

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**



**Ecole Nationale Polytechnique**

**Département du Génie Electrique**

**Laboratoire de Commande des  
Processus**



# **MEMOIRE DE MAGISTER**

En vue d'obtention du diplôme de Magister en  
**Automatique**

**Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique**

Présenté par :

**Zouaid Omar**

Ingénieur d'état en électrotechnique, de l'université de Bejaia

## **Thème**

**Commande Vectorielle De  
Deux Machines Asynchrones Pentaphasées En Série**

**Soutenue publiquement le: 08/07/2009 devant le jury composé de:**

Président :	<b>Mr. MO.Mahmoudi</b>	<b>Professeur à l'ENP</b>
Directeur de thèse:	<b>Mr. L. Nezli</b>	<b>Maitre de conférences à l'ENP</b>
Examineurs :	<b>Mr. R.Tahmi</b>	<b>Maitre de conférences à l'ENP</b>
	<b>Mme.H Sahraoui</b>	<b>Maitre de conférences à l'ENP</b>
	<b>Mr. D.Larabi</b>	<b>Maitre de conférences à l'USTHB</b>

**Année universitaire 2008/2009**

### ملخص:

يهدف هذا العمل إلى دراسة التحكم الشعاعي لآلتين كهربائيتين لاتزامنيتين خماسيتي الطور مترابطتين على التسلسل مغذتين من طرق موج التوتر وحيد. حيث خصصنا الشطر الأول لتمثيل ولتحكم الماكنة اللتزامنية خماسية الطور ثم اهتمنا في الشطر الثاني لدراسة التحكم الشعاعي لماكنة اللتزامنية خماسية الطور الذي يسمح بالتحكم في الحقل المغناطيسي والعزم المولد من طرف المحرك ، كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل. في الشطر الثالث قمنا بدراسة نموذج لآلتين كهربائيتين لاتزامنيتين خماسيتي الطور مترابطتين على التسلسل، ثم قمنا باستخدام التحكم الشعاعي المستقل للآلتين و الذي يسمح بالتحكم في الحقل المغناطيسي والعزم المولد لكل المحرك بصفة مستقلة.

**كلمات مفتاحية:** التين كهربائيتين لاتزامنيتين خماسيتين 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 asynchrones 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 MAS 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 asynchrones pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension pentaphasé.

Dans la dernière partie nous avons présenté la commande vectorielle indépendante de deux MAS 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 asynchrones 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 asynchronous machine 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 asynchronous machines. 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:** A Five-Phase Series-Connected Two asynchronous machine, voltage inverter, mathematical model, vector control, regulator.

## *Remerciements*

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.*

*Pour ses précieux conseils et suggestions, je voudrais exprimer ma gratitude à mon encadreur ; Mr **L.Nezli**, Maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son aide permanent et son encouragement qu'ils m'ont prodigués, pour ses compétences et son esprit critique qui ont été pour moi un soutien pour la réalisation de ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à :*

- *Monsieur **Mo. Mahmoudi**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*
- *Madame **H.Sahraoui**, Maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour avoir accepté de participer à mon jury de soutenance.*
- *Monsieur **R. Tahmi**, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour avoir accepté de participer à mon jury de soutenance.*
- *Monsieur **D.Larabi**, chargé de cours à l'USTHB de Bab Ezzouar pour avoir accepté de participer à mon jury de soutenance.*

*Mes remerciements vont également à Mr **N.henini** qui m'a vraiment aidé et soutenu tout au long de ce travail.*

*Que tous mes amis, l'expression de ma profonde gratitude pour leur soutien moral dont ils ont fait preuve à mon égard.*

*Enfin, que tous ceux, qui de près ou de loin, ont participé à l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de mes meilleurs remerciements.*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à :*

- ❖ *. Mes chers parents,*
- ❖ *. Tous mes frères ET ma soeur,*
- ❖ *. Toute ma famille,*
- ❖ *. Tous mes chers amis,*
- ❖ *. Tous les gens qui me connaissent*

# SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
NOTATION ET SYMBOLES.....	IV
INTRODUCTION GENERALE.....	1
<b>CHAPITRE I : Généralités, Modélisation de la Machine Asynchrone pentaphasée</b>	
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 GENERALITES.....	4
I.2.1 Principe de fonctionnement .....	4
I.2.2 Avantages de la machine asynchrone.....	5
I.2.3 Inconvénients de la machine asynchrone .....	5
I.3 PRESENTATION DES MACHINES POLYPHASEES.....	5
I.3.1. Fiabilité des machines polyphasées .....	6
I.3.2. Segmentation de la puissance.....	7
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE.....	7
I.4.1 hypothèses simplificatrices.....	7
I.4.2 modèle dynamique de la machine asynchrone pentaphasée.....	8
I.4.3 Equations électriques de la machine asynchrone pentaphasée.....	8
I.4.4 Equation mécanique de la machine asynchrone pentaphasée.....	10
I.4.5 Transformation de Park .....	11
A- Le modèle dans un repère stationnaire Concordia .....	11
B- Le modèle dans un repère rotatif .....	13
I.5 EQUATIONS DANS LES AXES d ET q.....	14
A-Equations électriques d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q.....	14
B-Equations magnétiques d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q.....	15
C-Equations finales.....	16
I.6.MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT.....	17
I.7.MODELISATION DE L' ALIMENTATION.....	18
I.7.1. Modélisation du redresseur.....	18
I.7.2. Modélisation du filtre.....	20
I.7.3. Modélisation de l' onduleur .....	21

I.8. Les tensions dans les phases de la MAS .....	22
I.9. Commande en courant par la stratégie à hystérésis.....	24
I.10. RESULTATS DE SIMULATION .....	25
I.10.1. Alimentation directe et par l'onduleur de tension.....	25
I.10.2. Interprétations des résultats de simulation.....	28
I.11.CONCLUSION.....	29

## **CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE de la machine asynchrone pentaphasée**

II.1 INTRODUCTION.....	30
II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	31
II.3.LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE...	33
II.3.1.Modèle de la machine asynchrone pentaphasé.....	33
A-Avant découplage .....	33
B-après découplage .....	33
II.3.2 Stratégie de la commande vectorielle .....	34
A. Commande vectorielle indirecte .....	34
B. Commande vectorielle directe .....	35
II.4 Commande par orientation de flux orienté .....	35
II.5.COMMANDE MLI DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE.....	37
II.6. FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR DE TENSION MLI PENTAPHASEE.....	37
II.6.1.La technique triangulo-sinusoidale.....	38
II.6.2.Onduleurs à trois niveaux à MLI avec une seule porteuse unipolaire.....	39
II.6.3.Onduleurs à trois niveaux à MLI avec deux porteuses unipolaire.....	43
II.7.CALCUL DES REGULATEURS.....	46
II.7.1 réglage en cascade du flux rotorique.....	46
II.7.2. Réglage en cascade de la vitesse.....	49
II.7.3. Réglage de la boucle externe de la vitesse.....	49
II.8. INTREPRETATIONS DES RESULTATS.....	54
II.9. CONCLUSION.....	54

## **CHAPITRE III : Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasée en série**

III.1.INTRODUCTION.....	55
-------------------------	----

III.2.SYSTEME POLYPHASE MULTIMACHINES.....	56
III.3.PRESENTATION DE SYSTEME DE DEUX MAS PENTAPHASEES EN SERIE.....	57
III.4.MODELISATION DE SYSTEME DE DEUX MAS PENTAPHASEES EN SERIE.....	59
III.4.1.Transformation de découplage de CALARK .....	61
III.4.2.Le model dans un référentiel rotatif.....	63
III.5-Alimentation de l'ensemble de deux MAS pentaphasé en série par onduleur de tension.....	65
III.6.Interprétation des résultats.....	70
III.7. CONCLUSION .....	70
<b>CHAPITRE IV : Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série</b>	
IV.1 INTRODUCTION.....	71
IV.2.Commande vectorielle de deux machines en série .....	72
IV.3.Calcul des tensions de références de l'onduleur de tension .....	75
IV.4.Régulation .....	76
IV.4.1. Régulation de la boucle interne des courants $I_{ds1}$ et $I_{ds2}$ .....	76
IV.4.2.Régulation de la boucle externe du flux.....	78
IV.4.3.Régulation de la boucle interne du courant $I_{qs1}$ et $I_{qs2}$ .....	79
IV.4.4.Régulation de la boucle externe de vitesses.....	80
IV.5.Commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones pentaphasées.....	80
IV.5.1. Simulation et résultats.....	82
IV.6.Interprétation des résultats .....	84
IV.7 CONCLUSION.....	84
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>85</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>87</b>
<b>ANNEXE.....</b>	<b>90</b>

## *Notations et Symboles*

<i>MAS</i>	: Machine Asynchrone.
<i>MLI</i>	: modulation de largeur d'impulsion.
<i>s, r</i>	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
<i>a, b, c, d, e</i>	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c, d, e.
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ds}, V_{es}$	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}, V_{dr}, V_{er}$	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es}$	: Courants statoriques.
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}, i_{dr}, i_{er}$	: Courants rotoriques.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}, \Phi_{ds}, \Phi_{es}$	: Flux statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}, \Phi_{dr}, \Phi_{er}$	: Flux rotoriques.
$L_{ss}$	: La matrice des inductances statoriques.
$L_{rr}$	: La matrice des inductances rotoriques.
$R_s, l_s$	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r, l_r$	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
$M_{rs}$	: Inductance mutuelle entre une phase de rotor et une phase de stator.
$M_s$	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$M_r$	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$\theta$	: Angle électrique.
$(\alpha, \beta)$	: Axes fixés au stator.
$(x, y)$	: Axes fixés au rotor.
$\theta_s, \theta_r$	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
$[P]$	: Matrice de transformation de PARK.
$\omega_s$	: Pulsation statorique.
$\omega_r$	: Pulsation rotorique.
$\omega$	: Pulsation mécanique du rotor.
$p$	: Nombre de paires de pôles.
$C_r$	: Couple résistant.

$\Omega$	: Vitesse angulaire de rotation.
$\Omega_s$	: Vitesse angulaire synchrone.
$g$	: Glissement.
$N_s$	: Vitesse synchrone en tr/min
$f$	: Coefficient de frottement.
$J$	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
$C_e$	: Couple électromagnétique.
$\sigma$	: Coefficient de dispersion.
$[A]$	: Matrice de transition.
$[B]$	: Matrice de commande.
$T_r$	: Constante de temps rotorique.
$T_s$	: Constante de temps statorique.
$V_{eff}$	: Valeur efficace de tension.
$f$	: Fréquence du réseau.
$s$	: Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$ .
$K_p$	: 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

La qualité de la machine asynchrone, son coût faible, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne, elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications. Le modèle dans le repère de Park et l'orientation du flux rotorique ont pu simplifier et rendre le modèle compliqué de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu. Ce modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique a rendu la commande de la machine plus facile et plus performante. Le développement de l'électronique de puissance et les systèmes d'alimentation ont pu assurer un signal d'entrée à fréquence et amplitude variables avec un taux d'harmoniques plus faible.

Lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, la contrainte fixant le nombre de phases statoriques à trois disparaît. Augmenter le nombre de phases au delà de trois apparaît alors comme une alternative à considérer pour certaines applications (dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'aviation l'automobile, etc....).

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent au niveau de l'onduleur de la machine. Puisque les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants, donc il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèles.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication de nombre de phases permet un fonctionnement en grande puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné.

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent apporter une solution au prix d'un accroissement de la complexité de l'onduleur, particulièrement au delà de 3 niveaux de tension. Un fractionnement de la puissance par augmentation du nombre de phases de la machine est une autre solution dans laquelle la complexité de conception et de commande s'équilibre mieux entre modulateur d'énergie et machine. Cela permet, entre autre, d'utiliser des composants de puissance fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée, et ainsi, de réduire le taux d'harmonique, notamment celui du couple.

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.

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

Le premier chapitre est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone pentaphasée, ou nous développons la transformation de park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, une partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine, qui assure des tensions à amplitude et fréquence variable pour la machine.

Nous étudions au deuxième chapitre, la commande vectorielle directe de la machine à flux rotorique orienté par des régulateurs classiques de type PI, nous présentons les performances de cette commande appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation du système de deux machines asynchrones pentaphasées montées 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 contrôlé en courant sont présentés.

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

Enfin nous terminons par une conclusion qui résume les principaux résultats obtenus et donne les perspectives envisagées.

## *Chapitre I*

# **Généralités, Modélisation et alimentation de la Machine Asynchrone pentaphasée**

### **I.1 Introduction**

Le transport de l'énergie électrique par les réseaux triphasés a conduit par le passé au développement de convertisseurs électromécaniques triphasés. Ces derniers ont bénéficié de l'essor des interrupteurs de puissance et de celui de commande type digital signal processor (DSP).

Les performances des machines électriques triphasées classiques associées à des onduleurs de tension s'en sont trouvées accrues notamment dans le domaine de la vitesse variable.

Ce type de système est à présent largement disponible en standard au niveau industriel. Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise.

Les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, générant alors, lors des commutations, des perturbations électromagnétiques. L'augmentation de la tension induit des contraintes au niveau des diélectriques, l'augmentation du courant entraîne des mises en parallèle d'interrupteurs.

Des machines polyphasées ont ainsi été développées industriellement. L'emploi d'un nombre de phases élevé permet également de réduire les pulsations de couples, tout en augmentant leur fréquence, avec de ce fait, un effet bénéfique sur les vibrations et le bruit.

Les machines asynchrones pentaphasées sont considérées comme alternative aux machines triphasées. Ceci juge particulièrement vrai pour des applications variables de haute

puissance et sûreté critique de vitesse, où leur commande peut être réalisée en utilisant des onduleurs.

### **I.2 Généralités:**

La machine à courant continu a régnée en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux) sont simples à mettre en oeuvre, mais la présence du système collecteur – balais limite sa puissance, sa vitesse, et exige une maintenance permanente, ainsi que l'interdiction de son emploi dans les domaines poussiéreux et explosifs.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure.

Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Les recherches ont données un essor appréciable à la commande vectorielle.

#### **I.2.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone:**

Le moteur asynchrone se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit, il comprend :

- ❖ Un stator.
- ❖ Un rotor.

Le primaire recevant des courants de pulsation  $\omega$ , crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone ( $\Omega_s = \omega_s / p$ ). Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des f.e.m et donc des courants, puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est du à l'action du flux primaire sur les courants secondaires qu'il a lui-même induit. Le moteur tourne à une vitesse  $\Omega_m$  d'autant plus inférieures à  $\Omega_s$  que le couple résistant sur son arbre est plus grand.

On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrone  $\Omega_s$  et réelle  $\Omega_m$  rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation :

$$g = (\Omega_s - \Omega_m) / \Omega_s = (\omega_s - \omega_m) / \omega_s = (N_s - N_m) / N_s.$$

Avec :

g : glissement de la machine asynchrone.

$(\omega_s = p \cdot \Omega_s), (\omega_m = p \Omega_m)$  : Les pulsations statoriques (respectivement rotoriques).

$(N_s = 60 \cdot \Omega_s / 2\pi), (N_m = 60 \cdot \Omega_m / 2\pi)$  : Les vitesses en tours par minute.

P : nombre de paires de pôles.

### **I.2.2 Avantages de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone en fonctionnement moteur a l'avantage d'être alimentée directement par le réseau triphasé, ainsi elle est fiable sur le plan industriel, par sa robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation.

### **I.2.3 Inconvénients de la machine asynchrone :**

Dans un moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple, le découplage naturel de la machine d'induction n'existe plus. D'autres inconvénients sont reliés à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme

### **I.3 Présentation des machines polyphasées :**

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées « machines à grands nombres de phases » ou « machines polyphasées ».

Dés la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones [AII-05]. Les machines polyphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseurs machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque) [**Lip-80**].
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde) [**Lip-84**].
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [**Chr-84**].
- Améliorer la fiabilité, en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes) [**Jan-80**].
- Elargir les possibilités de commande par commutation de la vitesse, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine [**Bra-94**].
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs [**Fer-85**].

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiples de trois [**Kli-83**].

On peut ainsi les classer en deux groupes:

- Machines polyphasées de « Type 1 », sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $n$  étoiles triphasées.

$$q=3.n \quad (n=1, 2, 3,4,\dots).$$

- Machines polyphasées de « Type 2 », sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impaire différent de 3.

### **I.3.1. Fiabilité des machines polyphasées :**

Lorsque une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases, cela engendre une perte du contrôle de la machine ainsi que des ondulations du couple de forte amplitude.

Pour pouvoir commander la machine dans ce régime dégradé, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre [**Liu-93**].

### **I.3.2. Segmentation de la puissance :**

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite.

Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées, cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple **[Had-01]**.

La segmentation de puissance est l'avantage des machines polyphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance.

### **I.4 Modélisation de La machine asynchrone pentaphasée :**

#### **I.4.1 hypothèses simplificatrices :**

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. ces phénomènes présentent des modèles mathématiques très complexes, quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

On suppose certaines hypothèses simplificatrices **[Mah-07]**, **[Tam-06]**, **[Bus-01]** pour établir la modélisation de la machine asynchrone :

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage pentaphasé en court circuit.
- On néglige la saturation, l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

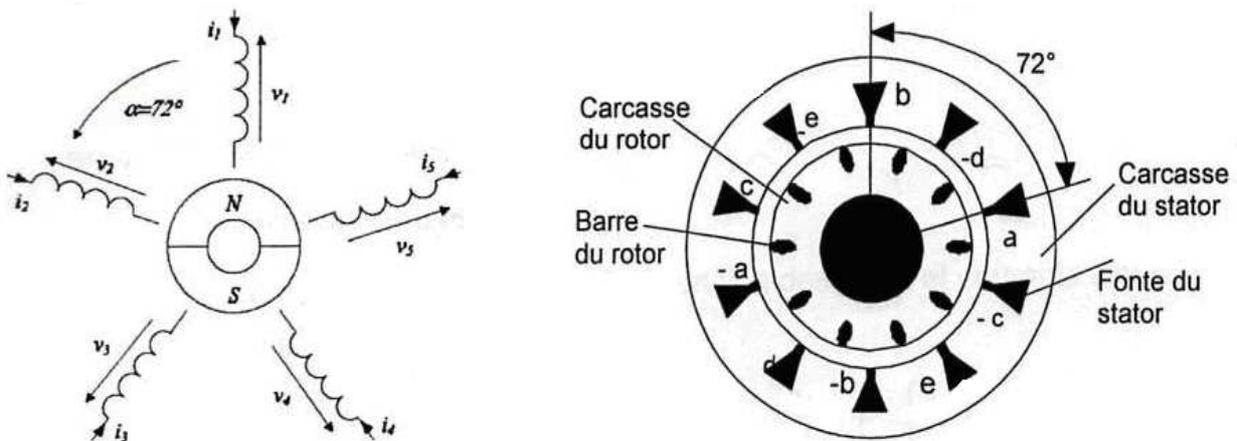
- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

**I.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone pentaphasée :**

La machine asynchrone pentaphasée peut être représentée par la figure Fig.1.1. le stator est formé de cinq enroulements décalés de  $\frac{2\pi}{5}$  dans l'espace, traversés par cinq courants variables formant un système pentaphasé équilibré.

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par cinq enroulements décalés de  $72^\circ$  dans l'espace en court-circuit.

Les cinq enroulements statoriques et les cinq enroulements rotoriques sont notés respectivement (A,B,C,D,E) et (a,b,c,d,e), l'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.



**Figure (I.1) : Représentation symbolique d'une machine asynchrone pentaphasée**

La machine asynchrone pentaphasée avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

**I.4.3 Equations électriques de la machine asynchrone pentaphasée :**

Les équations des tensions des cinq phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s (I_s) + \frac{d}{dt}(\phi_s) \\ (0) &= R_r (I_r) + \frac{d}{dt}(\phi_r) \end{aligned} \tag{I.1}$$

Les flux sont données par :

$$(\phi_s) = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \quad (I.2)$$

$$(\phi_r) = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s)$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1) on obtient :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s (I_s) + \frac{d}{dt}((L_{ss})(I_s)) + \frac{d}{dt}((M_{sr})(I_r)) \\ (0) &= R_r (I_r) + \frac{d}{dt}((L_{rr})(I_r)) + \frac{d}{dt}((M_{rs})(I_s)) \end{aligned} \quad (I.3)$$

$(V_s) = (V_{as} V_{bs} V_{cs} V_{ds} V_{es})^t$  Vecteur tensions statoriques

$(I_s) = (I_{as} I_{bs} I_{cs} I_{ds} I_{es})^t$  Vecteur courants statoriques.

Avec :  $(I_r) = (I_{ar} I_{br} I_{cr} I_{dr} I_{er})^t$  Vecteur courants rotoriques.

$(\phi_s) = (\phi_A \phi_B \phi_C \phi_D \phi_E)^t$  Vecteur flux statoriques.

$(\phi_r) = (\phi_a \phi_b \phi_c \phi_d \phi_e)^t$  Vecteur flux rotoriques.

$(R_s) = \text{diag} (R_s R_s R_s R_s R_s)$  Vecteur des résistances statoriques

$(R_r) = \text{diag} (R_r R_r R_r R_r R_r)$  Vecteur des résistances rotoriques

Sans oublier que les matrices inductances stator, rotor et mutuelles s'écrivent :

$$(L_{ss}) = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$(L_{rr}) = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r & M_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r & M_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$\theta$  : Angle électrique entre les axes des phases du stator et du rotor.

Puisque :  $[\phi] = [L][I]$ , on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 [V] &= [R].[I] + \frac{d([L][I])}{dt} \\
 [V] &= [R].[I] + [I].\frac{d[L]}{dt} + [L].\frac{d[I]}{dt} \\
 [V] &= [R].[I] + [I].\frac{d[\theta]}{dt} \frac{[L]}{d[\theta]} + [L].\frac{d[I]}{dt} \\
 [V] &= [R].[I] + [I].\Omega_r \frac{d[L]}{d[\theta]} + [L].\frac{d[I]}{dt}
 \end{aligned} \tag{I.7}$$

#### I.4.4-Equation mécanique de la machine asynchrone pentaphasée:

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p(I_s)^t \frac{d}{d\theta}(M_{sr})(I_r) \tag{I.8}$$

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r + K_f \Omega_r \tag{I.9}$$

Telle que  $\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ .

Avec :

$J$  : Moment d'inertie.

$K_f$  : Coefficient de frottement.

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\Omega_r$  : Vitesse mécanique de rotation. Avec  $\omega = p \Omega$

Les équations (I.7), ainsi obtenues, sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1) en vue de la commande. On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle  $\theta$ .

Ce changement de base est appelé transformation de park.

**I.4.5. Transformation de Park :**

La transformation de park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice  $P(\theta)$  dite matrice de Park généralisée, qui est le produit d'une combinaison de matrices Concordia (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif [Mah-99]. Cette transformation conserve la puissance instantanée [Mic-04], tout en transformant les enroulements statoriques (A,B,C,D,E) et rotoriques (a,b,c,d,e) en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon deux axes (d,q) perpendiculaires.

La transformation sera faite en deux étapes:

**A- Le modèle dans un repère stationnaire Concordia :**

Les enroulements de la machine sont déplacés de  $\gamma = 2\pi/n$  rad [Eti-05] [Tol-02] :

- Si n (nombre de phase) est paire:

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \dots & \cos((n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \dots & \sin((n-1)\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \dots & \cos((n-1)2\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \dots & \sin((n-1)2\gamma) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

- Si n (nombre de phase) est impaire :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \dots & \cos((n-1)\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \dots & \sin((n-1)\gamma) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos(((n-1)/2)\gamma) & \cos(((n-1)/2)\gamma) & \dots & \cos(((n-1)(n-1)/2)\gamma) \\ 0 & \sin(((n-1)/2)\gamma) & \sin(((n-1)/2)\gamma) & \dots & \sin(((n-1)(n-1)/2)\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \dots & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

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

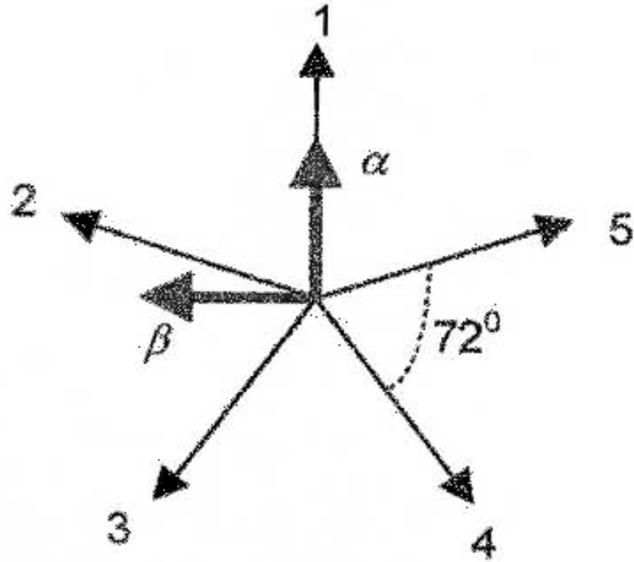


Figure (I.2) : axes de projection.

Pour n=5 on aura:

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

Pour la machine asynchrone pentaphasée, on a  $\gamma = \frac{2\pi}{5}$ ; alors relation (I-12) devient:

$$\Rightarrow [T]^r = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

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

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} = [T]^t \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \\ x_D \\ x_E \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

**B- Le modèle dans un repère rotatif :**

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant (d,q) décalé de  $\Psi$  par rapport au repère fixe  $(\alpha, \beta)$ , cette transformation se calcule à partir de la matrice de rotation D telle que :

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ & & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{h1} \\ x_{h2} \\ x_{h3} \end{bmatrix} = D \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Pour les grandeurs statoriques ( $\varphi = \psi$ ) et pour les grandeurs rotoriques ( $\varphi = \psi - \theta$ ).

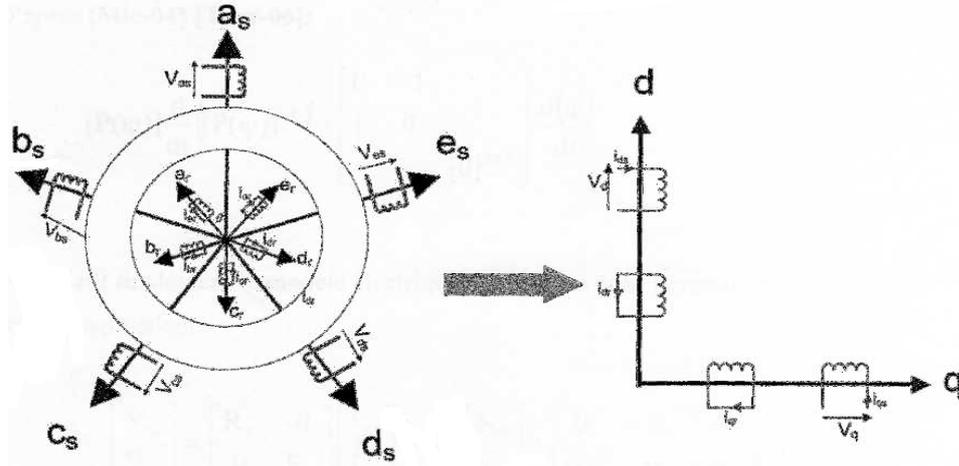
L'application du changement de repère précédent aux équations électriques et magnétiques de la machine est donnée par la transformation de Park généralisée [Tol-02] :

$$p = D \times [T]^t \quad (\text{I.17})$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) \\ 1 & \cos(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(9\gamma) & \cos(12\gamma) \\ 0 & \sin(3\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(9\gamma) & \sin(12\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

On remarque que les formules des phases  $x_{h1}, x_{h2}$  et  $x_{h3}$  sont indépendantes de  $\theta$ , ce qui ramène la matrice de park à être sous la forme ci-dessous, ces trois composantes, que nous appelons les composantes zéro [Sem-04] :

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$



**Figure (I.3) : Modélisation de la MAS pentaphasée dans le repère de Park (d, q).**

**I.5. Equations dans les axes d et q :**

**a-Equation électrique d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q**

On note que :

- Pour la transformation de Park faite au niveau du stator l'angle  $\psi$  est remplacé par  $\theta_c$ .
- Pour la transformation de Park faite au niveau du rotor l'angle  $\psi$  est remplacé par  $\theta_{s1} = (\theta_c - \theta)$ .

❖ Pour le stator on applique la transformation linéaire à l'équation (I-1) :

$$[P(\theta_c)]^{-1} \cdot [V_{sc}] = [R_s] \cdot \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \} + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} \quad (I.20)$$

En multipliant l'équation (I-20) par  $[P(\theta_c)]$  des deux cotés on obtient :

$$[V_{sc}] = [R_s] \cdot [I_{sc}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} \quad (I.21)$$

Et d'autre part :

$$\frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [\phi_{sc}] \} = [\phi_{sc}] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} + \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{sc}] \quad (I.22)$$

On obtient:

$$[V_{sc}] = [R_s] \cdot [I_{sc}] + \frac{d}{dt} \{ [\phi_{sc}] \} + [\phi_{sc}] \cdot [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} \quad (I.23)$$

D'après [Mic-04] [Tam-06]:

$$[P(\psi)] \frac{d}{dt} \left( [P(\psi)]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \\ & & [0]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \frac{d(\psi)}{dt} \quad (I.24)$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

- ❖ Pour le rotor, si on suit les mêmes démarches que celles faites pour le stator. On obtiendra le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{s1} \\ \omega_{s1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

**b-Equations magnétiques d'un enroulement pentaphasé dans les axes d et q :**

En appliquant la transformation de park aux équations du flux et en développant leurs expressions, nous obtenons :

- Pour le stator :

$$[\phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \cdot \{ [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (I.27)$$

Soit:

$$[\phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \cdot [L_s] \left\{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \right\} + [P(\theta_c)] \cdot [M_{sr}] \left\{ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rc}] \right\} \quad (I.28)$$

- Pour le rotor :

$$[\phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \cdot \{ [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \} \quad (I.29)$$

Soit :

$$[\phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \cdot [L_r] \{ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rc}] \} + [P(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \{ [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [I_{sc}] \} \quad (I.30)$$

**Choix de référentiel :**

- **Référentiel lié au stator :** Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude de démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances ; est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\omega_c = 0 \qquad \omega_g = -\omega$$

- **Référentiel lié au rotor :** Ce référentiel est immobile par rapport au rotor ; utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines synchrones est asynchrones.

$$\omega_c = \omega \qquad \omega_g = 0$$

- **Référentiel lié au champ tournant :** Ce dernier est utilisé pour la commande des machines asynchrones est synchrones.  $\omega_g = \omega_s - \omega$  et  $\omega_c = \omega_s$

**C-Equations finales :**

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ 0 = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ 0 = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.32)$$

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'exprime comme suit :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.33)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r + K_f \Omega_r. \quad (I.34)$$

**I.6. Mise sous forme d'équation d'état :**

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I-31) et (I-32), on abouti à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état.

U : vecteur d'entrée.

On peut choisir les composantes du vecteur « X ». telle que :

$$X = (\phi_{ds}, \phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (I.35)$$

Avec :

$$X_1 = (\phi_{ds}, \phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t ; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante de temps rotorique.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$  : Constante de temps statorique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  : Coefficient de fuites totales.

La matrice de transmission est nulle est la matrice de sortie est donnée par:

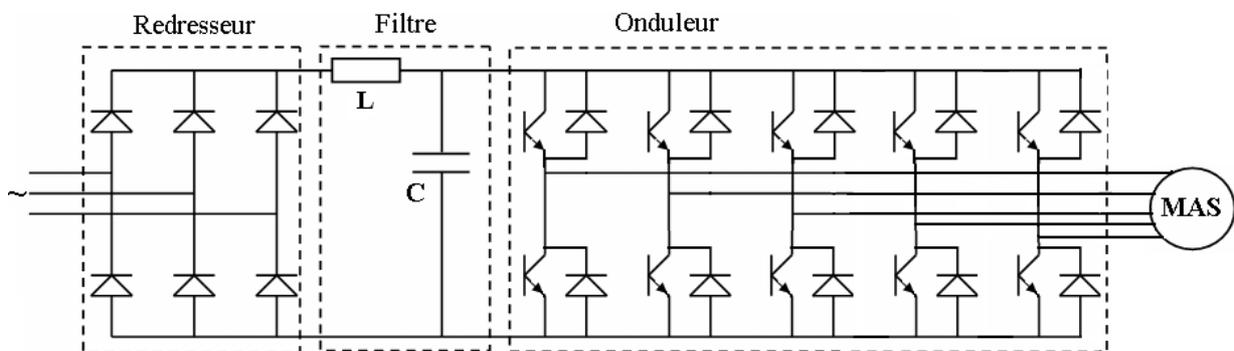
$$(C) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Cette matrice donne le vecteur de sortie Y.

**I.7. Modélisation de l'alimentation :**

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées à fréquence variable.

L'alimentation à fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par la figure (I-4). Le convertisseur est composé d'une cascade redresseur, filtre passe bas et onduleur.



**Figure (1.4) : schéma de principe de l'association convertisseur-machine.**

Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [Tam-06], pour assurer :

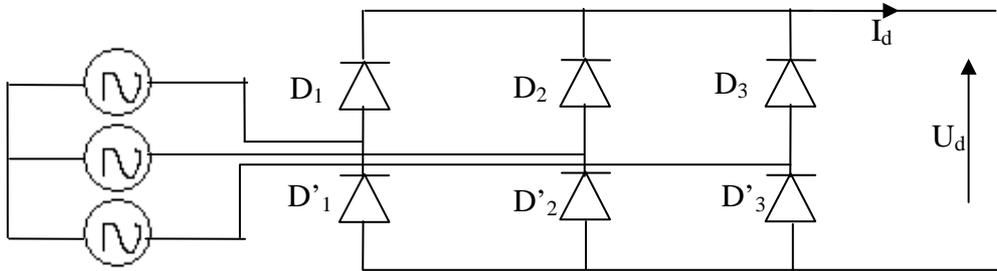
- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

**I.7.1. Modélisation du redresseur :**

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [Seg-84].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en figure I.5.

L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé ou le système de tension est équilibré.



**Fig (I .5) : Redresseur à diodes**

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitudes de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues aux phénomènes d'empiètement anodiques et aux pertes dans les diodes [Seg-84]. Le redresseur est alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} t) \\ V_b = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec :

$\omega_{res} = 2 \pi f_{res}$  : Pulsation du réseau.

$f_{res}$  : Fréquence du réseau.

$V_{eff}$  : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le fonctionnement du redresseur à diodes se caractérise par deux états :

$D_i$  conduit si  $V_i = \max (V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$

$D_i'$  conduit si  $V_i = \min (V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$

Pendant chaque séquence de conduction la tension de sortie du redresseur  $U_d$  est :

$$U_d = V_i - V_k \tag{I.37}$$

Avec :

$$V_i = \max (V_1, \max (V_2, V_3)) \tag{I.38}$$

$$V_k = \min (V_1, \min (V_2, V_3)) \tag{I.39}$$

Par conséquent la tension à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_d = \max (V_j) - \min (V_j) ; \quad j = 1,2,3 \tag{I.40}$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \tag{I.41}$$

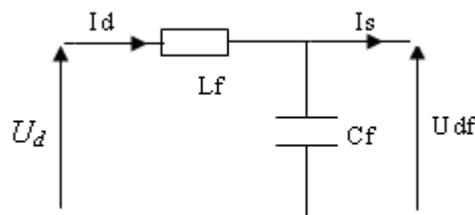
Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$K \% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\bar{U}_d} \tag{I.42}$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

**I.7.2. Modélisation du filtre :**

Pour minimiser les ondulations de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe bas [Seg-84], il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en figure (1.6) [Tam-06].



**Figure (1.6) : Représentation du filtre passe-bas.**

Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant [Seg-84] :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_{df}}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (\text{I.44})$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.45})$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental.

### **I.7.3. Modélisation de l'onduleur :**

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [Seg-89]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La figure (1-7) illustre le schéma structurel d'un onduleur à cinq phases alimentant le stator de la machine asynchrone pentaphasée.

Le montage onduleur est constitué de 10 interrupteurs bidirectionnelle en tension, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montés en tête-bêche (figure 1.7).

Les couples d'interrupteurs  $(k_{11}, K_{12}), (k_{21}, k_{22}), (k_{31}, k_{32}), (k_{41}, k_{42}), (k_{51}, k_{52})$  sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

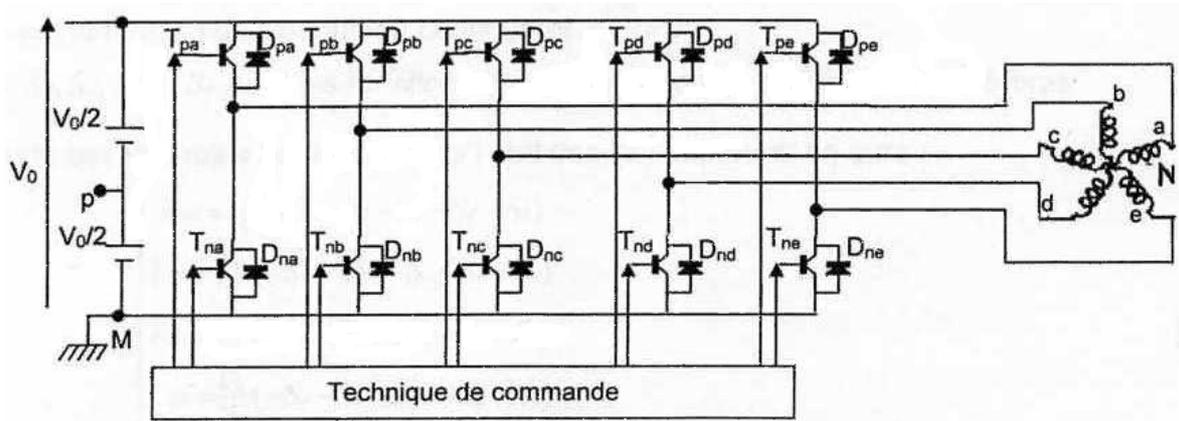


Figure (1.7): Représentation de l'onduleur pentaphasé pour la machine asynchrone pentaphasée.

**I.8. Les tensions des phases de la MAS :**

Pour un onduleur pentaphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces dernières peuvent être considérées comme une grandeur booléenne. On associe à chaque composant une variable logique (sachant que :  $i=a, b,c,d,e$ ).

- $T_{pi} = 1$  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 :

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

Les tensions simples de la machine, sont données par :

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ap} - V_{Np} \\ V_{bN} = V_{bp} - V_{Np} \\ V_{cN} = V_{cp} - V_{Np} \\ V_{dN} = V_{dp} - V_{Np} \\ V_{eN} = V_{ep} - V_{Np} \end{cases}$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :  $V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0$

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

Donc on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{4}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \\ V_{dM} \\ V_{eM} \end{bmatrix} = \frac{4V_0}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

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 :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{V_0}{5}(4S_a - S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{bN} = \frac{V_0}{5}(-S_a + 4S_b - S_c - S_d - S_e) \\ V_{cN} = \frac{V_0}{5}(-S_a - S_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ V_{dN} = \frac{V_0}{5}(-S_a - S_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ V_{eN} = \frac{V_0}{5}(-S_a - S_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

### I.9. Commande en courant par la stratégie à hystérésis:

Le contrôle de courant par hystérésis est la technique la plus simple utilisée pour le contrôle des courants dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse est cela à cause de la simplicité de la mise en oeuvre, la robustesse, l'exactitude en poursuite de courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur à les inconvénients suivants :

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine et la tension de bus continu
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé l'erreur instantanée peut atteindre le double de cette bande [**Brod-85**] [**Mal-90**].

Beaucoup de recherches ont été faites dans le passé et dans les années récentes pour éliminer de tels inconvénients et beaucoup de solutions efficaces ont été proposées [**Mal-90**], qui améliorent essentiellement les performances de ce contrôleur au moyen des régulateurs complémentaires

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants.

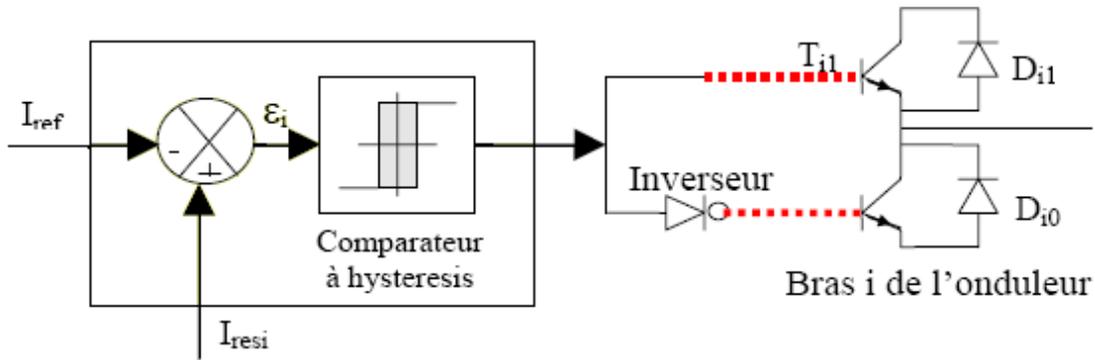


Figure I-8 : Principe du contrôle par hystérésis

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références. Pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par :

$$\begin{aligned} \varepsilon_i \geq \Delta i &\Rightarrow B_{i1} = 0 \\ \varepsilon_i \leq -\Delta i &\Rightarrow B_{i1} = 1 \end{aligned} \quad (\text{I-48})$$

Avec :  $\varepsilon_i$  l'écart entre le courant de référence et le courant réel pour un bras  $i$  de l'onduleur.

$$\varepsilon_i = i_{ref} - I_{resi} .$$

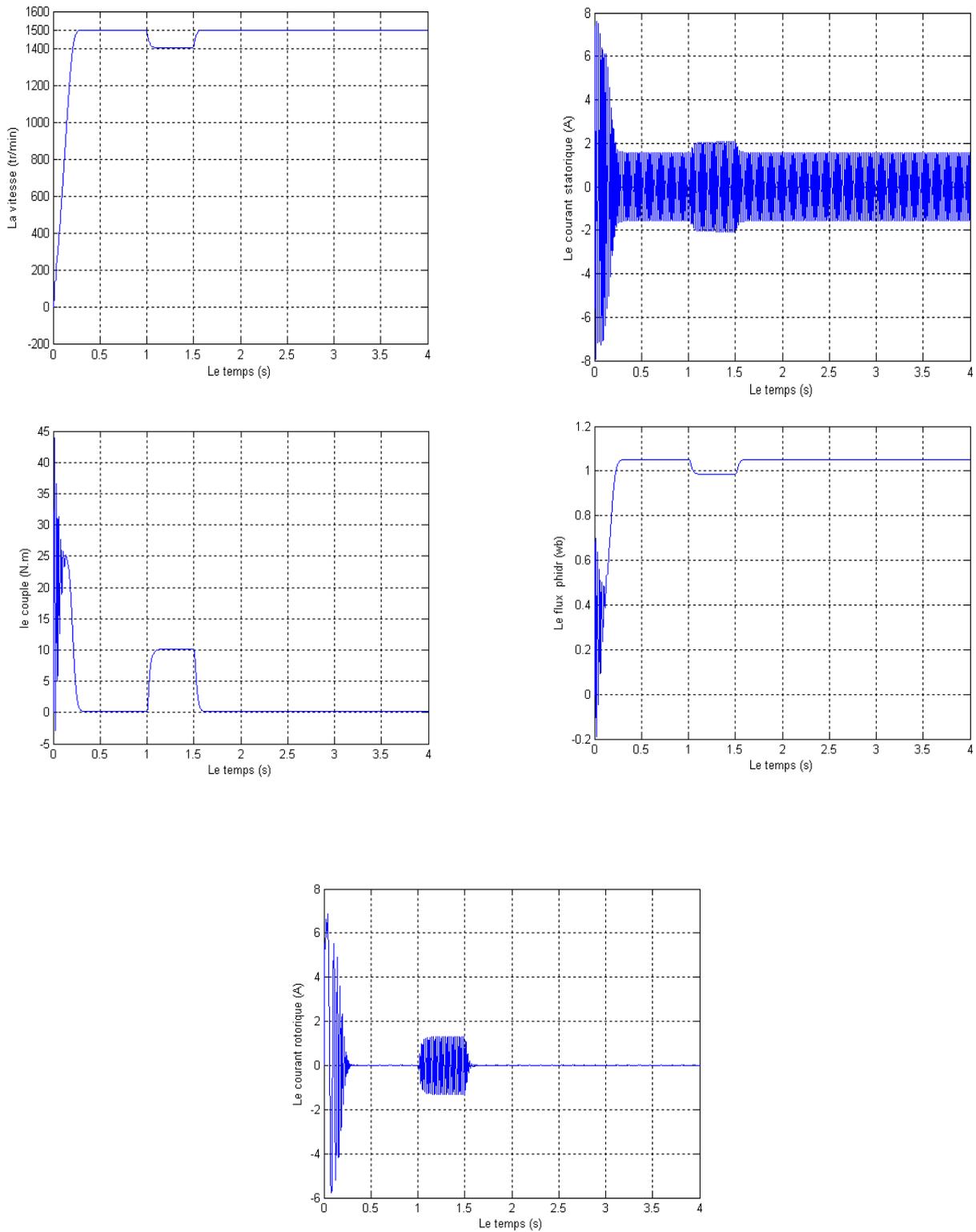
Et  $B_{i1}$  les ordres de commande des interrupteurs du bras 1.

### I.10. Résultats de la simulation :

#### I.10.1. Alimentation directe et par l'onduleur de tension:

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur triphasé équilibré de fréquence  $f = 50\text{Hz}$ . Les paramètres de la machine sont données en annexe A.

Les résultats de simulation sont donnés en figure (I.10) et figure (I.11), la première donne le démarrage en alimentant la machine par l'onduleur triphasé et la deuxième par l'onduleur de tension commandé en courant, on insert un couple résistant de valeur nominale de 10N.m.



**Figure (I.10) : L'alimentation directe d'une machine asynchrone pentaphasée avec application d'une charge nominale de  $C_r=10N.m$  entre  $t_1=1s$  et  $t_2=1.5s$ .**

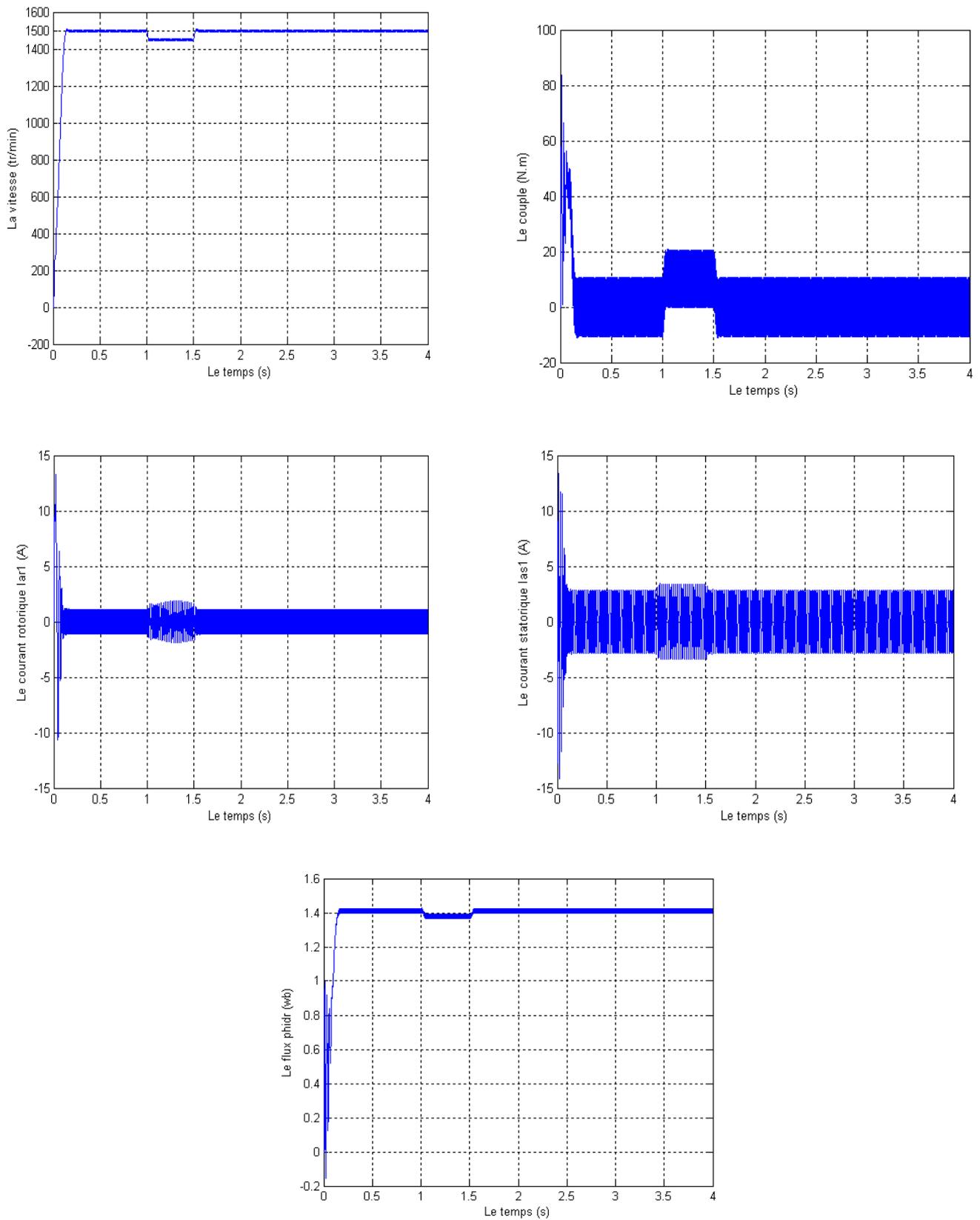


Figure (I.11): Machine asynchrone pentaphasée alimentée par l'onduleur à hystérésis avec application d'une charge nominale de  $C_r=10\text{N.m}$  entre  $t_1=1\text{s}$  et  $t_2=1.5\text{s}$ .

**I.10.2. Interprétations des résultats de simulation:**

Nous avons fait une simulation numérique d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant correspondant au couple nominal entre deux instants 1s et 1.5s. Les résultats de simulation sont donnés par la figure (I-11).

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un accroissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s).

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, puis il se stabilise à une valeur de la charge à vide. Les flux rotoriques et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Lors de l'application d'une charge nominale  $C_r = 10\text{N.m}$  à l'instant ( $t = 1\text{s}$ ), on constate une décroissance de la vitesse, puis elle se stabilise à la valeur nominale. Le couple électromagnétique qui augmente avec l'insertion du couple résistant puis se stabilise à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de leurs modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

Lors de l'alimentation par onduleur, les résultats présentent la même évolution des grandeurs, que ceux présentés pour une alimentation directe. Néanmoins, des fortes ondulations sont présentées pour les différentes grandeurs qui sont dues à la stratégie de commande de l'onduleur par hystérésis.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique et du flux, cette ondulation est toujours due à l'alimentation qui a un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordres supérieures.

**I.11. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone pentaphasée ainsi que son alimentation.

Nous avons alimenté la machine par onduleur triphasé , ainsi que par un onduleur commandé en courant. Les résultats obtenus ont montrés la validité du modèle trouvée. On se trouve avec un modèle non linéaire, qui présente des difficultés pour l'utiliser lors de la commande de la machine.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons lui appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

## *Chapitre II*

# **Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée**

### **II.1.Introduction :**

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre sa commande très difficile [Bag-99].

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 [Bou-95].

La difficulté pour commander la machine asynchrone en général réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, la vitesse ou la position.

Une méthode de commande classique scalaire, appelée à flux constant ( $V/f=cte$ ), consiste à contrôler le couple par la fréquence du glissement et le contrôle de flux par le rapport tension fréquence statorique. Ce type de commande pose des problèmes à basses vitesses, car le maintien du couple est impossible aux basses fréquences et en particulier à l'arrêt.

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones.

Même si les principes de la méthode ont été inversés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs [Mah-99].

## II.2.Principe de la commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel consiste à générer des tensions de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer est obtenir un décalage aussi proche que possible de  $90^\circ$  entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal[Wil-00].

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu. Par l'application de cette nouvelle technique de commande.

Pour réaliser un contrôle similaire a celui des machines à excitation séparée,il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée,et ainsi la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature  $i_{qs}$ . [Mah-99].

Le contrôle vectoriel de flux d'un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations par la vitesse et la position angulaire du rotor grâce a un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traites numériquement dans un calculateur en fonction de la vitesse et de couple désiré, ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux statorique en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu.

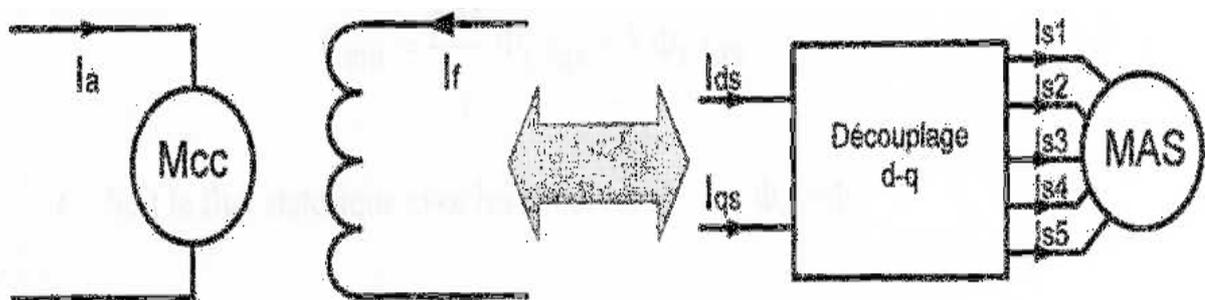


Figure (II.1): principe de la commande vectorielle.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$C_{em} = K \cdot \phi_a \cdot I_a \tag{II.1}$$

$$\phi_a = K_f \cdot I_f \tag{II.2}$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \tag{II.3}$$

Dans le modèle de PARK de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe 'd' coïncide avec la direction du flux (rotorique, statorique, ou entrefer), pour maintenir la composante directe constante et à annuler la composante en quadrature, figure (II-2).

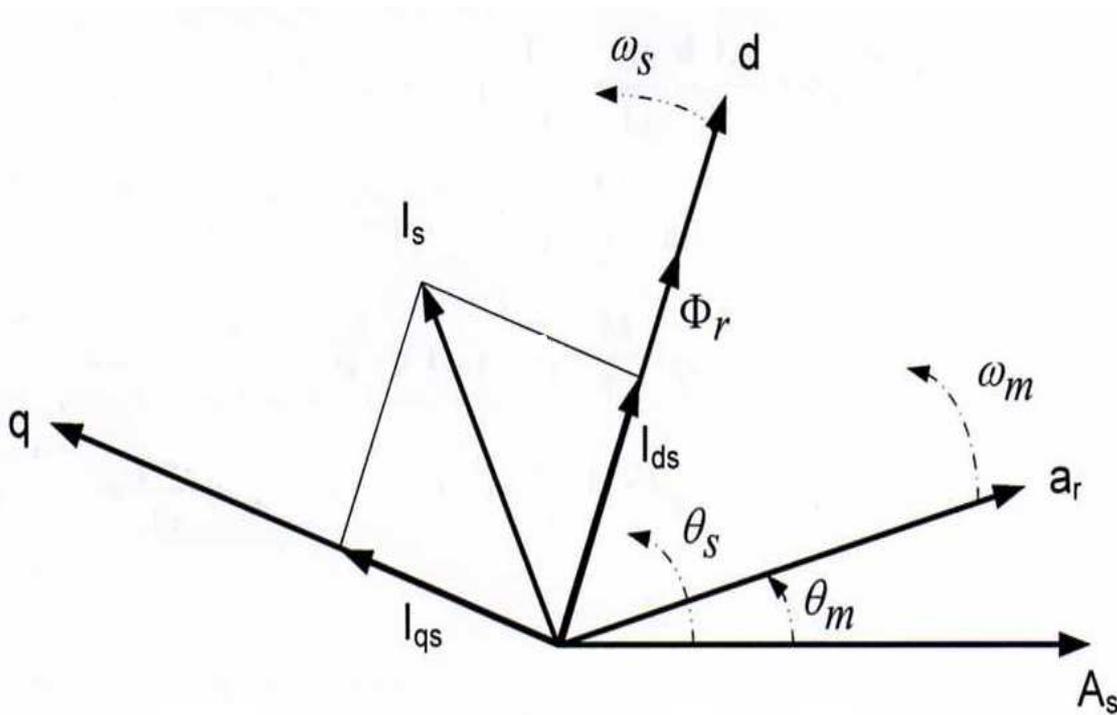


Figure (II.2): Principe de l'orientation de flux rotorique

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivants :

- Soit le flux rotorique avec les conditions :  $\phi_{dr} = \phi_r$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{qs} = K \cdot \phi_r \cdot i_{qs} \quad (II.4)$$

- Soit le flux statorique avec les conditions :  $\phi_{ds} = \phi_s$
- Soit le flux d'entrefer avec les conditions :  $\phi_{dr} = \phi_m$ .

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant est particulièrement avantageux. Car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré.

### II.3.La commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée :

#### II.3.1.modèle de la machine asynchrone pentaphasée :

##### A-Avant découplage :

Le modèle de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est présenté par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{qr} + \frac{M}{T_r} I_{ds} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{dr} + \frac{M}{T_r} I_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - f_v \Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (II.5)$$

##### B-après découplage :

En partant du système (II-5) et on posant ( $\phi_{dr} = \phi_r$  et  $\phi_{qr} = 0$ ) ; le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \\ MI_{ds} = \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} \\ \omega_s = p\Omega_r \phi_r + \frac{M}{T_r \phi_r} I_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - f_v \Omega_r - C_r \end{array} \right. \quad (\text{II.6}).$$

Donc nous pouvons tirer l'équation de couple :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad (\text{II.7})$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique  $i_{qs}$ , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant.

Ainsi est réalisée une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

### II.3.2 Stratégie de la commande vectorielle :

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes ; directe et indirecte.

#### A. Commande vectorielle indirecte :

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [**Lou-00**]. Elle élimine le besoin d'un capteur d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

**B. Commande vectorielle directe :**

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux, car ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables.

**II.4 Commande par orientation de flux orienté :**

Pour déterminer la position et le module de flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinage supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale. Le moteur asynchrone perd donc son principal avantage qui est la robustesse [Mah-99].

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. On fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et vitesse de rotation.

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant :

$$\begin{cases} MI_{ds} = \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} \\ \omega_s = p\Omega_r + \frac{M}{T_r \phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. Alors que la pulsation du glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Du système (II-6) on a les deux premières équations :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le couplage qui existe entre ces deux équations est éliminé en général par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage.

Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaque l'onduleur MLI.

$$\begin{cases} V_D = -\omega_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_Q = \omega_s L_s \sigma I_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions de références sont alors :

$$\begin{cases} V_{ds_{ref}} = E_{ds} - V_D \\ V_{qs_{ref}} = E_{qs} - V_Q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\begin{cases} E_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ E_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases}$$

La structure de la commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec un onduleur MLI.

Le schéma global de commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est donné par la figure suivante :

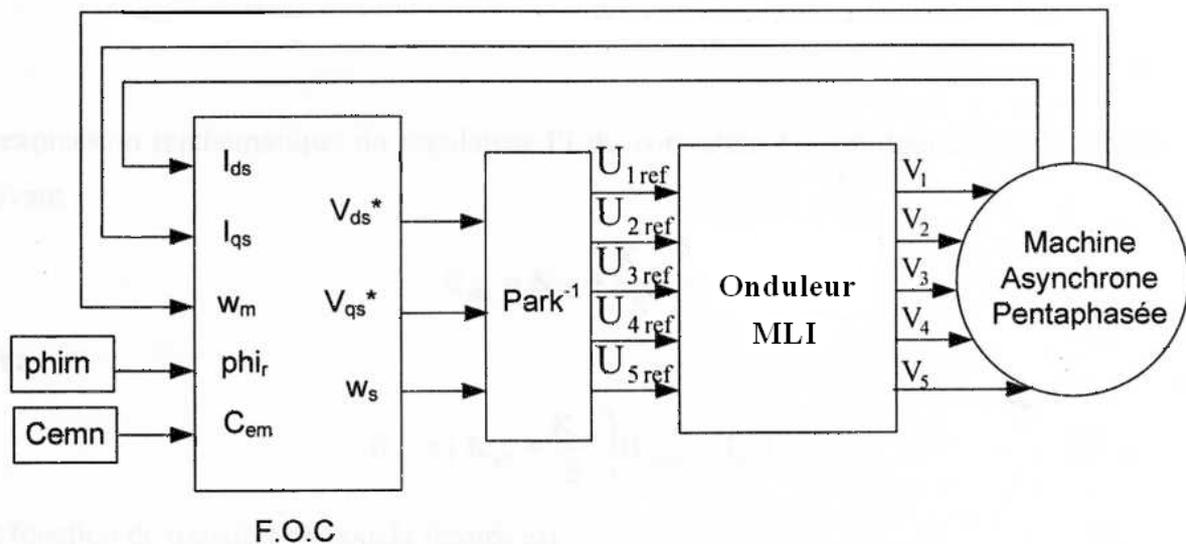


Figure (II.3) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle ouverte.

### II.5. Commande MLI de la machine asynchrone pentaphasée:

La modulation de largeur d'impulsions en Anglo-Saxon (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès de développement de semi-conducteurs de puissance, l'augmentation des nombres des commutations entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des sinusoïdale que possibles [Lab-95].

La modulation de largeur d'impulsions permet:

- De repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

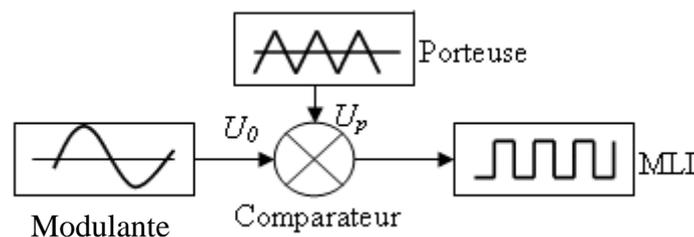
### II.6. Fonctionnement de l'onduleur de tension MLI pentaphasée :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variables. Elle permet ainsi, d'obtenir un fonctionnement de tension variable en amplitude et en fréquence,

**Chapitre II Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée**  
par conséquent, d'envisager la commande des machines à courant alternatifs par les grandeurs statoriques ( $V_s, f_s$ ).

**II.6.1. La technique triangulo-sinusoidale :**

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (P) d'amplitude fixe, et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, aux cinq signaux sinusoïdaux ( $r_1, r_2, r_3, r_4, r_5$ ), d'amplitude variable et de fréquence  $f$ , appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs **figure II-5**.



**Figure II-4 : Schéma synoptique**

Cette technique se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation  $m$ , est défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) à celle de la référence ( $f$ ).
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence ( $V_{r\max}$ ) à celle de la porteuse ( $V_{p\max}$ ).

La modulation est dite synchrone si l'indice  $m$  est entier, c-à-d lorsque la fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence ( $f$ ).

En modulation synchrone, si l'indice de modulation  $m$  est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs.

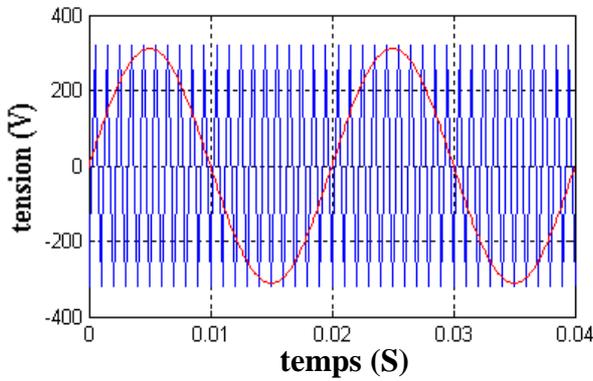
Si l'indice  $m$  est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice  $m$  n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation synchrone, si le maximum de la référence

correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie

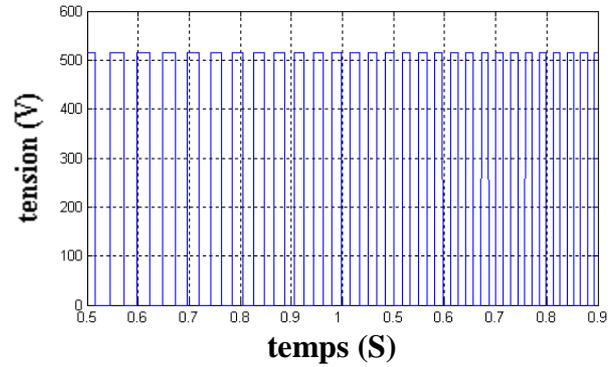
d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période [Lab-95].

Les figures (II-5), (II-6) et (II-7) présentent les résultats obtenus par simulation



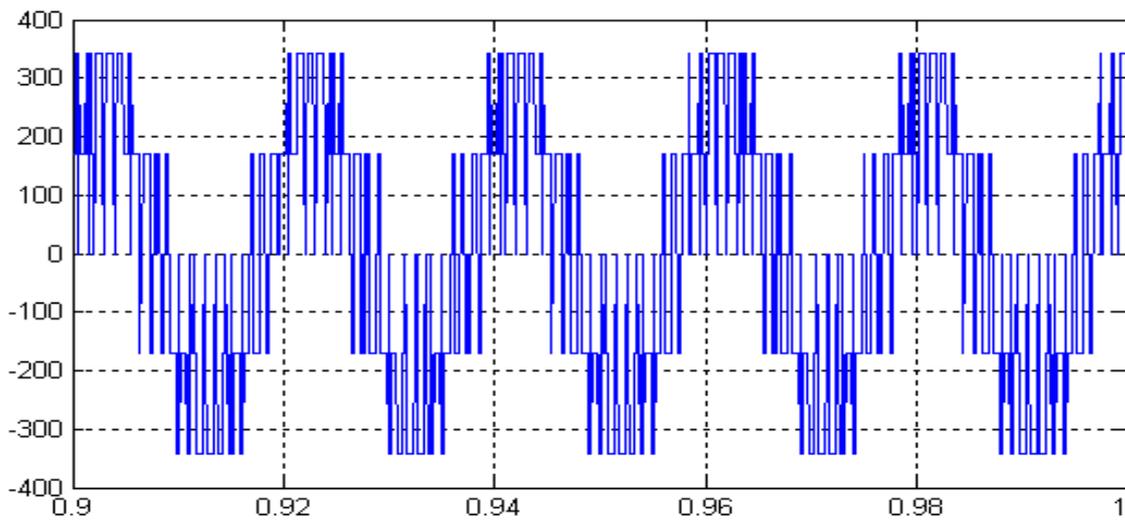
**Figure II-5 : Tensions porteuse et modulante**

( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_p = 1000 \text{ Hz}$ )



**Figure II-6 : Tension par rapport à un point**

fictif 'o' ( $V_{ao}$ ).



**Figure (II-7) : Tension simple**

### II.6.2. Onduleur de tension à trois niveaux à MLI avec une seule porteuse unipolaire :

La figure (II.8) représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs pentaphasés à trois niveaux. La source de tension continue est constituée par l'association en série de deux groupes de condensateurs de filtrage délivrant un potentiel intermédiaire à demi tension ( $U_d/2 = E$ ).

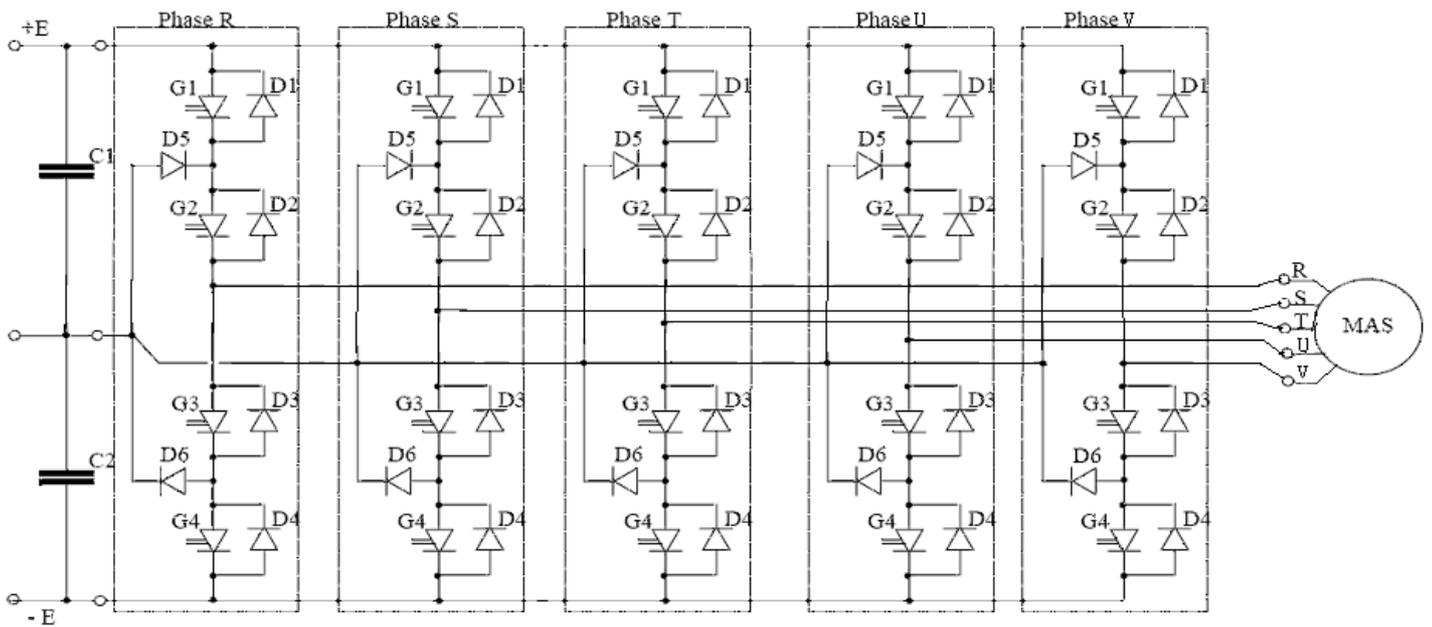


Figure (II.8) : Schéma de principe du circuit de puissance.

Chaque demi bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs en série avec leur point commun relié par une diode au milieu de la source continue. Le sens de la diode dépend de la polarité du demi bras.

Comme dans les onduleurs à deux états, une diode en inverse sur chaque interrupteur assure la circulation du courant pendant la phase de roue libre. Avec le schéma de la figure (II.8), l'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limité à la demi tension E de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs.

La figure (II.9) présente une structure équivalente de l'onduleur pentaphasé dans laquelle les fonctions des semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs

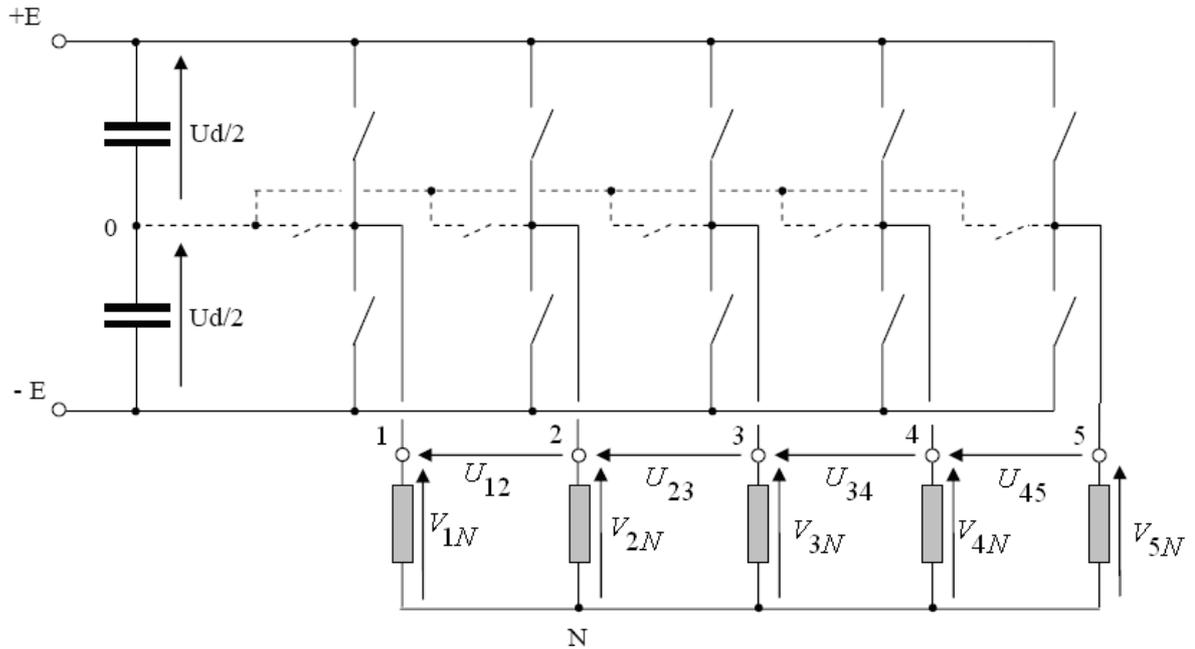


Figure (II.9) : Structure équivalente de l'onduleur pentaphasé.

Les potentiels des bornes 1, 2, 3, 4,5 référencés par rapport au point milieu O de la source sont notés comme suit :  $V_{1o}, V_{2o}, V_{3o}, V_{4o}, V_{5o}$  avec :  $V_{1o} + V_{2o} + V_{3o} + V_{4o} + V_{5o} \neq 0$ .

Rappelons que les sommes respectives des tensions simples et composées du récepteur sont nulles. En fonction de ces potentiels, les relations des tensions du récepteur s'écrivent :

Tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \\ V_{4N} \\ V_{5N} \end{bmatrix} = \frac{4}{5} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1o} \\ V_{2o} \\ V_{3o} \\ V_{4o} \\ V_{5o} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Tensions composées :

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{34} \\ V_{45} \\ V_{51} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1o} \\ V_{2o} \\ V_{3o} \\ V_{4o} \\ V_{5o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Pour les onduleurs à trois niveaux, la porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire [Kru-04].

Dans ce type de structure l'idée est basée sur la création d'un point milieu qui nous aide à la mise à zéro de l'onduleur de tension à trois états.

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale pour les trois niveaux se résume pour un bras K par le système d'équation comme suit:

$$\begin{aligned} (|V_{réfk}| \leq U_p) &\Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 0 \\ (|V_{réfk}| > U_p) \&(V_{réfk} > 0) &\Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \\ (|V_{réfk}| > U_p) \&(V_{réfk} < 0) &\Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

L'augmentation de la modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.

Le nombre d'impulsions p par alternance est donné par:

$$p = \frac{m}{2} - 1 \text{ Si } m \text{ est pair}$$

$$p = \frac{m - 1}{2} \text{ Si } m \text{ est impair.}$$

Le nombre de commutation par période d'interrupteur de l'onduleur à trois niveaux est 2P.

Pour améliorer le taux de distorsion (THD) de l'onduleur à trois niveaux, il faut remplacer la MLI à une porteuse par celle à deux porteuses.

II.6.4. Onduleurs à trois niveaux à MLI avec une, deux porteuses unipolaires :

Pour les onduleurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques, décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension, afin de réduire le taux d'harmoniques de tensions de sorties.

Différentes porteuses sont possibles: porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire. Les porteuses triangulaires permettent des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi-période [Lai-96].

Les équations de deux porteuses triangulaires unipolaires sont définies par les équations suivantes:

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \cdot \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \cdot (1 - \frac{t}{T_p}) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.15)$$

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \quad (II.16)$$

Cette stratégie se résume en deux étapes:

- **Etape 1:** détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}, V_{k0}$  :

$$\begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ (V_{réfk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{réfk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (II.17)$$

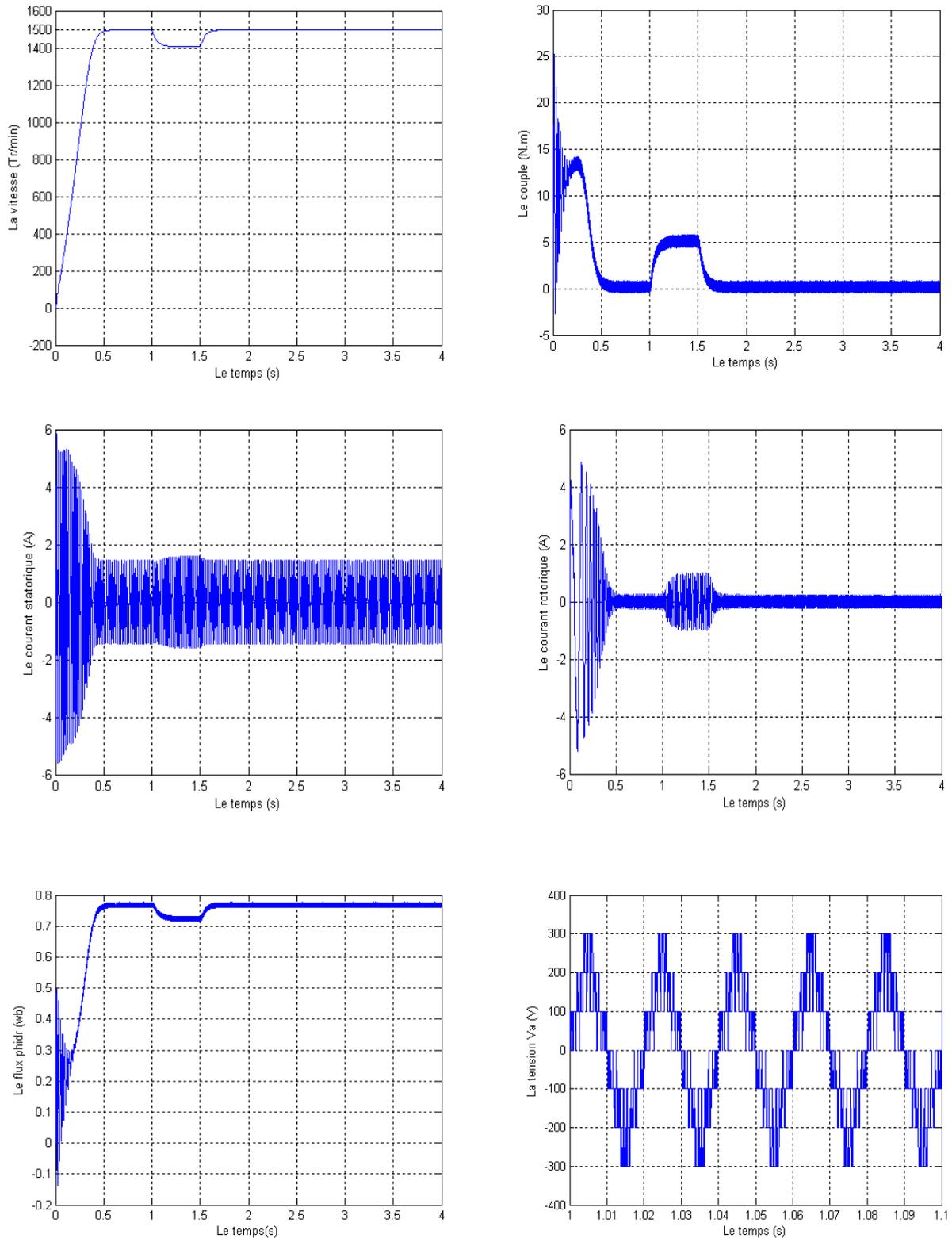
- **Etape 2:** détermination du signal  $V_{k2}$  et des ordres de commandes  $B_{ks}$  des interrupteurs:

$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad \text{Avec } V_{k2} = V_{k0} + V_{k1} \quad (II.18)$$

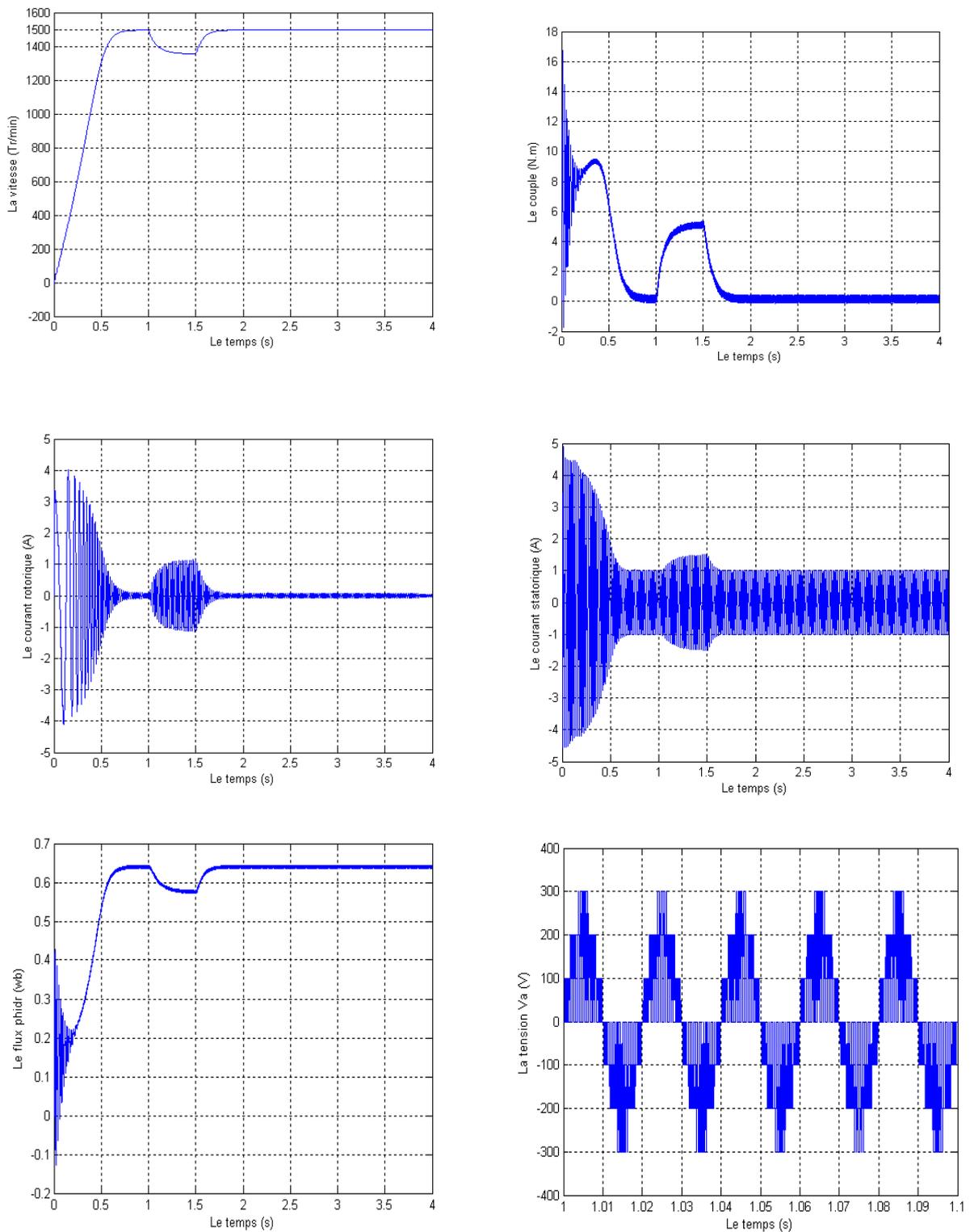
Le nombre d'impulsions P de cette tension par alternance vaut  $P=m-1$ ; le nombre de commutation d'un interrupteur de l'onduleur à trois niveaux est de  $2P$ .

## Chapitre II Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée

Les figures (II-10) et (II.11) donnent les résultats de l'association de MAS pentaphasée alimenté par onduleur de tension MLI à trois niveaux à une seule porteuse et à deux porteuses.



**Figure (II-10): Performance de l'association Mas pentaphasée -onduleur MLI à trois niveaux a une seule porteuse ( $f=50\text{hz}$ ,  $m=9$ ,  $r=0.8$ ),  $C_r=5\text{N.m}$  entre  $t=1\text{et }1.5\text{s}$ .**



**Figure (II-11): Performance de l'association Mas pentaphasée-onduleur MLI à trois niveaux a deux porteuses ( $f=50\text{hz}$ ,  $m=9$ ,  $r=0.8$ ),  $C_r=5\text{N.m}$  entre  $t=1\text{et } 1.5\text{s}$ .**

## II.7. Calcul des régulateurs :

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation de flux et du couple.

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

### II.7.1 réglage en cascade du flux rotorique :

- Réglage de la boucle interne du courant  $I_{ds}$  :

D'après les équations (II.8), (II.9) et (II.10), on a :

$$E_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

Donc :

$$I_{ds} = \frac{E_{ds}}{R_s + S\sigma L_s} \quad (\text{II.20})$$

La boucle de régulation du courant  $I_{ds}$  est représentée par le schéma bloc de la figure ci-dessus :

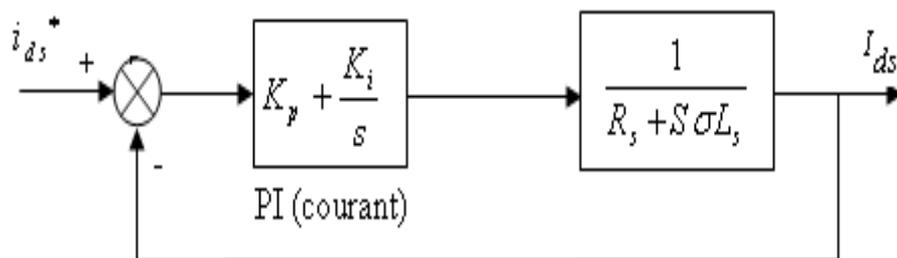


Figure II-10: schéma fonctionnelle du régulateur de courant  $I_{ds}$

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur Cis est donnée par la relation suivante :

$$C_{ids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{II.21})$$

On a :

$$E_{ds} = \left( K_{pd} + \frac{k_{id}}{S} \right) \cdot (I_{dsref} - I_{ds}) \quad (\text{II.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{I_{ds}}{I_{dsref}} = \frac{(K_{pd}S + K_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{G(S)} \quad (\text{II.22})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$G(S) = S^2 + \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma L_s} S + \frac{K_{id}}{\sigma L_s} = 0 \quad (\text{II.23})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués

$S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , on aura :

$$G(S) = S^2 + 2\rho S + 2.\rho^2 = 0 \quad (\text{II.24})$$

L'identification entre (II-23) et (II-24) on aura :

$$\begin{cases} K_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ K_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

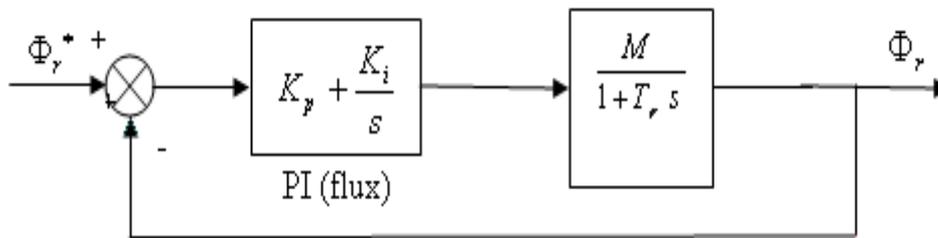
▪ **Réglage de la boucle externe du flux:**

Afin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consignes de vitesse , ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice.

D'après l'équation (II-8), on a:

$$\phi_r = \frac{M}{1+T_r S} I_{ds} \quad (II.26)$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est le suivant:



**Figure II-11: schéma fonctionnel de régulateur du flux  $\phi_r$**

La fonction de transfert est:

$$\frac{\phi_r(S)}{\varepsilon_\phi(S)} = C_\phi \cdot \frac{M}{1+T_r S} = \left( K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{S} \right) \cdot \frac{M}{1+T_r S} \quad (II.27)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{\phi_r(S)}{\phi_{r,ref}(S)} = \frac{(K_{p\phi} S + K_{i\phi}) \frac{M}{T_r}}{G(S)} \quad (II.28)$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$G(S) = S^2 + \frac{1+MK_{p\phi}}{T_r} S + \frac{MK_{i\phi}}{T_r} = 0 \quad (II.29)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués

$S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , on aura:

$$G(S) = S^2 + 2.\rho.S + 2.\rho^2 = 0 \quad (II.30)$$

Par identification on trouve:

$$\begin{cases} K_{\phi d} = \frac{2T_r}{M} \rho^2 \\ K_{\phi d} = \frac{1}{M} (2T_r \rho - 1) \end{cases} \quad (II.31)$$

**II.7.2. Réglage en cascade de la vitesse:**

- **Réglage de la boucle interne du courant  $I_{qs}$ :**

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant  $I_{qs}$  que pour le régulateur  $I_{ds}$ . Si on impose la même dynamique en boucle fermée. Les coefficients  $K_{iq}$  et  $K_{pq}$  seront identiques à ceux du régulateurs du courant  $I_{ds}$ .

**II.7.3. Réglage de la boucle externe de la vitesse:**

- **Boucle de la régulation de vitesse:**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

D'après l'équation mécanique, on trouve:

$$\Omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{J s + f_v} \quad (II.32)$$

En associant à cette fonction un régulateur  $C_{\Omega}$  de type PI, on aura:

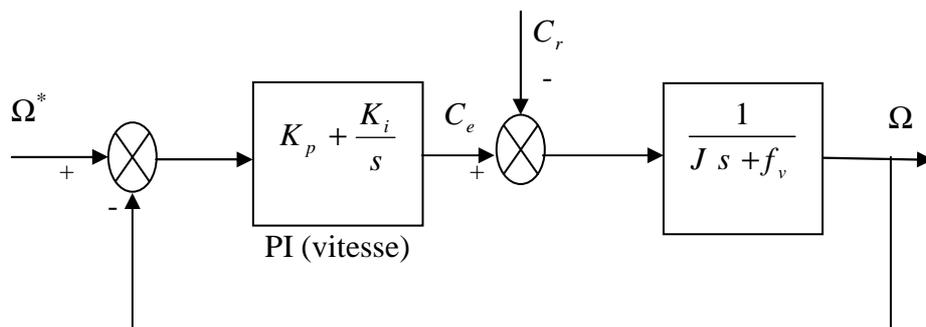


Figure II-12 : schéma fonctionnel de régulateur de vitesse.

L'expression mathématique de régulateur PI du correcteur  $C_\Omega$  est donnée par la relation suivante:

$$C_\Omega = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{II.33})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{ref}} = \frac{(K_{p\Omega}S + K_{i\Omega}) \frac{P}{J}}{G(s)} \quad (\text{II.34})$$

Le polynôme caractéristique est:

$$G(S) = S^2 + \frac{f_v + K_{p\Omega}P}{J}S + \frac{K_{i\Omega}}{J} = 0 \quad (\text{II.35})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , on aura:

$$G(S) = S^2 + 2.\rho.S + 2.\rho^2 = 0 \quad (\text{II.36})$$

Par identification on trouve:

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2J\rho^2 / P \\ K_{p\Omega} = (2JP - f_v) / P \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

## Chapitre II Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée

Le schéma de la commande vectorielle en boucle fermée de la machine asynchrone

pentaphasée est donnée par la figure suivante :

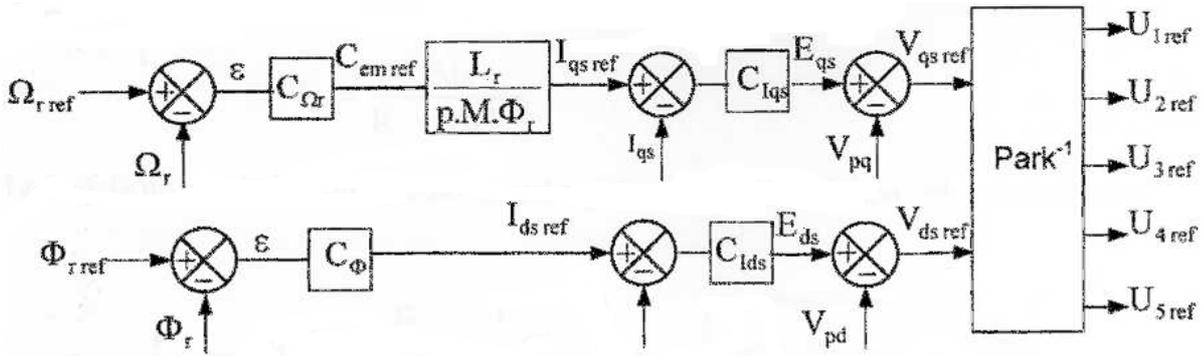
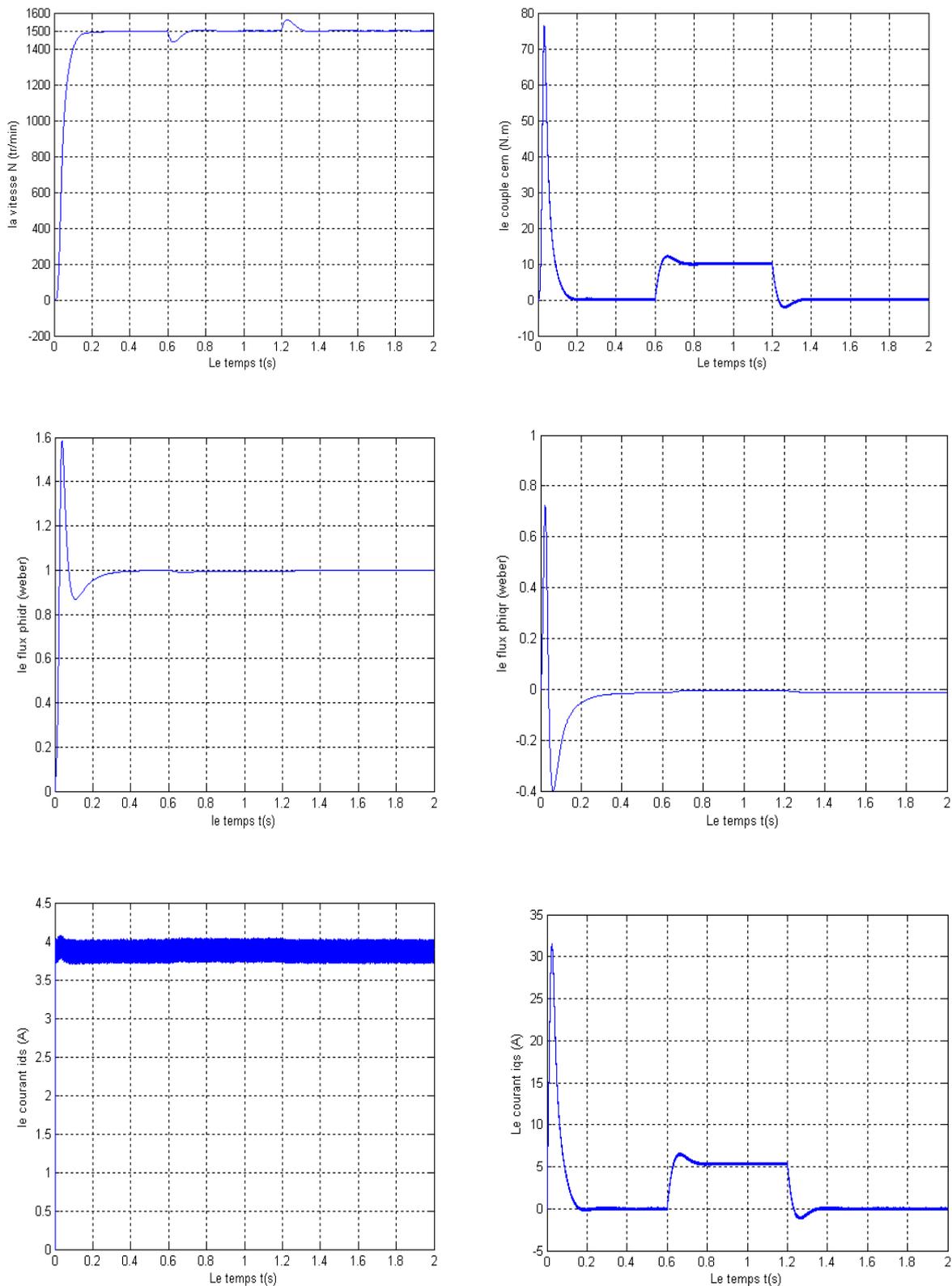
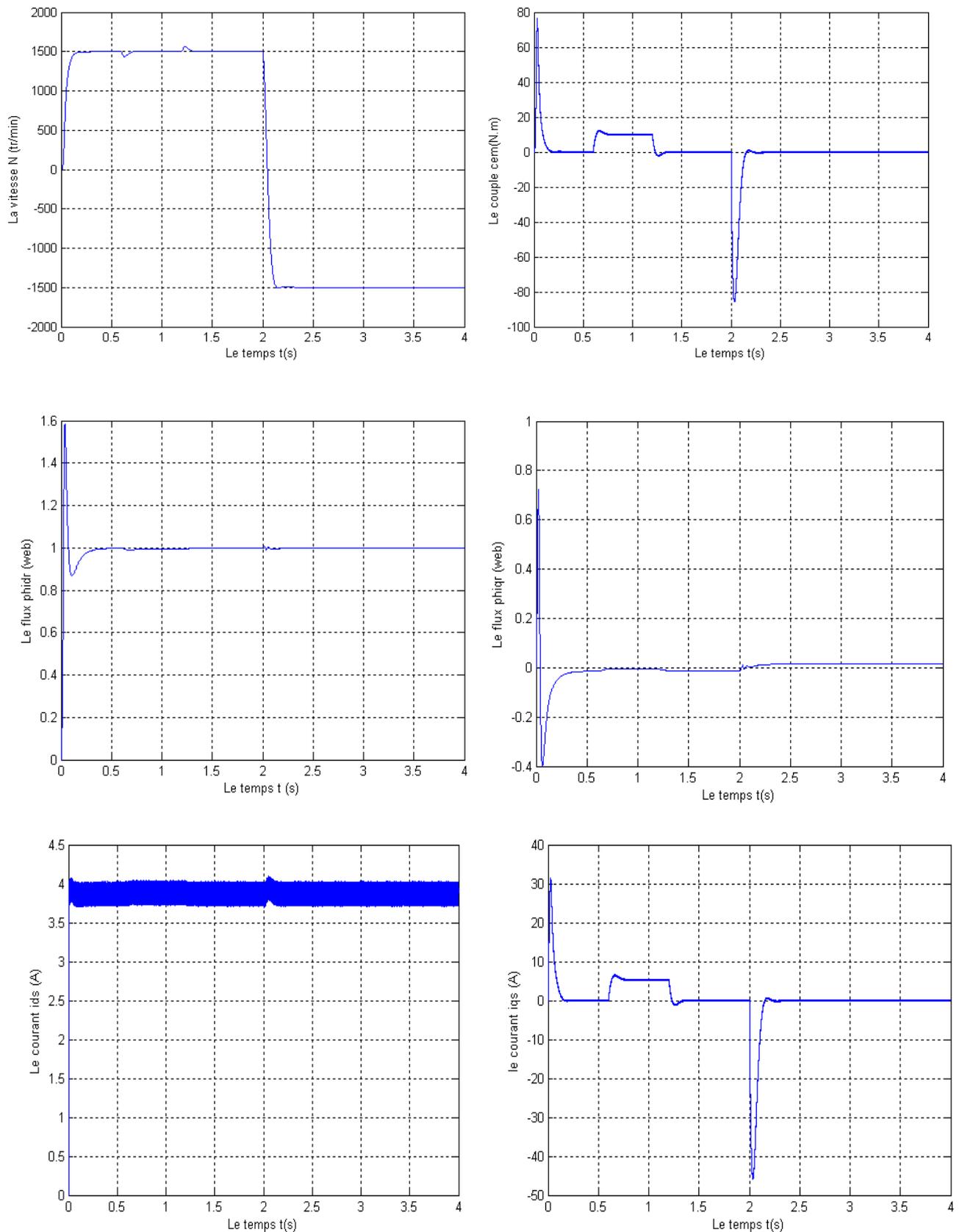


Figure (II.13): schéma bloc de la commande vectorielle directe

La figure II-14 donne les résultats de simulation pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone pentaphasée, et la figure II-15 donne le zoom des courants de sortie de la machine asynchrone pentaphasée.



**Figure (II-14): commande par orientation du flux rotorique de MAS pentaphasée avec application d'une charge nominale  $C_r=10N.m$  entre  $t_1=0.6$  et  $t_2=1.2s$ .**



**Figure (II-15):** commande par orientation du flux rotorique de MAS pentaphasée avec application d'une charge nominale  $C_r=10\text{N.m}$  entre  $t_1=0.6$  et  $t_2=1.2\text{s}$  et changement de sens de rotation a  $t=2\text{s}$ .

**II.8. Interprétation des résultats:**

La figure II-14 représente un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale de  $C_r$  entre 0.6 et 1.2s. On remarque que la vitesse diminue à l' instant de l'application de la charge puis cette diminution est corrigée par le régulateur PI. Même constatation pour le couple et le courant  $I_{qs}$ .

**II.9. Conclusion:**

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande directe, une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le flux et le couple.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone pentaphasée. Il faut signaler que le régulateur PI permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence, mais il présente des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, due au changement brusque de cette dernière.

## *Chapitre III*

# **Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

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

De nombreuses applications, comme la fabrication de textile, manipulateurs industriels, les véhicules électriques, exigent plus d'une commande électrique à vitesse variable.

Les machines et les onduleurs utilisés dans les systèmes multi machines de nos jours sont des systèmes triphasés. Chaque machine peut être commandée indépendamment des autres machines, à l'aide de sa propre source de tension (VSI) et algorithme de commande approprié.

Une commande indépendante de deux machines à C.A de différentes estimations, de différentes vitesses , et des conditions de charge différentes en utilisant seulement une seule source de tension n'existe pas actuellement.

Les tentatives d'utiliser une source triphasée pour l'alimentation et la commande vectorielle de deux machines triphasées ou plus reliées en parallèle sont limitées aux situations où la vitesse des machines est identique [Kuo-01] [Mat-01].

Un système multi-machines basé sur l'utilisation des machines polyphasées est obtenu grâce aux degrés supplémentaires que possèdent ces machines.

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.

### **Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

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.

Ainsi, dans une machine multiphasée il y a des degrés additionnels de liberté, qui peut être employée pour commander d'autres machines [Fu-94].

On a montré qu'en reliant les enroulements de deux machines alimentées par un onduleur multiphasé en série, et en appliquant une transposition appropriée de phases, il est possible de commander indépendamment les deux machines avec l'énergie venant du même onduleur.

Les avantages de ce concept, une fois comparé au cas triphasé, sont, une économie dans le nombre de bras d'onduleur, facilité de l'exécution dans une carte DSP et possibilité d'utilisation directe de l'énergie de freinage.

#### **III.2.Système polyphasés multi-machines:**

Les machines polyphasées peuvent être considérés 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.

Ainsi, pour quelques applications de puissance élevée comme le cas de la traction ferroviaire [Lev-04], les fabricants ont développé ce genre de systèmes depuis plusieurs années.

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....

## Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

### III.3. Présentation de système de deux MAS 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 phase d'onduleurs de tension ont été étudiés dans : [Lev-03] et [Lev-04].

Les études [Lev-03], [Lev-04] s'appliquent 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).

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.

Un système de deux machines de six phases asymétriques en série (deux enroulements triphasés avec un décalage spatial de  $30^\circ$ ) a été rapporté dans [Lev-04].

La configuration avec deux machines asymétriques de six phases [Lev-04] est considérée moins importante pour de vraies applications dans le monde d'application industriel que le système de deux machines pentaphasées [Lev-04].

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 asynchrones 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.

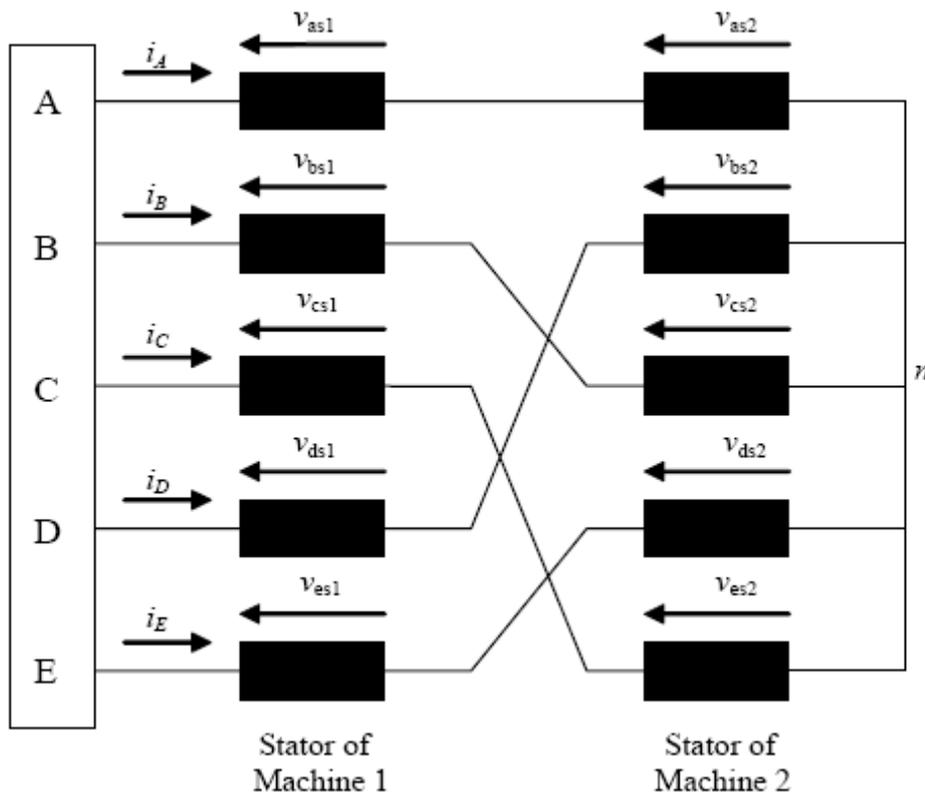
La transposition des phases en série est une condition nécessaire pour la réussite de la commande vectorielle de deux machines.

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

**Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

En d'autre termes son but est de créer des courants de la machine 1 pour produire de flux / couple et ne pas faire produire de flux / couple à partir des courants de la deuxième machine, et vice versa [Gat-00], [Lev-04], [Jon-04].

Les phases de l'onduleur sont indiqués 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  $\alpha = \frac{2\pi}{5}$ .



**Figure (III-1): Représentation de deux MAS pentaphasées en série avec les phases de stator en série transposées.**

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 :

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

$$\begin{aligned}
 v_A &= v_{as1} + v_{as2} \\
 v_B &= v_{bs1} + v_{cs2} \\
 v_C &= v_{cs1} + v_{es2} \\
 v_D &= v_{ds1} + v_{bs2} \\
 v_E &= v_{es1} + v_{ds2}
 \end{aligned} \tag{III.1}$$

$$\begin{aligned}
 i_A &= i_{as1} = i_{as2} \\
 i_B &= i_{bs1} = i_{cs2} \\
 i_C &= i_{cs1} = i_{es2} \\
 i_D &= i_{ds1} = i_{bs2} \\
 i_E &= i_{es1} = i_{ds2}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

Il est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standards de la théorie générale des machines électriques sont applicables [Whi-59], y compris celle relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

#### III.4. Modélisation de système de deux machines asynchrones pentaphasées:

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** est de 15e ordres. Il peut être représenté sous une forme matricielle (quantités non linéaire) par :

$$\underline{v} = \underline{R}\underline{i} + \frac{d(\underline{L}\underline{i})}{dt} \tag{III.3}$$

Avec :

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} \underline{v}^{INV} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \underline{i} = \begin{bmatrix} \underline{i}^{INV} \\ \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \end{bmatrix} \tag{III.4}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{v}^{INV} &= [v_A \quad v_B \quad v_C \quad v_D \quad v_E]^T \\
 \underline{i}^{INV} &= [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_D \quad i_E]^T
 \end{aligned} \tag{III.5}$$

**Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

$$\begin{aligned} \underline{i}_{r1} &= [i_{ar1} \quad i_{br1} \quad i_{cr1} \quad i_{dr1} \quad i_{er1}]^T \\ \underline{i}_{r2} &= [i_{ar2} \quad i_{br2} \quad i_{cr2} \quad i_{dr2} \quad i_{er2}]^T \end{aligned} \quad (III.6)$$

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} \underline{R}_{s1} + \underline{R}_{s2} & & & & \\ & \underline{R}_{r1} & & & \\ & & \underline{R}_{r2} & & \\ & & & & \\ & & & & \end{bmatrix}, \quad \underline{L} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{s1} + \underline{L}_{s2} & \underline{L}_{sr1} & \underline{L}_{sr2} \\ \underline{L}_{sr1} & \underline{L}_{r1} & \underline{0} \\ \underline{L}_{sr2} & \underline{0} & \underline{L}_{r2} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Sous matrices de l'inductance matrice identifiée avec le premier symbole sont celles dont la forme a été modifiée par la phase de transposition. Donc

$$\underline{L}_{s1} = \begin{bmatrix} L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 \end{bmatrix} \quad (III-8a)$$

$$\underline{L}_{s2} = \begin{bmatrix} L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 \end{bmatrix} \quad (III-8b)$$

Et

$$\underline{L}_{sr1} = M_1 \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) \\ \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) \\ \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) \\ \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 + \alpha) \\ \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (III.9a)$$

$$\underline{L}_{rs1} = \underline{L}_{sr1}^T$$

$$\underline{L}_{sr2} = M_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) \\ \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) \\ \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) \\ \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + \alpha) \\ \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (III.9b)$$

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

$$\underline{L}_{rs2} = \underline{L}_{sr2}^T$$

Les inductances rotoriques de l'équation (III.7) sont de la forme de  $\underline{L}_{s1}$  de (III.8), quand aux matrices des résistances sont diagonales cinq sur cinq.

Les couples des deux machines sont exprimés en fonction des courants de l'onduleur par :

$$T_{e1} = -P_1 M_1 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_{ar1} + i_B i_{br1} + i_C i_{cr1} + i_D i_{dr1} + i_E i_{er1}) \sin \theta_1 + \\ (i_E i_{ar1} + i_A i_{br1} + i_B i_{cr1} + i_C i_{dr1} + i_D i_{er1}) \sin(\theta_1 + \alpha) + \\ (i_D i_{ar1} + i_E i_{br1} + i_A i_{cr1} + i_B i_{dr1} + i_C i_{er1}) \sin(\theta_1 + 2\alpha) + \\ (i_C i_{ar1} + i_D i_{br1} + i_E i_{cr1} + i_A i_{dr1} + i_B i_{er1}) \sin(\theta_1 - 2\alpha) + \\ (i_B i_{ar1} + i_C i_{br1} + i_D i_{cr1} + i_E i_{dr1} + i_A i_{er1}) \sin(\theta_1 - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.10a)$$

$$T_{e2} = -P_2 M_2 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_{ar2} + i_D i_{br2} + i_B i_{cr2} + i_E i_{dr2} + i_C i_{er2}) \sin \theta_2 + \\ (i_C i_{ar2} + i_A i_{br2} + i_D i_{cr2} + i_B i_{dr2} + i_E i_{er2}) \sin(\theta_2 + \alpha) + \\ (i_E i_{ar2} + i_C i_{br2} + i_A i_{cr2} + i_D i_{dr2} + i_B i_{er2}) \sin(\theta_2 + 2\alpha) + \\ (i_B i_{ar2} + i_E i_{br2} + i_C i_{cr2} + i_A i_{dr2} + i_D i_{er2}) \sin(\theta_2 - 2\alpha) + \\ (i_D i_{ar2} + i_B i_{br2} + i_E i_{cr2} + i_C i_{dr2} + i_A i_{er2}) \sin(\theta_2 - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.10b)$$

#### III.4.1. Transformation de découplage de CLARK :

La relation entre les variable originales des phases et les nouvelles variables  $(\alpha, \beta, x, y, o)$  est donnée par :

$$\underline{f}_{\alpha\beta} = \underline{C} \underline{f}_{abcde}$$

Où  $\underline{C}$  est la matrice de transformation à puissance invariante [Tol-92] :

$$\underline{C} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{array}{l} \alpha \\ \beta \\ x \\ y \\ o \end{array} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cos 8\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \sin 8\alpha \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

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

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{INV} \\ v_{\beta}^{INV} \\ v_x^{INV} \\ v_y^{INV} \\ v_o^{INV} \end{bmatrix} = \underline{C} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_D \\ v_E \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{INV} \\ v_{\beta}^{INV} \\ v_x^{INV} \\ v_y^{INV} \\ v_o^{INV} \end{bmatrix} = \underline{C} \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_{cs1} + v_{es2} \\ v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_{es1} + v_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s1} + v_{x s2} \\ v_{\beta s1} - v_{y s2} \\ v_{x s1} + v_{\alpha s2} \\ v_{y s1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

En raison de l'absence du conducteur neutre ; la composante zéro de l'onduleur doit être égale à zéro (la composante zéro est négligée en raison de la connexion étoile du réseau sans conducteur neutre).

. La relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants  $\alpha$ - $\beta$  , x-y des deux machines est obtenue en utilisant (III-11) et (III-2) :

$$\begin{aligned} i_{\alpha}^{INV} &= i_{\alpha s1} = i_{x s2} \\ i_{\beta}^{INV} &= i_{\beta s1} = -i_{y s2} \\ i_x^{INV} &= i_{x s1} = i_{\alpha s2} \\ i_y^{INV} &= i_{y s1} = i_{\beta s2} \end{aligned} \quad (III.14)$$

Il résulte de (III-14) que les courants  $\alpha$ - $\beta$  de l'onduleur représentent simultanément les courants  $\alpha$ - $\beta$  (production flux / couple) de la machine 1, alors qu'elles apparaissent comme les courants x-y de la machine 2 [Tol-92].

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

D'autre part, les courants x-y de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants  $\alpha$ - $\beta$  (production flux / couple) de la machine 2, alors que le couple électromagnétique et le flux d'une machine sont produits uniquement par les courants  $\alpha$ - $\beta$ , il s'ensuit que le flux / couple de la machine 1 peut être contrôlé au moyen des courants  $\alpha$ - $\beta$  de l'onduleur ; même chose ; le flux / couple de la machine 2 peut être contrôlé au moyen des courants x-y de l'onduleur.

Comme le sous-espace  $\alpha$ - $\beta$  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.

#### III.4.2. Le modèle dans un référentiel rotatif :

Pour obtenir le modèle dans l'espace d-q, on applique la matrice de transformation (III-15) pour les tensions de l'onduleur (III-13) et les équations de tensions du rotor de (III-3) [Lev-04]:

$$\underline{D}_r = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & & & \\ \sin \theta & \cos \theta & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

L'angle  $\theta$  dans (III-15) est la position instantanée du rotor, qui est différente pour les deux machines et défini par  $\theta_1$  et  $\theta_2$  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-11).

La transformation (III-15) est appliquée avec l'angle  $\theta_1$  pour les équations  $\alpha$ - $\beta$  statoriques et  $\alpha$ - $\beta$  rotoriques pour la machine1, et avec l'angle  $\theta_2$  pour les équations  $\alpha$ - $\beta$  statoriques et  $\alpha$ - $\beta$  rotoriques pour la machine 2.

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

Cependant, tenir compte que les enroulements du rotor des deux machines sont court-circuités, les équations x-y et l'équation de la composante d'ordre zéro du rotor peuvent être négligés pour plusieurs considérations.

Aussi 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 :

$$\begin{aligned}
 v_d^{INV} &= R_{s1} i_d^{INV} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_d^{INV}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{dr1}}{dt} + R_{s2} i_d^{INV} + L_{ls2} \frac{di_d^{INV}}{dt} \\
 v_q^{INV} &= R_{s1} i_q^{INV} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_q^{INV}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{qr1}}{dt} + R_{s2} i_q^{INV} + L_{ls2} \frac{di_q^{INV}}{dt} \\
 v_x^{INV} &= R_{s1} i_x^{INV} + L_{ls1} \frac{di_x^{INV}}{dt} + R_{s2} i_x^{INV} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_x^{INV}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{dr2}}{dt} \\
 v_y^{INV} &= R_{s1} i_y^{INV} + L_{ls1} \frac{di_y^{INV}}{dt} + R_{s2} i_y^{INV} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_y^{INV}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{qr2}}{dt}
 \end{aligned} \tag{III.16}$$

Où, en termes de différentes composantes des tensions d-q statoriques de deux machine (selon (III-13))

$$\begin{aligned}
 v_d^{INV} &= v_{ds1} + v_{xs2} \\
 v_x^{INV} &= v_{xs1} + v_{ds2}
 \end{aligned} \tag{III.17}$$

$$\begin{aligned}
 v_q^{INV} &= v_{qs1} - v_{ys2} \\
 v_y^{INV} &= v_{ys1} + v_{qs2}
 \end{aligned} \tag{III.18}$$

Les équations d'équilibre des tensions au rotor des deux machines sont :

$$\begin{aligned}
 0 &= R_{r1} i_{dr1} + L_{m1} \frac{di_d^{INV}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{dr1}}{dt} + \omega_1 (L_{m1} i_q^{INV} + (L_{lr1} + L_{m1}) i_{qr1}) \\
 0 &= R_{r1} i_{qr1} + L_{m1} \frac{di_q^{INV}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{qr1}}{dt} - \omega_1 (L_{m1} i_d^{INV} + (L_{lr1} + L_{m1}) i_{dr1})
 \end{aligned} \tag{III.19}$$

**Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

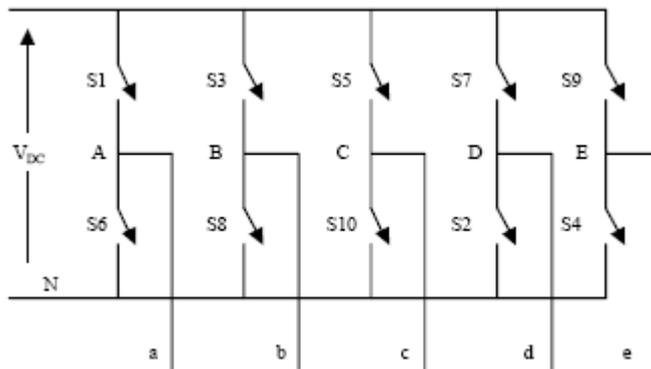
$$\begin{aligned}
 0 &= R_{r2}i_{dr2} + L_{m2} \frac{di_x^{INV}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{dr2}}{dt} + \omega_2 (L_{m2}i_y^{INV} + (L_{lr2} + L_{m2})i_{qr2}) \\
 0 &= R_{r2}i_{qr2} + L_{m2} \frac{di_y^{INV}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{qr2}}{dt} - \omega_2 (L_{m2}i_x^{INV} + (L_{lr2} + L_{m2})i_{dr2})
 \end{aligned}
 \tag{III.20}$$

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

$$\begin{aligned}
 T_{e1} &= P_1 L_{m1} [i_{dr1}i_q^{INV} - i_d^{INV}i_{qr1}] \\
 T_{e2} &= P_2 L_{m2} [i_{dr2}i_y^{INV} - i_x^{INV}i_{qr2}]
 \end{aligned}
 \tag{III.21}$$

**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 asynchrones pentaphasées à la même structure que celle pour une seule machine, est donnée par la figure suivante:



**Figure III-3: onduleur de tension pentaphasé**

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 :

$$(V)_s = (T).(V_0)
 \tag{III.22}$$

**Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

Avec :

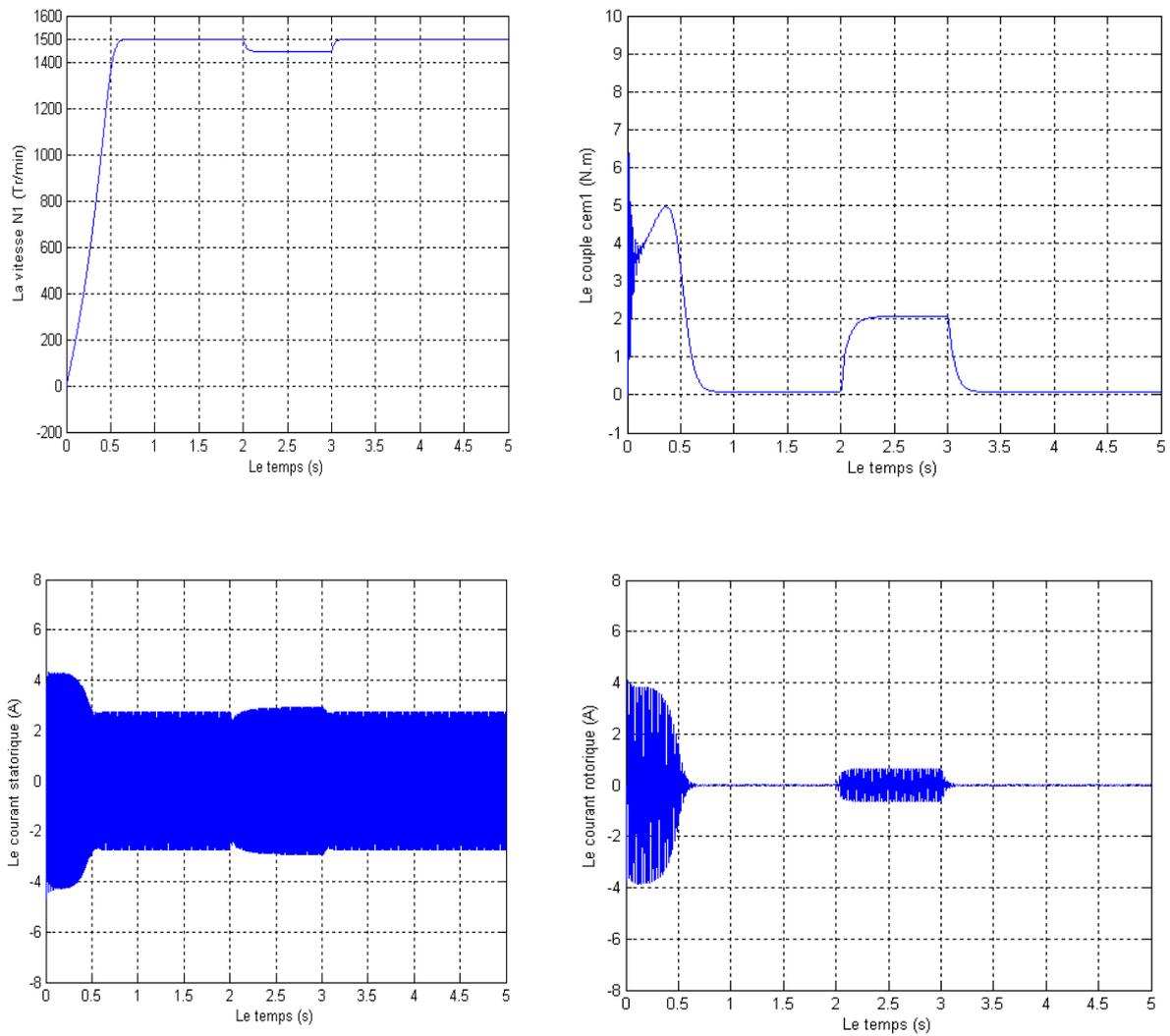
$$(T) = \begin{bmatrix} \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

$$(V)_s = \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{as1} + V_{as2} \\ V_{bs1} + V_{cs2} \\ V_{cs1} + V_{es2} \\ V_{ds1} + V_{bs2} \\ V_{es1} + V_{ds2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

$$(V_0) = \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \\ V_{d0} \\ V_{e0} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

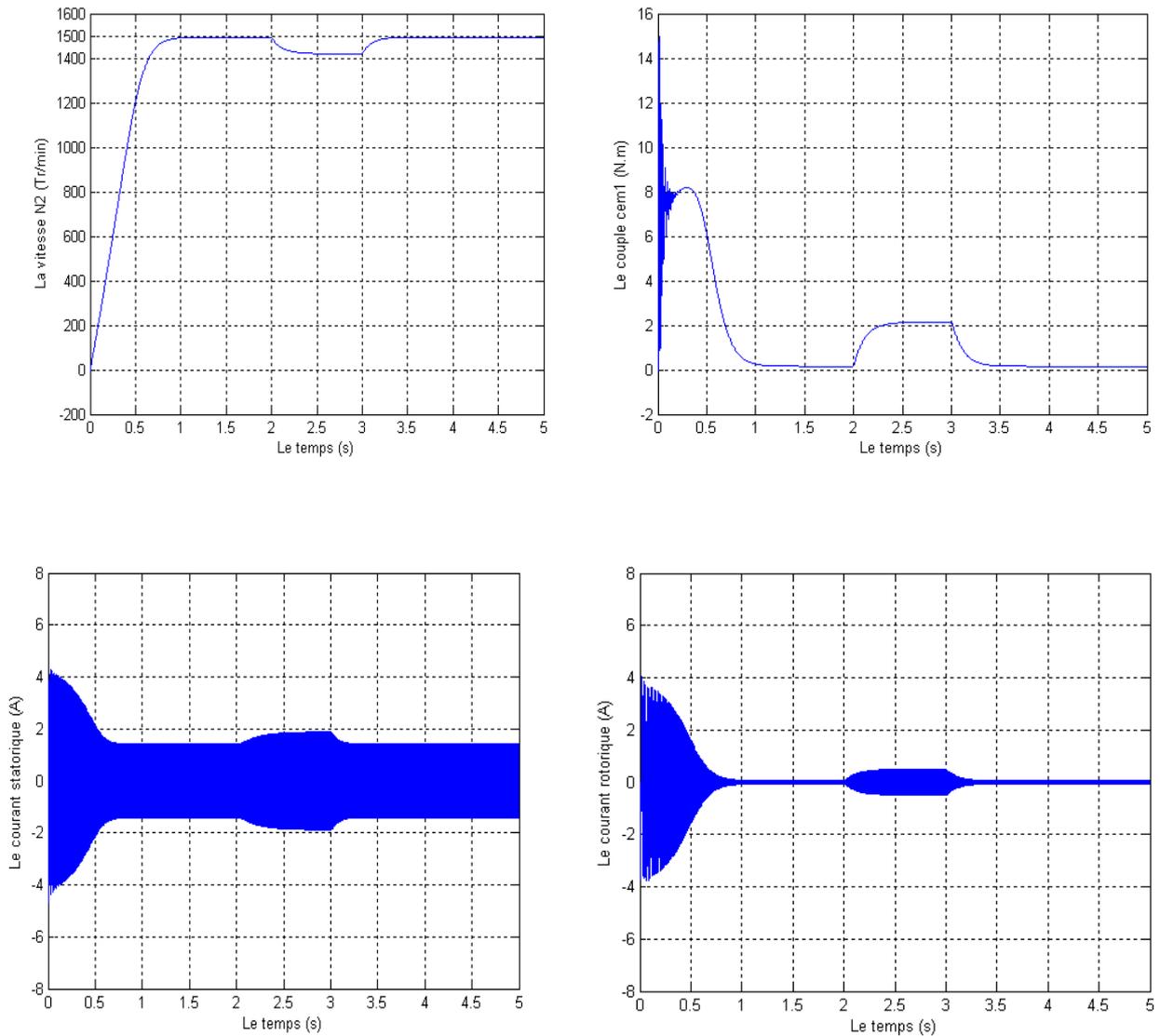
Les figures (III.4) et (III.5) donnent les résultats de simulation de deux machines asynchrones pentaphasées alimentées par une alimentation idéale, tandis que la figure (III.6) montre les résultats de simulation de deux machines asynchrones pentaphasées alimentées par un onduleur de tension.

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série



**Figure (III-4):**Alimentation directe de la machine 1 avec application d'une charge  $C_r=2N.m$  entre  $t_1=2s$  et  $t_2=3s$ .

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série



**Figure (III-5): Alimentation directe de la machine 2 avec application d'une charge  $C_r=2N.m$  entre  $t_1=2s$  et  $t_2=3s$ .**

### Chapitre III Modélisation et simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série

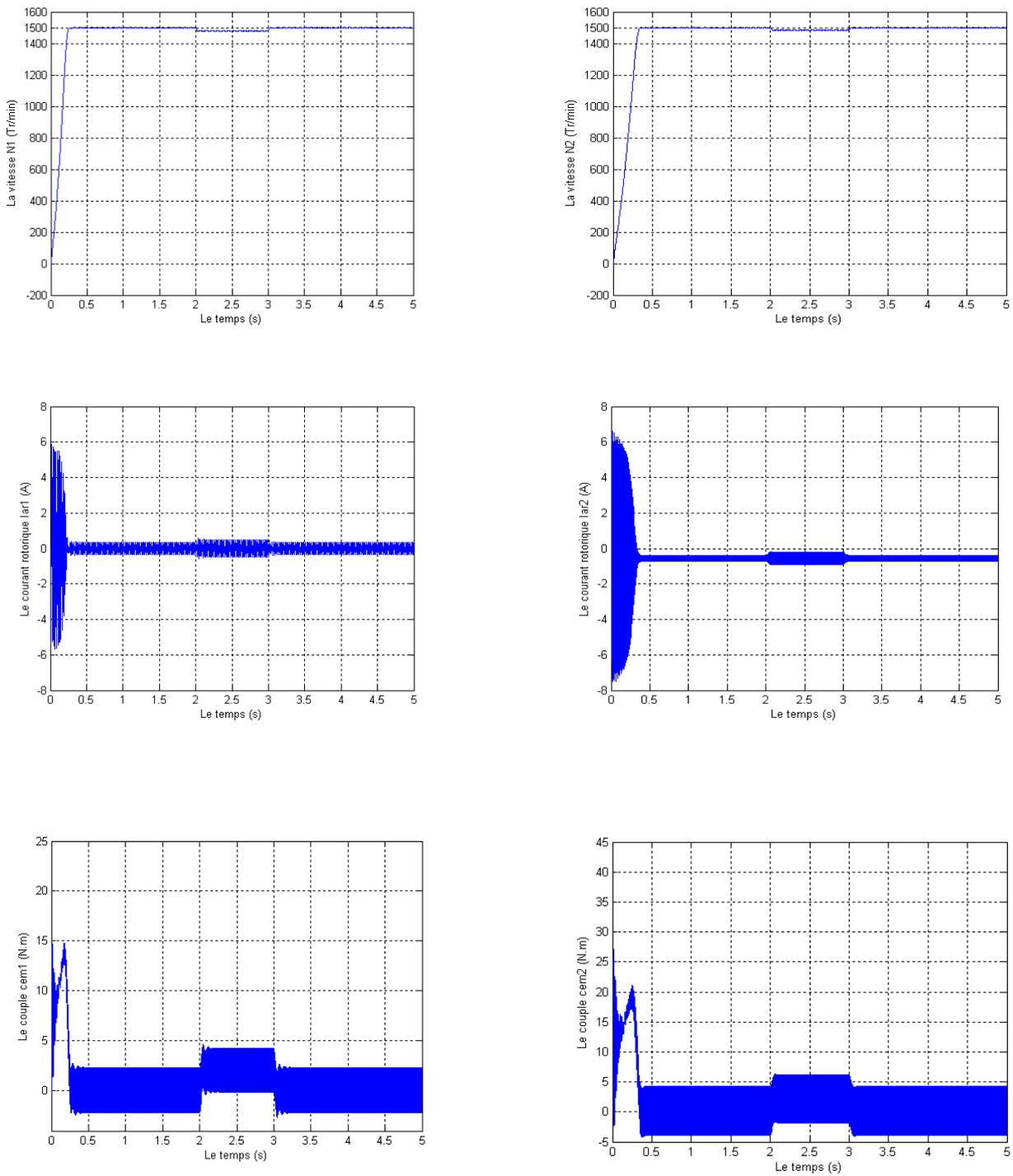


Figure (III-6): Deux Mas pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension avec application d'une charge  $C_r=2N.m$  entre  $t_1=2s$  et  $t_2=3s$ .

### **III.6. 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 des 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.7. Conclusion:**

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

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 permettent de contrôler les deux machines indépendamment l'une de l'autre. La commande vectorielle fera l'objet de notre étude dans le dernier chapitre.

## *Chapitre IV*

# **Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

### **IV.1.Introduction:**

Les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté additionnels, qui peuvent être utilisés pour leur commande dans un système d'entraînement multimachines.

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-moteurs soit alimenté à partir d'un onduleur de tension polyphasé.

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

Une commande vectorielle indépendante est permise en employant un raccordement en série approprié des enroulements de stator des moteurs polyphasés et des principes de commande vectorielle [Lev-04].

Les principes fondamentaux du concept émergent du fait que les machines polyphasées exigent seulement deux courants pour la commande de flux et de couple.

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

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

### IV.2. Commande vectorielle de deux machines en série:

Selon les équations (III-13), (III-14) et (III-16),(III-17) du chapitre précédent, la transposition des phases dans les enroulements en série place les axes d-q de stator de la machine 2 en série avec les axes x-y de stator de la machine 1;et vice versa [Lev-04].

Le modèle de deux machines asynchrones alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est obtenu à partir des équations (III-16), (III-18), (III-19) en utilisant les transformations suivantes:

- Pour la machine 1:

$$\underline{f}_{dq}^{Inv} = \underline{f}_{dq}^{Inv} \exp(j\theta_{r1}) \quad (IV.1)$$

- Pour la machine2:

$$\underline{f}_{xy}^{Inv} = \underline{f}_{xy}^{Inv} \exp(j\theta_{r2}) \quad (IV.2)$$

Ou  $\theta_{r1}$  et  $\theta_{r2}$  sont définis par  $\theta_{r1} = \int \omega_{r1} dt$  et  $\theta_{r2} = \int \omega_{r2} dt$  respectivement.

Le modèle de deux machines est donné par les équations:

- Pour la machine 1:

$$v_{dq}^{Inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_{dq}^{Inv} + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_{dq}^{Inv}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{r1}}{dt} + j\omega_{r1}[(L_{s1} + L_{s2})i_{dq}^{Inv} + L_{m1}i_{r1}] \quad (IV.3)$$

- Pour la machine 2:

$$v_{xy}^{Inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_{xy}^{Inv} + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_{xy}^{Inv}}{dt} + L_{m2}\frac{di_{r2}}{dt} + j\omega_{r2}[(L_{s1} + L_{s2})i_{xy}^{Inv} + L_{m2}i_{r2}] \quad (IV.4)$$

On définit la constante de temps T:

$$T = (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) / (R_{s1} + R_{s2}) \quad (IV.5)$$

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

Le modèle lié au champ tournant de deux machines est alors défini par [Tol-04]:

- Pour la machine 1:

$$v_{dq}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_{dq}^{inv} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{di_{dq}^{inv}}{dt} + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \frac{di_{r1}}{dt} + j \omega_{r1} \left[ (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})i_{dq}^{inv} + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \phi_{r1} \right] \quad \text{IV.6)}$$

- Pour la machine 2:

$$v_{xy}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})i_{xy}^{inv} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \frac{di_{xy}^{inv}}{dt} + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \frac{di_{r2}}{dt} + j \omega_{r2} \left[ (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})i_{xy}^{inv} + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \phi_{r2} \right] \quad \text{IV.7)}$$

Le modèle des deux machines alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est donné par les équations suivantes :

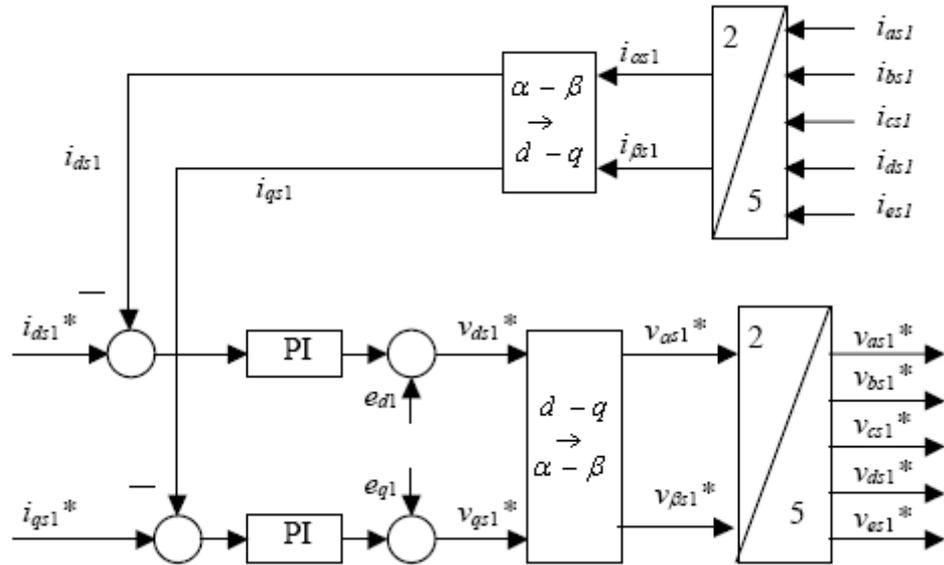
Pour la machine 1:

$$\begin{cases} V_{ds1} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{ds1} - \omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs1} \\ V_{qs1} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs1} + \omega_{r1} \left( \frac{L_{s1}}{M_1} \Phi_{r1} + L_{s2} I_{ds1} \right) \end{cases} \quad \text{IV-8)}$$

Pour la machine 2:

$$\begin{cases} V_{ds2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{ds2} - \omega_{r2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{qs2} \\ V_{qs2} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs2} + (\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{qs2} + \omega_{r2} \left( \frac{L_{s2}}{M_2} \Phi_{r2} + L_{s1} I_{ds2} \right) \end{cases} \quad \text{IV.9)}$$

La commande vectorielle standard permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure suivante [Iqb-04]:



**Figure (IV-1) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe pour une MAS pentaphasée.**

On a selon la figure (IV-1) précédente les équations suivantes [Iqb-04]:

- pour la machine 1:

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{d1} + e_{d1} \\ V_{qs1}^* = V_{q1} + e_{q1} \end{cases} \quad (IV.10)$$

- Pour la machine 2:

$$\begin{cases} V_{ds2}^* = V_{d2} + e_{d2} \\ V_{qs2}^* = V_{q2} + e_{q2} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Le couplage qui existe entre les équations  $V_{dq}$  de la première machine d'une part et les équations  $V_{xy}$  de la deuxième machine d'autre part; est éliminé par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage.

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

Ces derniers sont rajoutés à la sortie des régulateurs des courants afin d'obtenir les tensions de références [Iqb-04]:

- Pour la machine 1:

$$\begin{cases} e_{d1} = -\omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs1} \\ e_{q1} = \omega_{r1} \left( \frac{L_{s1}}{L_{m1}} \phi_{r1} + L_{s2} I_{ds1} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

- Pour la machine 2:

$$\begin{cases} e_{d2} = -\omega_{r2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1})I_{qs2} \\ e_{q2} = \omega_{r2} \left( \frac{L_{s2}}{L_{m2}} \phi_{r2} + L_{s1} I_{ds2} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

### IV.3. Calcul des tensions de références de l'onduleur de tension:

Les tensions de références des phases sont obtenues comme suit [Jon-04]:

- Pour la machine 1:

$$\begin{aligned} V_{as1}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1}) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1}) + V_{xs1}^*] \\ V_{bs1}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos 2\alpha + V_{ys1}^* \sin 2\alpha] \\ V_{cs1}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos 4\alpha + V_{ys1}^* \sin 4\alpha] \\ V_{ds1}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos 4\alpha - V_{ys1}^* \sin 4\alpha] \\ V_{es1}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos 2\alpha - V_{ys1}^* \sin 2\alpha] \end{aligned} \quad (\text{IV-13})$$

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

- Pour la machine 2:

$$\begin{aligned}
 V_{as2}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2}) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2}) + V_{xs2}^*] \\
 V_{bs2}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos 2\alpha + V_{ys2}^* \sin 2\alpha] \\
 V_{cs2}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos 4\alpha + V_{ys2}^* \sin 4\alpha] \\
 V_{ds2}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos 4\alpha - V_{ys2}^* \sin 4\alpha] \\
 V_{es2}^* &= \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos 2\alpha - V_{ys2}^* \sin 2\alpha]
 \end{aligned} \tag{IV.14}$$

Après calcul des tensions de références, on procède à la somme des tensions pour obtenir les tensions d'alimentation pour les deux machines en série, en utilisant la transposition des tensions indiquées précédemment comme suit:

$$\begin{aligned}
 V_A &= v_{as1}^* + v_{as2}^* \\
 V_B &= v_{bs1}^* + v_{cs2}^* \\
 V_C &= v_{cs1}^* + v_{es2}^* \\
 V_D &= v_{ds1}^* + v_{bs2}^* \\
 V_E &= v_{es1}^* + v_{ds2}^*
 \end{aligned} \tag{IV.15}$$

### IV.4. Régulation:

#### IV.4.1. Régulation de la boucle interne des courants $I_{ds1}$ et $I_{ds2}$ :

D'après (IV.8), (IV.10) et (IV.12), on a :

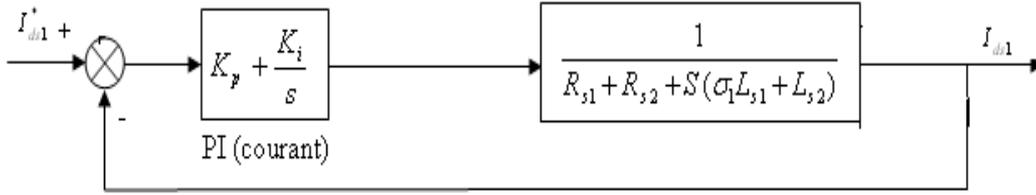
$$v_{d1} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds1} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{dI_{ds1}}{dt} \tag{IV.16}$$

Donc:

$$I_{ds1} = \frac{v_{d1}}{(R_{s1} + R_{s2}) + S(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} \tag{IV.17}$$

La boucle de régulation du courant  $I_{ds1}$  est représentée par le schéma bloc de la figure suivante:

**Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série**



**Figure (IV-2): Schéma fonctionnelle du régulateur de courant  $I_{ds1}$**

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur  $C_{ids}$  est donnée par la relation suivante:

$$C_{ids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (IV.18)$$

On a:

$$V_{d1} = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}).(I_{dsref1} - I_{ds1}) \quad (IV.19)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{I_{ds1}}{I_{dsref1}} = \frac{(K_{pd}S + K_{id}) \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})}}{G(s)} \quad (IV.20)$$

Le polynôme caractéristique est:

$$G(s) = S^2 + \frac{(R_{s1} + R_{s2}) + K_{pd}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} S + \frac{K_{id}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} = 0 \quad (IV.21)$$

$$G(s) = S^2 + 2.\rho.S + 2.\rho^2 = 0 \quad (IV.22)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , on aura:

L'identification des termes des équations (IV-21) et (IV-22) on aura:

**Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

$$\begin{cases} K_{id} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \rho^2 \\ K_{pd} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad (IV.23)$$

De même manière on trouve les constantes de régulateurs pour le courant  $I_{ds2}$ :

$$\begin{cases} K_{id} = 2(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) \rho^2 \\ K_{pd} = 2(\sigma_2 L_{s2} + L_{s1}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad (IV.24)$$

**IV.4.2. Régulation de la boucle externe du flux:**

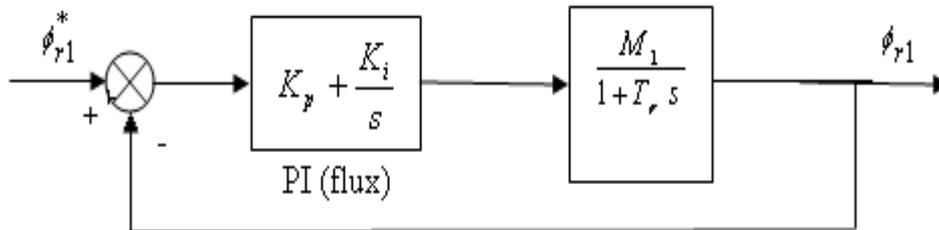
Afin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou de position, ainsi que lors des applications d'une charge nominale.

Pour la machine 1:

On a:

$$\phi_{r1} = \frac{M_1}{1+T.S} I_{ds1} \quad (IV.25)$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est le suivant:



**Figure (IV-3): schéma fonctionnelle du régulateur de flux  $\phi_{r1}$**

La fonction de transfert est:

$$\frac{\phi_{r1}(s)}{\varepsilon_{\phi}(s)} = C_{\phi} \cdot \frac{M_1}{1+T.S} = \left( K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{S} \right) \cdot \frac{M_1}{1+T.S} \quad (IV.26)$$

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{\phi_r(S)}{\phi_{ref}(S)} = \frac{(K_{p\phi}S + K_{i\phi}) \frac{M_1}{T}}{G(S)} \quad (\text{IV.27})$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$G(S) = S^2 + \frac{1 + M_1 K_{p\phi}}{T} S + \frac{M_1 K_{i\phi}}{T} = 0 \quad (\text{IV.28})$$

$$G(S) = S^2 + 2.\rho S + 2.\rho^2 = 0 \quad (\text{IV.29})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , on aura:

Par identification on trouve:

$$\begin{cases} K_{\phi id} = \frac{2T}{M_1} \rho^2 \\ K_{\phi pd} = \frac{1}{M_1} (2T \rho - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Même procédé pour la machine 2 On trouve:

$$\begin{cases} K_{\phi id} = \frac{2T}{M_2} \rho^2 \\ K_{\phi pd} = \frac{1}{M_2} (2T \rho - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

### **IV.4.3. Régulation de la boucle interne des courants $I_{qs1}$ et $I_{qs2}$ :**

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants  $I_{qs1}$  et  $I_{qs2}$  que pour dimensionner les régulateurs des courants  $I_{ds1}$  et  $I_{ds2}$ , on trouve les mêmes coefficients  $K_{iq}$  et  $K_{pq}$ .

## **Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

### **IV.4.4. Régulation de la boucle externe de vitesse :**

Les mêmes calculs sont faits pour dimensionner les régulateurs des vitesses  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$  que pour la vitesse  $\Omega$  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:

$$\begin{cases} K_{i\Omega 1} = 2J_1\rho^2 / P_1 \\ K_{p\Omega 1} = (2J_1P_1 - f_v) / P_1 \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

Pour la machine 2 :

$$\begin{cases} K_{i\Omega 2} = 2J_2\rho^2 / P_2 \\ K_{p\Omega 2} = (2J_2P_2 - f_v) / P_2 \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

### **IV.5. Commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones pentaphasées:**

La commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones pentaphasées a le même schéma que pour une seule machine asynchrone pentaphasée.

La seule différence est qu'il faut calculer les tensions x-y en fonction des courants de Park pour les ajouter aux tensions d-q afin d'obtenir les tensions de références qui alimentent l'onduleur de tensions, comme suit:

Pour la machine 1:

$$\begin{aligned} V_{xs1}^* &= R_{s1}I_{xs1}^* + L_{s1} \frac{dI_{xs1}^*}{dt} \\ V_{ys1}^* &= R_{s1}I_{ys1}^* + L_{s1} \frac{dI_{ys1}^*}{dt} \end{aligned} \quad (\text{IV.34})$$

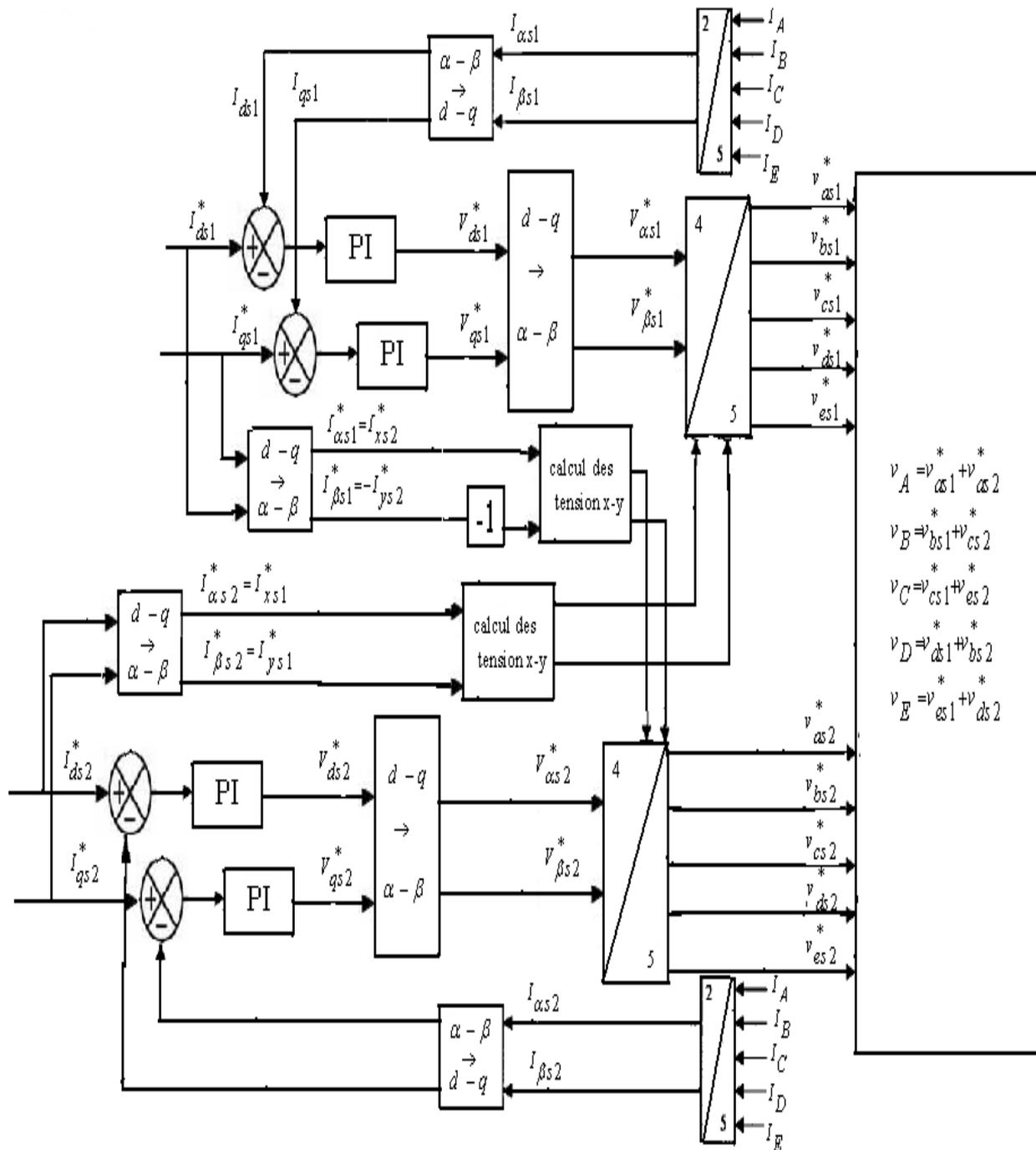
## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

Pour la machine 2

$$\begin{aligned} V_{xs2}^* &= R_{s2} I_{xs2}^* + L_{s2} \frac{dI_{xs2}^*}{dt} \\ V_{ys2}^* &= R_{s2} I_{ys2}^* + L_{s2} \frac{dI_{ys2}^*}{dt} \end{aligned} \quad (\text{IV.35})$$

On obtient alors les tensions de références à partir des équations (IV-12) et (IV-13).

Le schéma global de la commande vectorielle indépendante pour les deux machines asynchrones pentaphasées en série est donné par la **figure (IV-4)** .



**Figure (IV-4): schéma global de la commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones pentaphasées en série.**

**IV.5.1. Simulation et résultats:**

La figure (IV-5) donne les résultats de simulation de la commande vectorielle en boucle fermée de deux Mas pentaphasées en série.

## Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série

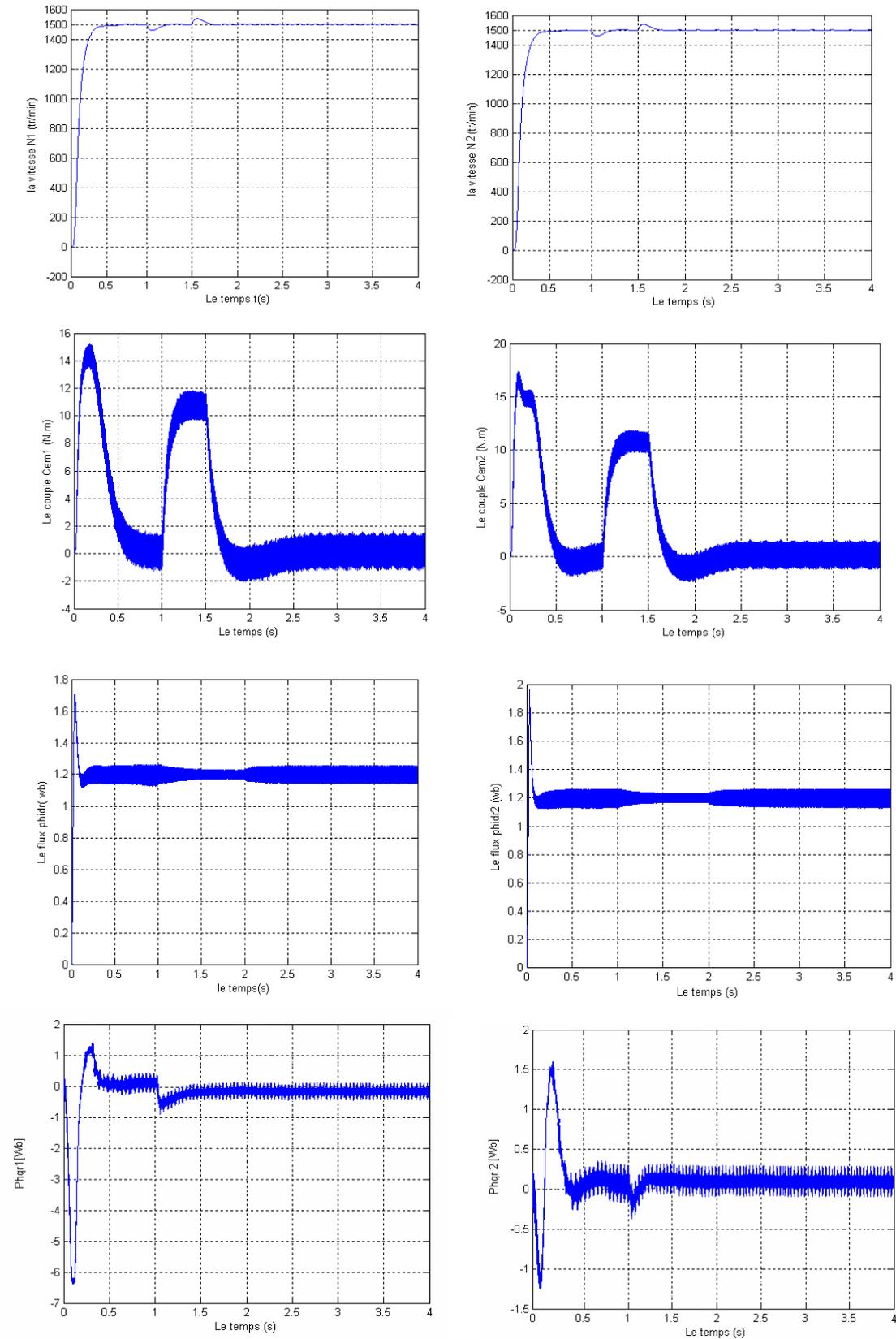


Figure (IV-5): performance de la commande vectorielle de deux Mas pentaphasées en série alimentées par onduleur de tension.

## **Chapitre IV Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série**

### **IV.6. Interprétation des résultats:**

La figure IV.5 représente un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale de  $C_r$  entre 1 et 1.5s. On remarque que la vitesse diminue à l' instant de l'application de la charge puis cette diminution est corrigée par le régulateur PI de la même manière lorsqu'on élimine la charge. On constate des ondulations du couple et du courant dues aux harmoniques générés par l'onduleur. Les résultats montrent que la transposition des phases des deux machines nous a permis de commander les deux machines indépendamment l'une de l'autre.

### **IV.7. Conclusion:**

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série. Nous avons utilisé le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le flux du couple.

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.

# Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse de la commande vectorielle des systèmes multimachines polyphasés.

Avant d'aborder le système à deux machines en série, nous avons présenté au premier chapitre quelques généralités sur les moteurs polyphasés, on a étudié une modélisation de la machine asynchrone pentaphasée. En utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles, l'application du modèle de Park a permis de réduire largement le système d'état de la machine asynchrone.

La commande en courant par hystérésis révèle une bonne dynamique, une implantation simple, mais la fréquence de commutation des interrupteurs, non contrôlée, présente un inconvénient (fréquence élevée pour les mêmes performances) et engendre un vieillissement excessif des éléments de puissance (transistors, diodes).

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone pentaphasée alimentée par onduleur MLI. Cette technique a permis de découpler le flux et le couple, ce qui a simplifié le modèle qui est devenu semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats ont montré 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 polyphasés. Un système de deux machines asynchrones pentaphasées 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 donné 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 a été maintenu.

Les performances de cette commande dépendent d'un choix convenable des paramètres des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI).

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable avec les systèmes multimachines.

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 varient soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande.

### **Perspectives:**

- ✓ Etude d'autres stratégies de commandes plus robustes et performantes (commandes modernes de l'automatique).
- ✓ Etude d'autres alimentations avec l'utilisation des techniques des onduleurs multi niveaux et multicellulaires.

- [All-05]: S Allone, "**Commande des machines polyphasées**", Thèse De Magister, Université de Bejaia, 2005.
- [Bag-99]:L.Baghli,"**contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.**" Thèse de doctorat, université de Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [Bou-91]: M Bounakhla, "**Etude et réalisation d'un convertisseur a transistors piloté par un microprocesseur. En Vue De La Commande D'un Moteur Asynchrone**"; Thèse De Magister ENP; Alger 1991.
- [Bou-95]: M.S.Boucherit," **Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques**", Thèse de doctorat d'état en G-Electrique, ENP, 1995.
- [Bra-94]: Brazhinkov, A.V.; Dovzhenko, N.N, "**Beyond routine control of multiphase inverter drives**", Proc.PEMC'94, 20-22 September 1994, Warsaw, Poland, Vol.1, pp.99-104.
- [Bro-85]: D. M. Brod and D. W. Novotny, "**Current control of VSI-PWM inverters,**" IEEE Trans. Ind. Applcat., vol. 21, pp. 562–570, July/Aug.1985.
- [Bus-01]:G.Bushe,"**Commande Vectorielle de La machine asynchrone en environnement Réel Matlab/simulink.**"Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [Cel-01]:N Celanovic,D Boroyevich, "**A fast Space Vector modulation algorithm for Multilevel Three Phase converters**", IEEE Trans On Ind App,Vol37,March/April 2001.
- [Che-06]:H.Chekireb;"**La Conversion continue Alternative.**"Notes de cours électronique de puissance, Ecole nationale polytechnique 2006.
- [Chr-84]: Christen, R. Abbas, M.A.; Jahns, T.M," **Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor**", IEEE Trans.Ind.Appl., Vol.IA-20,No.5,pp.1251-1259,Sept./Oct 1984.
- [Dai-04]:Y.Daili, Amakouf, Med-S Naït Said,"**Une Simple Technique De Contrôle de Courant Par Hystérésis D'un Onduleur de tension à fréquence de Commutation Constante**" document cours, Laboratoire des systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques de Batna 2004.
- [Eti-05]: Etienne Robert-Dehault,"**Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentés par des onduleurs MLI**", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [Fer-85]: Ferraris, P.; Lazzari, M.; Profumo, F, "**Phase Number of Inverter-Fed Induction Motors: Effects on the Dc Link Harmonic Contents**", Proc. EPE'85, Brussel, Belgium, 16-18 October 1985, pp.395-3102.
- [Gat-00]: S. Gataric, "**A polyphase Cartesian vector approach to control of polyphase AC machines,**" in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting IAS, Rome, Italy, 2000, Paper no. 38-02.
- [Jah-80]: T.M. Jahns, "**Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units,**" IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-16, no. 3, May/June1980, pp. 321-331.
- [Jon-04]: 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.

[Had-01]: D.Hadiouche, " **Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation; alimentation et structure**", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.

[Hol-03]: D G Holmes, T a Lipo, "**Pulse Width Modulation For power Converts**", IEEE Press Wiley-interscience 2003.

[Hok-86]: Y Hokim, M Ehsan, "**An Algebraic Algorithm For Microcomputer-Based Direct and Inverse Pulse Width Modulation**", IEEE Trans On Ind App No 04, JULY/August 1986.

[Iqb-05]: 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

[Kli-83]: E.A.Klingshim, "**High phase order induction motors\_Part I –Description and Theoretical Considerations**" IEEE Trans.Power App Syst., Vol PAS-102, no. 1, pp.47-53, Jan 1983.

[Kru-00]:H P Krug, T Kume, M Swami, "**Neutral point clamped three level general purpose Inverter, Features, Benefits and Applications**" IEEE Aachen, Germany 2004.

[Kuo-01]: Y.Kuono, H.Kawai, S.Yokomizo, K.Matsuse, "**A speed sensorless vector control method of parallel connected dual induction motor fed by a single inverter,**" *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting IAS'01*, Chicago, IL, 2001, CD-ROM Paper No. 29\_04.

[Lab-95]: F Labrique, G Séguier, R Bausiere, "**Les convertisseurs de l'électronique de puissance; la conversion continu alternatif**", Tec Doc Paris 1995.

[Lai-96]:J.S.Lai, F.Z.Peng, "**Multivel converters A new Bred Of power Converters**",IEEE Trans On Ind App Vol 32N°3, may/June 1996.

[Lip-80]: Lipo, T.A., " **A d-q Model for six phase induction Machines**", proc. ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.

[Lip-84]: Lipo, T.A.; Wang, F.X., "**Desing and performance of a Converter Optimized AC Machines**", IEEE Trqns.Ind.Appl.,Vol.IA-20,No.4,July/August 1984, pp.834-844.

[Liu-93]: Liu, T.-H.; Fu, J.-R.; Lipo, T.A., "**A Strategy For Improving The Reliability Of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives**", IEEE Trans .Ind Appl.,Vol.29,No.5,Sep./Oct.1983,pp.910-917.

[Lou-00]:N.Lourci, "**Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée**", Thèse de Magistère, ENP, 2000.

[Lev-04]: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.

[Lev-03]: 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.

[Lev-04]: E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, "**Operating principles**

of a novel multiphase multimotor vector controlled drive," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 3, pp. 508–517, Sep. 2004.

[Mah-07]: Mo.Mahmoudi," **modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone**", Document cours, Ecole Nationale polytechnique, Alger.

[Mah-99]: 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.

[Mal-90]: L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 88–92, Jan./Feb. 1990.

[Mat-01]: Y.Matsumoto, S.Ozaki, A.Kawamura, "A novel vector control of single-inverter multiple-induction motors drives for Shinkansen traction system," *Proc. IEEE Applied Power Elec. Conf. APEC'01*, Anaheim, CA, 2001, pp. 608-614.

[Mic-04]: M pinard,"**commande électronique des moteurs électriques**", Edition DUNOD, Paris, 2004.

[Moh-04]: K. K. Mohapatra, M. R. Baiju, and K. Gopakumar, "Independent speed control of two six-phase induction motors using a single six-phase inverter," *EPE J.*, vol. 14, no. 3, pp. 49–62, 2004.

[Seg-84]:G.Seguiet,"**Convertisseurs de L'Electronique de puissance, V1:la conversion Alternative-Continue.**"Techniques et Documentation de Lavoisier (paris) ,1984.

[Seg-89]: G.Seguiet,"**Convertisseurs de L'Electronique de puissance, V4:la conversion Continue-Alternative.**"Techniques et Documentation de Lavoisier (paris) ,1989.

[Sem-04]: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.

[Tam-06]: H, Tamrabet,"**Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une Machine Asynchrone.**" Thèse de magister, université de Batna 2006.

[Tol-02]: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.

[Tol-92] :H.A. Toliyat, M.M. Rahimian, T.A. Lipo, "A five phase reluctance motor with high specific torque," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 3, 1992, pp. 659-667.

[Wan-04]:H.Wang, B.Fahimi, S.Pekarek, E.Zivi, J.Ciezki,"**Improvement Of Fault Tolérance In AC Motor Drives Using a Digital delta- Hystérésis modulation Scheme.**" ESRDC Research Project Report, 13janvier 2004.

[Whi-59]:D.C. White, H.H. Woodson, "**Electromechanical Energy Conversion,**" New York, NY: John Wiley and Sons, 1959.

[Wil-00]:T.Willdi,"**Electrotechniques**" Editions de Boeck universite, 2000

## *Annexe*

Les paramètres de la machine asynchrone pentaphasée utilisée :

### A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$V=180$ v	Tension nominale
$R_s = 10$ $\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3$ $\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642$ H	Inductance du stator
$L_r = 0.4612$ H	Inductance du rotor
$M = 0.4212$ H	Inductance Mutuelle
$P = 0.7$ KW	Puissance électrique

### A.2 PARAMETRES MECANIKES

$J = 0.03$ Kg.m <sup>2</sup>	Moment d'inertie
$f = 0.0001$ SI	Coefficient de frottement

### A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$p = 2$	Nombre de paire de pôle.
---------	--------------------------