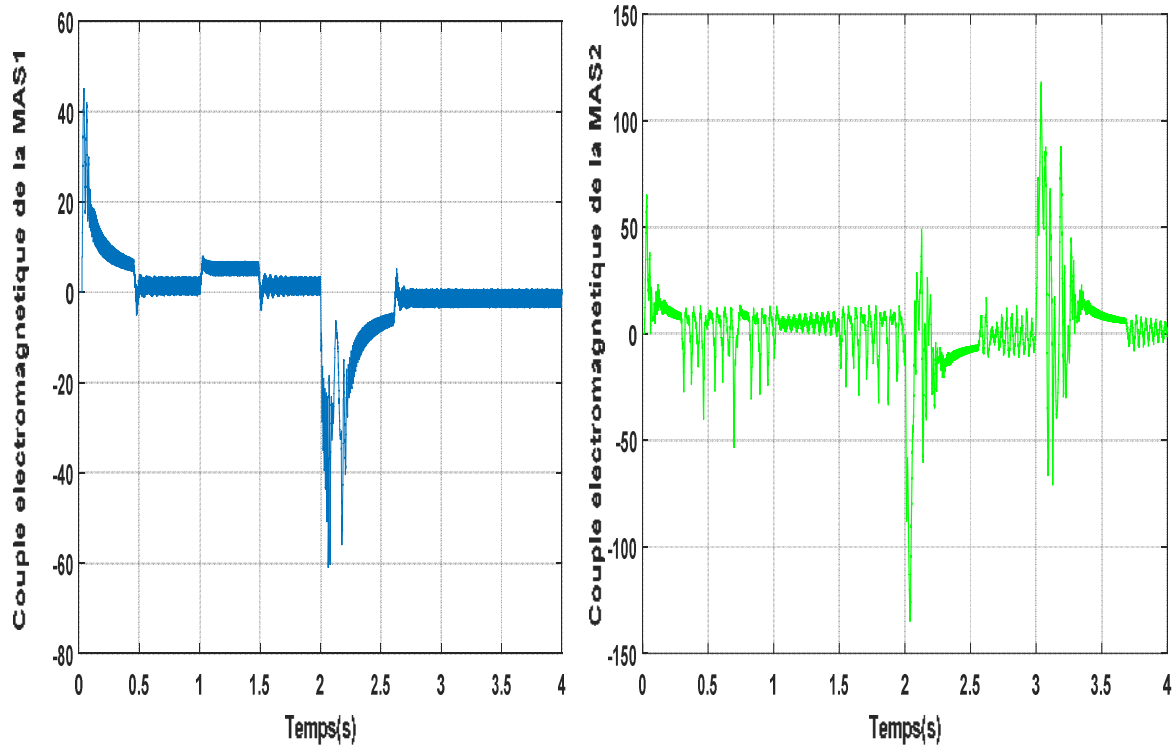


Figure III.13: Le couple électromagnétique fournit par les deux moteurs avec (Cr = 5N.m entre t = 1s et t=1.5)

Et d'après la simulation on tire les remarques suivantes :

- Le découplage entre le couple et flux est maintenu
- La vitesse de rotation suit parfaitement la vitesse de référence imposée
- L'application d'une charge ne perturbe ni la vitesse de rotation, ni le flux
- Le régulateur PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation
- La commande indépendante des deux moteurs

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre , nous avons étudié la commande par orientation du flux rotorique indirecte de l'association avec l'onduleur à neuf interrupteurs régulés en tension par la stratégie MLI sinusoïdale triangulaire de deux machines asynchrones , l'orientation du flux rotorique selon l'axe direct du repère de Park (d q) a eu pour but d'obtenir des modèle de contrôle réduits et découples semblables à celui de la machine à courant continu à excitation séparé.

.

.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones alimentées par un onduleur à neuf interrupteurs.

L'étude effectuée dans ce mémoire peut être résumée dans ce qui suit :
En premier chapitre, et pour aborder notre étude nous avons commencé par donnée des généralités sur les systèmes mono-convertisseur multi-machines, nous nous sommes intéressés à donnée au premier partie les différents structures utilisées par ces systèmes pour la commande des machines asynchrones triphasée connectée en parallèle. Les avantages et les inconvénients son discutées. La seconde partie on a vu le système mono-convertisseur multi-machins polyphasée connectée en série dénommé S3MC on a présenté son principe et le diagramme de connexion avec son onduleur d'alimentation.

Alors, dans le deuxième chapitre nous avons étudier l'alimentation des deux machines asynchrones avec un nouveaux onduleur détient seulement neuf interrupteurs et garantira la commande Independent des deux moteurs en amplitude et de vitesse, on a vu sa structure et le principe de fonctionnement et a été donné afin de pouvoir élaborer des techniques de commande à base des techniques existantes pour les convertisseurs classiques, ensuit on présente son modèle mathématique. Les commande rapprochée de l'onduleur sont élaborées à partir des techniques de commande MLI sinusoïdale et vectorielle destinées aux onduleurs conventionnels à deux niveaux.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à a l'étude de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de deux moteurs asynchrones alimentées par un onduleur à neuf interrupteurs .En effet, cette commande permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblable à la machine à courant continu ou le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

La simulation numérique sur MATLAB/SIMULINK de la commande des deux machines asynchrones alimentées par l'onduleur à neuf interrupteurs qui contrôlée par la technique MLI sinusoïdale a démontrée le découplage de la commande des deux machines.

Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse des deux machines asynchrones sont très satisfaisantes.

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

- Réalisation pratique de cette étude.
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ces types d'onduleurs.

.

Remarque : Dans ce travail les deux machines asynchrones à cage utilisées son identique :

Paramètres électrique:

LES PARAMATRES	SYMBOLES	VALEUR	UNITE
Puissance	P	1.5	KW
Vitesse nominale	Ω	1500	Tr/min
Tension statorique	Vs	220/380	V
Courant nominale	In	6.4/3.7	A
Résistance statorique	Rs	4.85	Ω
Résistance rotorique	Rr	3.805	Ω
Induction statorique	Ls	0.274	H
Induction rotorique	Lr	0.274	H
Induction mutuelle	Lm	0.258	H
Constantes du temps rotorique	Tr=Lr/Rr	0.056	H/Ω
Constantes du temps statorique	Ts=Ls/Rs	0.072	H/Ω
Coefficient de dispersion total	σ =1-(Lm^2/ (Lr/ls))	0.1133	/
Fréquence	F	50	Hz

Tableau A.1 : Paramètres électrique

Paramètres mécanique :

LES PARAMATRES	SYMBOLES	VALEUR	UNITE
Moment d'inertie	J	0.031	$KG.m^2$
Coefficient du frottement	Kf	0.001136	N.m*s/rad
Couple résistant (de charge)	Cr	5	N.m

Tableau A.2 : Paramètres mécanique

Paramètres électromagnétique :

LES PARAMATRES	SYMBOLES	VALEUR	UNITE
Nombre de paires de pôles	p	2	pôles

Tableau A.3 : Paramètres électromagnétique

B. 1 Calcul de ω_s et θ_s

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r}\frac{I_{qs}}{\varphi_r} \qquad B.1$$

Mathématiquement ; l'équation n'est pas exploitable telle qu'elle est puisque φ_r est nul au démarrage du moteur, nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r}\frac{I_{qs}}{\varphi_r + \varepsilon} \qquad B.2$$

Avec ε =0.01

Nous avons alors : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$

De même, l'expression exploitable est la suivante :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ mod } [2\pi] \qquad B.3$$

B.2 Calcul des régulateurs

B.2.1 Régulateur du courant iqs

En effet ; l'idée est bien d'agir de façon instantanée sur la phase (pulsation et l'amplitude de la tension statorique Vs), de manière à régler le courant iq sans toute fois modifier le courant id. Dans ces conditions, le flux est maintenu constant dans la machine et l'évolution du couple ne dépend que d'une seule grandeur [36],[37] .Donc, le régulateur du courant en quadrature fournit la tension V_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. La fonction de transfert $\frac{I_{qs}}{V_{qs}^r}$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure (B.1)

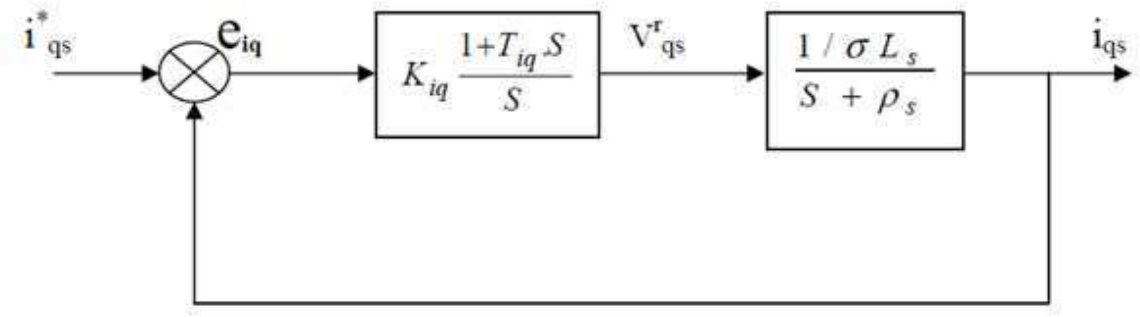


Figure B.1 : Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}*} = \frac{K_{iq}(1+ST_{iq})/(\sigma L_s)}{S^2 + S(\rho_s + K_{iq}\frac{T_{iq}}{\sigma L_s}) + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \qquad B.4$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles a partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimal, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire [38]. En imposant les pôles $S_{1,2}= \rho \pm j\ \rho$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2$ *B.5*

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$K_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad B.6$$

$$T_{iq} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \qquad B.7$$

B.2.2 Régulateur du courant ids

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{ds}^{r} nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{V_{ds}^{r}}$ est donnée par

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}^{r}} = \frac{1/\sigma L_s}{S + \rho_s} \qquad B.8$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant iqs sont appliqués à ce régulateur.

Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes. Ils sont données par :

$$\begin{cases} K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \\ T_{id} = \dfrac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \qquad B.9$$

Avec $\rho_s = \dfrac{R_s}{\sigma L_s}$

B.2.3 Régulateur de vitesse

Dans une régulation cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, en considérant le couple de charge comme perturbation [39].

Habituellement, les schémas de régulation de la vitesse sont constitués de deux étages. Le premier comprend les boucles de régulation des courants, et le second externe, est destiné à la régulation de vitesse. Ceci est justifié par le fait qu'en général on considère que la dynamique

de la vitesse est très lente par rapport à la dynamique des courants .C'est pour cette raison que dans les régulateur classiques, la vitesse est toujours supposée constante pendant que les courants sont régulés. Donc, le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à l'externe [40].

D'après l'équation mécanique nous avons :

$$\frac{\omega_s}{C_e} = \frac{P/J}{S+\rho_m} \qquad B.10$$

Avec : $\rho_m = f / J$

En associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive :

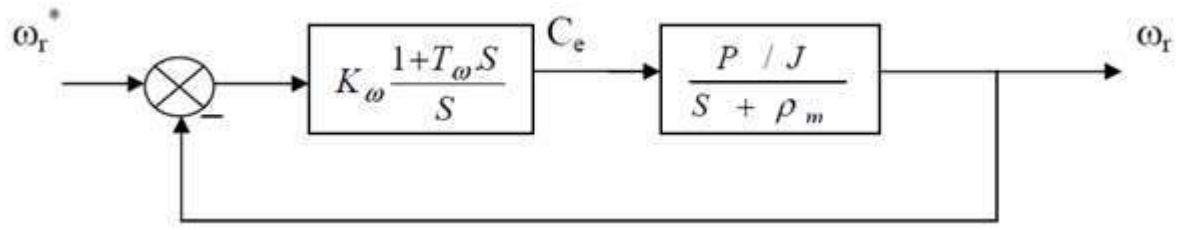


Figure B.2 Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω_r

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r^*}{\omega_r} = \frac{k_\omega(1+ST_\omega).\frac{P}{J}}{S^2 + S(\rho_m + k_\omega \frac{T_\omega.P}{J}) + k_\omega.\frac{P}{J}} \qquad B.11$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur :

$$\begin{cases} K_{\omega} = \dfrac{2\rho^2 J}{P} \\ T_{\omega} = \dfrac{2\rho - \rho_m}{2\rho^2} \end{cases} \qquad B.12$$

B.3 Test de découplage

Les paramètres des régulateurs PI utilisés au schéma de principe (Figure III.6) sont résumés au tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles	K_p	T_p
Courants ($i_{ds}.i_{qs}$)	200±j200	2485.3	0.003
Vitesse (ω_r)	35 ±j35	37.9750	0.0285

Tableau B.1 : Paramètres des régulateurs

C.1 Définition :

Une machine asynchrone est une machine à induction, sans collecteur et dont une partie des enroulements est reliée au réseau, l'autre travaillant par induction. Elle est constituée d'un enroulement fixe appelé stator et d'un enroulement mobile appelé rotor en court circuit qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil**.** La **figure C.1** donne la représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

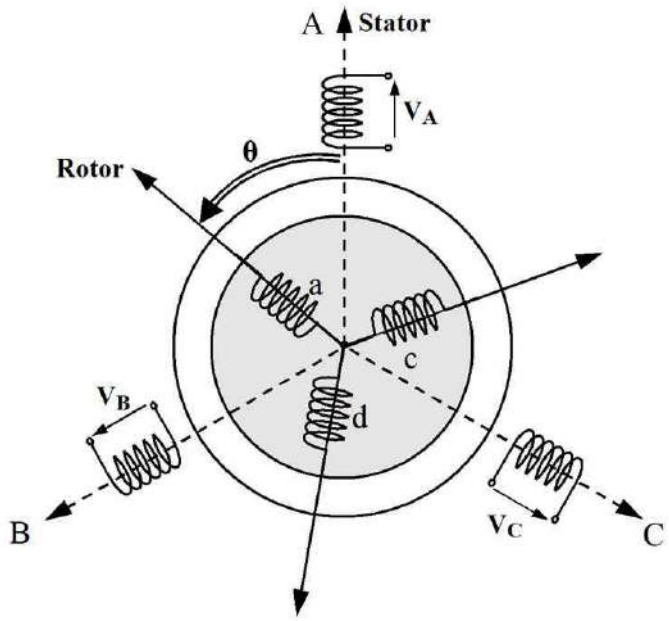


Figure C.1 : Représentation schématique de la machine asynchrone

La machine asynchrone que nous allons étudier est à cage d'écureuil. Mais cela ne change rien dans les équations si on la considère à rotor bobiné.

C.2 Principe de fonctionnement

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme n_s .Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des

moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation n .

C.3 Hypothèses simplificatrices

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- Les résistances des enroulements sont constantes et il n'y a pas e phénomène d'effet de peau,
- Le système d'alimentation sera un système équilibré et sinusoïdal.
- La force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

C.4 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Les équations de la machine asynchrone à cage d'écureuil (rotor en court-circuit), s'écrivent alors :

C.4.1 Equations électriques

Au stator : $[V_s] = [R_s][I_s] + d[\varphi_s]/dt$ *C.1*

Au rotor : $[V_r] = [R_r][I_r] + d[\varphi_r]/dt$ *C.2*

Scachant que le vecteur $[V_r]$ est nul et :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa}\varphi_{sb}\varphi_{sc}]^T$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ra}\varphi_{rb}\varphi_{rc}]^T$$

$$[I_s] = [i_{sa}i_{sb}i_{sc}]^T$$

$$[I_r] = [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T$$

ou R_s , R_r : Résistaces statoriques et rotoriques

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$ **:** Trois tensions statoriques et rotoriques respectivement.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ **:** Trois courants statoriques et rotoriques respectivement.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor

C.4.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

Au stator : $[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$ *C.3*

Au rotor : $[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$ *C.4*

Avec $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Si nous désignons par θ l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident .

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad C.5$$

Où:

L_s , L_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_{sr} , M_{rs} : Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques respectivement.

C.5 Transformation de Park

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire, pour cela on fait appel à la transformation de Park *(figure.C.2).* Physiquement elle peut être expliquée par une transformation d'un système triphasé équilibré en un système biphasé, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés dans le plan (d,q)

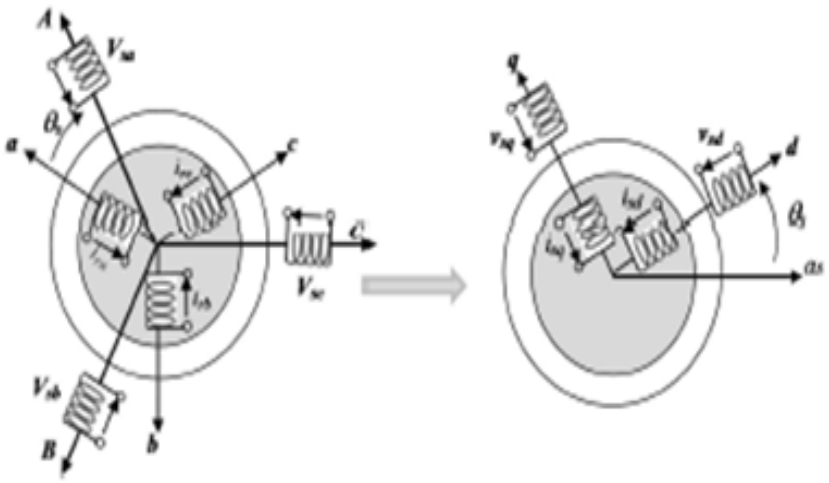


Figure C.2 transformation de PARK

Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est donné par la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

P est une matrice définit comme suit

$$P(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \qquad C.6$$

Avec "X" : tension, courant ou flux ; "o" : composante de l'axe homopolaire ; ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché

$\theta = \theta_s$: Lorsqu'il s'agit des grandeurs statoriques.

$\theta = \theta_r$: Lorsqu'il s'agit des grandeurs rotoriques.

C.6 Choix du système d'axe de référence

Il existe plusieurs possibilités concernant l'orientation du repère d et q qui dépendent des objectifs de l'application

- Référentiel lié au stator : $d\theta_s / dt = 0$, $\omega_{sl} = d\theta_{sl} / dt = -\omega_r$

Ce référentiel permet d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

- Référentiel lié au rotor : $d\theta_s / dt = \omega_r$, $\omega_{sl} = d\theta_{sl} / dt = 0$
- Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.
- Référentiel lié au champ tournant : $d\theta_s / dt = \omega_s$, $\omega_{sl} = d\theta_{sl} / dt = \omega_s - \omega_r$

Ce référentiel est le plus utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et dans l'étude de la transmittance du moteur relativement à de petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné.

Où :

$\omega_s, \omega_r, \omega_{sl}$: pulsations statorique, rotorique et de glissement.

C.7 Modélisation d-q de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant

Les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux

C.7.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au champ tournant sont:

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + d\psi_{ds} / dt - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + d\psi_{qs} / dt + \omega_s \psi_{ds} \end{cases} \quad C.7$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + d\psi_{dr} / dt - (\omega_s - P\Omega)\psi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + d\psi_{qr} / dt - (\omega_s - P\Omega)\psi_{dr} \end{cases} \quad C.8$$

Avec Ω : Vitesse mécanique

P : Nombre de paires de pôles

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad C.9$$

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad C.10$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique

$M = \frac{3}{2} L_m$:

l_r : l'inductance propre d'une phase rotorique

l_s : l'inductance propre d'une phase statorique

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

L_m : maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

C.7.2 Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique Γ_{em}

$$\begin{cases} \Gamma_{em} = \frac{3}{2} P(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\ \Gamma_{em} = \frac{3}{2} P(\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \\ \Gamma_{em} = \frac{3}{2} P L_m (i_{qs} i_{dr} - \psi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \qquad C.11$$

$$\Gamma_{em} = K_t (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \qquad C.12$$

Avec : $K_t = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r}$

Notons que c'est la relation (B.12) qui a été adoptée dans la commande vectorielle indirecte, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la dynamique (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r - K_f\Omega \qquad C.13$$

Où

J : Inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine
Γ_r : Couple de charge
K_f : Coefficient du frottement visqueux

C.8 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\ \beta$)

Cette transformation est appelée aussi transformation de **Clarke** qui est en fait un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère (*d q)* est confondu avec le repère *(*$\alpha\ \beta$*)* (figure B.3), c'est à dire en prenant $\theta_s = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit

$$\begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad C.14$$

Où *x* représente les tensions, courants ou flux.
La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \qquad C.15$$

C.8.1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \dfrac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \dfrac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \qquad C.16$$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \dfrac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega\psi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \dfrac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \omega\psi_{r\alpha} \end{cases} \qquad C.17$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \qquad C.18$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \qquad C.19$$

C.8.2 Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère (α β) peut être donnée par :

$$\Gamma_{em} = K_t(\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

C.9 Passage entre les repères (d q) et (α β)

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle ϑ : [P(ϑ)], comme le montre la figure C.3

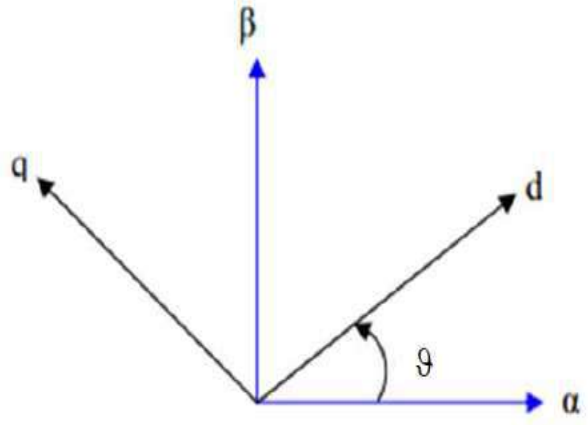


Figure C.3 : Position des repères (*d q*)et (*α β)*

La transformation ce fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(\vartheta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \qquad \text{C.}20$$

Et inversement

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [P(-\vartheta)] \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \qquad \text{C.}21$$

Avec $[P(\vartheta)] = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix}$

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.E. Vidal,X. Kestelyn Weighted' **control of traction drives with parallel connected AC machines',** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 6, pp.1799-1806, Décembre 2006.

[2] S. Charlemagne, "**Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, Application des concepts multi-machines**", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.

[3] A jaego, Z.Nowacki, » "**the technological requirement in paper industry refer multimotor drrive** ". Proc .of EPE'99. CD-ROM, Lausanne. septembre 1999

[4] A. Bouscayrol, « **Structures d'alimentation et stratégies de commande pourdes systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile »**, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[5] B.Wu, S.B.Dewan, and P.C.Sen**. "A Modified Current Source Inverter (MCSI) for amultiple induction motor drive system".** Power Electronics, IEEE Transactions on, 3(1):10–16, 1988.

[6] P.M.Kelecy and R.D.Lorenz. "**Control methodology for single inverter, parallel connected dual induction motor drives for electric vehicles**". Power Electronics Specialists Conference, PESC'94 Record., 25th Annual IEEE, pages 987–991, 1994.

[7] A.Bouscayrol, S. Siala, M. Pietrzak-David, and B. denFornel. "**Four legged PWM inverters feeding two induction motors for a vehicle drive application. Power Electronics and Variable-Speed Drives"**, 1994. Fifth International Conference on, pages 700–705, 1994

[8] S. Siala, **Motorisation asynchrone d'un robot mobile - Observation et régulation du flux ; contrôle de l'alimentation pour le suivi de trajectoire**, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.

[09] D. Dujic, M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi, **"A General PWM Method for (2n+ 1)-leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines"**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, No. 10, pp 4107-4118, octobre 2009

[10] P. Delarue, A. Bouscayrol, and B. Francois, **"Control implementation of a five-leg voltage-source-inverter supplying two three-phase induction machines**," in Proc. IEEE IEMDC, Madison, WI, 2003, pp. 1909–1915.

[11] M. Jones, S.N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, P. Wright, **"Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications"**, IET Electric Power Applications, vol. 2, Issue 5, pp 257–287,Septembre 2008

[12] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, J. Oikawa," **Characteristics of speed sensorless vector controlled dual induction motor drive connected in parallel fed by a single inverter"**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.40, No.1, pp 153-161, Janvier/fevrier 2004

[13] M. Shibata, N. Hoshi, **"Novel inverter topologies for two-wheel drive electric vehicles with two permanent magnet synchronous motors"**, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2007.

[14] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A. Toliyat, **"Steady-state modeling of series-connected five-phase and six-phase two-motor drives"**, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.44, No 5, pp 1559-1568, septembre/octobre 2008.

[15] A.Djahbar, '**Contribution de la Commande Multi Machine Connectée en Séries'**, Thèse de Doctorat en science, USTO, 2008.

[16] S.Sachin, K. George, M. Mahesh and C. Vladimir, '**Comparison of Full and Reduced Scale Solar PV Plant Models in Multi-Machine Power Systems**', IEEE PES T&D Conference and Exposition, pp. 1-5, Chicago, USA, 14-17 April 2014

[17] Z. Hongshan and L. Xiaoming, '**Excitation Prediction Control of Multi- Machine Power Systems Using Balanced Reduced Model'**, IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES), pp. 1 - 5, Vancouver, BC, 21-25 July 2013.

[18] R. Saluja, S. Ghosh and M.H. Ali, '**Transient Stability Enhancement of Multi-Machine Power System by Novel Braking Resistor Models**', Proceedings of IEEE Southeastcon, pp. 1 - 6, Jacksonville, Fl, 4-7 April 2013.

[19] E.Levi, M. Jones and S.N. Vukosavic, **'Even-Phasemulti-Motor Vector ControlledDrive with Single Inverter Supply and Series Connection of Stator Windings'**, IEEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 150, N°5, pp. 580 - 590, 2003.

[20] J.P. Therattil and P.C. Panda, '**Modeling and Control of a Multi-Machine Power System With FACTS Controller**', International Conference on Power and Energy Systems (ICPS), pp. 1 - 6, Chennai, 22-24 Dec. 2011.

[21] S. Mahapatra and A.N. Jha, '**Modeling and Simulation of TCSC Based Controller In a Multi Machine Power System**', Students Conference on Engineering and Systems (SCES), pp. 1-6, Allahabad, 28-30 May 2014.

[22] H. Zhao, X. Lan, N. Xue and B. Wang, '**Excitation Prediction Control Of Multi-Machine Power Systems Using Balanced Reduced Model**', IET Generation, Transmission & Distribution, pp. 1075 - 1081, June 2014.

[23] Z. Ni, Y. Tang, H. He and J. Wen, '**Multi-Machine Power System Control Based on Dual Heuristic Dynamic Programming**', IEEE Symposium on Computational Intelligence Applications in Smart Grid (CIASG), pp. 1-7, Orlando, Fl., 9 - 12 Dec. 2014.

[24] C.B. Jacobina, V.F.M.B. Melo, N. Rocha and E.R.C. da Silva, '**Six-Phase Machine Conversion System with Three-Phase and Single-Phase Series Converters'**, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3896 - 3903, Denver, CO, 15-19 Sept. 2013.

[25] T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane and T. Benslimane, '**Etude et Réalisation d'un Onduleur à Trois Niveaux Commandé par MLI Vectorielle**', Revue des Energies Renouvelables, Vol. 14, N°2, pp. 211 - 217, 2011.

[26] T. KOMINAMI,Y. FUJIMOTO, "**A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads**", IEEE Industry Applications Society Annual Conference (IAS), pp 2346–2350, 2007.

[27] Goyal, G.N.; Aware, M.V., "**A comparative performance of six-phase nine switch inverter operation with SPWM and SVPWM**," Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on , vol., no., pp.1,6, 16-19 Dec. 2012.

[28] M.S. Mahesh, K. ILAMARAN, J.JEYAMUTHUMANI and B. KARTHIK RAJA,"**A Novel Control of Two AC Loads using Nine Switch Inverter**" , International Conference on Computing and Control Engineering (ICCCE 2012), pp 12-13,April 2012.

[29**]** S.M.DEHGHAN, A.AMIRI, M.MOHAMADIAN et M.A.E.ANDERSEN, "**Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters**", IET Power Electronics, pp 1-3, Décembre 2012.

[30] V. S. NEVE "**A literature survey on z-source inverter**", VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Vol. 2 No. 11 November 2012.

[31] G. Grellet, G. Clerc, "**Actionneurs électriques-Principes Modèles Commandes**", Edition Eyrolles, Paris, novembre 1996.

[32] A. Khaldoun., « **Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté** », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, 2007.

[33] Y . A. Chapuis, " **Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'o rientation de son flux statorique**," Thèse de doctorat, INPG, Grenoble, Janvier 1996.

[34] Guy grellet Guy clerc « **Actionneurs électriques** » Edition Eyrolles 1997.

[35] Buche, « **Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps reel MATLAB/SIMULINK** »,thèse d'ingenieur en automatisme industrielle , C.U.E.F.A Grenoble,France ,2001.

[36] K. Meredef, « **Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel en incluant les observateurs non lineaires** », thèse d'ingénieure en électrotechnique ,université de Médéa,2003]

[37] J. P. Caron, J. P Hautier, « **Modélisation et Commande de la Machine asynchrone** », Edition Technip, 1995.

[38**]** M.Guernina, H.Sadouki « **La commande vectorielle de la machine asynchrone par les systèmes flou** », thèse d'ingénieur en électrotechnique CUYFM, 2001

[39] C.Canda « **Modélisation, control vectoriel et DTC** »,volume 1 .

[40] K.Meredef, « **Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel en incluant les observateurs non lineaires** », thèse d'ingénieure en électrotechnique , université de Médéa,2003 .