

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE
Laboratoire de Commande des Processus



Mémoire de Magister

En vue d'obtention du diplôme de Magister en

Automatique

Option : Modélisation et Commande des Systèmes Electriques

Présenté par :

OUANOUKI ABDESSLAM

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, de l'université de Djelfa

Intitulé :

***Commande de deux Machines Synchrones Pentaphasées
à Aimants Permanents connectées en Série***

Soutenu publiquement le: 15 / 12/2011 devant le jury composé de:

Président :	Mr. TADJINE Mohamed	Professeur à l'ENP
Directeur de thèse:	Mr. MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur à l'ENP
Examineurs :	Mr. NEZLI Lazhari	Maitre de conférences à l'ENP
	Mr. HEMICI Boualem	Maitre de conférences à l'ENP
	Mr. LARABI Abdelkader	Maitre de conférences à l'USTHB

Laboratoire de Commande des Processus, ENP
10, Avenue Hassen Badi, BP-182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

ملخص:

يهدف هذا العمل الى دراسة التحكم الشعاعي لآلتين كهربائيتين متزامنتين خماسيتي الطور مترابطتين على التسلسل مغذتين من طرف موج التوتر وحيد , حيث خصصنا الشطر الأول للتمثيل والتحكم في الماكنة التزامنية خماسية الطور ثم اهتمنا في الشطر الثاني لدراسة التحكم الشعاعي لماكنة تزامنية خماسية الطور الذي يسمح في التحكم بالحقل المغناطيسي والعزم المولد من طرف المحرك , كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل. و في الشطر الثالث قمنا بدراسة نموذج لآلتين كهربائيتين متزامنتين خماسيتي الطور مترابطتين على التسلسل, ثم قمنا في الشطر الرابع باستخدام التحكم الشعاعي المستقل للآلتين والذي يسمح بالتحكم في الحقل المغناطيسي والعزم المولد لكل محرك بصفة مستقلة .

كلمات مفتاحية: مكانتين كهربائيتين متزامنتين خماسيتي الطور مترابطتين على التسلسل, موج التوتر, نموذج رياضي , التحكم الشعاعي.

Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude de la commande vectorielle de deux machines synchrones à Aimants Permanents pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension.

Après la présentation des généralités sur les machines polyphasées, nous avons élaboré le modèle mathématique de la MSAP pentaphasée et son alimentation par onduleur de tension. Les résultats de simulation ont montré la validité de modèle. Dans la deuxième partie nous avons étudié la commande vectorielle d'une seule machine pentaphasée.

Dans la troisième partie nous avons présenté le modèle de deux machines synchrones à Aimant Permanent pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension pentaphasée.

Dans la dernière partie nous avons présenté la commande vectorielle indépendante de deux MSAP pentaphasées en série et les résultats de simulations qui ont montré les performances de cette commande et ces performances en utilisant les régulateurs PI.

Mots clés : machines synchrones à Aimant Permanent pentaphasées montées en série, onduleur de tension, modèle mathématique, Commande vectorielle, régulateur PI.

Abstract:

The work presented in this memory relates to the study of the vector control A Five-Phase Series-Connected Two Permanent Magnet Synchronous Motor supplied with an voltage inverter After presentation of the general information on the multiphase machines, we worked out the mathematical model of the a five phase machine supplied with by voltage inverter. The results of simulation showed the validity of model.

In the second part in studied the vector control ordering of only one five phase machine which A allows a decoupling of flow and torque. In the third part we presented the model of two five phase series Permanent Magnet Synchronous machine. In the last part we had the independent vector control of two five phase series machines. The results of simulations which gave the performances of these order performances by using regulators.

Key-words : Five-Phase Series-Connected Two Permanent Magnet Synchronous machine, voltage inverter, mathematical model, vector control, PI regulator.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Généralités et Modélisation de la MSAP pentaphasée

I.1	Introduction	3
I.2	Généralités sur la machine polyphasée.....	4
I.3	Présentation et les hypothèses d'étude des machines synchrones polyphasées à aimants permanents	5
I.4	Structure des machines synchrones pentphasées.....	6
I.4.1	Le stator.....	6
I.4.2	Le rotor.....	6
I.5	Modélisation de la machine pentphasée (cinq phase).....	8
I.5.1	présentation de la machine pentphasée	8
I.5.2	Modèle mathématique de le machine synchrone pentphasée à aimant permanent	9
I.6	Transformation de Park.....	10
I.6.1	Le modèle dans un repère stationnaire Concordia.....	10
I.6.2	Le modèle dans un repère rotatif.....	12
I.7	Modèle de la Machine Synchrone à Aimant Permanent.....	13
I-8	Représentations d'état.....	14
I-9	L'ASSOCIATION MSAP-ONDULEUR DE TENSION.....	15
I-9-1	Modélisation de l'onduleur.....	16
I-9-2	Commande de l'onduleur.....	18
I-9-3	Stratégie de la Commande MLI.....	18
I-10	Simulation de l'Association de la Machine avec le Convertisseur Statique.....	19
I-11	Conclusion.....	20

Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP pentaphasée

II.1	Introduction	22
II.2	Commande vectorielle de la MSAP pentaphasée	23
II.2.1	Principe	23
II.2.2	Description du Système Global	23
II.2.3	Découplage	24
II.2.4	Détermination des Régulateurs de Courants.....	27
II.2.5	Détermination du Régulateur de Vitesse.....	29
II.3	Simulation numérique de l'ensemble commande onduleur-machine.....	31
II.4	Résultats de simulation.....	31
II.5	Conclusion	33

Chapitre III : Modélisation et simulation de deux MSAP pentaphasées en série

III.1	Introduction	35
III.2	Système polyphasés multi-machines.....	36
III.3	Présentation de système de deux MSAP pentaphasées en série.....	36
III.4	Modélisation de système de deux machines synchrones à aiment permanant pentaphasées.....	38
III.4.1	Transformation de découplage de CLARK.....	40
III.4.2	Le modèle dans un repère rotatif.....	42

III.5	Alimentation de l'ensemble des deux machines en série par onduleur de tension.....	44
III.6	Résultats de simulation.....	45
III.7	Interprétation des résultats.....	46
III.8	Conclusion.....	47

Chapitre IV : Commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série

IV.1	Introduction.....	49
IV.2	Commande vectorielle indépendant de la MSAP pentaphasée.....	50
IV.2.1	Principe.....	50
IV.2.2	Découplage.....	53
IV.3	Régulation.....	58
IV.3.1	Régulation de la boucle interne des courants I_d et I_x	59
IV.3.2	Régulation de la boucle interne des courants I_q et I_y	59
IV.3.3	Détermination du Régulateur de Vitesse.....	60
IV.4	Résultats de simulation.....	61
IV.5	Interprétation des résultats.....	64
IV.5	Conclusion.....	64

Conclusion générale	66
----------------------------------	----

Annexe

Bibliographie

Notations et Symboles

MSAP	:	Moteur synchrone à aimants permanents
MLI	:	modulation de largeur d'impulsion.
a, b, c, d, e	:	Indice correspondants aux cinq phases a, b, c, d, e
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ds}, V_{es}$:	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}, I_{ds}, I_{es}$:	Courants statoriques.
$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}, \phi_{ds}, \phi_{es}$:	Flux statoriques.
L_{ss}	:	La matrice des inductances statoriques
R_s, l_s	:	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
m_s	:	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
θ	:	Angle électrique
[P]	:	Matrice de transformation de PARK
ω	:	Pulsation mécanique du rotor
p	:	Nombre de paires de pôles.
f	:	Coefficient de frottement.
J	:	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
Ω	:	Vitesse de rotation de la machines
C_e	:	Couple électromagnétique
C_r	:	résistant Couple mécanique
V_d, V_q	:	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i>
I_d, I_q	:	Courants statoriques du repère de <i>Park</i>
ϕ_d, ϕ_q	:	Flux du stator selon les axes d,q
L_d, L_q	:	Inductance du stator les axes d,q
ϕ_f	:	Flux des aimants
I_{dref}	:	Le courant de référence suivant l'axe d
I_{qeq}	:	Le courant de référence suivant l'axe q
V_{deq}, V_{qeq}	:	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe det q
K_p	:	Facteur de proportionnalité.
K_i	:	Facteur intégral.
PI	:	Régulateur proportionnel-intégral.
$X_{1,2}$:	Variable pour la machine 1 ou la machine 2.

Introduction Générale

Introduction Générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation.

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP pentaphasée en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP pentaphasée plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP pentaphasée peut être décrit par cinq équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine.

La commande vectorielle permet au MSAP pentaphasée d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

De part les degrés supplémentaires qu'elles possèdent, les machines électriques polyphasées permettent de proposer de nouvelles associations de machines. Ainsi, dans une machine polyphasée il y a des degrés additionnels de liberté, qui peuvent être employée pour commander d'autres machines.

Le concept du raccordement en série peut être prolongé aux machines asymétriques aussi bien, que l'enroulement de stator soit composé de deux enroulements triphasés ou de plusieurs enroulements décalés dans l'espace d'un angle approprié.

Introduction Générale

Ainsi, la commande de deux moteurs pentaphasés offre une économie dans le nombre de bras d'onduleur, comparé aux deux moteurs asymétriques de six phases.

Le système étudié dans ce mémoire se compose de deux machines synchrones à aimant permanent (MSAP) pentaphasées raccordées en série.

Récemment, de considérables travaux de recherches sont faits pour développer ce système car il est très utilisé dans l'industrie.

Les contraintes économiques industrielles mènent aux systèmes où un approvisionnement est employé pour plusieurs machines. Dans des systèmes de traction, deux moteurs à courant continu sont reliés en série afin d'utiliser seulement un découpeur. La commande indépendante de couple peut être réalisée en utilisant la commande vectorielle .

Des raccordements parallèles des machines à courant alternatif sont souvent employés dans les applications de traction ferroviaires. Pour les machines triphasées à courant alternatif alimentées par un onduleur de tension, le raccordement en série ne peut pas rapporter une telle commande indépendante.

Ce mémoire est consacré à la commande vectorielle de deux machines synchrones pentaphasées montées en série alimentées par un seul onduleur de tension. Il s'orientera autour de deux axes: la modélisation et la commande. Il est divisé en quatre chapitres:

Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent dans les hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.

Nous étudions au deuxième chapitre, la commande vectorielle de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent, nous présentons les performances de cette commande appliquée à la machine synchrone alimentée par un onduleur de tension.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation du système de deux machines synchrones pentaphasées à aimants permanents connectées en série, et l'application de la transformation de Park qui permet de rendre le modèle plus simple et facilite ainsi la commande du système. Les résultats de simulation dans le cas d'une alimentation idéale directe et par un onduleur de tension.

Le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle de deux machines synchrones pentaphasées à aimants permanents alimentées par onduleur de tension, nous présentons le modèle des deux machines montées en série utilisé pour établir la commande vectorielle indépendante pour les deux machines. Ainsi nous présentons les performances de cette commande sur le système par les résultats de simulation.

Chapitre I
Généralités et Modélisation la Machine
Synchrone pentaphasée à aimant permanent

I-1 Introduction :

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'une machine électrique, l'une des parties les plus importantes la modélisation de système électrique. En effet, la MSAP cinq phases n'est pas un système simple car, des nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courant de Foucault, l'effet pelliculaire...été.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable ou du moins. Dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplifications, puis nous donnerons les équations qui traduisant le modèle réel de la machine (machine pentaphasée) après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite le modèle général de Park, le quel nous déduisons après un choix du repère d'observation et finalement on donne le modèle du moteur en représentation d'état suivi d'une simulation numérique.

I-2 Généralités sur la machine polyphasée :

Les machines électriques triphasés sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinage, alimentation, commande,) et restent les plus utilisées, leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs, sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la .les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées [1].

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs en défaut [2].

Les machines polyphasées sont présentes dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique l'avionique, l'automobile, etc.....

Les premiers ensembles de puissance ont été constitués, d'un commutateur de courant à thyristors alimentant une machine hexaphasée aussi appelée double triphasées. Dans ces conditions particulières d'alimentation. La machine est équivalente à deux machines triphasées couplées sur le même arbre, rendant ainsi l'étude de l'ensemble facilitée.

I-3 Présentation et les hypothèses d'étude des machines synchrones polyphasées à aimants permanents :

Les hypothèses suivantes seront utilisées pour modéliser la machine [2]:

- Les n phases sont identiques et décalées d'un angle $\alpha = \frac{2\pi}{n}$
- Les effets, de saturation et variation de réluctance du circuit magnétique sont négligés.
- Les FFM induites dans les enroulements statoriques uniquement due aux aimant rotorique ont une forme qui n'est due qu'aux aimants et à la structure des bobinages. La réaction magnétique d'induit (due aux courants statoriques) ne modifie pas la de ces FFM.

La figure (I-1) montre une représentation d'une machine bipolaire dans la quelle la grandeur g (une tension, un courant, flux, ..) relative à la phase k est notée g_k .

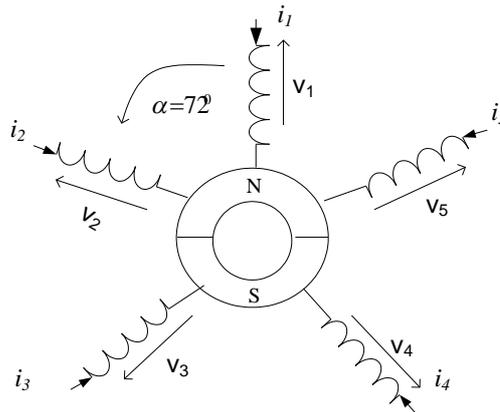


Figure (I.1) Représentation symbolique d'une MSAP pentaphasée

I-4 Structure des machines synchrones pentphasées :

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande puissance, dans les systèmes d'entrainements, allant de quelques centaines de watts [3].

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentées par un courant continu.

I-4-1 Le stator

Les machines synchrones pentaphasée, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de cinq enroulement identiques, décalés de $(2\pi/5)$ électriques dans l'espace. Lorsqu'on aliment les enroulements statoriques par un système pentaphasée équilibré de tension, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques[3]. On note :

ω : la pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : le nombre de paire de pôles de la machine .

Ω : la vitesse de rotation de la machines [rad/s].

Soit:

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

I-4-2 Le rotor :

Le rotor peut être à pôles lisses, ou à pôles saillants. Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct L_d de la machine, alors l'inductance directe dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entrainement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances. Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très forte puissance, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de forte puissance de ces machines avec les cycloconvertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [4].

Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) pentaphasées présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballasts (donc les pertes rotorique). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le rotor possède différentes configurations. La figure 1.1 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure I.2.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial [5].
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme la montre la figure I.2.b [5].
- Enfin la figure I.2.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. À cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas [5].

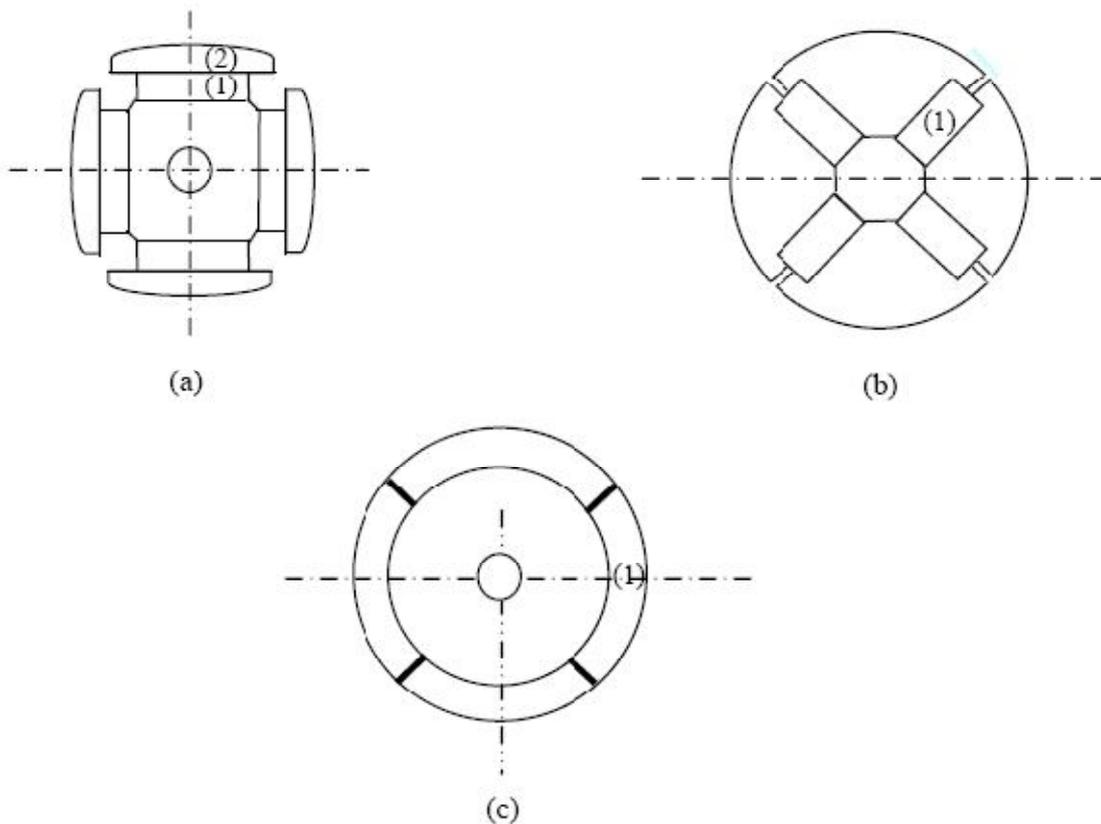


Figure I.2 : Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I-5 Modélisation de la machine p ntaphas e (cinq phase) :

I-5-1 Présentation de la machine p ntaphas e :

On se propose maintenant de modéliser une machine synchrone p ntaphas e à aimant permanent. On tenant compte des hypothèses précédentes.

Les contraintes suivantes ont été imposées lors de l'élaboration du cahier des charges :

- la machine doit posséder cinq phases dont les enroulements sont concentrés et à pas diamétral;
- le rotor ne doit pas présenter d'effet de saillante et poêler des aimants permanents.

Ces différentes contraintes ont amené au choix d'une machine.

I-5-2 Modèle mathématique de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent :

Dans cette analyse, l'aimant permanent de rotor est modélisé comme un enroulement avec un courant constant i_f qui dépend de la densité de flux des aimants [1].

Les inductances $L_{as}, L_{bs}, \dots, L_{es}$ est considérées comme inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et du bobinage d'excitation.

Les équations de la machine pentaphasée exprimées suivant le repère (a,b,c,d,e) s'écrivant :

- Expression des tensions des cinq phases statoriques:

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I-1})$$

- Les flux sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\phi_f] \quad (\text{I-2})$$

Où $[v_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs} v_{ds} v_{es}]^t$

Et le vecteur des tensions des phases statoriques

$$[I_s] = [I_{as} I_{bs} I_{cs} I_{ds} I_{es}]^t$$

Vecteur des courants des phases statoriques

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \phi_{bs} \phi_{cs} \phi_{ds} \phi_{es}]^t$$

Vecteur des flux totaux à travers les bobines statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Matrice résistance du stator

$[L_s]$ Est la matrice d'inductance de stator qui contient l'inductance propre et les inductances mutuelles des phases de stator.

La matrice d'inductance $[L_s]$ est une matrice symétrique de dimension (5,5), elle est sous la forme :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(8\pi/5) \\ m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) \\ m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) \\ m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s & m_s \cos(2\pi/5) \\ m_s \cos(8\pi/5) & m_s \cos(6\pi/5) & m_s \cos(4\pi/5) & m_s \cos(2\pi/5) & l_s + m_s \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statoriques:

$$[\phi_{aimant}] = \begin{bmatrix} \phi_f \cos(\theta) \\ \phi_f \cos(\theta - (2\pi/5)) \\ \phi_f \cos(\theta - (4\pi/5)) \\ \phi_f \cos(\theta - (6\pi/5)) \\ \phi_f \cos(\theta - (8\pi/5)) \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

I-6 Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice $P(\theta)$ dite matrice de Park généralisée, qui est donnée par la combinaison de matrices Concordia (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif [6]. Cette transformation conserve la puissance instantanée, qui permet de transformer les enroulements statoriques (A,B,C,D,E) en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique et disposés selon deux axes (d,q) perpendiculaires[7].

La transformation sera faite en deux étapes:

I-6-1 Le modèle dans un repère stationnaire Concordia :

Les enroulements de la machine sont déplacés de $\gamma = 2 * \pi/n$ rad [8][9]

➤ Si n (nombre de phase) est paire :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{n} & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos(\frac{(n-1)\pi}{n}) \\ 0 & \sin \frac{\pi}{n} & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin(\frac{(n-1)\pi}{n}) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

➤ Si n (nombre de phase) est impaire :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{\pi}{n} & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ 0 & \sin \frac{\pi}{n} & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{2} \right) & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)\pi(n-1)}{2n} \right) \\ 0 & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{2} \right) & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n} \right) & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)\pi(n-1)}{2n} \right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Dans notre cas on prend n=5, l'angle entre deux inductances successive est $\gamma = 2 * \pi/5$

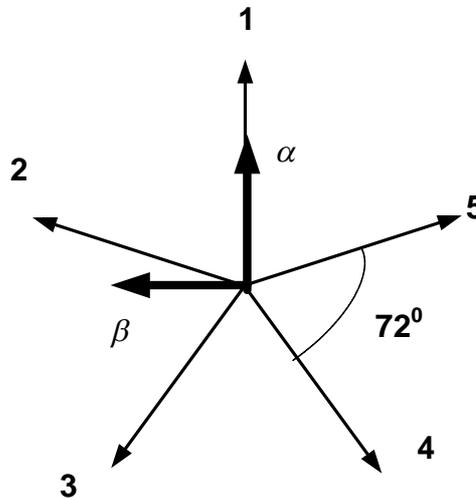


Figure (I.3) : axes de projection.

Pour n=5 on aura:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \cos 3\gamma & \cos 4\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \sin 3\gamma & \sin 4\gamma \\ 1 & \cos 3\gamma & \cos 6\gamma & \cos 9\gamma & \cos 12\gamma \\ 0 & \sin 3\gamma & \sin 6\gamma & \sin 9\gamma & \sin 12\gamma \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Pour la machine synchrone pentaphasée, on a $\gamma = \frac{2*\pi}{5}$ alors relation (I-8) devient:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

Les variables dans le repère fixe sont données par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} = [T]^t \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \\ x_D \\ x_E \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

I-6-2 Le modèle dans un repère rotatif :

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques sont projetées dans un repère tournant (d, q) décalé de φ par rapport au repère fixe (α, β), cette transformation se calcule à partir de la matrice de rotation D telle que :

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ \dots & \dots \end{bmatrix} \quad [I]^{3 \times 3} \quad (I-11)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{h1} \\ x_{h2} \\ x_{h3} \end{bmatrix} = D \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Pour les grandeurs statoriques φ L'application du changement de repère précédent aux équations électriques et magnétiques de la machine est donnée par la transformation de Park généralisée [10].

$$P = D[T]^t \quad (I-13)$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

On remarque que les formules des phases x_{h1} , x_{h2} et x_{h3} sont indépendantes de θ se qui ramène la matrice de Park à être écrite sous la forme ci-dessous, ce qui ramène à définir trois composantes, que nous appelons les composantes zéro:

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

I-7 Modèle de la Machine Synchrones à Aimant Permanent:

La figure I.4 illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasée, équivalente, issue de la transformation de Park

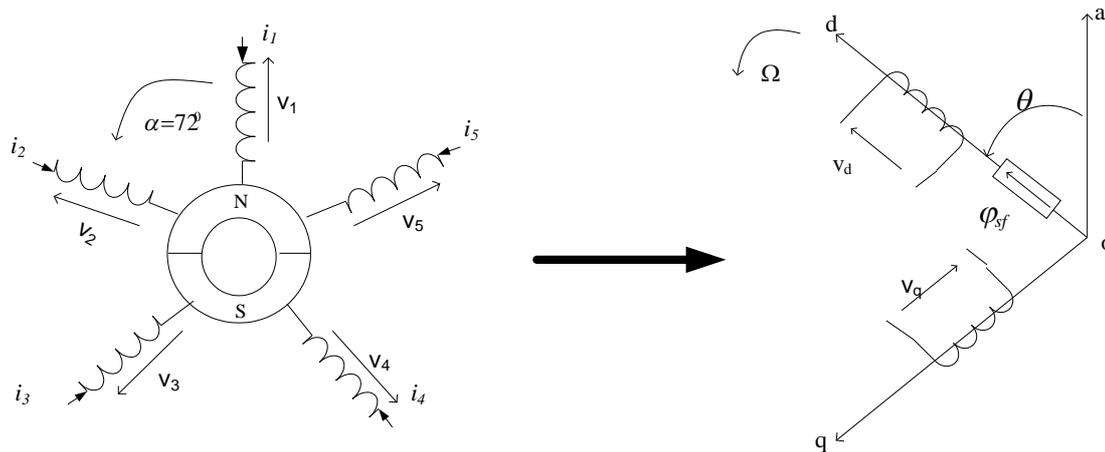


Figure (I.4) Modélisation de la MSAP pentaphasée dan le repère de Park (d, q).

Expressions des tensions

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \quad (\text{I-16})$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega L_d i_d + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega \phi_f \quad (\text{I-17})$$

ϕ_f : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

L_d, L_q : inductances d'axes direct et en quadrature.

I-8 Représentations d'état:

En combinant les expressions (I-16) et (I-17), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_d} \\ v_q - \frac{\sqrt{5}}{2} \omega \phi_f \\ \frac{v_q}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante :

$$C_e = p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_f I_q \right) \quad (\text{I-19})$$

- Équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{I-20})$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I-9 L'ASSOCIATION MSAP-ONDULEUR DE TENSION :

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau électrique. Après redressement, la tension filtrée E (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW).

Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances.

Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture, ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [11][12]

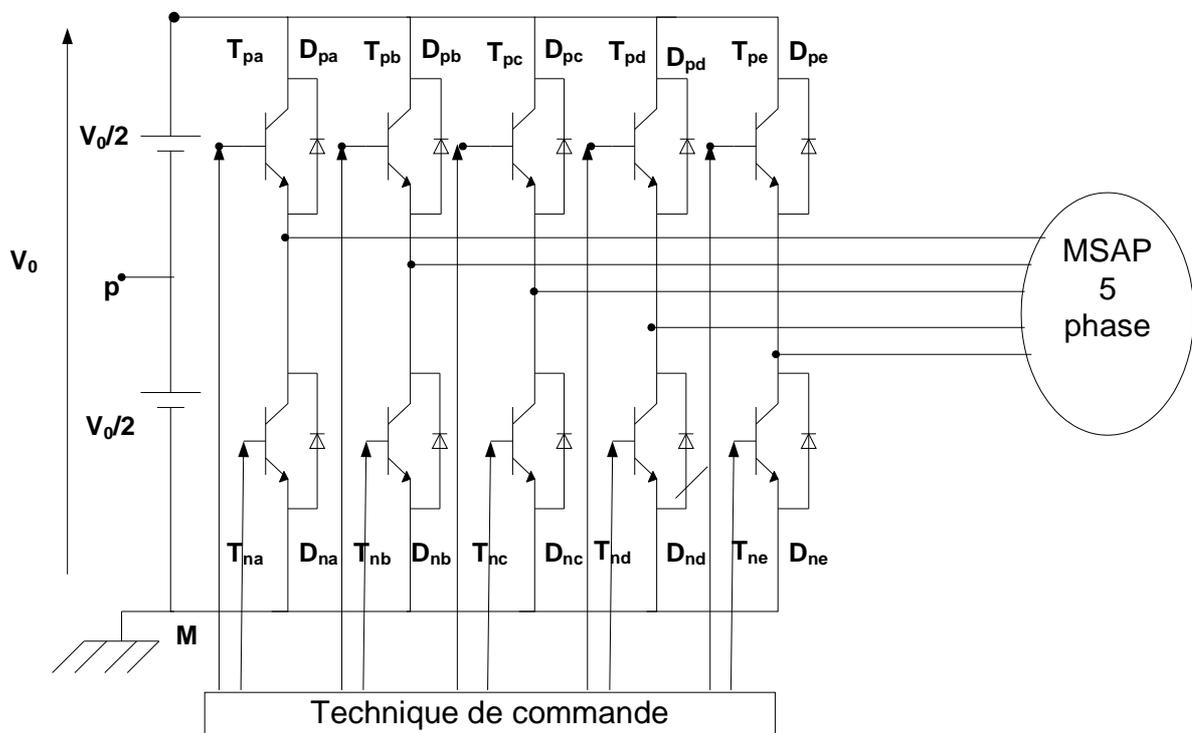


Figure (I.5) Représentation de l'onduleur pentaphasée pour MSAP pentaphasée

I-9-1 Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Il est constitué de cellule de commutation généralement à transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération.

Les cinq cellules de commutation formant un onduleur pentaphasée sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation. Nous exposons ici un formalisme dans l'objectif de rendre systématique la synthèse de modélisation et la commande du convertisseur.

Nous considérons dans notre cas une machine synchrone pentaphasée à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension pentaphasé. La figure 1.5 donne un schéma de montage classique qui montre bien que la machine est alimentée par des tensions composées qui valent (E, -E ou 0), alors que la machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons $v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}, v_{DN}, v_{EN}$. L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques [13].

- $T_{pi} = 1$ si le transistor T_{pi} est passant (alors $V_{AM} = V_0$), sinon $T_{pi} = 0$
- $D_{ni}=1$ si la diode D_{ni} est passante (alors $V_{AM}=V_0$), sinon $D_{ni}=0$.

Si T_{pi} ou D_{ni} conduit, alors $V_{AM}=0$

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

Ainsi on aura les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{ap} = S_a V_0 - (V_0/2) \\ V_{bp} = S_b V_0 - (V_0/2) \\ V_{cp} = S_c V_0 - (V_0/2) \\ V_{dp} = S_d V_0 - (V_0/2) \\ V_{ep} = S_e V_0 - (V_0/2) \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

Les tensions simples de la machine, sont données par :

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ap} - V_{Np} \\ V_{bN} = V_{bp} - V_{Np} \\ V_{cN} = V_{cp} - V_{Np} \\ V_{dN} = V_{dp} - V_{Np} \\ V_{eN} = V_{ep} - V_{Np} \end{cases} \quad (\text{I-22})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad (\text{I-23})$$

$$\begin{cases} V_{aM} = V_{aN} - V_{NM} \\ V_{bM} = V_{bN} - V_{NM} \\ V_{cM} = V_{cN} - V_{NM} \\ V_{dM} = V_{dN} - V_{NM} \\ V_{eM} = V_{eN} - V_{NM} \end{cases} \quad \text{Alors} \quad V_{NM} = \frac{V_{aM} + V_{bM} + V_{cM} + V_{dM} + V_{eM}}{5} \quad (\text{I-24})$$

Donc on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{4}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \\ V_{dM} \\ V_{eM} \end{bmatrix} = \frac{4V_0}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

Chaque fonction de commutation de phase appelée $S_a S_b S_c S_d S_e$ peut prendre les deux valeurs 1 ou 0 basée sur l'état de l'interrupteur haut ou bas. Si l'interrupteur haut est conducteur alors la fonction de commutation prend une valeur 1, sinon 0.

En utilisant ces variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{V_0}{5} (4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{bN} = \frac{V_0}{5} (-S_a + 4S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{cN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ V_{dN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ V_{eN} = \frac{V_0}{5} (-S_a - S_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

I-9-2 Commande de l'onduleur :

L'onduleur présenté par la figure I.6 devant se comporter comme une source de tension, il est donc nécessaire de contrôler les tensions délivrées à la charge. La figure I.5 nous montre le principe de la commande de l'onduleur par MLI, afin d'assurer une tension de sortie plus proche de la sinusoïde.

I-9-3 Stratégie de la Commande MLI:

La technique de la MLI naturelle (sinus-triangle) est réalisée par une comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de ces deux ondes. Il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturelle [13].

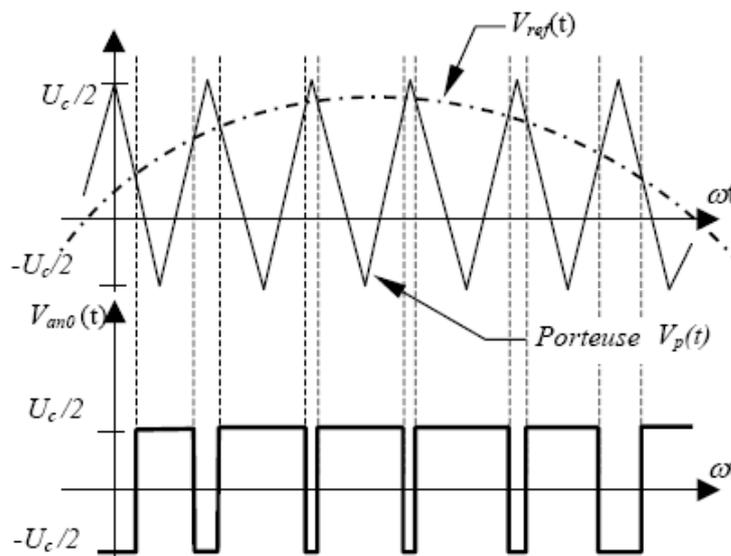


Figure I.6 MLI Sinus Triangle

I-10 Simulation de l'Association de la Machine avec le Convertisseur Statique :

Bloc de simulation et Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe

La simulation de l'association convertisseur statique machine synchrone a aiment permanent pentaphasée est donné sur la figure I.7.

La figure I.7 représente la simulation numérique de l'association Onduleur-MSAP pentaphasée, avec application d'une charge de 5 N.m à 1s on remarque que la vitesse reste la même (machine synchrone).

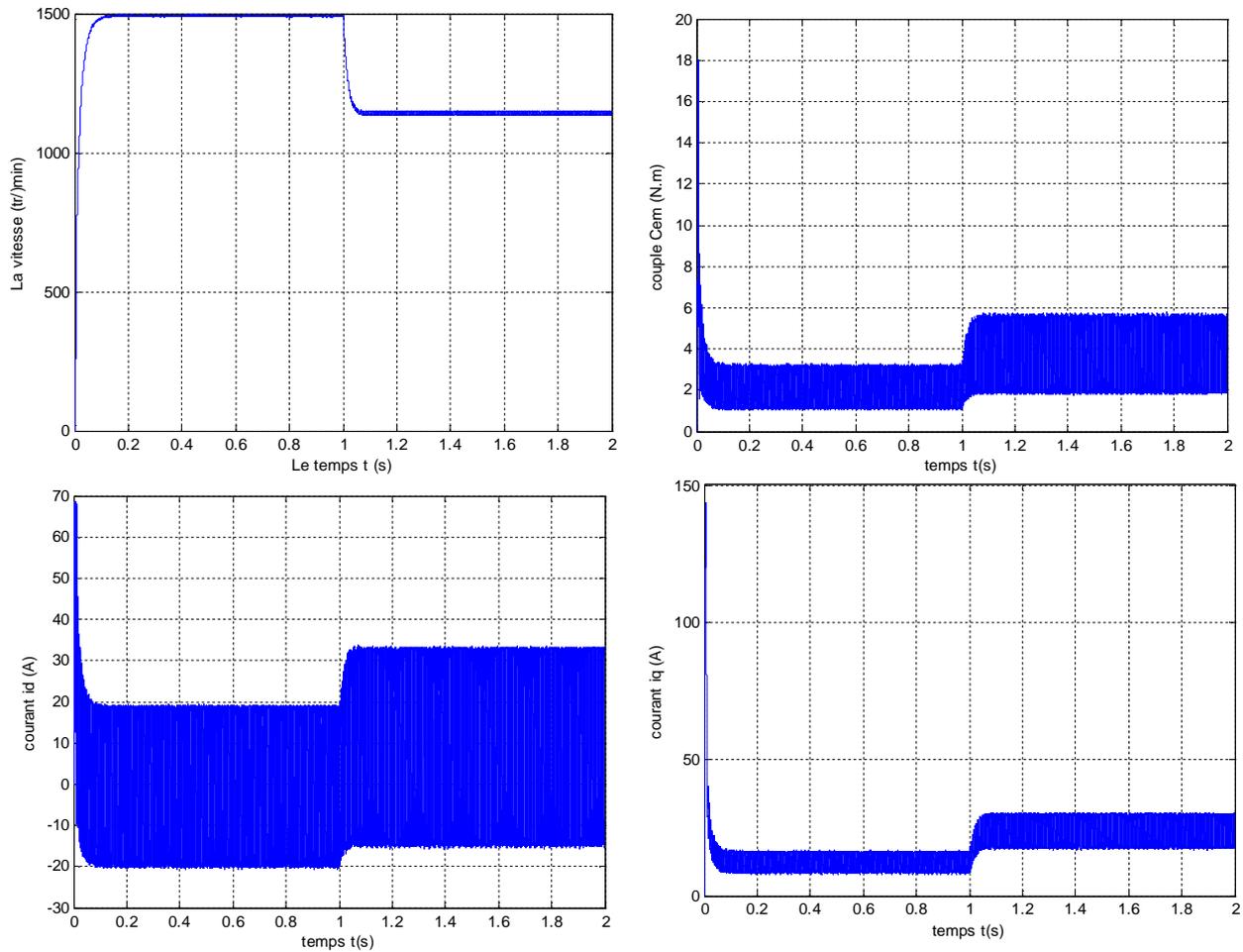


Figure I.7 Résultat de simulation de l'association de la MSAP pentaphasée avec le convertisseur statique.

I-11 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent dans le référentiel de Park.

Le modèle du MSAP pentaphasée dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude.

Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de modélisation de l'onduleur de tension pentaphasée a été présenté en donnant les principes des *MLI* sinus triangle.

De plus, nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation de la MSAP pentaphasée alimentée par un onduleur de tension basée sur la technique de commande à *MLI* Sinus-Triangle.

Le prochain chapitre sera consacré à la commande de MSAP pentaphasée par la technique d'orientation du flux (la commande vectorielle), afin de remédier au problème lié au couplage complexe existant entre le couple et le flux constaté dans le premier chapitre tout en gardant de bonnes performances dynamiques.

Chapitre II

Commande vectorielle de la Machine Synchrone Pentaphasée à Aimant Permanent

II.1 Introduction :

Le développement de nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent [04].

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [13].

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performant, dans les applications industrielles.

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [14]:

- l'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis ;
- l'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).

II.2 Commande vectorielle de la MSAP pentaphasée:

II .2.1 Principe

La base de cette commande consiste à assimiler la machine synchrone à aimant permanent à une machine à courant continu (à excitation séparée), ce qui permet d'améliorer le comportement dynamique.

L'équation (II.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_d et I_q (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_e = p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_f I_q \right) \quad (\text{II.1})$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse par la composante I_q [17] [18].

II.2.2 Description du Système Global:

La figure (II.1) présente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple c_e^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^*, V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{dref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c,d,e), servent de références de tension $V_a^*, V_b^*, V_c^*, V_d^*, V_e^*$, pour la commande de l'onduleur à MLI.

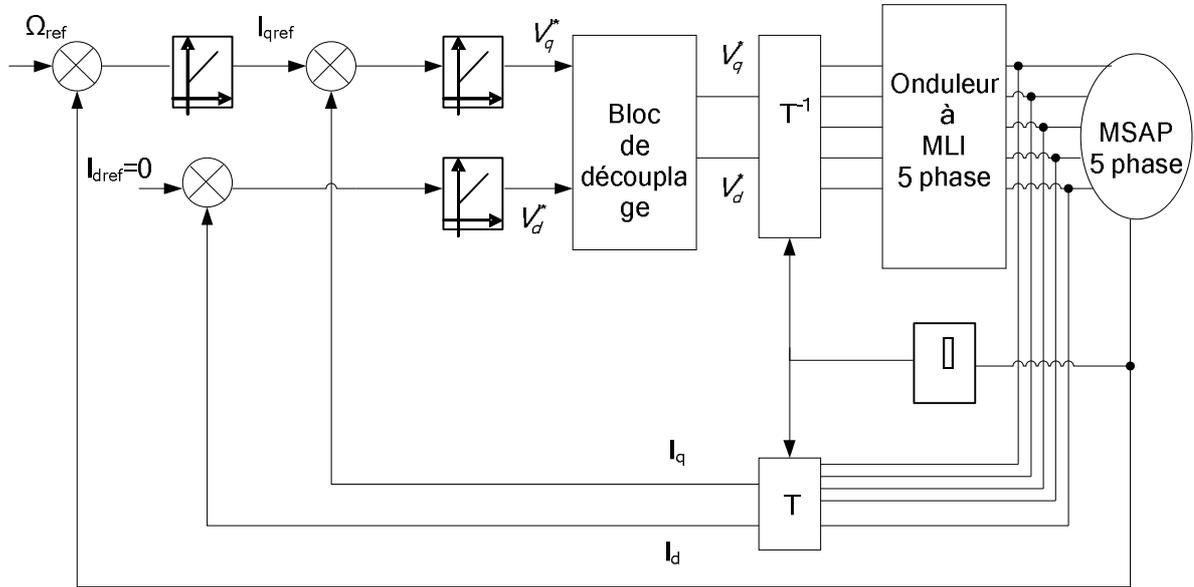


Figure II.1 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP pentaphasée.

II.2.3 Découplage:

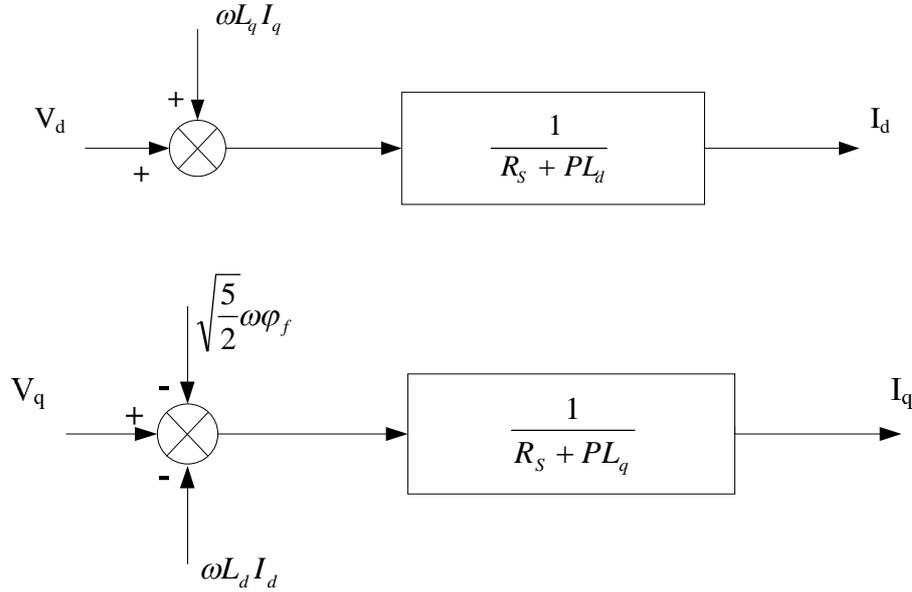
L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [4] [13].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega L_d i_d + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La figure (II.2) représente le couplage entre les axes d et q.



FigureII.2 Description des couplages.

A partir des équations (II.2), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure II.3).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q I_q \end{cases} \quad (II.3)$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V_d} = \frac{1}{R_s + SL_d} \quad (II.4)$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V_q + e_q \\ e_q = \omega L_d I_d + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega \phi_f \end{cases} \quad (II.5)$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \tag{II.6}$$

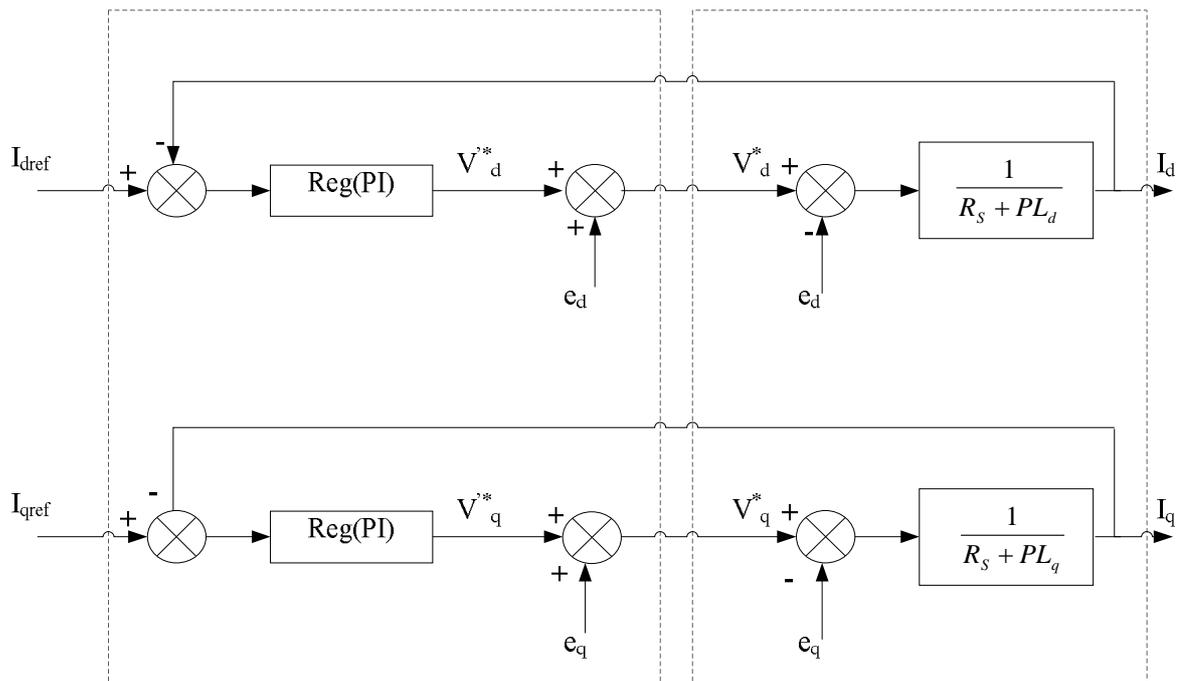


Figure II.3 Découplage par compensation.

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

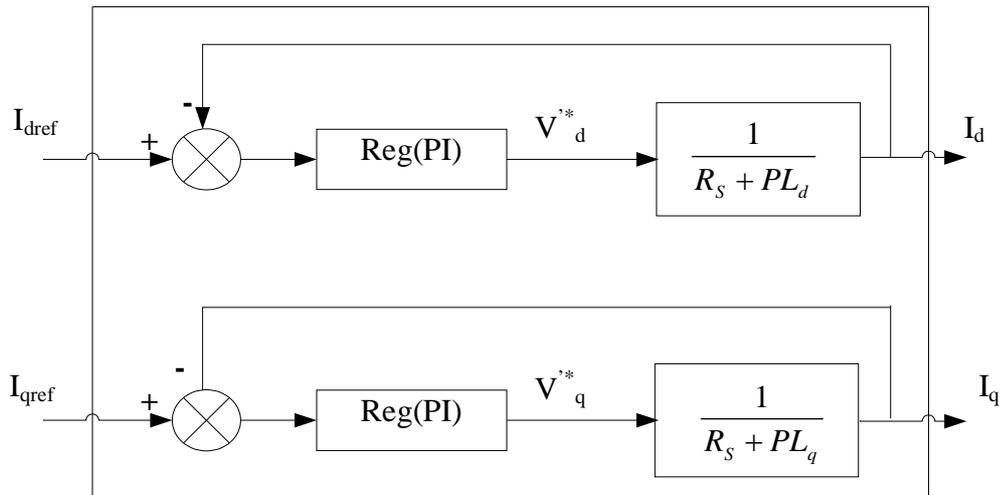


Figure II.4 Commande découplée.

II.2.4 Détermination des Régulateurs de Courants:

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [19].

Le système présente donc pour la régulation on de I_d un schéma bloc selon la figure II.5.

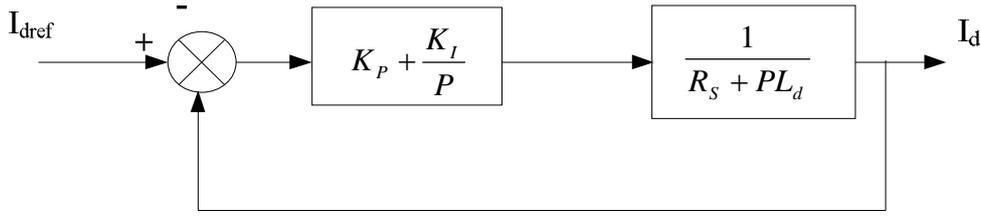


Figure II.5 : Boucle de régulation de courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(S)$ est

$$F_{bo}(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + sL_d} \right) \quad (II.7)$$

Compensons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s} \right)$ par $\left(\frac{K_p}{k_i} \right)$

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s} \quad (II.8)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(S) = \frac{K_i}{sR_s} \quad (II.9)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i} \quad (II.10)$$

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i}S + 1} \quad (II.11)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_i = \frac{R_i}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep}=3 \cdot \tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_p = \frac{3L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (II.12)$$

II.2.5 Détermination du Régulateur de Vitesse:

La boucle de régulation de la vitesse est représentée sur la figure II.4. La fonction de transfert du régulateur en boucle fermée est calculée par :

$$F_f(S) = \frac{F_r(S)F_0(S)}{1 + F_r(S)F_0(S)} \quad (II.13)$$

$F_r(S)$ Est la fonction de transfert du régulateur de la vitesse est donnée par :

$$F_r(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (II.14)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est exprimée par :

$$F_0(S) = \frac{p\varphi_f}{f(1 + S\tau_q)(1 + P\tau_m)} \quad (II.15)$$

τ_q : est la constante de temps électrique de la machine et est égale à $\frac{L_q}{R_s}$

τ_m : est la constante de temps mécanique de la machine égale à $\frac{J}{f}$

La fonction de transfert trouvée est de la forme suivante :

$$F_r(S) = \frac{p\varphi_f(SK_{p\Omega} + K_{i\Omega})}{J\tau_q S^3 + (J + f\tau_q)S^2 + (p\varphi_f K_{p\Omega} + f)S + p\varphi_f K_{i\Omega}} \quad (II.16)$$

En négligeant les termes $J\tau_q$ et $f\tau_q$ devant J , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(S) = JS^2 + (p\varphi_f K_{p\Omega} + f)S + p\varphi_f K_{i\Omega} \quad (II.17)$$

Pour obtenir les solutions de cette fonction, nous lui imposons deux pôles complexes conjuguée à son polynôme caractéristique $P_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$

Ce qui donne :

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{II. 18})$$

Par identification terme à terme, à partir des deux dernières équations, nous obtenons les paramètres du régulateur

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2\rho J - f}{p\varphi_f} \\ K_{i\Omega} = \frac{2\rho^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

II.3 Simulation numérique de l'ensemble commande onduleur-machine:

La simulation numérique du fonctionnement des systèmes physiques est devenue une étape classique dans l'étude de ces systèmes. Elle consiste à résoudre le système d'équations donné par le modèle, afin d'obtenir les valeurs des différentes grandeurs du système physique à la fin du calcul. Cette simulation est habituellement fondée sur la résolution pas à pas d'équations différentielles avec des conditions initiales. Le choix du pas de simulation est très important, d'une part pour bien suivre le comportement dynamique des variables rapides du système et d'autre part pour conserver un temps de simulation raisonnable par rapport au temps réel nécessaire pour le calcul.

II.4 Résultats de simulation:

Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de la vitesse sur la MSAP pentaphasée. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

On remarque d'après la figure II.7 que, lors du démarrage à vide de la MSAP pentaphasée pour un échelon de consigne de 200 rad/s, Suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t=0.2s$ que:

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 Nm.

- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP pentaphasée

- le courant I_d est nul.

- le courant I_q est l'image du couple.

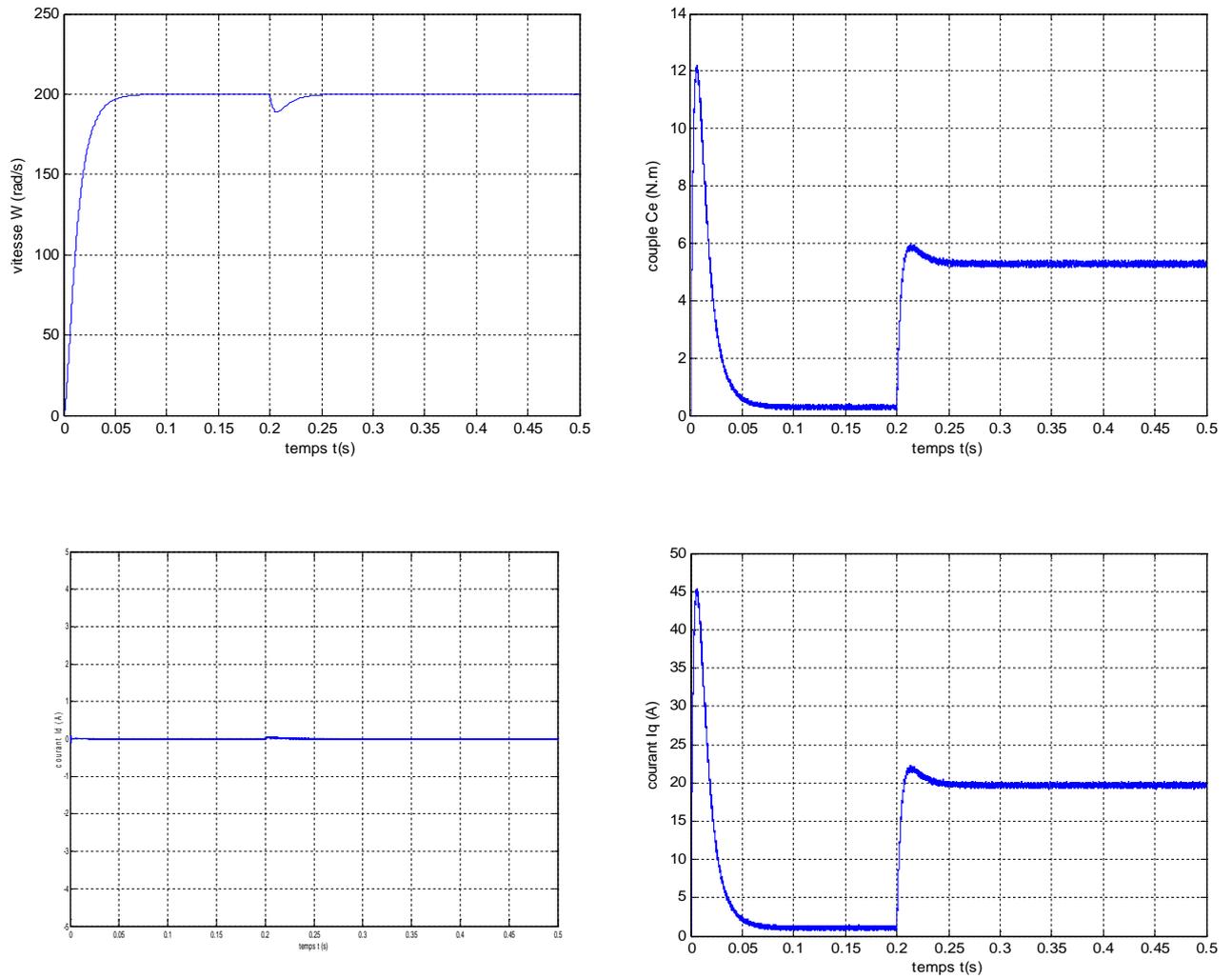


Figure II.7: Réponses de la MSAP pentaphasée en charge avec ($C_r=5$ N.m à $t=0.2$ s)

II.5 Conclusion:

Ce chapitre présent la commande vectorielle appliquée a une machine synchrone pentaphasée à aimant permanent (MSAP). Nous avons d'abord présenté brièvement la théorie de la commande vectorielle utilisant des régulateurs de type PI.

On a présenté aussi quelques résultats de simulation pour tester la loi de commande vectorielle de la vitesse sur la MSAP pentaphasée. Ces résultats de simulation montrent des performances acceptables.

L'utilisation du régulateur PI pour la commande vectorielle (la technique d'orientation du flux) a permis de régler la vitesse de rotation suivant nos besoins et a amélioré les performances de la commande.

Cependant, les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une adaptation des paramètres de la machine ou l'utilisation des techniques de commande robustes.

Dans le chapitre suivant, nous essayerons d'étudier le système de deux machines synchrones pentaphasées montés en série et alimentées par une seule source de tension pentaphasée ainsi que le modèle de son alimentation.

Chapitre III

Modélisation de deux Machines Synchrones Pentaphasées à Aimants Permanents

III-1 Introduction:

Les contraintes économiques industrielles mènent aux systèmes où un approvisionnement est employé pour plusieurs machines. Dans des systèmes de traction, deux moteurs à courant continu sont reliés en série afin d'utiliser seulement un découpeur. La commande indépendante de couple peut être réalisée en utilisant la commande vectorielle [18] [27].

Des raccordements parallèles des machines à courant alternatif sont souvent employés dans les applications de traction ferroviaires. Pour les machines triphasées à courant alternatif alimentées par un onduleur de tension, le raccordement en série ne peut pas rapporter une telle commande indépendante [18] [19].

La commande indépendante avec le raccordement en série cependant devient possible aux machines à induction ou synchrones de n-phase avec $n > 5$. Sous l'acceptation de la force magnétomotrice sinusoïdale, le concept de commande indépendante en série $(n-1)/2$ a relié des machines d'induction alimentées par un onduleur de tension polyphasé, les raccordements des machines d'induction et synchrones en série sont également examinées [20].

En reliant en série les enroulements du stator des machines polyphasées d'une façon appropriée, il devient possible de commander toutes les machines dans le groupe employant indépendamment des principes de commande vectorielle, bien que le système d'entraînement dans sa totalité soit alimenté à partir d'un onduleur de tension polyphasé.

L'idée provient du fait que n'importe quelle machine à C.A. de n-phase exige seulement deux courants pour la commande vectorielle indépendante de flux et de couple [21].

Ce chapitre traite un raccordement de deux machines synchrones à aimant permanent (MSAP) 5-phase en séries alimentées par un onduleur de tension polyphasé (fig.III 1).

III.2. Système polyphasés multi-machines:

Les machines polyphasées peuvent être considérées comme prolongement des machines classiques, elles sont employées pour prolonger le champ des applications de puissance ou pour augmenter leur flexibilité et leur sûreté de fonctionnement [22].

Ces systèmes permettent des répartitions d'énergie le long des chaînes de conversion par l'accouplement des structures de puissance.

Mais, ces dispositifs physiques communs induisent quelques perturbations : tension élevée; instabilités, exécutions inférieures, etc....

III.3. Présentation de système de deux MSAP pentaphasées en série:

Le concept de multimachines polyphasées aux nombres pairs et impairs de phase et les cas possibles de raccordements d'enroulement en fonction de nombre de phases d'onduleurs de tension s'applique au raccordement série des machines polyphasées symétriques (avec le décalage spatial entre deux phases consécutives de $2\pi/n$, où n est le nombre de phases) [22][23].

Cependant, le concept du raccordement en série peut être prolongé aux machines asymétriques aussi bien, que l'enroulement de stator soit composé de deux enroulements triphasés ou de plusieurs enroulements décalés dans l'espace d'un angle approprié.

Ainsi, la commande de deux moteurs pentaphasés offre une économie dans le nombre de bras d'onduleur, comparé aux deux moteurs asymétriques de six phases.

Le système étudié dans ce mémoire se compose de deux machines synchrones à aimant permanent (MSAP) pentaphasées, sans perte en générale. Ce système est montré dans la fig III-1, avec une illustration de la connexion des enroulements statoriques pentaphasés des deux machines en série, traduite par la transposition des phases des deux stators.

La transposition des phases en série est une condition nécessaire pour la réussite de la commande vectorielle de deux machines.

Cette transposition des phases a pour but de produire une force magnétomotrice (fmm) dans la première machine et de produire une fmm dont la répartition est inverse à la première dans la deuxième machine et vice versa.

Les phases de l'onduleur sont indiquées dans la figure III-1 avec des lettres en majuscules A, B, C, D, E. Tandis que les phases de deux machines sont indiqués en lettres en minuscules a,b,c,d,e ;avec un décalage de $\alpha = 2\pi/5$.

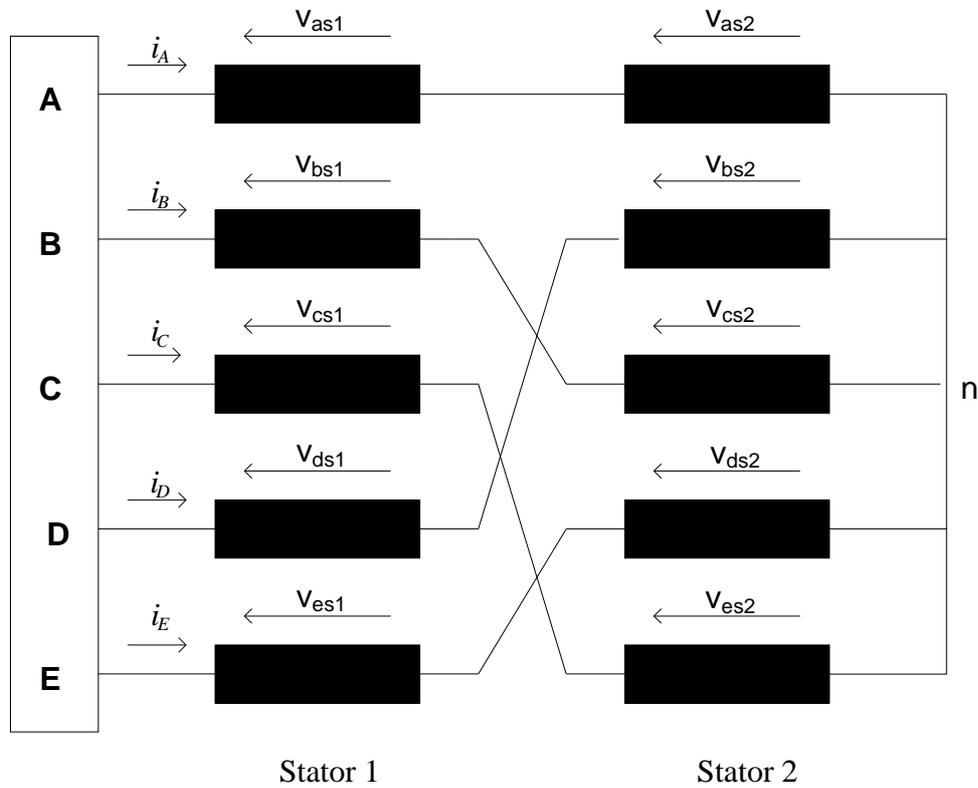


Figure (III-1) Représentation de deux MSAP pentaphasées en série

Selon le schéma de raccordement de la figure III-1, où les tensions de phase des deux machines sont définies, tensions de l'onduleur phase-neutre (A, B, C, D, E à point neutre n) et la relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants des phases de deux machines sont donnés avec :

$$v_A = v_{as1} + v_{as2}$$

$$v_B = v_{bs1} + v_{cs2}$$

$$v_C = v_{cs1} + v_{es2}$$

$$v_D = v_{ds1} + v_{bs2}$$

$$v_E = v_{es1} + v_{ds2}$$

$$i_A = i_{as1} = i_{as2}$$

(III 1)

$$\begin{aligned}
i_B &= i_{bs1} = i_{cs2} \\
i_C &= i_{cs1} = i_{es2} \\
i_D &= i_{ds1} = i_{bs2} \\
i_E &= i_{es1} = i_{ds2}
\end{aligned} \tag{III 2}$$

Il est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standard de la théorie générale des machines électriques sont applicables [24] [27], y compris celle relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

III.4. Modélisation de système de deux machines synchrones pentaphasées à aimant permanent:

Deux machines de Fig.III-1 sont supposées être de mêmes paramètres, dans un souci de généralité. Le circuit électrique du modèle de la Figure III-1. Il peut être représenté sous une forme matricielle (quantités non linéaire) par :

$$[v_{ABCDE}] = R_s [i_{ABCDE}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABCDE}] \tag{III 3}$$

Pour la première machine ses équations sont:

$$v_{abcdes1} = R_s i_{abcdes1} + \frac{d\phi_{abcdes1}}{dt} \tag{III 4}$$

On écrira en forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \\ v_{ds1} \\ v_{es1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \\ i_{ds1} \\ i_{es1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as1} \\ \phi_{bs1} \\ \phi_{cs1} \\ \phi_{ds1} \\ \phi_{es1} \end{bmatrix} \tag{III 5}$$

On désigne par:

- l_{s1} Le coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique.
- m_{s1} Le coefficient d'inductance mutuelle entre les phases rotorique.
- R_{s1} La résistance d'une phase statorique.
- $\phi_{aimant1}$ Représente le flux total à travers l'enroulement.

L'équation du flux est:

$$[\phi_{abcde_{s1}}] = [L_{s1}][i_{abcde_{s1}}] + [\phi_{aimant1}] \quad (\text{III } 6)$$

Sous matrices de l'inductance matrice identifiée avec le premier machine[25] :

$$[L_{s1}] = \begin{bmatrix} l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(8\pi/5) \\ m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) \\ m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) \\ m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) \\ m_{s1} \cos(8\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} \end{bmatrix} \quad (\text{III } 7)$$

$$[\phi_{aimant1}] = \begin{bmatrix} \phi_{f1} \cos(\theta) \\ \phi_{f1} \cos(\theta - (2\pi/5)) \\ \phi_{f1} \cos(\theta - (4\pi/5)) \\ \phi_{f1} \cos(\theta - (6\pi/5)) \\ \phi_{f1} \cos(\theta - (8\pi/5)) \end{bmatrix} \quad (\text{III } 8)$$

Pour la deuxième machine ses équations sont:

$$v_{acebds2} = R_s i_{acebds2} + \frac{d\phi_{acebds2}}{dt} \quad (\text{III } 9)$$

On écrira en forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \\ v_{ds2} \\ v_{es2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \\ i_{ds2} \\ i_{es2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as2} \\ \phi_{bs2} \\ \phi_{cs2} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{es2} \end{bmatrix} \quad (\text{III } 10)$$

On désigne par:

- l_{s2} Le coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique.
- m_{s2} Le coefficient d'inductance mutuelle entre les phases rotorique.
- R_{s2} La résistance d'une phase statorique.
- $\phi_{aimant2}$ Représente le flux totale a travers l'enroulement.

L'équation du flux est:

$$[\phi_{abcde2}] = [L_s][i_{abcde2}] + [\phi_{aimant2}] \quad (\text{III 11})$$

Sous matrices de l'inductance matrice identifiée avec le deuxième machine [25]:

$$[L_{s2}] = \begin{bmatrix} l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(8\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(6\pi/5) \\ m_{s2} \cos(4\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) \\ m_{s2} \cos(8\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(6\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) \\ m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(6\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(4\pi/5) \\ m_{s2} \cos(6\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(8\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{III12})$$

$$[\phi_{aimant2}] = \begin{bmatrix} \phi_{f2} \cos(\theta) \\ \phi_{f2} \cos(\theta - (4\pi/5)) \\ \phi_{f2} \cos(\theta - (8\pi/5)) \\ \phi_{f2} \cos(\theta - (2\pi/5)) \\ \phi_{f2} \cos(\theta - (6\pi/5)) \end{bmatrix} \quad (\text{III 13})$$

III.4.1. Transformation de découplage de CLARK :

La relation entre les variables originales des phases et les nouvelles variables

$(\alpha\beta xy\gamma)$ est donnée par[25] :

$$f(\alpha\beta) = [C]f(ABCDE)$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation à puissance invariante:

$$[C_5] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III 14})$$

Et l'inverse de cette matrice est:

$$[C_5]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(3\alpha) & \sin(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \sin(6\alpha) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(4\alpha) & \sin(4\alpha) & \cos(8\alpha) & \sin(8\alpha) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III } 15)$$

En appliquant cette matrice au vecteur des tensions de l'onduleur on aura:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^{INV} \\ v_\beta^{INV} \\ v_x^{INV} \\ v_y^{INV} \\ v_o^{INV} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_D \\ v_E \end{bmatrix} \quad (\text{III } 16)$$

En utilisant cette matrice pour la relation (III-1) on trouvera les tensions de chaque machine dans ce repère:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^{INV} \\ v_\beta^{INV} \\ v_x^{INV} \\ v_y^{INV} \\ v_o^{INV} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{xs2} \\ v_{\beta s1} - v_{ys2} \\ v_{xs1} + v_{as2} \\ v_{ys1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III } 17)$$

La relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants α - β , x-y des deux Machines est obtenue en utilisant (III-14) et (III-2) :

$$\begin{aligned} i_\alpha^{INV} &= i_{\alpha 1} = i_{x2} \\ i_\beta^{INV} &= i_{\beta 1} = -i_{y2} \\ i_x^{INV} &= i_{x1} = i_{\alpha 2} \\ i_y^{INV} &= i_{y1} = i_{\beta 2} \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Comme le sous-espace α - β est orthogonal au sous-espace x-y, il s'ensuit que la méthode spécifique de la connexion série utilisée dans la Fig.III-1 permettra la commande vectorielle indépendante des deux machines.

$$[v_{ABCDE}] = R_s [i_{ABCDE}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{ABCDE}] + [\phi_{aimant}]) \quad (\text{III } 19)$$

En multipliant les deux membres par $[C]^{-1}$ il vient :

$$[C]^{-1}[v_{\alpha\beta xy0}^{INV}] = R_s [C]^{-1}[i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + \frac{d}{dt} ([L_s][C]^{-1}[i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + [\phi_{aimant}]) \quad (\text{III } 20)$$

$$[v_{\alpha\beta xy0}^{INV}] = R_s [i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + [C] \left\{ \frac{d}{dt} ([L_s][C]^{-1}[i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + [\phi_{aimant}]) \right\} \quad (\text{III } 21)$$

$$[v_{\alpha\beta xy0}^{INV}] = R_s [i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + [C] \left\{ [L_s][C]^{-1} \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta xy0}^{INV}] + \omega [\phi_{aimant12}] \right\} \quad (\text{III } 22)$$

La composante d'ordre Zéro pour l'onduleur peut être aussi bien négligée. La partie électromagnétique du système d'entraînement peut alors être représentée avec huit équations de premier ordre. Les quatre équations de l'onduleur sont comme suit :

$$v_{\alpha}^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_{\alpha}^{INV} + \left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1} \right) \frac{d}{dt} i_{\alpha}^{INV} + l_{s2} \frac{d}{dt} i_{\alpha}^{INV} - \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_1\phi_{f1} \sin(\theta_1) \quad (\text{III } 23)$$

$$v_{\beta}^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_{\beta}^{INV} + \left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1} \right) \frac{d}{dt} i_{\beta}^{INV} + l_{s2} \frac{d}{dt} i_{\beta}^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_1\phi_{f1} \cos(\theta_1) \quad (\text{III } 24)$$

$$v_x^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_x^{INV} + l_{s1} \frac{d}{dt} i_x^{INV} + \left(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2} \right) \frac{d}{dt} i_x^{INV} - \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_2\phi_{f2} \sin(\theta_2) \quad (\text{III } 25)$$

$$v_y^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_y^{INV} + l_{s1} \frac{d}{dt} i_y^{INV} + \left(l_{s2} - \frac{5}{2}m_{s2} \right) \frac{d}{dt} i_y^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_2\phi_{f2} \cos(\theta_2) \quad (\text{III } 26)$$

III.4.2 Le modèle dans un repère rotatif :

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques sont projetées dans un repère tournant (d,q) décalé de φ par rapport au repère fixe (α, β), cette transformation se calcule à partir de la matrice de rotation D telle que [25] [26]:

$$D_s = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & \\ & & \dots \end{bmatrix} \quad [I]^{3 \times 3} \quad (\text{III-27})$$

L'angle θ dans (III-26) est la position instantanée du rotor, qui est différente pour les deux machines et défini par θ_1 et θ_2 respectivement. Ceci signifie que différentes transformations de rotation sont appliquées aux deux machines. Ceci est possible en raison du découplage des équations des deux machines, réalisée par l'application de la transformation (III-14)[25][26].

La transformation (III-26) est appliquée avec l'angle θ_1 pour les équations $\alpha - \beta$ statoriques pour la machine1, et avec l'angle θ_2 pour les équations $\alpha - \beta$ statoriques pour la machine2.

$$\begin{aligned}
 v_d^{INV} &= (R_{s1} + R_{s2})i_d^{INV} + \left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1}\right)\frac{d}{dt}i_d^{INV} + l_{s2}\frac{d}{dt}i_d^{INV} - \omega_1\left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1}\right)i_q^{INV} \\
 v_q^{INV} &= (R_{s1} + R_{s2})i_q^{INV} + \left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1}\right)\frac{d}{dt}i_q^{INV} + l_{s2}\frac{d}{dt}i_q^{INV} + \omega_1\left(l_{s1} + \frac{5}{2}m_{s1}\right)i_d^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_1\phi_{f1} \quad \text{(III-28)} \\
 v_x^{INV} &= (R_{s1} + R_{s2})i_x^{INV} + l_{s1}\frac{d}{dt}i_x^{INV} + \left(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2}\right)\frac{d}{dt}i_x^{INV} - \omega_2\left(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2}\right)i_y^{INV} \\
 v_y^{INV} &= (R_{s1} + R_{s2})i_y^{INV} + l_{s1}\frac{d}{dt}i_y^{INV} + \left(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2}\right)\frac{d}{dt}i_y^{INV} + \omega_2\left(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2}\right)i_x^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_2\phi_{f2}
 \end{aligned}$$

ϕ_{f1} : Flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator 1.

ϕ_{f2} : Flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator 2.

Où, en termes de différentes composantes des tensions d-q statoriques de deux machine (selon (III-17))[25].

$$\begin{aligned}
 v_d^{INV} &= v_{ds1} + v_{xs2} \\
 v_q^{INV} &= v_{qs1} - v_{ds2} \\
 v_x^{INV} &= v_{xs1} + v_{ys2} \quad \text{(III-29)} \\
 v_y^{INV} &= v_{ys1} + v_{qs2}
 \end{aligned}$$

Les relations de couple des deux machines connectées en série sont données en termes de composantes courants de l'onduleur par :

$$C_{e1} = p \left((L_d - L_q)i_d^{INV}i_q^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\phi_{f1}i_q^{INV} \right) \quad \text{(III 30)}$$

$$C_{e2} = p \left((L_x - L_y)i_x^{INV}i_y^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\phi_{f2}i_y^{INV} \right) \quad \text{(III 31)}$$

III.5. Alimentation de l'ensemble des deux machines en série par onduleur de tension:

L'onduleur de tension pour l'alimentation des deux machines synchrones à aimant permanent pentaphasées à la même structure que celle pour une seule machine, est donnée par la figure suivante[27]:

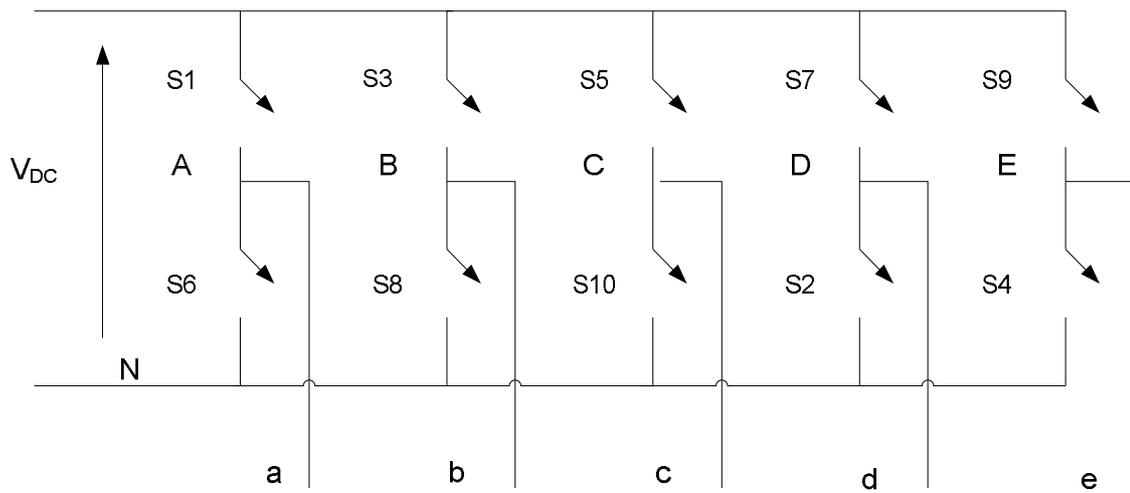


Figure III-3 onduleur de tension pentaphasée

La forme matricielle de l'onduleur d'alimentation à la même structure comme c'est le cas pour une seule machine dans la chapitre 1, est donnée par :

$$[V]_s = [T_s][T_0] \tag{III 32}$$

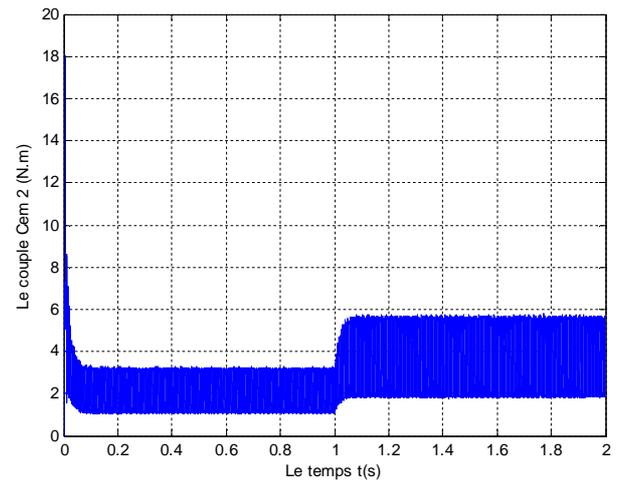
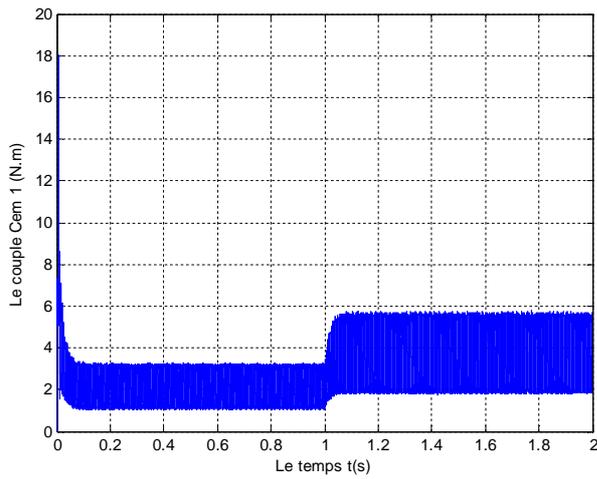
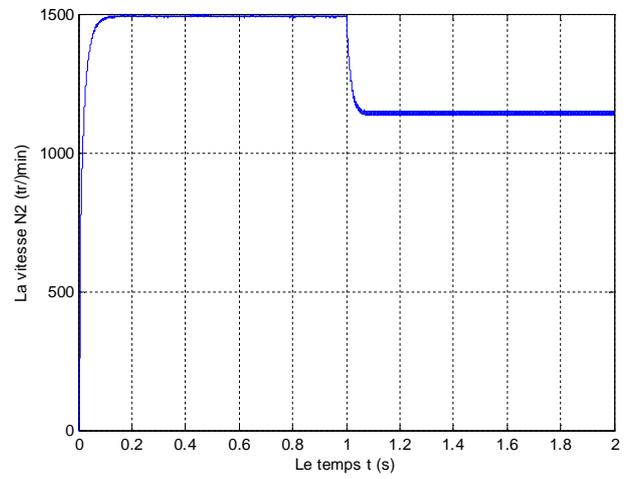
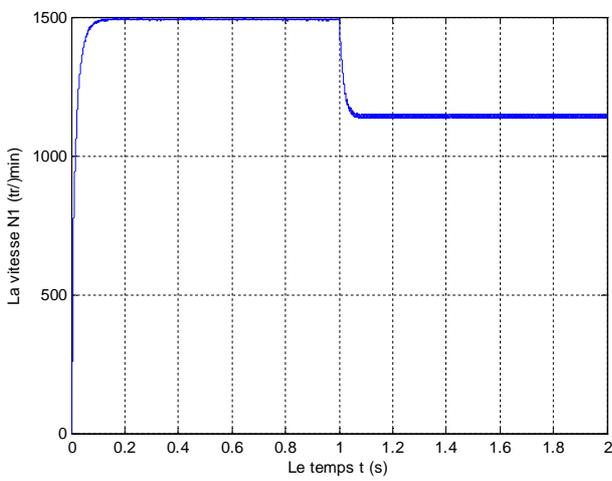
Avec :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} \end{bmatrix} \tag{III 33}$$

$$[V]_s = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} \quad (\text{III 34})$$

$$[V]_0 = \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \\ V_{d0} \\ V_{e0} \end{bmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III 35})$$

II.6 Résultats de simulation:



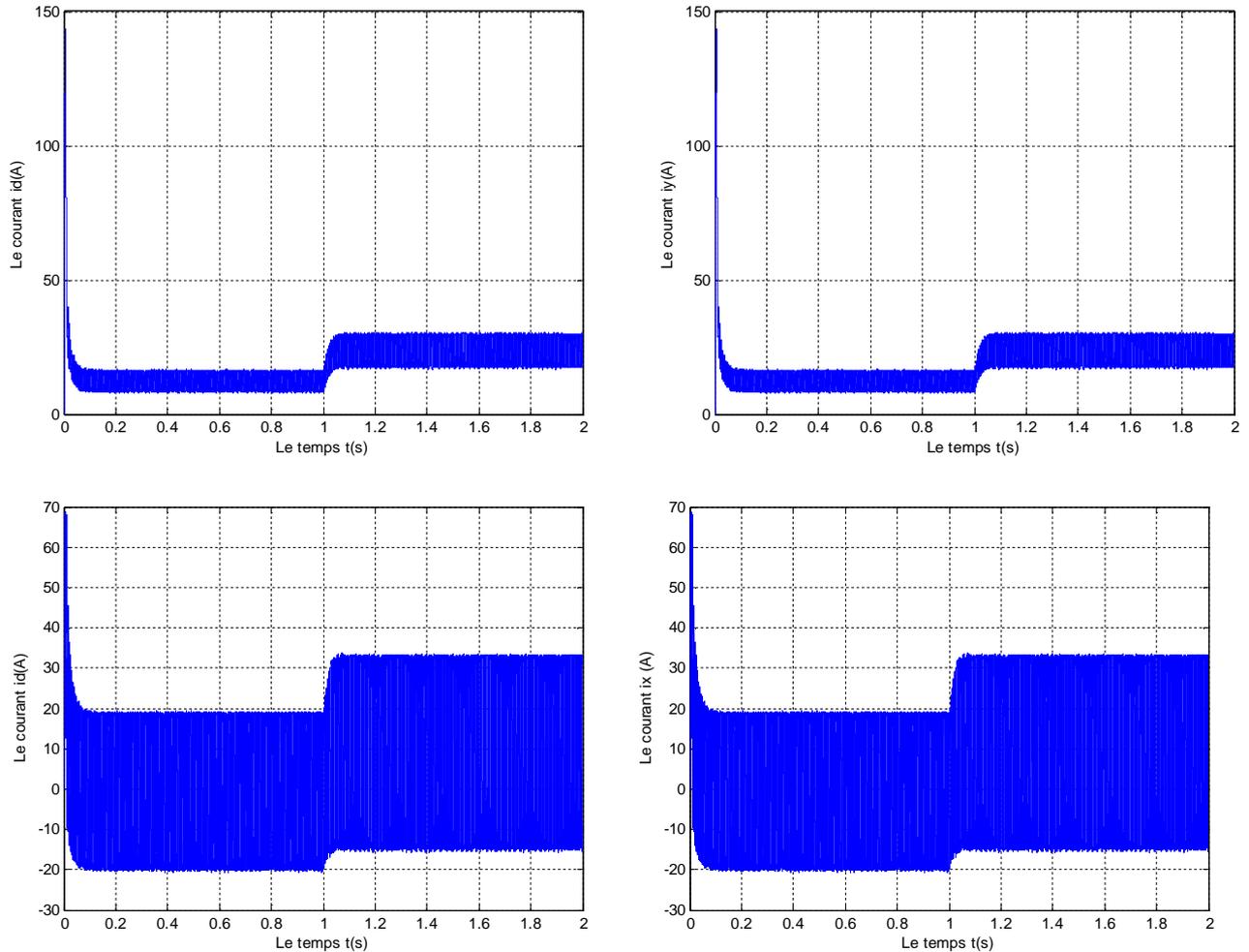


Figure III-4 : Deux Mas pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension avec application d'une charge $Cr=5N.m$ entre $t=1s$

III.7 Interprétation des résultats:

Pendant le régime transitoire, les couples électromagnétiques des deux machines présentent des oscillations qui se stabilisent enfin à une valeur qui correspond aux pertes à vide. Les vitesses de deux machines ont les mêmes formes que pour la vitesse d'une seule machine. Les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire, ces oscillations vont être diminuées.

On remarque des ondulations du couple électromagnétique et de la vitesse pour les deux machines, ces ondulations sont toujours dues à l'alimentation par l'onduleur de tension qui crée des harmoniques d'ordres supérieures.

III.8 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a étudié le système de deux machines synchrones pentaphasées montés en série et alimentées par une seule source de tension pentaphasée ainsi que le modèle de son alimentation.

Nous avons présenté aussi les résultats de simulation de deux MSAP pentaphasée montés en série et alimentées par un onduleur de tension pour différents types de fonctionnement.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (machine+alimentation), en alimentant la machine, on trouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et vitesse après un régime transitoire.

Dans cette partie, nous avons vu que le système possède des degrés de liberté en plus qui permis de contrôler les deux machines indépendamment l'une de l'autre.

Le dernier chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle indépendante de deux machines synchrones pentaphasées en série.

Chapitre IV

Commande Vectorielle de deux Machines Synchrones Pentaphasées à Aimants Permanent Connectées En Série

IV.1 Introduction:

La commande vectorielle de base est de la même structure pour une machine synchrone à aimant permanent, quel que soit le nombre de phases sur le stator. Une commande vectorielle pour une machine synchrone à aimant permanent en cinq phases est représentée dans la figure IV 1. Opération dans la région flux constant (région de la vitesse de base) n'est pris en charge et la commande vectorielle est la même pour les deux machines [26].

Les références de courant de phase pour les deux machines sont obtenus en utilisant la transformation de coordonnées, de la même manière que cela se fait pour une machine en trois phases.

L'objectif est d'accomplir la commande indépendante de toutes les machines polyphasées dans le groupe tout en utilisant un seul onduleur de tension.

Les enroulements statoriques des machines polyphasées peuvent être reliés en série permettant ainsi la commande vectorielle indépendante de chaque machine en utilisant des principes de commande vectorielle comme pour le cas de machines triphasées, bien que le système complet d'entraînement multi-moteur soit alimenté à partir d'un onduleur de tension polyphasé [22].

Dans ce chapitre nous étudions la commande vectorielle indépendante de deux machines synchrones pentaphasées en série.

IV.2 Commande vectorielle indépendante de deux MSAP pentaphasées en série:

IV .2.1 Principe:

L'analyse du modèle de deux MSAP pentaphasées en série trouvée dans le de chapitre précédant montre que en peut commandée les deux machine séparément [25][26][27].

Pour la machine 1:

$$\begin{cases} v_d^{INV} = \left((R_{s1} + R_{s2}) + P \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right) \right) i_d^{INV} - \omega_1 \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} \right) i_q^{INV} \\ v_q^{INV} = \left((R_{s1} + R_{s2}) + P \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right) \right) i_q^{INV} + \omega_1 \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} \right) i_d^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega_1 \phi_{f1} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} v_x^{INV} = \left((R_{s1} + R_{s2}) + P \left(l_{s2} + \frac{5}{2} m_{s2} + l_{s1} \right) \right) i_x^{INV} - \omega_2 \left(l_{s2} + \frac{5}{2} m_{s2} \right) i_y^{INV} \\ v_y^{INV} = \left((R_{s1} + R_{s2}) + P \left(l_{s2} + \frac{5}{2} m_{s2} + l_{s1} \right) \right) i_y^{INV} + \omega_2 \left(l_{s2} + \frac{5}{2} m_{s2} \right) i_x^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega_2 \phi_{f2} \end{cases} \quad (IV.2)$$

$$C_{e1} = p \left((L_d - L_q) i_d^{INV} i_q^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_{f1} i_q^{INV} \right) \quad (IV.4)$$

$$C_{e2} = p \left((L_x - L_y) i_x^{INV} i_y^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_{f2} i_y^{INV} \right) \quad (IV.5)$$

Les deux équations sont totalement indépendante, donc on peut commander chaque machine Avec deux commande vectorielle et utilisant un seul onduleur.

Le couple de premier machine commande par les deux courants (I_d^{INV}, I_q^{INV}) et pour la machine2 le couple commandée par les deux courant (I_x^{INV}, I_y^{INV}) .

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d^{INV} et I_x^{INV} nulles. Nous contrôlons les couples uniquement par les courants I_q^{INV} et I_y^{INV} . On règle ainsi les vitesses par la composante I_q^{INV} et I_y^{INV} . [26]

La commande vectorielle standard permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure suivante [27].

Les références de tension globale sont ensuite formées sur le schéma de raccordement de la Fig III. 1, alors que [26]:

$$\begin{aligned}
 v_A^* &= v_{as1}^* + v_{as2}^* \\
 v_B^* &= v_{bs1}^* + v_{cs2}^* \\
 v_C^* &= v_{cs1}^* + v_{es2}^* \\
 v_D^* &= v_{ds1}^* + v_{bs2}^* \\
 v_E^* &= v_{es1}^* + v_{ds2}^*
 \end{aligned} \tag{IV.6}$$

L'utilisation de la matrice avec l'équation donne

$$\begin{aligned}
 i_\alpha^{INV} &= i_{\alpha 1} = i_{x2} \\
 i_\beta^{INV} &= i_{\beta 1} = -i_{y2} \\
 i_x^{INV} &= i_{x1} = i_{\alpha 2} \\
 i_y^{INV} &= i_{y1} = i_{\beta 2}
 \end{aligned} \tag{IV.7}$$

Les matrices de rotation $\alpha\beta, dq$ utilisées sont :

Pour la machine 1:

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ -\sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \tag{IV.8}$$

Pour la machine 2:

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \sin(\theta_2) \\ -\sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \tag{IV.9}$$

Les matrices de rotation inverse $dq \alpha\beta$ utilisées sont :

Pour la machine 1:

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) \\ \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \tag{IV.10}$$

Pour la machine 2:

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \tag{IV.11}$$

Une illustration du système de la commande vectorielle de deux machines pentaphasées complète est donnée sur la Fig. IV.1[26].

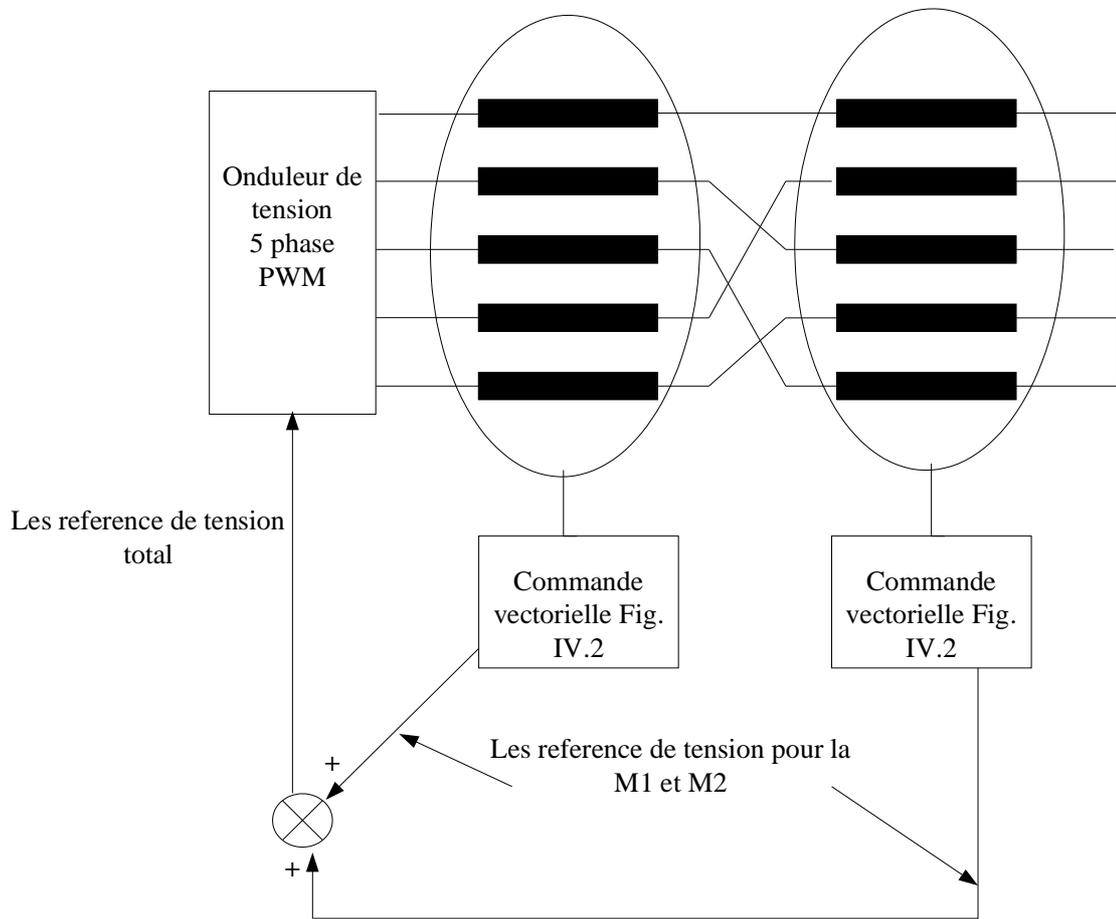


Figure (IV-1) Schéma bloc de la commande vectorielle de deux MSAP pentaphasée connectée en série.

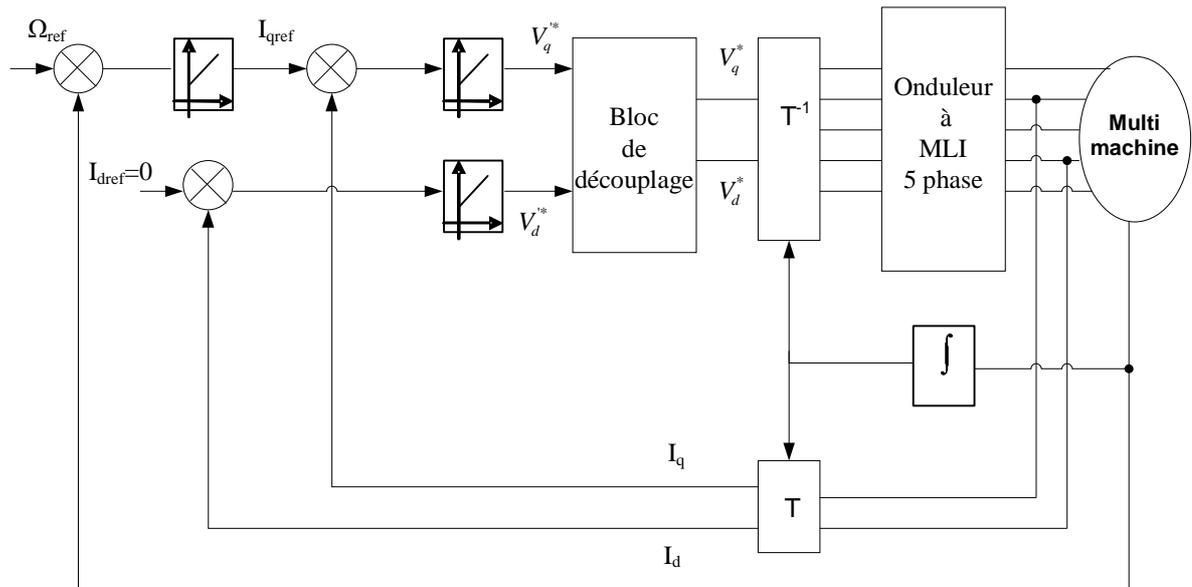
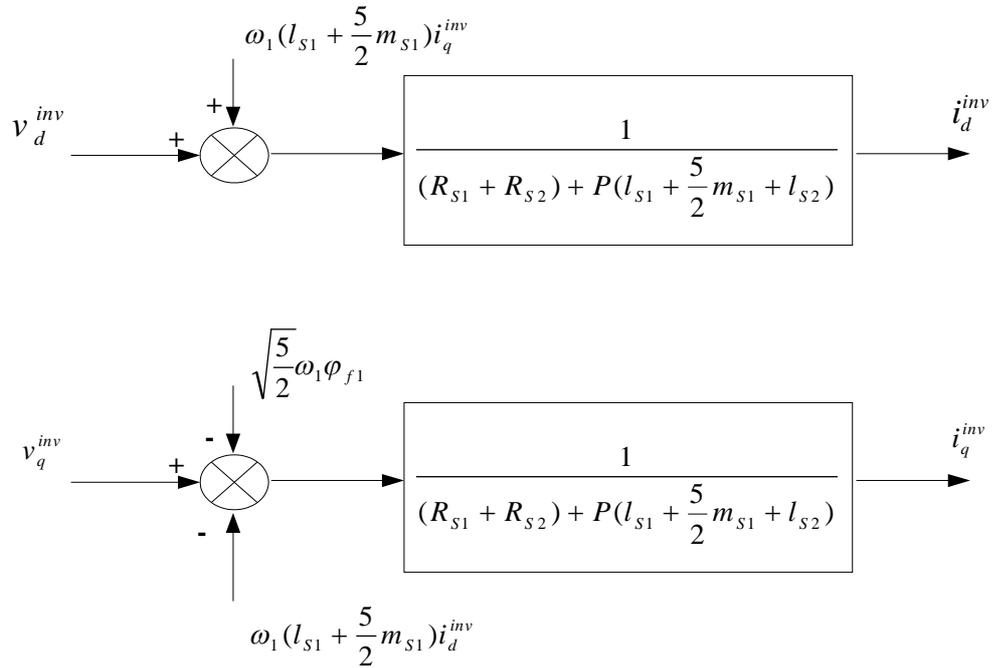


Figure (IV-2) : Schéma bloc de la commande vectorielle d'une MSAP pentaphasée.

IV.2.2 Découplage:

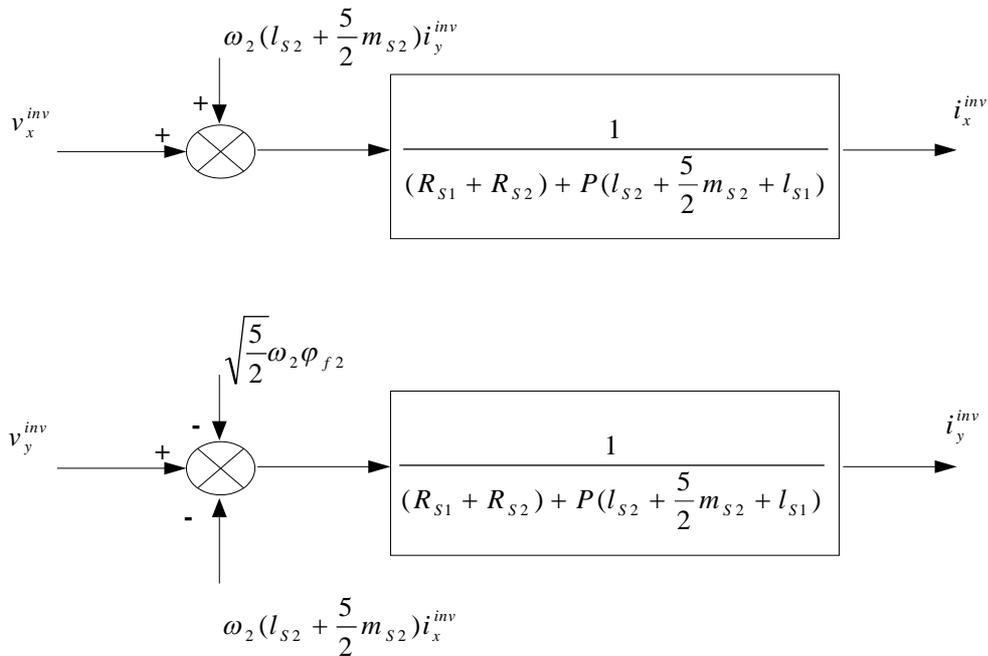
L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator des deux machines soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d, q de la première machine et x, y de la deuxième machine.

La figure (IV.3) représente le couplage entre les axes d et q pour la machine 1:



FigureIV.3 : Description des couplages pour la machine1.

La figure (IV.3) représente le couplage entre les axes x et y pour la machine 2:



FigureIV.3 : Description des couplages pour la machine2.

A partir des équations (IV.1), (IV.2), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure IV.5) pour la machine 1 et (figure IV.7) pour la machine 2.

Pour la machine 1 :

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} v_d^{INV} = v_d'^{INV} + e_d \\ e_d = -\omega_1 \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} \right) i_q^{INV} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Alors :

$$\frac{i_d^{INV}}{v_q^{INV}} = \frac{1}{(R_{s1} + R_{s2}) + S \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right)} \quad (IV.13)$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} v_q^{INV} = v_q'^{INV} + e_q \\ e_q = \omega_1 \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} \right) i_d^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}} \omega_1 \phi_{f1} \end{cases} \quad (IV.14)$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_q^{INV}}{v_q^{INV}} = \frac{1}{(R_{s1} + R_{s2}) + S \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right)} \quad (IV.15)$$

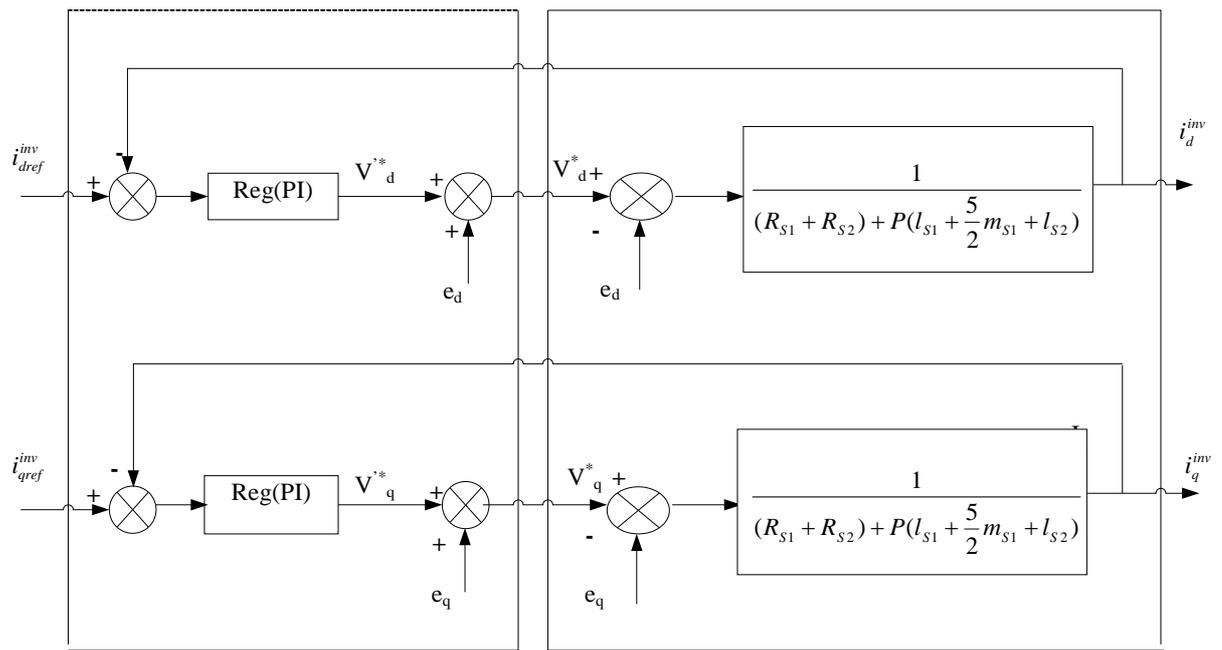


Figure IV.5 : Découplage par compensation pour la machine1.

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

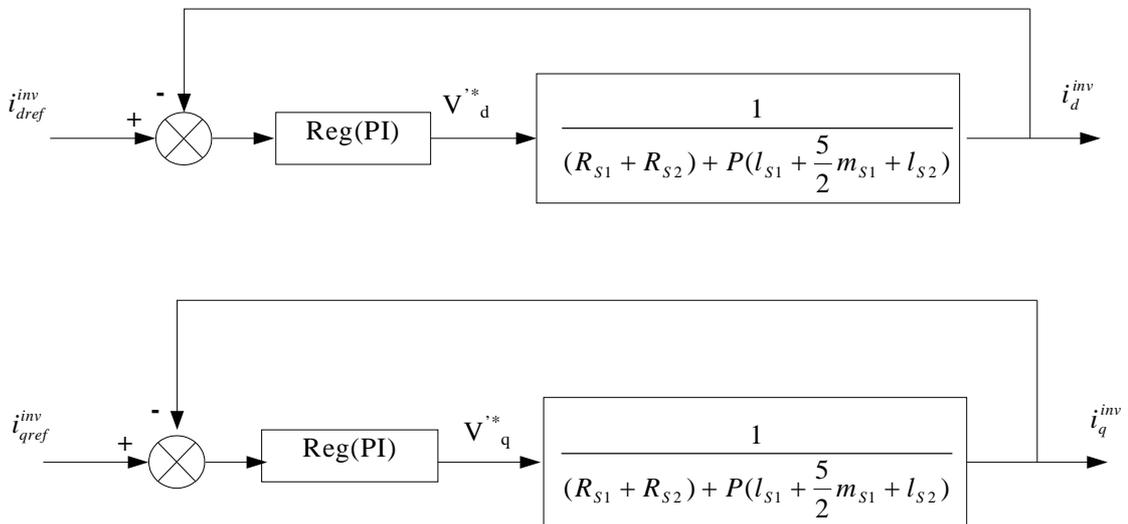


Figure IV.6 : Commande découplée pour la machine1.

Pour la machine2:

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe x en deux parties :

$$\begin{cases} v_x^{INV} = v_x^{INV} + e_x \\ e_x = -\omega_2(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2})i_y^{INV} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Alors :

$$\frac{i_x^{INV}}{v_x^{INV}} = \frac{1}{(R_{s1}+R_{s2})+s(l_{s2}+\frac{5}{2}m_{s2}+l_{s1})} \quad (IV.17)$$

La perturbation e_x est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} v_y^{INV} = v_y^{INV} + e_y \\ e_y = \omega_2(l_{s2} + \frac{5}{2}m_{s2})i_x^{INV} + \sqrt{\frac{5}{2}}\omega_2\phi_{f2} \end{cases} \quad (IV.18)$$

De la même façon, le terme e_y est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_y^{INV}}{v_y^{INV}} = \frac{1}{(R_{s1}+R_{s2})+s(l_{s2}+\frac{5}{2}m_{s2}+l_{s1})} \quad (IV.19)$$

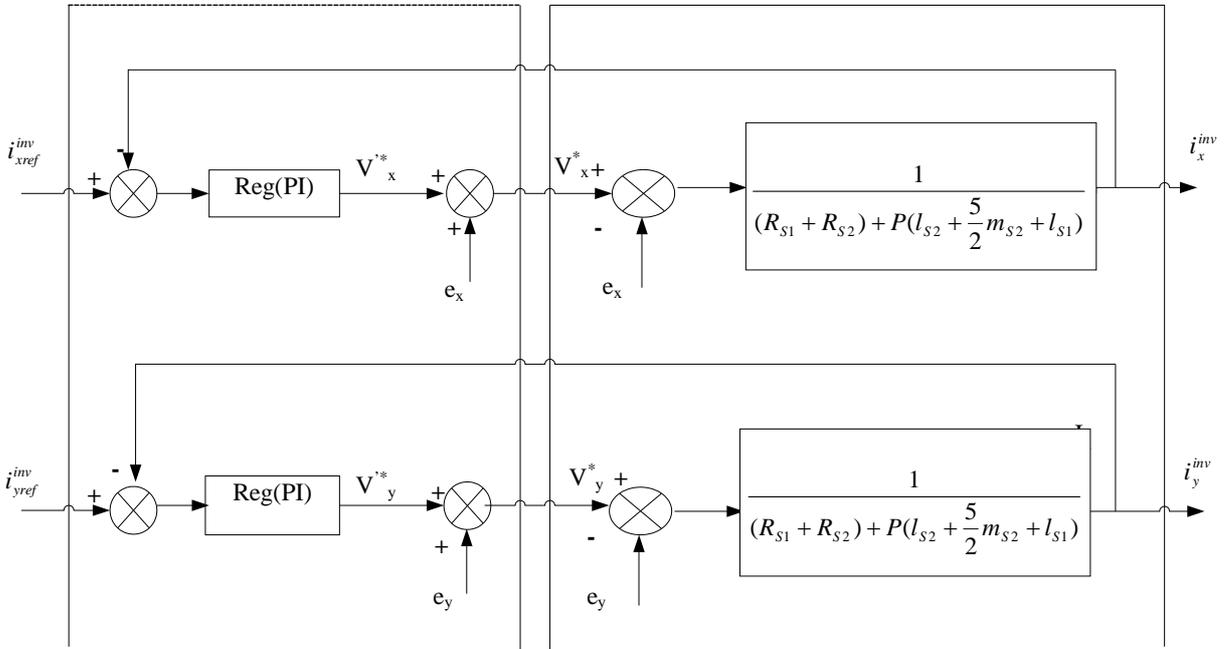


Figure IV.7 : Découplage par compensation pour la machine2.

Les actions sur les axes x et y sont donc découplées.

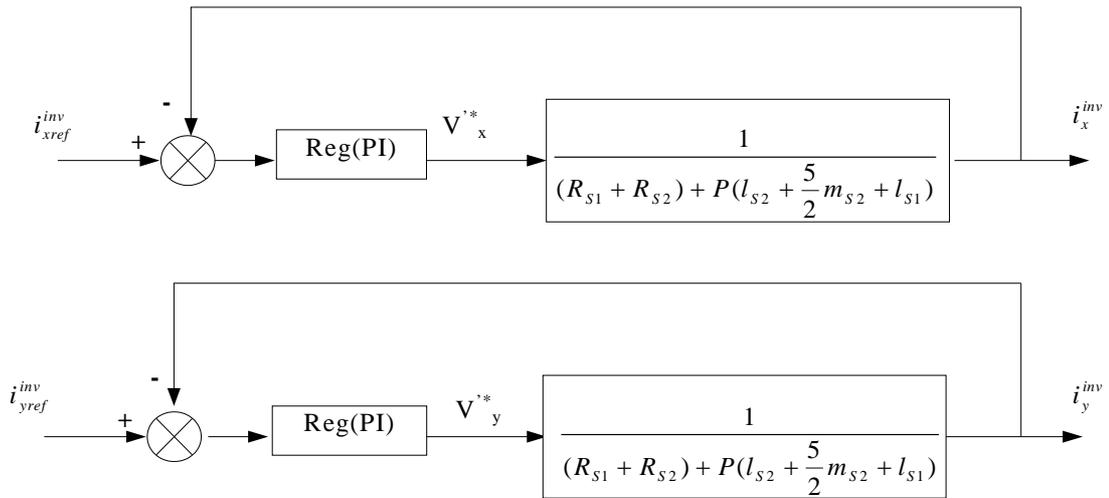


Figure IV.8: Commande découplée pour la machine2.

IV.3 Régulation:

IV.3.1 Régulation de la boucle interne des courants I_d^{INV} et I_x^{INV} :

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d’abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse et le couple. Il est également nécessaire d’assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l’automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l’avantage d’être simples et faciles à mettre en oeuvre.

Le système présente donc pour la régulation on de Id pour la machine1 et Iix pour la deuxième machine un schéma bloc selon la (figure IV.8).

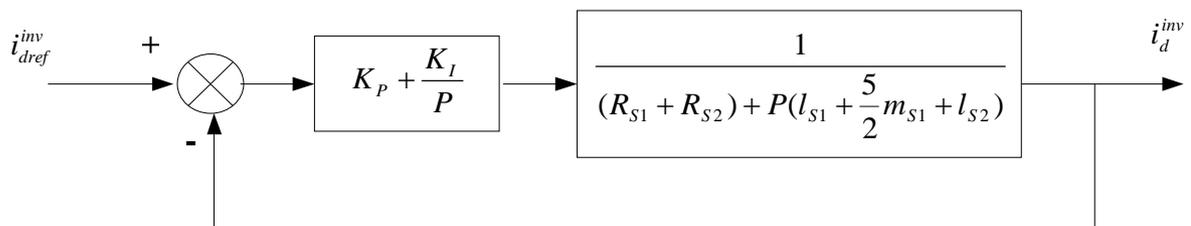


Figure IV.9 : Boucle de régulation de courant Id.

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q^{INV} .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(P)$ est

$$F_{bo}(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \left(\frac{1}{(R_{s1} + R_{s2}) + S \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right)} \right) \quad (IV.20)$$

Compensons le pôle $\left(\frac{l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2}}{(R_{s1} + R_{s2})} \right)$ par $\left(\frac{K_p}{k_i} \right)$

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right)}{(R_{s1} + R_{s2})} \quad (IV.21)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(S) = \frac{K_i}{S(R_{s1} + R_{s2})} \quad (IV.22)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps :

$$\tau_{bf} = \frac{(R_{s1} + R_{s2})}{K_i} \quad (IV.23)$$

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{(R_{s1} + R_{s2})}{K_i} S + 1} \quad (IV.24)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_i = \frac{(R_{s1} + R_{s2})}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3 \left(l_{s1} + \frac{5}{2} m_{s1} + l_{s2} \right)}{t_{rep}} \\ K_{id} = \frac{3(R_{s1} + R_{s2})}{t_{rep}} \end{cases} \quad (IV.25)$$

De même manière on trouve les constantes de régulateurs pour le courant I_x^{INV} :

$$\begin{cases} K_{px} = \frac{3 \left(l_{s2} + \frac{5}{2} m_{s2} + l_{s1} \right)}{t_{rep}} \\ K_{ix} = \frac{3(R_{s1} + R_{s2})}{t_{rep}} \end{cases} \quad (IV.26)$$

IV.3.2 Régulation de la boucle interne des courants I_q^{INV} et I_y^{INV} :

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants I_q^{INV} et I_y^{INV} que pour dimensionner les régulateurs des courants I_d^{INV} et I_x^{INV} , on trouve les mêmes coefficients (K_{pq}, K_{iq}) pour la machine 1 et (K_{py}, K_{iy}) pour la machine 2.

II.3.3 Détermination du Régulateur de Vitesse:

Les mêmes calculs sont faits pour dimensionner les régulateurs des vitesses Ω_1 et Ω_2 que pour la vitesse Ω d'une seule machine, et puisque les deux machines ont les mêmes paramètres on trouve les mêmes constantes pour les deux régulateurs.

Par identification on trouve:

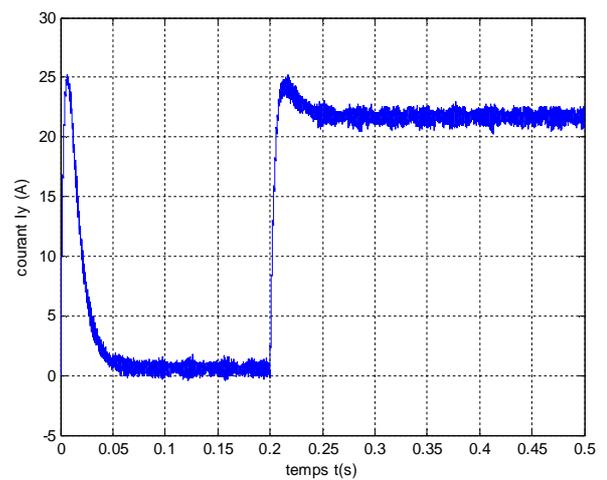
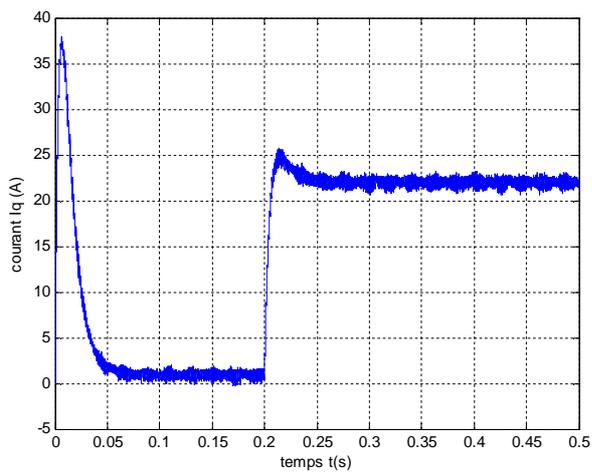
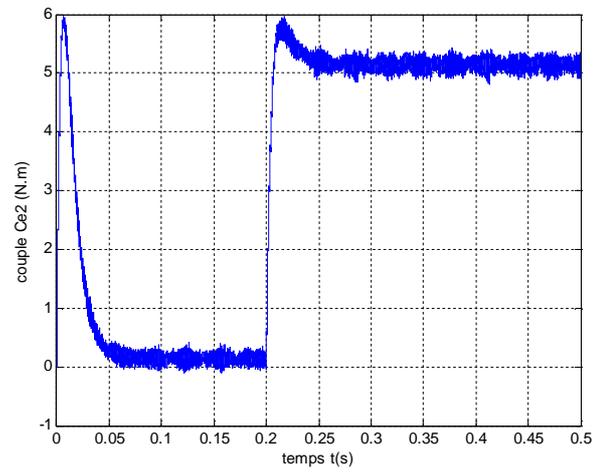
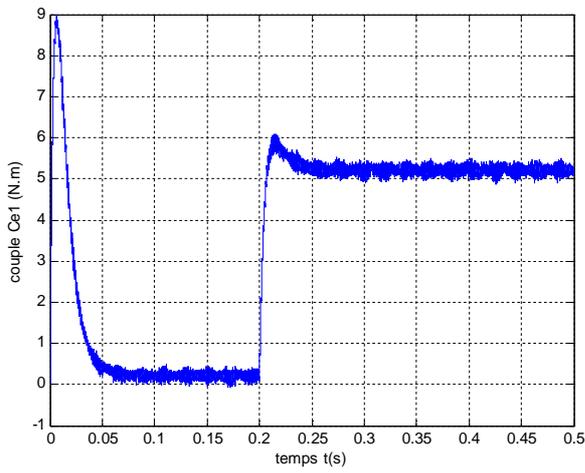
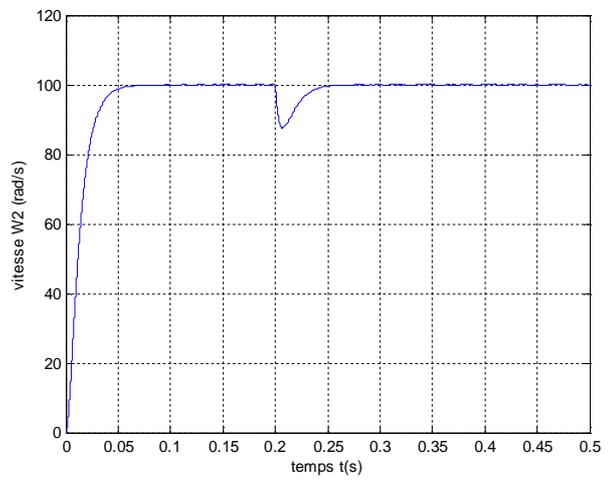
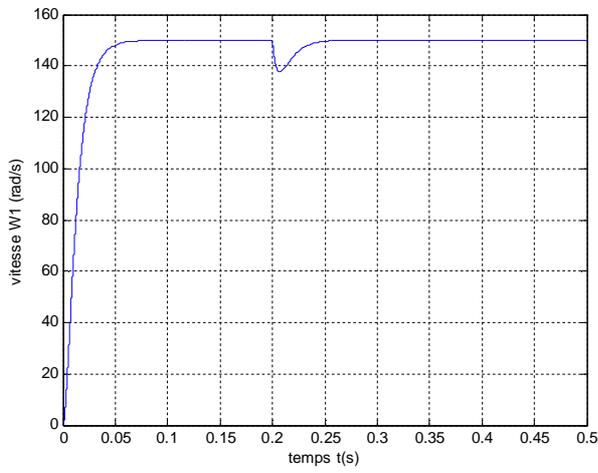
Pour la machine 1:

$$\begin{cases} K_{p\Omega_1} = \frac{2\rho J_1 - f}{p\varphi_{f_1}} \\ K_{i\Omega_1} = \frac{2\rho^2 J_1}{p\varphi_{f_1}} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} K_{p\Omega_2} = \frac{2\rho J_2 - f}{p\varphi_{f_2}} \\ K_{i\Omega_2} = \frac{2\rho^2 J_2}{p\varphi_{f_2}} \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

IV.4 Résultats de simulation:



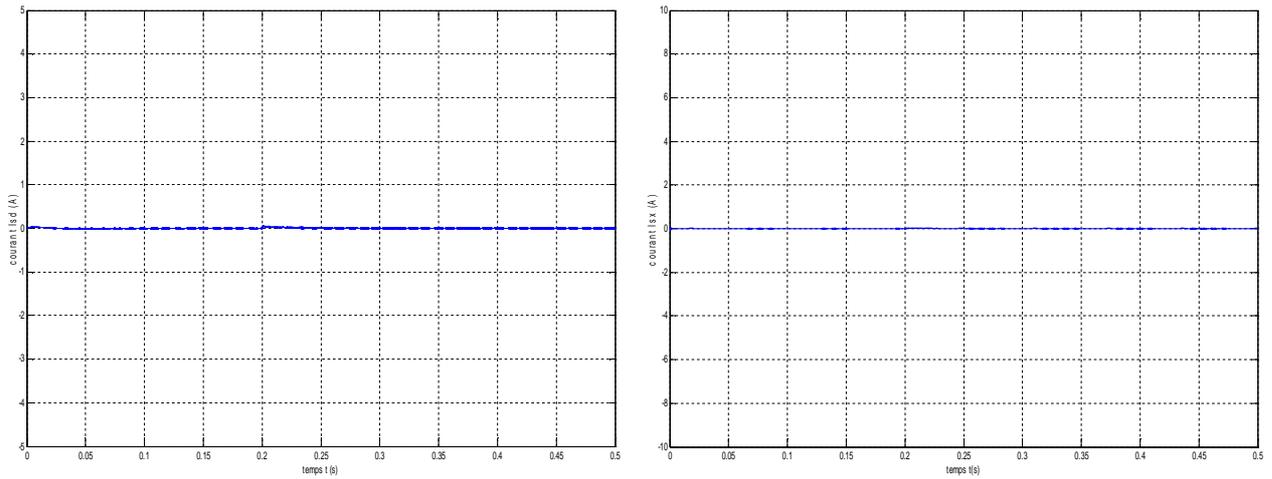
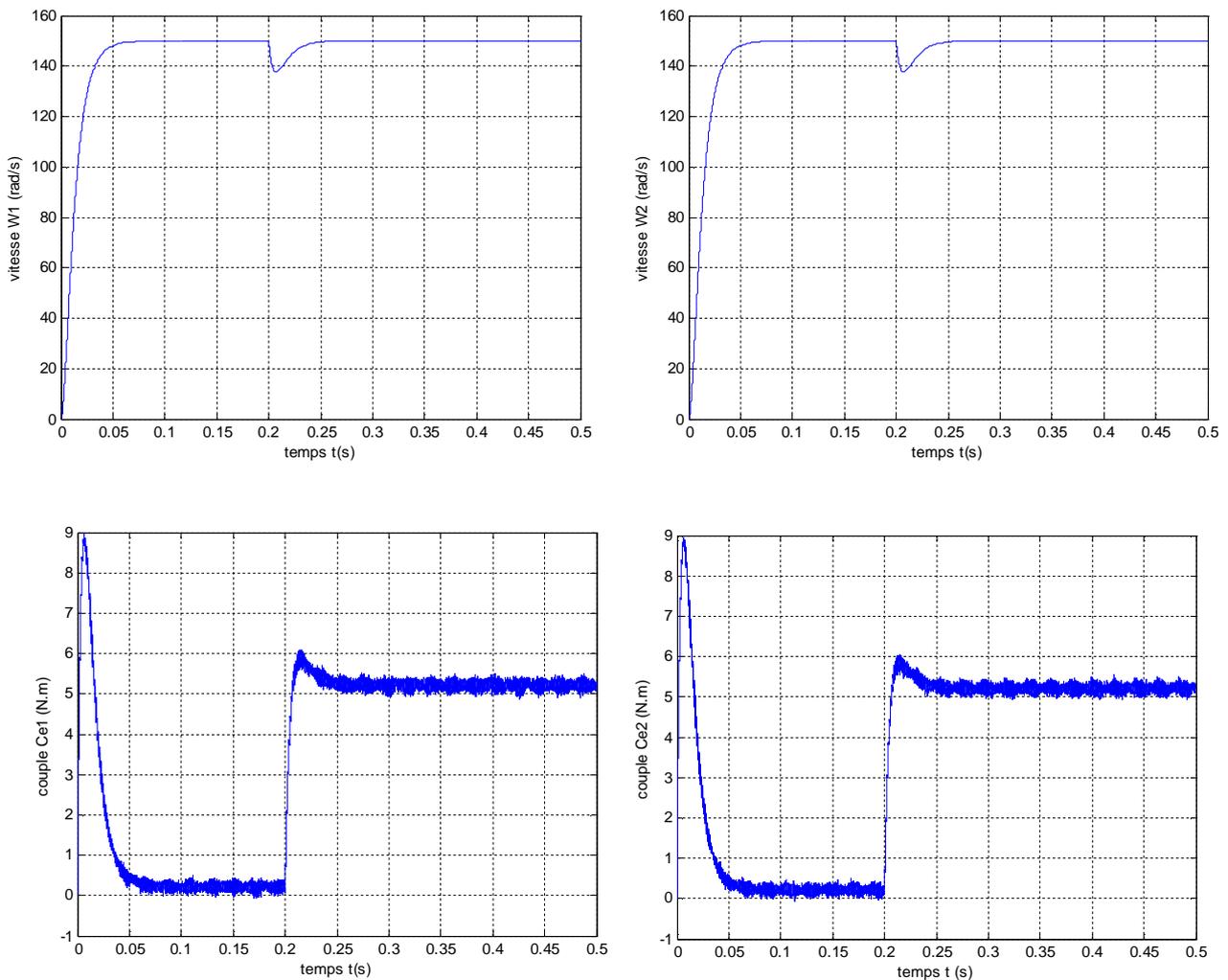


Figure IV.10: performance de la de commande vectorielle de deuxMSAP pentaphasées en série en charge avec ($C_r=5 \text{ N.m}$ à $t=0.2 \text{ s}$)



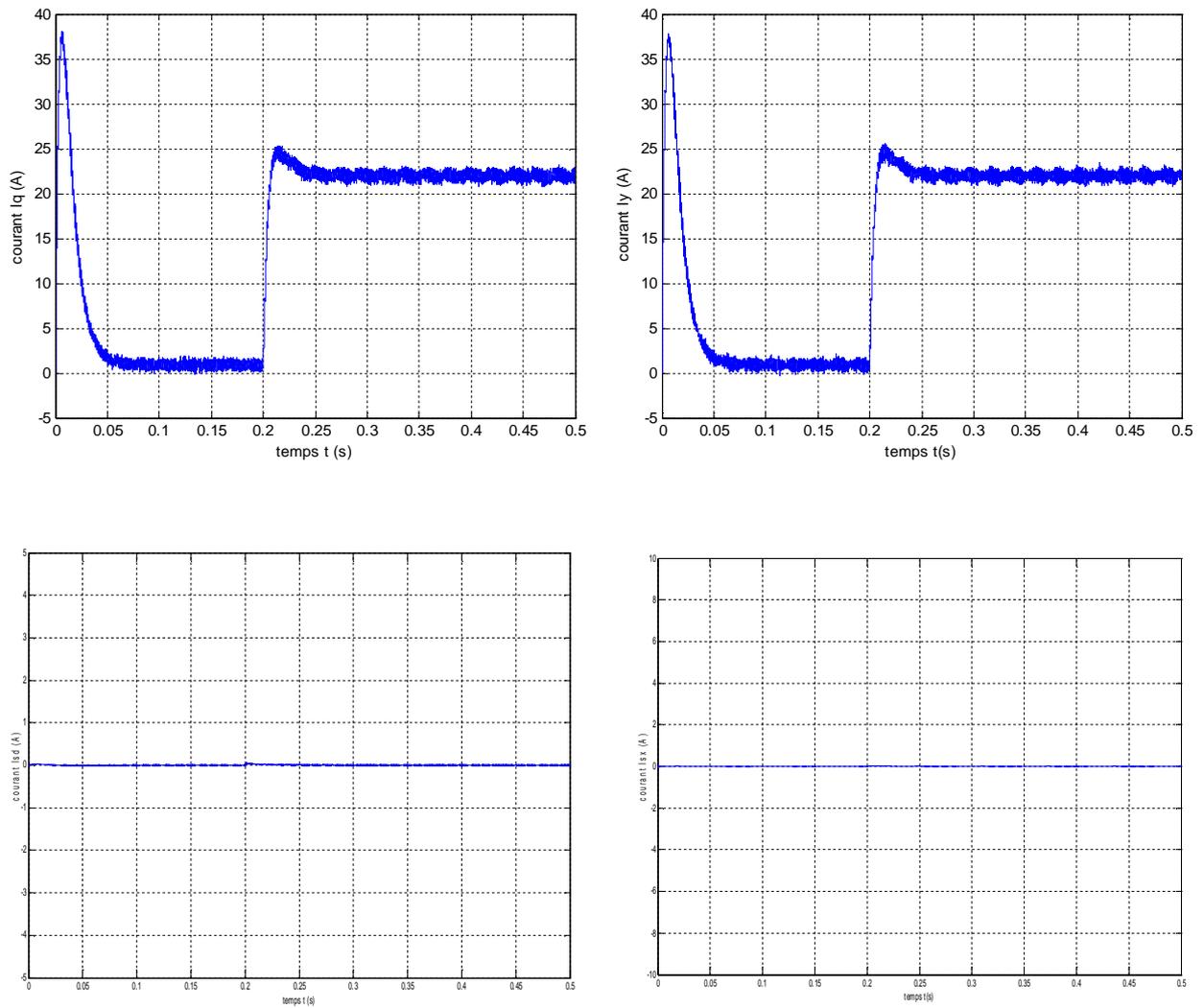


Figure IV.11: performances de la commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série en charge pour la même consigne de vitesse 150rad/s

IV.5 Interprétation des résultats:

Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension pour deux consigne de vitesse déférente figure IV.10.

On remarque d'après la figure que, lors du démarrage à vide de deux MSAP pentaphasées pour le premier échelon de consigne de 150 rad/s et pour le deuxième échelon de consigne de 100 rad/s:

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 Nm.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série (le courant I_d^{INV} et I_x^{INV} est nulle).
- le courant I_q^{INV} est l'image du couple1.
- le courant I_y^{INV} est l'image du couple2.

dexiemment nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de deux MSAP pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension pour deux consigne de vitesse de même valeur 150 rad/s figure IV.11.

IV.6 Conclusion:

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliqué aux deux machines synchrones pentaphasées à aimants permanent (MSAP) en série. Nous avons d'abord présenté brièvement la théorie de la commande vectorielle utilisant des régulateurs de type PI.

On a présenté aussi quelques résultats de simulation pour tester la loi de commande vectorielle de la vitesse sur les deux MSAP pentaphasées montés en série. Ces résultats de simulation montrent des performances acceptables.

La transposition des phases de deux machines nous a permis d'avoir plus de degré de liberté sur les axes des courants et ainsi de commander les deux machines indépendamment.

La commande vectorielle indépendante de deux machines dans ce chapitre a donnée des bons résultats et a permis de découpler la commande de flux et du couple pour les deux machines. Ce qui a permis de commander plusieurs machines en série et avec différents types de machines polyphasées.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle de deux machines synchrones pentaphasées à aimants permanents connectées en série.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP pentaphasée. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine pentaphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension pentaphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone pentaphasée à aimant permanent alimentée par onduleur MLI. Cette technique a permis de découpler le flux et le couple, ce qui a simplifier le modèle qui est devenu semblable a celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats ont montrés le bon suivi des grandeurs de références après le régime transitoire avec un bon maintien du découplage.

Dans le troisième chapitre nous avons donné un des exemples des systèmes multimachines polyphasées. Un système de deux machines synchrones pentaphasées à aimants permanents montées en série et alimentées par onduleur de tension a été présenté, la transformation de Clark et de Park nous a permis d'obtenir un modèle mathématique des deux machines en série plus simple et facile à commander. Les résultats de simulations nous ont permis de valider notre modèle.

Le nombre de degrés supplémentaires pour les deux machines et la transposition des phases ont permis de commander les deux machines indépendamment l'une de l'autre.

La commande vectorielle indépendante de deux machines dans le quatrième chapitre a donnée des bons résultats et a permis de découpler la commande de flux et du couple pour

les deux machines. Ce qui a permis de commander plusieurs machines en série et avec différents types de machines polyphasées.

Les résultats ont montré un bon suivi des grandeurs de références après le régime transitoires et le découplage à été maintenu.

Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres des machines ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres des machines variant soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande.

Suggestions

Il n'est pas à ignorer que l'étude de la M.S.A.P pentaphasée est une étude très important, toute fois il est possible 'améliorer les performance de ses méthodes, on utilisant des techniques de contrôle plus sophistiquées, en essayant de tenir compte de la saturation et des différentes pertes, avec la présence des amortisseurs. étude d'autres alimentations avec l'utilisation des techniques des onduleurs multi niveaux et multicellulaires, et identification paramétrique de la machine et la régulation de vitesse en utilisant l'espace d'état et le mode glissant.

ANNEXE

Paramètres de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents utilisée :

	Puissance	3KW
R_s	Résistance statorique	0.6 Ω
L_d	Inductance suivant l'axe d	1.4.10 ⁻³ H
L_q	Inductance suivant l'axe q	2.8.10 ⁻³ H
V	Tension nominale	220 V
J	Moment d'inertie	1.1.10 ⁻³ Kg/m ²
f	Frottement visqueux	1.4.10 ⁻³ N.m/rd/sec
p	Nombre de paire de pole	2
n	Vitesse nominale	1500 tr/m
ϕ_f	Flux permanent	0.12 Web

- [01] : José Roberto, Recherche de commande simplifiées pour des moteurs à commutation électronique à nombre de phases élevé. *Mémoire présenté à la faculté des études supérieures de l'université Laval pour l'obtention du grade de maître ès sciences (M.SC) MAI 2003*
- [02] : Xavier Kesty. Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseur –machines polyphasées. Thèse de docteur de l'université de lille 1 mention génie électrique. Décembre 2003;
- [03] : Guy sturtzer, eddie smigiel, " modélisation et commande des moteurs triphasés" *Ellipses Edition 2000*
- [04] : F, Benchabane, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering". *Mémoire de Magister. Université de Université Mohamed Kheider – Biskra, 2006.*
- [05] : Lazhari NEZLI. Contribution à la commande par les techniques modernes des machines synchrones. *Thèse de doctorat d'état en G-électricité, ENP, 2006.*
- [06] : Mo. Mahmoudi, "Sur la commande de la MAS alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la Mas; Commande par mode de glissement avec orientation du champ", *Thèse de doctorat d'état en G-électricité, ENP, 1999.*
- [07] : M pinard, "commande électronique des moteurs électriques", *Edition DUNOD, Paris, 2004.*
- [08] : Etienne Robert-Dehault, "Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentés par des onduleurs MLI", *Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.*
- [09] : H.A.Toliyat, H.Xu, L.J.Petersen, "Five-Phase Induction Motor Drives With DSP-Based Control System" *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no. 4, July 2002, pp.524-533.*
- [10] : Atif Iqbal, "dynamic performance of vector-controlled five-phase synchronous reluctance motor drive: an experimental investigation" *IET Elect. power Appl.2008, vol.05*
- [11] : TITAOUINE, A. " Commande d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents et estimation de ces paramètres " *Thèse de Doctorat. Université de Université Mohamed Kheider – Biskra, 2006.*
- [12] : Nait-Said. M. S, " Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil :
- Robustesse Contre les Dérives Paramétriques
 - Amélioration des Performances Energétiques
- Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.*
- [13] : Grellet.G, Clerc, G. " Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" *Eyrolles, Deuxieme Edition 2000.*

- [14] : Achour, A. " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents" . *Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach, 1999.*
- [15] : Boussak, M. Pilioua-Sendo, R. " Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". *16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre.*
- [16] : Ziane, H. Rekioua, T. " Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur" *3^{ème} Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.*
- [17] : Abed, A. " Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone ". *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002.*
- [18] : J. N. Verhille, A. Bouscayrol, P. J. Barre, J.C. Mercieca, J. P. Hautier, E. Semail, "Torque tracking strategy for anti-slip control in railway traction systems with common supplies", *IEEE-IAS'04, Seattle (Washington), October 2004, vol. 4. pp. 2738-2745.*
- [19] : E.Semail, E. Levi, A Bouscayrol, X.Kestelyn, "Multi-Machine modeling of Two series Connected 5-Phases synchronous Machines: Effect of harmonics on Control", *IEEE-IAS'04, Seattle (Washington), October 2004, Vol.1, pp.71-78.*
- [20] : M. Jones, E. Levi, "Combining Induction and Synchronous Machines in a Seven-Phase Series Connected Three-Motor Drive", *EPE-PEMC'04, Riga (Latvia), September 2004, CD-ROM.*
- [21] : DIXON, J. W., CONTARDO, L. M., MORÂN, L. A., 1999 A Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp, 724-729.
- [22] : E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A novel concept of a multiphase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, pp. 320-335, 2004.
- [23] : E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Even-phase multimotor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 5, pp. 580–590,2003.
- [24] : D.C. White, H.H. Woodson, "Electromechanical Energy Conversion," *New York, NY: John Wiley and Sons, 1959.*
- [25] : M. Jones E. Levi, , S.N. Vukosavic ,H.A. Toliyat and atif iqbal " Modelling, Control and Experimental Investigation of a Five-Phase Series-Connected Two-Motor Drive with Single Inverter Supply," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 54, no. 3,June2007.
- [26] : M. Jones E. Levi, , S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A five-phase two-machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter," *European Power*

Electronics (EPE) and Drives Journal, vol. 14, no. 3, 2004, pp. 38-48.

- [27] : Atif Iqbal “Modelling and control of séries connected five phase and six phase two motor drives” *A thesis submitted in partial fulfilment of the requirements of Liverpool John Moores University for the degree of Doctor of Philosophy August 2005*