الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

La République Algeriene Democratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

---

Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Faculté des Technologies



Département du Génie Électrique

Projet de Fin d'Etude

Présenté pour l'obtention du *Diplôme de Master* en Génie Électrique
Spécialité : Commande et Electronique Industrielle

Théme:

La Commande independante de deux machines Asynchrone par un onduleur à neuf Interrupteurs

Proposé et dirigé par :

- Dr. N.HANINI
- Dr. A.TELEMSANI

Préparé et présenté par :

- RAZEM REDOUANE
- YSBAA FAHIMA

Année Universitaire : 2016/2017

ملخص :

يندرج هذا العمل في إطار نمذجة ألية تحكم مستقلة تركيبة جديدة لممودج ذو تسع قاطعات من اجل التحكم المستقل لنظام بمحركين كهربائيين ,و هذه البنية تقلل من عدد القاطعات مما يسمح بتقليل تكلفة و حجم النظام مقارنة مع النظام التقليدي.
في هذا العمل يتم نمذجة الماكنتين عن طريق التحكم المباشر لعزم الدوران والذي من خلاله تحصلنا على نتائج جيدة.

كلمات مفتاحية :الآلة الاتزامنية, مموج ذو تسع قاطعات, التحكم المباشر لعزم الدوران

Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'assurer un contrôle découplé d'un système à deux moteurs asynchrones par un onduleur à neuf interrupteurs. Cette configuration minimise le nombre d'interrupteurs de puissance et donc minimise le coût et le volume par rapport au système classique.

Dans ce travail la commande découplée des deux moteurs est traité par la commande direct du couple(DTC).

On a obtenus des bon résultats de simulation .

.

Mots clés : moteur asynchrone**,** Onduleur à neuf interrupteurs,Commande Directe du Couple (DTC),

Abstract:

This work aims to ensure a decoupled control of a system with two asynchronous motors by nine switches inverter. This configuration minimizes cost and volume compared to the conventional system.

In this work the decoupled control of the two motors is processed by direct torque control (DTC) .

We got the best simulation results

Keywords: asynchronous motor, nine switches inverter, direct torque control (DTC).

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la Patience, et la santé durant cette période et que grâce à lui ce travail a pu être faire.

Nous adressons nos sincères remerciements au Dr HANINI notre encadreur pour sa disponibilité durant toute cette période, pour son aide, conseils, et pour tous ses efforts

Nous tenons à exprimer nos remerciements au Professeur A.TELEMSANI pour Ces conseils.

Cette page ne pourra être complète sans remercier Dr .F.HAMIDIA pour son aide.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

.

Table des matières

Résumé .....
Remerciements .....
Dédicace .....
Table des matières .....
Notations et symboles .....
List des figures .....
List des tableaux .....
Liste des abéviations.....
Liste des indice. .....
Liste des paramètres de la MAS .....
Variables électriques et mécanique .....
Variable de commande .....

Introduction Générale 01

CHAPITRE I : Les systèmes multi machines

Introduction 03
I.1 Les différentes structures des systèmes multi machines triphasées..... 03
I.1.1 La structure classique 03
I.1.2 Structures mutualisées 05
I.1.2.1 La structure à bras communs : n machines et 2n bras 05
I.1.2.2 La structure a point milieu commun : n machines et 2n bras ..... .06
I.1.2.3 La structure mixte : 3n/2 bras pour n machines ……..…06
I.1.2.4 La structure parallèle: 3 bras pour n machines……...07
I.1.2.5 Autres structures ……..08
I.1.3 Comparaison de ces différentes structures……..09
I.2 Structures des systèmes multi-machines multi phrasées 10
I.2.1 Idée des systèmes multi machines multi phrasées connectées en séries…….. 10
I.2.1.1 Des exemples pour les systèmes multi machines multiphasées Connectées en série.....11
I.2.2 Les systèmes multimachines multi phrasées connectées en parallèle..... 15

Table des matières

Conclusion.....16

CHAPITRE II : La Commande directe du couple(DTC)

Introduction 17
II.1 Principe de la commande directe du couple 17

II.2 Contrôle du flux et du couple 18
II.2.1 Contrôle du flux 18
II.2.2 Contrôle du couple 20
II.3 Estimateurs..... 20
II.3 .1 Estimateur de flux statorique 20
II.3 .1 Estimateur du couple électromagnétique 21
II.4 Correcteurs 21
II.4.1 Correcteur de flux 21
II.4.2 Correcteur du couple..... 22
II.5 Choix du vecteur tension 23
II.6 Elaboration de la table de commande..... 24

II.7 Résultats de simulations de la DTC..... 25

Conclusion..... 26

CHAPITRE *III* : La commande directe du couple(DTC) de deux machines asynchrone

Introduction 27
III.1 Description et modélisation d'un onduleur à neuf interrupteurs 27
III.1.1 Structure de l'onduleur a neuf interrupteurs 27
III.1.2 Les vecteurs tension de l'onduleur a neuf interrupteurs 29
III.1.3 Modèle d'un onduleur a neuf interrupteurs 32
III.2 La commande directe du couple(DTC) de deux machines asynchrone par un onduleur a neuf interrupteurs.....34
III.2.1 principe de la commande directe du couple 34
III.2.2 Structure générale de DTC pour deux machines 35
III.2.3 Elaboration de la table de commutation de la DTC de l'onduleur a neuf Interrupteurs.....36
III.2.4 les résultats de simulation 38

Table des matières

III.3 Résultats de simulation avec changement de paramètre (vitesse, C_r, R_S.J) 39
III.3.1.changement de vitesse de référence 39
III.3.1.1 même vitesse de référence pour les deux machines 39
III.3.1.2. différentes vitesse de référence pour les deux machines 41
Conclusion 45
Conclusion générale 46
Annexe 47
Références et bibliographie .....

LISTE DES FIGURE

Figure I.1 Structure classique multi machine/multi onduleur SM (3n, n)……4
Figure I.2 Structure à bras commun SM (4n/2, n)……5
Figure I.3 Structure a point commun SM (2n, n) ……6
Figure I.4 Structure mixte SM (3n/2, n)……...7
Figure I.5 **S**tructure parallèle SM (3n)……...8
Figure I.6 Alimentation de ([n-1]/2) enroulements statoriques connectés en série par une source de tension de n-phases……11
Figure I.7 Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de cinq phases……...12
Figure I.8 Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de sept phases……....13
Figure I.9 Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de neuf phases……...14
Figure II.1 Structure de la commande directe du couple DTC…… 18
Figure II.2 a.) Sélection du vecteur tension V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux
b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β)……19
Figure II.3. Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique……....20
Figure II.4. Fonction de sortie du correcteur du flux et de la forme de l'amplitude du flux……22
Figure II.5. Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple Électromagnétique……..22
Figure II.6.Sélection du vecteur tension selon la zone 1……24
Figure II.7. Evolution des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux) pendant un démarrage à vide Suivi d'une application d'une charge ……..25
Figure III.1: Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs……...29
Figure III.2: Structure de l'onduleur triphasé……....32
Figure III.3: Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs……..33
Figure III.4: Schéma du principe de la DTC pour deux machines (MAS)……35
Figure III.5 Evolution des grandeurs (couple,vitesse,courant,flux)pendant un démarrage à vide Suivi d'une application d'une charge de 7.5N.m à l'instant t=2.5 s……..38
Figure III.6 flux, couple, vitesse et courant pour les deux machines MAS……39
Figure III.7 flux,couple,vitesse et courant pour les deux machines avec l'application de couple de charge……..39

LISTE DES FIGURES

Figure III.8 flux,couple,vitesse et courant pour les deux machines avec changement de R_S……..40

Figure III.9 flux,couple,vitesse et courant pour les deux machines avec changement de J……40

Figure III.10 flux,couple,vitesse et courant pour MAS1……..41

Figure III.11.flux,couple,courant et vitesse pour MAS2……...41

Figure III.12 flux,couple,courant et vitesse avec l'application C_r pour MAS1……42

Figure III.13 flux,couple,courant et vitesse avec l'application C_r pour MAS2……42

Figure III.14 flux,couple,courant et vitesse avec l'application R_s pour MAS1……43

Figure III.15 flux,couple,courant et vitesse avec l'application R_s pour MAS2……43

Figure III.16 flux,couple,courant et vitesse avec l'application J pour MAS1……....44

Figure III.17 flux,couple,courant et vitesse avec l'application J pour MAS2……....44

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1: Tableau récapitulatif des différentes structures……9

Tableau I.2: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de cinq phases……12

Tableau I.3: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de sept phases…….12

Tableau I.4: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de neuf phases…….14

TableauII.1. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux……...24

Tableau III.1: Etas possibles pour un bras de l'onduleur à neuf interrupteurs……29

Tableau III.2: Vecteurs possibles de l'onduleur à neuf interrupteurs…….....……31

Tableau III.3: Table de commutation de l'onduleur à neuf interrupteurs……37

LISTE DES SYMBOLE ET ABREVIATION

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le développement des technologies électrotechniques et les enjeux économiques actuels conduisent de plus en plus à l'utilisation des systèmes comprenant plusieurs machines électriques. L'usage de structures "classiques" pour ces systèmes multi-machines multi-convertisseurs, notés SMM peut conduire à un nombre important de composants électrique utilisés. Le prix et le volume de la structure vont alors augmenter (quantité de silicium utilisée, nécessité d'ajouter un système de refroidissement aux semi-conducteurs de puissance ...). De plus, une structure classique impose qu'une commande spécifique à chaque machine soit mise en place. Ceci conduit donc soit à l'implantation de calculateurs très performants, soit à la mise en place de plusieurs modules de commande, ce qui augmente indéniablement le prix du système. Il peut être alors intéressant de développer des structures qui réduisent les moyens de puissance et de commande utilisés en les mutualisant [Bid11].

Des travaux de recherche ont donc été réalisés dans le but de minimiser le nombre
De composant électronique utilisé, tout en respectant les normes de l'industrie. Trois axes de mutualisation différents ont alors été développés:

- Plusieurs charges électriques, qui sont actives à des phases différentes pour réaliser des taches distinctes, utilisant un dispositif de conversion de puissance électrique commun : il s'agit de « mutualisation de type switching » ;

- Une technique permettant de réaliser une commande indépendante de Plusieurs machines alimentées par un seul convertisseur.

-Le dernier axe de mutualisation vise à développer des nouvelles topologies de convertisseur pour les systèmes multi machines .

Dans ce dernier, qui est l'onduleur à neuf interrupteurs, destiné à des applications de traction électrique, offrant la possibilité d'alimenter simultanément deux moteurs asynchrones triphasés tout en intégrant une commande appropriée assurant un contrôle indépendant de ces deux moteurs.

Le travail de ce mémoire concerne l'étude et la modélisation d'un convertisseur à neuf interrupteurs dédié pour le contrôle de deux moteurs asynchrones. Pour cela, le mémoire est organisé comme suivants :

INTRODUCTION GÉNÉRALE

-Le premier chapitre traitera les différentes structures pour les systèmes multi-machine (triphasés, multi-phases)

-Le deuxième chapitre présentera la commande directe du couple (DTC) classique avec ces résultats de simulation,

-La commande indépendante de deux machines asynchrone fera l'objet du troisième chapitre. Pour cela, une description de l'onduleur à neuf interrupteurs sera présentée dans la première partie. La deuxième partie de ce chapitre portera la commande de deux machines par l'onduleur à neuf interrupteurs, des résultats de simulation avec un changement de paramètre (C_r, R_S, J,ω_r^*) seront présentés dans la troisième partie.

Enfin notre mémoire est clôturé par une conclusion générale et des perspectives pour une éventuelle continuité du présent travail.

CHAPITRE 1 : Les systèmes multi machines

INTRODUCTION

Un système multi machine multi convertisseur (SMM) peut être composé d'un convertisseur alimentant plusieurs machines ou, des nombreux convertisseurs entraînant une seule machine ou même, de la combinaison de ces deux possibilités. La caractéristique fondamentale de tout SMM, est l'existence d'au moins un couplage établi par les grandeurs énergétiques partagées entre les différents convertisseurs ou machines. Les couplages possibles sont principalement d'origine électrique, magnétique, mécanique, etc. Dans tous les cas, ils peuvent induire un surdimensionnement global du système, une dégradation de performances, ainsi que des problèmes de stabilité.

L'usage de structures "classiques" pour ces systèmes multi machines multi convertisseurs peut conduire à un nombre important de composants électriques utilisés. Ceci conduit donc soit à l'implantation de calculateurs très performants, soit à la mise en place de plusieurs modules de commande, ce qui augmente indéniablement le prix du système. Il peut être alors intéressant de développer des structures qui réduisent les moyens de puissance et de commande utilisés en les mutualisant.

Dans ce chapitre, les structures de systèmes multi machines développées pour des machines asynchrones triphasées seront présentées, ainsi le concept des systèmes multi-machines asynchrones multi-phasées connectées en séries et en parallèle sur le même onduleur sera présenté.

I.1.LES DIFFERENTE STRUCTURES DES SYSTEMES MULTI MACHINES TRIPHASEES

I.1.1 La structure classique :

Dans cette structure, chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Pour n machines triphasées, il y a donc m=3n bras d'onduleur. La structure SM (3n, n) est décrite sur la figure I.1.

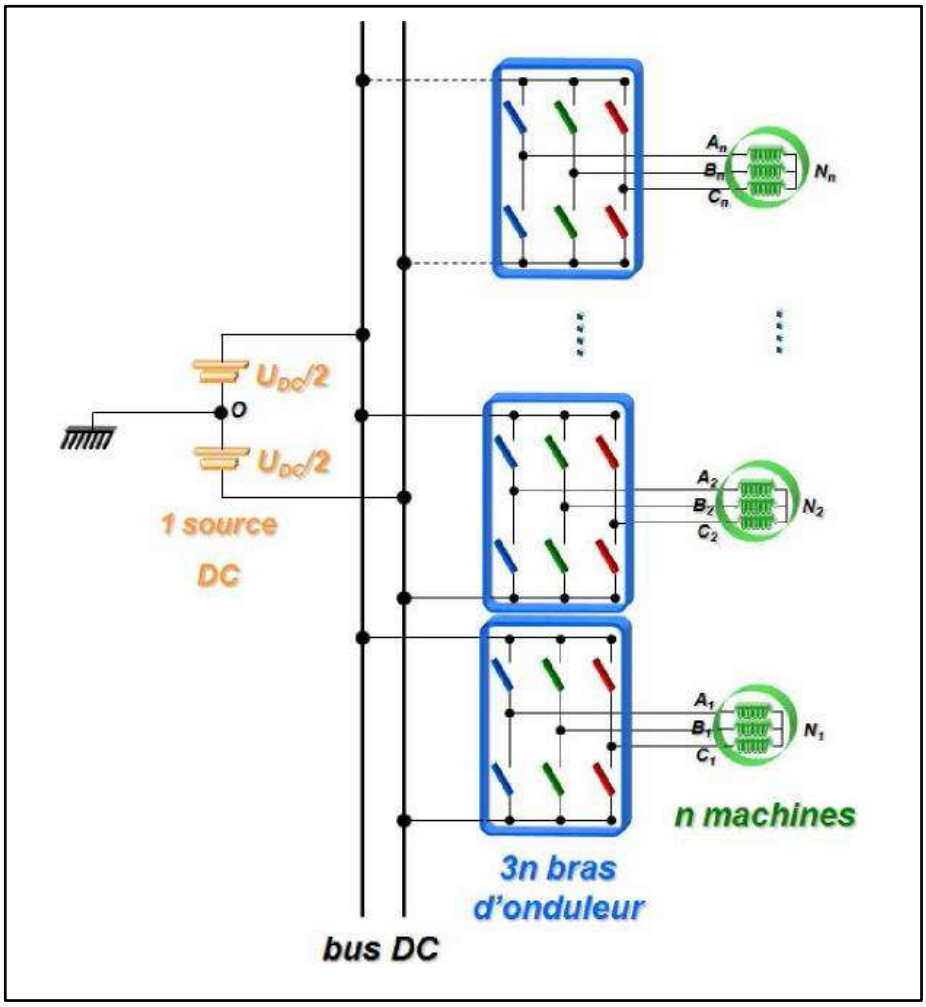


Figure I.1: Structure classique multi machine/multi onduleur SM (3n,n).

Dans ce cas, tous les bras d'onduleur sont reliés au même bus DC qui fournit la tension continue U_{DC}.

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.

Il n'est donc pas forcément le mieux adapté pour le cas d'étude.

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.

I.1.2 Structures mutualisées

I.1.2.1 La structure à bras communs : n machines et 2n bras

Comme représenté sur la figure I.2, un système ayant cette structure est composé de cellules minimales d'ordre 2, deux bras d'onduleur sont mis en commun pour deux phases de deux moteurs. La troisième phase de chaque machine est connectée à son propre bras. Il y a donc quatre bras pour deux machines : cette structure est de type SM (4n/2, n).

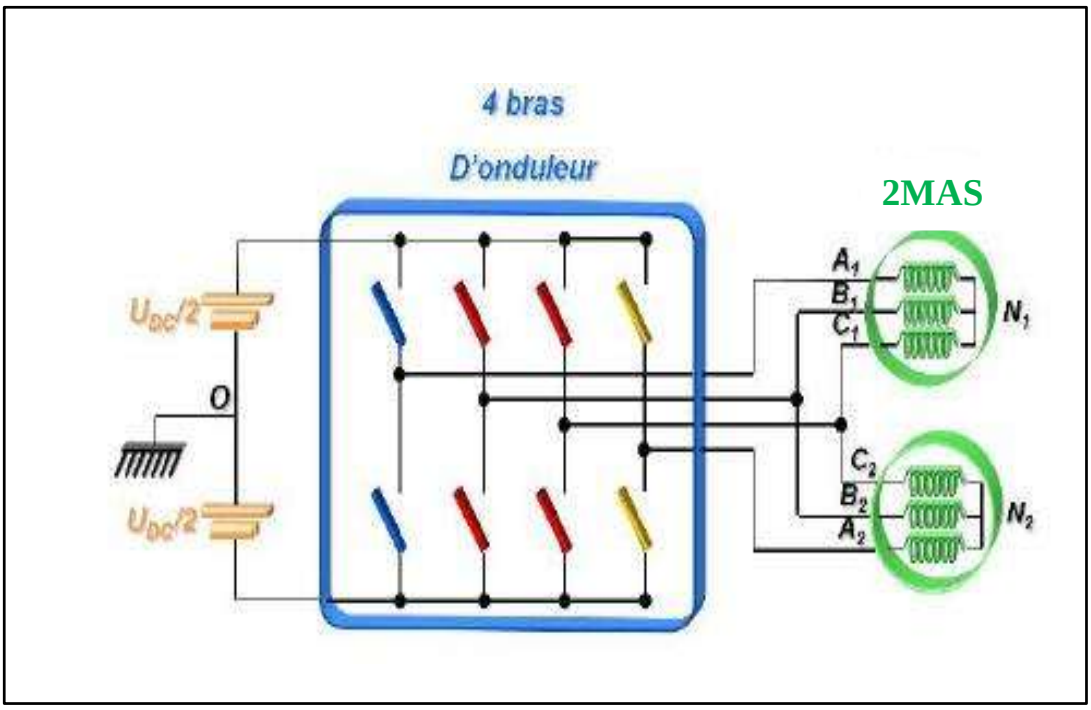


Figure I.2: Structure à bras commun SM (4n/2, n).

Cette structure peut être utile pour des machines ayant besoin de tourner à la même vitesse, soit dans le même sens ou dans le sens opposé.

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 [Duj09]. Une telle structure permet de faire fonctionner les machines à des vitesses du même ordre de grandeur, pouvant être différentes. Il peut donc être utilisé pour des systèmes comme les enrouleuses utilisées dans la papeterie [Jon08].

I.1.2.2 La structure à point milieu commun: n machines et 2n bras

Pour cette structure, deux phases du moteur sont reliées à deux bras d'onduleur distincts et la troisième phase est reliée au point milieu O du bus continu alimentant l'onduleur. La cellule minimale dessinée sur la figure I.3 est d'ordre 1. Il y a deux bras pour une machine, la structure est de type SM (2n, n). Les moteurs peuvent tous fonctionner à des vitesses différentes.

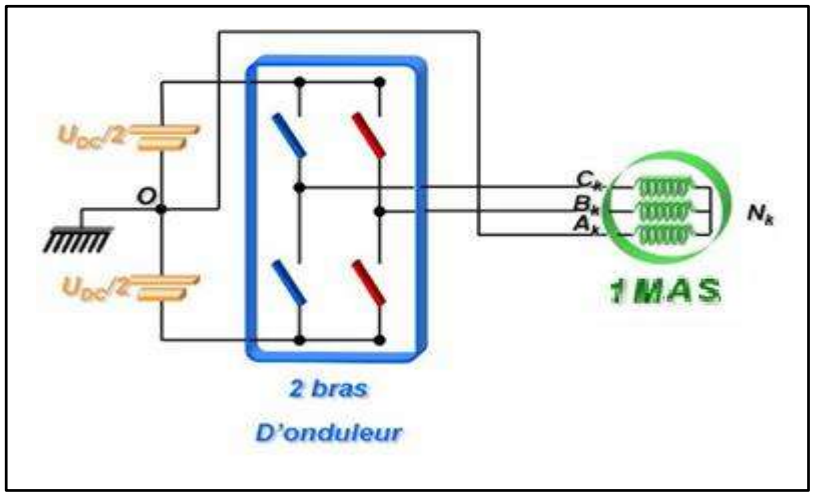


Figure 1.3: Structure à point commun SM (2n, n).

Pour cette structure les moteurs peuvent fonctionner indépendamment les uns des autres et le nombre de bras d'onduleur est diminué. La puissance de ce système est tout de même réduite [Bou95] et pour confectionner ce système, il faut avoir accès au point milieu du bus continu, et en réguler la tension, ce qui n'est pas forcément facile à mettre en place sur certains systèmes.

I.1.2.3 La structure mixte : 3n/2 bras pour n machines

Cette structure, dont la cellule minimale est représentée sur la figure I.4 est le mélange des deux structures précédentes. Sa cellule minimale est composée de deux machines. Un bras d'onduleur est mis en commun pour une phase de chaque moteur (les phases $C1$ et $C2$ sur la figure I.4).

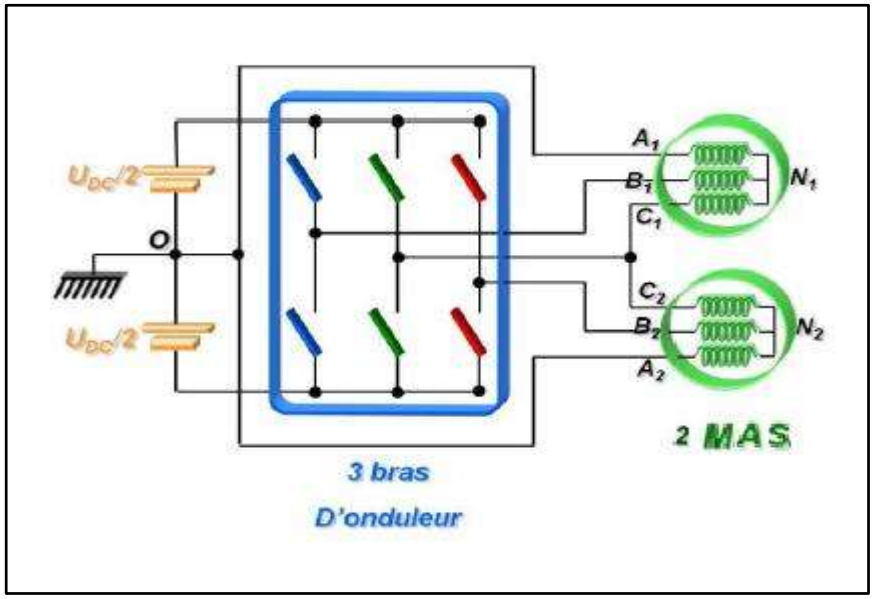


Figure I.4: Structure mixte SM (3n/2, n).

Les moteurs ont leur deuxième phase (notées $A1$ et $A2$) reliée au point milieu O comme décrit dans la partie précédente. Les troisièmes phases ($B1$ et $B2$) sont connectées à leur propre bras d'onduleur. Cette structure de type SM (3n/2, n) a ainsi trois bras pour deux machines.

Cette structure 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. Cette solution ne sera donc pas gardée non plus, malgré le faible nombre de bras d'onduleur utilisés.

I.1.2.4 La structure parallèle : 3 bras pour n machines

Cette structure est du type SM (3, n) et ce, quel que soit le nombre n de machines. Les exemples trouvés dans la littérature se contentent cependant de 2 machines mises en parallèle [Mat04].

Chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines, comme représenté sur la figure I.5. Le 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.

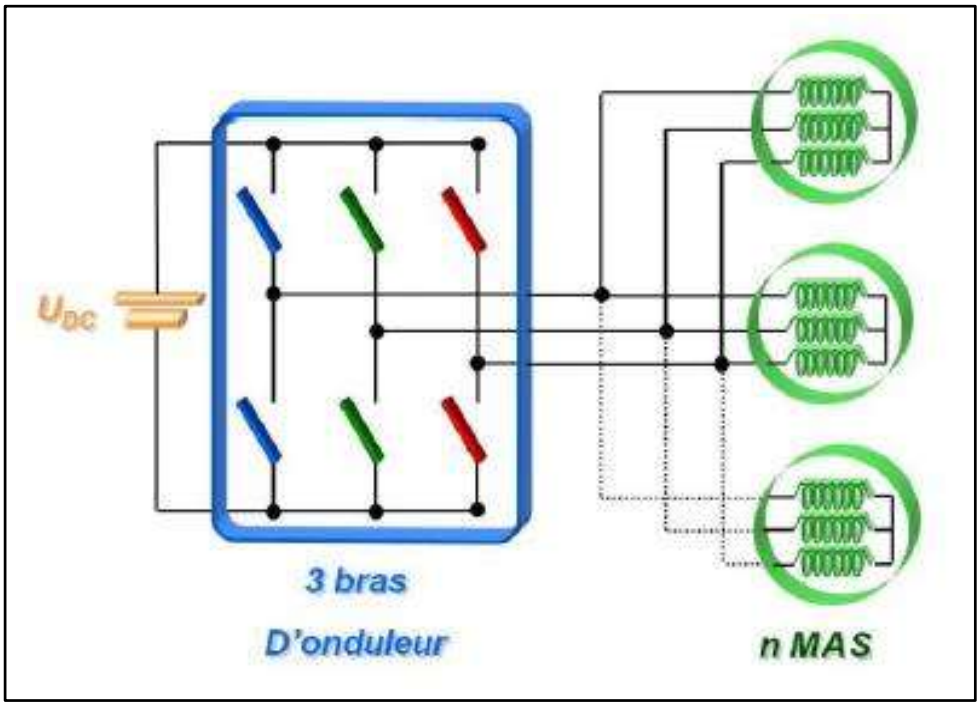


Figure I.5: Structure parallèle SM (3,n).

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.1.2.5 Autres structures

Des structures plus complexes de type SM (6n/6,n) ou SM(6n/4,n) ont été développées [Bou95]. Ces structures s'appuient sur le principe de bras commun ou mixtes en l'appliquant à plus de 2 machines. Leurs cellules minimales sont cependant d'ordre élevé, ce qui ne les rend pas forcément applicables sur tous les systèmes. Les courants que doivent supporter les bras d'onduleur de ces structures peuvent être importants et une telle mutualisation n'est pas forcément intéressante.

I.2.3 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	Rapport $\frac{(V_{nk})_{max}}{(V_{ok})_{max}}$	lien entre les autres vitesses	encombrement	avantages	inconvénients
Classique	SM (3n, n)	3	1	indépendantes	Maxi	machines indépendantes	structure non mutualisée
à bras commun	SM (4n/2, n)	2	$\frac{2}{3}$	$\Omega_1 = \Omega_2$ Ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Moyen	structure facile à mettre en œuvre	surdimensionnement bras communs
à point milieu	SM (2n, n)	2	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	indépendantes	Moyen	peut s'appliquer à 1 machine	accès au point milieu du bus DC
Mixte	SM (3n/2, n)	1.5	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\Omega_1 = \Omega_2$ ou $\Omega_1 = -\Omega_2$	Mini	idem structure précédentes	idem structure précédentes
Parallèle	SM (3, n)	3/n	1	$\Omega_1 = \Omega_2$	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 STRUCTURES DES SYSTEMES MULTI MACHINES MULTI PHASEES.

I.2.1 Idée des systèmes multi-machines multi phases connectées en séries

Dans une machine, seulement une paire des composantes des courants statoriques $\alpha - \beta$ est nécessaire pour la commande du flux et du couple dans un système multi-machines multi-phasées connectées en séries (nombre de phases impair), il y a une possibilité d'employer des degrés de liberté élevés (c.-à-d ($\frac{(n-1)}{2}$) paires de composants des courants statoriques) pour commander d'autres machines qui sont reliées en série à la première machine [Lev-04].

Cependant, si la commande de ces machines est faite à travers ses enroulements statoriques des machines qui sont reliés en séries, ils doivent être découplées l'une de l'autre, il est nécessaire que les courants produisant le flux et le couple d'une machine ne produisent pas le flux et le couple dans toutes les autres machines dans le groupe. Donc, il est possible de relier les enroulements statoriques de ($m = \frac{(n-1)}{2}$) machines multi-phrasées pour commander indépendamment la vitesse (position, couple) de ces ($\frac{(n-1)}{2}$) machines tandis que ces machines sont alimentées par un seul onduleur de tension (figure I.6). Prenant le cas d'une machine de cinq-phase, il deviendra possible de réaliser une commande vectorielle

indépendante de deux machines de cinq phases à travers un seul onduleur de tension, à condition que les enroulements des deux machines soient reliés en série et qu'une transposition appropriée de phase est présente de sorte que l'ensemble des cinq courants de cinq phases qui produisent la FMM tournante dans la première machine, ne produit pas la FMM tournante dans la deuxième machine et vice versa. Cette explication constitue la base du système multi-machines multi-phasées connectées en séries [Lev-03].

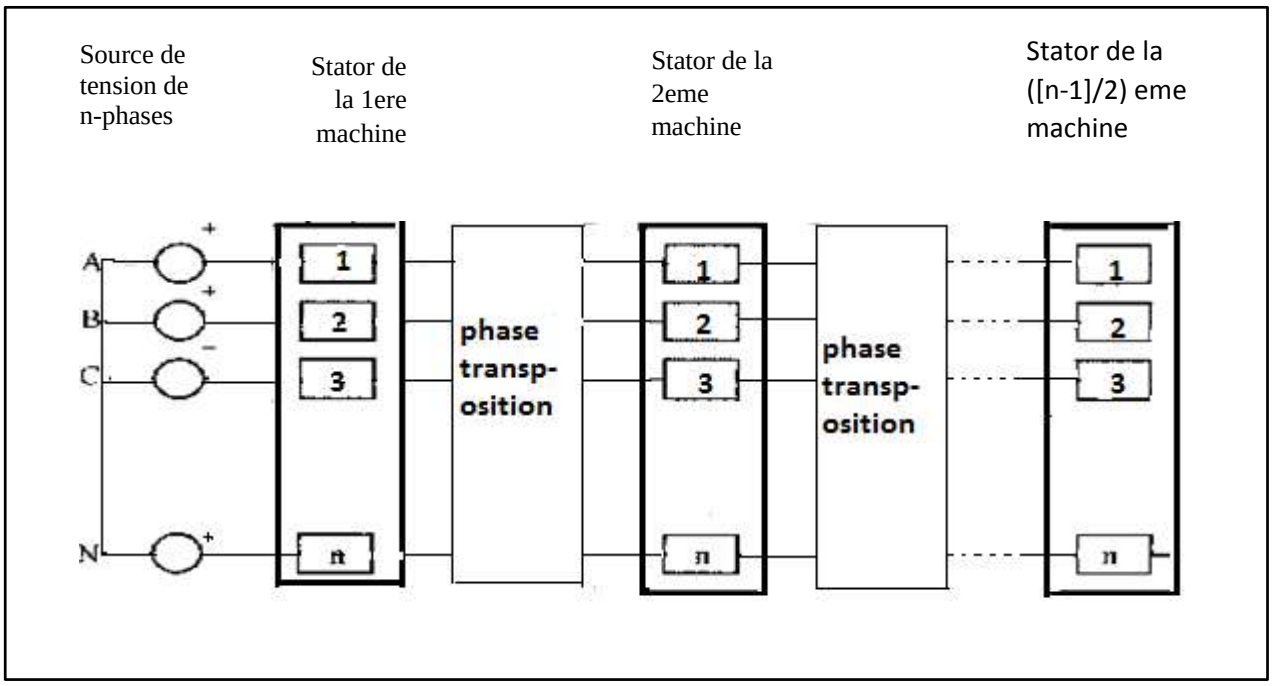


Figure I.6 : Alimentation de ([n-1]/2) enroulements statoriques connectés en série par une source de tension de n-phases.

I.2.1.1 .Des exemple pour les systèmes multi-machines multi phases connectées en séries

a. Cas de cinq phases

Selon Le tableau I.3 et la figure I.7 on peut connecter les deux machines à cinq phases en série.

	A	B	C	D	E
M1	1	2	3	4	5
M2	1	3	5	2	4

Tableau I.2: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de cinq phases.

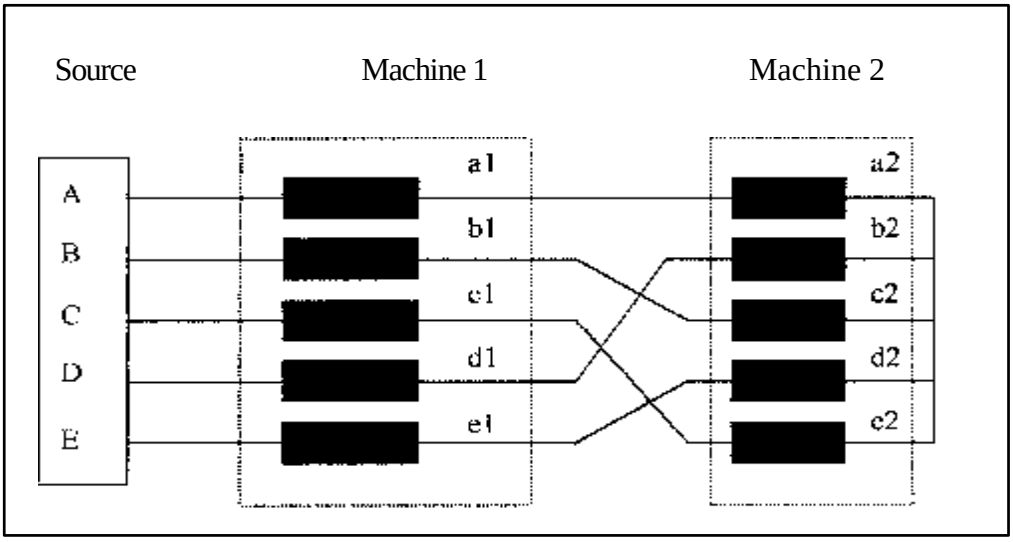


Figure I.7 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de cinq phases.

b. Cas de sept phases :

Dans le cas de sept phases et selon le tableau I.4 et la figure I.8, trois machines de sept phases peuvent maintenant être connectées en série.

	A	B	C	D	E	F	G
M1	1	2	3	4	5	6	7
M2	1	3	5	7	2	4	6
M3	1	4	7	3	6	2	5

Tableau I.3: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de sept phases.

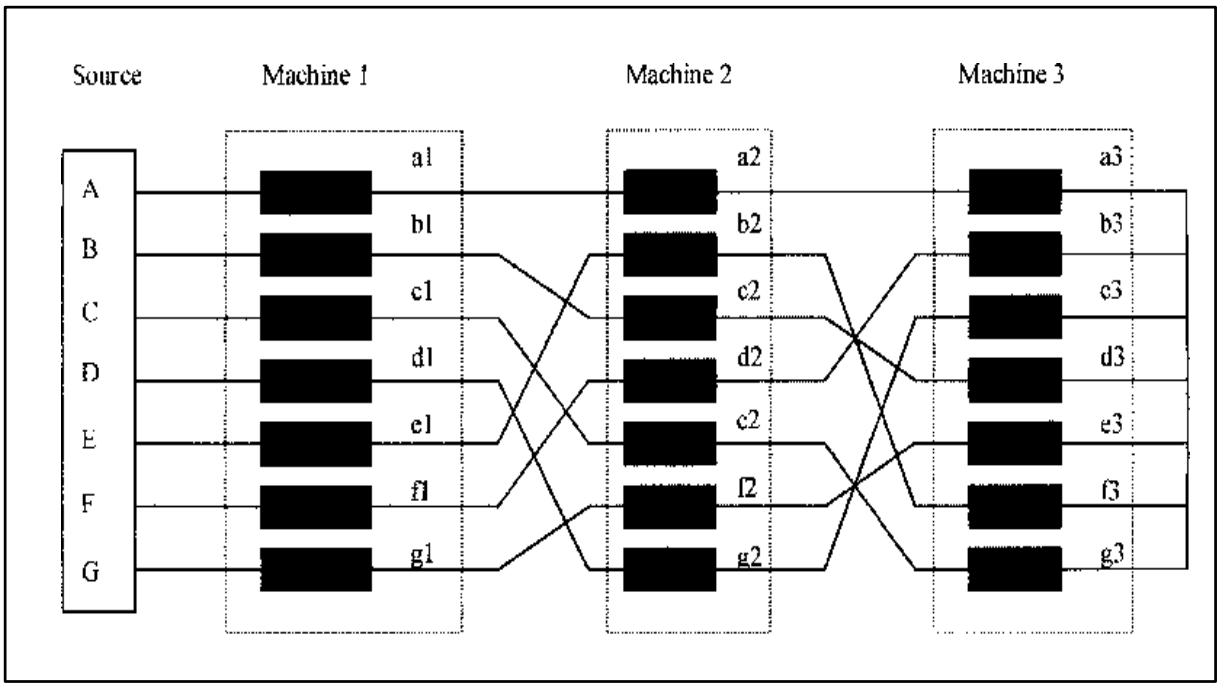


Figure I.8 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de sept phases.

c. Cas de neuf phases :

Les deux cas de phases considérées jusqu'à présent sont de nombres premiers et la situation est simple. Toutefois, lorsque le nombre de phases n'est pas un nombre premier, la situation devient plus complexe. Prenons le cas de neuf phases. On peut le voir dans le tableau I.5, seules les phases 1, 4, et 7 de la machine M3 sont utilisées dans la connexion en série. La répartition spatiale entre ces phases est de 120°, cela signifie que la machine M3 est en fait à trois phases, plutôt que d'une machine à neuf phases [All-05]. Le schéma de raccordement est montré dans la figure I.9. Il est à noter qu'une réorganisation des machines doit être faite si la connexion série comprend des machines à nombres de phases différents, comme représenté sur la figure I.9. Toutes les machines avec un nombre plus élevé de phase doivent être connectées dans un premier temps en série à la source, en respectant la transposition de phase. Viennent ensuite toutes les machines avec un nombre moins élevé de la deuxième phase, et ainsi de suite. La séquence se termine par un nombre plus petit de phase [Lev-04].

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
M1	1	2	3	4	5	6	7	8	9
M2	1	3	5	7	9	2	4	6	8
M3	1	4	7	1	4	7	1	4	7
M4	1	5	9	4	3	3	7	2	6

Tableau I.4: Tableau de la matrice de connectivité dans le cas de neuf phases.

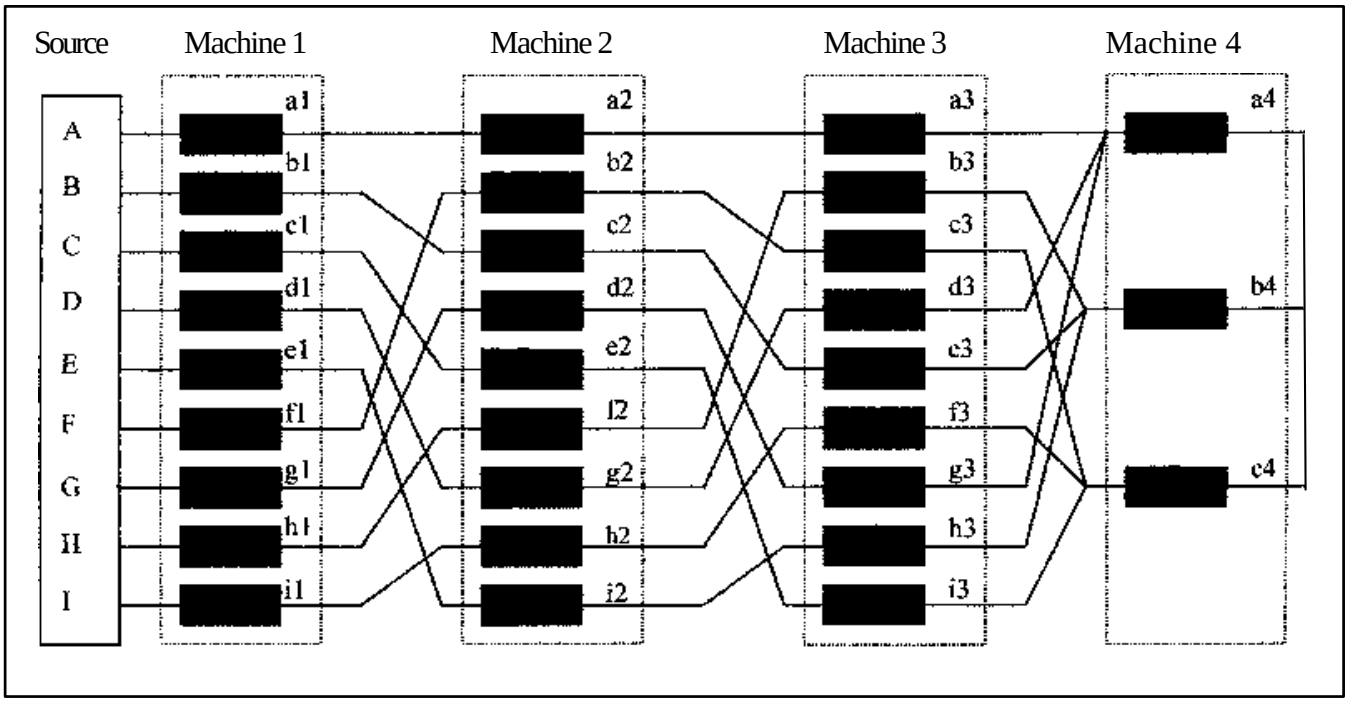
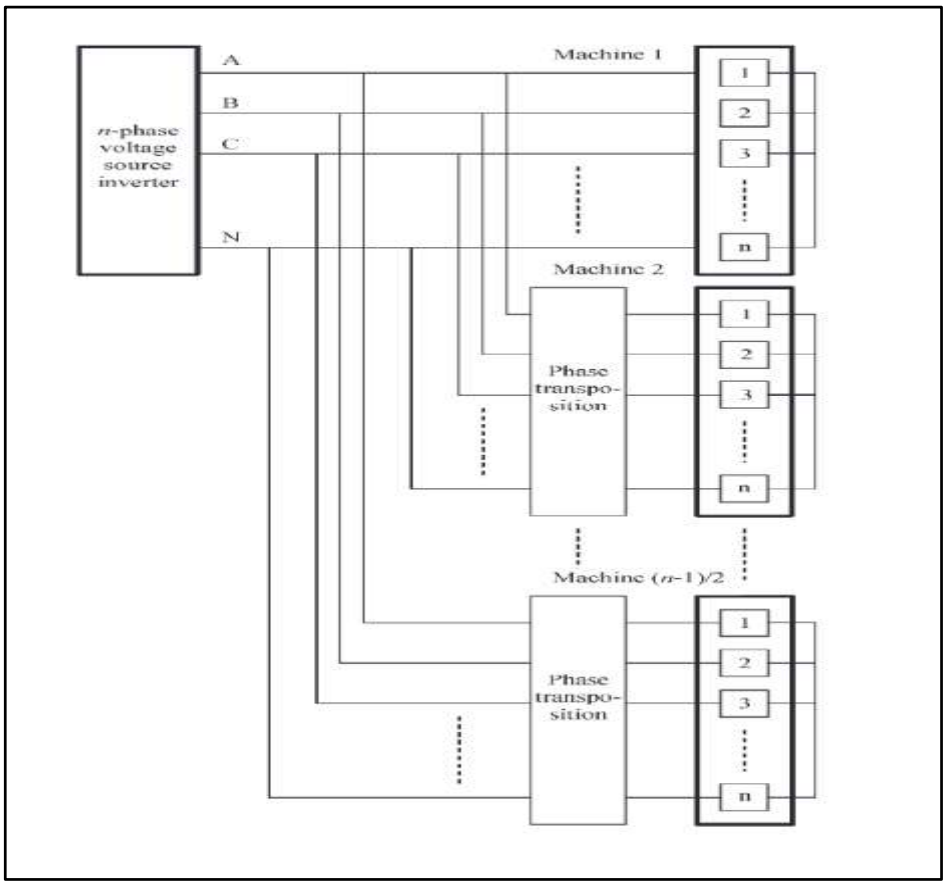
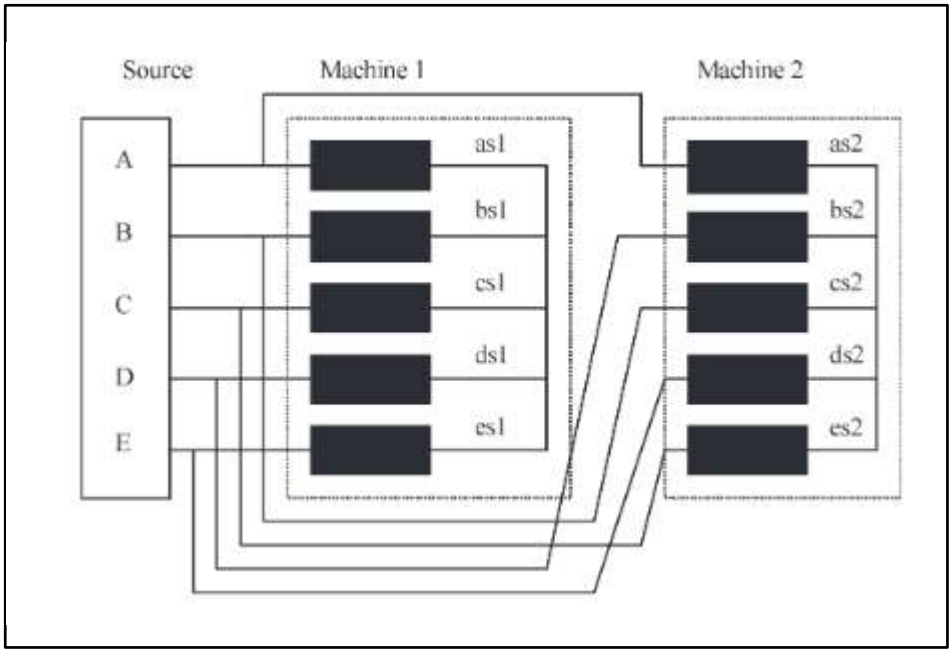


Figure I.9 : Schéma de connectivité des enroulements statoriques dans le cas de neuf phases.

I.3.2.Les systèmes multi-machines multi phases connectées en Parallèle.





Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les différentes structures des systèmes multi machines triphasés et nous avons établi un tableau de comparaison entre ces structures afin de voir les avantages et les inconvénients de chaque structure, aussi nous avons vu le concept des systèmes multi machines multi phasées connectés en séries et en parallèle et les cas possibles de raccordements des enroulements statoriques,

CHAPITRE II : La Commande directe du couple(DTC)

INTRODUCTION

La commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) appliquée aux machines asynchrones était une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions (PWM. Pulse Width Modulation) et à la commande par orientation du flux rotorique (FOC. Field Oriented Control) [LLO][RAH]. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple en utilisant deux régulateurs d'hystérésis et une table de commutation pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension afin d'obtenir des dynamiques de couple et de flux plus importantes. [KHE][RAH][HAM].

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park.

II. 1 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et de couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis.

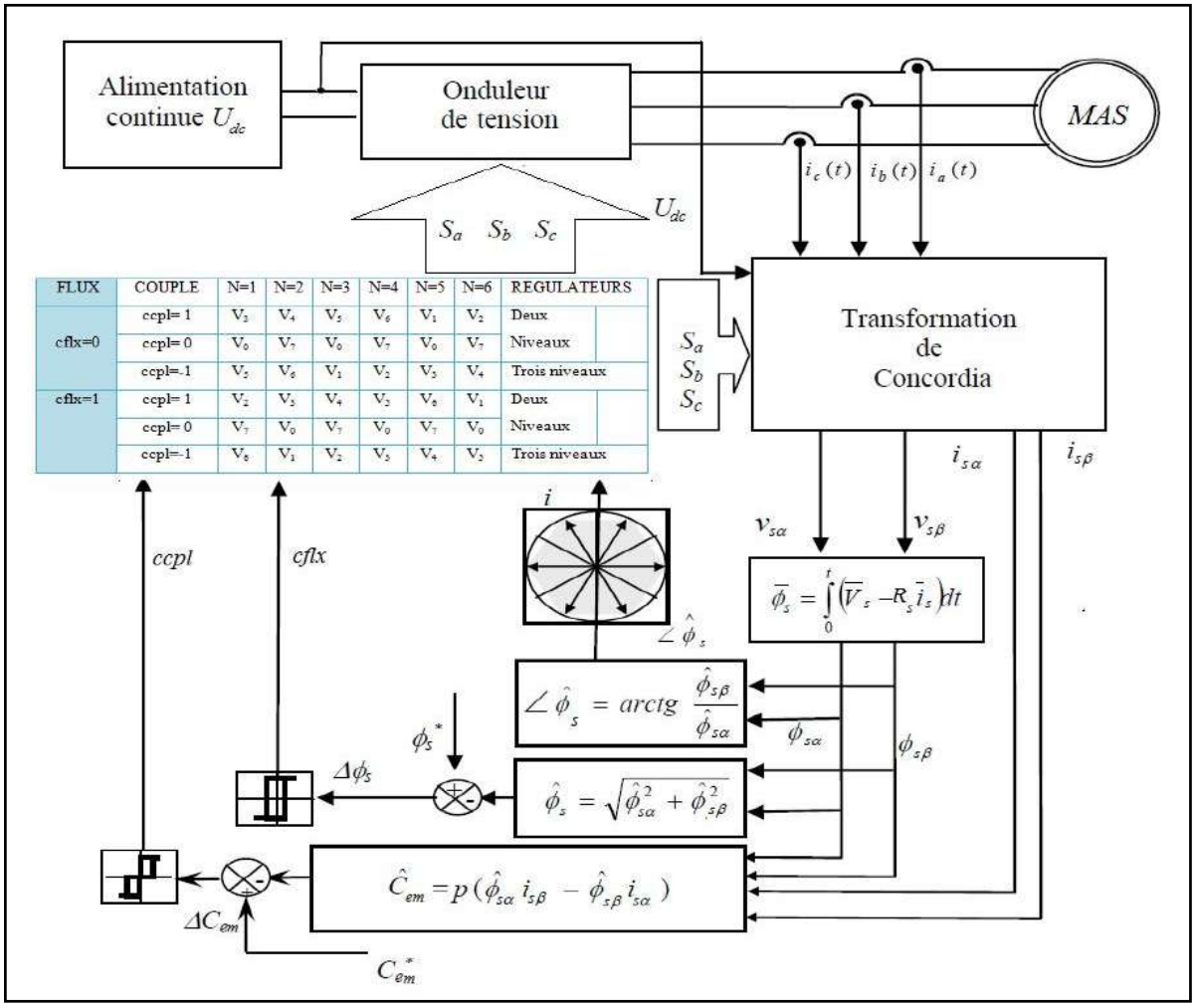
La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- ✓ 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 des 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.



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Figure .II.1. Structure de la Commande Directe du Couple DTC

II.2. CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE

II.2.1. contrôle du flux

Comme on l'a déjà mentionné, le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression de ce flux dans le référentiel de Concordia est :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow \phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad \textbf{(II.1)}$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.1) devient :

$$\phi_s(k+1) \approx \phi_s(k) + V_s T_e \Rightarrow \Delta\phi \approx V_s T_e \quad \textbf{(II.2)}$$

Où :

- ϕ_s(k) : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- ϕ_s (k+1): vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta\phi_s=\phi_s$ (k+1)- ϕ_s(k) : vecteur variation de flux statorique
- T_e : période d'échantillonnage

Dans notre étude, on négligera la résistance statorique (ce qui est vérifié pour les grandes vitesses), sur l'intervalle [0, T_{ec}] l'extrémité du vecteur flux ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s. La figure.II.2 représente ce principe lorsqu'on sélectionne le vecteur de tension $V_s=V_3$.

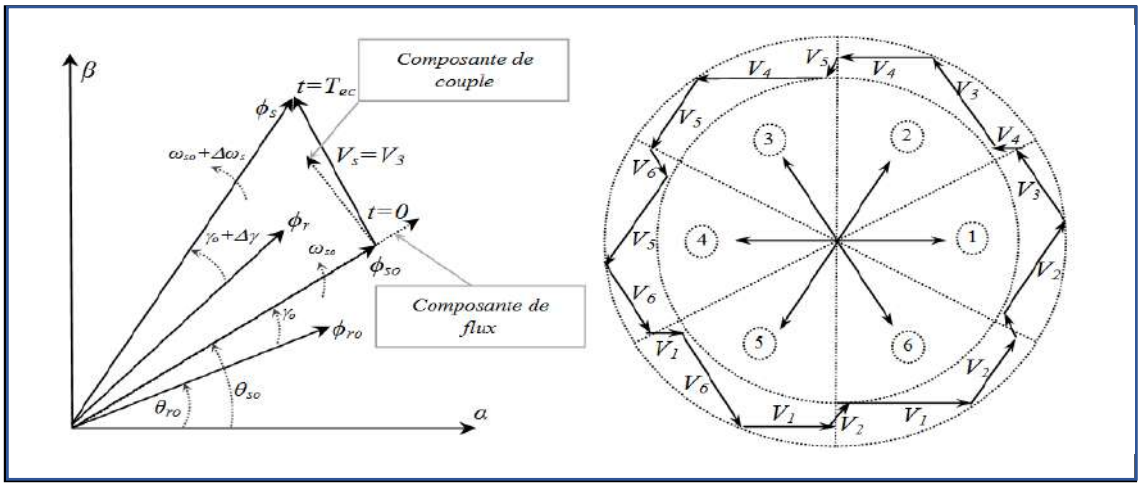


Figure II.2. **a.)** Sélection du vecteur tension V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux
b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β)

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et sa "composante du couple" (composante tangentielle) change la position du vecteur flux. C'est à dire que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur de flux statorique.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. [HAM].

II.2.2.Controle du couple

La transformation de PARK est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$C_{em} = k\, \phi_s\, \phi_r \sin\gamma \qquad \textbf{(II.3)}$$

avec :

- ✓ ϕ_s ,ϕ_r c'est le vecteur de flux statorique et rotorique ;
- ✓ $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.;
- ✓ $k = \dfrac{pM}{\sigma L_s L_r}$.

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.
En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s e^{j\theta_s},\ \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r e^{j\theta_r}$$

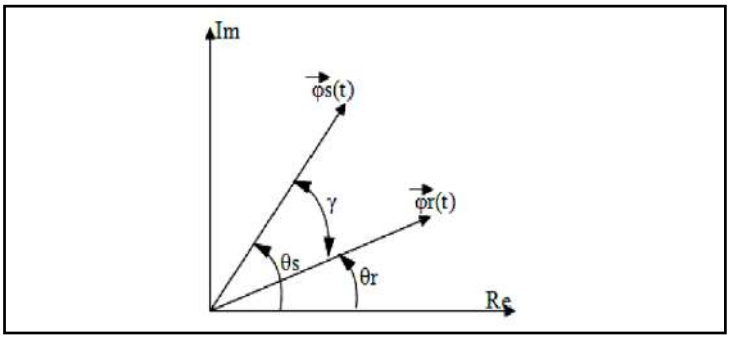


Figure .II.3. Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique [TOU]

II. 3 .ESTIMATEURS

II.3.1. Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s)\, dt \qquad \textbf{(II.4)}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur ϕ_s :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha})\, dt \qquad \textbf{(II.5)}$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t \left(V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}\right) dt \quad \textbf{(II.6)}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a S_b S_c) et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de Concordia :

$$\left.\begin{aligned} V_s &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \left(S_a - \frac{1}{2}\left(S_b + S_c\right)\right) \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_d \left(S_b + S_c\right) \end{aligned}\right\} \quad \textbf{(II.7)}$$

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

$$\left.\begin{aligned} I_s &= I_{s\alpha} + I_{s\beta} \\ I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \\ I_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(I_{sb} - I_{sc}\right) \end{aligned}\right\} \quad \textbf{(II.8)}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad \textbf{(II.9)}$$

La zone N_i dans laquelle se trouve se trouve le vecteur ϕ_s est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur :

$$\angle \phi_s = \text{arctg}\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad \textbf{(II.10)}$$

II. 3.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad \textbf{(II.11)}$$

II. 4.CORRECTEURS

II. 4.1. Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure II.4. [Can][Ame05]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

Si $e > \Delta\phi_s$ alors c_{flx}=1

Si $0 \leq e \leq \Delta\phi_s$ et $de/dt > 0$ alors c_{flx}=0

Si $0 \leq e \leq \Delta\phi_s$ et $de/dt < 0$ alors c_{flx}=1

Si $e < -\Delta\phi_s$ alors c_{flx}=0

c_{flx}==0 signifier qu'il faut réduire le flux.

c_{flx}==1 signifier qu'il faut augmenter le flux

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

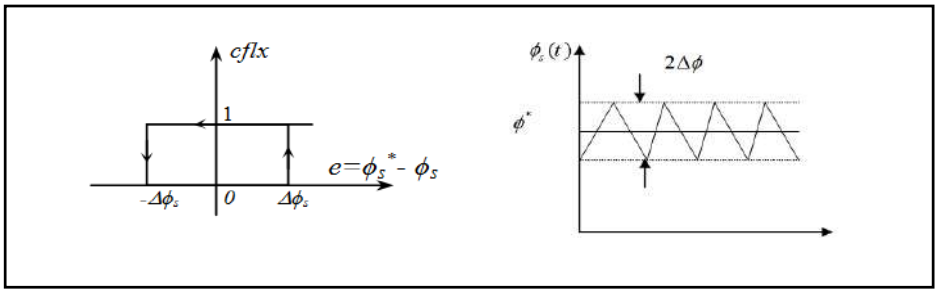


Figure II.4 . Fonction de sortie du correcteur du flux et de la forme de l'amplitude du flux

II.4.2.Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux [For1]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

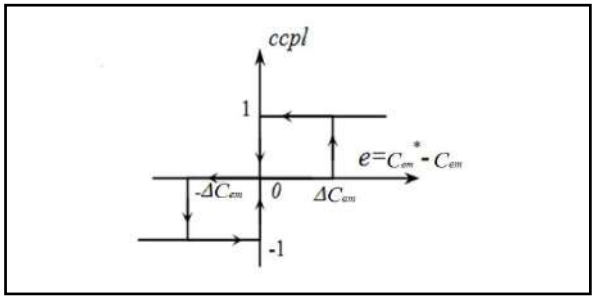


Figure .II.5. Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

Si	$e > \Delta C_e$		alors c_{cpl}=1
Si	$0 \leq e \leq \Delta C_e$	et $de/dt > 0$	alors c_{cpl}=0
Si	$0 \leq e \leq \Delta C_e$	et $de/dt < 0$	alors c_{cpl}=1
Si	$e < -\Delta C_e$		alors c_{cpl}=1
Si	$\Delta C_e \leq e < 0$	et $de/dt > 0$	alors c_{cpl}=0
Si	$0 \leq e \leq \Delta C_e$	et $de/dt < 0$	alors c_{cpl}= -1

- c_{cpl}=1 signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- c_{cpl}=-1 signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer
- c_{cpl}=0 signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones Ni, on s'aperçoit que pour chaque zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquence, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

II.5.CHOIX DU VECTEUR TENSION

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones N= i, avec i=1,....,6, lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée N= i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✓ si V_{i+1}est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît.

- ✓ si V_{i-1}est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- ✓ si V_{i+2}est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- ✓ si V_{i-2}est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.
- ✓ si V_0 et V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'ou une décroissance du couple alors que le module de flux ϕ_s reste inchangée. [RAH]

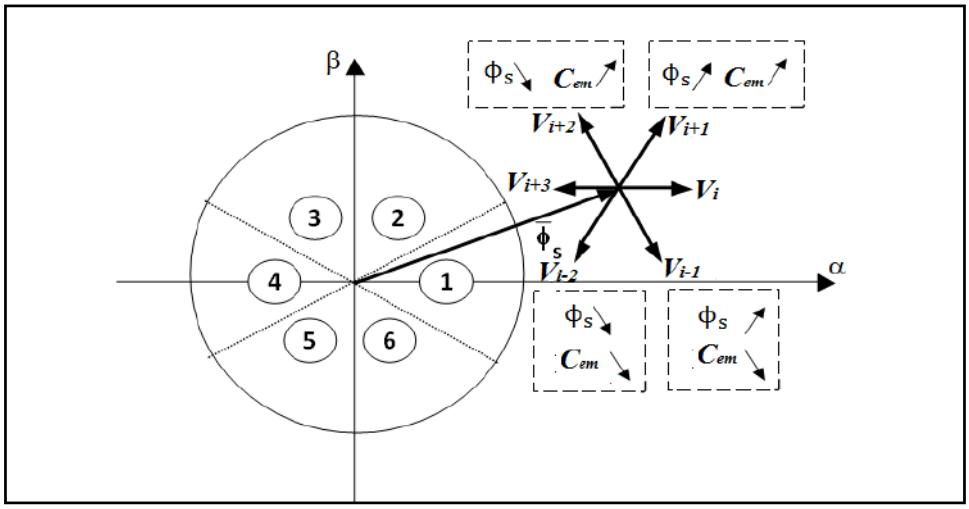


Figure II.6.Sélection du vecteur tension selon la zone 1

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i, les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone (ambiguïté sur le couple). Ainsi ils ne sont jamais appliqués.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle de un vecteur tension sélectionnée est décrit sur la figure II.6 [DER].

II.6. ELABORATION DE TABLE DE COMMUTATION

D'après le principe de la structure de commande directe du couple, la sélection d'un vecteur adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et de couple.

FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEUR
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux 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	Trois niveaux
	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux

cflx=1	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

TableauII.1. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux

II .7. RÉSULTATS DE SIMULATIONS :

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée au modèle de la MAS, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink , nous avons effectué la simulation de cette commande pour le régime linéaire. Les résultats de simulation sont exposés comme suit sur les figures suivants :

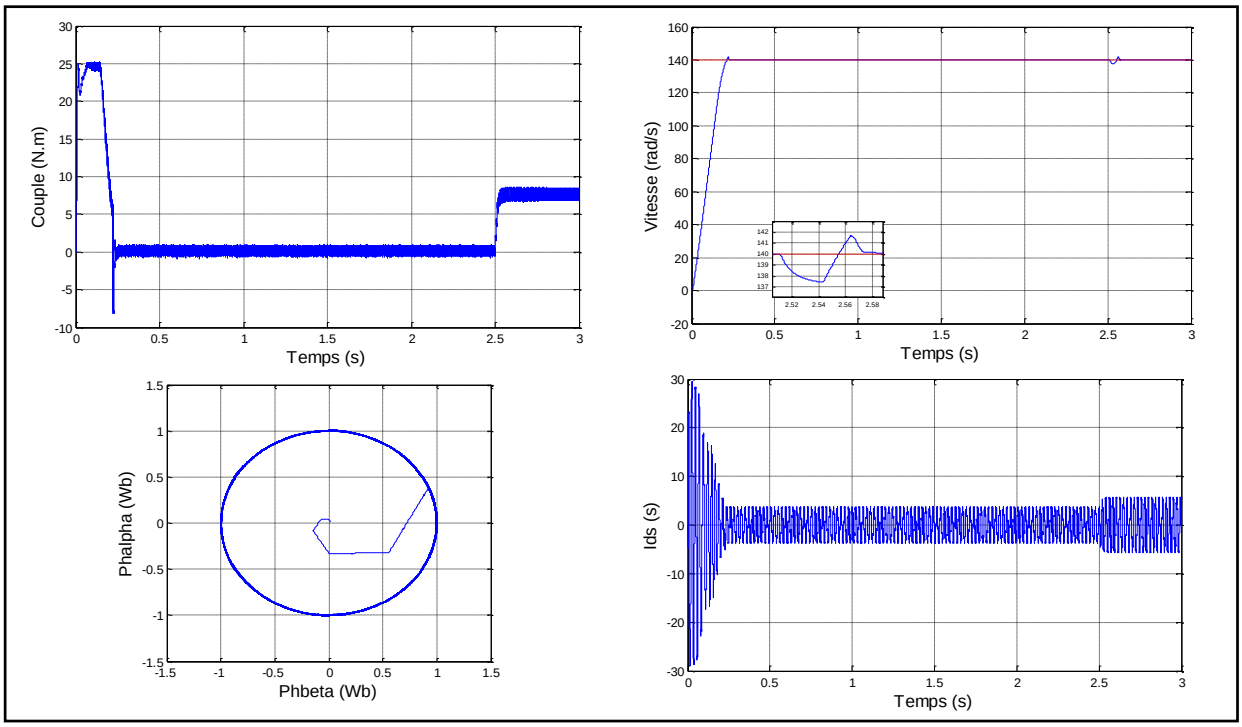


Figure II.7. Evolution des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux)pendant un démarrage à vide suivi d'une application de couple de charge

On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement pour un échelon de couple de 7.5Nm a l'instant t=2.5s

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée sur le contrôle direct du couple, appliqué à la machine asynchrone, en premier on a présenté le principe de base de réglage de couple et de flux, et ensuite on a élaboré la table de commutation.

D'après les résultats de simulations, on a trouvé que le couple et le flux suivent leurs références et cela montre la pertinence de notre approche.

CHAPITRE *III* : La commande directe du couple(DTC) de deux machines asynchrone

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présenterons la commande de deux machines asynchrone par un onduleur à neuf interrupteurs.

Dans la première partie, nous donnerons la description d'un onduleur à neuf interrupteurs alimentant deux charges triphasées. En plus, la modélisation de cet onduleur sera aussi discutée.

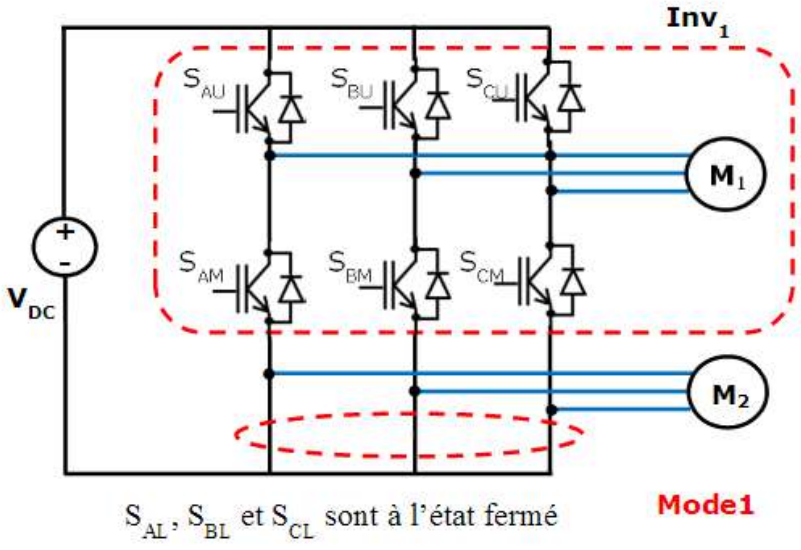
La deuxième partie de ce chapitre sera présenté la commande directe du couple (DTC) de deux machines asynchrone par l'onduleur à neuf interrupteurs.

Et à la fin nous allons étudier les déférents résultats de simulation.

III.1.DESCRIPTION ET MODILISATION D'UN ONDULEUR A NEUF INTERRUPTEURS

III.1.1. Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs

L'onduleur à neuf interrupteurs (Nine Switch Inverter) est un convertisseur compact dédié pour l'alimentation de deux charges triphasées. Il est constitué de neuf interrupteurs (Figure III.3). Afin d'arriver à un contrôle indépendant des deux moteurs asynchrones, la stratégie de commande adoptée pour ce convertisseur consiste à le faire fonctionner comme étant deux onduleurs triphasés classiques (Inv1 et Inv2) tel que montré sur la Figure III.1. Les interrupteurs(S_{AM},S_{BM}, S_{CM}) seront communs aux deux onduleurs. Inv1 est constitué des interrupteursS_{AU},S_{BU}, S_{CU}, S_{AM},S_{BM} et S_{CM}, tandis que Inv2 est constitué des interrupteurs S_{AL}, S_{BL}, S_{CL}, S_{AM}, ,S_{BM} et S_{CM}.[Kom07] [Bel 17]



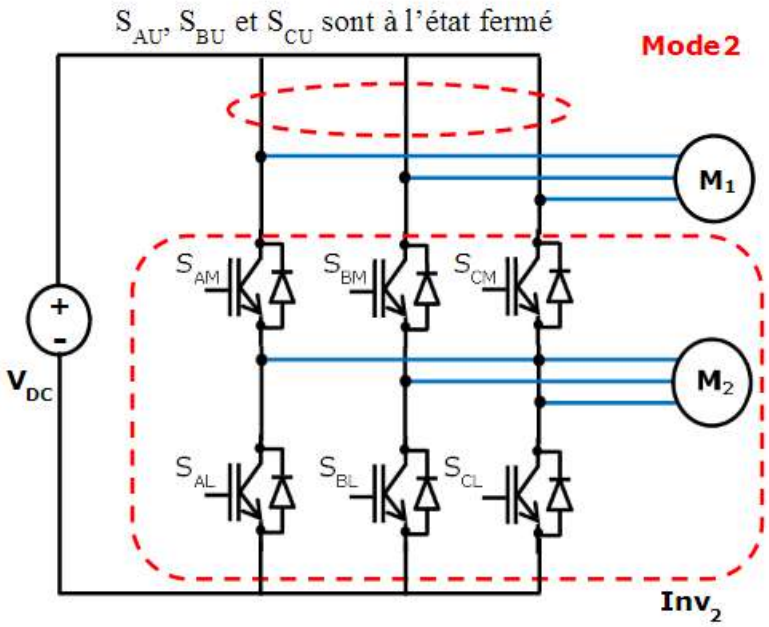


Figure III.1: Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs

III.1.2.Les vecteurs tension 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 III.1 montre ces états dénommés {1}, {0} et {-1}.Dans cette table, J se réfère au bras A, B ou C. Les lettres U, M et L se réfèrent aux interrupteurs haut, intermédiaire et bas d'un bras.[Kom07] [Deh12] [Abb15]

	{1}	{0}	{-1}
S_{JU}	ON	OFF	ON
S_{JM}	OFF	ON	ON
S_{JL}	ON	ON	OFF

Tableau III.1: Etas 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 III.2 montre ces états notés (V^N). Les 27 vecteurs tension du convertisseur peuvent être regroupés pour suivant : [Deh12]:

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.

Dans le Tableau III.2, les vecteurs sont dénommés selon l'état des deux sorties. Par exempleV_{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_{ZU}^N, et V_{ZL}^N. Seulement les interrupteurs intermédiaires dansV_{ZM}^N, les interrupteurs hauts dans V_{ZU}^Net les interrupteurs bas dans V_{ZL}^Nsont à l'état ouverts (OFF).

Vecteur du NSI	Bras A	Bras B	Bras C	Type	Vecteur conventionnel équivalent	
					Sortie haute	Sortie basse
V_{ZM}^{N}	1	1	1	zéro	V_7	V_0
V_{ZU}^{N}	0	0	0		V_0	V_0
V_{ZL}^{N}	-1	-1	-1		V_7	V_7
V_{10}^{N}	1	0	0	Haut actif	V_1	V_0
V_{20}^{N}	1	1	0		V_2	V_0
V_{30}^{N}	0	1	0		V_3	V_0
V_{40}^{N}	0	1	0		V_4	V_0
V_{50}^{N}	0	0	1		V_5	V_0
V_{60}^{N}	1	0	1		V_6	V_0
V_{01}^{N}	-1	1	1	Bas actif	V_7	V_1
V_{02}^{N}	-1	-1	1		V_7	V_2
V_{03}^{N}	1	-1	1		V_7	V_3
V_{04}^{N}	1	-1	-1		V_7	V_4
V_{05}^{N}	1	1	-1		V_7	V_5
V_{06}^{N}	-1	1	-1		V_7	V_6

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

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. Pour la deuxième demi période. Dans ce cas, l'onduleur fonctionne seulement dans les situations haut actif, bas actif et zéro.

III.2.3 Modèle d'un onduleur 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 III.2 donne la structure d'un convertisseur statique DC/AC triphasé.

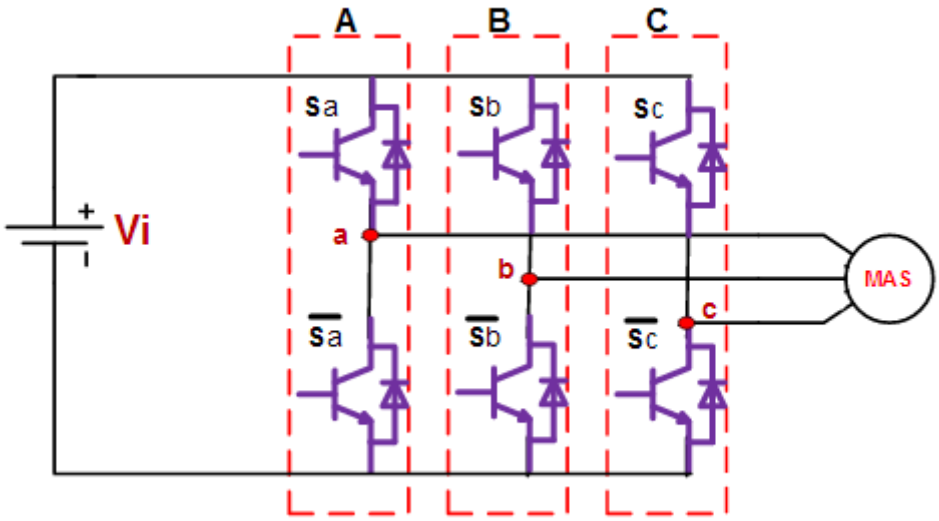


Figure III.2: Structure de l'onduleur triphasé.

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

$$\begin{vmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{vmatrix} = \frac{1}{3} V_i * \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} * \begin{vmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{vmatrix} \qquad \textbf{(III-1)}$$

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

$$\begin{vmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{vmatrix} = V_i \begin{vmatrix} S_a - S_b & 0 & 0 \\ 0 & S_b - S_c & 0 \\ 0 & 0 & S_a - S_c \end{vmatrix} \qquad \textbf{(III-2)}$$

La Figure III.3 donne la structure d'un convertisseur statique DC/AC à neuf interrupteurs.

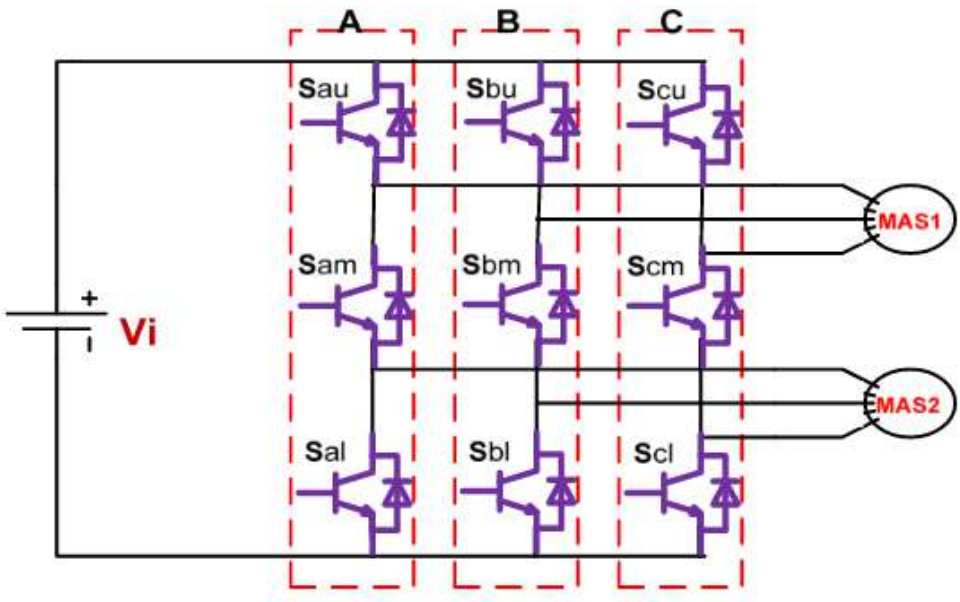


Figure III.3: Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs.

En se basant sur le modèle précédent et 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 :

$$\begin{vmatrix} V_{a1n} \\ V_{b1n} \\ V_{c1n} \\ V_{a2n} \\ V_{b2n} \\ V_{c2n} \end{vmatrix} = \frac{1}{3} V_i \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -2 \end{vmatrix} * \begin{vmatrix} S_{au} \\ S_{bu} \\ S_{cu} \\ S_{al} \\ S_{bl} \\ S_{cl} \end{vmatrix} \qquad \textbf{(III-3)}$$

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

$$\begin{vmatrix} V_{ab1} \\ V_{bc1} \\ V_{ac1} \\ V_{ab2} \\ V_{bc2} \\ V_{ac2} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} S_{au} - S_{bu} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{bu} - S_{cu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{au} - S_{cu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{bl} - S_{al} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{cl} - S_{bl} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{cl} - S_{al} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(III-4)}$$

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

III.2. LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE(DTC) DE DEUX MACHINE ASYNCHRONE PAR UN ONDULEUR A NEUF INTERRUPTEURS

La commande DTC d'un onduleur à neuf interrupteurs alimentant deux moteurs asynchrones est basée sur deux blocs de la DTC conventionnelle triphasée avec certaine adaptation. Chaque DTC utilise les informations de l'état du moteur pour générer les six signaux de commande d'un onduleur triphasé. Ces signaux sont utilisés par un bloc de court-circuit et un bloc de sélection de la séquence de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs. Basant sur ce principe, la commande découplée des deux moteurs est assurée malgré le couplage physique (les trois interrupteurs communs).

III.2.1. Principe de la commande directe du couple

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande des régulateurs à hystérésis prédéterminée.

Le raisonnement va se porter sur la commande directe du couple pour un seul moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur à deux niveaux puis une adaptation sera effectuée pour la commande de deux moteurs asynchrones triphasés alimentés par l'onduleur de tension à neuf interrupteurs.

Dans un repère stationnaire (α, β), les valeurs instantanées du flux statorique Φ_s et du couple électromagnétique C_{em} sont estimées à partir des grandeurs statoriques.

En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension V_S imposé par l'onduleur [For2] [Bel 17].

III.2.2 Structure générale de DTC pour deux machines

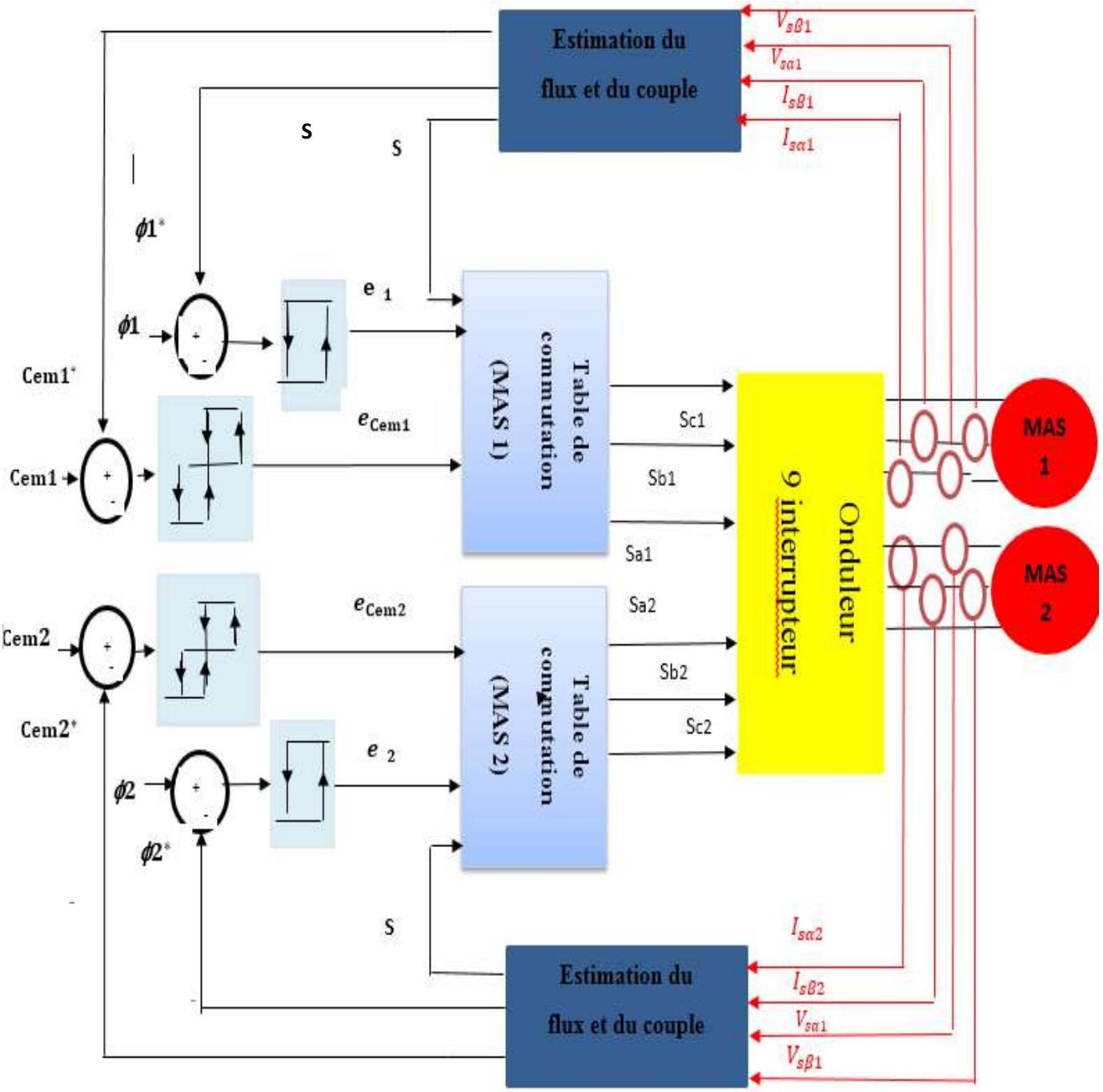


Figure III.4: Schéma du principe de la DTC pour deux machines (MAS)

III.2.2.Elaboration de la table de commutation de la DTC de l'onduleur à neuf Interrupteurs

Le choix du vecteur à appliquer au moteur asynchrone M1 ou M2 se fait par la table de commutation de la DTC en se basant sur l'erreur du couple, l'erreur du flux et le secteur contenant le flux statorique.

Le développement des équations mathématiques du flux statorique et du couple électromagnétique nous permit d'écrire à l'instant (t +Δ_t) :

$$\phi_s \approx \phi_{s0} + V_s T_e \qquad \textbf{(III-5)}$$

$$C_{em} = K_t |\phi_r| . |\phi_r| \sin(\delta + \Delta\delta) \qquad \textbf{(III-6)}$$

La relation (III-5) montre que la trajectoire de ϕ_s suit la direction du vecteur tensionV_s, de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur $\phi_s$suit la direction de $V_s$et si V_s est nulle, $\phi_s$est alors fixe.

De la relation (III-6), en admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ($\phi_s = \phi_s^*$), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [For2][Bel 17]; alors, le couple électromagnétique suit le Δδ, s'il est positif alors il y a une augmentation du couple, sinon ; on a une diminution du couple pour un Δδ négatif.

De la même manière on peut définir les vecteurs tension à appliquer selon la position du vecteur $\phi_s$et selon que l'on souhaite augmenter ou diminuer le couple tout en gardant l'amplitude du flux statorique constante. Et ainsi déduire la table de commutation permettant la détermination des séquences de commande de l'onduleur [$S_a S_b S_c$] [Bel 17].

C_{flx1} / C_{flx2}	C_{cpl1} / C_{cpl1}	Secteur(M1) / Secteur (M2) 1	2	3	4	5	6
1 (φ ↗)	1 (Ce ↗)	V_{20}^N / V_{02}^N	V_{30}^N / V_{03}^N	V_{40}^N / V_{04}^N	V_{50}^N / V_{05}^N	V_{60}^N / V_{06}^N	V_{10}^N / V_{01}^N
	0 (Ce →)	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N
	-1 (Ce ↘)	V_{60}^N / V_{06}^N	V_{10}^N / V_{01}^N	V_{20}^N / V_{02}^N	V_{30}^N / V_{03}^N	V_{40}^N / V_{04}^N	V_{50}^N / V_{05}^N
0 (φ ↘)	1 (Ce ↗)	V_{30}^N / V_{03}^N	V_{40}^N / V_{04}^N	V_{50}^N / V_{05}^N	V_{60}^N / V_{06}^N	V_{10}^N / V_{01}^N	V_{20}^N / V_{02}^N
	0 (Ce →)	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N	V_{ZM}^N / V_{ZM}^N
	-1 (Ce ↘)	V_{50}^N / V_{05}^N	V_{60}^N / V_{06}^N	V_{10}^N / V_{01}^N	V_{20}^N / V_{02}^N	V_{30}^N / V_{03}^N	V_{40}^N / V_{04}^N

Tableau III.3: Table de commutation de l'onduleur à neuf interrupteurs

Après le choix des vecteurs de tension, Les deux séquences de commande correspondantes passent par un bloc de sélection pour les envoyer en alternance à un bloc d'insertion de l'état de court-circuit et puis vers les interrupteurs de l'onduleur.

En premier lieu, nous avons inséré le court-circuit pendant les états zéro du convertisseur, et vis-à-vis la dynamique variable des deux moteurs, la durée d'application des vecteurs nulles n'est pas constante, et parfois elle est inférieur à la durée de court-circuit nécessaire pour l'adaptation de la tension continue; ce qui cause une mauvaise régulation du la tension Vi et des fois la suspension de la fonction élévatrice. Ces constatations nous poussent à penser en d'autre solution pour forcer l'insertion du court-circuit pendant les deux demi-périodes de commutation.

III.2.3.Les résultats de simulation:

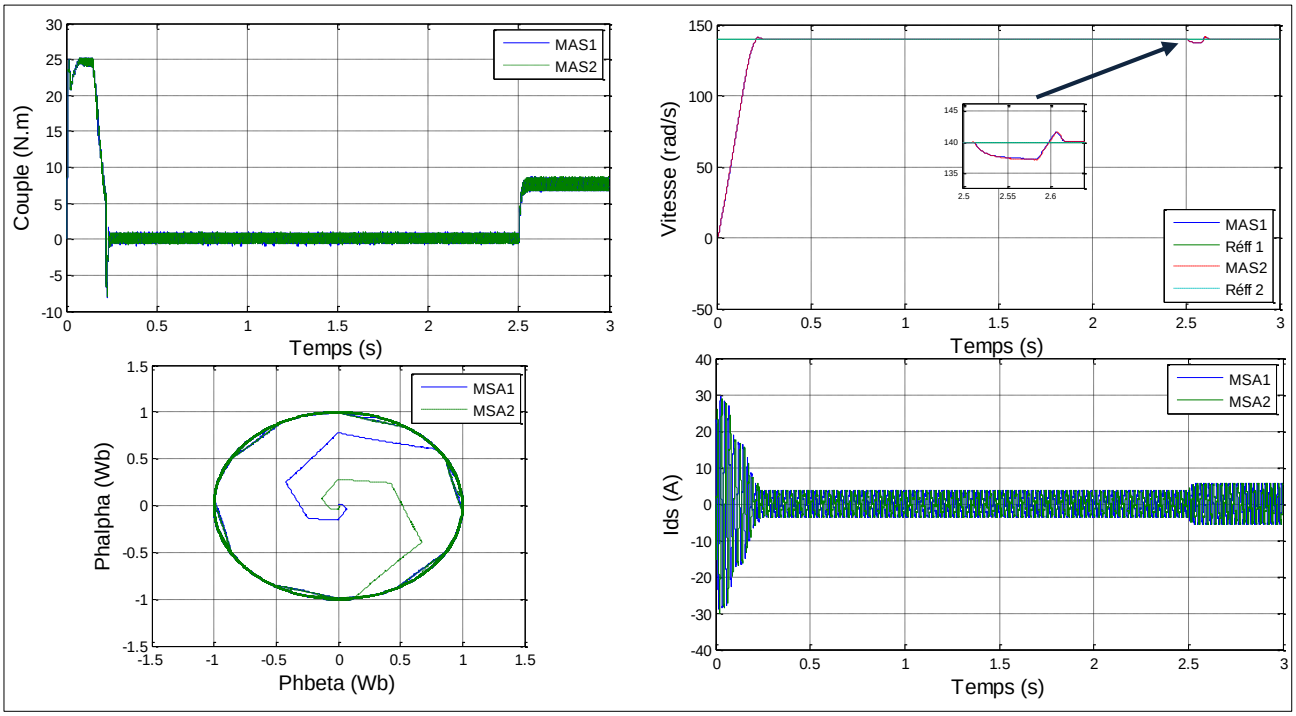


Figure III. Evolution des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux) pendant un démarrage à vide Suivi d'une application d'une charge 7.5 Nm a l'instant t=2.5 s

On remarque que : Le couple présente des oscillations au démarrage

La vitesse et le flux sont insensibles aux variations de la charge

Le courant présente des fortes oscillations au démarrage

III.3. RESULTATS DE SIMULATION AVEC CHANGEMENTS DE PARAMETRE ($vitesse, C_r, R_S$, J,)

III.3.1.changement de vitesse de référence :

III.3.1.1.meme vitesse de référence pour les deux machines :

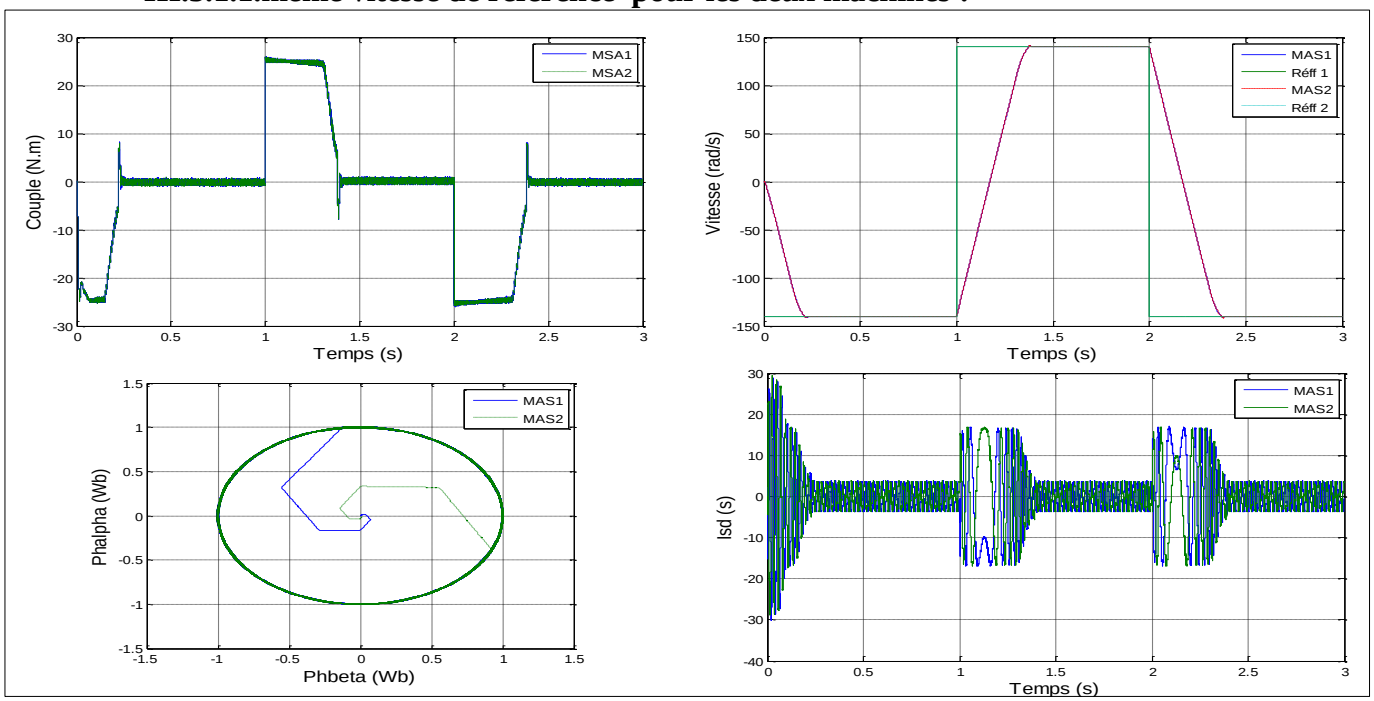


Figure III.6 flux, couple, vitesse et courant pour les deux machines MAS

a) avec l'application de couple de charge $C_r = 7.5Nm$:a l instant(t=0.5 s et t=1.6 s)

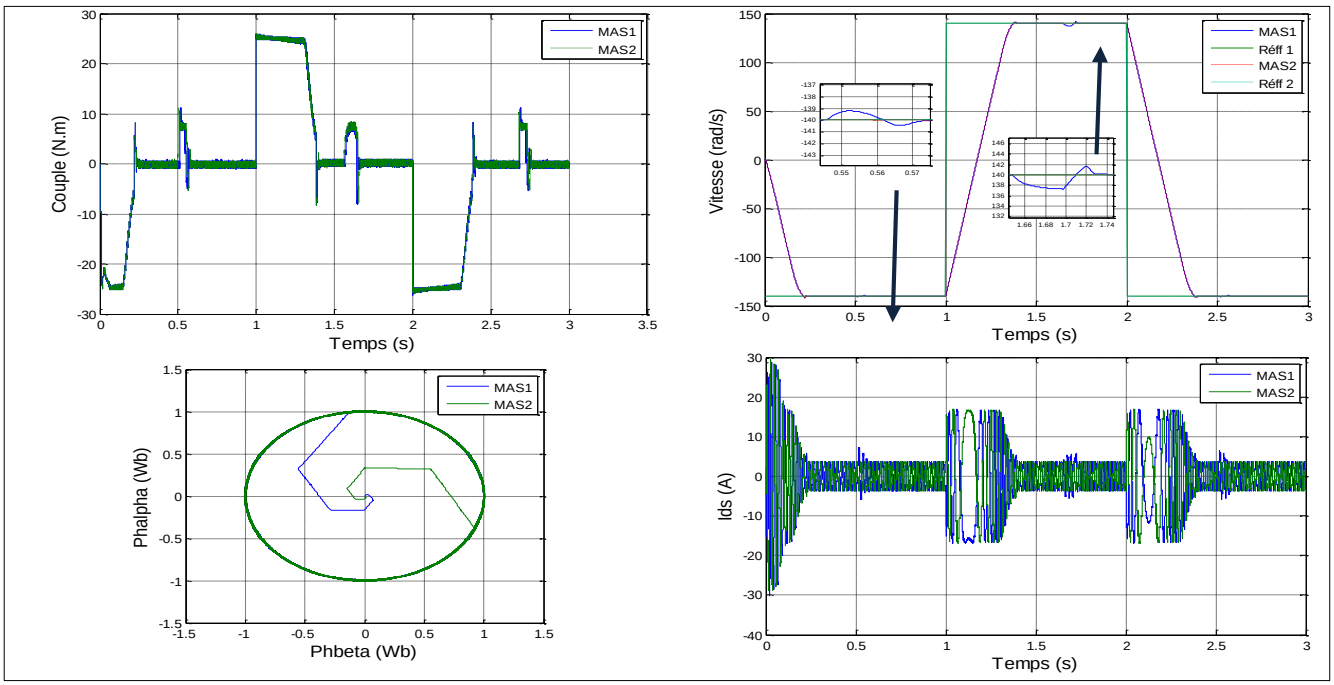


Figure III. flux, couple, vitesse et courant pour les deux machines avec l'application de couple de charge

b) avec le changement de résistance statorique $R_S = 6.85\Omega$:

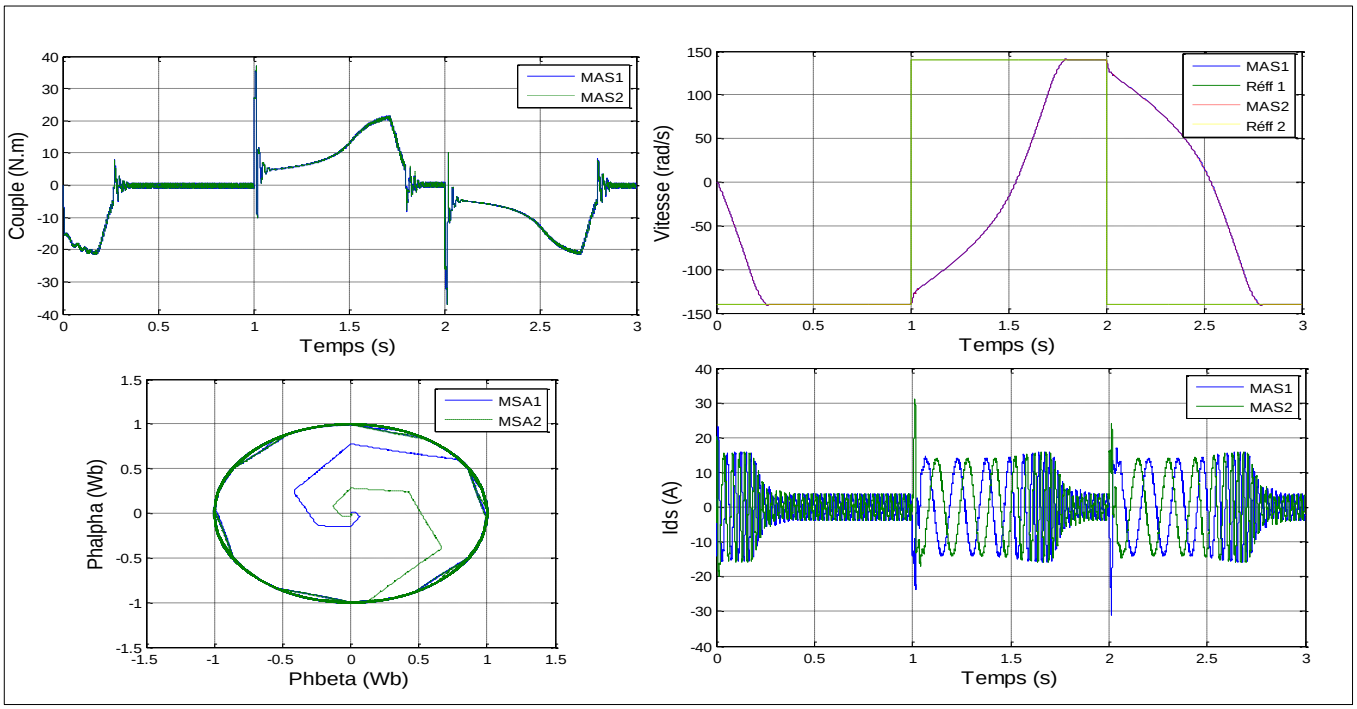


Figure III.8 flux, couple, vitesse et courant pour les deux machines avec changement de R_S

c) avec le changement de l'inertie J=0.0775 kg.m^2

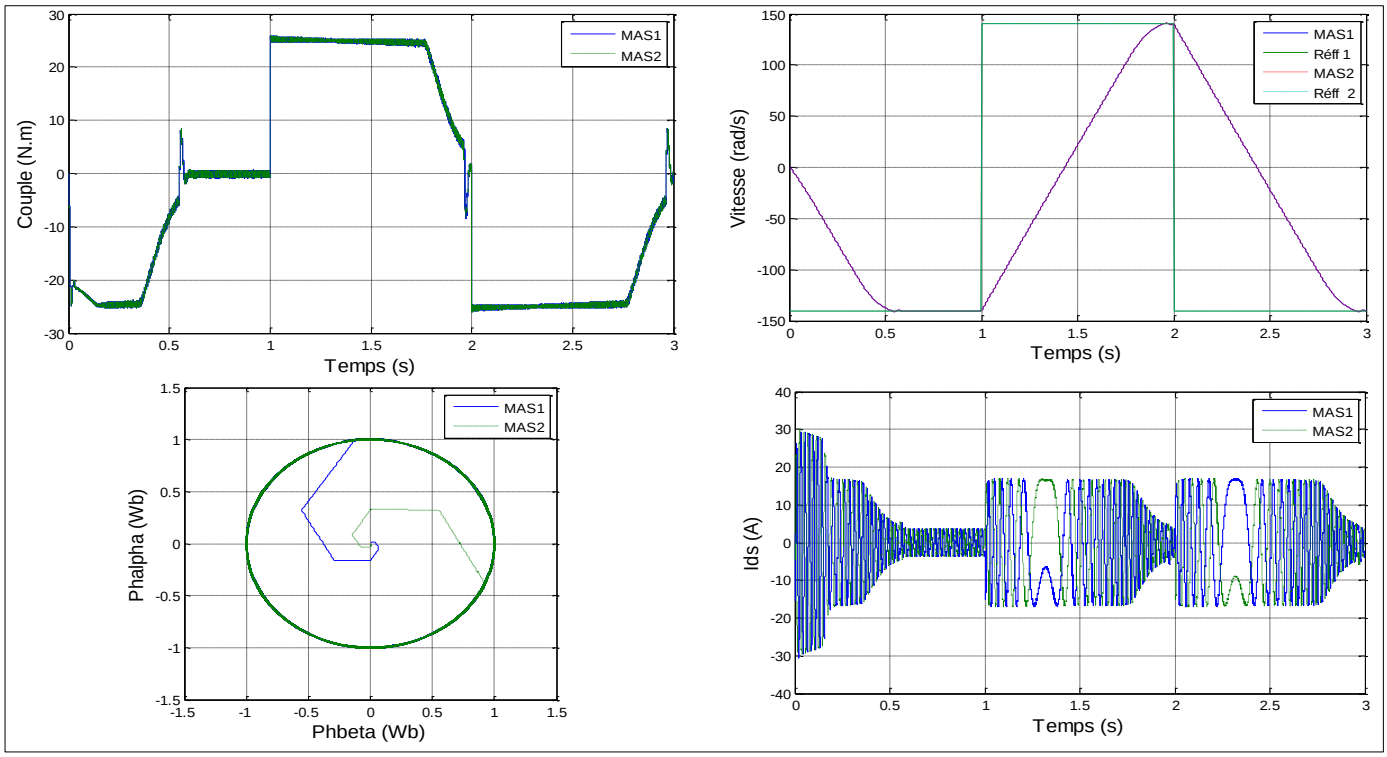


Figure III.9 flux, couple, vitesse et courant pour les deux machines avec changement de J

III.3.1.2. différentes vitesse de référence pour les deux machines :

- **Résultat de simulation pour la première machine :**

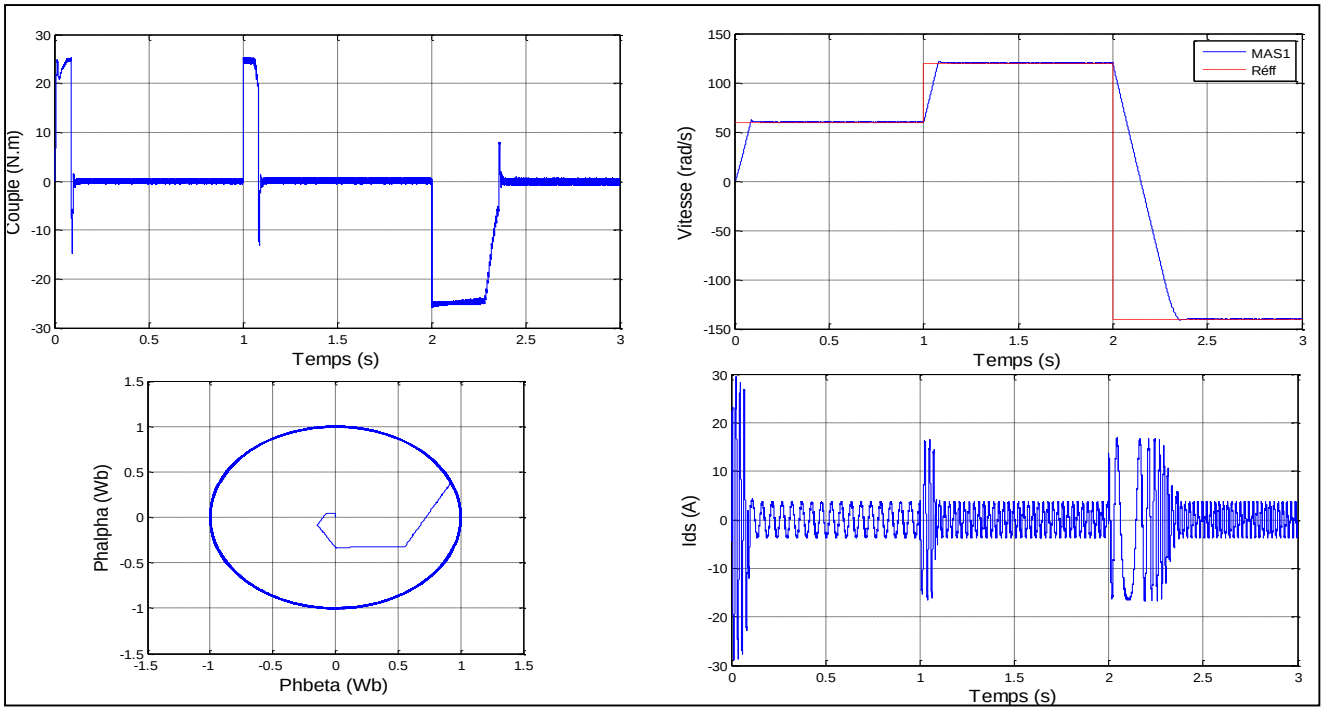


Figure III. flux, couple, vitesse et courant pour MAS1

- **Résultat de simulation pour la deuxième machine :**

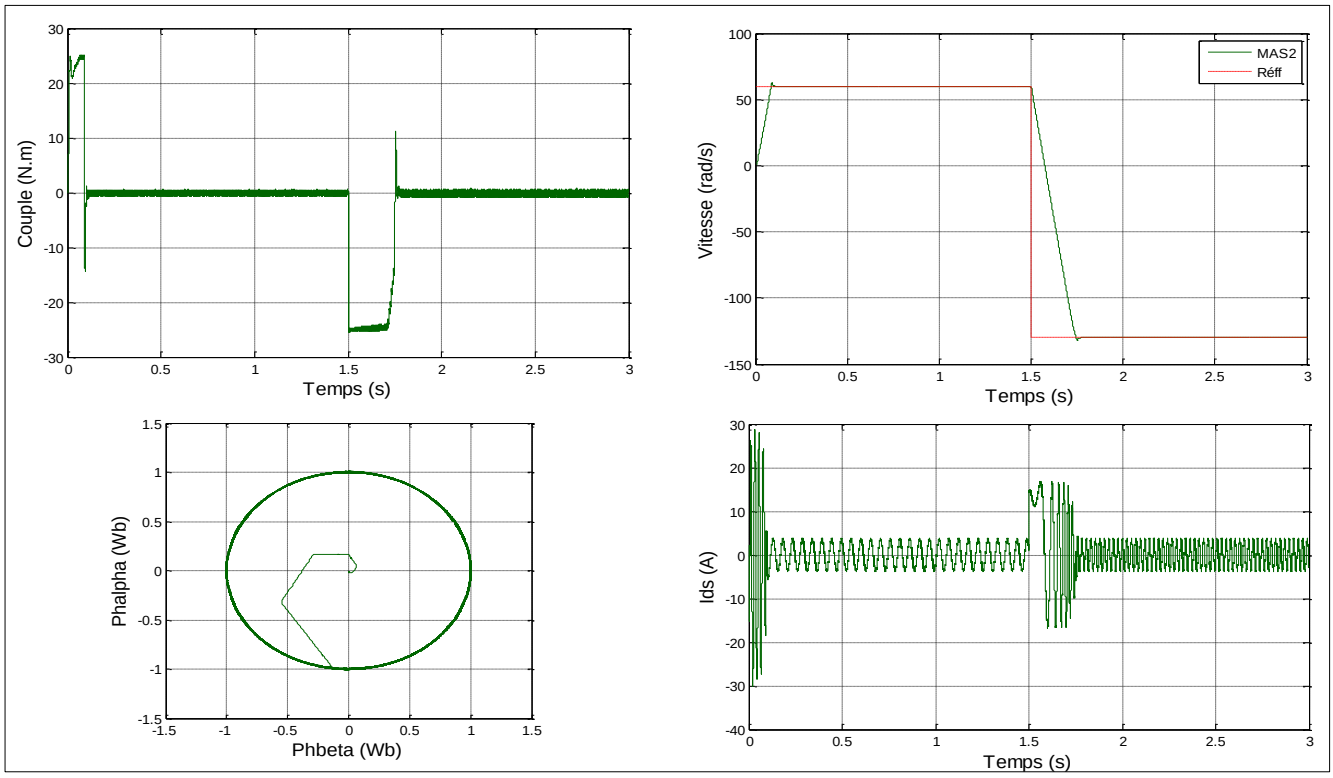


Figure III.11. flux, couple, vitesse et courant pour MAS2

a) avec l'application de couple de charge $C_r = 7.5$ Nm:

- **la première machine(t=0.4 s)**

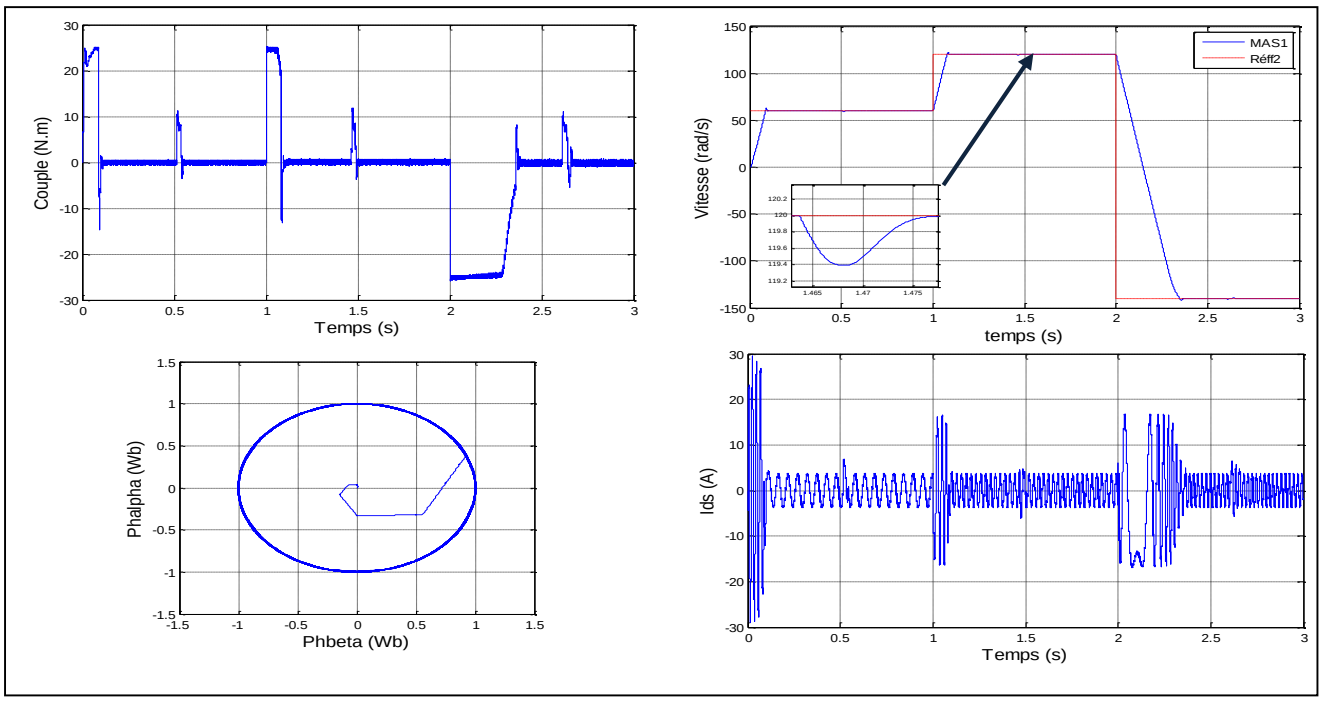


Figure III.12 flux, couple, vitesse et courant avec l'application C_r pour MAS1

- **la deuxième machine(t=0.7 s et t=2.3 s)**

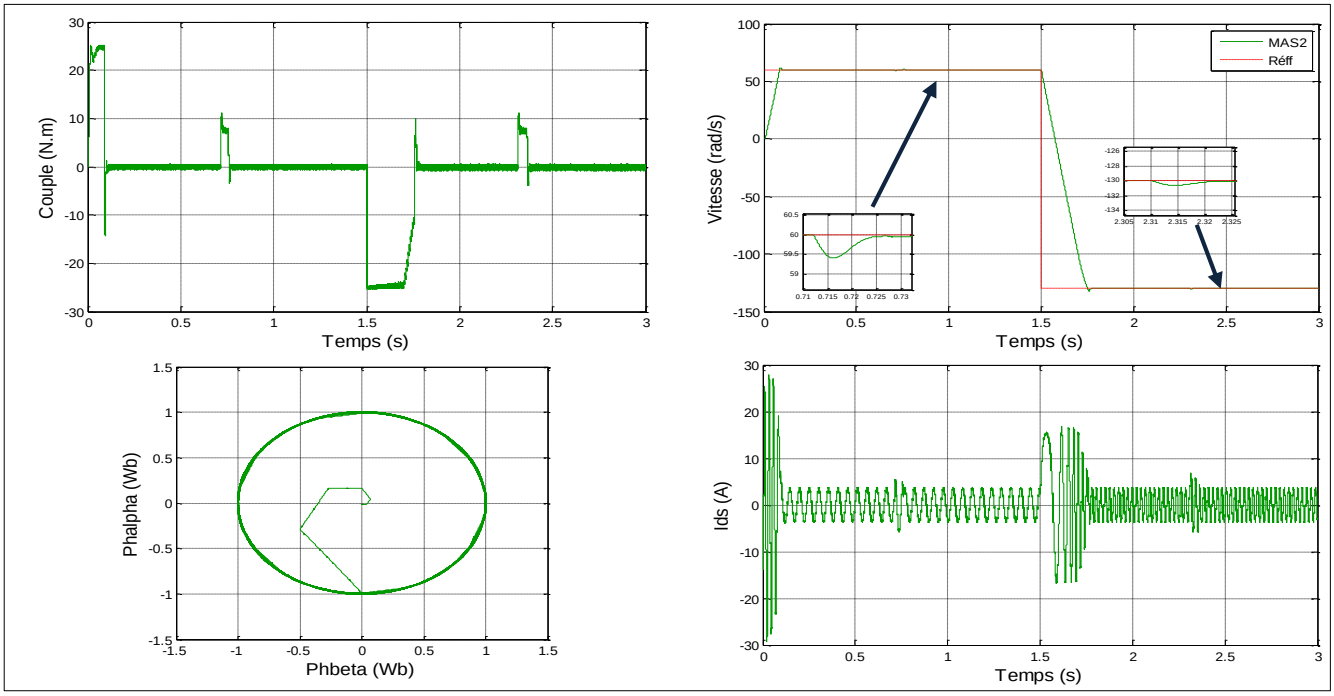


Figure III.13 flux, couple, vitesse et courant avec l'application C_r pour MAS2

b) avec le changement de résistance statorique $R_S = 6.85\Omega$:

- **la première machine**

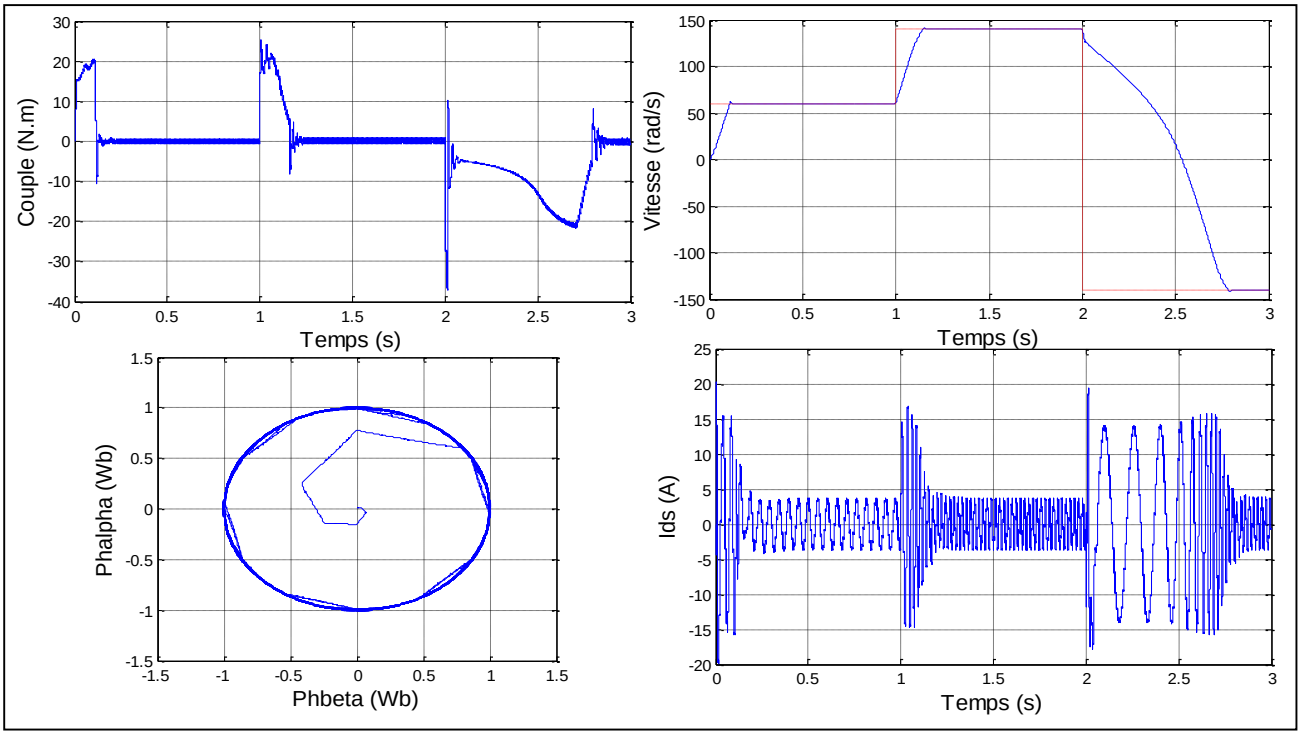


Figure III.14 flux, couple, vitesse et courant avec l'application R_s pour MAS1

- **la deuxième machine**

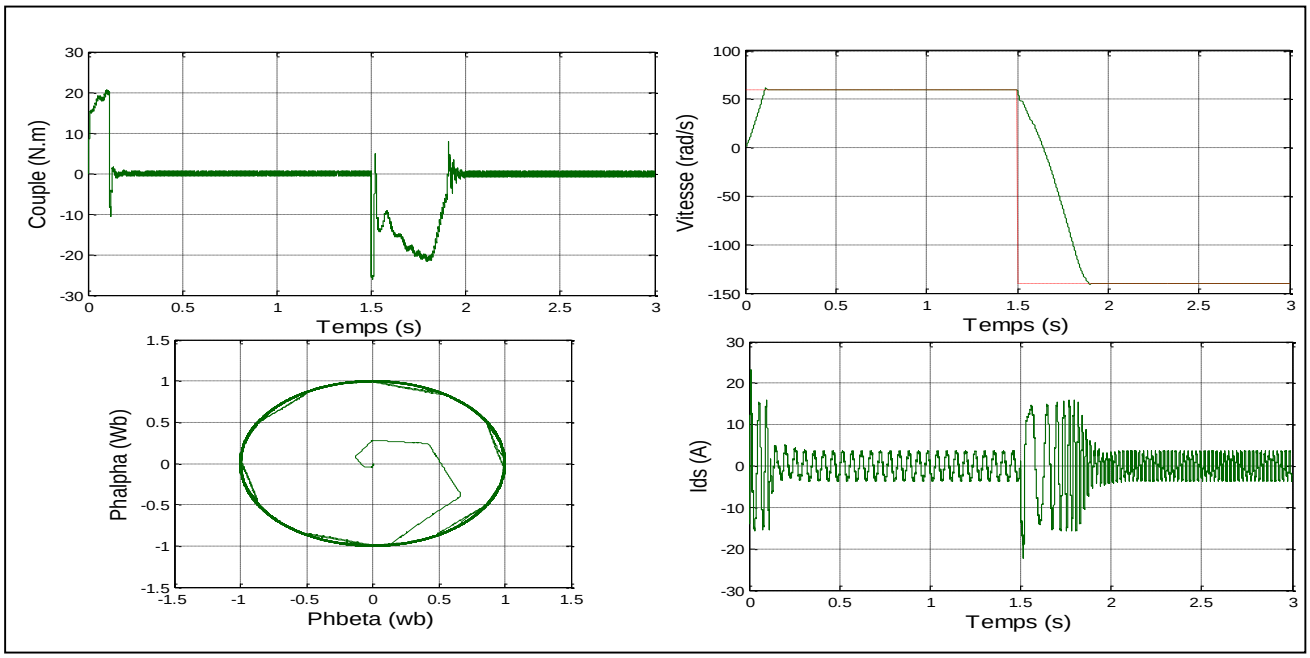


Figure III.15 flux, couple, vitesse et courant avec l'application R_s pour MAS2

c) avec le changement de l'inertie J=0.0775 kg.m^2

- **la première machine**

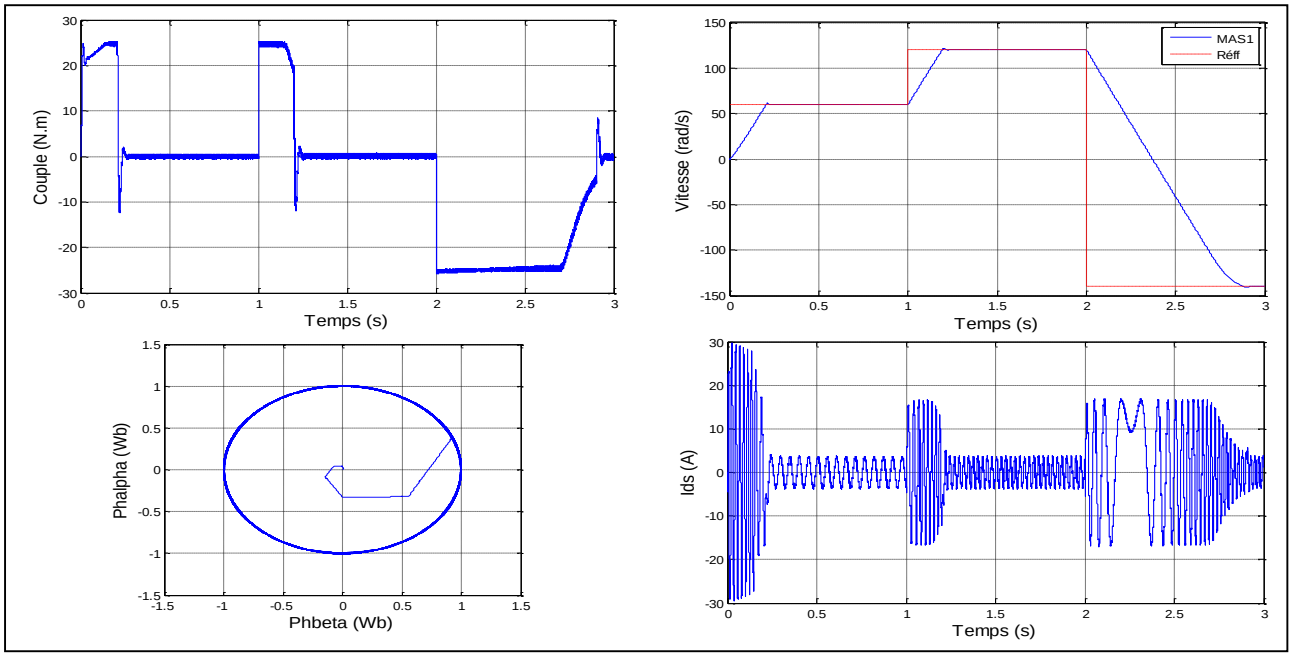


Figure III.16 flux, couple, vitesse et courant avec l'application J pour MAS1

la deuxième machine

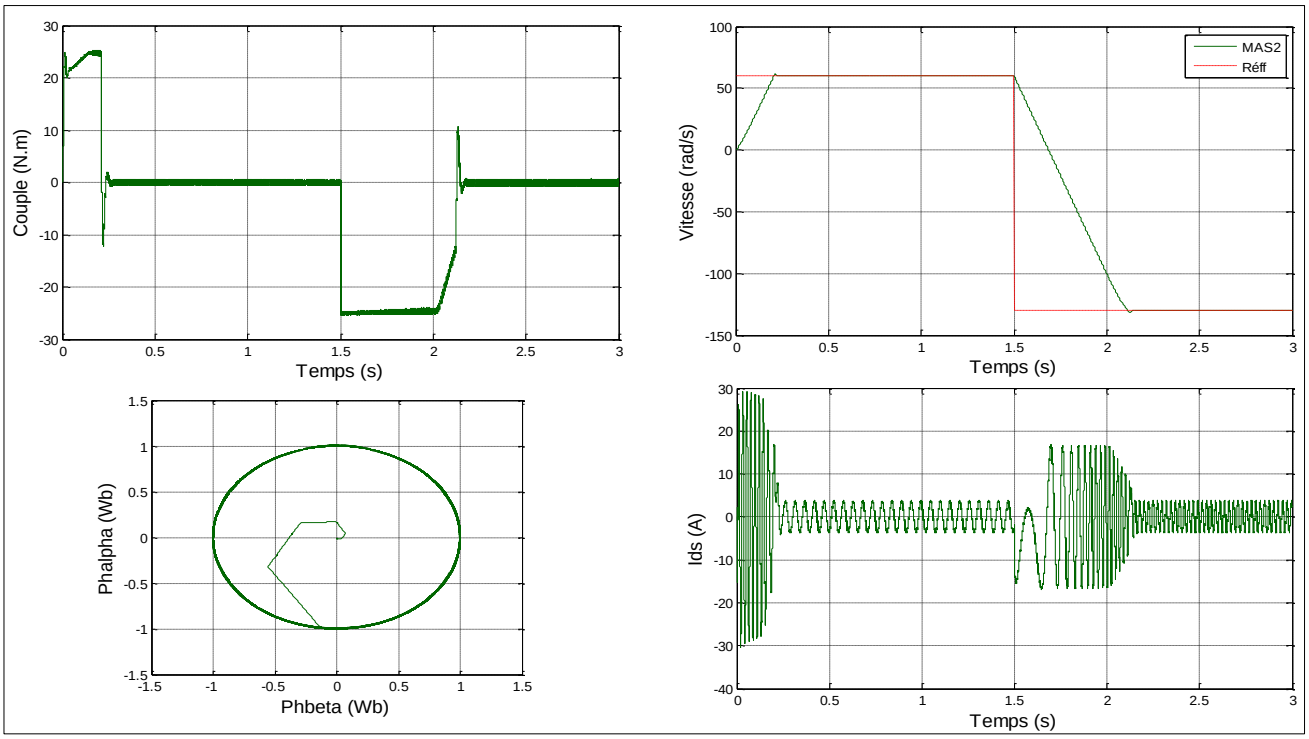


Figure III.17 flux, couple, vitesse et courant avec l'application J pour MAS2

Les résultats présentés ci-dessus illustrent un fonctionnement convenable du système, la commande des deux moteurs est découplée tel que les MAS fonctionnent à des vitesses différentes et absorbent des courants sinusoïdaux à des fréquences qui correspondent aux vitesses des deux moteurs.

CONCLUSION

Dans ce qui précède, les techniques de commande découplée de deux moteurs Asynchrones alimentés par l'onduleur à neuf interrupteurs ont été implémentées afin de valider les résultats obtenus en simulation; l'implémentation a été faite en utilisant l'outil Simulink de Matlab

Les résultats obtenus montrent la faisabilité du contrôle indépendant des deux moteurs Asynchrones alimentés par l'onduleur à neuf interrupteurs .

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une contribution à l'optimisation des structures multi-machines en introduisant l'onduleur à neuf interrupteurs pour l'alimentation de deux moteurs asynchrones tout en assurant le découplage de leurs contrôles.

Dans ce contexte nous avons adapté la commande directe du couple classique appliquéà un seul moteur pour la commande de deux moteurs asynchrones alimentés par un onduleur à neuf interrupteurs. Pour ce convertisseur, une modélisation a été faite et le principe de fonctionnement a été détaillé. Ce dernier offre la possibilité de la commande indépendante de deux moteurs en mettant en œuvre de nouveaux vecteurs de tension. Par conséquent, Des nouvelles tables de commutation, prenant en compte ces vecteurs, ont été proposées. Ils ont été inspirés de celle de la DTC d'un seul moteur.

Afin de tester la faisabilité de cette commande, un programme a été élaboré en utilisant le logiciel Matlab/Simulinkà cet effet. Les résultats de simulation ont montréla possibilité de la commande découplée. Finalement,Une étudepar simulation de robustesse,vis-à-vis des variations des paramètres de la charge, a été présentée.

Les résultats ainsi obtenus confirmentla faisabilité du contrôleindépendant des deux moteurs asynchrones alimentés par l'onduleur à neuf interrupteurs.

Comme perspectives à notre travail, nous proposons :

- Réaliser un onduleur a neuf interrupteurs on utilisant SVM.
- D'implémenter la commande éloignée des différentes commandes de L'onduleur .
- D'intégrer une source d'énergie renouvelable (système photovoltaïque) pour Rendre le système autonome.
- Réaliser un système embarqué autonome sur une plateforme mobile.

CONCLUSION GENERALE

ANNEXE A : MODELISATION DELA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit

A.1 HYPOTHESESSIMPLIFICATRICES

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas pris en compte.
- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.

A.2 EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS UN REFERENTIEL DIPHASE

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la

réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929). La figure A.1 met en relief l'axe direct d du référentiel de Park et l'axe en quadrature d'indice q.

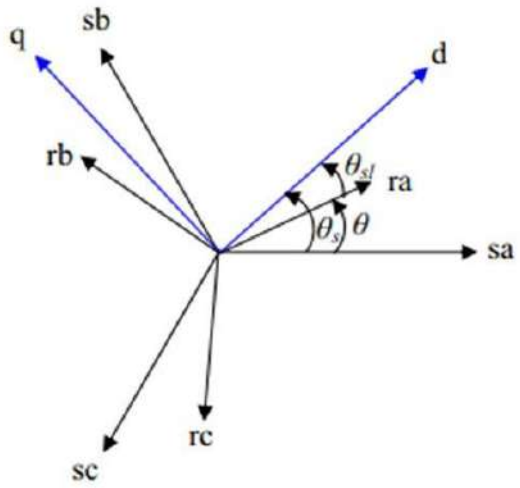


Figure A.1 : Position des axes (*dq)* par rapport aux axes de la machine

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \qquad \textbf{(A.1)}$$

La matrice de transformation de Park [T] est définit comme suit:

$$[T]=\frac{2}{3}\begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos\ (\theta_i) & \cos\ (\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos\ (\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\ (\theta_i) & -\sin\ (\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin\ (\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix} \qquad \textbf{(A.2)}$$

On a choisi (3/2), pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. θ_i est l'angle entre l'axe *d* et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors:

$$\begin{vmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.3)}$$

Où, *x* représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable *x0* représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$\begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{vmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.4)}$$

A.3 CHOIX DU REPERE (dq)

Ce qui rend la transformation de Park attrayante est que l'orientation du repère (*dq)* peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère (*dq)* peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application:

- Repère d'axes (*dq)* fixe lié au stator ou repère stationnaire (($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s. Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

- Repère d'axes (*dq)* lié au rotor (($\theta_{sl} = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_{sl}. Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

- Repère d'axes (*dq)* lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

A.3.1 Référentiel lié au champ tournant

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère *(dq)* au champ tournant alors on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \qquad \textbf{(A.5)}$$

Où

ω_s *:* Pulsation statorique

ω *: Pulsation* statorique

ω_{sl}: Pulsation du glissement

Ω *:* Vitesse mécanique

- ***Equations électriques***

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

$$V_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \qquad \textbf{(A.6)}$$
$$V_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{rd} = 0 = R i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega)\, \Phi_{rq} \qquad \textbf{(A.7)}$$
$$V_{rq} = 0 = R i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - p\Omega)\, \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \qquad \textbf{(A.8)}$$
$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \qquad \textbf{(A.9)}$$
$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq}$$

Où

$L_s = L_{as} - L_{ms}$: Inductance cyclique statorique

$L_r = L_{ar} - L_{mr}$: Inductance cyclique rotorique

$L_m = \frac{3}{2}$ L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

- **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 C_{em}peut se mettre sous plusieurs formes:

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd})$$
$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{rq}i_{rd} - \Phi_{rd}i_{rq}) \quad \textbf{(A.10)}$$
$$C_{em} = \frac{3}{2}pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})$$

$$C_{em} = K_t(\Phi_{rd}i_{rq} - \Phi_{rq}i_{sd}) \quad \textbf{(A.11)}$$

A v e c

P : Nombre de paires de pôles

$$K_t = \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_r}$$

Notons que c'est la relation (A.11) 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:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\,\Omega \quad \textbf{(A.12)}$$

Où

J : Inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine

C_{em}: Couple de charge

f : Coefficient du frottement visqueux

A.3.2 Référentiel lié au stator (repère stationnaire αβ)

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 (*dq)* est confondu

avec le repère *(αβ)* (figure A.2), c'est à dire en prenant $\theta_S = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{vmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.13)}$$

Où x représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{vmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.14)}$$

- **Equations électriques**

$$V_{s\alpha} = R_S i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \quad \textbf{(A.15)}$$
$$V_{s\beta} = R_S i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt}$$

$$V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega\Phi_{r\beta} \quad \textbf{(A.16)}$$
$$V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega\Phi_{r\alpha}$$

$$\Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad \textbf{(A.17)}$$
$$\Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}$$

$$\Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad \textbf{(A.18)}$$
$$\Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}$$

- **Equations mécaniques**

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère αβ peut être donnée par :

$$C_{em} = K_t(\Phi_{r\alpha} i_{r\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad \textbf{(A.19)}$$

A.4 PASSAGE ENTRE LES REPERES (dq) ET (αβ)

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 A.2.

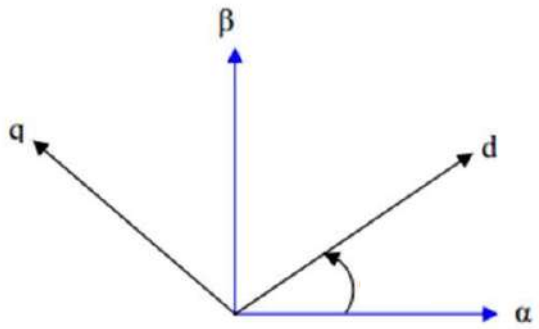


Figure A.2 : Position des repères *dq* et *αβ*

La transformation ce fait alors comme suit:

$$\begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix} = [P(\theta)] \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.20)}$$

Et inversement

$$\begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix} = [P(-\theta)] \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.21)}$$

A v e c

$$[P(\theta)] = \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{vmatrix} \quad \textbf{(A.22)}$$

ANNEXE B : PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Puissance nominale	p_n= = 1.5 kW
Tension nominale	V_n= 230/400V
Courant nominal	I_n= =15.2/26.3A
Vitesse nominale	1420tr/mn
Fréquence nominale	f= 50 Hz
Mutuelle inductance	M=0.285H
Inductance du stator	L_s= =0.274 H
Inductance du rotor	L_r=0.274 H
Résistance statorique	R_s= =4.85 Ω
Résistance rotorique	R_r=3.805 Ω
Moment d'inertie	J=0.031 kg.m^2
Coefficient de frottement visqueux	f=0.001136 k.m^2/s
Nombre de paires de pôles	P=2

BIBLIOGRAPHIE

[Abb15] ABBACHE Mohand Amokrane**, "Etude et réalisation d'un onduleur à neuf. Interrupteurs alimentant deux moteurs asynchrones : application au véhicule Électrique à deux roues motrices",** Mémoire de Magistère, École Militaire Polytechnique, Février 2015

[Ame05] A. Ameur**, "commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine Synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à Mode glissants ",** Université de Batna 2005

[Akk07] K.AKKOUCHI**, "Commande directe du couple (DTC) d'une machine Asynchrone",** Thèse de magister de l'université badji Mokhtar Annaba 2007**.**

[Bel 17] F.Belkhiri**, "Etude et réalisation d'un onduleur à neuf interrupteurs-Z-Source Alimentant deux moteurs asynchrones",** Thèse de magister de l'école Militaire polytechnique

[Bou95] A. Bouscayrol, **"Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile "**, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[Bou02a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. François, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, **"Control structure for multi-machine and multi-converter systems with downstream coupling",** Proc. Electrimacs, 2002.

[Bou02b] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J. Verhilles, **"Application de la Représentation Energétique Macroscopique à un système de traction multimachines"**, Revue Internationale de Génie Electrique 5, no3-4, pp431-453, 2002.

[Bou06] 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.

[Bid11] D.Bidart**, "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multi-Machines synchrones ",** Thèse Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2011

[Can] Carlos Canudas de Wit **" Modélisation contrôle vectoriel et DTC "** 2000

[**Deh10**] S.M.Dehghani, A.Amiri, M.Mohamadian et A.Yazdian, **"Current-Type Nine Switch Inverter"**, Journal of Power Electronics, Vol.10, N°2, March 2010.

BIBLIOGRAPHIE

[Deh12] S.M.Dehghani, 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

[Duj09] 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.

[For1] Bernard de Fornel **"Techniques de l'ingénieur "** D3 623

[For2] B.FORNEL, "Machines asynchrones: Commande par contrôle direct de couple", Techniques de l'Ingénieur D3623, pp 1-8.

[Jon08] M. Jones, S.N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, P. Wright, **"Five-leg inverterPWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications"**, IET Electric Power Applications, vol. 2, Issue 5, pp 257–287,Septembre 2008.

[Jon09] M. Jones, S.N. Vukosavic, E. Levi, N. Slobodan, **"Parallel-Connected Multiphase Multidrive Systems with Single Inverter Supply"**, Université de PLYMOUTH. October 12, 2009 a 03:57 from IEEE Xplore.

[HAM] F. HAMIDIA, **"Contribution à la commande Neuro-floue de machines électriques"**, Thèse doctorat de l'ENP, 2013.

[KHE] K.BENMANSOUR, **" Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et L'observation des convertisseurs multicellulaires, série : approche hybride",** Thèse Doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2009.

[Kom07] T. KOMINAMI,Y. FUJIMOTO, **"A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads"**,IEEE Industry Applications Society Annual Conférence (IAS), pp 2346–2350, 2007.

[LLO] A.M.LLOR, **"Commande directe du couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents",** thèse de doctorat, Université Carlos III Madrid, 2003.

[Mat04] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, J. Oikawa, **"Characteristics of speed sensorless vector control led 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.

[Mah12] 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

[Mer09] A.Meroufel, **"Contrôle de la machine asynchrone»**, Université Djilali Liabès Sidi Bel Abbès, 2009