

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electrotechnique



PROJET DE FIN D'ETUDES

En Vue de l'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Intitulé

*Commande vectorielle et par mode
glissant de deux machines asynchrones
pentaphasées en série*

Etudié par :

M. Houdhayfa OUNIS

Proposé et dirigé par :

M. L. NEZLI

M. O. ZOUAID

Juin 2011

Remerciements

Je remercie tout d'abord ALLAH le tout puissant, de m'avoir donné le courage et la patience afin de mener à bien mon projet de fin d'étude.

Mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à Monsieur L. NEZLI, mon encadreur, pour m'avoir dirigé, orienté, soutenu et dont les compétences intellectuelles, l'expérience, la modestie, la patience et la disponibilité ont grandement contribué à l'aboutissement de ce mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de mon profond respect.

Je tiens à remercier Monsieur O. ZOUAID, mon Co-encadreur, pour sa disponibilité et ses conseils pratiques qui m'ont aidé à mieux aborder le sujet.

Je voudrais particulièrement remercier les membres du jury dont Monsieur O. TOUHAMI pour avoir accepté la présidence du jury ainsi que l'examineur Monsieur S. MAKHTOUB pour m'avoir honoré d'être membre de mon jury de soutenance.

Je souhaiterais également remercier tous mes enseignants du département Electrotechnique de l'ENP, pour avoir participé à ma formation, ainsi que l'ensemble du personnel de la Bibliothèque de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui ont contribué d'une quelconque manière à l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

A la mémoire de ma grande mère *Aïcha*

A mes parents qui me sont les plus chers au monde, qu'Allah les protège, et que ce travail fasse qu'ils soient fiers de moi.

A mes sœurs et frères : *Hadhami, Asmaa, Rouquaiia, Mouni, Tayeb, Hassa, Sabri, Ibrahim, Lokmane, Driss et Akram*, je leurs souhaite tout le bonheur et la réussite,

A toute ma famille surtout mes tantes : *Zalthoum et Fatiha*, mes oncles : *Lhadi, Abba, Hassouna et Djaafar* et tout mes cousins et cousines,

A tous mes amis chacun par son nom,

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment, où qu'ils soient,

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin et surtout *Sara*.

Houdhayfa

Sommaire

Introduction Générale	01
------------------------------------	----

Chapitre I

Modélisation de la MAS pentaphasée et de son alimentation

I. Introduction	04
II. Présentation des machines polyphasées.....	04
II.1. Fiabilité des machines polyphasées.....	05
II.2. Segmentation de la puissance.....	05
III. Modélisation de la MAS pentaphasée.....	06
III.1. Hypothèses de simplification.....	06
III.2. Modèle dans la base naturelle.....	06
III.2.1. Equations électriques de la machine.....	06
III.2.2. Equations magnétiques de la machine.....	08
III.2.3. Equation mécanique de la machine.....	09
III.3. Modèle dans la base de découplage.....	09
III.3.1. Transformation de Park.....	10
III.3.2. Equations électriques de la machine.....	13
III.3.3. Equations magnétiques de la machine.....	14
III.3.4. Choix du référentiel.....	15
III.4. Modèle d'état de la machine.....	16
IV. Modélisation de l'alimentation.....	18
IV.1. Modélisation du redresseur.....	18
IV.2. Modélisation du filtre intermédiaire.....	20
IV.3. Modélisation du pont de Clamping.....	21
IV.4. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux.....	22
IV.4.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	22
IV.4.2. Modélisation de l'onduleur.....	23
IV.4.3. Commandabilité de l'onduleur.....	25
IV.4.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs.....	25
IV.4.3.2. Fonctions de conversion.....	26
IV.4.4. Stratégie de commande de l'onduleur.....	27
V. Simulation et interprétation des résultats.....	29
VI. Conclusion.....	31

Chapitre II

Commande vectorielle et par mode glissant de la MAS pentaphasée

I. Introduction	34
II. Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée	34
II.1. Principe de la commande vectorielle	34
II.2. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée	36
II.3. Méthodes de la commande vectorielle.....	37
II.4. Commande directe avec alimentation en tension de la MAS pentaphasée.....	37
II.4.1. Modèle dynamique du flux et du couple.....	38
II.4.2. Principe de découplage par compensation.....	38
II.4.3. Le Défluxage.....	39
II.4.4. Schéma complet de la commande vectorielle directe.....	39
II.5. Calcul des régulateurs	41
II.5.1. Réglage en cascade du flux rotorique	41
II.5.2. Réglage en cascade de la vitesse.....	43

II.6. Simulation et interprétation des résultats	45
III. Commande par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée	47
III.1. Systèmes non linéaires	47
III.2. Conception de la commande non linéaire	48
III.3. Conception de la commande par mode glissant	48
III.3.1. Choix de la surface de glissement.....	49
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	50
III.3.3. Calcul de la commande	50
III.4. Approche continue de la commande par mode glissant.....	51
III.5. Approche discrète de la commande par mode glissant.....	54
III.6. Simulation et interprétation des résultats.....	58
IV. Conclusion.....	61
	65

Chapitre III

Modélisation de deux MAS pentaphasées en série

I. Introduction	68
II. Présentation du système de deux machines asynchrones pentaphasées en série.....	68
III. Modélisation du système de deux machines asynchrones pentaphasées en série.....	70
III.1. Modèle dans la base naturelle.....	70
III.2. Modèle dans la base de Park.....	72
III.3. Modèle d'état.....	75
IV. Modélisation de l'alimentation de deux MAS pentaphasées en série.....	78
V. Simulation et interprétation des résultats.....	79
VI. Conclusion.....	83

Chapitre IV

Commande vectorielle et par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série

I. Introduction	85
II. Modèle dans un référentiel lié au champ tournant.....	85
III. Commande vectorielle directe de deux MAS pentaphasées en série.....	88
III.1. Modèle des deux machines après découplage.....	88
III.2. Découplage par compensation.....	89
III.3. Calcul des régulateurs.....	90
III.3.1. Réglage en cascade du flux rotorique.....	91
III.3.2. Réglage en cascade de la vitesse.....	93
III.4. Tensions de référence de l'onduleur.....	95
III.5. Simulation et interprétation des résultats.....	97
IV. Commande par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série.....	98
IV.1. Approche continue.....	98
IV.1.1. Application de la commande à la première machine.....	99
IV.1.2. Application de la commande à la deuxième machine.....	102
IV.2. Approche discrète.....	102
IV.2.1. Application de la commande à la première machine.....	103
IV.2.2. Application de la commande à la deuxième machine.....	104
IV.3. Simulation et interprétation des résultats.....	105
V. Conclusion.....	106
Conclusion Générale.....	108

Table de Figures

Figure I.1 <i>Représentation symbolique d'une MAS pentaphasée</i>	07
Figure I.2 <i>Transformation de Concordia</i>	10
Figure I.3 <i>Différents repères de la machine</i>	12
Figure I.4 <i>Modèle de la MAS pentaphasée dans le repère de Park</i>	13
Figure I.5 <i>Schéma du principe de l'association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée</i>	18
Figure I.6 <i>Représentation du redresseur triphasé à double alternance</i>	19
Figure I.7 <i>Allure de la tension de sortie d'un redresseur triphasé à double alternance</i>	20
Figure I.8 <i>Structure du filtre intermédiaire</i>	21
Figure I.9 <i>Structure du Pont de Clamping</i>	21
Figure I.10 <i>Structure générale d'un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type NPC</i>	23
Figure I.11 <i>Interrupteur bidirectionnel équivalent du couple transistor/diode</i>	24
Figure I.12 <i>Les différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux</i>	24
Figure I.13 <i>Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuse bipolaires</i>	28
Figure I.14 <i>Résultats des simulations : démarrage à vide d'une MAS pentaphasée avec alimentation directe, suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s</i>	29
Figure I.15 <i>Résultats des simulations : démarrage à vide d'une MAS pentaphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux, suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s</i>	30
Figure II.1 <i>Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle</i>	35
Figure II.2 <i>Orientation du flux rotorique</i>	35
Figure II.3 <i>Schéma bloc de l'estimateur</i>	38
Figure II.4 <i>Schéma global de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension avec un onduleur NPC à trois niveaux</i>	40
Figure II.5 <i>Boucle de régulation du courant i_d^s</i>	41
Figure II.6 <i>Boucle de régulation du flux ϕ_r</i>	42
Figure II.7 <i>Boucle de régulation du courant i_q^s</i>	43

Figure II.8 Boucle de régulation de la vitesse Ω_r	43
Figure II.9 Résultats des simulations : commande vectorielle directe de la MAS pentaphasée avec limitation de courant.	45
Figure II.10 Résultats des simulations : commande vectorielle directe de la MAS pentaphasée sans limitation de courant.	46
Figure II.11 définition de la fonction U_n	53
Figure II.12 fonction signe de la commande adoucie à un seul seuil	54
Figure II.13 Schéma global de la commande par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension avec un onduleur NPC à trois niveaux	60
Figure II.14 Résultats des simulations : commande par mode glissant $\pm U$ avec orientation de flux rotorique de la MAS pentaphasée.	61
Figure II.15 Résultats des simulations : commande par mode glissant adoucie avec orientation de flux rotorique.	62
Figure II.16 Résultats des simulations : test de robustesse de la commande par mode glissant vis-à-vis les variations paramétriques.	63
Figure II.17 Résultats des simulations : commande par mode glissant adoucie avec orientation de flux rotorique sans limitation de courant.	64
Figure III.1 Représentation de deux MAS pentaphasées en série	69
Figure III.2 Onduleur de tension pentaphasé	77
Figure III.3 Résultats des simulations : démarrage à vide de la première machine alimentée directement par un réseau pentaphasé suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s	79
Figure III.4 Résultats des simulations : démarrage à vide de la deuxième machine alimentée directement par un réseau pentaphasé suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s.	80
Figure III.5 Résultats des simulations : démarrage à vide de la première machine alimentée par l'onduleur de tension suivi d'une application d'une charge de 8 N.m à l'instant 1s.	81
Figure III.6 Résultats des simulations : démarrage à vide de la deuxième machine alimentée par l'onduleur de tension suivi d'une application d'une charge de 8 N.m à l'instant 1s.	82
Figure IV.1 Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée.	89

Figure IV.2 Boucle de régulation du courant i_{d1}^s	91
Figure IV.3 Boucle de régulation du flux ϕ_1^r	92
Figure IV.4 Boucle de régulation du courant i_{q1}^s	93
Figure IV.5 Boucle de régulation de la vitesse Ω_{r1}	94
Figure IV.6 Résultats des simulations : Performances de la commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension	97
Figure IV.7 Résultats des simulations : Performances de la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension.	105

Liste de Notations et Symboles

s, r	: Indice relatif au stator et rotor respectivement.
a, b, c, d, e	: Indices des phases statoriques et rotoriques dans la base naturelle
α, β	: Indices des axes du repère de Concordia
d, q	: Indices des axes du repère de Park
$V_a^s, V_b^s, V_c^s, V_d^s, V_e^s$: Tensions des phases statoriques
$V_a^r, V_b^r, V_c^r, V_d^r, V_e^r$: Tensions des phases rotoriques
$i_a^s, i_b^s, i_c^s, i_d^s, i_e^s$: Courants des phases statoriques
$i_a^r, i_b^r, i_c^r, i_d^r, i_e^r$: Courants des phases rotoriques
$\phi_a^s, \phi_b^s, \phi_c^s, \phi_d^s, \phi_e^s$: Flux des phases statoriques
$\phi_a^r, \phi_b^r, \phi_c^r, \phi_d^r, \phi_e^r$: Flux des phases rotoriques
R_s, L_s	: Résistance et inductance propres d'une phase statorique
R_r, L_r	: Résistance et inductance propres d'une phase rotorique
$[L_{ss}]$: Matrice inductance statorique
$[L_{rr}]$: Matrice inductance rotorique
$[M_{sr}]$: Matrice mutuelle stator/rotor
$[R_s]$: Matrice Résistance statorique
$[R_r]$: Matrice Résistance rotorique
$[T]$: Matrice de Concordia
$[R]$: Matrice de rotation
$[P]$: Matrice de Park
L_{ls}	: Inductance de fuite d'une phase statorique
L_{lr}	: Inductance de fuite d'une phase rotorique
p	: Nombre de paires de pôles de la machine
J	: Moment d'inertie de la machine
f	: Coefficient de frottement
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
Ω_r	: Vitesse de rotation mécanique
θ_r	: Position du rotor par rapport au stator
ω_s	: Pulsation électrique statorique

ω_r	: Pulsation électrique rotorique
g	: Glissement de la machine
f_s	: Fréquence statorique
f_r	: Fréquence rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
T_r	: Constante de temps rotorique
σ	: Coefficient de fuites totales

Introduction Générale

Les machines asynchrones triphasées sont de loin les mieux connues, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande...) et restent les plus utilisées, et permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension, or les onduleurs de tension imposent des gradients de tension élevés provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants. Pour éviter ceci, tout en conservant la structure triphasée de la machine, une solution consiste à réaliser des onduleur multi-niveaux procurant une alimentation de meilleur qualité en utilisant des interrupteurs de plus faibles calibres [**Kes-03**],[**Sem-00**].

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à un courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement [**Kes-03**].

Les entraînements électriques multi-machines triphasés avec alimentation commune sont limités à des cas où les machines fonctionnent dans les mêmes conditions. Par contre, les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent être utilisés pour la commande indépendante de plusieurs machines montées en série.

L'application de la commande vectorielle réalisée avec de simples régulateurs PI à un système multi-machines permet d'avoir de bonnes performances dans les conditions normales de fonctionnement, toutefois sa sensibilité aux variations paramétriques et aux erreurs de modélisation souvent rencontrées, réduit considérablement ses performances. Pour surmonter ces problèmes, l'application des commandes non linéaires devient inévitable.

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

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée. Le modèle qui sera obtenu permettra de connaître le comportement de la machine en fonctionnements, dynamique et statique. L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC contrôlé par la technique MLI « Modulation à Largeur d'Impulsion ».

Dans le deuxième chapitre, nous allons appliquer deux commandes à la machine : la commande vectorielle directe et la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique. Nous représenterons les performances de ces commandes appliquées à la machine alimentée par un onduleur de tension.

Dans le troisième chapitre, nous élaborerons un modèle dynamique d'un système composé de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série et alimentées par un seul onduleur de tension.

Le dernier chapitre sera consacré à la commande vectorielle directe et la commande par mode glissant de deux machines asynchrones pentaphasées en série.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

I Modélisation De La Machine Asynchrone Pentaphasée Et De Son Alimentation

Sommaire

I. Introduction	04
II. Présentation des machines polyphasées.....	04
II.1. Fiabilité des machines polyphasées.....	05
II.2. Segmentation de la puissance.....	05
III. Modélisation de la MAS pentaphasée.....	06
III.1. Hypothèses de simplification.....	06
III.2. Modèle dans la base naturelle.....	06
III.2.1. Equations électriques de la machine.....	06
III.2.2. Equations magnétiques de la machine.....	08
III.2.3. Equation mécanique de la machine.....	09
III.3. Modèle dans la base de découplage.....	09
III.3.1. Transformation de Park.....	10
III.3.2. Equations électriques de la machine.....	13
III.3.3. Equations magnétiques de la machine.....	14
III.3.4. Choix du référentiel.....	15
III.4. Modèle d'état de la machine.....	16
IV. Modélisation de l'alimentation.....	18
IV.1. Modélisation du redresseur.....	18
IV.2. Modélisation du filtre intermédiaire.....	20
IV.3. Modélisation du pont de Clamping.....	21
IV.4. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux.....	22
IV.4.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	22
IV.4.2. Modélisation de l'onduleur.....	23
IV.4.3. Commandabilité de l'onduleur.....	25
IV.4.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs.....	25
IV.4.3.2. Fonctions de conversion.....	26
IV.4.4. Stratégie de commande de l'onduleur.....	27
V. Simulation et interprétation des résultats.....	29
VI. Conclusion.....	31

I. Introduction :

Les machines asynchrones polyphasées sont utilisées généralement pour des applications industrielles de forte puissance et à vitesse variable (textile, marine, traction électrique, industrie pétrochimique,...).

Pour alimenter les machines polyphasées, l'utilisation d'un convertisseur d'électronique de puissance est nécessaire, non seulement pour assurer une alimentation polyphasée, mais aussi pour pouvoir commander la machine en variant ses grandeurs d'entrées (tension, courant, fréquence).

Dans ce chapitre nous allons définir un modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée en utilisant la modélisation matricielle. Ensuite, un convertisseur AC/DC/AC sera étudié dans le but d'alimenter la machine, et plusieurs stratégies de commande de l'onduleur seront proposées. Le modèle de l'ensemble machine /alimentation sera validé par la simulation en utilisant le logiciel MATLAB.

II. 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 grand nombre 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 [All-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-machines de forte puissance avec des composants de calibre réduit [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) [Jah-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-95].

On distingue habituellement deux types de machines polyphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [Kli-93].

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.

$$q = 3n \text{ avec } (n = 1, 2, 3, 4, \dots).$$

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

II.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].

II.2. Segmentation de la puissance :

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter sa tension (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.

III. Modélisation de la MAS pentaphasée :

III.1. Hypothèses de simplification :

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

On suppose certaines hypothèses simplificatrices [Mak-10], 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.

III.2. Modèle dans la base naturelle :

III.2.1. Equations électriques de la machine :

La machine asynchrone est constituée généralement d'une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor). Le stator est représenté par cinq enroulements décalés de $\frac{2\pi}{5}$ dans l'espace, et parcourus par cinq courants alternatifs formant un système pentaphasé équilibré. Le rotor peut être modélisé comme le stator, par cinq enroulements court-circuités, décalés de 72° . La figure I.1 donne la représentation symbolique du système.

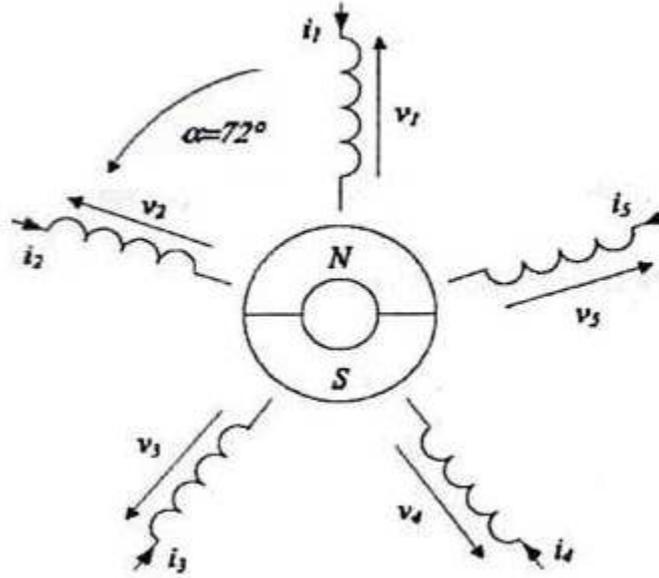


Figure I.1 Représentation symbolique d'une MAS pentaphasée

Les lois d'Hom et de Lenz nous permettent d'écrire :

$$\begin{aligned}
 [V_{abcde}^s] &= [R_{abcde}^s][i_{abcde}^s] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcde}^s] \\
 [V_{abcde}^r] &= [R_{abcde}^r][i_{abcde}^r] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcde}^r]
 \end{aligned}
 \tag{I.1}$$

Les hypothèses de simplification permettent de réduire la matrice des résistances statoriques (respectivement rotoriques), en un seul terme. Donc, les équations précédentes deviennent :

$$\begin{aligned}
 [V_{abcde}^s] &= [R_s][I_{abcde}^s] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcde}^s] \\
 [V_{abcde}^r] &= [R_r][I_{abcde}^r] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcde}^r]
 \end{aligned}
 \tag{I.2}$$

Avec :

$$[V_{abcde}^s] = (V_a^s \ V_b^s \ V_c^s \ V_d^s \ V_e^s)^T \quad : \text{Vecteur des tensions statoriques,}$$

$$[V_{abcde}^r] = (V_a^r \ V_b^r \ V_c^r \ V_d^r \ V_e^r)^T \quad : \text{Vecteur des tensions rotoriques,}$$

$$[i_{abcde}^s] = (i_a^s \ i_b^s \ i_c^s \ i_d^s \ i_e^s)^T \quad : \text{Vecteur des courants statoriques,}$$

$$[i_{abcde}^r] = (i_a^r \ i_b^r \ i_c^r \ i_d^r \ i_e^r)^T \quad : \text{Vecteur des courants rotoriques,}$$

$$[\phi_{abcde}^s] = (\phi_a^s \ \phi_b^s \ \phi_c^s \ \phi_d^s \ \phi_e^s)^T \quad : \text{Vecteur des flux statoriques,}$$

$$[\phi_{abcde}^r] = (\phi_a^r \ \phi_b^r \ \phi_c^r \ \phi_d^r \ \phi_e^r)^T \quad : \text{Vecteur des flux rotoriques,}$$

$$[R_s] = \text{diag}(R_s R_s R_s R_s R_s) \quad : \text{Matrice des résistances statoriques,}$$

$$[R_r] = \text{diag}(R_r R_r R_r R_r R_r) \quad : \text{Matrice des résistances rotoriques.}$$

III.2.2. Equations magnétiques de la machine :

Les flux sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [\phi_{abcde}^s] &= [L_{ss}][i_{abcde}^s] + [M_{sr}][i_{abcde}^r] \\ [\phi_{abcde}^r] &= [L_{rr}][i_{abcde}^r] + [M_{rs}][i_{abcde}^s] \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$(L_{ss}) = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{ls} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{ls} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & L_{ls} + M & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$(L_{rr}) = \begin{bmatrix} L_{lr} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{lr} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{lr} + M & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & L_{lr} + M & M\cos(\frac{4\pi}{5}) \\ M\cos(\frac{2\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{4\pi}{5}) & M\cos(\frac{2\pi}{5}) & L_{lr} + M \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^T =$$

$$M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où θ_r est l'angle électrique entre la phase « a » statorique et la phase « a » rotorique.

III.2.3. Equation mécanique de la machine :

L'équation mécanique qui régit le fonctionnement de la machine, peut se mettre sous la forme :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (I.7)$$

Avec :

Ω_r : La vitesse de la machine,

C_{em} : Couple électromagnétique développé par la machine,

C_r : Couple résistant imposé par la charge,

K_f : Coefficient de frottement,

J : Moment d'inertie de la machine.

Le couple électromagnétique développé peut s'écrire [Iqb-05]:

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{abcde}^s i_{abcde}^r] \frac{d}{d\theta_r} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} \right)$$

$$C_{em} = p [i_{abcde}^s] \frac{dM_{sr}}{d\theta_r} [i_{abcde}^r] \quad (I.8)$$

Les termes de la matrice inductances mutuelles stator/rotor définie par (I.5) sont en fonction de la position du rotor (θ_r), ce qui entraîne la difficulté de résolution du système d'équations défini par (I.1) et (I.2). Un changement de base approprié peut conduire à des relations indépendantes de θ_r . Ce changement de base est appelé « Transformation de Park ».

III.3. Modèle dans la base de découplage :

III.3.1. Transformation de Park :

La transformation de Park permet de convertir un système électrique polyphasé équilibré, en un système biphasé magnétiquement équivalent. En effet, la transformation de Park généralisée se fait en deux étapes :

a. Première étape (Transformation de Concordia) :

Elle permet d'écrire le système d'équations dans un repère stationnaire (repère $\alpha\beta$).

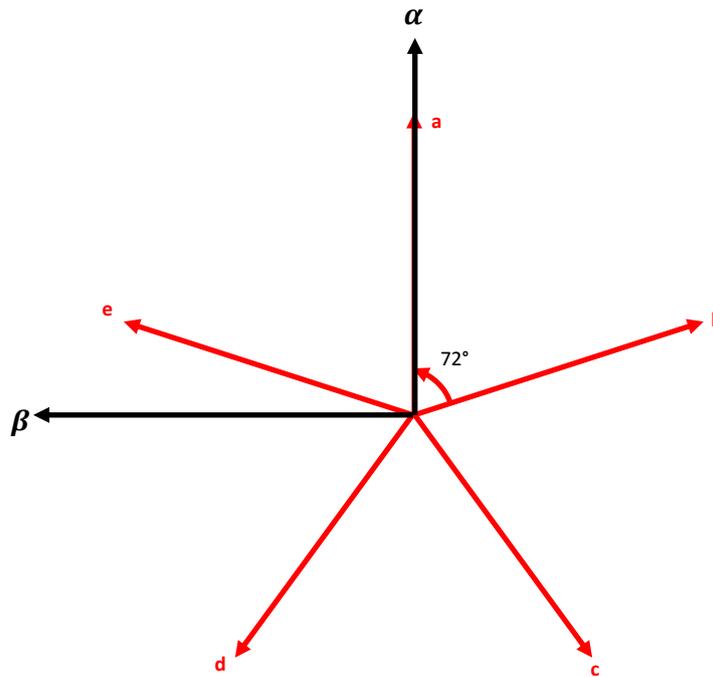


Figure I.2 Transformation de Concordia

D'après [Iqb-05], la matrice de passage de la base naturelle vers la base de Concordia est donnée par :

$$[T] = \frac{\sqrt{2}}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Les propriétés de cette matrice sont :

- La matrice transposée est la matrice inverse, ce qui conserve la puissance instantanée,
- Les amplitudes des grandeurs transformées ne sont pas conservées.

Donc, l'inverse de la matrice de Concordia est :

$$[T]^{-1} = [T]^T = \frac{\sqrt{2}}{5} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Les variables dans la nouvelle base sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta xy0}^s = T V_{abcde}^s & , & i_{\alpha\beta xy0}^s = T i_{abcde}^s & , & \phi_{\alpha\beta xy0}^s = T \phi_{abcde}^s \\ V_{\alpha\beta xy0}^r = T V_{abcde}^r & , & i_{\alpha\beta xy0}^r = T i_{abcde}^r & , & \phi_{\alpha\beta xy0}^r = T \phi_{abcde}^r \end{cases} \quad (I.11)$$

Il est à noter que la transformation de Concordia ne simplifie pas toutes les équations du modèle de la machine, la matrice inductance mutuelle stator/rotor reste encore variable en fonction de la position θ_r .

b. Deuxième étape (Matrice de rotation):

Dans cette étape, on va réaliser un autre changement de base, qui conduit à une relation matricielle indépendante de θ_r .

Pour cela, les équations du système seront écrites dans un repère rotatif décalé de φ par rapport au stator (Fig I.3). Ce repère peut être obtenu en combinant la matrice de Concordia avec une matrice de rotation $[R]$, tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & & & \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans le même repère, la transformation est appliquée avec l'angle φ pour les grandeurs statoriques, et avec l'angle $\varphi - \theta_r$ pour les grandeurs rotoriques.

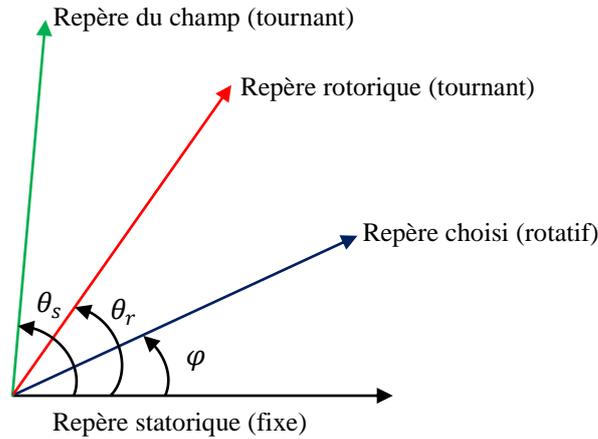


Figure I.3 Différents repères de la machine

Donc la nouvelle matrice de passage $[P]$ s'écrit :

$$[P] = [R] \times [T] =$$

$$\frac{\sqrt{2}}{5} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{8\pi}{5}) \\ \sin(\varphi) & \sin(\varphi - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{6\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

On remarque qu'à partir du troisième rang, les termes de cette matrice ne dépendent pas de l'angle φ . Par conséquent, les composantes des grandeurs électriques (tension et courant) pour les rangs supérieurs à trois sont nulles (système équilibré). Ce qui nous permet d'écrire la matrice de Park sous la forme suivante [Sem-04]:

$$[P] = \frac{\sqrt{2}}{5} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\varphi - \frac{8\pi}{5}) \\ \sin(\varphi) & \sin(\varphi - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{6\pi}{5}) & \sin(\varphi - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Cette matrice permet de transformer un système pentaphasé à un système biphasé appelé système (d, q) tout en conservant la puissance transmise et les forces magnétomotrices (Fig I.4).

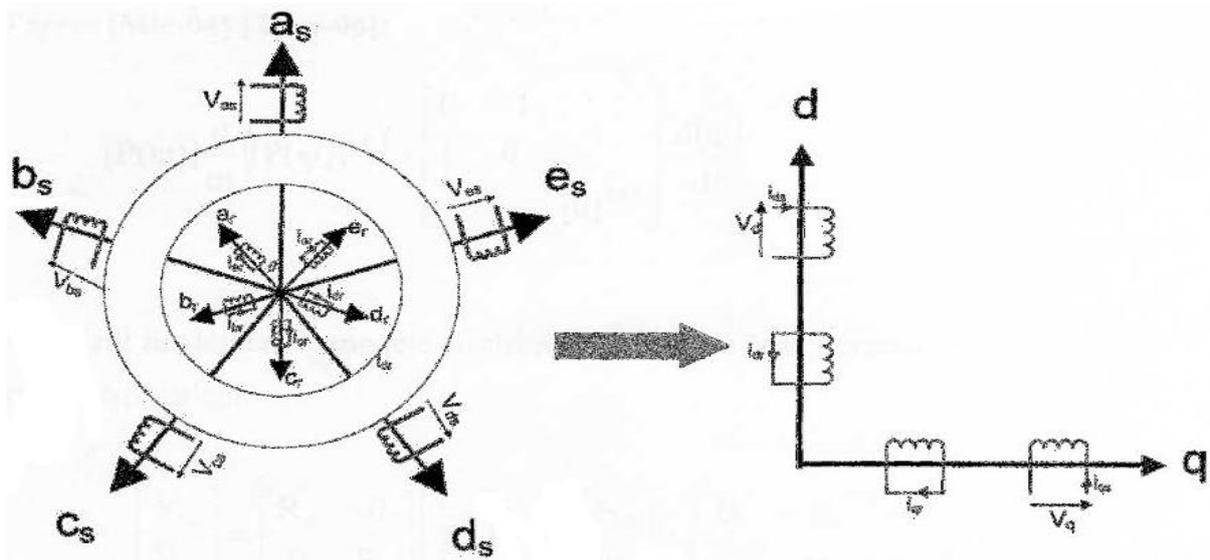


Figure I.4 Modèle de la MAS pentaphasée dans le repère de Park

III.3.2. Equations électriques de la machine :

On note que :

- Pour la transformation de Park faite au niveau du stator, l'angle φ est remplacé par θ_c ,
- Pour la transformation de Park faite au niveau du rotor, l'angle φ est remplacé par $\theta_{gl} = \theta_c - \theta_r$.

On applique la transformation de Park sur le système défini par (I.2), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_c)]^{-1}V_{dq}^s = [R_s][P(\theta_c)]^{-1}i_{dq}^s + \frac{d}{dt}([P(\theta_c)]^{-1}\phi_{dq}^s) \\ [P(\theta_{gl})]^{-1}V_{dq}^r = 0 = [R_r][P(\theta_{gl})]^{-1}i_{dq}^r + \frac{d}{dt}([P(\theta_{gl})]^{-1}\phi_{dq}^r) \end{cases} \quad (I.15)$$

En multipliant le système d'équations par $[P(\theta_c)]$ pour l'équation du stator, et par $[P(\theta_{gl})]$ pour l'équation du rotor, on trouve :

$$\begin{cases} V_{dq}^s = [R_s]i_{dq}^s + [P(\theta_c)]\frac{d}{dt}([P(\theta_c)]^{-1}\phi_{dq}^s) \\ V_{dq}^r = 0 = [R_r]i_{dq}^r + [P(\theta_{gl})]\frac{d}{dt}([P(\theta_{gl})]^{-1}\phi_{dq}^r) \end{cases} \quad (I.16)$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} V_{dq}^s = [R_s]i_{dq}^s + \frac{d}{dt}\phi_{dq}^s + [P(\theta_c)]\frac{d}{dt}([P(\theta_c)]^{-1})\phi_{dq}^s \\ V_{dq}^r = 0 = [R_r]i_{dq}^r + \frac{d}{dt}\phi_{dq}^r + [P(\theta_{gl})]\frac{d}{dt}([P(\theta_{gl})]^{-1})\phi_{dq}^r \end{cases} \quad (I.17)$$

D'autre part :

$$[P(\varphi)] \frac{d}{dt} ([P(\varphi)]^{-1}) = \frac{d\varphi}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

On remplaçant (I.18) dans (I.17), on trouve :

$$\begin{cases} V_{dq}^s = [R_s] i_{dq}^s + \frac{d}{dt} \phi_{dq}^s + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_c \phi_{dq}^s \\ V_{dq}^r = 0 = [R_r] i_{dq}^r + \frac{d}{dt} \phi_{dq}^r + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_{gl} \phi_{dq}^r \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

D'où les équations électriques de la machine sous forme matricielle :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = 0 = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gl} \\ \omega_{gl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

III.3.3. Equations magnétiques de la machine :

On applique la transformation de Park sur le système défini par (I.3), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_c)]^{-1} [\phi_{dq}^s] = [L_{ss}] [P(\theta_c)]^{-1} [i_{dq}^s] + [M_{sr}] [P(\theta_c)]^{-1} [i_{dq}^r] \\ [P(\theta_{gl})]^{-1} [\phi_{dq}^r] = [L_{rr}] [P(\theta_{gl})]^{-1} [i_{dq}^r] + [M_{rs}] [P(\theta_{gl})]^{-1} [i_{dq}^s] \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

En multipliant le système d'équations par $[P(\theta_c)]$ pour l'équation du stator, et par $[P(\theta_{gl})]$ pour l'équation du rotor, on trouve :

$$\begin{cases} [\phi_{dq}^s] = [P(\theta_c)] [L_{ss}] [P(\theta_c)]^{-1} [i_{dq}^s] + [P(\theta_c)] [M_{sr}] [P(\theta_c)]^{-1} [i_{dq}^r] \\ [\phi_{dq}^r] = [P(\theta_{gl})] [L_{rr}] [P(\theta_{gl})]^{-1} [i_{dq}^r] + [P(\theta_{gl})] [M_{rs}] [P(\theta_{gl})]^{-1} [i_{dq}^s] \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Après développement matricielle, on trouve :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_{ls} + \frac{5}{2}M \\ L_r = l_{lr} + \frac{5}{2}M \\ L_m = \frac{5}{2}M \end{cases} \quad (I.24)$$

III.3.4. Choix du référentiel :

Bien que le choix de l'orientation du repère puisse être quelconque, il reste à déterminer pour l'objectif de l'application :

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

$$\omega_c = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = -\omega_r$$

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

$$\omega_c = \omega_r \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = 0$$

- **Référentiel lié au champ tournant :** Ce dernier est utilisé pour la commande des machines asynchrones et synchrones.

$$\omega_c = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

En choisissant un référentiel lié au champ tournant, le couple électromagnétique fourni par la machine sera donné par :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{p}{2} \begin{pmatrix} [i_d^s] \\ [i_q^s] \\ [i_d^r] \\ [i_q^r] \end{pmatrix}^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} [i_d^r] \\ [i_q^r] \\ [i_d^s] \\ [i_q^s] \end{pmatrix} \\ &= pL_m (i_d^r i_q^s - i_q^r i_d^s) \\ &= \frac{pL_m}{L_r} (\phi_d^r i_q^s - \phi_q^r i_d^s) \end{aligned} \quad (I.25)$$

D'où, l'équation mécanique de la machine dans la base de Park est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r$$

Avec :
$$\frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega_r \quad (I.26)$$

Les relations (I.20), (I.23), (I.25), (I.26) constituent un modèle électromécanique complet d'une machine asynchrone pentaphasée, représentée dans la base de Park.

$$\begin{cases} V_d^s = R_s i_d^s + \frac{d\phi_d^s}{dt} - \omega_s \phi_q^s \\ V_q^s = R_s i_q^s + \frac{d\phi_q^s}{dt} + \omega_s \phi_d^s \\ 0 = R_r i_d^r + \frac{d\phi_d^r}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_q^r \\ 0 = R_r i_q^r + \frac{d\phi_q^r}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_d^r \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_d^s = L_s i_d^s + L_m i_d^r \\ \phi_q^s = L_s i_q^s + L_m i_q^r \\ \phi_d^r = L_r i_d^r + L_m i_d^s \\ \phi_q^r = L_r i_q^r + L_m i_q^s \end{cases} \quad (I.28)$$

III.4. Modèle d'état de la machine :

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone pentaphasée sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations (I.27) et (I.28), 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,
- Y : vecteur de sortie.

On peut choisir le vecteur d'état tel que :

$$X = [i_d^s, i_q^s, \phi_d^r, \phi_q^r]^T$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^s \\ \dot{i}_q^s \\ \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} & \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \\ & -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & -\omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \\ & \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \\ & 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ \phi_d^r \\ \phi_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\phi_d^r i_q^s - \phi_q^r i_d^s) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{array} \right. \quad (I.29)$$

Avec :

- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique,
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: coefficient de fuites totales.

IV. Modélisation de l'alimentation :

La majorité des applications de la MAS nécessite un fonctionnement à vitesse variable, cela n'est possible que si la machine est alimentée par un onduleur, qui doit assurer des entrées (tension et fréquence) variables. Dans ce travail, nous utilisons un onduleur à trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamping), l'objectif de cette structure est de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur.

Les systèmes à courants alternatifs posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

L'alimentation en tension de la machine (Fig I.5) peut être modélisée par quatre étages, un redresseur triphasé connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations de la tension, un pont de Clamping qui permet d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur, et un onduleur à trois niveaux qui permet d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives avec amplitude de tension et fréquence variables.

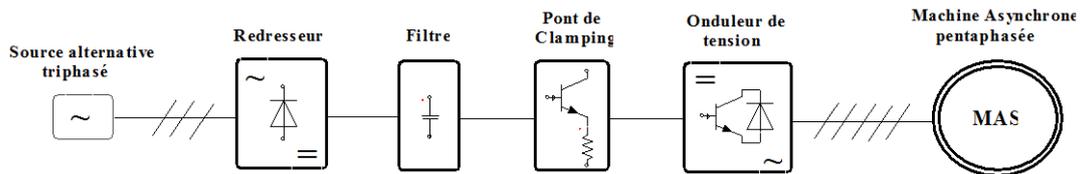


Figure I.5 Schéma du principe de l'association Onduleur-Machine Asynchrone Pentaphasée

IV.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique qui permet d'obtenir des grandeurs continues à partir d'une source alternative (généralement le réseau public). Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées.

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Fig I.6).

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

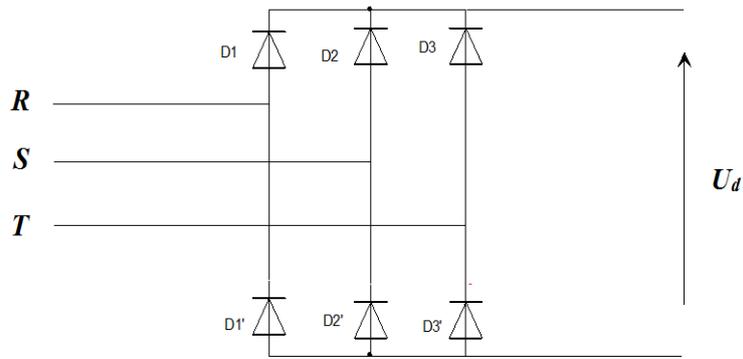


Figure I.6 Représentation du redresseur triphasé à double alternance

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

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega_{rest}) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{rest} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{rest} - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

- ω_{res} : Pulsation du réseau,
- V_{eff} : Tension efficace du réseau.

Le fonctionnement du redresseur à diode est caractérisé par deux états :

- D_i conduit si $V_i = \max(V_j) ; i = 1,2,3 ; j = 1,2,3$.
- $D_{i'}$ conduit si $V_i = \min(V_j) ; i = 1,2,3 ; j = 1,2,3$.

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

$$U_d = V_i - V_k \quad (I.31)$$

Avec :

- $V_i = \max(V_1, V_2, V_3)$,
- $V_k = \min(V_1, V_2, V_3)$.

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

$$U_d = \max(V_1, V_2, V_3) - \min(V_1, V_2, V_3) \tag{I.32}$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{I.33}$$

Le facteur d'ondulation du redresseur est donné par :

$$K\% = \frac{U_{dmax} - U_{dmin}}{2\overline{U_d}} \tag{I.34}$$

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

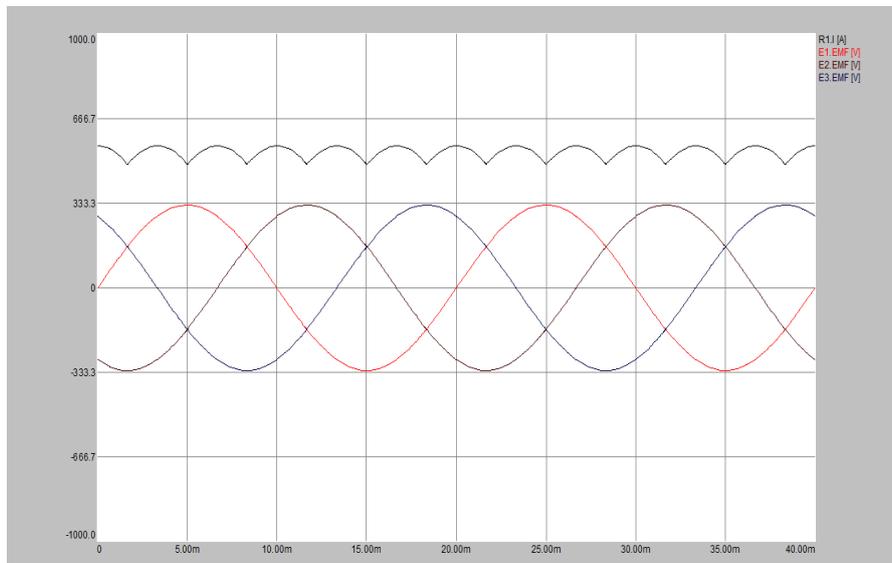


Figure I.7 Allure de la tension de sortie d'un redresseur triphasé à double alternance

IV.2. Modélisation du filtre intermédiaire:

La structure du filtre intermédiaire est représentée par la Fig I.8

Le modèle du filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_d - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{d0} \end{cases} \tag{I.35}$$

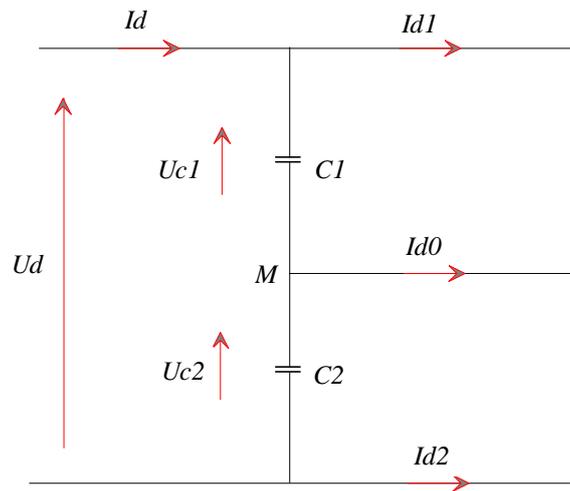


Figure I.8 Structure du filtre intermédiaire

IV.3. Modélisation du Pont de Clamping :

Afin de minimiser les déséquilibres entre les deux tensions d’entrée de la source continue de l’onduleur à trois niveaux, on propose d’insérer un pont d’équilibrage, dit Pont de Clamping, constitué d’un transistor et d’une résistance aux bornes de chaque condensateur de filtrage. Les transistors sont commandés d’une façon à conserver l’égalité des tensions U_{C1} et U_{C2} [Bou-10].

La structure du Pont de Clamping est donnée par la figure suivante :

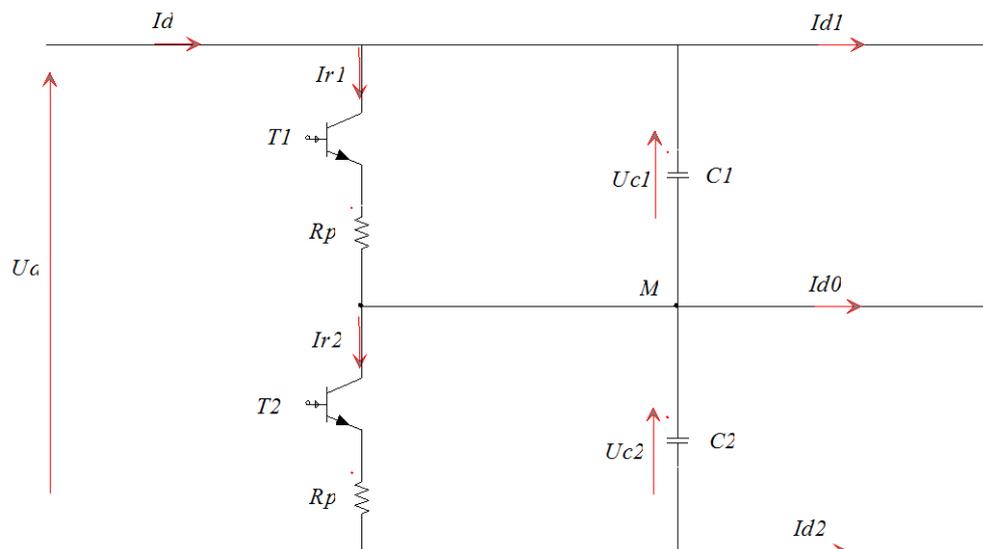


Figure I.9 Structure du Pont de Clamping

Le modèle du Pont de Clamping est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_d - i_{d1} - i_{d0} - i_{r2} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{r1} = \frac{U_{C1}}{R_p} \\ i_{r2} = \frac{U_{C2}}{R_p} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

L'algorithme de commande du pont de Clamping est le suivant :

$$\begin{cases} \text{si } U_{C1} > \frac{U_d}{2} \Rightarrow T_1 = 1 \ \& \ T_2 = 0 \\ \text{si } U_{C2} > \frac{U_d}{2} \Rightarrow T_2 = 1 \ \& \ T_1 = 0 \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

IV.4. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux :

IV.4.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux :

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la Fig I.10. Le bus continu d'entrée est composé de deux condensateurs en série (C_1 et C_2), formant un point milieu noté (M) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut U_d ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux condensateurs qui possèdent alors une tension $\frac{U_d}{2}$ à leurs bornes : c'est l'hypothèse que l'on retiendra par la suite [Arn-08].

Chacun des cinq bras A,B,C,D et E de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (T_{11}, T_{12}, T_{13} et T_{14} pour le premier bras) et deux diodes de Clamp (DD_{10} et DD_{11}) connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

L'utilisation d'une telle structure permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par ce convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans le domaine des fortes puissances

et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'application [Far-06].

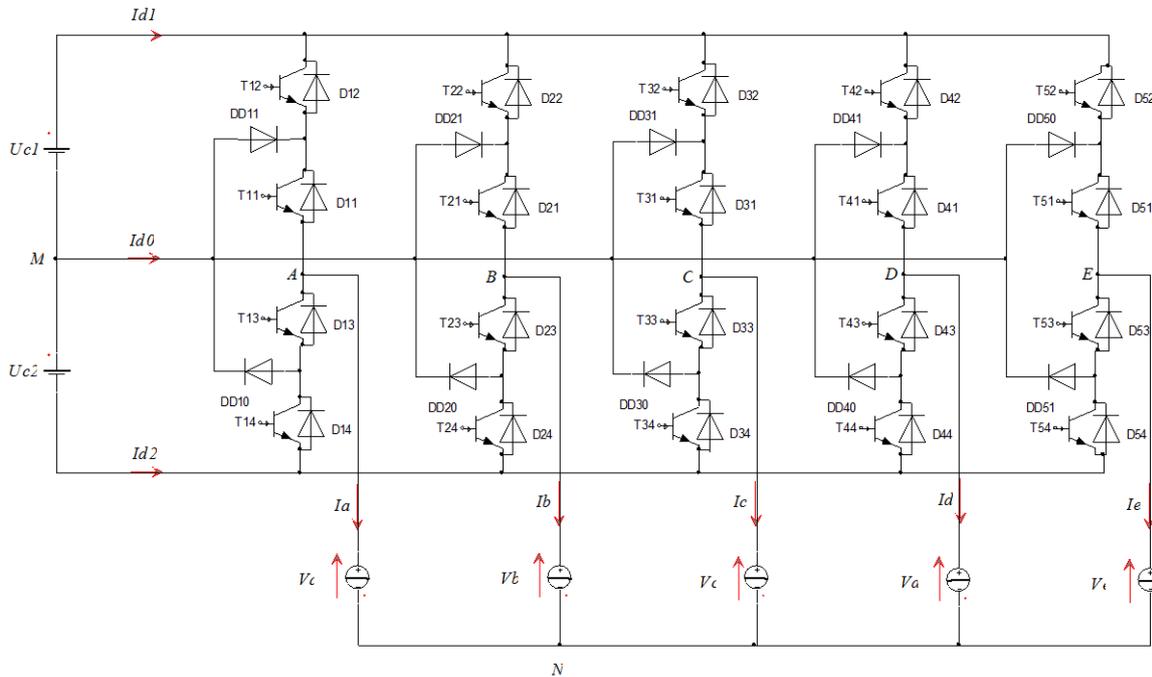


Figure I.10 Structure générale d'un onduleur pentaphasé à trois niveaux de type NPC

Les interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter de court-circuiter la source d'autre part.

IV.4.2. Modélisation de l'onduleur :

La symétrie des bras de l'onduleur nous permet de simplifier l'étude à un seul bras.

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que [Bou-10]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- Le diviseur de tension est parfait $U_{C1} = U_{C2}$,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge est équilibrée, couplée en étoile et à neutre isolé.

En basant sur ces hypothèses, chaque couple transistor/diode sera équivalent à un seul interrupteur bidirectionnel commandé par le signal B_{kS} (Fig I.11).

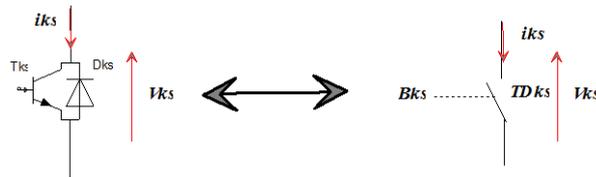


Figure I.11 Interrupteur bidirectionnel équivalent du couple transistor/diode

La structure NPC de l'onduleur à trois niveaux permet de définir cinq configurations différentes (Fig I.12). La tension de sortie obtenue est constituée de trois étages U_{C1} , 0 et $-U_{C2}$ formant ainsi un signal créneau.

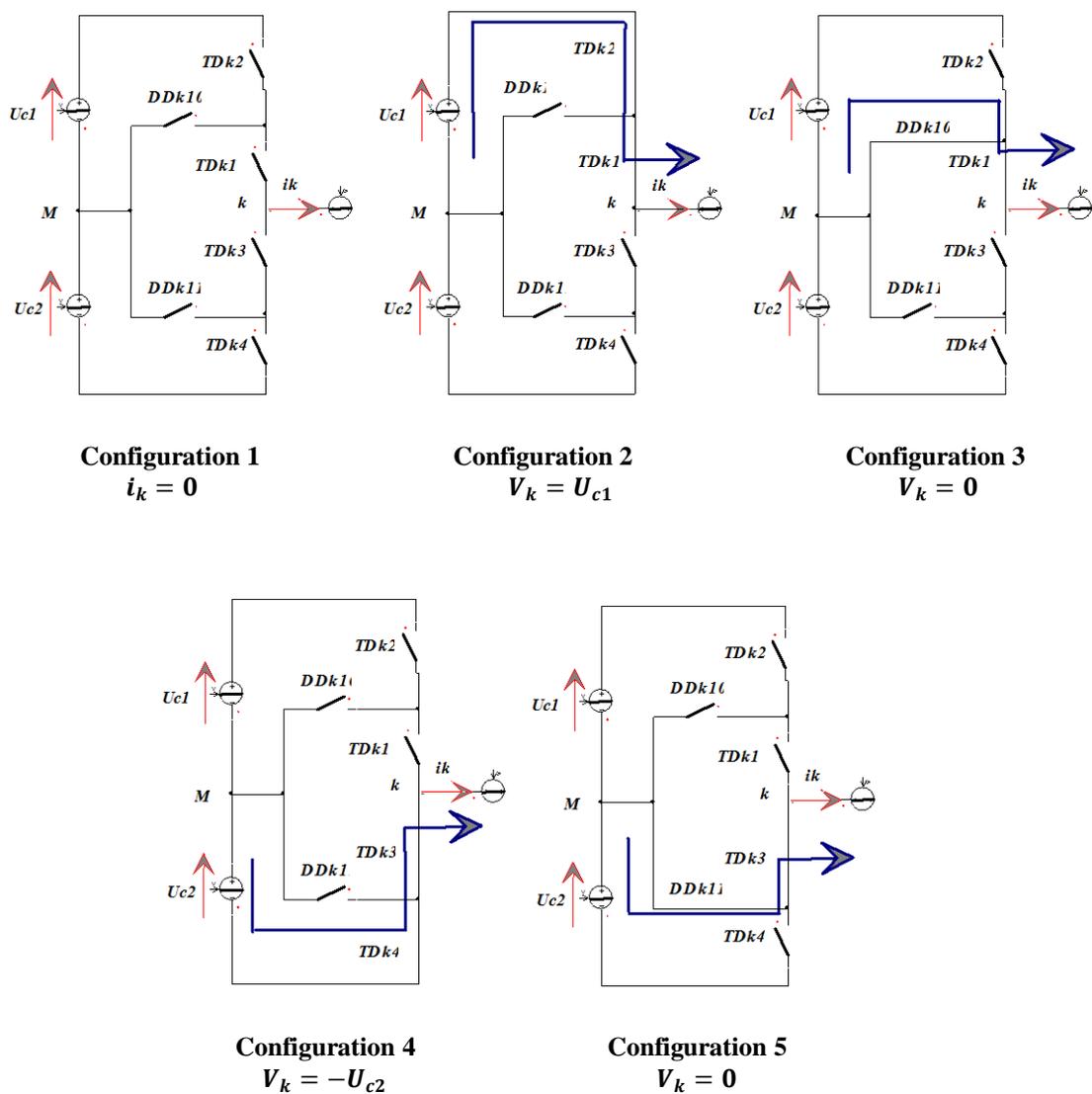


Figure I.12 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

IV.4.3. Commandabilité de l'onduleur :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (Commande des bases des semi-conducteurs). , Dans ce qui va suivre, on suppose que cette condition est toujours vérifiée [Far-06].

IV.4.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs :

Sur la base de la commande externe des semi-conducteurs, on peut définir des fonctions de connexion. Pour éviter l'ouverture de la source courant et la fermeture de la source tension, on obtient la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \tag{I.39}$$

B_{ks} étant le signal de la commande du transistor T_{ks} du bras k. le reste des combinaisons est donné par le tableau suivant :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{C1}

Tableau I.1 les différentes combinaisons des interrupteurs

Donc, on définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_k comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 \text{ si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 \text{ si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \tag{I.40}$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs au bras « k », on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \tag{I.41}$$

Ou « k » est le numéro du bras (k=1 :5).

IV.4.3.2. Fonctions de conversion :

Les tensions aux nœuds A,B,C,D et E de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonction de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} \\ V_{DM} = F_{41}F_{42}U_{C1} - F_{43}F_{44}U_{C2} \\ V_{EM} = F_{51}F_{52}U_{C1} - F_{53}F_{54}U_{C2} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

La relation de Charles permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{AM} = V_{An} + V_{nM} \\ V_{BM} = V_{Bn} + V_{nM} \\ V_{CM} = V_{Cn} + V_{nM} \\ V_{DM} = V_{Dn} + V_{nM} \\ V_{EM} = V_{En} + V_{nM} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Avec :

- $V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}, V_{Dn}, V_{En}$ sont les tensions des phases de la machine,
- V_{nM} : tension de neutre de la machine par rapport au point fictif « M ».

Le système $V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}, V_{Dn}, V_{En}$ étant équilibré, il en découle :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} + V_{Dn} + V_{En} = 0$$

Alors :

$$V_{nM} = \frac{1}{5}(V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} + V_{Dn} + V_{En}) \quad (\text{I.44})$$

On remplace cette expression dans le système (I.43), on trouve :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{1}{5}(4V_{AM} - V_{BM} - V_{CM} - V_{DM} - V_{EM}) \\ V_{Bn} = \frac{1}{5}(-V_{AM} + 4V_{BM} - V_{CM} - V_{DM} - V_{EM}) \\ V_{Cn} = \frac{1}{5}(-V_{AM} - V_{BM} + 4V_{CM} - V_{DM} - V_{EM}) \\ V_{Dn} = \frac{1}{5}(-V_{AM} - V_{BM} - V_{CM} + 4V_{DM} - V_{EM}) \\ V_{En} = \frac{1}{5}(-V_{AM} - V_{BM} - V_{CM} - V_{DM} + 4V_{EM}) \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

IV.4.4. Stratégie de commande de l'onduleur pentaphasé à trois niveaux :

- **Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires:**

Le principe de cette technique consiste à comparer deux signaux triangulaire bipolaires d'amplitude fixe, et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, aux cinq signaux sinusoidaux (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.

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f .

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Le taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m et celle de la porteuse V_p .

$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

La modulation est dite synchrone si l'indice « m » est entier, c'est-à-dire 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.

- **Algorithme de commande :**

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras « k », peut être résumé en deux étapes [Bou-10]:

- Première étape : la détermination des signaux intermédiaires V_{k0} et V_{k1}

$$\begin{cases} V_{refk} \geq V_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} < V_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (I.46)$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq V_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < V_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.47)$$

- Deuxième étape : détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande B_{k1} et B_{k2} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (I.48)$$

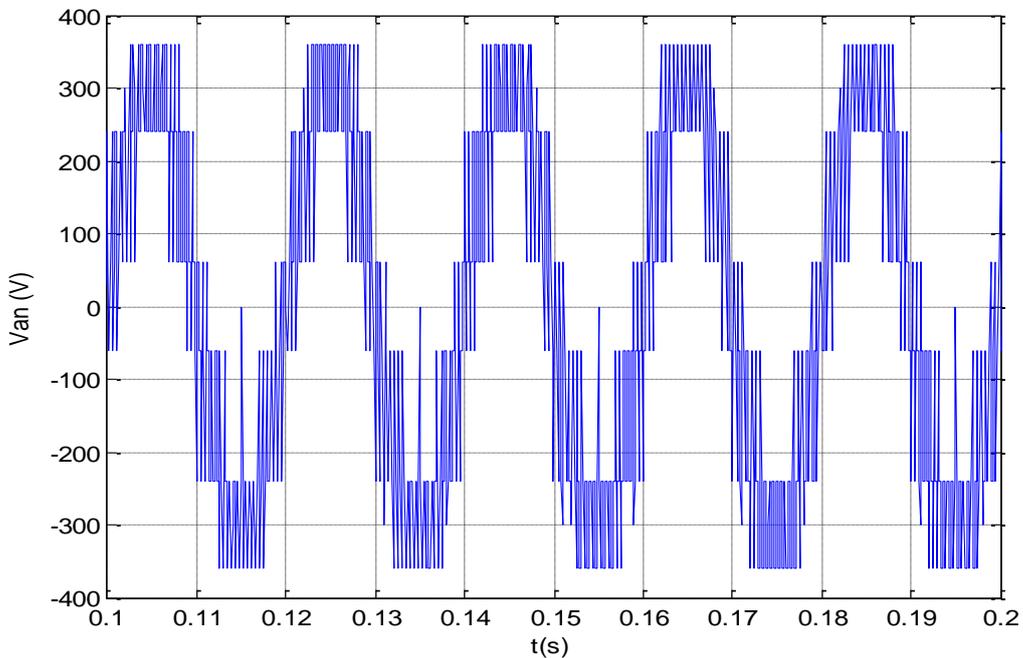


Figure I.13 Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuse bipolaires

V. Simulation et interprétation des résultats :

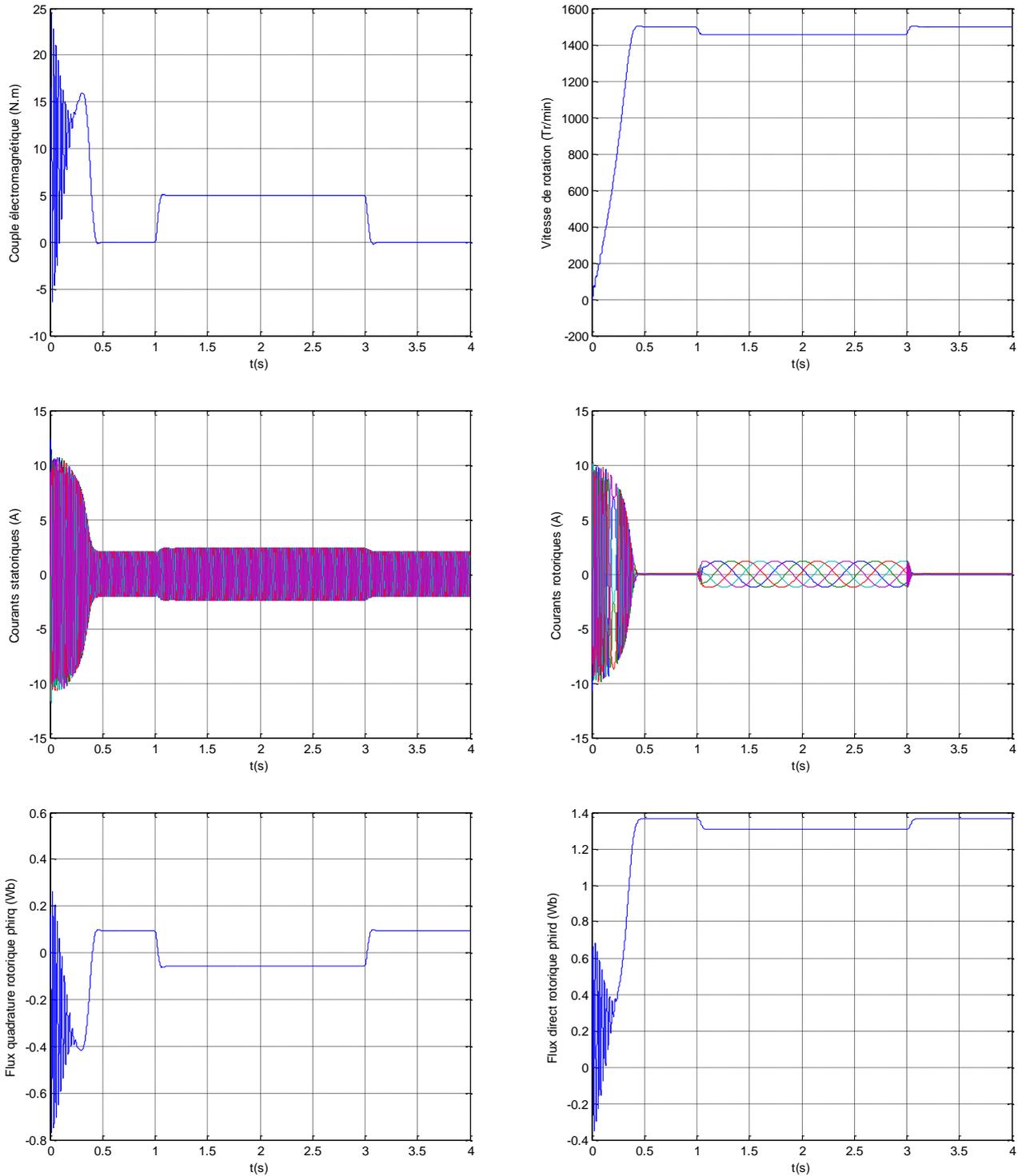


Figure I.14 Résultats des simulations : démarrage à vide d'une MAS pentaphasée avec alimentation directe, suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s

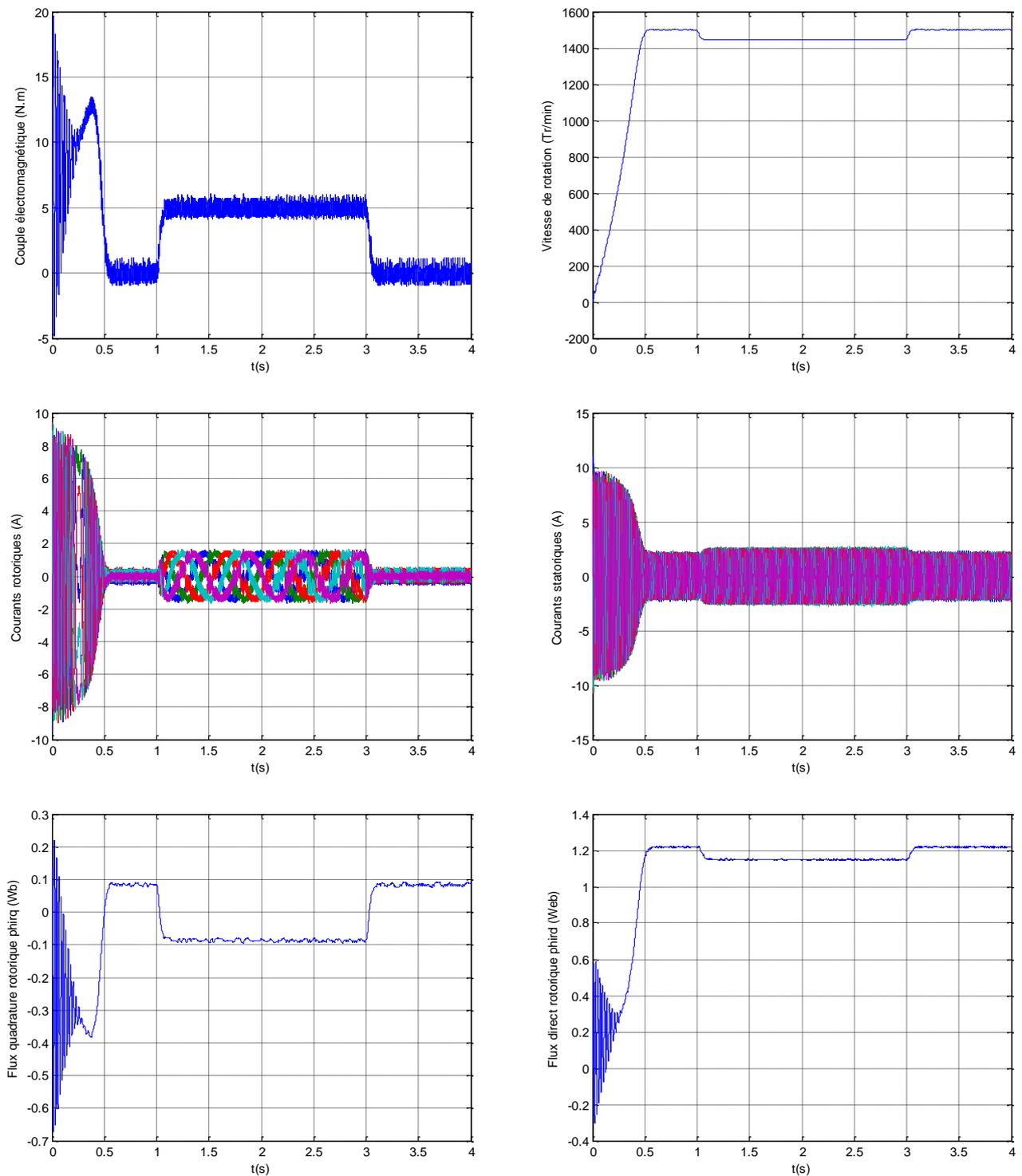


Figure I.15 Résultats des simulations : démarrage à vide d'une MAS pentaphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux, suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s

Interprétation des résultats :

Les résultats de la simulation du fonctionnement de la MAS pentaphasée alimentée directement par le réseau sont donnés par la Fig I.14.

Lors du démarrage à vide, l'augmentation de la vitesse est presque linéaire, puis elle atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (régime permanent), en raison de la petite valeur du glissement à vide. Le couple électromagnétique présente des oscillations puis se stabilise à une valeur qui correspond à la somme des charges à vide. Les courants statoriques eux aussi oscillent puis se stabilisent à une valeur qui correspond aux pertes joules statoriques et au courant de magnétisation de la machine. La même chose pour les courants rotoriques mais ceux-ci tend vers zéro en régime permanent.

L'application d'une charge de 5 N.m à la machine à l'instant « $t = 1s$ » provoque une diminution de la vitesse. Le couple électromagnétique augmente puis se stabilise après avoir couvert la charge appliquée ; cela se fait après une légère oscillation autour du point d'équilibre. Les courants statoriques et rotoriques augmentent et évoluent d'une manière sinusoïdale mais à fréquences différentes. Les courants statoriques ont la même fréquence que le réseau d'alimentation, par contre, la fréquence des courants rotoriques vaut gf_s .

Les résultats de la simulation numérique de l'ensemble MAS pentaphasée – onduleur de tension sont donnés par la Fig I.15.

L'évolution des différentes grandeurs simulées reste inchangée avec ou sans alimentation contrôlée. Néanmoins, lors de l'alimentation par un onduleur, la totalité des grandeurs présentent des ondulations qui sont dues à la forme non sinusoïdale des tensions de sortie de l'alimentation ce qui génère des harmoniques d'ordres supérieurs.

VI. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons établi deux modèles mathématiques de la MAS pentaphasée, un dans la base naturelle et l'autre dans la base de Park. Nous avons constaté que le modèle dans la base naturelle est très compliqué, par contre, le modèle dans la base de Park apparaît plus simple, ceci est dû au fait que les matrices inductances de ce modèle sont diagonales.

L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur NPC à trois niveaux. L'utilisation d'une telle alimentation affecte les grandeurs de sortie de la machine, ainsi des

ondulations apparaissent dans le couple électromagnétique, les courants, les flux ...etc. ces ondulations ont de mauvais effets sur la machine (vibration, vieillissement,...etc).

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

II Commande Vectorielle Et Par Mode Glissant De La Machine Asynchrone Pentaphasée

Sommaire

I. Introduction	34
II. Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée	34
II.1. Principe de la commande vectorielle	34
II.2. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée	36
II.3. Méthodes de la commande vectorielle.....	37
II.4. Commande directe avec alimentation en tension de la MAS pentaphasée.....	37
II.4.1. Modèle dynamique du flux et du couple.....	38
II.4.2. Principe de découplage par compensation.....	38
II.4.3. Le Défluxage.....	39
II.4.4. Schéma complet de la commande vectorielle directe.....	39
II.5. Calcul des régulateurs	41
II.5.1. Réglage en cascade du flux rotorique	41
II.5.2. Réglage en cascade de la vitesse.....	43
II.6. Simulation et interprétation des résultats	45
III. Commande par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée	47
III.1. Systèmes non linéaires	48
III.2. Conception de la commande non linéaire	48
III.3. Conception de la commande par mode glissant	49
III.3.1. Choix de la surface de glissement.....	50
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	50
III.3.3. Calcul de la commande	51
III.4. Approche continue de la commande par mode glissant.....	54
III.5. Approche discrète de la commande par mode glissant.....	58
III.6. Simulation et interprétation des résultats.....	61
IV. Conclusion.....	65

I. Introduction :

Le domaine de la vitesse variable est un axe très important dans le développement industriel. Les machines asynchrones sont apparues depuis longtemps la solution la plus adéquate en raison de ses multiples avantages.

La simple structure que caractérise la machine asynchrone cache derrière elle un modèle dynamique très complexe. Ce modèle (Chapitre I) présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et celui qui génère le flux magnétique (voir équation I.27), d'où la difficulté de sa commande [**Bag-99**].

Plusieurs commandes ont été appliquées aux machines asynchrones : Commande par action sur le glissement, commande par dissipation de l'énergie rotorique, commande hyposynchrone et la commande dite à V/f constant. Toutes ces commandes présentent des inconvénients majeurs lors du fonctionnement aux basses vitesses [**Mah-10**].

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont proposé une théorie qui a permis d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu en orientant le flux rotorique suivant un seul axe. Aujourd'hui, grâce à cette théorie et au développement des systèmes numériques, plusieurs commandes ont été appliquées sur la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle et la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone pentaphasée.

II. Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée :

II.1. Principe de la commande vectorielle :

Les principales variables de commande de la machine asynchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et de l'amplitude de la tension. La réponse de la machine est lente à cause de l'effet de ce couplage [**Bos-86**].

Pour vaincre les limitations de la commande scalaire, on applique la commande vectorielle, où le moteur asynchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée [**Bos-86**], [**Tam-06**].

Le couple de la machine à courant continu à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit et de l'inducteur et un facteur « k' » :

$$\Gamma = k' I_a I_f \tag{II.1}$$

Les variables de commande de la machine « I_a » et « I_f » sont orthogonales. Pour commander la machine, le courant « I_f » est maintenu à une valeur de référence, qui donne la valeur du flux. Le couple est changé par le courant « I_a ». Donc, de simples régulateurs PI assurent la régulation de vitesse, du couple et du flux [Bos-86].

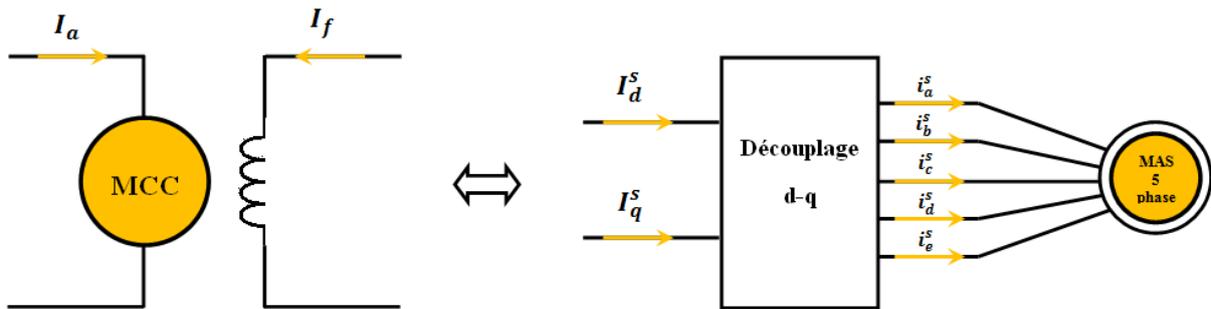


Figure II.1 Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, comme le montre la figure Fig II.1.

Pour cela, on doit orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, ceci revient à éliminer le deuxième produit de l'expression du couple électromagnétique ; c'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe « d » et donc annuler « ϕ_q^r » [Bag-99]. Le principe est donné en Fig II.2.

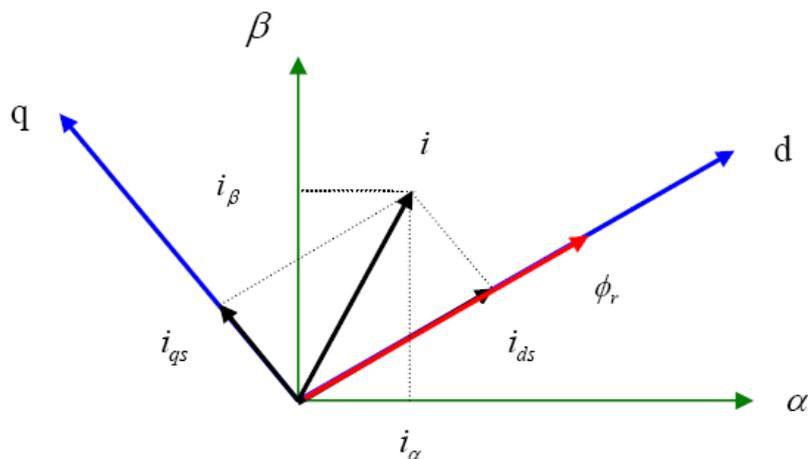


Figure II.2 Orientation du flux rotorique

L'expression du couple électromagnétique avant le découplage est :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_d^r i_q^s - \phi_q^r i_d^s) \quad (II.2)$$

Après découplage, l'expression précédente devient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_d^r i_q^s = k \phi_d^r i_q^s \quad (II.3)$$

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.2. Modèle de la MAS pentaphasée :

Le modèle de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension dans le repère de Park est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d^s}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega_s i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s T_r L_r} \frac{L_m}{L_r} \phi_d^r + \frac{1}{\sigma L_s L_r} \omega_r \phi_q^r + \frac{1}{\sigma L_s} V_d^s \\ \frac{di_q^s}{dt} = -\omega_s i_d^s - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s - \frac{1}{\sigma L_s L_r} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_d^r + \frac{1}{\sigma L_s T_r L_r} \frac{L_m}{L_r} \phi_q^r + \frac{1}{\sigma L_s} V_q^s \\ \frac{d\phi_d^r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_d^s - \frac{1}{T_r} \phi_d^r + (\omega_s - \omega_r) \phi_q^r \\ \frac{d\phi_q^r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_q^s - (\omega_s - \omega_r) \phi_d^r - \frac{1}{T_r} \phi_q^r \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_d^r i_q^s - \phi_q^r i_d^s) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.4)$$

En annulant la composante ϕ_q^r , le système (II.4) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d^s}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega_s i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s T_r L_r} \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_d^s \\ \frac{di_q^s}{dt} = -\omega_s i_d^s - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s - \frac{1}{\sigma L_s L_r} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_q^s \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_d^s - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_q^s \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \end{array} \right. \quad (II.5)$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seule la composante directe du courant statorique « i_d^s » détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que

de la composante en quadrature du courant statorique « i_q^s », 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. Méthodes de la commande vectorielle :

Pour appliquer la commande vectorielle à une machine asynchrone, il faut connaître à chaque instant la position exacte du flux à orienter et le faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la vitesse du champ tournant. Ainsi, on distingue deux types de la commande vectorielle suivant la méthode de détermination de la phase du flux rotorique [Mah-10]:

- Commande indirecte : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.
- Commande directe : La phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique.

Dans ce mémoire, nous allons appliquer la méthode directe avec estimation du flux en utilisant les relations du modèle découplé de la machine défini par le système (II.5).

II.4. Commande directe avec alimentation en tension de la MAS pentaphasée :

Pour déterminer la position et le module de flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinages 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].

La mesure directe du flux à l'aide d'un capteur pose des problèmes de fragilité et de fiabilité, ce qui peut affecter la précision de la commande. Pour cela, on préfère mesurer le flux indirectement, en captant au début les grandeurs simple à mesurer (les courants de phases, les tensions, la vitesse de rotation) ; puis on reconstitue le flux en utilisant le modèle dynamique de la machine (II.5).

II.4.1. Modèle dynamique du flux et du couple :

La reconstitution du flux se fait à partir du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \phi_r^e = L_m \frac{i_d^s}{1+T_r s} \\ C_{em}^e = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r^e i_q^s \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_d^s}{\phi_r^e} \end{cases} \quad (II.6)$$

Le schéma bloc de l'estimateur du flux et du couple est donné par la figure suivante :

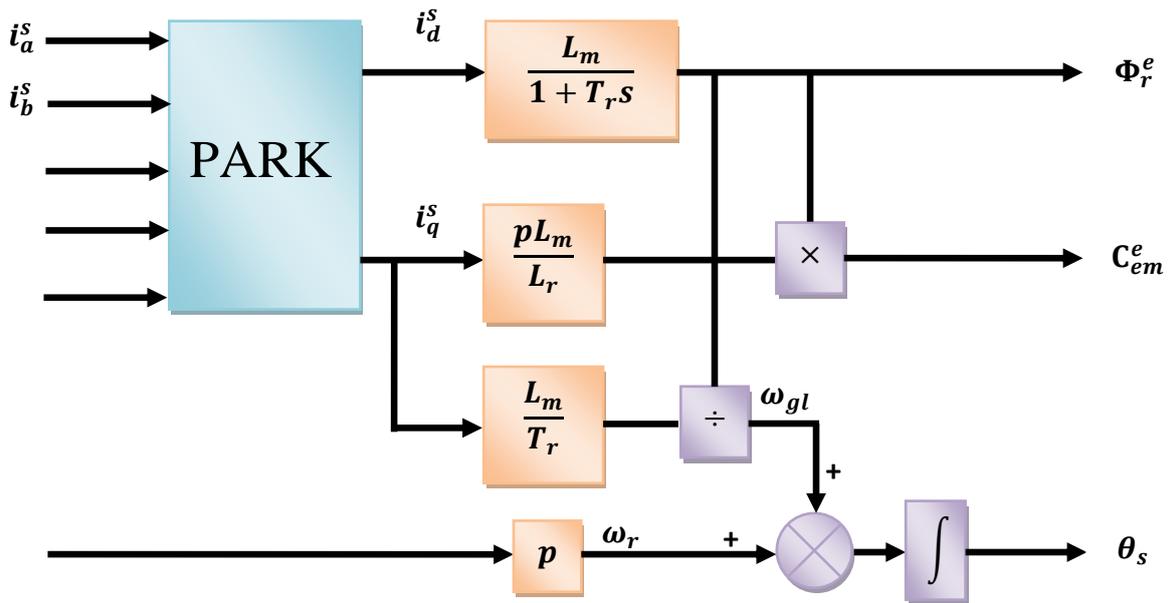


Figure II.3 Schéma bloc de l'estimateur

II.4.2. Principe de découplage par compensation :

Les deux premières équations du modèle dynamique de la machine (II.5) montrent un couplage entre les grandeurs de commande V_d^s et V_q^s .

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{d1}^s et V_{q1}^s , tel que V_{d1}^s n'agit que sur I_{d1}^s et V_{q1}^s sur I_{q1}^s [Han-06].

Les tensions V_{d1}^s et V_{q1}^s peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{d1}^s = V_d^s - e_d^s \\ V_{q1}^s = V_q^s - e_q^s \end{cases} \quad (II.7)$$

Tel que :

$$\begin{cases} e_d^s = -\sigma L_s \omega_s i_q^s - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r \\ e_q^s = \sigma L_s \omega_s i_d^s + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, les nouvelles variables de commande s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{d1}^s = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \sigma L_s \frac{di_d^s}{dt} \\ V_{q1}^s = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s + \sigma L_s \frac{di_q^s}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.4.3 Le Défluxage :

Lors du fonctionnement à une vitesse supérieure à la vitesse nominale de la machine, le flux augmente et la machine se sature rapidement. Une solution à ce problème consiste à limiter le flux de référence lors du fonctionnement en survitesse. Ceci est traduit par un bloc appelé « bloc de défluxage ».

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_m & \text{si } \Omega_r < \Omega_n \\ \frac{\phi_m \Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } \Omega_r > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

II.4.4. Schéma complet de la commande vectorielle directe :

Le schéma complet de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension par un onduleur MLI à trois niveaux est donné par la Fig II.4.

Les grandeurs mesurées nécessaires pour la commande sont :

- La vitesse de rotation mesurée par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur.
- Les courants de phases statoriques $i_{1...4}^s$ donnés par des capteurs à effet Hall.

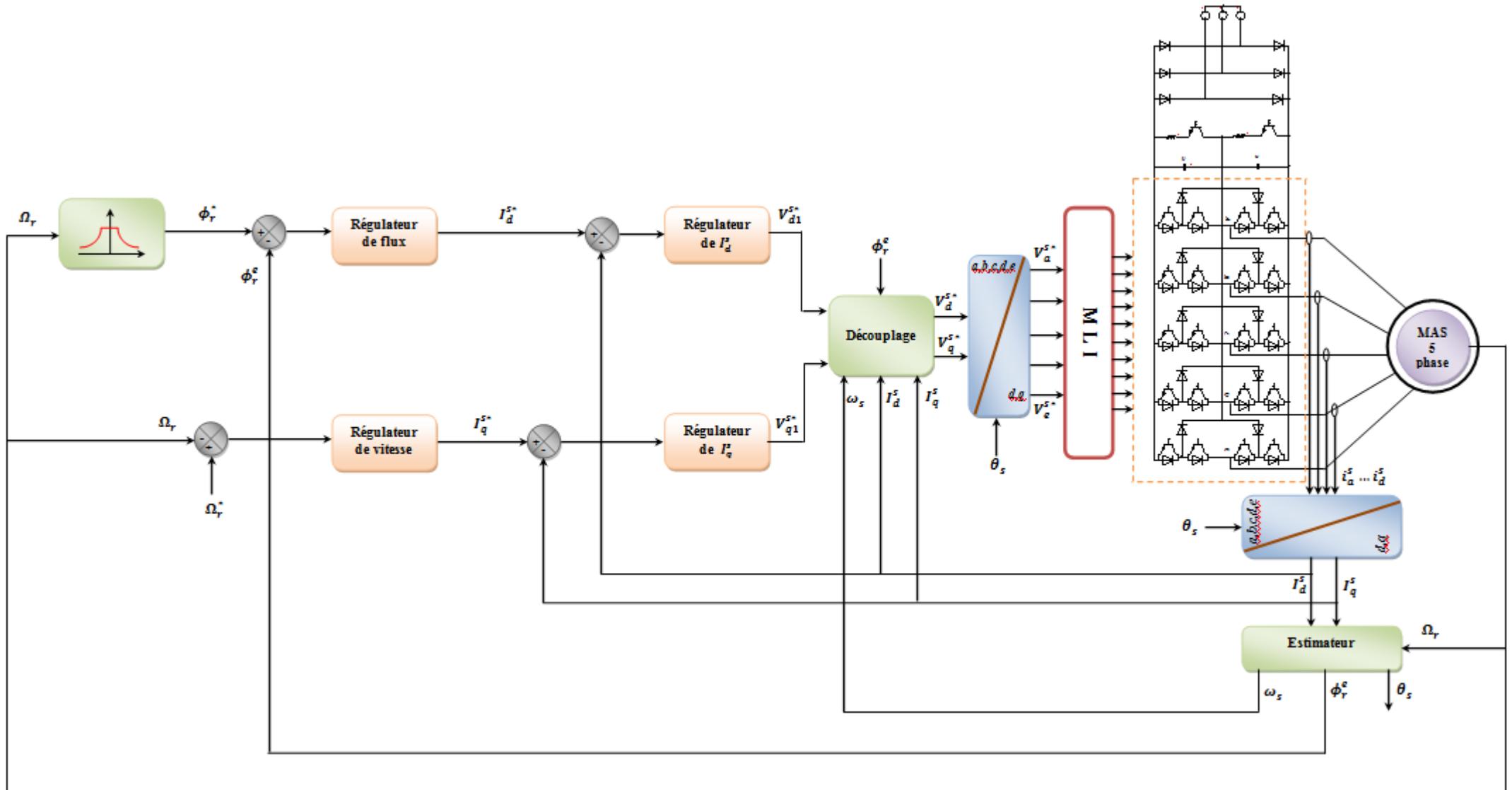


Figure II.4 Schéma global de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension avec un onduleur NPC à trois niveaux

II.5. Calcul des régulateurs :

La machine étant découplée selon les deux axes « *d* et *q* », la régulation selon les deux axes est faite par deux boucles interne et externe (régulation en cascade).

Le courant sur l'axe « *d* » contrôlera le flux rotorique et celui sur l'axe « *q* » contrôlera le couple électromagnétique [Mah-99].

II.5.1. Réglage en cascade du flux rotorique :

- Réglage de la boucle interne du courant i_d^s :

La boucle de régulation est schématisée par la Fig II.5.

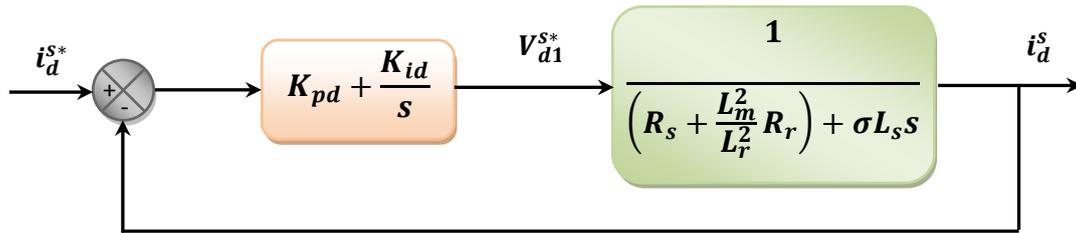


Figure II.5 Boucle de régulation du courant i_d^s

La régulation du courant « i_d^s » se fait par le biais d'un régulateur PI. La fonction de transfert en boucle fermée du système s'écrit alors:

$$FTBF_{i_d^s} = \frac{i_d^s}{i_d^{s*}} = \frac{1 + \frac{K_{pd}s}{K_{id}}}{1 + \frac{R + K_{pd}}{K_{id}}s + \frac{\sigma L_s}{K_{id}}s^2} \tag{I.11}$$

Avec : $R = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. Le dénominateur étant sous la forme canonique $1 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{R + K_{pd}}{K_{id}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{\sigma L_s}{K_{id}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \tag{II.12}$$

D'où les constantes du régulateur :

$$\begin{cases} K_{id} = \sigma L_s \omega_0^2 \\ K_{pd} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{id} - R \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En fixant la valeur de ω_0 à 800 rd/s et la valeur de ξ à 1, on trouve :

$$\begin{cases} K_{pd} = 112 \\ K_{id} = 50891 \end{cases}$$

Pour ne pas avoir des pics de courants au démarrage de la machine, on limite celui-ci entre deux valeurs ; soit $-20 \text{ A} < i_d^{s*} < 20 \text{ A}$.

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

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la Fig II.6

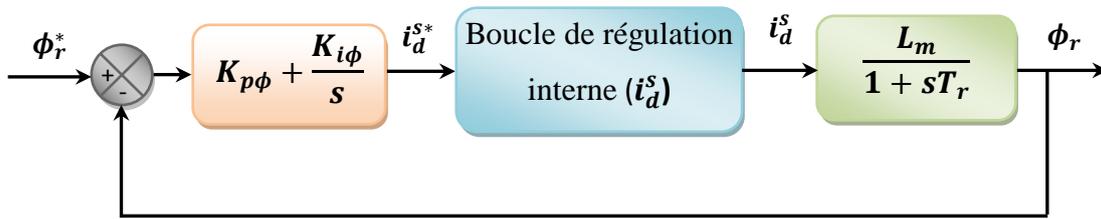


Figure II.6 Boucle de régulation du flux ϕ_r

On admet que la régulation du courant « i_d^s » étant déjà faite, la fonction de transfert en boucle fermée du système est alors :

$$FTBF_{\phi_r} = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{1 + \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} s}{1 + \frac{1 + L_m K_{p\phi}}{L_m K_{i\phi}} s + \frac{T_r}{L_m K_{i\phi}} s^2} \quad (\text{II.14})$$

Par identification du dénominateur avec la forme canonique de la dynamique de deuxième ordre, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1 + L_m K_{p\phi}}{L_m K_{i\phi}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{T_r}{L_m K_{i\phi}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{T_r}{L_m} \omega_0^2 \\ K_{p\phi} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\phi} - \frac{1}{L_m} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Dans la régulation en cascade, la réponse de la boucle interne doit être plus rapide que celle de la boucle externe. Pour cela, on choisit $\omega_0 = 400 \text{ rd/s}$ et $\xi = 1$, d'où :

$$\begin{cases} K_{p\phi} = 137 \\ K_{i\phi} = 27809 \end{cases}$$

II.5.2. Réglage en cascade de la vitesse :

- **Réglage de la boucle interne du courant i_q^s :**

La boucle de régulation est schématisée par la Fig II.7.

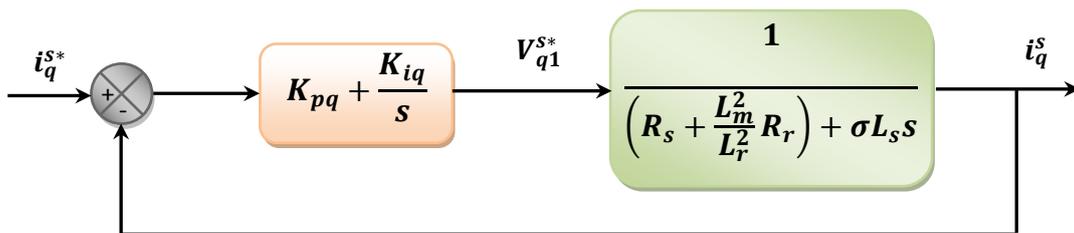


Figure II.7 Boucle de régulation du courant i_q^s

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant « i_q^s » que pour le régulateur « i_d^s ». Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients « K_{pq} » et « K_{iq} » seront identiques à ceux du régulateur du courant « i_d^s ».

$$\begin{cases} K_{pq} = 112 \\ K_{iq} = 50891 \end{cases}$$

- **Réglage de la boucle externe de la vitesse :**

La régulation de la vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique [Bous-10]. Le schéma de la boucle de régulation est donné par la Fig II.8.

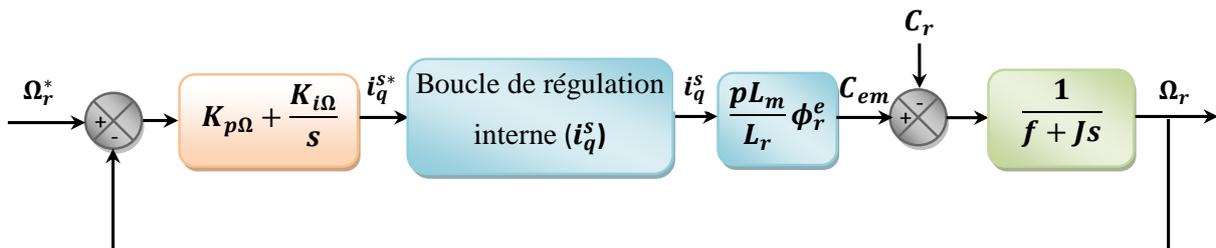


Figure II.8 Boucle de régulation de la vitesse Ω_r

On admet que la régulation du courant « i_q^s » étant déjà faite, la fonction de transfert en boucle fermée du système est alors :

$$\Omega_r = \frac{1 + \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{i\Omega}}s^2} \Omega_r^* - \frac{\frac{s}{K_{i\Omega}}}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{i\Omega}}s^2} C_r \quad (\text{II.17})$$

L'identification du dénominateur avec l'expression canonique de la dynamique de deuxième ordre, donne :

$$\begin{cases} \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_0^2 \\ K_{p\Omega} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\Omega} - f \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On choisit $\omega_0 = 80$ rd/s et $\xi = 1$, on trouve:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 4.8 \\ K_{i\Omega} = 192 \end{cases}$$

II.6. Simulation et interprétation des résultats :

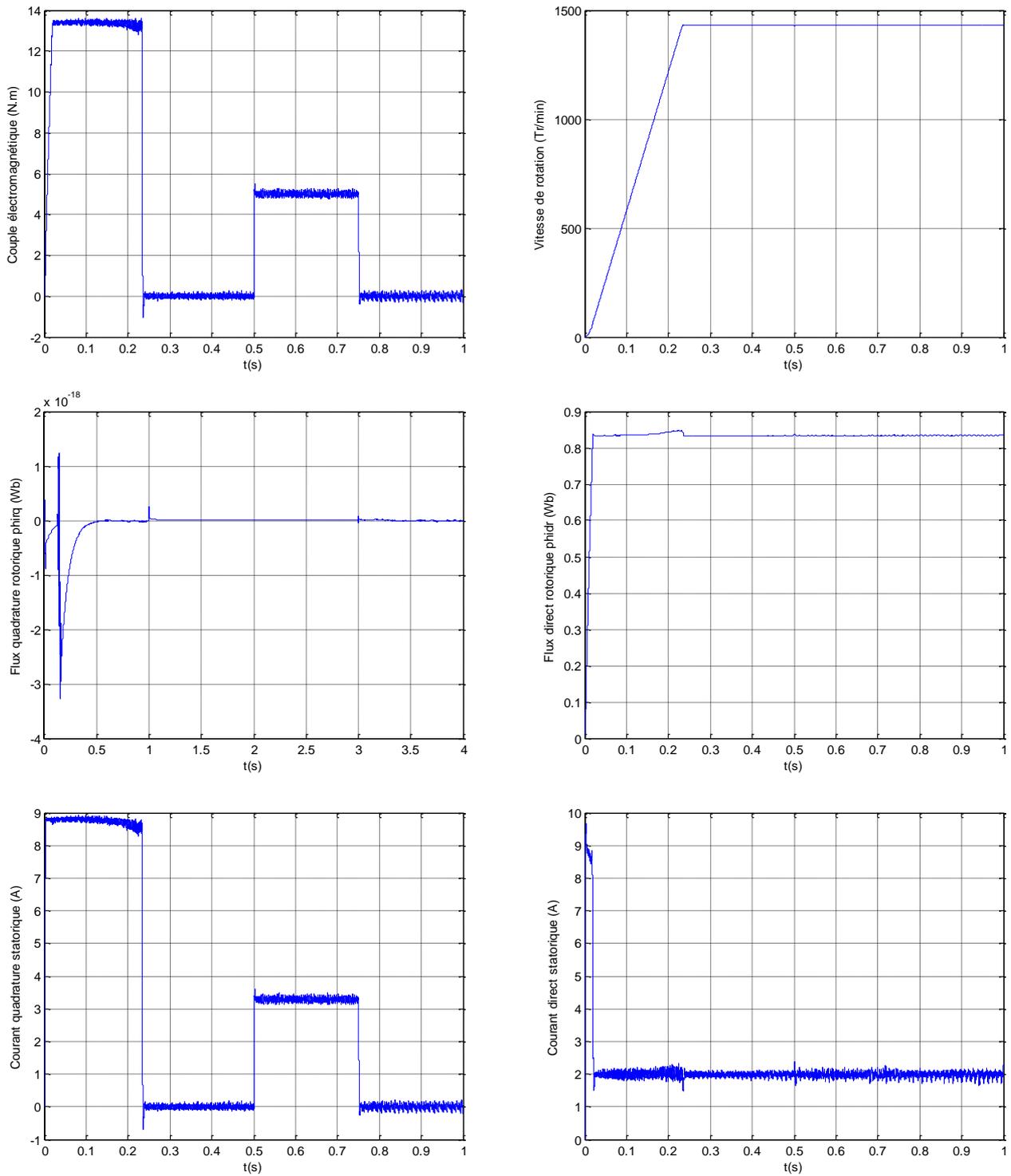


Figure II.9 Résultats des simulations : commande vectorielle directe de la MAS pentaphasée avec limitation de courant.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1432 \text{ Tr/min}$$

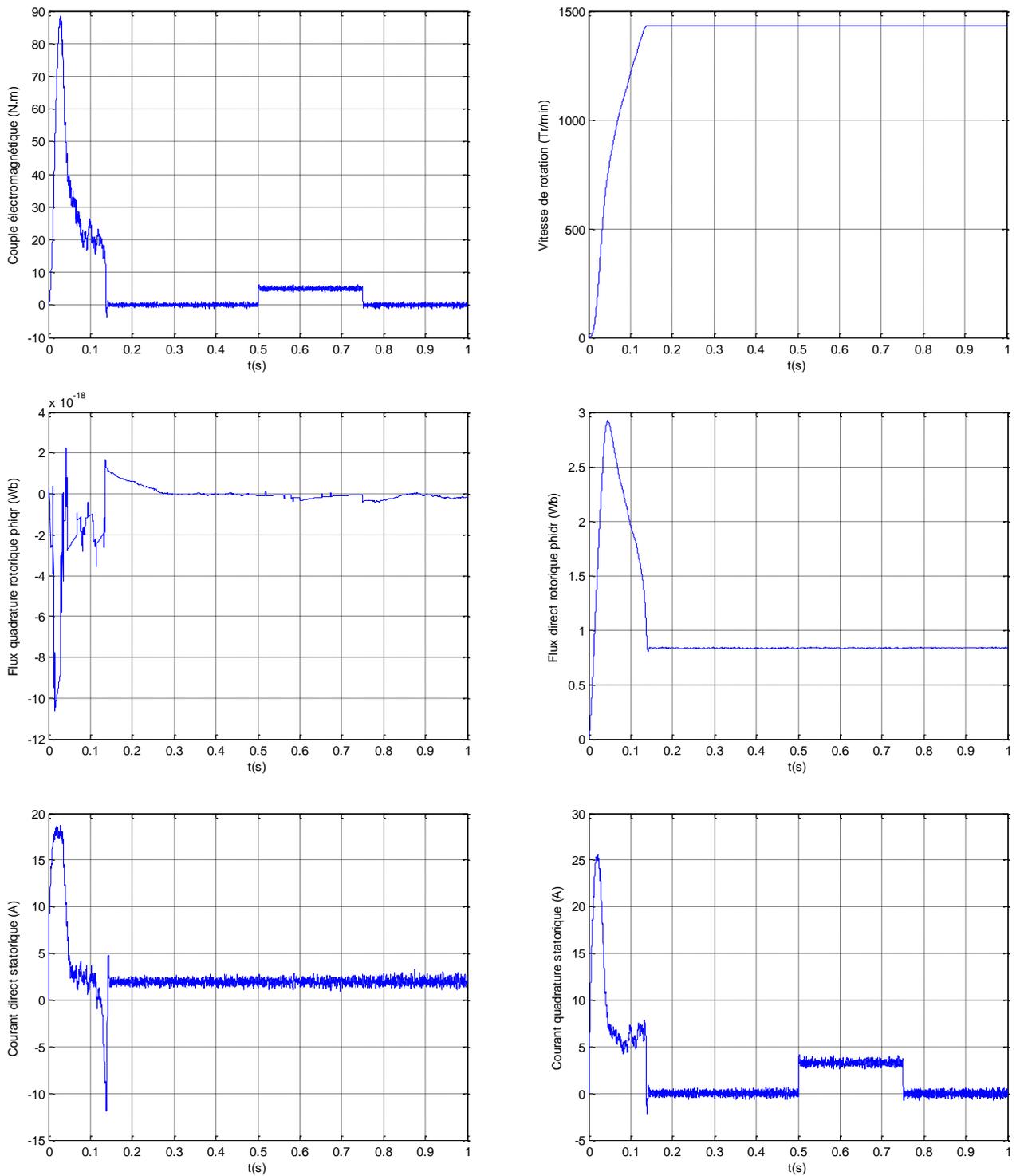


Figure II.10 Résultats des simulations : commande vectorielle directe de la MAS pentaphasée sans limitation de courant.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1432 \text{ Tr/min}$$

Interprétation des résultats :

La figure II.9 représente la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée avec limitation de courant.

On remarque que la vitesse et le flux se stabilisent après un court régime transitoire à leurs références et que les variations dues à l'application d'un couple de charge sont régulées par le régulateur PI.

On remarque aussi que le courant « i_d^s » évolue de la même manière que le flux rotorique, de même pour le courant « i_q^s » et le couple électromagnétique. Ceci est dû au découplage de la machine.

La figure II.10 représente la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée sans limitation de courant.

On remarque que le temps de réponse du système est amélioré et de forts dépassements apparaissent lors du régime transitoire des différentes grandeurs. De ce fait, la limitation de courant est indispensable pour le bon fonctionnement du système.

III. Commande par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée :

Les lois de commande classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.FILLIPOV [**Buh-86**].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode glissant des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [**Buh-86**].

III.1. Systèmes non linéaires :

Les systèmes physiques sont de nature non linéaires. Le comportement de ces systèmes est le plus souvent décrit par des équations différentielles non linéaires. Si le domaine de fonctionnement du système est limité et si la non linéarité est douce, le système peut être linéarisé et représenté par un ensemble d'équations différentielles linéaires qui décrit son comportement dynamique.

Le comportement des systèmes non linéaires est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires. Ils réagissent différemment aux entrées extérieures, aux conditions initiales et ont fréquemment, plusieurs points d'équilibre, ce qui rend leur analyse plus difficile.

Les techniques universelles utilisées dans la commande linéaire comme le domaine temporel et le domaine fréquentiel ne peuvent pas être appliquées aux systèmes non linéaires. Par conséquent, ils ne peuvent pas être résolus analytiquement, ainsi la compréhension complète de leurs comportements est très difficile. Ceci nous permet de dire qu'il n'existe pas un moyen systématique pour prévoir le comportement d'un système non linéaire, de même pour procéder à la conception de la commande de ces systèmes [Mah-10].

Par contre, dans la littérature, nous disposons d'un riche inventaire de moyens puissants d'analyses et de conceptions, chacune pouvant être la meilleure application pour certaine classe particulière de commande.

Parmi ces moyens d'analyses les plus classiques, on peut citer : le plan de phase et la théorie de Lyapunov.

III.2. Conception de la commande non linéaire :

L'objectif est de contrôler un système physique donné à travers une loi de commande de retour afin que le système en boucles fermées suive le comportement désiré.

Quant les dynamiques souhaitées en boucles fermées sont importantes et couvrent une large marge de besoins, les effets non linéaires se font sentir et la commande non linéaire est souvent nécessaire pour obtenir les performances souhaitées.

En général, les tâches de la commande peuvent être divisées en deux grandes familles :

- La régulation,

- la poursuite.

Pour l'analyse des systèmes non linéaires, un choix systématique est évident parce que la réponse du système pour une commande donnée diffère de sa réponse pour une autre commande.

En ce qui concerne le comportement désiré des systèmes non linéaires, le concepteur doit prendre en compte les éléments suivants [Mah-10]:

- Stabilité : elle doit être garantie pour le modèle dans le sens local et global. Les régions de stabilité et de convergence sont aussi intéressantes.
- Performances : elles représentent la précision, la qualité (écart statique, oscillation,...etc.) et le temps de réponse du système.
- Invariance et robustesse : la réponse en boucle fermée doit être insensible ou peu sensible, respectivement à toutes les perturbations extérieures, aux variations des paramètres et aux incertitudes sur le modèle.
- Coût : déterminé par le nombre de capteurs et de calculateurs pour l'implantation pratique.

III.3. Conception de la commande par mode glissant :

La commande par mode glissant est une des plus simples approche de la commande robuste. De très bonnes performances (temps de réponse, précision) peuvent être obtenues en présence d'incertitudes sur les paramètres du système et leurs variations d'une part, et les incertitudes sur les modèles du système d'autre part. Ces performances sont obtenues au prix d'une très forte activité de commande qui peut se traduire par de très fortes oscillations appelées « Chattering ». La conception des contrôleurs par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [Mah-10]:

- Choix de surfaces,
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{II.20}$$

Où

- $[X] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état,
- $[U] \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, avec $n > m$.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [Slo-91]:

$$S(x) = \left(\lambda + \frac{d}{dt}\right)^{r-1} e(x) \tag{II.21}$$

Avec :

- $e(x)$: L'écart de la variable à réguler, $e(x) = x_{ref} - x$,
- λ : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,
- r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix correct du gain « λ » et c'est l'objectif de la commande.

III.3.2. Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système, dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement, nous retenons deux conditions de la littérature :

- La fonction directe de commutation : C'est la première condition de convergence ; elle est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{II.22}$$

- La fonction de Lyapunov : Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$).

La fonction de Lyapunov est définie par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.23})$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.24})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.25})$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantir la stabilité du système non linéaire.

III.3.3. Calcul de la commande:

La structure d'un contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte « U_{eq} » et l'autre la stabilité « U_n ».

$$U = U_n + U_{eq} \quad (\text{II.26})$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète « U_n » est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (II.20). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande « U ».

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant (II.20) et (III.26) dans (III.27), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} ([A][X] + [B]U_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} ([B]U_n) \quad (\text{II.28})$$

Durant le régime permanent, la surface de glissement est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A][X] \right\} \quad (\text{II.29})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (II.28), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (\text{II.30})$$

Sachant que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B] = \frac{\partial S}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{II.31})$$

Condition bien définie dans le choix de la surface de glissement (2) pour assurer la commandabilité, par conséquent :

$$\dot{S}(x) = U_n \quad (\text{II.32})$$

Le problème revient à trouver « U_n » telle que : $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n < 0 \quad (\text{II.33})$$

Donc, il faut que le signe de « U_n » soit l'opposé de celui de $\left(S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right)$.

La forme la plus simple que peut prendre « U_n », est celle d'un relais Fig II.11.

$$U_n = K \text{signe}(S(x)) \quad (\text{II.34})$$

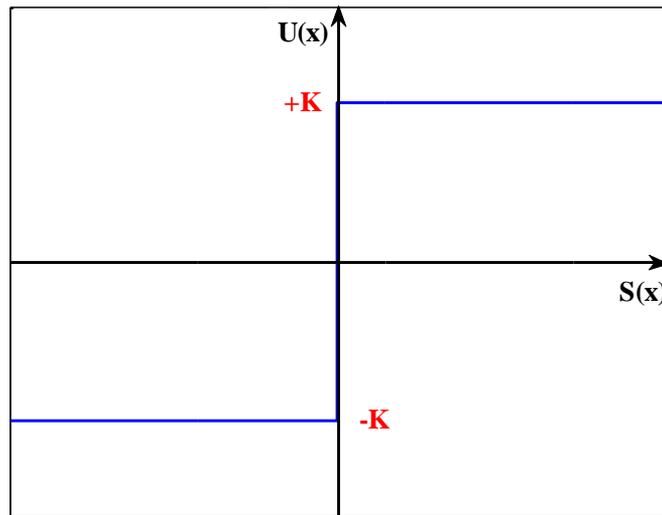


Figure II.11 définition de la fonction U_n

Le choix de la constante « K » est très influant, car si elle est très petite le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, le Chattering apparaît.

Cette démarche pour la détermination de la loi de commande est applicable pour les systèmes multivariables, comme pour les systèmes monovariables. Le calcul de « U_{eq} » solution de $S(x) = 0$, nécessite une partie de découplage pour obtenir n sous système tels que :

$$\dot{S}(x_i) = U_{ni} \quad (\text{II.35})$$

Pour réduire le phénomène de Chattering, on utilise d'autres commandes qui font varier la valeur de la commande « U_n » en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Celles-ci consistent à encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils de façon à diminuer ou éliminer l'effet de la fonction $U_n = K \text{signe}(S(x))$ origine du Chattering.

Une de ces commandes est la commande adoucie à un seul seuil (Fig II.12) dont la fonction est donnée par :

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon} S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \text{signe}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

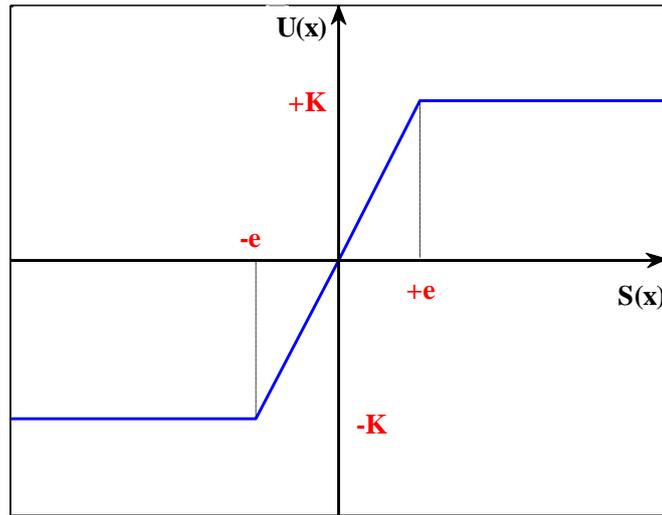


Figure II.12 fonction signe de la commande adoucie à un seul seuil

Quelque soit la méthode d’adoucissement utilisée pour limiter le Chattering, nous remarquons que plus le seuil est grand, moins il y a de commutation ; néanmoins s’il est trop grand, il y a problème de précision.

III.4. Approche continue de la commande par mode glissant :

Le modèle découplé de la MAS pentaphasée dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{cases}
 \frac{di_d^s}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega_s i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s T_r L_r} L_m \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_d^s \\
 \frac{di_q^s}{dt} = -\omega_s i_d^s - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s - \frac{1}{\sigma L_s L_r} L_m \omega_r \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_q^s \\
 \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_d^s - \frac{1}{T_r} \phi_r \\
 J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \\
 C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \phi_r i_q^s \\
 \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r
 \end{cases} \tag{II.37}$$

On choisit les surfaces suivantes :

$$\begin{cases}
 S(\Omega_r) = \Omega_{r\ ref} - \Omega_r \\
 S(\phi_r) = \phi_{r\ ref} - \phi_r \\
 S(i_d^s) = i_{d\ ref}^s - i_d^s \\
 S(i_q^s) = i_{q\ ref}^s - i_q^s
 \end{cases} \tag{II.38}$$

Cette structure est similaire à celle de la commande vectorielle présentée dans le chapitre précédent. Ainsi, ce choix nous permet de limiter les courants d'une manière directe.

Rappelons que l'orientation du flux rotorique nous permet de découpler la machine, ce qui implique un contrôle indépendant du flux et du couple. Donc, le système sera divisé en deux sous-systèmes suivant les deux axes du repère de Park.

a- Suivant l'axe « d » :

• **Boucle externe :**

La surface du flux est donnée par :

$$S(\phi_r) = \phi_{r\ ref} - \phi_r \quad (II.39)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{r\ ref} - \dot{\phi}_r \quad (II.40)$$

En remplaçant l'expression de « $\dot{\phi}_r$ » donnée par la troisième équation du système (II.37) dans la relation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{r\ ref} - \left(\frac{L_m}{T_r} i_d^s - \frac{1}{T_r} \phi_r \right) \quad (II.41)$$

Avec :

$$i_d^s = i_{deq}^s + i_{dn}^s \quad (II.42)$$

L'expression de la dérivée devient :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_{r\ ref} - \left(\frac{L_m}{T_r} i_{deq}^s + \frac{L_m}{T_r} i_{dn}^s - \frac{1}{T_r} \phi_r \right) \quad (II.43)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_r) = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{S}(\phi_r) = 0$$

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{dn}^s = 0 \\ i_{deq}^s = \frac{T_r}{L_m} \dot{\phi}_{r\ ref} + \frac{1}{L_m} \phi_r \end{cases} \quad (II.44)$$

En remplaçant « i_{deq}^s » par sa formule dans (III.43), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{L_m}{T_r} i_{dn}^s \quad (\text{II.45})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Ainsi, la forme la plus simple que peut prendre « i_{dn}^s » est celle d'un relais :

$$i_{dn}^s = K_\phi \text{signe}(S(\phi_r)) \quad (\text{II.46})$$

Le choix de « K_ϕ » se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{dn}^s = K_\phi \text{signe}(S(\phi_r)) \\ i_{deq}^s = \frac{T_r}{L_m} \dot{\phi}_r \text{ref} + \frac{1}{L_m} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

- **Boucle interne :**

La surface du courant direct « i_d^s » est donnée par :

$$S(i_d^s) = i_{d \text{ref}}^s - i_d^s \quad (\text{II.48})$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(i_d^s) = i_{d \text{ref}}^s - \dot{i}_d^s \quad (\text{II.49})$$

En remplaçant l'expression de « i_d^s » donnée par la première équation du système (II.37) dans la relation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(i_d^s) = i_{d \text{ref}}^s - \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega_s i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_d^s \right) \quad (\text{II.50})$$

Avec :

$$V_d^s = V_{deq}^s + V_{dn}^s \quad (\text{II.51})$$

L'expression de la dérivée devient :

$$\dot{S}(i_d^s) = i_{d \text{ref}}^s - \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega_s i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{deq}^s + \frac{1}{\sigma L_s} V_{dn}^s \right) \quad (\text{II.52})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_d^s) = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{S}(i_d^s) = 0$$

$$\dot{S}(i_d^s) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dn}^s = 0 \\ V_{deq}^s = \sigma L_s i_{d\ ref}^s + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s - \sigma L_s \omega_s i_q^s - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r \end{cases} \quad (II.53)$$

En remplaçant « V_{deq}^s » par sa formule dans (II.52), on trouve :

$$\dot{S}(i_d^s) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{dn}^s \quad (II.54)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Ainsi, la forme la plus simple que peut prendre V_{dn}^s est celle d'un relais :

$$V_{dn}^s = K_{id} \text{signe}(S(i_d^s)) \quad (II.55)$$

Le choix de « K_{id} » doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_d^s) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dn}^s = K_{id} \text{signe}(S(i_d^s)) \\ V_{deq}^s = \sigma L_s i_{d\ ref}^s + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s - \sigma L_s \omega_s i_q^s - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r \end{cases} \quad (II.56)$$

b- Suivant l'axe « q » :

- **Boucle externe :**

En suivant les mêmes étapes que précédemment, on trouve :

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qn}^s = K_{\Omega} \text{signe}(S(\Omega_r)) \\ i_{qeq}^s = \frac{J\dot{\Omega}_r\ ref + C_r + f\Omega_r}{p \frac{L_m}{L_r} \phi_r} \end{cases} \quad (II.57)$$

Dans la réalité, la valeur du couple résistant « C_r » n'est pas connue, par conséquent, il sera considéré comme une perturbation externe, alors la relation (II.57) devient :

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qn}^s = K_{\Omega} \text{signe}(S(\Omega_r)) \\ i_{qeq}^s = \frac{J\dot{\Omega}_r\ ref + f\Omega_r}{p \frac{L_m}{L_r} \phi_r} \end{cases} \quad (II.58)$$

• **Boucle interne :**

L'expression de la commande V_q^s est donnée par :

$$\dot{S}(i_q^s) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qn}^s = K_{iq} \text{signe}(S(i_q^s)) \\ V_{qeq}^s = \sigma L_s i_{qref}^s + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right) i_q^s + \sigma L_s \omega_s i_d^s + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

III.5. Approche discrète de la commande par mode glissant :

Dans le but d'une étude plus proche de la pratique, et vu la large utilisation des calculateurs numériques, une étude préliminaire des systèmes à structures variables en discret en tenant compte du convertisseur et de sa commande rapprochée par *MLI*, est nécessaire.

Afin de tenir compte des retards de mesure ainsi que de la présence du convertisseur, les grandeurs mesurées à l'instant $t(k)$ ne seront exploitées qu'à l'instant $t(k + 1)$. Les grandeurs échantillonnées et mesurées sont maintenues constantes pendant toute la période d'échantillonnage à l'aide d'un bloc d'ordre zéro [Mah-10].

Les surfaces choisies sont données par :

$$\begin{cases} S(\Omega_r(k)) = \Omega_{rref}(k) - \Omega_r(k - 1) \\ S(\phi_r(k)) = \phi_{rref}(k) - \phi_r(k - 1) \\ S(i_d^s(k)) = i_{dref}^s(k) - i_d^s(k - 1) \\ S(i_q^s(k)) = i_{qref}^s(k) - i_q^s(k - 1) \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

En suivant les mêmes étapes que pour l'approche continue, on trouve :

• **Suivant l'axe « d » :**

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{dn}^s(k) = K_\phi \text{signe}(S(\phi_r(k))) \\ i_{deq}^s(k) = \frac{T_r}{L_m} \dot{\phi}_{rref}(k) + \frac{1}{L_m} \phi_r(k - 1) \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

$$\dot{S}(i_d^s(k)) = 0 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} V_{dn}^s(k) = K_{id} \text{signe}(S(i_d^s(k))) \\ V_{deq}^s(k) = \sigma L_s i_{dref}^s(k) + R i_d^s(k - 1) - \sigma L_s \omega_s i_q^s(k - 1) - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k - 1) \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

$$\text{Avec : } R = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right).$$

- Suivant l'axe « q » :

$$\dot{S}(\Omega_r(k)) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qn}^s(k) = K_{\Omega} \text{signe} \left(S(\Omega_r(k)) \right) \\ i_{qeq}^s(k) = \frac{J\dot{\Omega}_r \text{ref}(k) + f\Omega_r(k-1)}{p \frac{L_m}{L_r} \phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

$$\dot{S}(i_q^s(k)) = 0 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} V_{qn}^s(k) = K_{iq} \text{signe} \left(S(i_q^s(k)) \right) \\ V_{qeq}^s(k) = \sigma L_s i_{q \text{ref}}^s(k) + R i_q^s(k-1) + \sigma L_s \omega_s i_d^s(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

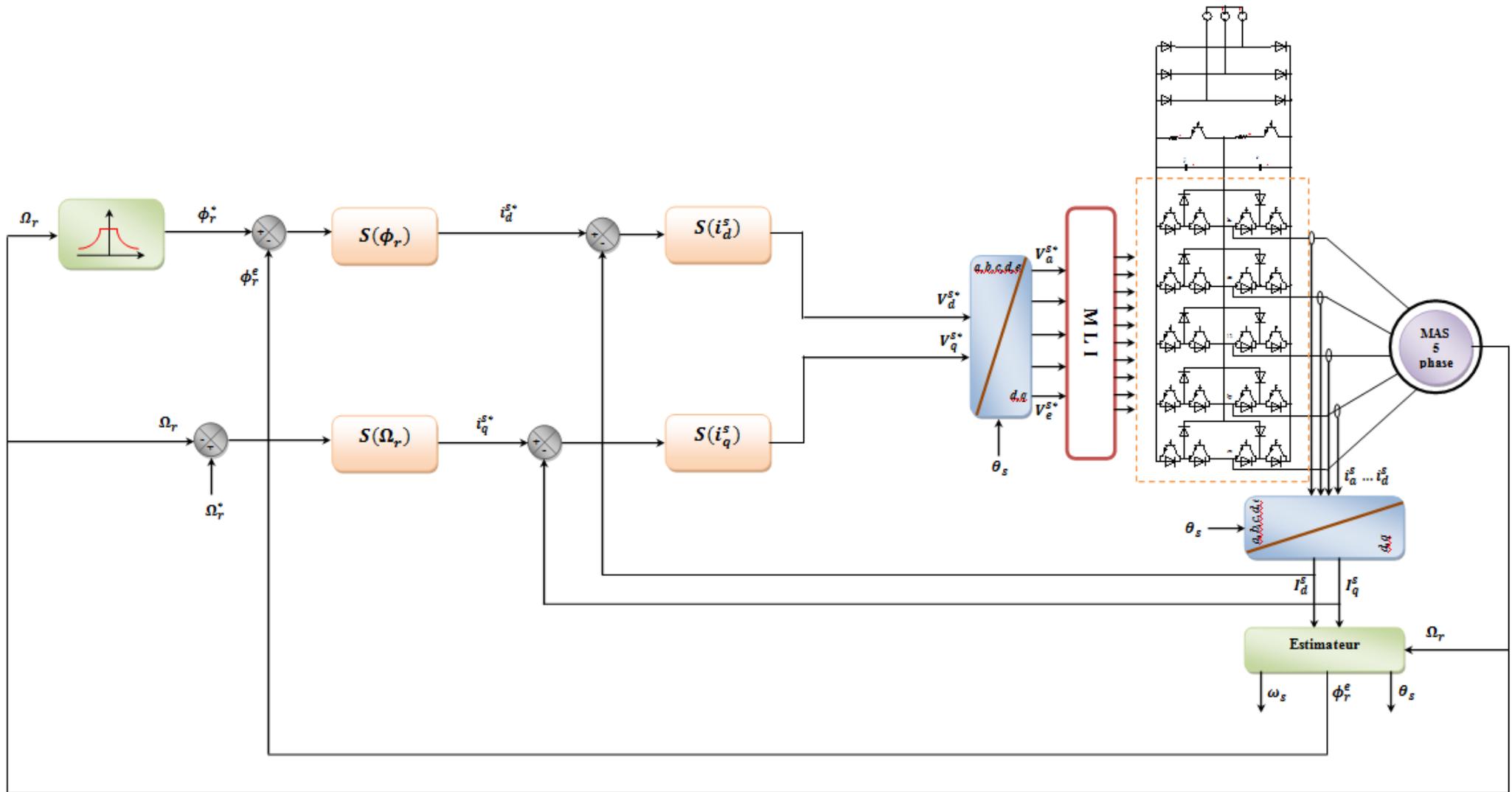


Figure II.13 Schéma global de la commande par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension avec un onduleur NPC à trois niveaux

III.6. Simulation et interprétation des résultats :

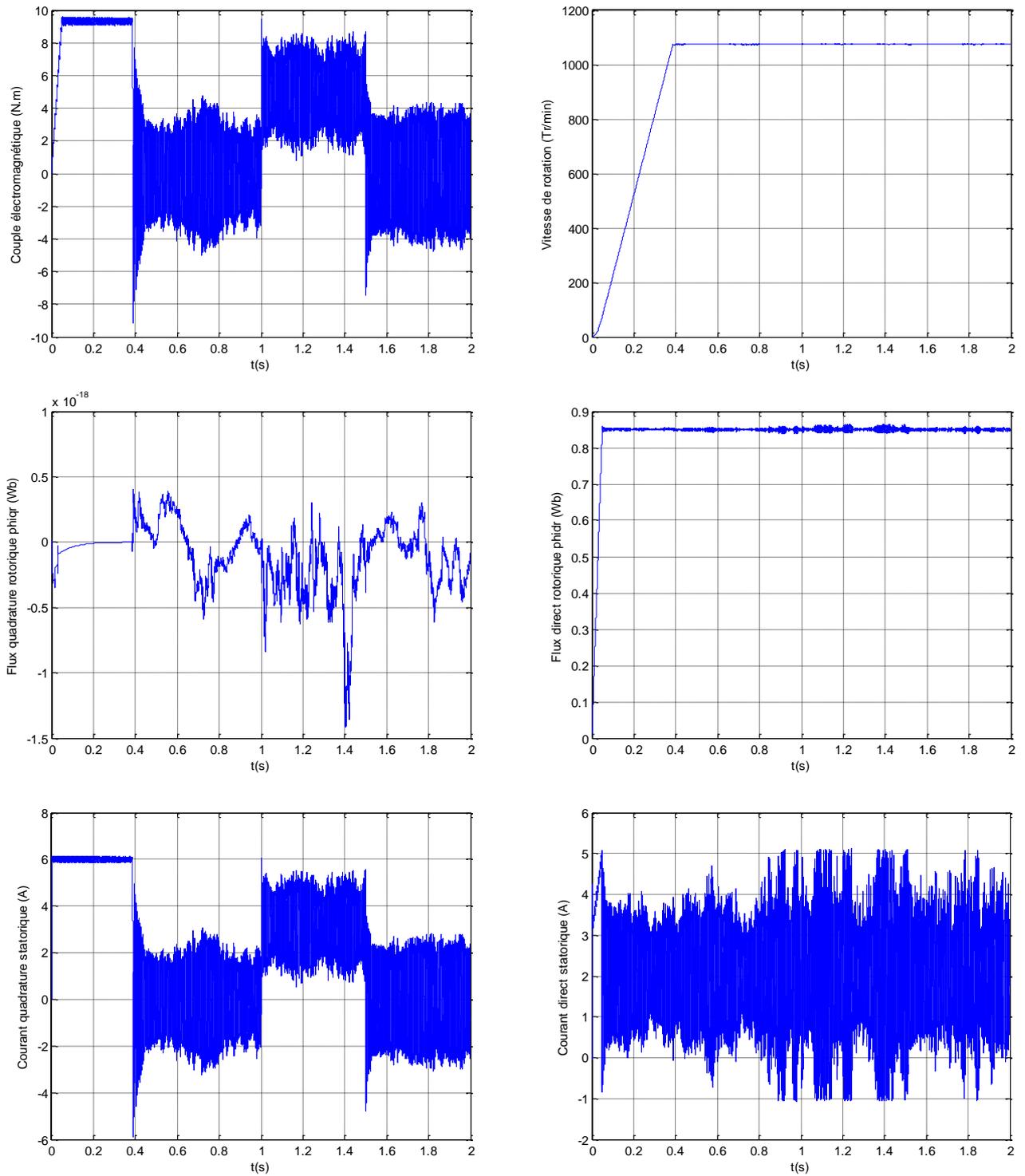


Figure II.14 Résultats des simulations : commande par mode glissant $\pm U$ avec orientation de flux rotorique de la MAS pentaphasée.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1075 \text{ Tr/min}$$

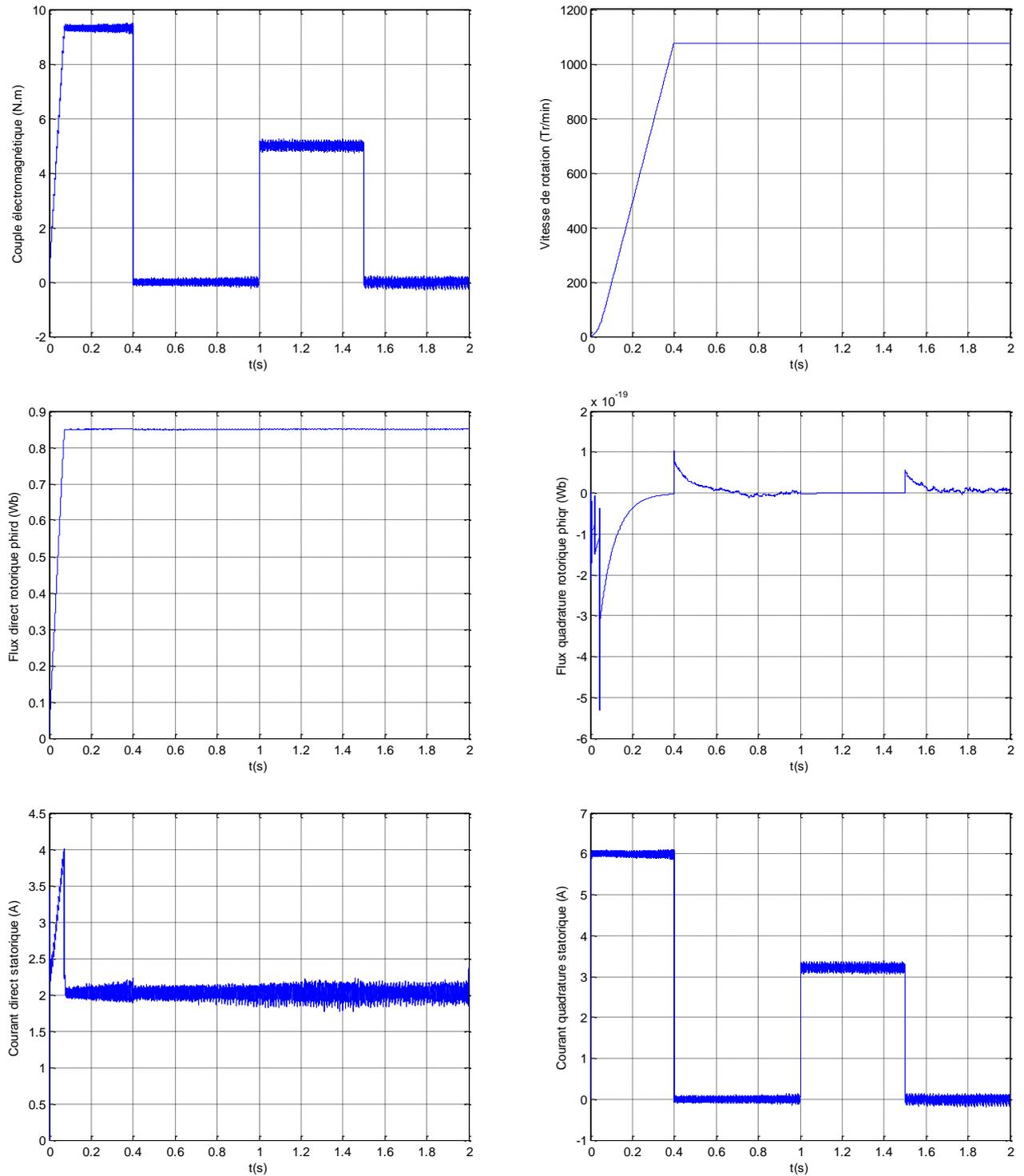


Figure II.15 Résultats des simulations : commande par mode glissant adoucie avec orientation de flux rotorique.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1075 \text{ Tr/min}$$

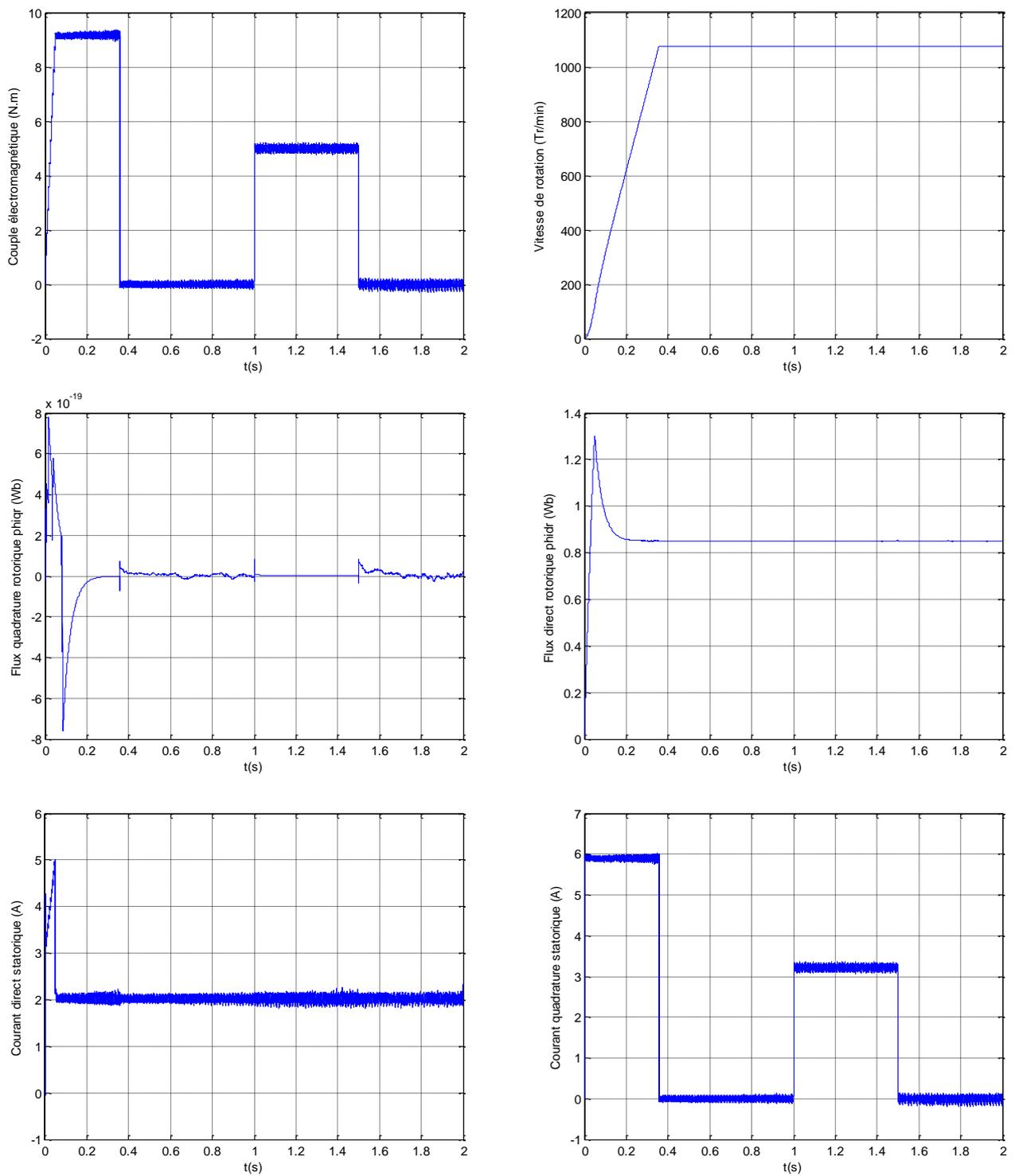


Figure II.16 Résultats des simulations : test de robustesse de la commande par mode glissant vis-à-vis les variations paramétriques.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1075 \text{ Tr/min}$$

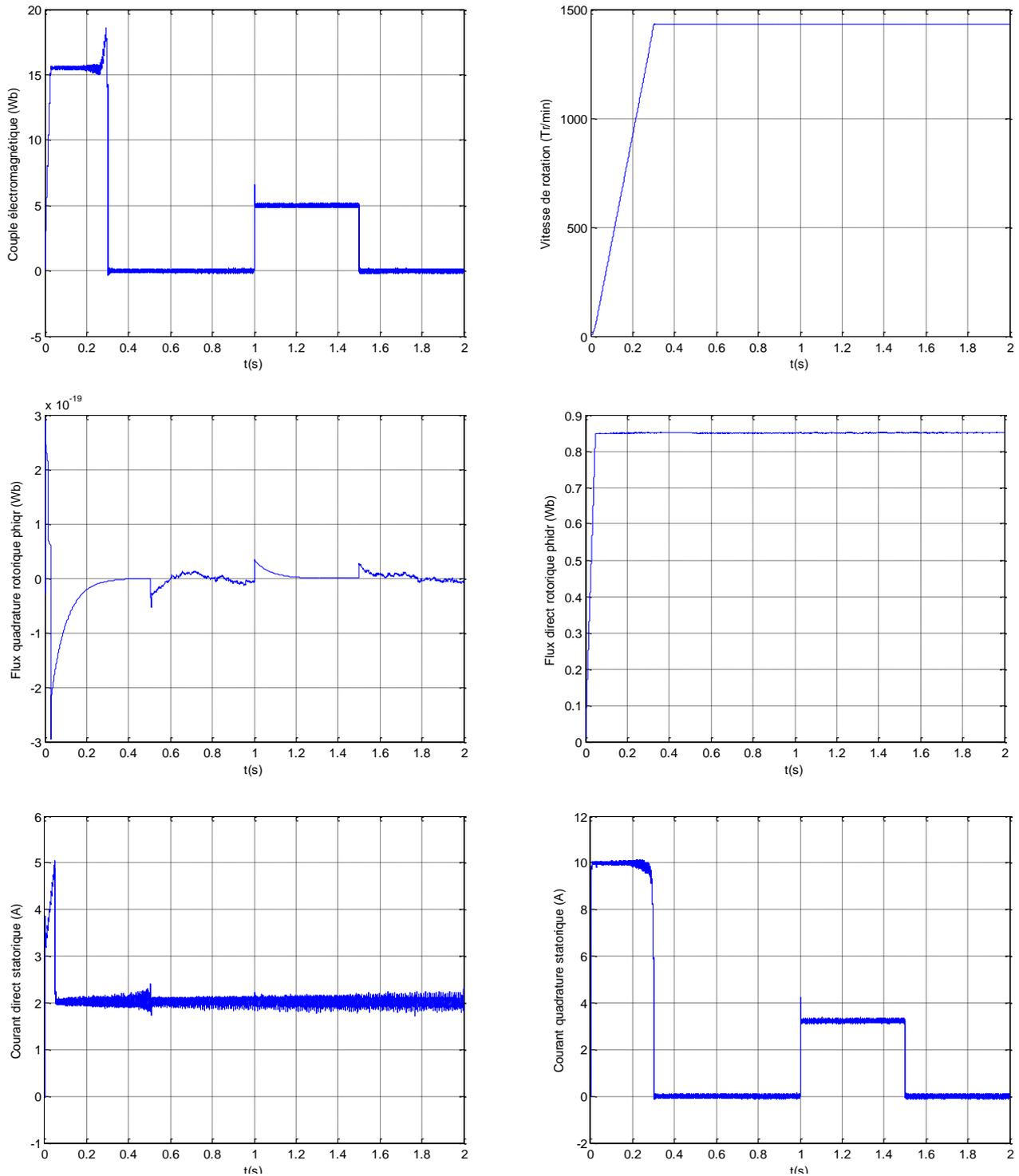


Figure II.17 Résultats des simulations : commande par mode glissant adoucie avec orientation de flux rotorique sans limitation de courant.

$$\phi_r^* = 0.85 \text{ Wb et } \Omega_r^* = 1075 \text{ Tr/min}$$

Interprétation des résultats :

La figure II.14 représente la simulation de la commande par mode glissant ($\pm U$) de la machine asynchrone pentaphasée.

On remarque que la vitesse et le flux rotorique suivent leurs références avec l'apparition de fortes ondulations du couple dues d'une part à l'onduleur, et au Chattering d'autre part.

La figure II.15 montre l'effet de l'application d'une commande adoucie à un seul seuil sur le phénomène du Chattering. Ainsi, on remarque que les ondulations apparues dans la figure II.14 sont fortement réduites.

La vitesse et le flux suivent les références imposées et restent stables lors de l'application de la charge à cause de la régulation.

La figure II.16 fait preuve de l'insensibilité de la commande par mode glissant vis-à-vis les variations paramétriques (-50% de T_r) ce qui concorde avec la théorie.

La figure II.17 montre une amélioration dans le temps de réponse du système lors de l'élimination de la limitation du courant, ainsi des dépassements supplémentaires sont apparus pour les différentes grandeurs, mais contrairement à la commande vectorielle, ces dépassements restent dans les limites acceptées.

Comparée avec la commande vectorielle directe, la commande par mode glissant se trouve plus robuste, plus précise, moins énergétique, plus attractive et permet une poursuite parfaite des références imposées.

IV. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle directe et la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone pentaphasée.

Les résultats de simulation montrent l'importance de l'orientation du flux rotorique qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu pour mieux maîtriser sa commande.

La non linéarité et l'imprécision du modèle de la machine asynchrone ont conduit à l'application de la commande par mode glissant qui a permis de surmonter les effets de ces problèmes.

Modélisation De Deux Machines Asynchrones Pentaphasées En Série

Sommaire

I. Introduction	68
II. Présentation du système de deux machines asynchrones pentaphasées en série.....	68
III. Modélisation du système de deux machines asynchrones pentaphasées en série.....	70
III.1. Modèle dans la base naturelle.....	70
III.2. Modèle dans la base de Park.....	72
III.3. Modèle d'état.....	75
IV. Modélisation de l'alimentation de deux MAS pentaphasées en série.....	78
V. Simulation et interprétation des résultats.....	79
VI. Conclusion.....	83

I. Introduction :

Les systèmes d'entraînement multi-moteurs qui exigent la commande indépendante des différentes machines sont à nos jours réalisés à l'aide de plusieurs onduleurs en parallèle connectés à la même source continue [Iqb-05].

Un contrôle indépendant d'un système à plusieurs machines alimentées par une seule source d'énergie n'existe pas. Les tentatives actuelles pour l'utilisation d'un seul onduleur triphasé pour la commande de plusieurs moteurs mis en parallèle sont limitées à des situations où le fonctionnement des machines est identique [Kuo-01].

Récemment, les recherches ont été orientées vers le domaine des machines polyphasées. Les degrés de liberté supplémentaires que caractérise ce type de machines, permet la commande complètement indépendante en utilisant la même source de tension (un seul onduleur).

Afin de réaliser une commande si indépendante, les enroulements statoriques des différentes machines doivent être reliés en série en effectuant une transposition appropriée d'ordre de phases [Lev-04].

Dans ce chapitre, nous allons élaborer le modèle dynamique d'un système composé de deux machines asynchrones pentaphasées en série, ainsi que le modèle de son alimentation. Le modèle ainsi élaboré sera validé par simulation avec le logiciel MATLAB.

II. Présentation du système de deux MAS pentaphasées en série:

Le système étudié se compose de deux machines asynchrones pentaphasées alimentées par un onduleur de tension, et dont les enroulements statoriques sont reliés en série (Fig III.1).

Le principe de transposition des phases provient du fait que n'importe quelle machine polyphasée n'a besoin que de deux courants pour contrôler le flux et le couple. Ainsi, pour un système à nombre de phases supérieur ou égal à quatre, la commande de plusieurs machines à partir d'une seule alimentation devient possible et le nombre de machines connectées en série est de $(n - 1)/2$, où « n » est le nombre de phases statoriques des machines utilisées [Lev-04].

Cette transposition de phases a pour but de produire une force magnétomotrice dans la deuxième machine, dont la répartition est inverse à celle de la première machine.

La transposition de phases pour un système composé de deux machines asynchrones pentaphasées est donnée par le tableau suivant [Lev-04] :

Onduleur	A	B	C	D	E
Machine1	1	2	3	4	5
Machine2	1	3	5	2	4

Les phases de l'onduleur sont indiquées dans la Fig III.1 avec des lettres majuscules A,B,C,D,E, tandis que les phases des deux machines sont indiquées en lettres minuscules a,b,c,d,e.

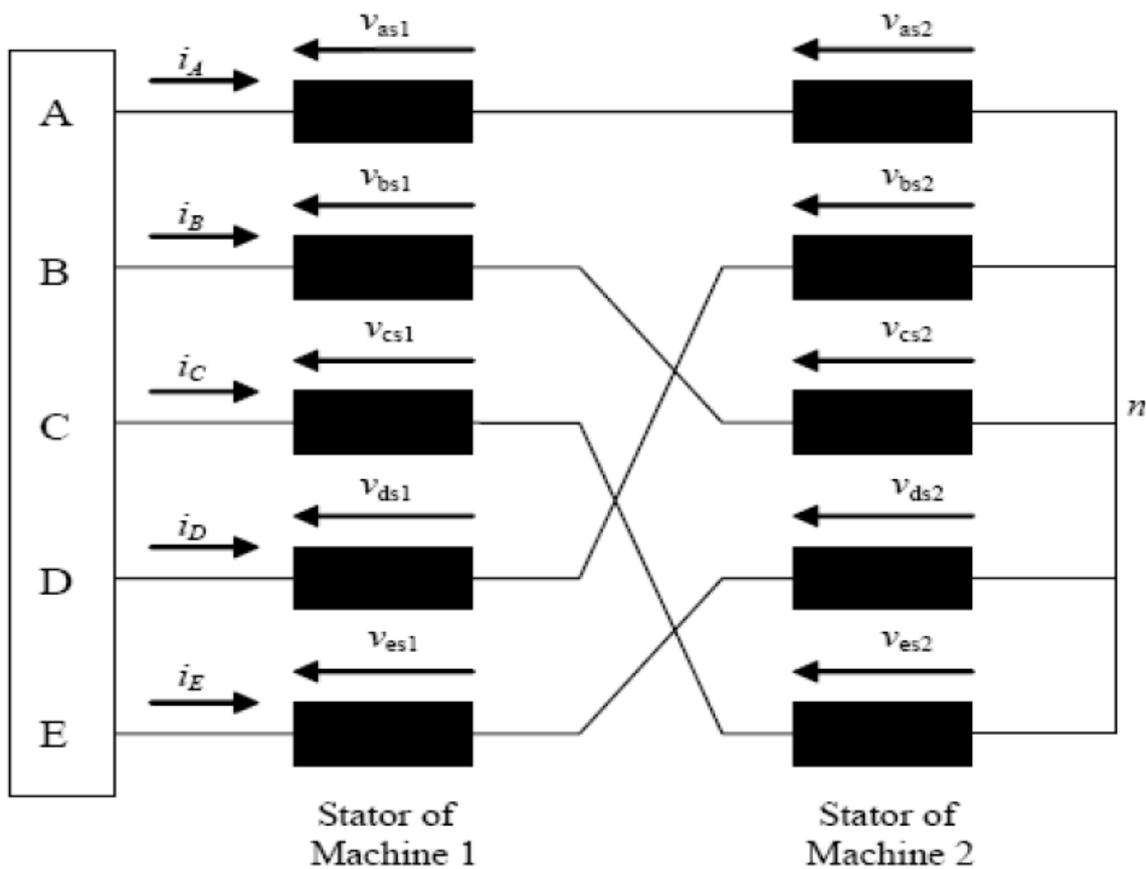


Figure III.1 Représentation de deux MAS pentaphasées en série

Selon le schéma de raccordement de la Fig III.1, les tensions de phases des deux machines en fonction de celles de l'onduleur, et la relation entre les courants de sortie de l'onduleur et les courants de phases des deux machines sont donnés par :

$$\begin{cases} V_A = V_{a1}^S + V_{a2}^S \\ V_B = V_{b1}^S + V_{c2}^S \\ V_C = V_{c1}^S + V_{e2}^S \\ V_D = V_{d1}^S + V_{b2}^S \\ V_E = V_{e1}^S + V_{d2}^S \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} i_A = i_{a1}^S = i_{a2}^S \\ i_B = i_{b1}^S = i_{c2}^S \\ i_C = i_{c1}^S = i_{e2}^S \\ i_D = i_{d1}^S = i_{b2}^S \\ i_E = i_{e1}^S = i_{d2}^S \end{cases} \quad (III.2)$$

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 relative à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

III. Modélisation du système de deux MAS pentaphasées en série :

III.1. Modèle dans la base naturelle :

Le système de deux machines asynchrones pentaphasées est représenté par la Fig III.1. le circuit électrique correspond à ce système est d'ordre 15.

D'après les lois d'Hom et de Lenz, on peut écrire :

$$[V] = [R][i] + \frac{d([L][i])}{dt} \quad (III.3)$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} [V^{INV}] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i] = \begin{bmatrix} [i^{INV}] \\ [i_{r1}] \\ [i_{r2}] \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} [V^{INV}] &= [V_A \quad V_B \quad V_C \quad V_D \quad V_E]^T \\ [i^{INV}] &= [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_D \quad i_E]^T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [i_{r1}] &= [i_{a1}^r \quad i_{b1}^r \quad i_{c1}^r \quad i_{d1}^r \quad i_{e1}^r]^T \\ [i_{r2}] &= [i_{a2}^r \quad i_{b2}^r \quad i_{c2}^r \quad i_{d2}^r \quad i_{e2}^r]^T \end{aligned}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{s1}] + [R_{s2}] & & \\ & [R_{r1}] & \\ & & [R_{r2}] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L] = \begin{bmatrix} [L_{s1}] + [L_{s2}] & [L_{sr1}] & [L_{sr2}] \\ & [L_{sr1}] & [L_{r1}] & [0] \\ & [L_{sr2}] & [0] & [L_{r2}] \end{bmatrix}$$

Les sous-matrices résistance sont données par :

$$\begin{aligned} [R_{s1}] &= \text{diag}(R_{s1} R_{s1} R_{s1} R_{s1} R_{s1}) \\ [R_{s2}] &= \text{diag}(R_{s2} R_{s2} R_{s2} R_{s2} R_{s2}) \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Les sous matrices inductances propres et inductances mutuelles peuvent être écritent :

$$[L_{s1}] = \begin{bmatrix} L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha \\ M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 & M_1 \cos \alpha \\ M_1 \cos \alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos 2\alpha & M_1 \cos \alpha & L_{ls1} + M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$[L_{s2}] = \begin{bmatrix} L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha \\ M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_2 & M_2 \cos \alpha \\ M_2 \cos \alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos 2\alpha & M_2 \cos \alpha & L_{ls2} + M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$[L_{sr1}] =$$

$$M_1 \begin{bmatrix} \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) \\ \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} & \cos(\theta_{r1} + \alpha) \\ \cos(\theta_{r1} + \alpha) & \cos(\theta_{r1} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r1} - \alpha) & \cos \theta_{r1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$[L_{rs1}] = [L_{sr1}]^T \quad (\text{III.8})$$

$$[L_{sr2}] =$$

$$M_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) \\ \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) \\ \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} & \cos(\theta_{r2} + \alpha) \\ \cos(\theta_{r2} + \alpha) & \cos(\theta_{r2} + 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - 2\alpha) & \cos(\theta_{r2} - \alpha) & \cos \theta_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$[L_{rs2}] = [L_{sr2}]^T$$

Ou $\alpha = \frac{2\pi}{5}$ est le décalage spatiale entre deux phases successives statoriques ou rotoriques.

Les sous-matrices $[L_{r1}]$ et $[L_{r2}]$ ont la même forme que $[L_{s1}]$ et $[L_{s2}]$.

Les couples électromagnétiques exprimés en fonction des courants de l'onduleur sont donnés par :

$$C_{em1} = -P_1 M_1 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_{a1}^r + i_B i_{b1}^r + i_C i_{c1}^r + i_D i_{d1}^r + i_E i_{e1}^r) \sin \theta_{r1} + \\ (i_E i_{a1}^r + i_A i_{b1}^r + i_B i_{c1}^r + i_C i_{d1}^r + i_D i_{e1}^r) \sin(\theta_{r1} + \alpha) + \\ (i_D i_{a1}^r + i_E i_{b1}^r + i_A i_{c1}^r + i_B i_{d1}^r + i_C i_{e1}^r) \sin(\theta_{r1} + 2\alpha) + \\ (i_C i_{a1}^r + i_D i_{b1}^r + i_E i_{c1}^r + i_A i_{d1}^r + i_B i_{e1}^r) \sin(\theta_{r1} - 2\alpha) + \\ (i_B i_{a1}^r + i_C i_{b1}^r + i_D i_{c1}^r + i_E i_{d1}^r + i_A i_{e1}^r) \sin(\theta_{r1} - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.10)$$

$$C_{em2} = -P_2 M_2 \left\{ \begin{array}{l} (i_A i_{a2}^r + i_B i_{b2}^r + i_C i_{c2}^r + i_D i_{d2}^r + i_E i_{e2}^r) \sin \theta_{r2} + \\ (i_E i_{a2}^r + i_A i_{b2}^r + i_B i_{c2}^r + i_C i_{d2}^r + i_D i_{e2}^r) \sin(\theta_{r2} + \alpha) + \\ (i_D i_{a2}^r + i_E i_{b2}^r + i_A i_{c2}^r + i_B i_{d2}^r + i_C i_{e2}^r) \sin(\theta_{r2} + 2\alpha) + \\ (i_C i_{a2}^r + i_D i_{b2}^r + i_E i_{c2}^r + i_A i_{d2}^r + i_B i_{e2}^r) \sin(\theta_{r2} - 2\alpha) + \\ (i_B i_{a2}^r + i_C i_{b2}^r + i_D i_{c2}^r + i_E i_{d2}^r + i_A i_{e2}^r) \sin(\theta_{r2} - \alpha) \end{array} \right\} \quad (III.11)$$

Les termes des matrices inductance mutuelle dépendent de la position du rotor des deux machines, ce qui complique l'étude du système. Pour rendre le modèle plus facile à étudier, on applique la transformation de Park .

III.2. Modèle dans la base de Park :

Comme on l'a vu lors de la modélisation d'une seule machine (chapitre I), la transformation de Park se fait en deux étapes :

a. Transformation de Clarck :

La relation entre les variables originales des phases et les nouvelles variables $(\alpha, \beta, x, y, 0)$ est donnée par :

$$[f_{\alpha\beta xy0}] = [T][f_{abcde}] \quad (III.12)$$

Où T est la matrice de transformation à puissance invariante [Tol-92] :

$$[T] = \frac{\sqrt{2}}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{16\pi}{5}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

D'où, le nouveau vecteur des tensions de l'onduleur s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^{INV} \\ V_{\beta}^{INV} \\ V_x^{INV} \\ V_y^{INV} \\ V_0^{INV} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

En utilisant la relation (III.1), la formule précédente devient :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^{INV} \\ V_{\beta}^{INV} \\ V_x^{INV} \\ V_y^{INV} \\ V_0^{INV} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{a1}^s + V_{a2}^s \\ V_{b1}^s + V_{c2}^s \\ V_{c1}^s + V_{e2}^s \\ V_{d1}^s + V_{b2}^s \\ V_{e1}^s + V_{d2}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha1}^s + V_{x2}^s \\ V_{\beta1}^s - V_{y2}^s \\ V_{x1}^s + V_{\alpha2}^s \\ V_{y1}^s + V_{\beta2}^s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

la composante zéro de l'onduleur est nulle à cause de la connexion étoile du système ainsi que l'absence d'un conducteur neutre.

Les relations entre les courants des différents étages du système (onduleur, M1 et M2) dans la nouvelle base sont données par :

$$\begin{aligned} i_{\alpha}^{INV} &= i_{\alpha1}^s = i_{x2}^s \\ i_{\beta}^{INV} &= i_{\beta1}^s = -i_{y2}^s \\ i_x^{INV} &= i_{x1}^s = i_{\alpha2}^s \\ i_y^{INV} &= i_{y1}^s = i_{\beta2}^s \end{aligned} \quad (III.16)$$

On remarque que les courants $\alpha - \beta$ de l'onduleur représentent simultanément les courants $\alpha - \beta$ de la première machine alors qu'elles apparaissent comme les courants $x - y$ de la deuxième machine [**Tol-92**].

D'autre part, les courants $x - y$ de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants $\alpha - \beta$ (production flux / couple) de la deuxième machine, 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 première machine peuvent être contrôlés au moyen des courants $\alpha - \beta$ de l'onduleur ; de même le flux / couple de la deuxième machine peuvent être contrôlés au moyen des courants $x - y$ de l'onduleur [**Zou-10**].

b. Modèle dans un repère rotatif :

Pour écrire les équations définissant le modèle du système, il suffit d'appliquer une rotation en utilisant la matrice suivante :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & & & \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

L'angle θ_r dans (III.17) représente la position instantanée du rotor, qui est différente pour les deux machines et défini respectivement par θ_{r1} et θ_{r2} . Ceci signifie que différentes transformations de rotation sont appliquées aux deux machines, chose qui est possible en raison du découplage des équations des deux machines, réalisée par l'application de la transformation de Clarck [Lev-04].

La transformation (III.17) est appliquée avec l'angle θ_{r1} pour les équations $\alpha - \beta$ statoriques et $\alpha - \beta$ rotoriques pour la première machine, et avec l'angle θ_{r2} pour les équations $\alpha - \beta$ statoriques et $\alpha - \beta$ rotoriques de la deuxième machine.

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 négligées pour plusieurs considérations [Zou-10].

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 [Iqb-05]:

$$\begin{aligned} V_d^{INV} &= R_{s1} i_d^{INV} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_d^{INV}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{d1}^r}{dt} + R_{s2} i_d^{INV} + L_{ls2} \frac{di_d^{INV}}{dt} \\ V_q^{INV} &= R_{s1} i_q^{INV} + (L_{ls1} + L_{m1}) \frac{di_q^{INV}}{dt} + L_{m1} \frac{di_{q1}^r}{dt} + R_{s2} i_q^{INV} + L_{ls2} \frac{di_q^{INV}}{dt} \\ V_x^{INV} &= R_{s1} i_x^{INV} + L_{ls1} \frac{di_x^{INV}}{dt} + R_{s2} i_x^{INV} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_x^{INV}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{dr2}}{dt} \\ V_y^{INV} &= R_{s1} i_y^{INV} + L_{ls1} \frac{di_y^{INV}}{dt} + R_{s2} i_y^{INV} + (L_{ls2} + L_{m2}) \frac{di_y^{INV}}{dt} + L_{m2} \frac{di_{qr2}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 V_d^{INV} &= V_{d1}^s + V_{x2}^s \\
 V_q^{INV} &= V_{q1}^s - V_{y2}^s \\
 V_x^{INV} &= V_{x1}^s + V_{d2}^s \\
 V_y^{INV} &= V_{y1}^s + V_{q2}^s
 \end{aligned} \tag{III.19}$$

Les équations rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned}
 0 &= R_{r1}i_{d1}^r + L_{m1} \frac{di_d^{INV}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{d1}^r}{dt} + \omega_{r1}(L_{m1}i_q^{INV} + (L_{lr1} + L_{m1})i_{q1}^r) \\
 0 &= R_{r1}i_{q1}^r + L_{m1} \frac{di_q^{INV}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1}) \frac{di_{q1}^r}{dt} - \omega_{r1}(L_{m1}i_d^{INV} + (L_{lr1} + L_{m1})i_{d1}^r) \\
 0 &= R_{r2}i_{d2}^r + L_{m2} \frac{di_x^{INV}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{d2}^r}{dt} + \omega_{r2}(L_{m2}i_y^{INV} + (L_{lr2} + L_{m2})i_{q2}^r) \\
 0 &= R_{r2}i_{q2}^r + L_{m2} \frac{di_y^{INV}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2}) \frac{di_{q2}^r}{dt} - \omega_{r2}(L_{m2}i_x^{INV} + (L_{lr2} + L_{m2})i_{q2}^r)
 \end{aligned} \tag{III.20}$$

Avec :

$$\omega_{r1} = \frac{d}{dt} \theta_{r1} \quad \text{et} \quad \omega_{r2} = \frac{d}{dt} \theta_{r2}$$

III.3. Modèle d'état :

Les flux rotoriques des deux machines sont donnés par:

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} \phi_{d1}^r \\ \phi_{q1}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r1} & 0 \\ 0 & L_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^r \\ i_{q1}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m1} & 0 \\ 0 & L_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^s \\ i_{q1}^s \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \phi_{d2}^r \\ \phi_{q2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r2} & 0 \\ 0 & L_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^r \\ i_{q2}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m2} & 0 \\ 0 & L_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^s \\ i_{q2}^s \end{bmatrix}
 \end{cases} \tag{III.22}$$

Les équations des deux machines deviennent :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases}
 V_{d1}^s = R_1 i_{d1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \frac{di_{d1}^s}{dt} - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_{d1}^r - \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1} \phi_{q1}^r \\
 V_{q1}^s = R_1 i_{q1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \frac{di_{q1}^s}{dt} - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_{q1}^r + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1} \phi_{d1}^r \\
 0 = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{d1}^s - \frac{d\phi_{d1}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r1}} \phi_{d1}^r - \omega_{r1} \phi_{q1}^r \\
 0 = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{q1}^s - \frac{d\phi_{q1}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r1}} \phi_{q1}^r + \omega_{r1} \phi_{d1}^r
 \end{cases} \tag{III.23}$$

Avec :
$$R_1 = (R_{s1} + R_{s2}) + \frac{L_{m1}^2}{L_{r1}^2} R_{r1}$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} V_{d2}^s = R_2 i_{d2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{d2}^s}{dt} - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_{d2}^r - \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_{q2}^r \\ V_{q2}^s = R_2 i_{q2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{q2}^s}{dt} - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_{q2}^r + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_{d2}^r \\ 0 = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} i_{d2}^s - \frac{d\phi_{d2}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r2}} \phi_{d2}^r - \omega_{r2} \phi_{q2}^r \\ 0 = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} i_{q2}^s - \frac{d\phi_{q2}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r2}} \phi_{q2}^r + \omega_{r2} \phi_{d2}^r \end{cases} \quad (III.24)$$

Avec : $R_2 = (R_{s1} + R_{s2}) + \frac{L_{m2}^2}{L_{r2}^2} R_{r2}$

le modèle d'état de chaque machine est donnée par :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d1}^s \\ \dot{i}_{q1}^s \\ \phi_{d1}^r \\ \phi_{q1}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & 0 & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} & \omega_{r1} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \\ 0 & -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & -\omega_{r1} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \\ \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & 0 & -\frac{1}{T_{r1}} & -\omega_{r1} \\ 0 & \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & \omega_{r1} & -\frac{1}{T_{r1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^s \\ i_{q1}^s \\ \phi_{d1}^r \\ \phi_{q1}^r \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1}^s \\ V_{q1}^s \end{bmatrix} \\ C_{em1} = \frac{p_1 L_{m1}}{L_{r1}} (\phi_{d1}^r i_{q1}^s - \phi_{q1}^r i_{d1}^s) \\ J_1 \frac{d\Omega_{r1}}{dt} = C_{em1} - C_{r1} - K_{f1} \Omega_{r1} \end{cases} \quad (III.25)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d2}^s \\ \dot{i}_{q2}^s \\ \phi_{d2}^r \\ \phi_{q2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & 0 & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} & \omega_{r2} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \\ 0 & -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & -\omega_{r2} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \\ \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & 0 & -\frac{1}{T_{r2}} & -\omega_{r2} \\ 0 & \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & \omega_{r2} & -\frac{1}{T_{r2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^s \\ i_{q2}^s \\ \phi_{d2}^r \\ \phi_{q2}^r \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d2}^s \\ V_{q2}^s \end{bmatrix} \\ C_{em2} = \frac{p_2 L_{m2}}{L_{r2}} (\phi_{d2}^r i_{q2}^s - \phi_{q2}^r i_{d2}^s) \\ J_2 \frac{d\Omega_{r2}}{dt} = C_{em2} - C_{r2} - K_{f2} \Omega_{r2} \end{cases} \quad (III.26)$$

IV. Modélisation de l'alimentation de l'ensemble des deux MAS pentaphasées en série :

L'alimentation de l'ensemble des deux machines asynchrones pentaphasées en série est identique à celle d'une seule machine (chapitre I).

La structure de l'onduleur est donnée par la figure ci-dessous:

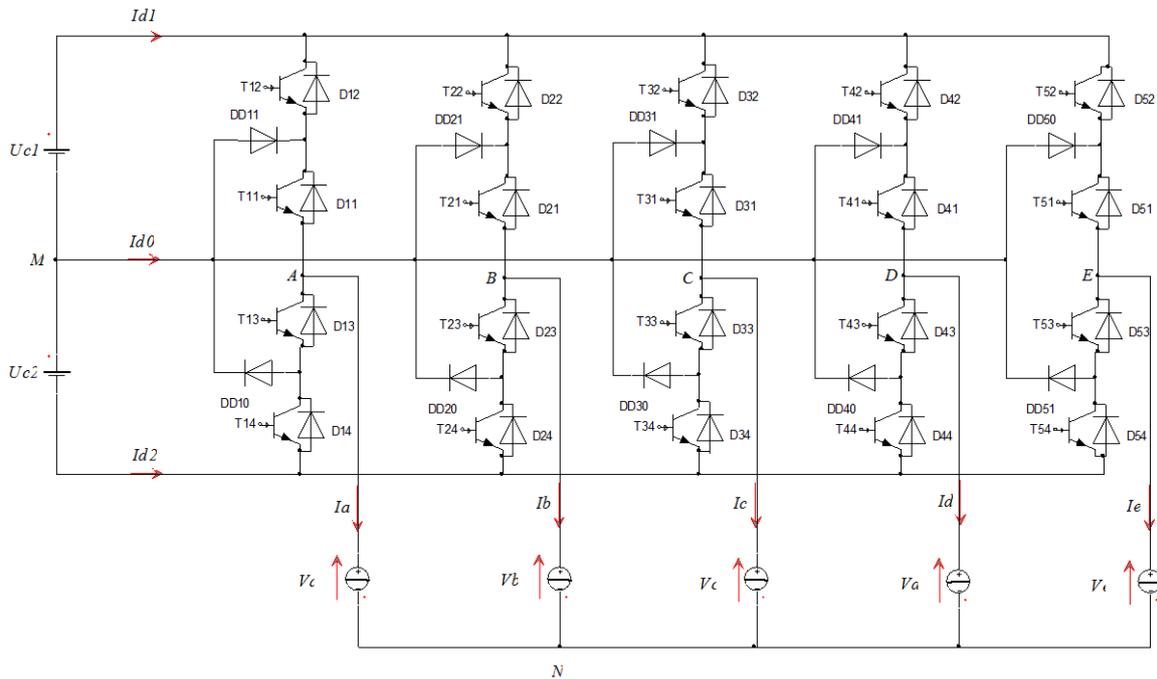


Figure III.2 Onduleur de tension pentaphasé

La forme matricielle de l'onduleur est donnée par :

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

Avec :

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

$$(V)_S = \begin{pmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \\ V_{Dn} \\ V_{En} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{a1}^s + V_{a2}^s \\ V_{b1}^s + V_{c2}^s \\ V_{c1}^s + V_{e2}^s \\ V_{d1}^s + V_{b2}^s \\ V_{e1}^s + V_{d2}^s \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

$$(V_0) = \begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \\ V_{DM} \\ V_{EM} \end{pmatrix} = \frac{U_d}{2} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$F_i = F_{i1}F_{i2} - F_{i3}F_{i4} \quad (\text{III.26})$$

V. Simulation et interprétation des résultats :

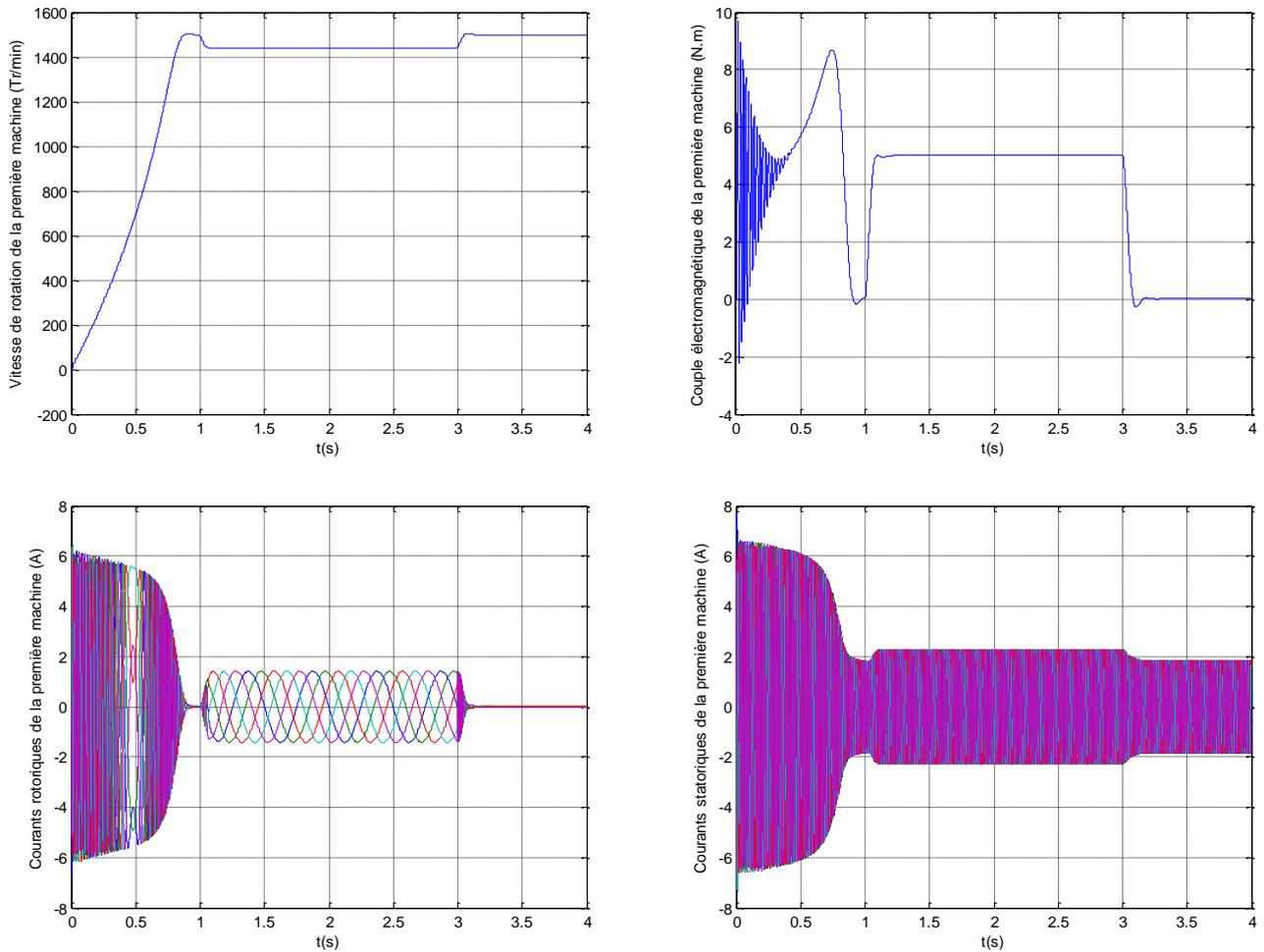


Figure III.3 Résultats des simulations : démarrage à vide de la première machine alimentée directement par un réseau pentaphasé suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s.

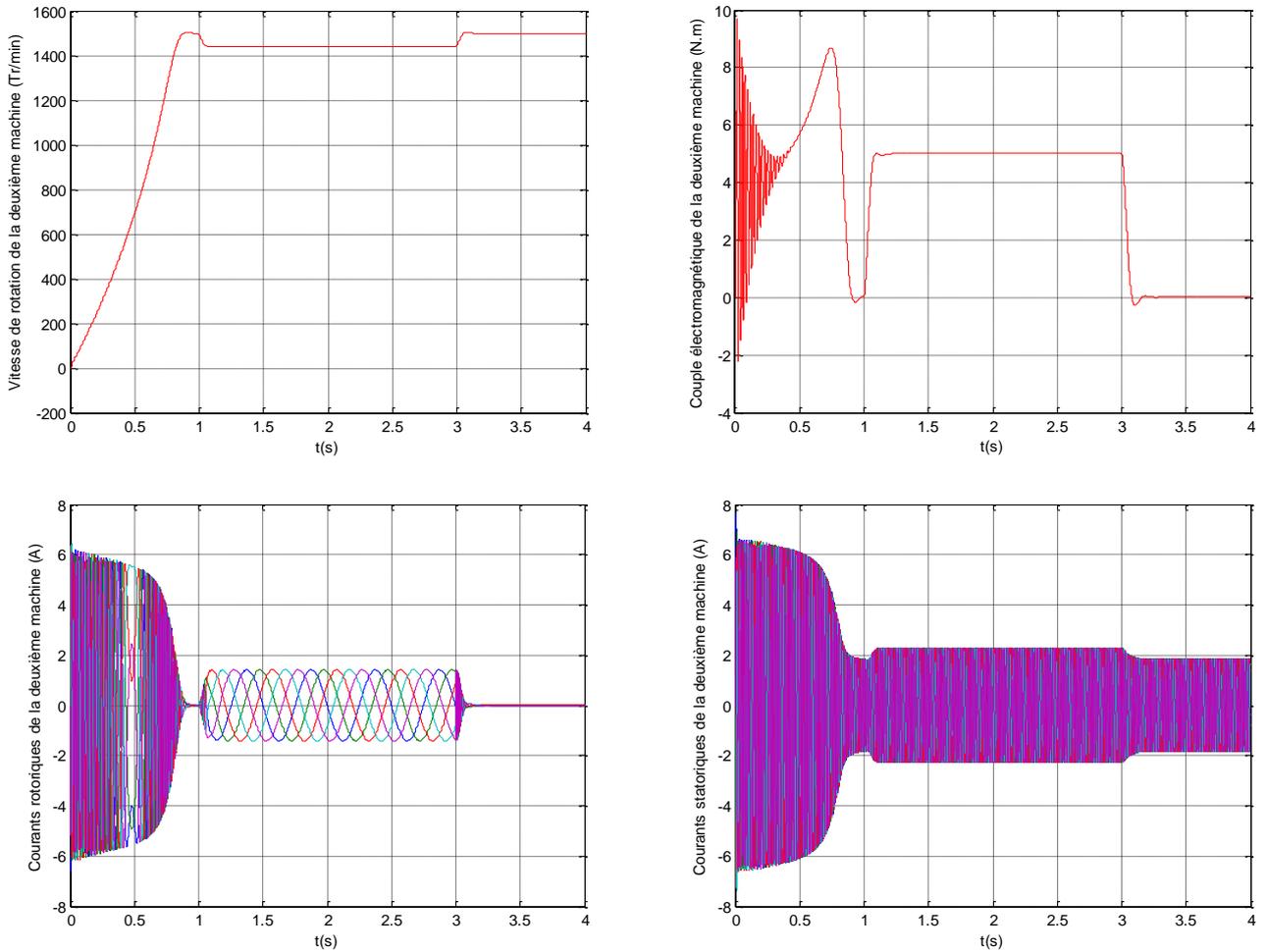


Figure III.4 Résultats des simulations : démarrage à vide de la deuxième machine alimentée directement par un réseau pentaphasé suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à l'instant 1s.

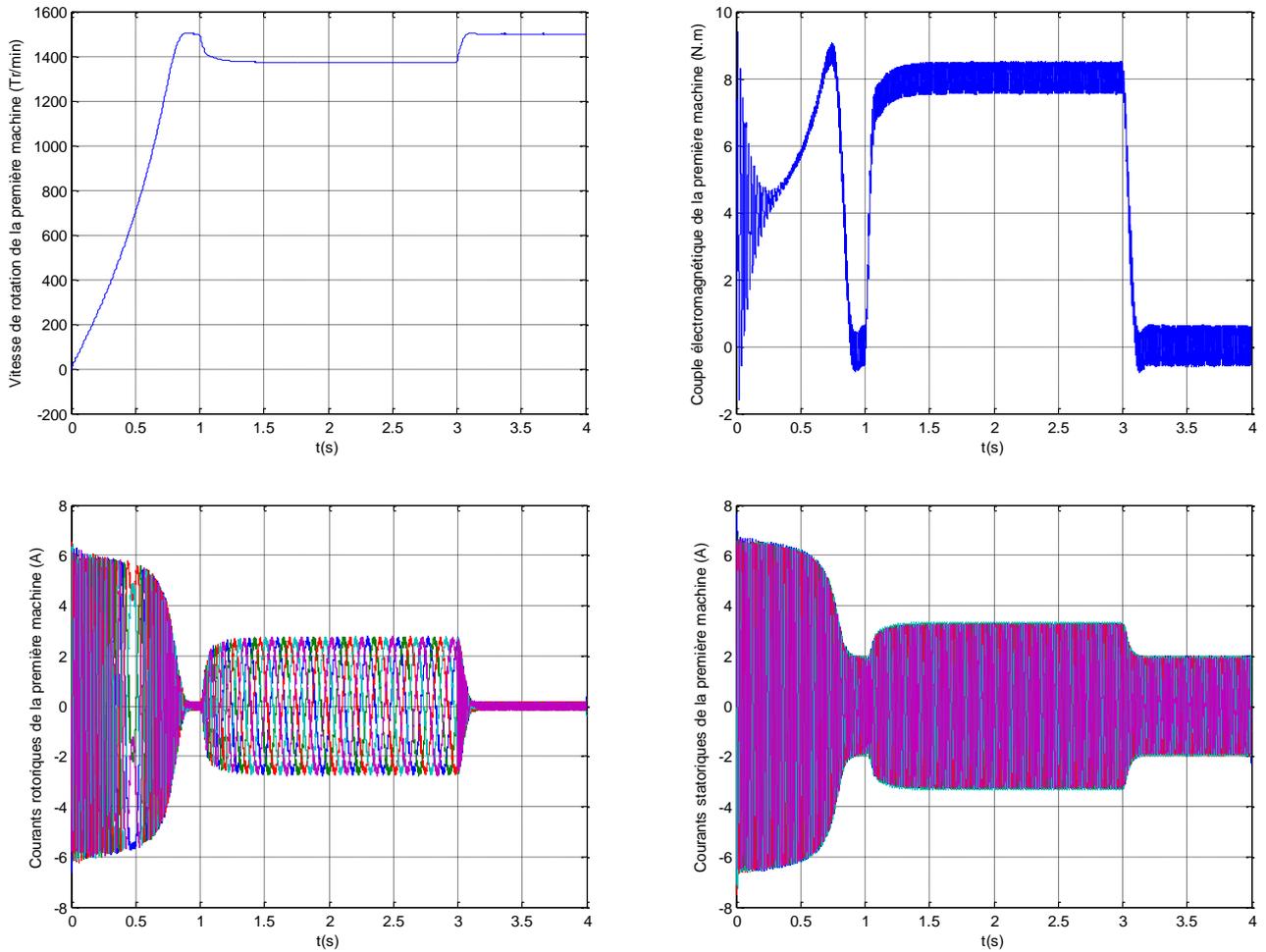


Figure III.5 Résultats des simulations : démarrage à vide de la première machine alimentée par l'onduleur de tension suivi d'une application d'une charge de 8 N.m à l'instant 1s.

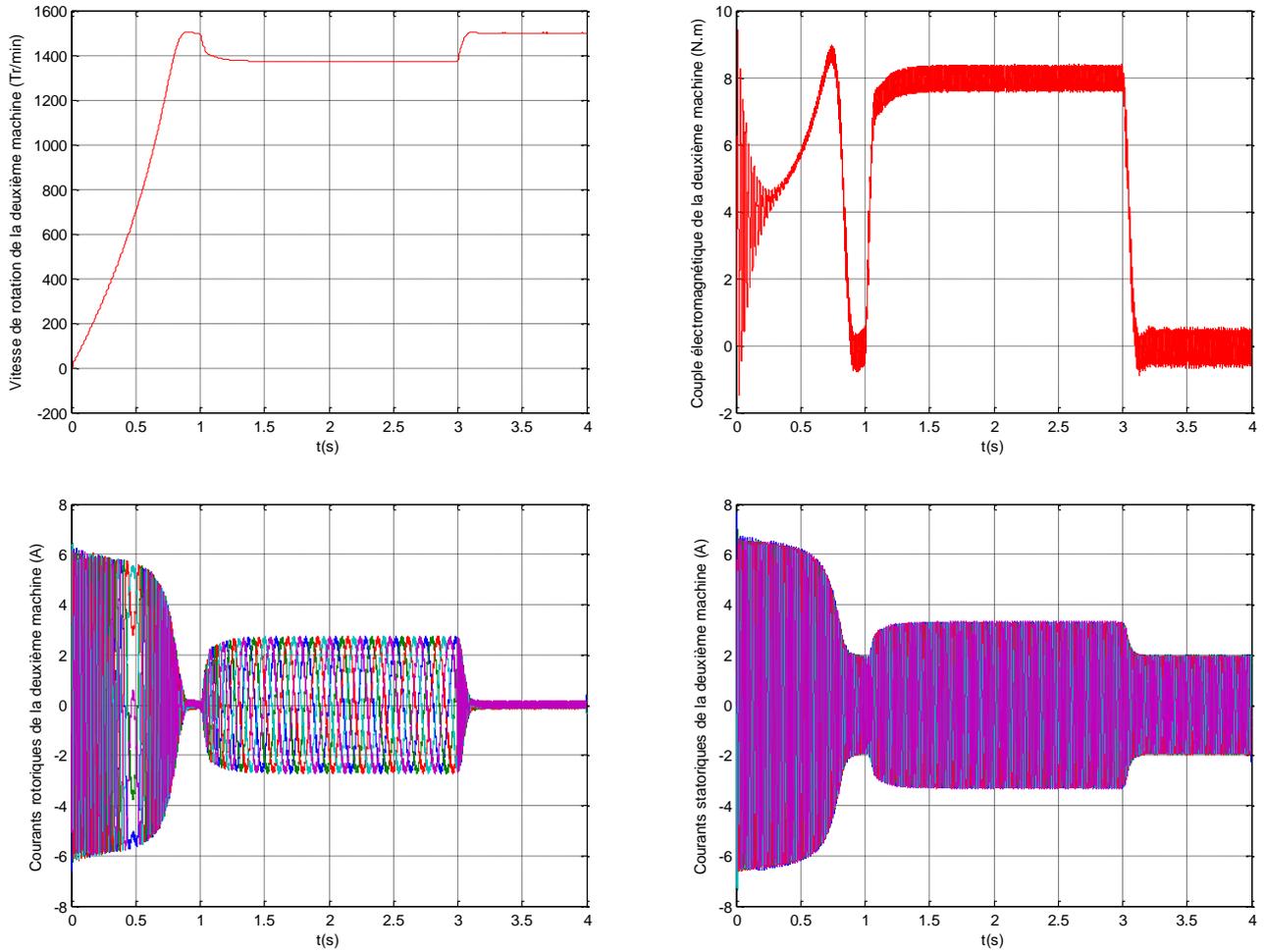


Figure III.6 Résultats des simulations : démarrage à vide de la deuxième machine alimentée par l'onduleur de tension suivi d'une application d'une charge de 8 N.m à l'instant 1s.

Interprétation des résultats :

Les deux figures III.2 et III.3 représente la simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées directement par un réseau pentaphasé.

Les résultats obtenus sont similaires à ceux du premier chapitre (simulation d'une seule machine pentaphasée), ceci nous permet la validation du modèle élaboré.

Les deux figures III.4 et III.5 représente la simulation de deux machines asynchrones pentaphasées en série alimentées par un seul onduleur de tension.

Le couple électromagnétique et les courants statoriques et rotoriques présentent des ondulations dues à l'onduleur qui crée des harmoniques d'ordre supérieur.

VI. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons élaboré le modèle mathématique d'un système multi-machines composé de deux machines asynchrones pentaphasées en série, ainsi que le modèle de son alimentation.

Nous avons vu que les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent être utilisés pour la commande indépendante de plusieurs machines alimentées par une seule source de tension. Ceci est possible grâce à la transposition des phases qui permet de créer la même FMM dans toutes les machines. Cette transposition est unique dans le cas des machines pentaphasées, mais on peut avoir plus d'une dans le cas des machines à nombre de phases supérieur à cinq.

Dans le prochain chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle et la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique sur les deux machines asynchrones pentaphasées en série.

Commande Vectorielle Et Par Mode Glissant De Deux MAS Pentaphasées En Série

Sommaire

I. Introduction	85
II. Modèle dans un référentiel lié au champ tournant.....	85
III. Commande vectorielle directe de deux MAS pentaphasées en série.....	88
III.1. Modèle des deux machines après découplage.....	88
III.2. Découplage par compensation.....	89
III.3. Calcul des régulateurs.....	90
III.3.1. Réglage en cascade du flux rotorique.....	91
III.3.2. Réglage en cascade de la vitesse.....	93
III.4. Tensions de référence de l'onduleur.....	95
III.5. Simulation et interprétation des résultats.....	97
IV. Commande par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série.....	98
IV.1. Approche continue.....	98
IV.1.1. Application de la commande à la première machine.....	99
IV.1.2. Application de la commande à la deuxième machine.....	102
IV.2. Approche discrète.....	102
IV.2.1. Application de la commande à la première machine.....	103
IV.2.2. Application de la commande à la deuxième machine.....	104
IV.3. Simulation et interprétation des résultats.....	105
V. Conclusion.....	106

I. Introduction :

Les systèmes multi-machines sont de plus en plus utilisés dans différents domaines tel que la production du textile, la traction électrique, les applications maritimes, les voitures électriques...etc.

Les machines polyphasées possèdent des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent être utilisés pour la commande indépendante des systèmes multi-machines.

La connexion en série des enroulements statoriques de plusieurs machines polyphasées avec l'application d'une transposition appropriée d'ordre de phases permet la commande complètement indépendante de ces machines en utilisant un seul onduleur [Lev-04].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle et la commande par mode glissant à un système multi-machines composé de deux machines asynchrones pentaphasées en série.

II. Modèle dans un référentiel lié au champ tournant:

Comme on l'a vu dans le premier chapitre, le référentiel le plus adapté pour l'étude des commandes appliquées aux machines électriques, est celui lié au champ tournant. Ainsi, le modèle du système composé de deux machines asynchrones pentaphasées en série dans ce référentiel est obtenu à partir des équations (III.18), (III.20) et (III.21), en utilisant les transformations suivantes :

- Pour la première machine :

$$\left[f_{dq}^{INV(1)} \right] = \left[f_{dq}^{INV} \right] e^{j\theta_{s1}} \quad (IV.1)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\left[f_{xy}^{INV(1)} \right] = \left[f_{xy}^{INV} \right] e^{j\theta_{s2}} \quad (IV.2)$$

Avec θ_{s1} et θ_{s2} définis par :

$$\theta_{s1} = \int \omega_{s1} dt \quad \theta_{s2} = \int \omega_{s2} dt$$

Le modèle mathématique du système devient alors [Lev-06] :

- Pour la première machine :

$$V_{dq}^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_{dq}^{INV} + (L_{s1} + L_{ls2})\frac{di_{dq}^{INV}}{dt} + L_{m1}\frac{di_1^r}{dt} + j\omega_{s1}[(L_{s1} + L_{ls2})i_{dq}^{INV} + L_{m1}i_1^r] \quad (IV.3)$$

$$0 = R_{r1}i_1^r + L_{m1}\frac{di_{dq}^{INV}}{dt} + (L_{lr1} + L_{m1})\frac{di_1^r}{dt} + j(\omega_{s1} - \omega_{r1})[L_{m1}i_{dq}^{INV} + (L_{lr1} + L_{m1})i_1^r] \quad (IV.4)$$

- Pour la deuxième machine :

$$V_{xy}^{INV} = (R_{s1} + R_{s2})i_{xy}^{INV} + (L_{s2} + L_{ls1})\frac{di_{xy}^{INV}}{dt} + L_{m2}\frac{di_2^r}{dt} + j\omega_{s2}[(L_{s2} + L_{ls1})i_{xy}^{INV} + L_{m2}i_2^r] \quad (IV.5)$$

$$0 = R_{r2}i_2^r + L_{m2}\frac{di_{xy}^{INV}}{dt} + (L_{lr2} + L_{m2})\frac{di_2^r}{dt} + j(\omega_{s2} - \omega_{r2})[L_{m2}i_{xy}^{INV} + (L_{lr2} + L_{m2})i_2^r] \quad (IV.6)$$

Avec :

$$V_{dq}^{INV} = V_d^{INV} + jV_q^{INV} \quad , \quad V_{xy}^{INV} = V_x^{INV} + jV_y^{INV}$$

$$i_{dq}^{INV} = i_d^{INV} + ji_q^{INV} \quad , \quad i_{xy}^{INV} = i_x^{INV} + ji_y^{INV}$$

$$i_1^r = i_{d1}^r + ji_{q1}^r \quad , \quad i_2^r = i_{d2}^r + ji_{q2}^r$$

Les flux rotoriques des deux machines sont donnés par:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_{d1}^r \\ \phi_{q1}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r1} & 0 \\ 0 & L_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^r \\ i_{q1}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m1} & 0 \\ 0 & L_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^s \\ i_{q1}^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{d2}^r \\ \phi_{q2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r2} & 0 \\ 0 & L_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^r \\ i_{q2}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m2} & 0 \\ 0 & L_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^s \\ i_{q2}^s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Les équations des deux machines deviennent :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} V_{d1}^s = R_1 i_{d1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})\frac{di_{d1}^s}{dt} - \omega_{s1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})i_{q1}^s - \frac{L_{m1}}{T_{r1}L_{r1}}\phi_{d1}^r - \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\omega_{r1}\phi_{q1}^r \\ V_{q1}^s = R_1 i_{q1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})\frac{di_{q1}^s}{dt} + \omega_{s1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})i_{d1}^s - \frac{L_{m1}}{T_{r1}L_{r1}}\phi_{q1}^r + \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\omega_{r1}\phi_{d1}^r \\ 0 = \frac{L_{m1}}{T_{r1}}i_{d1}^s - \frac{d\phi_{d1}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r1}}\phi_{d1}^r + (\omega_{s1} - \omega_{r1})\phi_{q1}^r \\ 0 = \frac{L_{m1}}{T_{r1}}i_{q1}^s - \frac{d\phi_{q1}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r1}}\phi_{q1}^r - (\omega_{s1} - \omega_{r1})\phi_{d1}^r \end{cases} \quad (IV.8)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} V_{d2}^s = R_2 i_{d2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{d2}^s}{dt} - \omega_{s2} (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{q2}^s - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_{d2}^r - \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_{q2}^r \\ V_{q2}^s = R_2 i_{q2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{q2}^s}{dt} + \omega_{s2} (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{d2}^s - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_{q2}^r + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_{d2}^r \\ 0 = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} i_{d2}^s - \frac{d\phi_{d2}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r2}} \phi_{d2}^r + (\omega_{s2} - \omega_{r2}) \phi_{q2}^r \\ 0 = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} i_{q2}^s - \frac{d\phi_{q2}^r}{dt} - \frac{1}{T_{r2}} \phi_{q2}^r - (\omega_{s1} - \omega_{r2}) \phi_{d2}^r \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Avec :

$$R_1 = (R_{s1} + R_{s2}) + \frac{L_{m1}^2}{L_{r1}^2} R_{r1}$$

$$R_2 = (R_{s1} + R_{s2}) + \frac{L_{m2}^2}{L_{r2}^2} R_{r2}$$

$$T_{r1} = L_{r1} / R_{r1}$$

$$T_{r2} = L_{r2} / R_{r2}$$

Les constantes de temps statoriques s'écrivent:

$$T_{s1} = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) / (R_{s1} + R_{s2})$$

$$T_{s2} = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) / (R_{s1} + R_{s2})$$

Le modèle d'état des deux machines dans un référentiel lié au champ tournant est donné par :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d1}^s \\ \dot{i}_{q1}^s \\ \dot{\phi}_{d1}^r \\ \dot{\phi}_{q1}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & \omega_{s1} & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} & \omega_{r1} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \\ -\omega_{s1} & -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & -\omega_{r1} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \\ \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & 0 & -\frac{1}{T_{r1}} & (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \\ 0 & \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & -(\omega_{s1} - \omega_{r1}) & -\frac{1}{T_{r1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^s \\ i_{q1}^s \\ \phi_{d1}^r \\ \phi_{q1}^r \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1}^s \\ V_{q1}^s \end{bmatrix} \\ C_{em1} = \frac{p_1 L_{m1}}{L_{r1}} (\phi_{d1}^r i_{q1}^s - \phi_{q1}^r i_{d1}^s) \\ J_1 \frac{d\Omega_{r1}}{dt} = C_{em1} - C_{r1} - K_{f1} \Omega_{r1} \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

- Pour la deuxième machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d2}^s \\ \dot{i}_{q2}^s \\ \dot{\phi}_{d2}^r \\ \dot{\phi}_{q2}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & \omega_{s2} & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} & \omega_{r2} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \\ -\omega_{s2} & -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & -\omega_{r2} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \\ \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & 0 & -\frac{1}{T_{r2}} & (\omega_{s2} - \omega_{r2}) \\ 0 & \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & -(\omega_{s2} - \omega_{r2}) & -\frac{1}{T_{r2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2}^s \\ i_{q2}^s \\ \phi_{d2}^r \\ \phi_{q2}^r \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d2}^s \\ V_{q2}^s \end{bmatrix} \\ C_{em2} = \frac{p_2 L_{m2}}{L_{r2}} (\phi_{d2}^r i_{q2}^s - \phi_{q2}^r i_{d2}^s) \\ J_2 \frac{d\Omega_{r2}}{dt} = C_{em2} - C_{r2} - K_{f2} \Omega_{r2} \end{array} \right. \quad (IV.11)$$

III. Commande vectorielle directe de deux machines asynchrones pentaphasées en série :

III.1. Modèles des deux machines après découplage :

Le principe de la commande vectorielle directe de deux MAS pentaphasées est le même que celui d'une seule machine (chapitre II). Ainsi, l'orientation du flux rotorique suivant l'axe « d » du repère de Park implique que la composante « ϕ_q^r » doit être nulle. De ce fait, le modèle mathématique des deux machines alimentées en tension est donnée par :

- La première machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{d1}^s}{dt} = -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} i_{d1}^s + \omega_{s1} i_{q1}^s + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} V_{d1}^s \\ \frac{di_{q1}^s}{dt} = -\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} i_{q1}^s - \omega_{s1} i_{d1}^s - \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1} \phi_1^r + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} V_{q1}^s \\ \frac{d\phi_1^r}{dt} = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{d1}^s - \frac{1}{T_{r1}} \phi_1^r \\ \omega_{gl1} = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} \frac{i_{q1}^s}{\phi_1^r} \\ C_{em1} = \frac{p_1 L_{m1}}{L_{r1}} \phi_1^r i_{q1}^s \end{array} \right. \quad (IV.12)$$

- La deuxième machine :

$$\begin{cases} \frac{di_{d2}^s}{dt} = -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} i_{d2}^s + \omega_{s2} i_{q2}^s + \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) T_{r2} L_{r2}} \phi_2^r + \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} V_{d2}^s \\ \frac{di_{q2}^s}{dt} = -\frac{R_2}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} i_{q2}^s - \omega_{s2} i_{d2}^s - \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) L_{r2}} \omega_{r2} \phi_2^r + \frac{1}{(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1})} V_{q2}^s \\ \frac{d\phi_2^r}{dt} = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} i_{d2}^s - \frac{1}{T_{r2}} \phi_2^r \\ \omega_{gl2} = \frac{L_{m2} i_{q2}^s}{T_{r2} \phi_2^r} \\ C_{em2} = \frac{p_2 L_{m2}}{L_{r2}} \phi_2^r i_{q2}^s \end{cases} \quad (IV.13)$$

III.2. Découplage par compensation:

Les équations 3 et 4 des deux modèles (IV.12) et (IV.13) sont utilisées pour l'estimation du module et de la phase du flux (chapitre II). Comme ces deux équations sont identiques à celles d'une seule machine, le modèle dynamique du flux sera similaire à celui défini par le système (II.6).

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-05]:

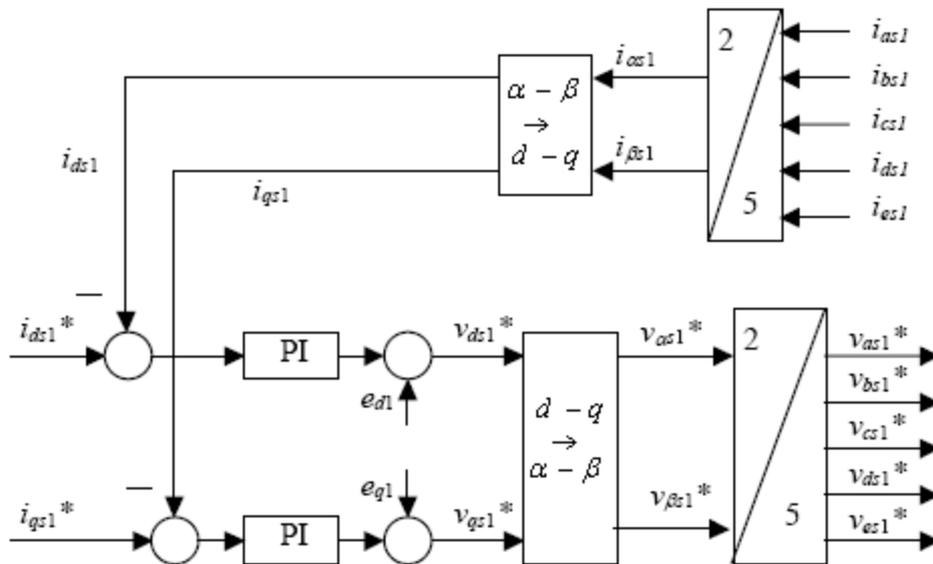


Figure IV.1 Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée.

Les équations 1 et 2 des deux modèles présentent un couplage entre les grandeurs de commande V_{di}^s et V_{qi}^s ($i = 1,2$).

Pour assurer un découplage entre ces grandeurs, nous introduisons d'autres variables de commande V_{di} et V_{qi} ($i = 1,2$) tel que V_{di} n'agit que sur i_{di}^s et V_{qi} sur i_{qi}^s .

Cela implique :

$$\begin{cases} V_{d1}^s = V_{d1} + e_{d1} \\ V_{q1}^s = V_{q1} + e_{q1} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{cases} V_{d2}^s = V_{d2} + e_{d2} \\ V_{q2}^s = V_{q2} + e_{q2} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Les tensions V_{di} , V_{qi} , e_{di} , e_{qi} sont données par :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_1 i_{d1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \frac{di_{d1}^s}{dt} \\ V_{q1} = R_1 i_{q1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \frac{di_{q1}^s}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

$$\begin{cases} e_{d1} = -\omega_{s1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{q1}^s - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r \\ e_{q1} = +\omega_{s1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{d1}^s + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1} \phi_1^r \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} V_{d2} = R_2 i_{d2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{d2}^s}{dt} \\ V_{q2} = R_2 i_{q2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \frac{di_{q2}^s}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

$$\begin{cases} e_{d2} = -\omega_{s2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{q2}^s - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_2^r \\ e_{q2} = +\omega_{s2}(\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{d2}^s + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_2^r \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

III.3. Calcul des régulateurs :

La régulation est faite par deux boucles interne et externe suivant les deux axes ($d - q$) (régulation en cascade). Les mêmes principes utilisés dans la régulation d'une seule machine seront appliqués aux deux machines séparément.

III.3.1. Réglage en cascade du flux rotorique :

- Réglage de la boucle interne du courant i_{d1}^s :

La boucle de régulation est schématisée par la Fig IV.2.

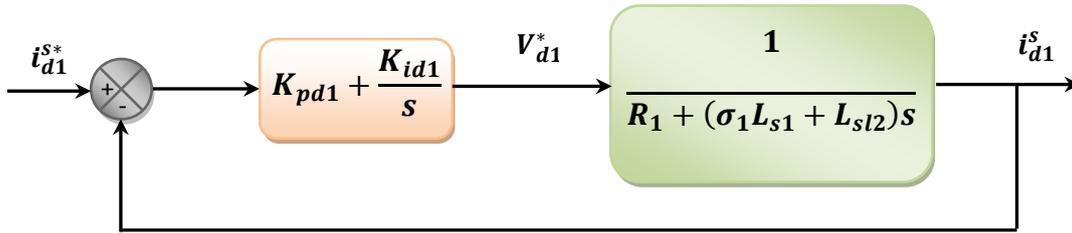


Figure IV.2 Boucle de régulation du courant i_{d1}^s

La fonction de transfert en boucle fermée du système s'écrit :

$$FTBF_{i_{d1}^s} = \frac{i_{d1}^s}{i_{d1}^{s*}} = \frac{1 + \frac{K_{pd1}s}{K_{id1}}}{1 + \frac{R_1 + K_{pd1}}{K_{id1}}s + \frac{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})}{K_{id1}}s^2} \quad (IV.20)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. Le dénominateur étant sous la forme canonique $1 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{R_1 + K_{pd1}}{K_{id1}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})}{K_{id1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (IV.21)$$

D'où les constantes du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{id1} = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})\omega_0^2 \\ K_{pd1} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{id1} - R_1 \end{cases} \quad (IV.22)$$

En fixant la valeur de ω_0 à 800 rd/s et la valeur de ξ à 1, on trouve :

$$\begin{cases} K_{pd1} = 171.03 \\ K_{id1} = 78411.17 \end{cases}$$

Pour ne pas avoir des pics de courant au démarrage de la machine, on limite celui-ci entre deux valeurs ; soit $-20 A < i_{d1}^{s*} < 20 A$.

- Pour la deuxième machine :

Par analogie, les paramètres du régulateur de courant « i_{d2}^s » sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{id2} = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \omega_0^2 \\ K_{pd2} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{id2} - R_2 \end{cases} \quad (IV.23)$$

Si on impose la même dynamique que pour la première machine, on trouve :

$$\begin{cases} K_{pd2} = 171.03 \\ K_{id2} = 78411.17 \end{cases}$$

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

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la Fig IV.3

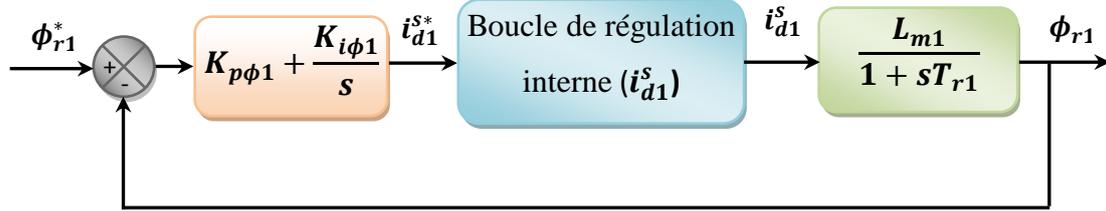


Figure IV.3 Boucle de régulation du flux ϕ_1^r

La fonction de transfert en boucle fermée du système est alors :

$$FTBF_{\phi_{r1}} = \frac{\phi_{r1}}{\phi_{r1}^*} = \frac{1 + \frac{K_{p\phi 1}}{K_{i\phi 1}} s}{1 + \frac{1 + L_{m1} K_{p\phi 1}}{L_{m1} K_{i\phi 1}} s + \frac{T_{r1}}{L_{m1} K_{i\phi 1}} s^2} \quad (IV.24)$$

Par identification du dénominateur avec la forme canonique de la dynamique de deuxième ordre, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1 + L_{m1} K_{p\phi 1}}{L_{m1} K_{i\phi 1}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{T_{r1}}{L_{m1} K_{i\phi 1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (II.25)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{i\phi 1} = \frac{T_{r1}}{L_{m1}} \omega_0^2 \\ K_{p\phi 1} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\phi 1} - \frac{1}{L_{m1}} \end{cases} \quad (IV.26)$$

On choisit $\omega_0 = 400$ rd/s et $\xi = 1$, d'où :

$$\begin{cases} K_{p\phi 1} = 137 \\ K_{i\phi 1} = 27809 \end{cases}$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} K_{i\phi 2} = \frac{T_{r2}}{L_{m2}} \omega_0^2 \\ K_{p\phi 2} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\phi 2} - \frac{1}{L_{m2}} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

III.3.2. Réglage en cascade de la vitesse :

- Réglage de la boucle interne du courant i_{q1}^s :

La boucle de régulation est schématisée par la Fig IV.4.

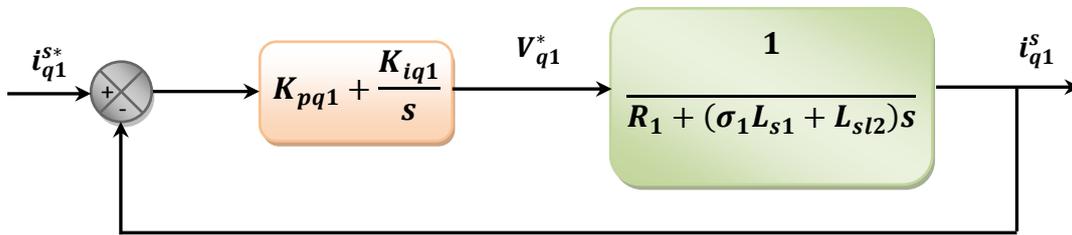


Figure IV.4 Boucle de régulation du courant i_{q1}^s

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant « i_{q1}^s » que pour le régulateur « i_{d1}^s ». Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients « K_{pq1} » et « K_{iq1} » seront identiques à ceux du régulateur du courant « i_{d1}^s ».

$$\begin{cases} K_{pq1} = 171.03 \\ K_{iq1} = 78411 \end{cases}$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} K_{pq2} = 171.03 \\ K_{iq2} = 78411 \end{cases}$$

- Réglage de la boucle externe de la vitesse :

La régulation de la vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique. Le schéma de la boucle de régulation est donné par la Fig IV.5.

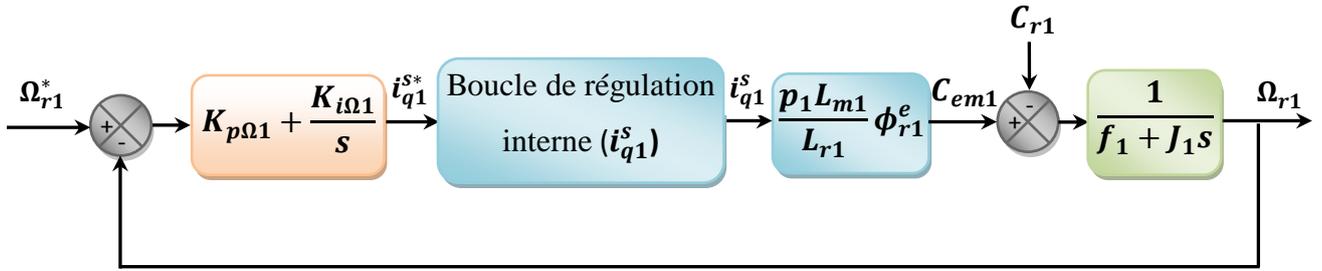


Figure IV.5 Boucle de régulation de la vitesse Ω_{r1}

La fonction de transfert en boucle fermée du système est alors :

$$\Omega_{r1} = \frac{1 + \frac{K_{p\Omega1}s}{K_{i\Omega1}}}{1 + \frac{K_{p\Omega1} + f_1}{K_{i\Omega1}}s + \frac{J_1}{K_{i\Omega1}}s^2} \Omega_{r1}^* - \frac{\frac{s}{K_{i\Omega1}}}{1 + \frac{K_{p\Omega1} + f_1}{K_{i\Omega1}}s + \frac{J_1}{K_{i\Omega1}}s^2} C_{r1} \quad (\text{IV.28})$$

L'identification du dénominateur avec l'expression canonique de la dynamique de deuxième ordre donne:

$$\begin{cases} \frac{K_{p\Omega1} + f_1}{K_{i\Omega1}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{J_1}{K_{i\Omega1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{i\Omega1} = J_1 \omega_0^2 \\ K_{p\Omega1} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\Omega1} - f_1 \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

On choisit $\omega_0 = 80$ rd/s et $\xi = 1$, on trouve:

$$\begin{cases} K_{p\Omega1} = 4.8 \\ K_{i\Omega1} = 192 \end{cases}$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} K_{i\Omega2} = J_2 \omega_0^2 \\ K_{p\Omega2} = \frac{2\xi}{\omega_0} K_{i\Omega2} - f_2 \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

$$\begin{cases} K_{p\Omega2} = 4.8 \\ K_{i\Omega2} = 192 \end{cases}$$

III.4. Tensions de référence de l'onduleur :

Pour compléter la commande vectorielle indépendante des deux machines asynchrones pentaphasées en série, il faut calculer les tensions V_{xi}^{S*} et V_{yi}^{S*} ($i = 1,2$) et les ajouter aux tensions V_{di}^{S*} et V_{qi}^{S*} pour obtenir les tensions de référence de l'onduleur.

Les tensions V_{xi}^{S*} et V_{yi}^{S*} sont calculées à partir des courants $\alpha - \beta$ de référence des deux machines en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{\alpha 1}^S = i_{x2}^S \\ i_{\beta 1}^S = -i_{y2}^S \\ i_{x1}^S = i_{\alpha 2}^S \\ i_{y1}^S = i_{\beta 2}^S \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} V_{x1}^S = R_{s1} i_{x1}^S + L_{ls1} \frac{di_{x1}^S}{dt} \\ V_{y1}^S = R_{s1} i_{y1}^S + L_{ls1} \frac{di_{y1}^S}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} V_{x2}^S = R_{s2} i_{x2}^S + L_{ls2} \frac{di_{x2}^S}{dt} \\ V_{y2}^S = R_{s2} i_{y2}^S + L_{ls2} \frac{di_{y2}^S}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Les tensions de référence de l'onduleur s'écrivent [Jon-04] :

- Pour la première machine :

$$\begin{bmatrix} V_{a1}^{S*} \\ V_{b1}^{S*} \\ V_{c1}^{S*} \\ V_{d1}^{S*} \\ V_{e1}^{S*} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1}) & 0 & 0 \\ \cos(\theta_{s1} - \gamma) & -\sin(\theta_{s1} - \gamma) & \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) \\ \cos(\theta_{s1} - \gamma) & -\sin(\theta_{s1} - \gamma) & \cos(4\gamma) & \sin(4\gamma) \\ \cos(\theta_{s1} - \gamma) & -\sin(\theta_{s1} - \gamma) & \cos(4\gamma) & -\sin(4\gamma) \\ \cos(\theta_{s1} - \gamma) & -\sin(\theta_{s1} - \gamma) & \cos(2\gamma) & -\sin(2\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1}^{S*} \\ V_{q1}^{S*} \\ V_{x1}^{S*} \\ V_{y1}^{S*} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

Avec $\gamma = \frac{2\pi}{5}$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{bmatrix} V_{a2}^{S*} \\ V_{b2}^{S*} \\ V_{c2}^{S*} \\ V_{d2}^{S*} \\ V_{e2}^{S*} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2}) & 0 & 0 \\ \cos(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) \\ \cos(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(4\gamma) & \sin(4\gamma) \\ \cos(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(4\gamma) & -\sin(4\gamma) \\ \cos(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(2\gamma) & -\sin(2\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1}^{S*} \\ V_{q1}^{S*} \\ V_{x1}^{S*} \\ V_{y1}^{S*} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

Après calcul des tensions de référence, 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:

$$\begin{cases} V_a^{S*} = V_{a1}^{S*} + V_{a2}^{S*} \\ V_b^{S*} = V_{b1}^{S*} + V_{c2}^{S*} \\ V_c^{S*} = V_{c1}^{S*} + V_{e2}^{S*} \\ V_d^{S*} = V_{d1}^{S*} + V_{b2}^{S*} \\ V_e^{S*} = V_{e1}^{S*} + V_{d2}^{S*} \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

III.5. Simulation et interprétation des résultats :

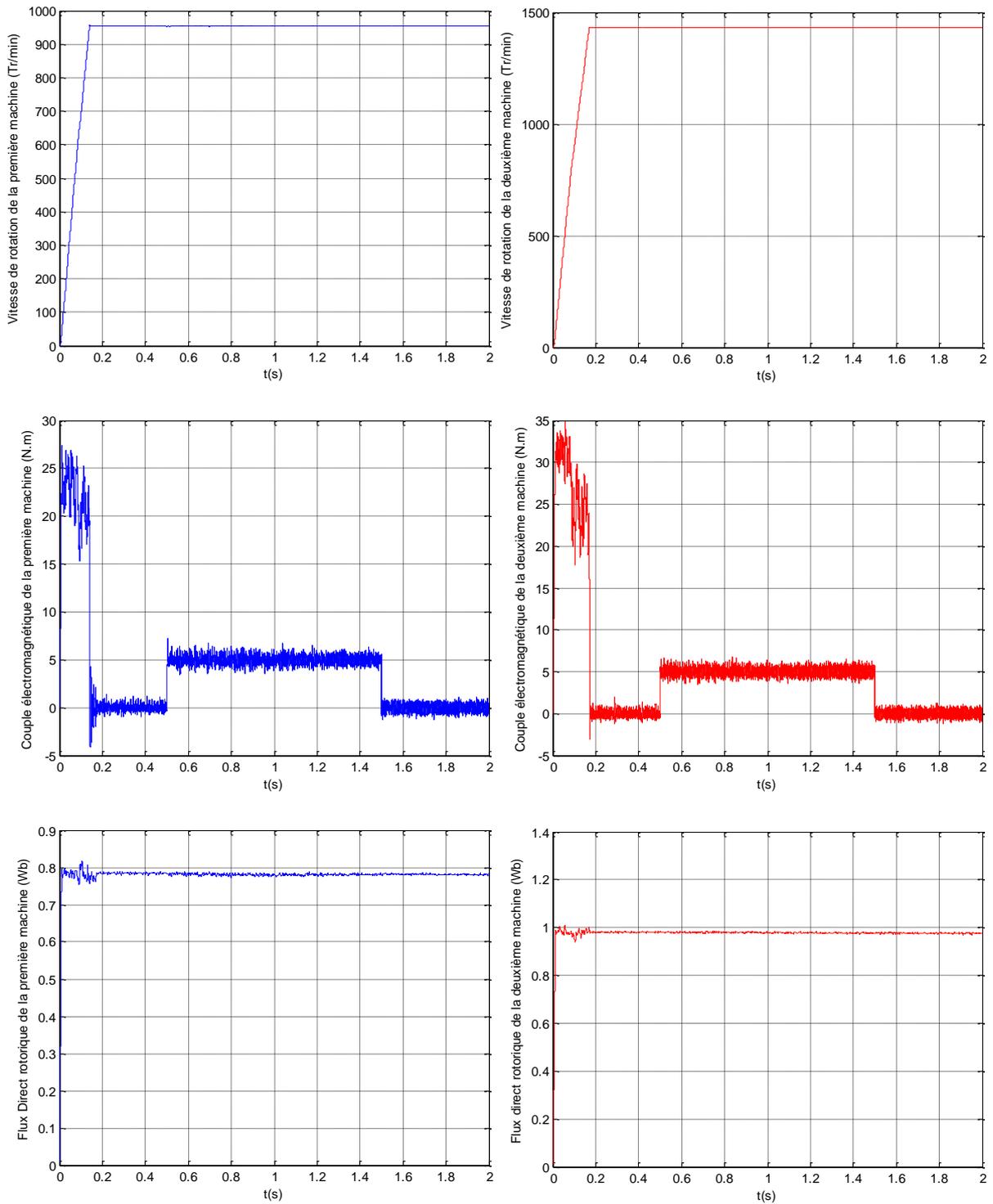


Figure IV.6 Résultats des simulations : Performances de la commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension

Interprétation des résultats :

La figure IV.7 représente la simulation de la commande vectorielle directe de deux machines asynchrones pentaphasée en série.

Les grandeurs simulées suivent les références imposées malgré qu'elles soient différentes pour les deux machines, ce qui satisfait le but de la commande vectorielle indépendante.

La vitesse des deux machines augmente linéairement puis se stabilise à la vitesse de référence ($\Omega_{r1}^* = 950 \text{ Tr/min}$, $\Omega_{r2}^* = 1432 \text{ Tr/min}$). Lors de l'application de la charge la vitesse reste inchangée, ceci est dû au régulateur PI.

Le couple électromagnétique oscille dans son régime transitoire puis se stabilise à une valeur proche de zéro. Lors de l'application d'une charge de 5 N.m à l'instant $t = 0.5\text{s}$, le couple électromagnétique augmente et se stabilise à une valeur qui correspond à la charge appliquée. Quand la charge est éliminée, le couple revient à sa valeur à vide.

Le flux direct rotorique, lui aussi évolue linéairement jusqu'à atteindre une valeur proche de sa référence ($\phi_{r1}^* = 0.8 \text{ Wb}$, $\phi_{r2}^* = 1 \text{ Wb}$). Pour améliorer cette réponse on doit réajuster les constantes du régulateur du flux.

Les ondulations du couple électromagnétique et du flux sont dues toujours aux harmoniques d'ordres supérieurs générés par l'onduleur de tension.

IV. Commande par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série :

IV.1. Approche continue :

Dans cette partie, nous allons appliquer la commande par mode glissant sur deux machines asynchrones pentaphasées en série. Le principe de la commande a été détaillé dans le deuxième chapitre et le modèle des deux machines est donné par les deux systèmes d'équations (IV.12) et (IV.13).

Rappelons la forme générale de la surface de glissement proposée par J.J.Slotine :

$$S(x) = \left(\lambda + \frac{d}{dt} \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.38})$$

Si on choisit $r = 1$, les surfaces s'écrivent :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} S(\Omega_{r1}) = \Omega_{r1\ ref} - \Omega_{r1} \\ S(\phi_{r1}) = \phi_{r1\ ref} - \phi_{r1} \\ S(i_{d1}^s) = i_{d1\ ref}^s - i_{d1}^s \\ S(i_{q1}^s) = i_{q1\ ref}^s - i_{q1}^s \end{cases} \quad (IV.39)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} S(\Omega_{r2}) = \Omega_{r2\ ref} - \Omega_{r2} \\ S(\phi_{r2}) = \phi_{r2\ ref} - \phi_{r2} \\ S(i_{d2}^s) = i_{d2\ ref}^s - i_{d2}^s \\ S(i_{q2}^s) = i_{q2\ ref}^s - i_{q2}^s \end{cases} \quad (IV.40)$$

Le découplage résultant de l'orientation du flux rotorique des deux machines nous permet de contrôler le flux et la vitesse séparément, en utilisant le courant « i_d^s » pour la commande du flux et le courant « i_q^s » pour la commande de la vitesse.

IV.1.1 Application de la commande à la première machine :

a- Suivant l'axe « d » :

- Boucle externe :

La surface du flux est donnée par :

$$S(\phi_{r1}) = \phi_{r1\ ref} - \phi_{r1} \quad (IV.41)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(\phi_{r1}) = \dot{\phi}_{r1\ ref} - \dot{\phi}_{r1} \quad (IV.42)$$

En remplaçant l'expression de « $\dot{\phi}_{r1}$ » donnée par la troisième équation du système (IV.12) dans la relation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(\phi_{r1}) = \dot{\phi}_{r1\ ref} - \left(\frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{d1}^s - \frac{1}{T_{r1}} \phi_{r1} \right) \quad (IV.43)$$

Avec :

$$i_{d1}^s = i_{d1eq}^s + i_{d1n}^s \quad (IV.44)$$

L'expression de la dérivée devient :

$$\dot{S}(\phi_{r1}) = \dot{\phi}_{r1\ ref} - \left(\frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{d1eq}^s + \frac{L_{m1}}{T_{r1}} i_{d1n}^s - \frac{1}{T_{r1}} \phi_{r1} \right) \quad (IV.45)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_{r1}) = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{S}(\phi_{r1}) = 0$$

$$\dot{S}(\phi_{r1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{d1n}^s = 0 \\ i_{d1eq}^s = \frac{T_{r1}}{L_{m1}} \dot{\phi}_{r1\ ref} + \frac{1}{L_{m1}} \phi_{r1} \end{cases} \quad (IV.46)$$

La forme la plus simple que peut prendre « i_{dn}^s » est celle d'un relais :

$$i_{d1n}^s = K_{\phi1} \text{signe}(S(\phi_{r1})) \quad (IV.47)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\phi_{r1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{d1n}^s = K_{\phi1} \text{signe}(S(\phi_{r1})) \\ i_{d1eq}^s = \frac{T_{r1}}{L_{m1}} \dot{\phi}_{r1\ ref} + \frac{1}{L_{m1}} \phi_{r1} \end{cases} \quad (IV.48)$$

- **Boucle interne :**

La surface du courant direct « i_{d1}^s » est donnée par :

$$S(i_{d1}^s) = i_{d1\ ref}^s - i_{d1}^s \quad (IV.49)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{S}(i_{d1}^s) = \dot{i}_{d1\ ref}^s - \dot{i}_{d1}^s \quad (IV.50)$$

En remplaçant l'expression de « i_{d1}^s » donnée par la première équation du système (IV.12) dans la relation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(i_{d1}^s) = \dot{i}_{d1\ ref}^s - \left(-\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} i_{d1}^s + \omega_{s1} i_{q1}^s + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} V_{d1}^s \right) \quad (IV.51)$$

Avec :

$$V_{d1}^s = V_{d1eq}^s + V_{d1n}^s \quad (IV.52)$$

L'expression de la dérivée devient :

$$\dot{S}(i_{d1}^s) = i_{d1}^s{}_{ref} - \left(-\frac{R_1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} i_{d1}^s + \omega_{s1} i_{q1}^s + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} V_{d1eq}^s + \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2})} V_{d1n}^s \right) \quad (IV.53)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{d1}^s) = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{S}(i_{d1}^s) = 0$$

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{d1}^s) &= 0 \\ \Rightarrow \begin{cases} V_{d1n}^s = 0 \\ V_{d1eq}^s = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{d1}^s{}_{ref} + R_1 i_{d1}^s - (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \omega_{s1} i_{q1}^s - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_{r1} \end{cases} \end{aligned} \quad (IV.54)$$

La forme la plus simple que peut prendre « V_{d1n}^s » est celle d'un relais :

$$V_{d1n}^s = K_{id1} \text{signe}(S(i_{d1}^s)) \quad (IV.55)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{d1}^s) &= 0 \\ \Rightarrow \begin{cases} V_{d1n}^s = K_{id1} \text{signe}(S(i_{d1}^s)) \\ V_{d1eq}^s = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{d1}^s{}_{ref} + R_1 i_{d1}^s - (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \omega_{s1} i_{q1}^s - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r \end{cases} \end{aligned} \quad (IV.56)$$

b- Suivant l'axe « q » :

- **Boucle externe :**

En suivant les mêmes étapes que précédemment, on trouve :

$$\dot{S}(\Omega_{r1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{q1n}^s = K_{\Omega 1} \text{signe}(S(\Omega_{r1})) \\ i_{q1eq}^s = \frac{J_1 \dot{\Omega}_{r1}{}_{ref} + f_1 \Omega_{r1}}{p_1 \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \phi_{r1}} \end{cases} \quad (IV.57)$$

- **Boucle interne :**

L'expression de la commande « V_{q1}^s » est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{q1}^s) &= 0 \\ \Rightarrow \begin{cases} V_{q1n}^s = K_{iq1} \text{signe}(S(i_{q1}^s)) \\ V_{q1eq}^s = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{q1}^s{}_{ref} + R_1 i_{q1}^s + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \omega_{s1} i_{d1}^s + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1} \phi_1^r \end{cases} \end{aligned} \quad (IV.58)$$

IV.1.2. Application de la commande à la deuxième machine :

Le calcul de la commande pour la deuxième machine se fait de la même manière que pour la première, et comme les modèles des deux machines sont analogues, nous pouvons déduire la commande de la deuxième machine à partir des équations (IV.48), (IV.56), (IV.57) et (IV.58) en changeant l'indice « 1 » par l'indice « 2 » et vice-versa.

a- Suivant l'axe « d » :

• **Boucle externe :**

$$\begin{cases} i_{d2n}^s = K_{\phi 2} \text{signe}(S(\phi_{r2})) \\ i_{d2eq}^s = \frac{T_{r2}}{L_{m2}} \dot{\phi}_{r2 \text{ref}} + \frac{1}{L_{m2}} \phi_{r2} \end{cases} \quad (\text{IV.59})$$

• **Boucle interne :**

$$\begin{cases} V_{d2n}^s = K_{id2} \text{signe}(S(i_{d2}^s)) \\ V_{d2eq}^s = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{d2 \text{ref}}^s + R_2 i_{d2}^s - (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \omega_{s2} i_{q2}^s - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_{r2}^r \end{cases} \quad (\text{IV.60})$$

b- Suivant l'axe « q » :

• **Boucle externe :**

$$\begin{cases} i_{q2n}^s = K_{\Omega 2} \text{signe}(S(\Omega_{r2})) \\ i_{q2eq}^s = \frac{J_2 \dot{\Omega}_{r2 \text{ref}} + f_2 \Omega_{r2}}{p_2 \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \phi_{r2}} \end{cases} \quad (\text{IV.61})$$

• **Boucle interne :**

$$\begin{cases} V_{q2n}^s = K_{iq2} \text{signe}(S(i_{q2}^s)) \\ V_{q2eq}^s = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{q2 \text{ref}}^s + R_2 i_{q2}^s + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \omega_{s2} i_{d2}^s + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2} \phi_{r2}^r \end{cases} \quad (\text{IV.62})$$

IV.2. Approche discrète :

L'implantation de la commande par mode glissant dans la pratique nécessite l'utilisation des microprocesseurs, ce qui nous impose la discrétisation du système.

Rappelons que les grandeurs mesurées à l'instant $t(k)$ ne seront exploitées qu'à l'instant $t(k+1)$ afin de prendre en considération les retards de mesure et la présence du convertisseur [Mah-10].

Les surfaces choisies sont données par :

- Pour la première machine :

$$\begin{cases} S(\Omega_{r1}(k)) = \Omega_{r1\ ref}(k) - \Omega_{r1}(k-1) \\ S(\phi_{r1}(k)) = \phi_{r1\ ref}(k) - \phi_{r1}(k-1) \\ S(i_{d1}^s(k)) = i_{d1\ ref}^s(k) - i_{d1}^s(k-1) \\ S(i_{q1}^s(k)) = i_{q1\ ref}^s(k) - i_{q1}^s(k-1) \end{cases} \quad (IV.63)$$

- Pour la deuxième machine :

$$\begin{cases} S(\Omega_{r2}(k)) = \Omega_{r2\ ref}(k) - \Omega_{r2}(k-1) \\ S(\phi_{r2}(k)) = \phi_{r2\ ref}(k) - \phi_{r2}(k-1) \\ S(i_{d2}^s(k)) = i_{d2\ ref}^s(k) - i_{d2}^s(k-1) \\ S(i_{q2}^s(k)) = i_{q2\ ref}^s(k) - i_{q2}^s(k-1) \end{cases} \quad (IV.64)$$

IV.2.1. Application à la première machine :

En suivant le même raisonnement que pour l'approche continue, on trouve :

- Suivant l'axe « d » :

$$\begin{cases} i_{d1n}^s(k) = K_{\phi1} \text{signe}(S(\phi_{r1}(k))) \\ i_{d1eq}^s(k) = \frac{T_{r1}}{L_{m1}} \dot{\phi}_{r1\ ref}(k) + \frac{1}{L_{m1}} \phi_{r1}(k-1) \end{cases} \quad (IV.65)$$

$$\begin{cases} V_{d1n}^s(k) = K_{id1} \text{signe}(S(i_{d1}^s(k))) \\ V_{d1eq}^s(k) = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{d1\ ref}^s(k) + R_1 i_{d1}^s(k-1) - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \phi_1^r(k-1) \\ \quad - (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \omega_{s1}(k-1) i_{q1}^s(k-1) \end{cases} \quad (IV.66)$$

- Suivant l'axe « q » :

$$\begin{cases} i_{q1n}^s(k) = K_{\Omega1} \text{signe}(S(\Omega_{r1}(k))) \\ i_{q1eq}^s(k) = \frac{J_1 \dot{\Omega}_{r1\ ref}(k) + f_1 \Omega_{r1}(k-1)}{p_1 \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \phi_{r1}(k-1)} \end{cases} \quad (IV.67)$$

$$\begin{cases} V_{q1n}^s(k) = K_{iq1} \text{signe} \left(S(i_{q1}^s(k)) \right) \\ V_{q1eq}^s(k) = (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) i_{q1ref}^s(k) + R_1 i_{q1}^s(k-1) + \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \omega_{r1}(k-1) \phi_1^r(k-1) \\ \quad + (\sigma_1 L_{s1} + L_{ls2}) \omega_{s1}(k-1) i_{d1}^s(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.68})$$

IV.2.2. Application à la deuxième machine :

- Suivant l'axe « d » :

$$\begin{cases} i_{d2n}^s(k) = K_{\phi 2} \text{signe} \left(S(\phi_{r2}(k)) \right) \\ i_{d2eq}^s(k) = \frac{T_{r2}}{L_{m2}} \dot{\phi}_{r2ref}(k) + \frac{1}{L_{m2}} \phi_{r2}(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.69})$$

$$\begin{cases} V_{d2n}^s(k) = K_{id2} \text{signe} \left(S(i_{d2}^s(k)) \right) \\ V_{d2eq}^s(k) = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{d2ref}^s(k) + R_2 i_{d2}^s(k-1) - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \phi_2^r(k-1) \\ \quad - (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \omega_{s2}(k-1) i_{q2}^s(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.70})$$

- Suivant l'axe « q » :

$$\begin{cases} i_{q2n}^s(k) = K_{\Omega 2} \text{signe} \left(S(\Omega_{r2}(k)) \right) \\ i_{q2eq}^s(k) = \frac{J_2 \dot{\Omega}_{r2ref}(k) + f_2 \Omega_{r2}(k-1)}{p_2 \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \phi_{r2}(k-1)} \end{cases} \quad (\text{IV.71})$$

$$\begin{cases} V_{q2n}^s(k) = K_{iq2} \text{signe} \left(S(i_{q2}^s(k)) \right) \\ V_{q2eq}^s(k) = (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) i_{q2ref}^s(k) + R_2 i_{q2}^s(k-1) + \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \omega_{r2}(k-1) \phi_2^r(k-1) \\ \quad + (\sigma_2 L_{s2} + L_{ls1}) \omega_{s2}(k-1) i_{d2}^s(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.72})$$

IV.3. Simulation et interprétation des résultats :

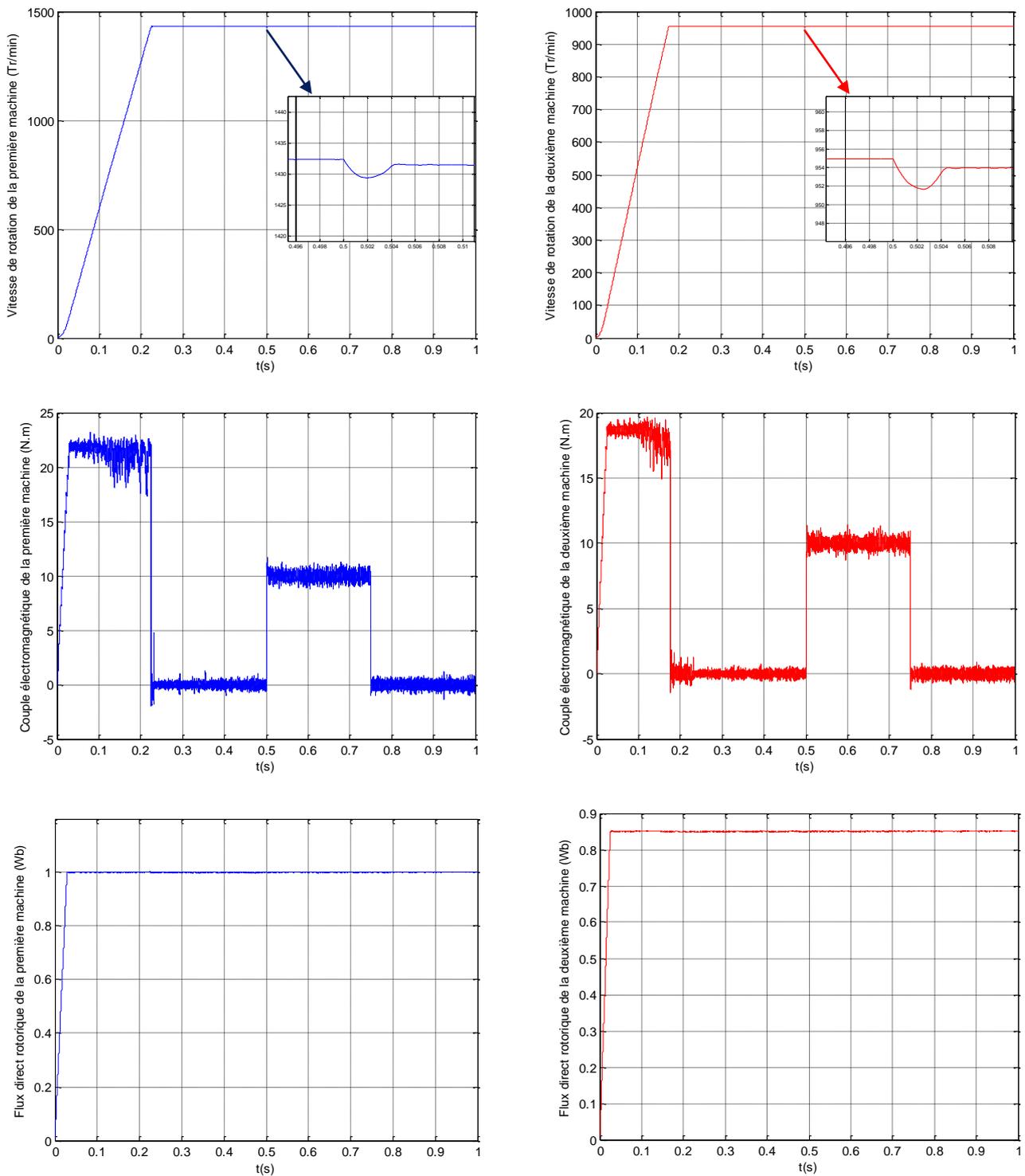


Figure IV.7 Résultats des simulations : Performances de la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur de tension.

Interprétation des résultats :

La figure IV.9 représente les résultats de simulation de la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique sur l'ensemble de deux machines asynchrones pentaphasées en série.

La transposition des phases a permis la commande indépendante des deux machines. On remarque que la vitesse et le flux rotorique des deux machines tendent après un court régime transitoire vers les références imposées.

Lors de l'application de la charge à l'instant $t = 0.5s$, la vitesse diminue, puis revient à sa référence. On constate la même chose lorsque la charge est éliminée.

Les ondulations du couple sont toujours dues à la forme non sinusoïdale de la tension de sortie de l'onduleur.

V. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle directe et la commande par mode glissant avec orientation du flux rotorique à deux machines asynchrones pentaphasées en série.

Les résultats de simulation ont montré l'importance de la transposition de phases appliquée pour la commande indépendante des deux machines. Elles ont permis aussi de comparer les deux approches de commande; ainsi on a constaté que l'utilisation des régulateurs « mode glissant » a amélioré la réponse de la machine ; mieux que lors de l'utilisation des régulateurs PI.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle et par mode glissant d'un système multi-machines composé de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série et alimentées par un onduleur de tension à trois niveaux de structure NPC commandé par une MLI à deux porteuses bipolaires.

La complexité du modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans la base naturelle à cause du couplage magnétique qui existe entre les différentes parties de la machine, a conduit à l'application de la transformation de Park qui a permis de réduire largement le modèle d'état de la machine en découplant magnétiquement ces différentes grandeurs.

L'orientation du flux rotorique suivant l'axe « d » du repère de Park a encore simplifié le modèle de la machine. Elle peut être alors assimilée à une machine à courant continu, ce qui rend sa commande plus facile et plus robuste.

L'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone pentaphasée donne de bonnes performances pour un fonctionnement normal (pas d'erreurs de modélisation, paramètres constants...etc.). Lors du test de robustesse, la commande vectorielle devient moins performante et perd alors son importance.

L'utilisation des régulateurs « mode glissant » offre plusieurs avantages par rapport aux régulateurs PI: L'insensibilité aux variations paramétriques et aux erreurs de modélisation, la convergence rapide vers les références imposées et la robustesse.

Dans le troisième chapitre, un système de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série et alimentées par un onduleur de tension a été présenté, la transformation de Park nous a permis d'obtenir un modèle mathématique des deux machines en série plus simple et facile à commander. Les résultats de simulation nous ont permis de valider notre modèle.

La dernière partie de ce mémoire a été consacré pour la commande vectorielle et par mode glissant de deux machines asynchrones pentaphasées en série. Les résultats obtenus ont montré l'importance de la transposition de phases appliquée au système pour la commande indépendante des deux machines.

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:

- ✓ Utiliser d'autres méthodes de modélisation, qui tiennent compte des phénomènes de saturation et de l'échauffement de la machine.
- ✓ 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.

ANNEXE

I Paramètres De La Machine Etudiée

Les paramètres de la machine asynchrone pentaphasée utilisée :

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

Tension nominale	220 <i>V</i> .
Résistance du stator	10 Ω
Résistance du rotor	6.3 Ω
Inductance de fuite statorique	43 <i>mH</i>
Inductance de fuite rotorique	40 <i>mH</i>
Inductance Magnétisante	420 <i>mH</i>
Puissance électrique	2.75 <i>KW</i>

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

Moment d'inertie	0.03 <i>Kg.m²</i>
Coefficient de frottement	0.0001 SI

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

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

Bibliographie

[All-05]: S.Allone, « **Commande des machines polyphasées** », Mémoire de Magister, Université de Bejaia, 2005.

[Arn-08]: V.Arnaud, « **Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multi-niveaux et nouvelles stratégies de modulation** », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2008.

[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 en Génie Electrique, université de Henri Poincaré, Nancy, janvier 1999.

[Bos-86]: B.K.Bose, « **Power Electronics and AC Drives** » Prentice-Hall, New Jersey, 1986.

[Bou-10]: B.Boubakr, « **Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux – application sur la machine heptaphasée** », Thèse de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2010.

[Bra-94]: A.V.Brazhinkov, N.N.Dovzhenko, « **Beyond routine control of multiphase inverter drives** », Proc.PEMC'94, 20-22 Sept 1994, Warsaw, Poland, Vol.1, pp.99-104.

[Buh-86]: H.Buhler, « **Réglage par mode de glissement** », Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

[Chr-84]: R.Christen, M.A.Abbas, T.M.Jahns, « **Six-phase voltage source inverter driven induction motor** », IEEE Trans.Ind.Appl., Vol.IA-20, N°5, pp.1251-1259, Sept./Oct 1984.

[Far-06]: B.Farid, « **Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC - Application à la conduite d'une MSAP** », Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Février 2006.

[Fer-85]: P.Ferraris, M.Lazzari, F.Profumo, « **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.

[Han-06]: T.Hanene, « **Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone** », Thèse de Magister, Université de Batna, Mai 2006.

[Iqb-05]: A.Iqbal, « **Modelling and control of series-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.

[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, N°3, May/June1980, pp. 321-331.

[Kes-03]: X.Kestelyn, « **Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés** », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Lille I, Décembre 2003.

[Kli-83]: E.A.Klingshim, « **High phase order induction motors, Part I : Description and theoretical considerations** », IEEE Trans.Power App Syst., Vol PAS-102, N°1, pp.47-53, Jan 1983.

- [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 N° 29_04.
- [Lev-04]: E.Levi, M.Jones, S.N.Vukosavic, 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-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, N° 3, pp.508–517, Sep. 2004.
- [Lev-06]: E.Levi, M.Jones, S.N.Vukosavic, H.A.Toliyat, A.Iqbal, « **Modelling, control and experimental investigation of a five-phase series-connected two-motor drive with single inverter supply** », *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2006.
- [Lip-80]: T.A.Lipo, « **A d-q model for six phase induction machines** », *proc. ICEM'80*, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [Lip-84]: T.A.Lipo, F.X.Wang, « **Desing and performance of a converter optimized ac machines** », *IEEE Trans.Ind.Appl*, Vol.IA-20, N°4, July/August 1984, pp.834-844.
- [Liu-93]: T.H.Liu, J.R.Fu, T.A.Lipo, « **A strategy for improving the reliability of field-oriented controlled induction motor drives** », *IEEE Trans.Ind.Appl*, Vol.29, N°5, Sep/Oct 1983, pp.910-917.
- [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 Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 1999.
- [Mah-10]: Mo.Mahmoudi, « **Commande des machines électriques** », document cours, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2010.
- [Mak-10]: S.Makhtoub, « **Régime transitoire des machines électriques** », document cours, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2010.
- [Seg-84]: G.Segulier, « **Convertisseurs de L'électronique de puissance, V.1: la conversion Alternative-Continue** », Techniques et Documentation de Lavoisier (paris) ,1984.
- [Sem-00]: E.Semail, « **Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés-généralisation de la méthode des vecteurs d'espace** », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Lille I, Juin 2000.
- [Sem-04]: E.Semail, E.Levi, A.Bouscayrol, X.Kestelyn, « **Multi-machine modeling of two series connected five-phase 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.Toliat, H.Xu, L.J.Petersen, « **Five-phase induction motor drives with DSP-based control system** », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, N° 4, July 2002, pp.524-533.

[Zou-10]: O.Zouaid, « **Commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées en série** », Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juillet 2009.

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié les commandes : vectorielle et par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur à trois niveaux.

Après la présentation des machines polyphasées, nous avons élaboré le modèle mathématique de la MAS pentaphasée et de son alimentation. L'application de la transformation de Park à permis de réduire considérablement le modèle de la machine.

Dans la deuxième partie, nous avons appliqué la commande vectorielle et la commande par mode glissant à la MAS pentaphasée.

Dans la troisième partie, nous avons étudié un système multi-machine composé de deux MAS pentaphasées en série et alimentées par un onduleur de tension.

Dans la dernière partie, nous avons abordé la commande vectorielle et la commande par mode glissant de deux MAS pentaphasées en série. Nous avons constaté qu'une transposition appropriée d'ordres de phases appliquée à la deuxième machine permet la commande complètement indépendante des deux machines.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, systèmes multi-machines, transposition de phases, commande vectorielle, commande par mode glissant.

ملخص

في هذا العمل، قمنا بدراسة التحكم الشعاعي و التحكم المنزلق لمكثتين لامتزامنتين خماسيتا الطور مربوطين على التسلسل و مغذتان عن طريق موج خماسي الطور ذو ثلاثة مستويات. بعد تقديم المكثات متعددة الأطوار، قمنا بوضع النموذج الرياضي لمكثة لا متزامنة خماسية الطور و لتغذيتها حيث أن تطبيق محولة بارك تسمح بتقليص نموذج المكثة. في الشطر الثاني قمنا بتطبيق التحكم الشعاعي و التحكم المنزلق على المكثة اللا متزامنة خماسية الطور. في الشطر الثالث، قمنا بدراسة نظام متعدد المكثات متكون من مكثتين لامتزامنتين خماسيتا الطور مربوطين على التسلسل و مغذتان عن طريق موج خماسي الطور. في نهاية العمل، قمنا بدراسة التحكم الشعاعي و التحكم المنزلق لمكثتين لامتزامنتين خماسيتا الطور مربوطين على التسلسل حيث تأكدنا من أن القيام بقلب أطوار المكثة الثانية بشكل مناسب يسمح بالتحكم الحر و التام لكل مكثة على حدى.

كلمات مفتاحية: مكثة لا متزامنة خماسية الطور، نظام متعدد المكثات، قلب الأطوار، تحكم شعاعي، تحكم منزلق

Abstract

In this work, we study vector control and sliding mode control of series-connected five-phase two asynchronous machines supplied with a three levels inverter.

After presentation of multiphase machines, we worked out the mathematical model of five phase asynchronous machine supplied with voltage inverter. Application of Park transformation reduces considerably the mathematical model of machine.

In the second part, we applied vector control and sliding mode control to the five-phase induction machine.

In the third part, we study a multi-machine system which comport five-phase two asynchronous machines supplied with a single voltage inverter.

In the last part, we had the independent vector control and the sliding mode control of series-connected five-phase two asynchronous machines. We observe that an appropriate transposition of phase's order permits an independent control of two machines.

Key words: five-phase asynchronous machine, multi-machine systems, phase's transposition, vector control, sliding mode control.