

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de

Master en Electrotechnique

Présenté par :

BERDIOUI Abdelouahab

Intitulé :

Commande de deux machines asynchrones pentaphasées en série connectées par un convertisseur matriciel

Soutenu le 17 juin 2015 à l'ENP

Membres du Jury d'examen

Président	R.Ibtiouen	Professeur à l'ENP
Rapporteur	L.Nezli	Professeur à l'ENP
Examineur	S.Mekhtoub	Professeur à l'ENP
	O.Touhami	Professeur à l'ENP

ENP 2015

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

www.lre.enp.edu.dz www.enp.edu.dz

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié la commande vectorielle et par Backstepping de deux MAS pentaphasées en série alimentées soit par un onduleur à trois niveaux soit par un convertisseur matriciel. Après la présentation des machines polyphasées, nous avons entamé le modèle mathématique de la MAS pentaphasée et de son alimentation (onduleur trois- niveau). La transformation de Park a permis de réduire le modèle couplé de la machine à un modèle découplé plus simple à contrôler. Dans la deuxième partie, on a appliqué la commande vectorielle par Backstepping sur une machine pentaphasée, les résultats obtenus étaient comparés à celles de la même machine commandée par mode de glissement. Dans la troisième partie, on a entamé la commande des deux machines connectées en série. Pour ce faire, on a appliqué une transposition des phases de la deuxième machine, après modélisation de ces deux machines alimentées par un onduleur trois-niveau, on a pu les commander indépendamment par la commande vectorielle par Backstepping. Dans la dernière partie, on a utilisé l'alimentation par un convertisseur matriciel. On a réalisé aussi la commande des deux machines pentaphasées connectées en série et alimentées par ce convertisseur.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, système multi-machines, commande vectorielle, backstepping, Lyapunov, onduleur multi-niveau, convertisseur matriciel

ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة التحكم الشعاعي بتقنية الباكستابينق لماكنتين لامترامنتين خماسية الطور مربوطتين على التسلسل و مغذتان إما عن طريق موج خماسي الطور ذو ثلاثة مستويات أو عن طريق محول مصفوفي، بعد تقديم الماكينات الخماسية الطور قمنا بوضع النموذج الرياضي لهم ولتغذيتهم. لإستعمال محول بارك تمكنا من تقليص نموذج الماكينة لنموذج سهل التحكم. في الشطر الثاني طبقنا التحكم الشعاعي بالباكستابنج على ماكينة لامترامنة خماسية الطور. في الشطر الثالث شرعنا في التحكم الشعاعي بالباكستابنج على الماكنتين اللامترامنتين حيث تأكدنا من أن القيام بقلب أطوار الماكينة الثانية بشكل مناسب يسمح لنا بالتحكم الحر و التام لكل ماكينة على حدى. في الشطر الأخير إستعملنا محول مصفوفي لتغذية الماكنتين و قمنا بالتحكم الشعاعي للماكنتين المغذتين بهذا المحول. كلمات مفتاحية : مكينة لامترامنة خماسية الأطوار ، نظام متعدد المكينات ، قلب الأطوار ، تحكم شعاعي ، الباكستابينق

Abstract

In this work, we study the field orientation control using the Backstepping and the Lyapunov theorem of stability of two serie connected induction machines supplied by a multi-level inverter, then by a matrix converter. After a brief presentation of multiphase machines, we worked out the mathematical model of the five phase induction machine supplied with a voltage inverter. We have used Park transformation to simplify the machine's model. In the second chapter, we applied the field orientation principal and the Backstepping to the five phase induction machine. In the third part, we introduced the control principal of two serie-connected induction machines, we observed that an appropriate transposition of phases permits independent control of two machines. We had the field orientation control by Backstepping of two serie connected five phase machine supplied by a multi-level converter. In the final part, we used a matrix converter to supply the machines and we used the Backstepping control.

Keywords : five-phases induction machine, multi machine system, field orientation control, backstepping, Lyapunov, multi level inverter, matrix converter

Remerciements

On remercie le tout puissant « Allah » de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le

jour sans l'aide et l'encadrement de Mr L.NEZLI, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

Nous sommes conscients de l'honneur que nous a fait Mr Pr R.Ibtiouen en étant président du jury et Pr O.Touhami et Pr Mekhtoub d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Nos remerciements s'adresse également à tout nos professeurs pour leurs générositéset la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs chargesacadémiques et professionnelles.

Je souhaiterai également remercie l'ensemble du personnel de la
Bibliothèque
de l'ENP.

Finalement, Nos profonds remerciements vont également à toutes les
personnes
qui nous ont aidés et soutenue de prés ou de loin.

Dédicaces

À la mémoire de mes collègues et frères qui sont morts à l'explosion de Tlemcen « cité universitaire Bakhti Abdelmadjid » qu'Allah les pardonne et les acquiert dans son paradis.

À la lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; maman que j'adore.

À l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, que dieu te garde pour nous,
à toi mon père.

À mes frères et sœurs : Mohammed, Ibtissem, Houda, Sérine et Aya. je leur souhaite tout le bonheur et la réussite dans leur vie.

À tous les étudiants de la promotion 2015 Option : Electrotechnique

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études supérieures, mes aimables amis, collègues d'étude, et frères de cœur, vous Ilyes elbinome, Farouk mouloudia, Karim Générale, NAbil Z, Jugo L'campus, Mouh akhou, Mouh you9taal, Khadidja blonda, Amina rak fariha

Merci infiniment.
A.Berdioui

Introduction générale

La machine asynchrone à cage rotorique connaît un succès croissant depuis deux décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et synchrones dans de nombreuses applications industrielles et les transports. Les dernières générations de trains à grande vitesse en sont un exemple éloquent. Ce succès s'explique par une conception robuste réduisant les frais de maintenance et un coût de conception relativement moindre par rapport aux autres machines électriques. Mais il s'explique également par l'augmentation continue de la puissance de calcul des microprocesseurs permettant de contrôler en temps réel la machine asynchrone. En effet, le contrôle de cette machine s'avère difficile à cause de sa complexité fonctionnelle qui transparaît évidemment dans les modèles utilisés dans les stratégies de commande, et de la difficulté à mesurer certaines grandeurs fondamentales tels que le flux magnétique et le couple électromagnétique [1].

Les systèmes électriques d'actionnement et d'entraînement, utilisant des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension, permettent actuellement d'atteindre des performances statiques et dynamiques très élevées grâce à l'emploi des stratégies évoluées de pilotage du moteur, comme la commande vectorielle.

Récemment les machines avec un nombre de phases supérieur à 3 ont commencé à dominer encore qu'on parle de moteur. Cela est dû aux nombreux avantages qu'offre l'utilisation de ces machines par rapport aux machines triphasées classiques. Elles permettent entre autre de répartir la puissance sur un nombre plus élevé de phases, ce qui réduit les courants qui parcourent les enroulements de la machine et simplifie la commutation des composants de l'onduleur d'alimentation.

Elles offrent aussi un degré de liberté supplémentaire qui nous permettra de commander plusieurs machines en série indépendamment [1].

Chapitre 1

Convertisseur matriciel

1.1 Introduction

Dans cette partie, on va changer l'alimentation de la machine. On remplace l'onduleur par un convertisseur matriciel, en effet celui ci permet une conversion AC-AC, donc on peut connecté la machine directement au réseau triphasé à travers ce convertisseur, il nous permet d'avoir un système polyphasé variable en tension et en fréquence sans passer par un circuit intermédiaire redresseur-onduleur et aucun élément de stockage intermédiaire. On détaillera son modèle, sa commande grâce à une stratégie MLI et enfin on l'utilisera dans notre application de commande de deux machines pentaphasées connectées en série [15].

1.2 Structure du convertisseur

Ce convertisseur présente une topologie matricielle, composée de $n \cdot m$ interrupteurs quatre segments à commutation forcée ou n est le nombre de phase en entrée et m le nombre de phase de la charge à alimentée. Cette structure nous permet une absorption sinusoïdale des courants réseau, un convertisseur avec une entrée triphasée et une sortie pentaphasée est représenté dans la Fig.4.1. Il comporte $3 \cdot 5 = 15$ interrupteurs. Cette structure à les mêmes fonctionnalités qu'un montage de deux onduleurs dos à dos. Cependant elle présente un certain nombre d'avantages par rapport à celle ci [16] :

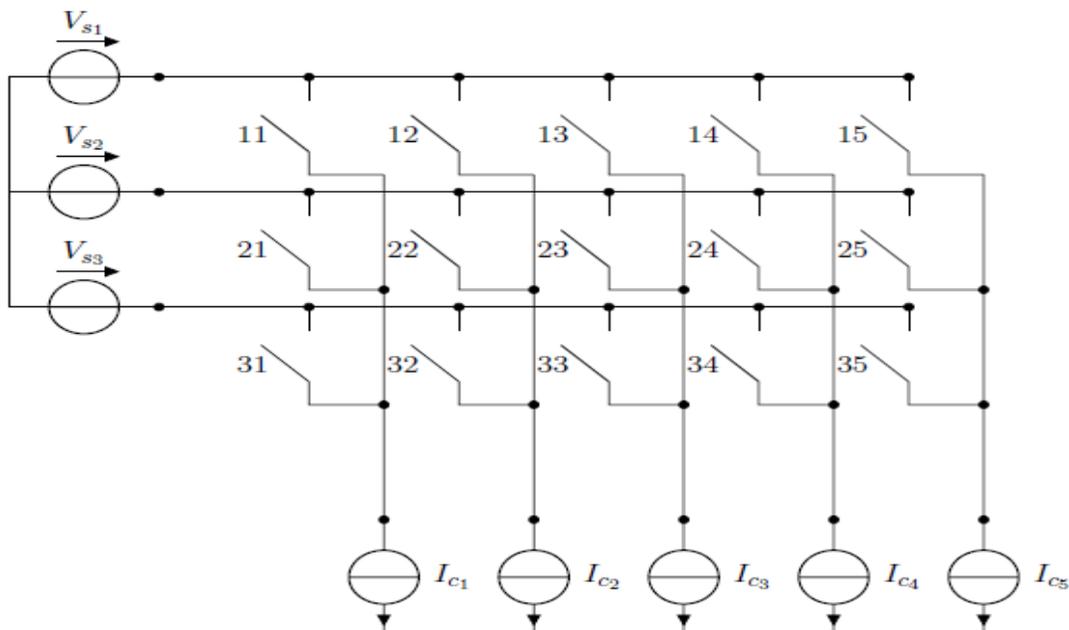


Figure 1.1: Convertisseur matriciel avec entrée triphasée et sortie pentaphasée

Les interrupteurs d'un convertisseur matriciel peuvent être disposés sur des bus bars en arc de cercle ou en triangle. Le convertisseur peut alors être placé directement sur le stator de la machine commandée réalisant ainsi un système très compact. Nombre de composants est réduit par rapport un montage à base d'onduleur dos à dos

Pertes On peut montrer que les pertes dans les composants sont équivalentes pour les deux structures puisque dans les deux cas le nombre de composants traversés par le courant entre la source et la charge est le même

Fiabilité La suppression du condensateur à électrolyte pour le stockage d'énergie apporte un gain de fiabilité pour le convertisseur. Dans le convertisseur matriciel, la tension efficace aux bornes d'un composant est plus faible, la probabilité de défaillance est donc réduite

Filtre d'entrée Les commutations du convertisseur génèrent des tensions de sorties discontinues à partir de tension d'entrée sinusoïdales (dans le cas idéal). Réciproquement, les commutations génèrent des courants d'entrée discontinus alors que les courants de sortie sont sans discontinuité (grâce au comportement inductif de la charge). Un filtre est donc nécessaire du côté de la source pour réduire les harmoniques de courants absorbés

Amplitude maximale des tensions de sortie Parmi les inconvénients des convertisseurs matriciels, on peut noter que la valeur maximale de la tension efficace de sortie est de seulement 86%

1.2.1 Interrupteurs

Le convertisseur nécessite l'utilisation d'interrupteurs quatre segments, la caractéristique statique est représentée sur la Fig.4.2. Ces interrupteurs sont commandés aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe. La capacité de blocage en tension inverse est une faiblesse des transistors, ces composants étant capable de bloquer une tension inverse très faible. Ces interrupteurs quatre segments sont donc créés par l'association de plusieurs éléments discrets, unidirectionnels en tension et en courant. Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrant à partir d'éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode. On présentera différentes topologies d'interrupteurs [15] :

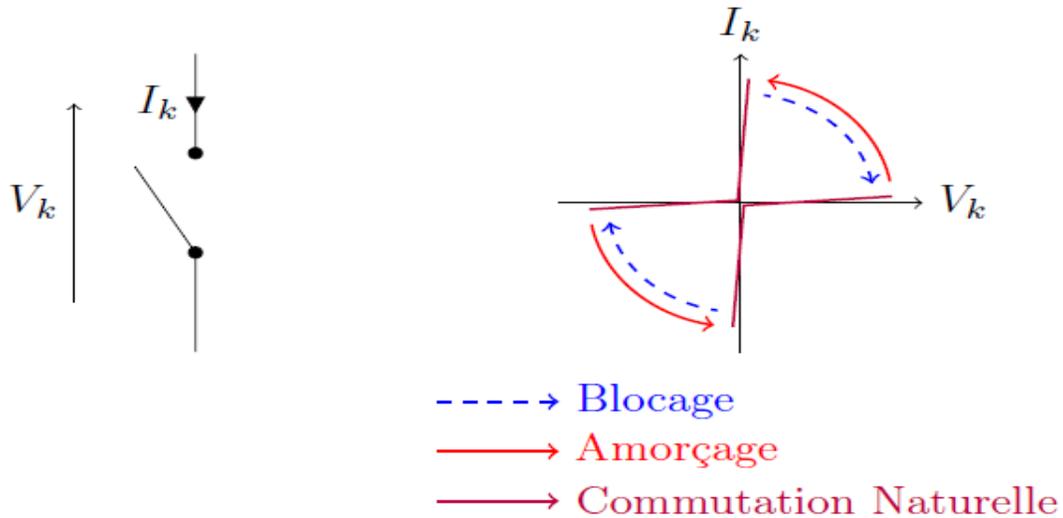


Figure 4.2: Caractéristique statique/dynamique idéale

1.2.1.1 Topologie à transistor connecté à un pont de diode

Cette topologie est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont de diode comme illustré sur la Fig.4.3. Les diodes donnent la capacité de blocage en tension inverse manquante au transistor. L'avantage de cette topologie et de n'avoir qu'un seul composant commandable, ce qui réduit la complexité de la commande ainsi que le nombre de signaux de commande et d'alimentation isolée (qui permettent de fournir le courant nécessaire à l'amorçage des interrupteurs).

En revanche, son principal défaut est que trois composants conduisent à la fois (deux diodes et un transistor), ce qui engendre une chute de tension non négligeable aux bornes de l'interrupteur, donc des pertes par conduction importantes limitant le rendement du convertisseur, c'est la topologie la moins utilisée.

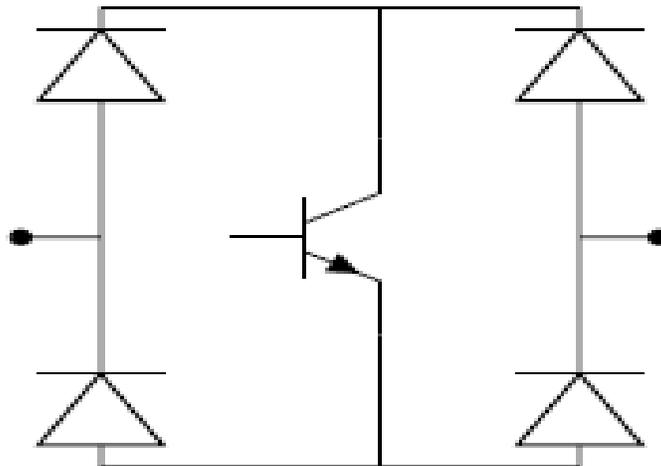


Figure 4.3: Topologie transistor connecté à un pont à diode

1.2.1.2 Topologie à transistor et diodes en anti-parallèle

Cette topologie est conçue à partir des interrupteurs utilisés dans les onduleurs de tension, ceci comporte un transistor et une diode en anti-parallèle, ils sont bidirectionnels en courant et unidirectionnel

en tension. Deux configurations sont possible pour arriver à un interrupteurs quatre segments :

- Interrupteur à émetteur commun
- Interrupteur à collecteur commun

Les deux configuration présente la même caractéristique. Cependant pour la seconde comme les émetteurs ne sont pas en commun, l'interrupteur nécessite deux alimentations isolées pour le commander. Ces topologie présente l'avantage d'avoir une chute de tension basse car on a que deux composants (une diode et un transistor) qui conduisent en même temps.

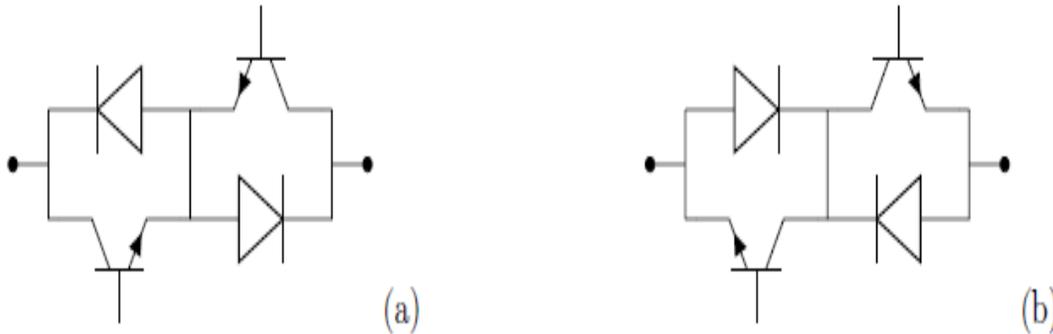


Figure 4.4: (a) Topologie à émetteur en commun (b) Topologie collecteur commun

1.2.1.3 Topologie à transistor et diode en série

Cette dernière topologie est créée à partir d'un transistor en série avec une diode qui conduit à un interrupteur bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. On utilise deux interrupteurs en anti-parallèle pour créer un interrupteur quatre segments. Cette configuration est aussi appelée topologie sans connexion centrale.



Figure 4.5: Topologie sans connexion centrale

1.3 Principe de fonctionnement

En appliquant les règles de connexion, on distingue 5 cellules de commutation encadrés dans la Fig.4.6. on a en tout 2¹⁵ configurations possibles, donc on éliminera les différents cas interdits

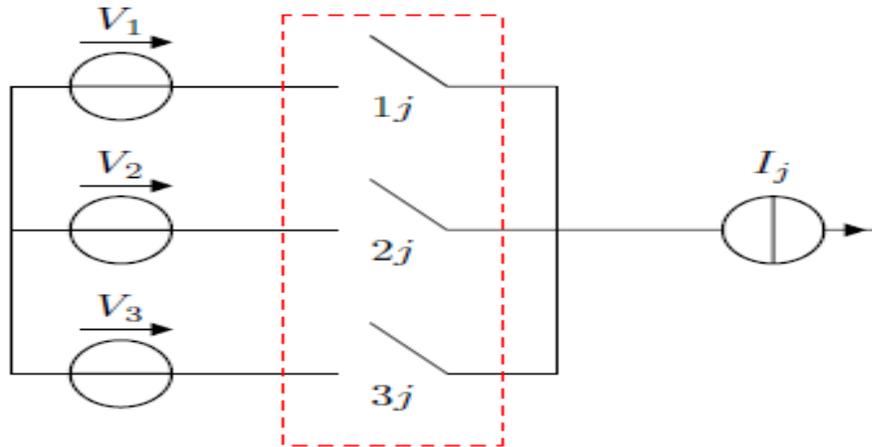


Figure 4.6: Cellule de commutation du convertisseur

ou on a court circuit sur une source de tension ou ouverture d'une source de courant. Le réseau fournit une tension constante, donc peut être assimilé à une source de tension et le moteur asynchrone étant de nature inductive, il peut être assimiler à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. On verra dans la commande qu'on ne peut avoir qu'un seul interrupteur fermé par cellule ce qui réduit le nombre de configuration possible à 35.

Avant de commencer l'étude on doit poser quelques hypothèses simplificatrices :

- La commutation des convertisseurs est supposée parfaite.

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension de l'alimentation.

Pour faire l'étude, on analyse une seule cellule de commutation après on généralisera sur tout le convertisseur. [3]

1.3.1 Différents configurations d'une cellule de commutation

On représente les différents états de la cellule de commutation, on notera qu'un seul interrupteur peut être fermé à la fois, si deux interrupteurs sont fermés à la fois on aura deux sources de tensions court-circuitées. Donc chaque phase du récepteur sera connectée directement à une seule source de tension pendant chaque intervalle. Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés "places" et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées "transitions". Il sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

On utilisera le réseau de Pétri pour montré les différents états d'une cellule de commutation, les transitions possibles, les conditions de passage d'un état à un autre. En analysant les conditions, on arrive à préciser les réceptivités du réseaux de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, qui sont :

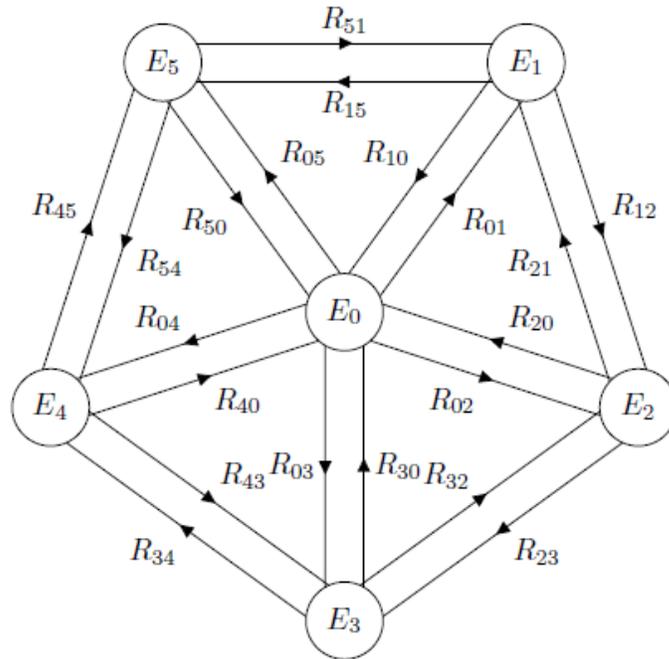


Figure 4.7: Représentation du réseau de Pétri

1.4 Modélisation du convertisseur

Afin d'aboutir à un modèle mathématique qui nous permet de représenter les différents états et fonctionnement du convertisseur, on commence par définir des fonctions logiques de connexion pour chaque interrupteur. La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeur imposées par les sources tel que [3] :

$$i_{ij}^k(t) = f_{ij}(t) i_{sj}(t)$$

$$u_{ij}^k(t) = [1 - f_{ij}(t)] u_j(t)$$

- $f_{ij} = 1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $f_{ij} = 0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- $i = 1; 2; 3$ et $j = 1; 2; 3; 4; 5$

On peut former une matrice de connexion :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & f_{14} & f_{15} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & f_{24} & f_{25} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} & f_{34} & f_{35} \end{bmatrix}$$

Elle nous permet de lier les valeurs instantanées des tensions de source avec les tensions de sortie par rapport au neutre de la source, avec la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & f_{14} & f_{15} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & f_{24} & f_{25} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} & f_{34} & f_{35} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix}$$

Cette modélisation est effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toutes composantes homopolaires. A partir de la matrice précédente on peut aussi tirer la matrice de conversion de tension. pour cela on utilise l'équation de conservation de puissance

$$\begin{bmatrix} i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_d & i_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \\ v_{4n} \\ v_{5n} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_d & i_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \\ f_{14} & f_{24} & f_{34} \\ f_{15} & f_{25} & f_{35} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_d & i_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \\ f_{14} & f_{24} & f_{34} \\ f_{15} & f_{25} & f_{35} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

1.5 Commande MLI du convertisseur

Afin d'intégrer ce convertisseur dans la commande vectorielle, on doit adapter une stratégie de commande MLI qui nous permettra de commander les interrupteurs du convertisseur de sorte à avoir les tensions de références désirées en sortie. Afin d'aboutir à la commande de ce convertisseur, on peut commencer par analyser la commande d'un convertisseur indirecte avec circuit intermédiaire fictif.

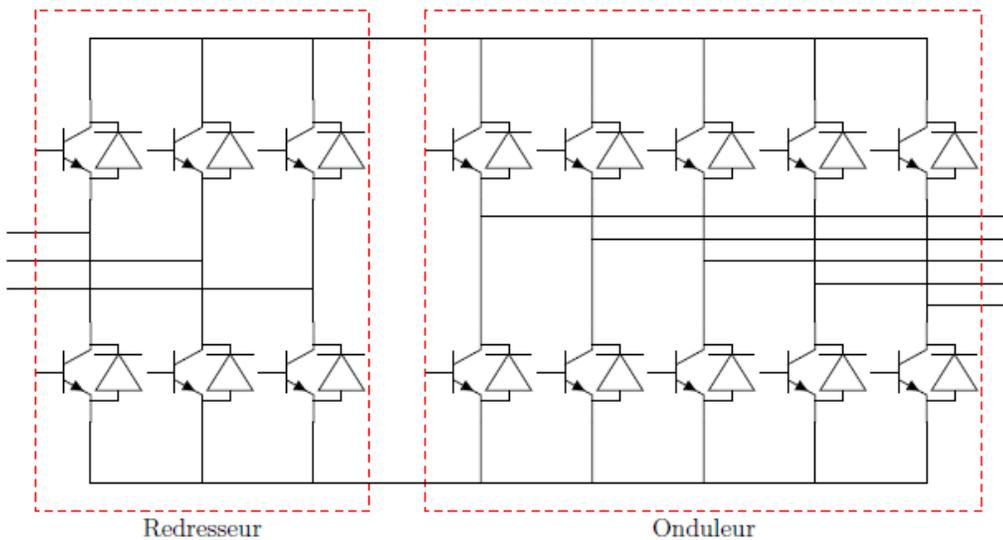


Figure 4.8: Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif

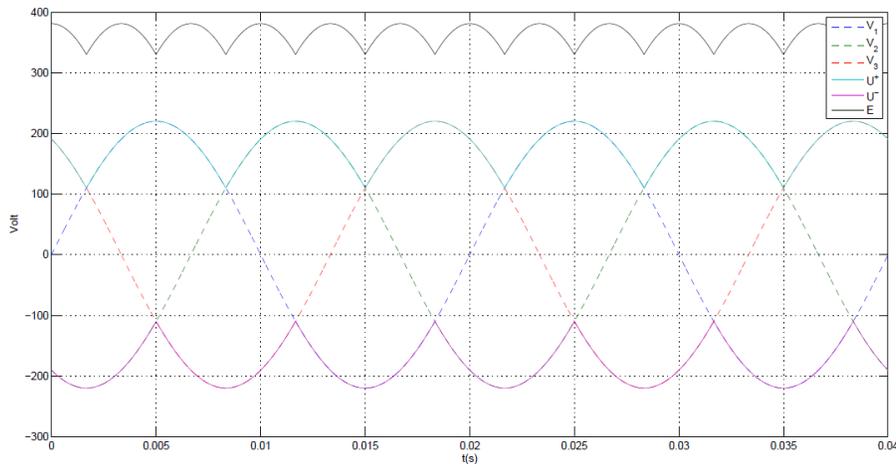
1.5.1 Analyse de la commande du redresseur

En sortie du redresseur on aura une tension redressée qui égale à la différence entre le niveau de tension le plus haut et le plus bas. La tension aura la forme présentée dans la Fig. 4.9, on utilisera cette tension notera tension intermédiaire fictive. On peut écrire la relation entre les tensions d'entrée et les tensions de sortie sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}^{red} & f_{12}^{red} & f_{13}^{red} \\ f_{21}^{red} & f_{22}^{red} & f_{23}^{red} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

avec U^+ représente le niveau de tension le plus élevé et U^- le plus bas, au final, en sortie de l'onduleur on aura une différence de potentiel :

$$E = U^+ - U^-$$



Tension de sortie du redresseur

1.5.2 Étude de la commande de l'onduleur

Dans cette partie on étudie la commande d'un onduleur alimenté par la tension fictive intermédiaire obtenue dans la partie précédente. La commande de l'onduleur se fait grâce à une stratégie MLI aussi, on a une porteuse et cinq modulantes qui représente les tensions de référence pour chaque phase, les signaux de commande sont générés à partir de la comparaison représentée sur la Fig.4.10. On aura les signaux de commande des interrupteurs décrits sur la même figure. De même façon que pour le redresseur, on écrit les relations entre les tensions sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ v_{s4} \\ v_{s5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}^{ond} & f_{12}^{ond} \\ f_{21}^{ond} & f_{22}^{ond} \\ f_{31}^{ond} & f_{32}^{ond} \\ f_{41}^{ond} & f_{42}^{ond} \\ f_{51}^{ond} & f_{52}^{ond} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} f_{i1}^{ond} = 0 & V_{m_i} < V_p \\ f_{i1}^{ond} = 1 & V_{m_i} > V_p \end{cases} \quad f_{i2}^{ond} = 1 - f_{i1}^{ond}$$

1.5.3 Commande du convertisseur matriciel

A partir de ce qui précède on peut synthétiser la commande d'un convertisseur matriciel, on trouve la relation entre les tensions d'entrée du réseau et les tensions d'alimentation de la machine, de (4.8) et (4.9) on a [3, 16] :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ v_{s4} \\ v_{s5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}^{ond} & f_{12}^{ond} \\ f_{21}^{ond} & f_{22}^{ond} \\ f_{31}^{ond} & f_{32}^{ond} \\ f_{41}^{ond} & f_{42}^{ond} \\ f_{51}^{ond} & f_{52}^{ond} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11}^{red} & f_{12}^{red} & f_{13}^{red} \\ f_{21}^{red} & f_{22}^{red} & f_{23}^{red} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

$$[F]^T = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \\ f_{14} & f_{24} & f_{34} \\ f_{15} & f_{25} & f_{35} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}^{ond} & f_{12}^{ond} \\ f_{21}^{ond} & f_{22}^{ond} \\ f_{31}^{ond} & f_{32}^{ond} \\ f_{41}^{ond} & f_{42}^{ond} \\ f_{51}^{ond} & f_{52}^{ond} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11}^{red} & f_{12}^{red} & f_{13}^{red} \\ f_{21}^{red} & f_{22}^{red} & f_{23}^{red} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \\ f_{14} & f_{24} & f_{34} \\ f_{15} & f_{25} & f_{35} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11}^{fond} f_{11}^{fred} + f_{12}^{fond} f_{21}^{fred} & f_{11}^{fond} f_{12}^{fred} + f_{12}^{fond} f_{22}^{fred} & f_{11}^{fond} f_{13}^{fred} + f_{12}^{fond} f_{23}^{fred} \\ f_{21}^{fond} f_{11}^{fred} + f_{22}^{fond} f_{21}^{fred} & f_{21}^{fond} f_{12}^{fred} + f_{22}^{fond} f_{22}^{fred} & f_{21}^{fond} f_{13}^{fred} + f_{22}^{fond} f_{23}^{fred} \\ f_{31}^{fond} f_{11}^{fred} + f_{32}^{fond} f_{21}^{fred} & f_{31}^{fond} f_{12}^{fred} + f_{32}^{fond} f_{22}^{fred} & f_{31}^{fond} f_{13}^{fred} + f_{32}^{fond} f_{23}^{fred} \\ f_{41}^{fond} f_{11}^{fred} + f_{42}^{fond} f_{21}^{fred} & f_{41}^{fond} f_{12}^{fred} + f_{42}^{fond} f_{22}^{fred} & f_{41}^{fond} f_{13}^{fred} + f_{42}^{fond} f_{23}^{fred} \\ f_{51}^{fond} f_{11}^{fred} + f_{52}^{fond} f_{21}^{fred} & f_{51}^{fond} f_{12}^{fred} + f_{52}^{fond} f_{22}^{fred} & f_{51}^{fond} f_{13}^{fred} + f_{52}^{fond} f_{23}^{fred} \end{bmatrix}$$

Finalement trouve la relation suivante :

$$f_{ij} = f_{j1}^{fond} f_{1i}^{fred} + f_{j2}^{fond} f_{2i}^{fred}$$

Puisque on connaît la loi de commande pour chaque fonction, on trouve :

$$\begin{cases} f_{ij} = f_{1i}^{fred} & V_{m_i} > V_p \\ f_{ij} = f_{2i}^{fred} & V_{m_i} < V_p \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_{ij} = 1 & (V_{m_i} > V_p \&\& V_i = \max(V)) \vee (V_{m_i} < V_p \&\& V_i = \min(V)) \\ f_{ij} = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Cette matrice nous permet de lier les tensions instantanées en sortie par rapport au neutre de la source d'alimentation aux tensions d'entrées. On peut calculer les tensions composées et les tensions aux bornes de chaque phase.

1.5.4 Simulation de l'onduleur

Une simulation avec MATLAB pour tracer la forme d'onde de la tension de sortie (fig.4.11). On calcule aussi la FFT du signal pour faire une étude d'harmoniques.

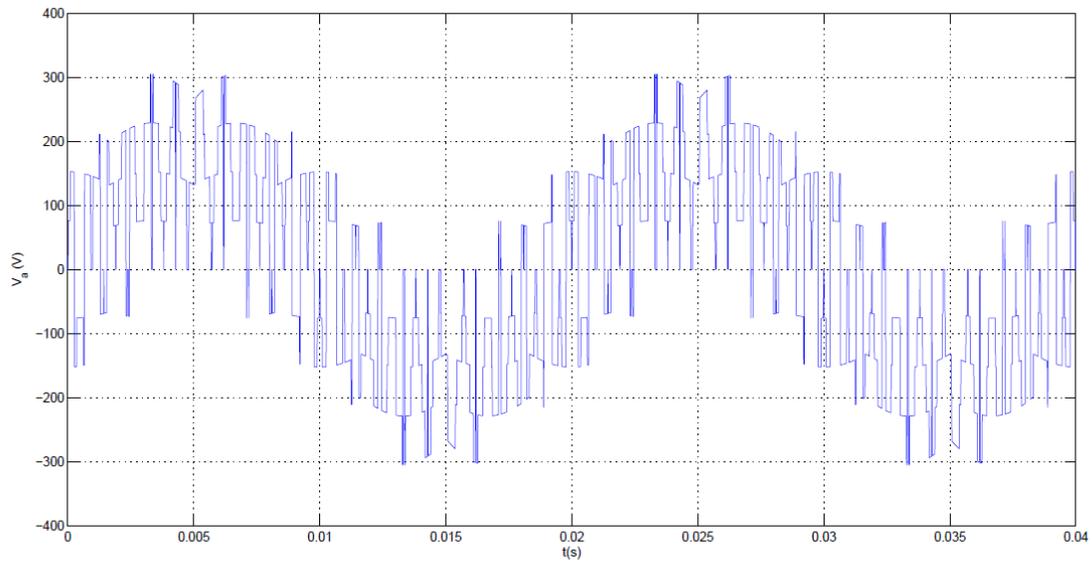


Figure 4.11: Forme d'onde de la tension de phase en sortie du convertisseur

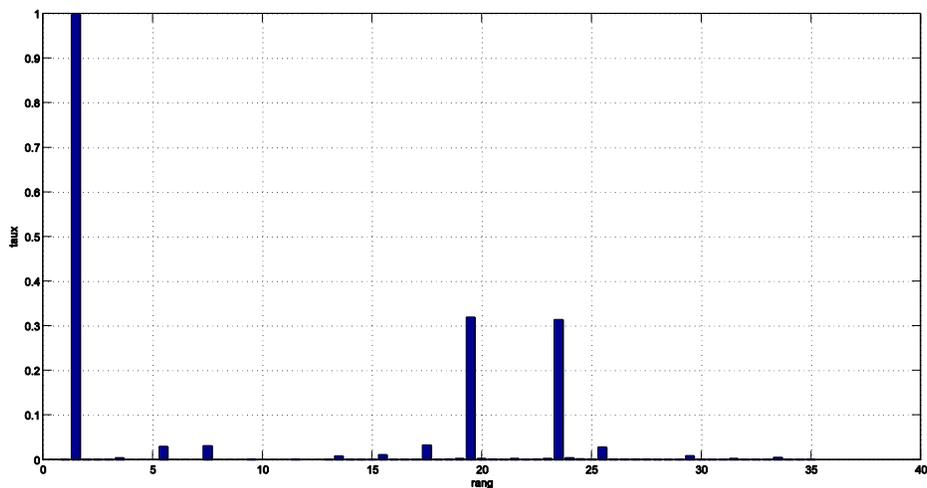


Figure 4.12: Forme d'onde de la tension de phase en sortie du convertisseur avec $m = 21$

1.5.5 Interprétations

Grace à la FFT du signal on peut remarquer l'absence d'harmoniques néfastes pour la machine, d'où l'utilité de la commande MLI, celle ci nous permet d'avoir une tension de sortie qui approche beaucoup la forme d'une sinusoïde, et on peut voir ça sur la fig 4.11 Cependant, on remarque aussi deux pics d'harmoniques relativement important autour de l'harmonique 21, qui correspond à l'indice de modulation de la MLI, c'est pour cette raison qu'il faut choisir une valeur assez élevée pour cet indice.

Durant le régime permanent, les deux machines tournent bien avec les vitesses imposées en entré du système de régulation. La forme de la réponse donnée en utilisant ce convertisseur est la même comparée aux résultats obtenus plus haut avec un onduleur multi-niveau. Les

deux machines répondent aux perturbations imposées sur les simulations, la commande est robuste. Les ondulations sur les vitesses ou les couples des deux machines sont d'un ordre faible.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a décrit la structure d'un convertisseur matriciel et on a parlé des avantages qu'il présente par rapport aux autres onduleurs. On a étudié la commande MLI de ce convertisseur qui nous a permis d'avoir des tensions de sorties qui suivent des signaux de référence donnés.

Au final on a utilisé ce montage dans la commande de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série. Cependant ce convertisseur présente de nombreux avantages par rapport à l'onduleur multi-niveau.

Chapitre 2

Commande de deux machines

Asynchrones pentaphasées en série et alimentées par un convertisseur matriciel

2.1 Introduction

Dans plusieurs applications industrielles tel qu'en traction électrique, on a généralement besoin de faire la commande de plusieurs machines électriques simultanément. Pour cela, on utilise une source de tension continue commune et un onduleur pour chaque machine. Les machines les plus souvent utilisées sont triphasées et chaque machine peut être commandée indépendamment à travers son alimentation (convertisseur matriciel) [13].

Dans cette partie, on s'intéresse à la commande de plusieurs machines connectées en série. Cela nous permettra d'alimenter ce système par un seul montage onduleur et le commander par un seul circuit de commande. Pour ce faire, on utilisera les machines polyphasées. Les machines avec un nombre de phases supérieur offrent plus de degrés de liberté qu'une machine triphasée.

2.2 Principe de la commande de plusieurs machines en série

Le couplage stator rotor n'apparaît que dans les deux premières équations du modèle. D'autre part, on peut utiliser le reste des composantes x ; y du courant statorique pour commander d'autres machines connectées en série. Néanmoins, pour que la commande de ses machines soit complètement indépendante, il faut que le courant qui génère le couple électromagnétique d'une machine ne produit pas de champs tournant dans les autres machines. C'est à dire, ce qu'une machine voit comme composantes d ; q , apparaît dans les composantes x ; y d'une autre machine et vice versa. Dans ce cas, la commande se fera de façon indépendante et notre système sera alimenté par un seul onduleur de tension. À cet effet on utilise une certaine transposition de phase lors de la connexion des enroulements statoriques des machines connectées en série [13].

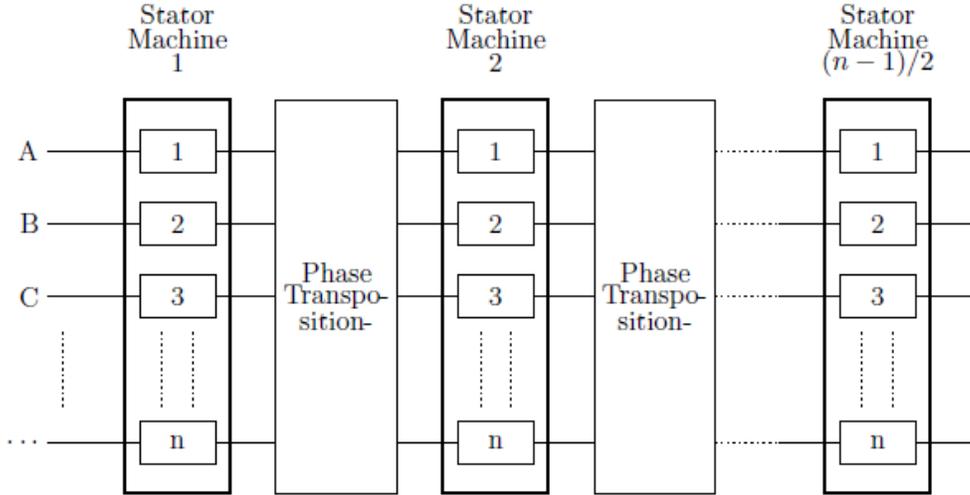


Figure 3.1: Connection de $(n-1)/2$ machine connectées en série

2.2.1 Transposition des phases et matrice de connexion

On utilise la matrice de découplage (3.1) pour déduire la transposition des phases qui nous permettra d'atteindre notre objectif (commande indépendante). Les premières phases de toutes les machines sont connectées directement en série, la transposition de la première phase est de 0 degrés, car les termes de la première colonne de la matrice sont tous égaux à 0 ou 1 (même valeur). Par contre, la deuxième phase de la première machine sera connectée à la troisième phase de la deuxième machine et à la quatrième de la troisième machine et ainsi de suite. On transpose avec un pas de π sur cinq pour chaque machine car la deuxième colonne de la matrice de découplage contient des termes en cosinus et sinus avec un déphasage spatial de α . De la même manière la troisième phase sera reliée à la cinquième phase de la deuxième machine. On transpose avec un pas de deux α car la troisième colonne de la matrice contient des termes en cosinus et sinus avec un déphasage spatial de deux α et ainsi de suite avec les phases restantes [14].

$$C = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cdots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \cdots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cdots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \cdots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \cdots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \cdots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \cdots & \cdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En procédant de la même façon, les composantes x_i, y_i dans la première machine représentent les composantes $d; q$ qui génèrent le couple de la i -ème machine. On peut écrire une table de connexion, ou appelée aussi matrice de connexion. Dans un cas générale où on a "n" phases, les connexions se feront comme le montre la table 3.1. Si le numéro de la phase est supérieur à n, on soustrait j_n à cette valeur pour la ramener entre 1 et n. Pour simplifier, on peut représenter

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
M1	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	...
M2	a	b+1	c+2	d+3	e+4	f+5	g+6	h+7	i+8	j+9	k+10	...
M3	a	b+2	c+4	d+6	e+8	f+10	g+12	h+14	i+16	j+18	k+20	...
M4	a	b+3	c+6	d+9	e+12	f+15	g+18	h+21	i+24	j+27	k+30	...
M5	a	b+4	c+8	d+12	e+16	f+20	g+24	h+28	i+32	j+36	k+40	...
...

Table 3.1: Table de connexion pour le cas de n-phase

cette transposition avec des équations symboliques. On notera les machines $M1; M2; \dots; M_k$. Les phases de chaque machine $1; 2; 3; \dots; n$ et les phases de la source $SP1; SP2; SP3; \dots; SP_n$.

La représentation est comme suit [13] :

$$\begin{aligned}
 SP_1 &= M1_1 \rightarrow M2_1 \rightarrow M3_1 \rightarrow \dots \rightarrow M_k_1 \\
 SP_2 &= M1_2 \rightarrow M2_{2+1} \rightarrow M3_{2+2} \rightarrow \dots \rightarrow M_k_{2+(k-1)} \\
 SP_3 &= M1_3 \rightarrow M2_{3+2} \rightarrow M3_{3+4} \rightarrow \dots \rightarrow M_k_{3+2(k-1)} \\
 &\quad \vdots \\
 SP_n &= M1_n \rightarrow M2_{n+(n-1)} \rightarrow M3_{n+2(n-1)} \rightarrow \dots \rightarrow M_k_{n+(k-1)(n-1)}
 \end{aligned}$$

De façon générale, on peut écrire :

$$SP_j = \sum_{i=1}^k M_{i_{j+(i-1)(j-1)}} \quad j = 1, 2, 3, \dots, n$$

2.2.2 Application sur deux machines pentaphasées

Dans notre cas, on applique sur deux machines pentaphasées $n = 5$. La table de connexion précédente devient :

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

$$SP_1 = M_{11} \rightarrow M_{21}$$

$$SP_2 = M_{12} \rightarrow M_{23}$$

$$SP_3 = M_{13} \rightarrow M_{25}$$

$$SP_4 = M_{14} \rightarrow M_{22}$$

$$SP_5 = M_{15} \rightarrow M_{24}$$

À partir de ces équations, on peut tirer les équations de tension du système, on a :

$$v_a = v_{1a} + v_{2a}$$

$$i_a = i_{1a} = i_{2a}$$

$$v_b = v_{1b} + v_{2c}$$

$$i_b = i_{1b} = i_{2c}$$

$$v_c = v_{1c} + v_{2e}$$

$$i_c = i_{1c} = i_{2e}$$

$$v_d = v_{1d} + v_{2b}$$

$$i_d = i_{1d} = i_{2b}$$

$$v_e = v_{1e} + v_{2d}$$

$$i_e = i_{1e} = i_{2d}$$

Le montage se fera comme illustré sur fig.3.2 :

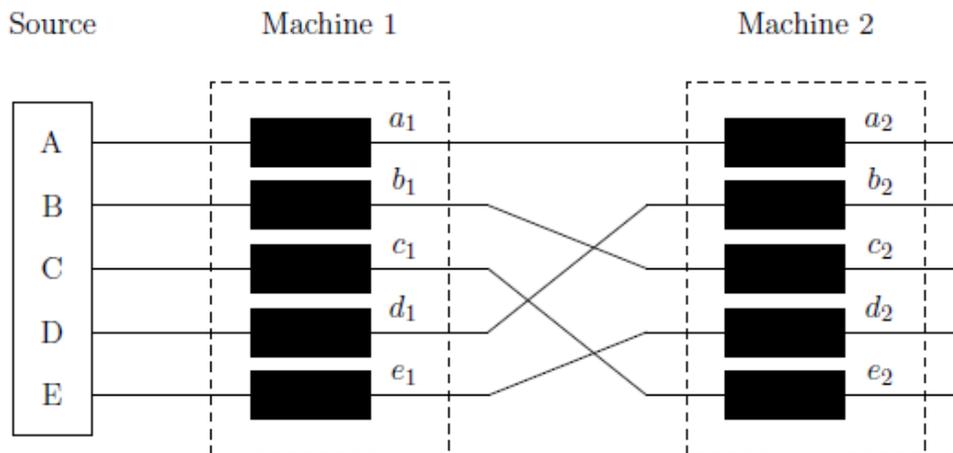


Figure 3.2: Connexion de deux machines asynchrones pentaphasées en série

2.3 Modèle d'état

On arrange le modèle pour aboutir à un modèle d'état de la forme

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

pour chaque machine. On doit d'abord réécrire les équations en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques, on aura :

1. Première machine :

$$v_{d_1}^s = (R_{m_1} + R_{s_2})i_{d_1}^s + (\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) \frac{di_{d_1}^s}{dt} - \frac{L_{m_1}}{L_{r_1} T_{r_1}} \lambda_{d_1}^r - \omega_1 (\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) i_{q_1}^s$$

$$v_{q_1}^s = (R_{m_1} + R_{s_2})i_{q_1}^s + (\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) \frac{di_{q_1}^s}{dt} + \omega_1 (\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) i_{d_1}^s + \omega_{r_1} \frac{L_{m_1}}{L_{r_1}} \lambda_{d_1}^r$$

$$0 = -\frac{L_{m_1}}{T_{r_1}} i_{d_1}^s + \frac{\lambda_{d_1}^r}{T_{r_1}} + \frac{d\lambda_{d_1}^r}{dt}$$

$$0 = -\frac{L_{m_1}}{T_{r_1}} i_{q_1}^s + \omega_{g_1} \lambda_{d_1}^r$$

Avec

$$R_{m_1} = R_{s_1} - \frac{L_{m_1}^2}{L_{r_1} T_{r_1}}$$

Son modèle d'état est donné par :

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} i_{d_1}^s & i_{q_1}^s & \lambda_{d_1}^r & \lambda_{q_1}^r \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{U}_1 = \begin{bmatrix} v_{d_1}^s & v_{q_1}^s \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{m_1} + R_{s_2}}{\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}} & \omega_1 & -\frac{L_{m_1}}{(\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) L_{r_1} T_{r_1}} & \frac{\omega_{r_1} L_{m_1}}{(\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) L_{r_1}} \\ -\omega_1 & -\frac{R_{m_1} + R_{s_2}}{\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}} & -\frac{L_{m_1}}{(\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) L_{r_1}} & -\frac{L_{m_1}}{(\sigma_1 L_{s_1} + L_{l_{s_2}}) L_{r_1} T_{r_1}} \\ \frac{L_{m_1}}{T_{r_1}} & 0 & -\frac{1}{T_{r_1}} & \omega_{g_1} \\ 0 & \frac{L_{m_1}}{T_{r_1}} & -\omega_{g_1} & -\frac{1}{T_{r_1}} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le modèle s'écrit :

$$\dot{X}_1 = A_1 X_1 + B_1 U_1$$

On rajoute l'équation mécanique :

$$J_1 \frac{d\Omega_{r1}}{dt} = C_{em1} - C_{r1} - K_{f1} \Omega_{r1} = p_1 \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \lambda_{d1}^r i_{q1}^s - C_{r1} - K_{f1} \Omega_{r1}$$

On fera la même chose pour la deuxième machine et on déduira l'équation d'état des deux machines connectées en série :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

2.4 Commande des deux machines

On va en premier lieu calculer les courants de référence pour chaque machine, comme chaque machine n'utilise deux composantes pour générer son couple, on aura quatre composantes (d; q; x; y), on fait la transformation de ces courants pour avoir un système de courant pentaphasé qui n'est en fait que les courants de référence dans la base naturelle.

En second, on doit faire une autre régulation pour faire la commande de l'onduleur, comme il a été dit avant, le convertisseur est une source de tension, donc il nous faut des tensions de référence pour les utiliser avec la commande MLI, c'est dans cette partie qu'on verra l'utilité de la régulation par Mode de glissement. Pour des raisons de simplicité, la régulation de la tension se fera aussi en utilisant les composantes (d; q; x; y; 0), et puis grâce à une simple transformation, on passera aux références pentaphasées en entrée de la MLI.

Au final, on remarque que cette technique utilise le même algorithme de régulation que pour une seule machine appliqué sur les deux machines indépendamment.

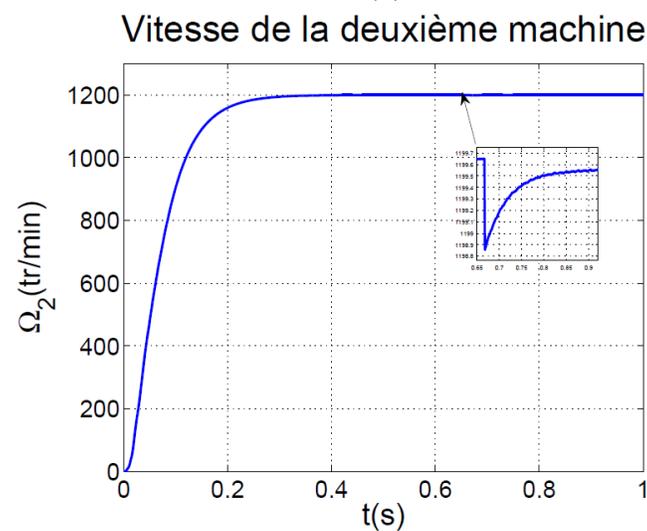
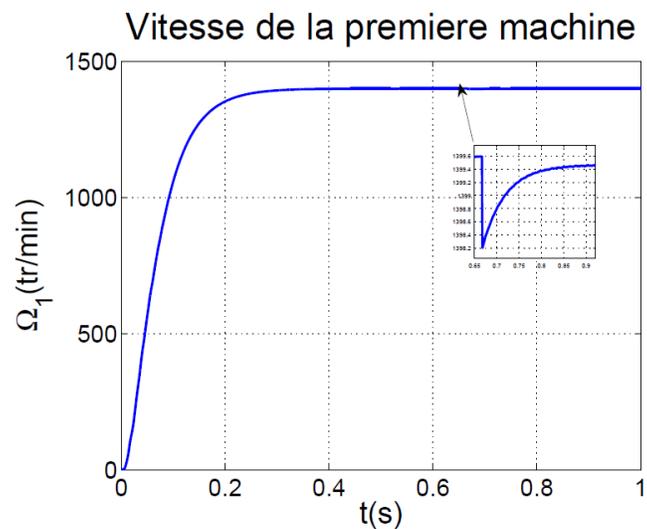
Choix des gains :

Comme pour le cas d'une seule machine, on choisit les gains en fonction de la réponse désirée. Des gains très grands nous permettent d'avoir des réponses rapides à la consigne et aux perturbations, cependant si ils sont trop grands, on aura des oscillations où un courant de

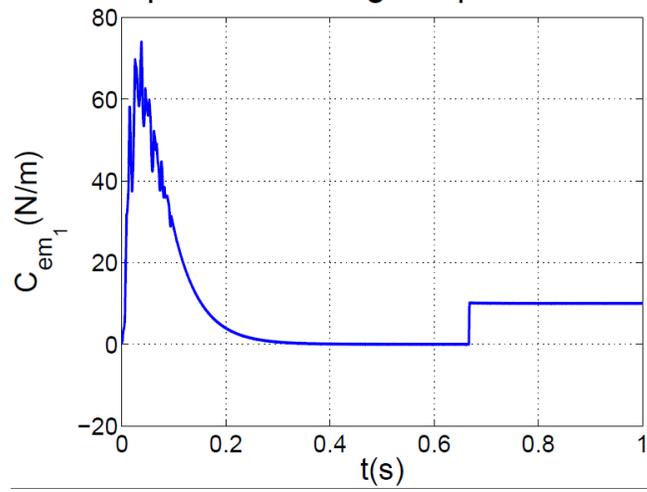
démarrage très important qui sont nuisibles au fonctionnement de la machine. Donc c'est un compromis entre performance et stabilité.

2.5 Simulation

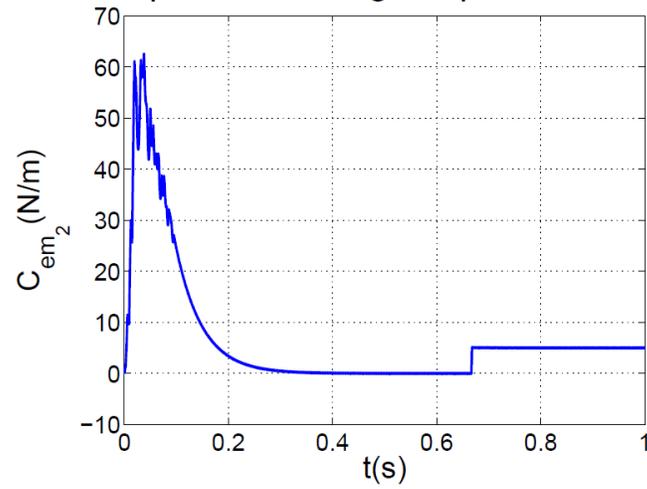
On a fait un programme MATLAB qui permet de simuler la commande sur deux machines. On a choisit des machines de mêmes puissances, mais cette commande peut être utiliser pour des machines différentes. Les résultats obtenus sont montrés sur Fig.3.3. On a fait une inversion de vitesse, pour voir le comportement des machines durant cette phase transitoire.



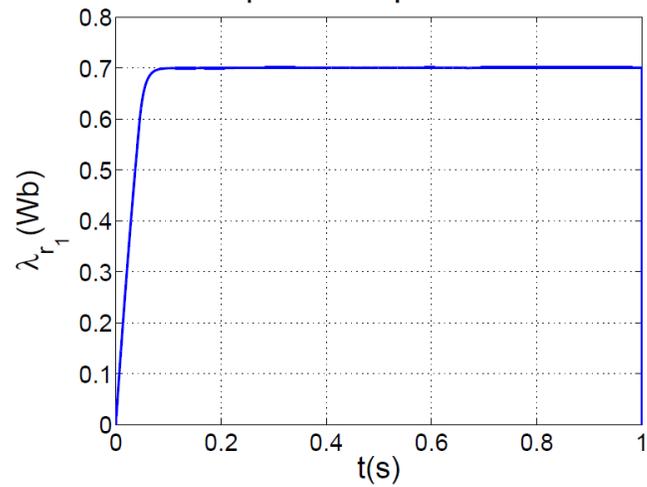
Couple électromagnétique machine 1



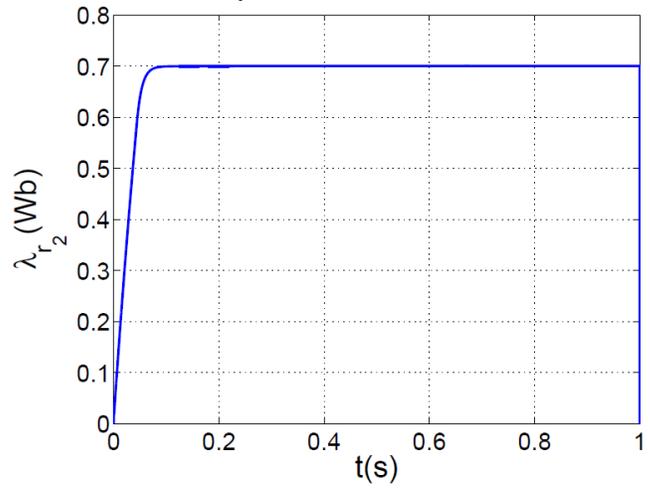
Couple électromagnétique machine 2



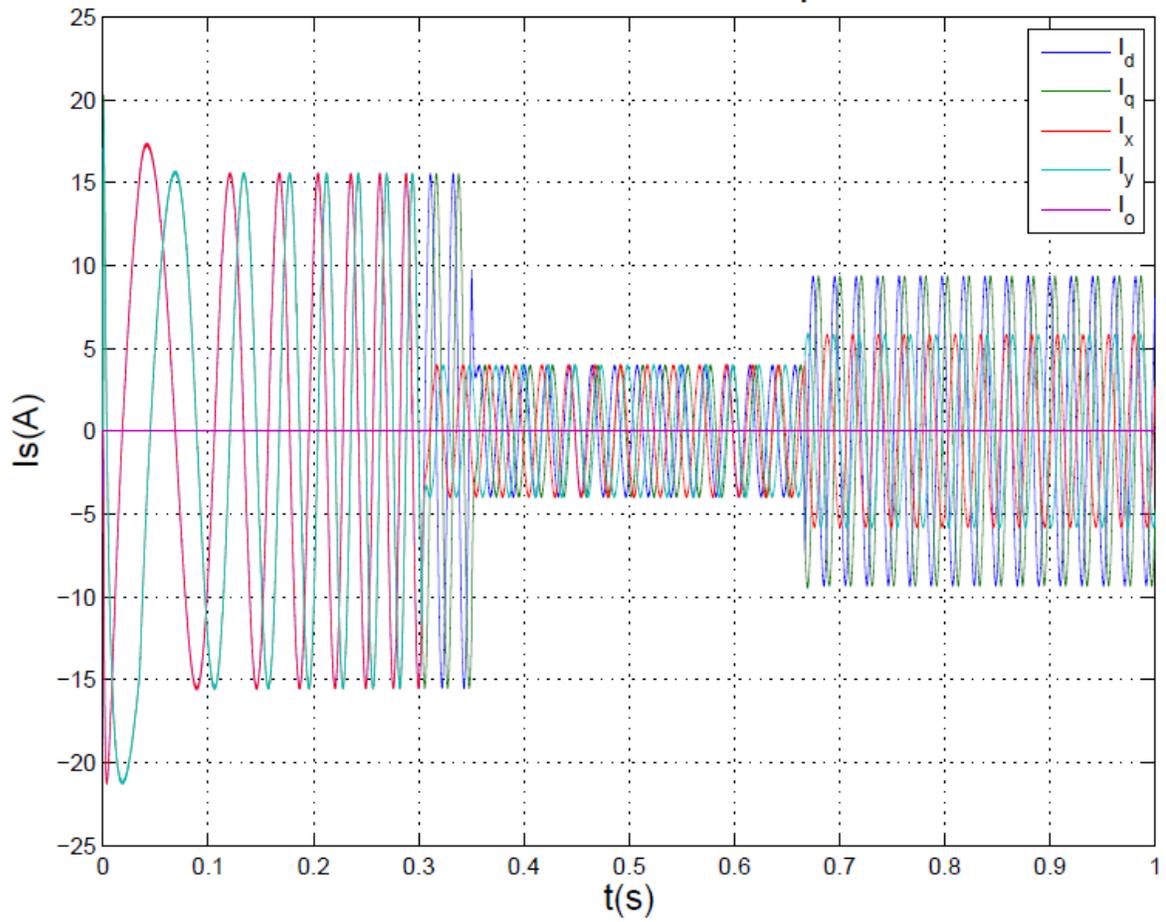
Flux rotorique de la première machine



Flux rotorique de la deuxième machine



Les courants statoriques



2.5.1 Interprétations

La commande a bien réussi à réguler les vitesses des deux machines de façon complètement indépendante. On voit bien que la première machine tourne à 1400tr/min et la deuxième à 1200tr/min . On a toujours un pic assez élevé sur le couple électromagnétique lors du démarrage de la machine, qui engendre un appel de courant important. On peut le réduire grâce à une limitation de courant. Le flux atteint bien la valeur imposée par la commande très rapidement (constante de temps faible) pour chaque machine. La présence d'ondulations dans le couple électromagnétique de la machine est principalement due à la forme du signal de sortie de l'onduleur qui n'est pas parfaitement sinusoïdale. On a appliqué une perturbation sur les deux machines pour voir la réaction du système. Les vitesses des deux machines décroissent puis remontent pour reprendre les valeurs des consignes. Les couples électromagnétiques des deux machines augmentent pour compenser les couples résistants dus aux perturbations appliquées.

D'autre part on remarque les fréquences des courants statoriques qui sont imposées par l'algorithme de la commande vectorielle, en effet on remarque que les courants sur les axes D et n'ont pas la même fréquence que les courants sur X et Y, cela est dû au fait que les deux machines ne tournent pas à la même vitesse. On a utilisé une limitation de courant. On voit bien que le couple de démarrage ainsi que le courant sont limités par cette commande, ce qui permet de protéger la machine. Ainsi on peut choisir des gains plus grands pour les calculateurs sans risque d'endommager la machine, et on aura une réponse encore plus rapide aux perturbations.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a utilisé le principe de la commande vectorielle pour commander deux machines asynchrones connectées en série. Pour y arriver, on a utilisé une certaine transposition de phases qu'on a déduit de la matrice de découplage du modèle de la machine. Avec cette méthode on a pu commander les deux machines de façon complètement indépendante. On a utilisé le principe du Mode de glissement afin d'arriver à calculer les références de courants et tensions qu'on utilise pour la commande MLI du convertisseur qui alimente les deux machines.

Conclusion générale

Dans ce travail, on s'est intéressé à la commande vectorielle d'un système composé de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série alimentées par un convertisseur matriciel.

On a commencé par étudié l'alimentation de la machine qui s'est fait en premier lieu par un convertisseur matriciel. On a détaillé la structure du convertisseur ainsi que sa commande grâce à une stratégie MLI avec deux porteuses bipolaires. Ce type de montage a l'avantage de donner des tensions simples en sortie avec moins d'harmoniques d'une part, d'une autre il a permis de répartir la puissance sur les semi-conducteurs qui composent les bras de l'onduleur. Les commutations de ces derniers ce feront donc plus facilement.

Les résultats de simulation montre bien que la commande est robuste et performante ,on a pas le phénomène de "chattering" qui engendre des vibrations dans la machine.

Bibliographie

- [1] P.Degobert J.P.Hautier B.Robyns, B.François. Commande vectorielle de la machine asynchrone. Editions Technip, 2007.
- [2] F.Profumo H.A.Toliyat E.Levi, R.Bojoi and S.Williamson. Multiphase induction motor drives. The Institution of Engineering and Technology, (4), July 2007.
- [3] REZAOUI Mohamed Mounir. Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par convertisseur matriciel, 2007.
- [4] Mukhtar Ahmad. High Performance AC Drives : Modelling Analysis and Control. Springer.
- [5] M.Jones E.Levi and S.N.Vukosavic. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. IEEE, (5), September 2003.
- [6] S.Mekhtoub. Cours Régimes transitoires des machines électriques, 5ème année Electrotechnique.
- [7] Jean-Sébastien MARIÉTHOZ. Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux symétriques : Topologies, modulation et commande, 2005.
- [8] M.Mahmoudi. Cours Electronique de puissance avancée, 4ème année Electrotechnique.
- [9] S.P.Natarajan C.R. Balamurugan and R.Revathy. Analysis of control strategies for diode clamped multilevel inverter. International Journal of Innovation and Applied Studies, May 2013.
- [10] Andrzej M. Trzynadlowski. The Field orientation principle in control of induction motors. Boston : Kluwer academic publishers, 1994.
- [11] Petar Kokotovic Miroslav Krstic, Ioannis Kanellakopoulos. Nonlinear and Adaptive Control Design. Simon Haykin, 1995.3 Bibliography 4
- [12] CHEBBI Azeddine. Commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse, 2011.
- [13] Emil Levi. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. IEEE transaction on power electronics, 2004.
- [14] E. Levi ; M. Jones and S.N. Vukosavic. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. IEE Proc.-Electr. Power Appl, 2003.
- [15] François Gruson. Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse, 2010.
- [16] A.Saadi. Convertisseur matriciel (support de cours). 2011.

Annexe A

Paramètres de la machine étudiée

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée :

A.1 Paramètres électriques

Connection étoile

Tension nominale 100V

Résistance du stator 1:26

Résistance du rotor 1:03

Inductance de fuite statorique 4:76mH

Inductance de fuite rotorique 1:70mH

Inductance magnétisante 151:5mH

Puissance électrique 2kW

A.2 Paramètres mécaniques

Moment d'inertie 0:04Kg:m²

Coefficient de frottement 0:0001SI

A.3 Paramètres électromagnétiques

Nombre de paires de pôles 2

Table des matières

Résumé	2
Remerciements	3
Dédicaces.....	4
Introduction générale.....	5
Chapitre 1	6
Convertisseur matriciel	6
1.1 Introduction.....	6
1.2 Structure du convertisseur	6
1.3 Principe de fonctionnement.....	9
1.4 Modélisation du convertisseur.....	11
1.5 Commande MLI du convertisseur	13
1.8 Conclusion	18
Chapitre 2	19
Commande de deux machines	19
Asynchrones pentaphasées en série et alimentées par un convertisseur matriciel.....	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 Principe de la commande de plusieurs machines en série	19
2.3 Modèle d'état.....	23
2.4 Commande des deux machines.....	24
2.5 Simulation.....	25
2.6 Conclusion	28
Conclusion générale	29
Bibliographie.....	30
Annexe A	31