

M0032/04A

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Mémoire de Magister en Automatique
Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique

Présenté par : **DAHMANE Kamal**
Ingénieur d'état en Electrotechnique



**Contribution à la Modélisation et à la Commande
d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée
par Convertisseurs Matriciels**

Soutenu le 27 novembre 2004 devant le jury suivant :

Président : M H. CHEKIREB, maître de conférence à l'ENP.
Encadreurs : MM EM. BERKOUK, maître de conférence à l'ENP.
M.O. MAHMOUDI, maître de conférence à l'ENP.
Examineur : M L. NEZLI, chargé de cours à l'ENP.
M O. STIHI, chargé de cours à l'ENP.
M A. TALHA, chargé de cours à l'USTHB.

E.N.P.10, Avenue Pasteur Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

440-5800M

1950
1951
1952
1953
1954
1955
1956
1957
1958
1959
1960

Dédicaces

A mes parents.

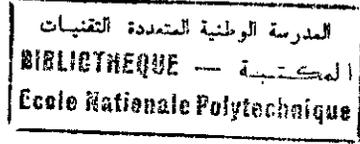
A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles et leurs enfants.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous qui se donnent à fond à la recherche scientifique.



Kamel

Remerciements

المدسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à mes promoteurs **Dr E.M. BERKOUK** et **Dr M.O. MAHMOUDI**, maîtres de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique pour leurs encouragements et pour les conseils qu'ils ont apportés pour l'achèvement de ce mémoire.

Je tiens également à remercier l'ensemble de membres de jury qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail.

Que tous les enseignants et les étudiants de la DER de Génie électrique trouvent ici l'expression de mes reconnaissances et respect.

Je tiens également à remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

الملخص:

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة محرك لا تزامني ذو ثابتين مغذى من طرف موج مصفوفي. قمنا بدراسة ثلاثة تقنيات للتحكم: تقنية التحكم لثلاثة مجالات، تقنية التحكم الشعاعي، تقنية التحكم الحسابي. ثم قمنا بدراسة تقنية الحقل الموجه. هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة، كمحرك التيار المستمر ذو التحريض المستقل. وذلك عن طريق التحكم الكلاسيكي وفي الأخير قمنا بدراسة التحكم عن طريق الانزلاق لمحرك لا تزامني ذو ثابتين مغذى بالتوتر الناتج المتحصل عليها أظهرت خصائص مرضية لهذا التحكم

كلمات مفتاحية:

موج مصفوفي، محرك لا تزامني ذو ثابتين، تقنية الحقل الموجه، المنظم الكلاسيكي، تقنية التحكم لثلاثة مجالات، تقنية التحكم الشعاعي، تقنية التحكم الحسابي، تحكم عن طريق الانزلاق الصلبة

Résumé:

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de leur fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons d'étudier un exemple courant, la machine asynchrone double étoile.

Ce travail a pour but l'étude et l'analyse d'un convertisseur matriciel avec son application à la conduite d'une machine asynchrone double étoile. Pour cela, nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile et le convertisseur matriciel. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée, nous avons utilisé trois stratégies de commande du convertisseur matriciel, la stratégie de modulation à trois intervalles, la stratégie de modulation vectorielle et la stratégie de modulation calculée en boucle ouverte. Puis, on a appliqué la commande par orientation du flux rotorique, suivi d'un réglage linéaire avec un régulateur PI appliqué au système à commander. Ensuite une étude théorique a été présentée sur une commande par mode de glissement.

Nous avons choisi des surfaces de glissement adéquates permettant la robustesse de l'ensemble convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels.

Mots Clés:

Machine asynchrone double étoile, machines multiphasées, convertisseur matriciel, stratégie de modulation à trois intervalles, stratégie de modulation subharmonique, stratégie modulation MLI calculée, commande vectorielle, commande par mode de glissement, robustesse.

Abstract:

Multiphase machines are increasingly used because of their advantages in better reliability and supply division.

The purpose of this work is the study and analyzes of matrix converter with its application to the control of a double fed asynchronous machine. For that, we modeled the asynchronous machine and the matrix converter. In order to obtain the amplitude and the frequency of the wished tension, we used three strategies of ordering of the matrix converter, strategy PWM with three intervals and the strategy of vectorial modulation and the PWM calculated strategy in open loop. After a principle of the field orientation was introduced, well attended one linear regulating with regulator PI applied to the system to control. Then, a theoretical survey was presented on a no linear control, the sliding mode.

We have chosen the adequate sliding surfaces who allow the hardiness of the whole of an asynchronous machine and matrix converter. The results obtained by the simulations have showed a high behaviour of a double fed asynchronous machine.

Key Words:

Double star asynchronous motor, Matrix converter, strategy of PWM with three intervals, strategy of subharmonic modulation, the calculate PWM strategy, field oriented control, sliding mode, hardiness.

Notations

S,R : Indices respectifs du stator et du rotor ;

As1, Bs1, Cs1 As2, Bs2, Cs2 : indices correspondants respectivement aux deux systèmes de phases statoriques ;

ar, br, cr : Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;

d1, q1, d2, q2 : Axes correspondants au référentiel de PARK ;

r_{S1}, r_{S2}, r_r : Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 et rotorique par phases;

L_{S1}, L_{S2}, L_r : Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 et rotorique de phase ;

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator 1 et 2 et le rotor ;

$l_{S1,r}, l_{S2,r}$: Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques;

$l_{S1,S2}$: Inductance mutuelle entre phases du stator 1 et 2;

$\varphi_{S1}, \varphi_{S2}, \varphi_r$: Flux statoriques, rotoriques;

φ_{rd} ou $phrd$: Flux rotorique suivant l'axe d

φ_{rq} ou $phrq$: Flux rotorique suivant l'axe q

T_r : Constante de temps rotorique ;

p : Nombre de paire de pôles ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

J : Moment d'inertie ;

K_f : Coefficient de frottement ;

C_r : couple résistant

ω_s, ω_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques ;

ω_{gl} : Glissement de vitesse angulaire électrique;

Ω : Vitesse mécanique du rotor ;

δ : Angle de déphasage entre les deux systèmes de tension d'alimentation du stator

γ : Angle de décalage physique entre les deux systèmes de bobines du stator

ω_r^* ou wrr : Vitesse de référence

φ_r^* , $phrr$: Flux rotorique de référence

C_{em}^* ou C_{emr} : Couple électromagnétique de référence

i_{sdk}^* , $isdkr$: courant direct du stator k de référence suivant l'axe d (k=1 ou 2)

i_{sqk}^* , $isqkr$: courant en quadrature du stator k de référence suivant l'axe q (k=1 ou 2)

K_p : Paramètre de l'action proportionnelle

K_i : Paramètre de l'action intégrale

$S(x)$: Surface de glissement pour la variable x

$e(x)$: Ecart entre la valeur de consigne d'une variable et celle-ci

U_{eq} : Commande équivalente

U_n : Commande en « relais »

K : Gain de la commande U_n

F_{AXk}^g : Fonction génératrice de connexion des interrupteurs

F_{AXk} : Fonction de connexion des interrupteurs

m : Indice de modulation ;

r : Taux de modulation ;

τ : Fonction de modulation de redressement;

u_{emik} : Fonction d'ondulation, U_{emi} de la phase i (i = x_k, y_k, z_k) ;

u_i (i = x_k, y_k, z_k) : Tension simple par rapport au neutre du réseau ;

V_j (j = A_k, B_k, C_k) : Tension par rapport au neutre de la machine ;

V : Tension simple de phase ;

ix_1, ix_2 : Courant de circulant respectivement dans la phase 1 et 2 de la MASDE.

ia_1, ia_2 : Courant de circulant respectivement dans la phase 1 et 2 de réseau d'alimentation.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

SOMMAIRE

Notation	
Introduction générale	1

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

Introduction	4
I. Modélisation de la machine asynchrone double étoile	5
I.1. Hypothèses simplificatrices	5
I.2. Modèle de la machine asynchrone double étoile	6
I.2.1. Equations électriques de la machine	6
I.3. Modèle de PARK pour la machine asynchrone double étoile	7
I.3.1. Transformation de PARK	8
I.3.2. Modélisation de la machine asynchrone double étoile dans le repère de PARK	8
I.3.2.1 Conventions	8
I.3.2.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone double étoile	9
I.3.2.2.1. Equations des tensions	9
I.3.2.2.2. Equations des flux	10
I.3.2.2.3. Equation mécanique	11
I.4. Simulation et interprétation	11
I.5. Influence du changement de l'angle de déphasage δ sur le comportement de la machine double étoile.	13
I.6. Interprétation des résultats	16
Conclusion	17

CHAPITRE II

Modélisation du convertisseur matriciel

Introduction	18
II.1. Modèles de fonctionnement et commande du convertisseur matriciel	19
II.1.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone double étoile	19
II.1.2. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel k	20
II.1.3. Réseau de Petri d'une cellule d'un convertisseur matriciel k	21
II.2. Modélisation en vue de la commande	21
II.2.1. Hypothèses	21
II.2.2. Commandabilité des convertisseurs statiques	21
II.2.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs	22
II.2.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	22
II.2.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel k	22
II.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées	23

II.2.4.1. Fonction de conversion	23
II.2.5. Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande	25
Conclusion	27

CHAPITRE III

Stratégies de commande du convertisseur matriciel

Introduction	28
III.1. Commande du convertisseur matriciel	29
III.1.1. Partie redressement	29
III.1.2. Partie ondulation	31
III.2. Stratégies de modulation	33
III.2.1. Stratégie de modulation à trois intervalles	33
III.2.1.1. Principe de la stratégie de commande	33
III.2.1.2. Résultats de simulation	35
III.2.2. Stratégie de modulation subharmonique	42
III.2.2.1. Principe de la stratégie de modulation subharmonique	42
III.2.2.2. Résultats de simulation	43
III.2.3. Stratégie de modulation MLI calculée	49
III.2.3.1. Fonctions génératrices de connexion	49
III.2.3.2. Principe de la stratégie de modulation calculée	50
III.2.3.3. Résultats de simulation	53
Conclusion	58

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

Introduction	59
IV.1. Choix du référentiel	60
IV.2. Principe de la commande vectorielle	60
IV.3. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux	61
IV.4. Réalisation de la commande vectorielle	62
IV.4.1. Modèle de la machine	62
IV.4.2. Stratégies de commande	65
IV.4.2.1. Méthode indirecte	65
IV.4.2.2. Méthode directe	65
IV.5. Découplage entrée-sortie	66
IV.6. Commande par orientation du flux rotorique	68
IV.6.1. Calcul des régulateurs	68
IV.6.1.1. Réglage en cascade du flux rotorique	69
IV.6.1.2. Réglage en cascade de la vitesse	72
IV.7. Résultats de simulation	74
IV.8. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée	78
IV.9. Simulation et interprétation	78
Conclusion	80

CHAPITRE V

Commande non linéaire par mode de glissement

Introduction	81
V.1. Conception de la commande par mode de glissement	82
V.1.1. Choix des surfaces de glissement	82
V.1.2. Condition d'existence et de convergence	83
V.1.3. Calcul de la commande	84
V.1.3.1. Définition des grandeurs de commande	84
V.1.3.2. Expressions analytiques de la commande	85
V.2. Le phénomène du CHATTERING	87
V.3. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone à double étoile.	88
V.3.1. La commande U_n avec un degré relatif $r=1$	89
V.4. Simulation et interprétation	95
V.5. Test de robustesse	99
V.5.1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres statoriques	99
V.5.2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques	101
V.5.3. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques	103
Conclusion	105
<hr/>	
CONCLUSION GENERALE	106

Annexe

Bibliographie

INTRODUCTION GENERALE

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser les variateurs de vitesse. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple et flux sont naturellement découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif.

En forte puissance, les machines alternatives alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances.

Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) alimentée par deux convertisseurs statiques. Dans la configuration habituelle, deux enroulements triphasés, partageant le même circuit magnétique, sont décalés d'un angle mécanique de γ . Le principal avantage de ce type de moteur est l'élimination du couple harmonique de rang six, que l'on retrouve habituellement dans les moteurs triphasés alimentés par onduleur [2].

De plus ces machines polyphasées constituent un potentiel évident pour les actionneurs de l'aéronautique en raison de leur fiabilité, de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée, et de la segmentation de la puissance de leur alimentation.

Pour des raisons économiques, l'énergie électrique est fournie par des réseaux triphasés (trois tensions sinusoïdales déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{3}$ à la fréquence de 50Hz).

Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continu ou à des fréquences différentes de celle du réseau.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

Pour la conversion de fréquence, les convertisseurs les plus connus sont les onduleurs. Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé sont dues au problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et de la protection du circuit de puissance [6].

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels. Etant donné qu'il s'agit d'un convertisseur alternatif-alternatif direct sans circuit intermédiaire continu. Les éléments passifs de stockage de l'énergie qui forment le circuit intermédiaire continu (généralement des condensateurs) sont éliminés. Il est donc possible de réduire considérablement le volume du convertisseur.

De plus, vue la symétrie de la structure du convertisseur matriciel, il assure directement une récupération d'énergie vers le réseau d'alimentation.

L'objectif principal de l'étude de ce convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continu par des convertisseurs réalisant la conversion directe alternatif-alternatif.

Notre travail comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Au deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes.

Dans le troisième chapitre, on développera trois stratégies de commande.

- La stratégie de modulation à trois intervalles.
- La stratégie de modulation subharmonique.
- La stratégie de modulation MLI calculée.

Puis pour chaque stratégie, nous donnerons la forme et le spectre des tensions de sortie des convertisseurs matriciels 1 et 2. Aussi, nous présenterons la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels pour chacune des trois stratégies.

Dans le quatrième chapitre et en vue de découpler la commande de la MASDE, une commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est appliquée, puis nous présenterons les performances de cette commande appliquée à la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels. De plus, une étude de l'influence de la constante de temps rotorique sur le découplage est proposé.

Au dernier chapitre, nous présenterons la commande non linéaire par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels avec orientation du flux rotorique; à la fin un test de robustesse de cette commande est étudié.

Une conclusion générale clôturera ce travail.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander. La machine asynchrone double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau... etc.

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

Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

L'objet de ce chapitre est de présenter les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle diphasé de la machine asynchrone à double étoile, et d'étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale. A la fin du chapitre nous étudions l'effet du changement de l'angle déphasage γ sur le comportement de la machine.

I. modélisation de la machine asynchrone a double étoile

La machine asynchrone à double étoile étudiée dans ce projet est une machine qui comporte deux systèmes d'enroulements triphasés couplés en étoile fixes au stator et déphasés entre eux d'un angle γ ($\gamma = 30^\circ$) et un rotor mobile similaire à celui d'une machine asynchrone classique.

Les deux systèmes de phases du stator sont alimentés par deux sources de tension à fréquence et amplitude égales mais déphasées entre elles d'un angle δ ($\delta = \gamma = 30^\circ$).

La machine étudiée (Fig.I.1) est représentée par deux systèmes enroulements statoriques : (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) et (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) qui sont déphasés de $\gamma = 30^\circ$ entre eux, et trois phases rotoriques : a_r, b_r, c_r .

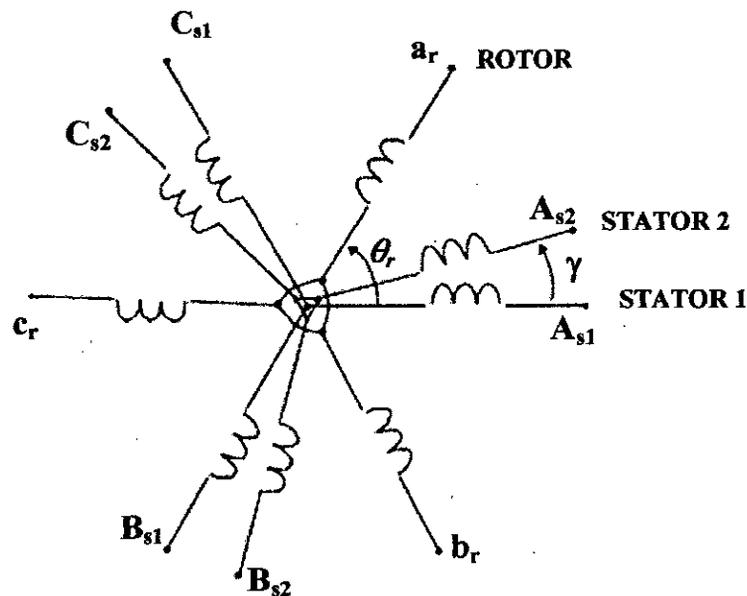


Fig.I.1. Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

I.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme (effets d'encoçages négligés)
- La machine est de constitution symétrique ;

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

I.2. Modèle de la machine asynchrone à double étoile :

I.2.1. Equations électriques de la machine :

En tenant compte de la représentation de la Fig.I.1 et des hypothèses simplificatrices citées ci dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit [10] :

$$[v_{s,abc1}] = [R_{s1}] [i_{s,abc1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc1}] \quad (I-1)$$

$$[v_{s,abc2}] = [R_{s2}] [i_{s,abc2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc2}] \quad (I-2)$$

$$[v_{r,abc}] = [R_r] [i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rs,abc}] \quad (I-3)$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Sachant que:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}, [V_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

De même :

$$[i_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} isa1 \\ isb1 \\ isc1 \end{bmatrix}, [i_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} isa2 \\ isb2 \\ isc2 \end{bmatrix}, [i_{r,abc}] = \begin{bmatrix} ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}, [\varphi_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}, [\varphi_{r,abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad [L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.

L_{ms}, L_{sr}, L_{mr} : Valeur maximale des inductances mutuelles

I.3- Modèle de *PARK* pour la machine asynchrone à double étoile :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de *PARK*.

I.3.1. Transformation de *PARK* :

La transformation de *PARK* est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta_e)]$. Elle s'exprime comme suit :

$$[P(\theta_e)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.3.2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

I.3.2.1. Conventions :

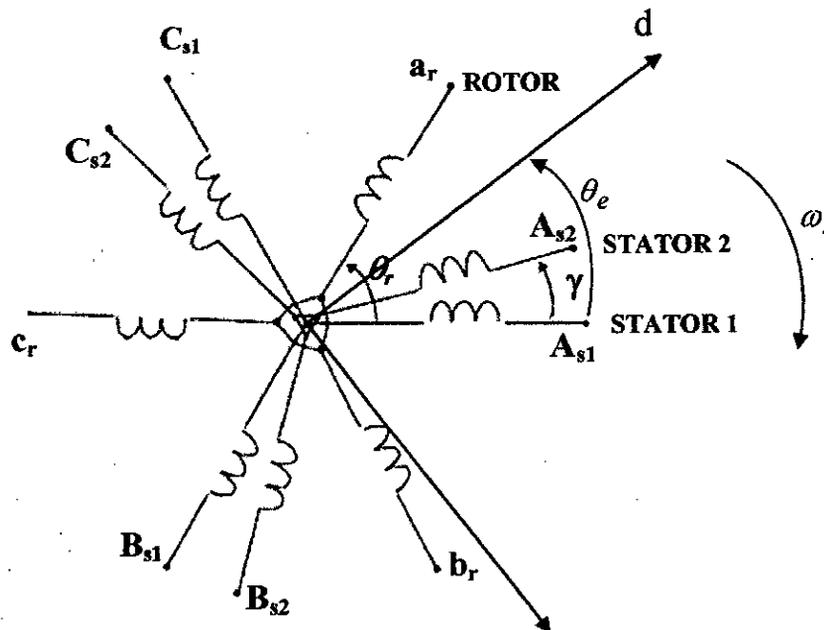


Fig.I.2. Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Avec :

(A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) et (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) Présentent les deux systèmes de tensions du stator.

a_r, b_r, c_r Présentent les trois phases du rotor

θ_e : Angle de transformation de Park au stator.

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad , \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad . \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} .$$

I.3.2.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone double étoile :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) , (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) et (a_r, b_r, c_r) des enroulements fictifs (s_{d1}, s_{q1}) , (s_{d2}, s_{q2}) et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (Fig.I.3).

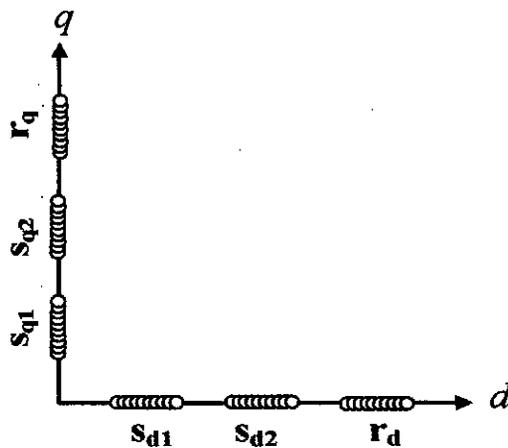


Fig.I.3. Représentation des enroulements sur le système de PARK

I.3.2.2.1- Equations des tensions :

En appliquant la transformation de *PARK* aux équations (I.1), (I.2) et (I.3) et en choisissant le référentiel lié au champ tournant, nous obtenons le système d'équations suivant [1] :

$$\begin{cases}
 v_{sd1} = r_{s1} \cdot i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\
 v_{sq1} = r_{s1} \cdot i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\
 v_{sd2} = r_{s2} \cdot i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\
 v_{sq2} = r_{s2} \cdot i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \\
 0 = r_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\
 0 = r_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd}
 \end{cases} \tag{I.6}$$

I.3.2.2.2. Equations des flux :

Les relations entre flux et courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (I.7)$$

Sachant que :

$L_m = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator 1 ou stator 2.

$\begin{cases} L_{s1} = L_{s2} \\ r_{s1} = r_{s2} \end{cases}$: (Stator 1 et stator 2 sont identique)

Nous posons :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{mq} = L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (I.8)$$

En remplaçant (I.8) dans (I.7) et puis dans (I.6) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} = v_{sd1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq1} \\ \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} = v_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd1} \\ \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} = v_{sd2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}(\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq2} \\ \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} = v_{sq2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}}(\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd2} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = v_{rd} - \frac{r_r}{L_r}(\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = v_{rq} - \frac{r_r}{L_r}(\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.9)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rd}}{L_r} \right) \cdot L_a \\ \varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rq}}{L_r} \right) \cdot L_a \end{cases} \quad (I.10)$$

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} \right)}$$

I.3.2.2.3- équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit [9] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \quad (I.11)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de *PARK* est donné par [10] :

$$C_{em} = p \cdot [\varphi_{sd1} \cdot isq1 + \varphi_{sd2} \cdot isq2 - \varphi_{sq1} \cdot isd1 - \varphi_{sq2} \cdot isd2] \quad (I.12)$$

I.4. Simulations et interprétations :

➤ A vide

Lors du démarrage à vide, nous remarquons l'importance des courants statoriques qui pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique [2].

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé après une période de 1s à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.33 Nm) lors du fonctionnement à vide. Le flux rotorique atteint la valeur de 1,02 Wb, en régime permanent, le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 1,4 A. La vitesse atteint la vitesse de synchronisme (314 rd/s).

➤ En charge

En appliquant une charge nominale ($C_r=14$ Nm) après un démarrage à vide, nous remarquons que le couple est stabilisé à une valeur de 14.28 Nm, la vitesse chute à 297 rd/sec qui est la vitesse nominale de la machine, les flux rotoriques en quadrature et directes sont directement affectés ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotorique d'autre part.

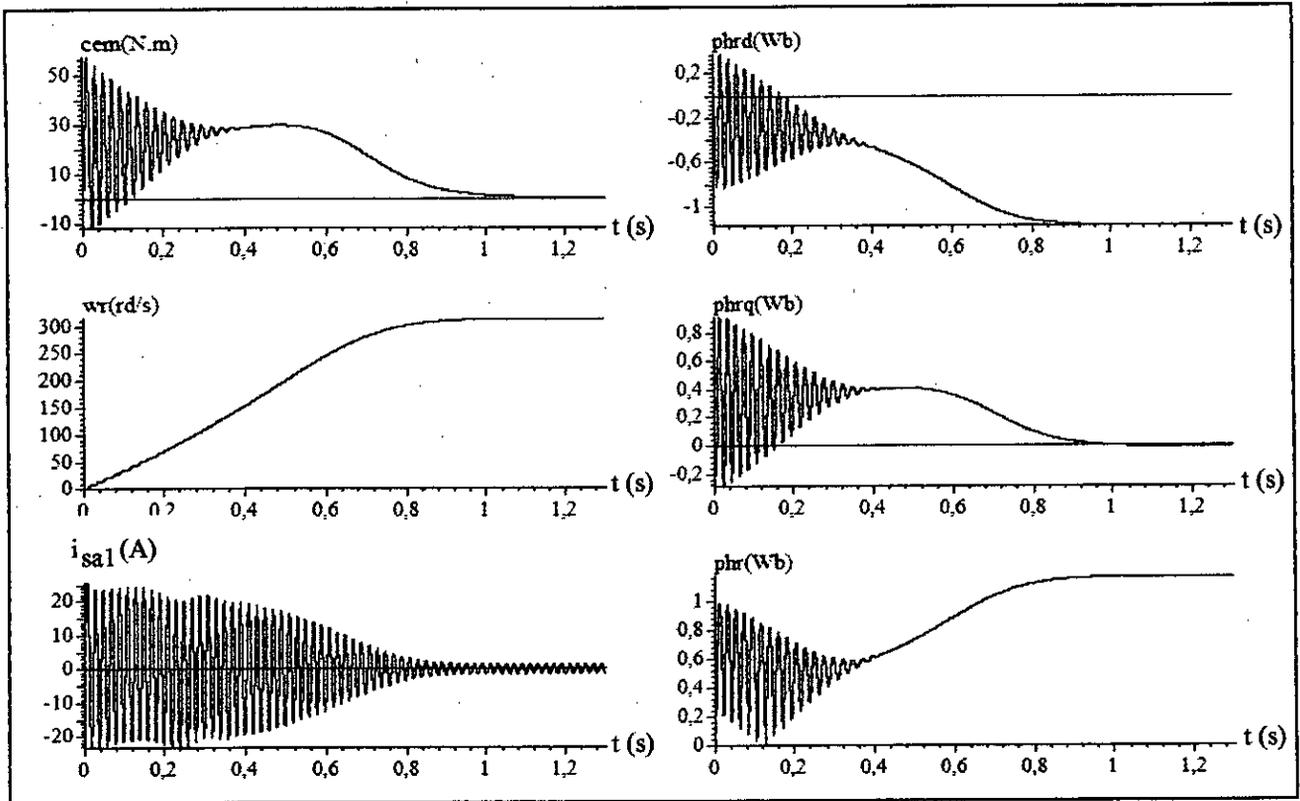


Fig.I.4.a- La conduite de la machine asynchrone double étoile à vide.

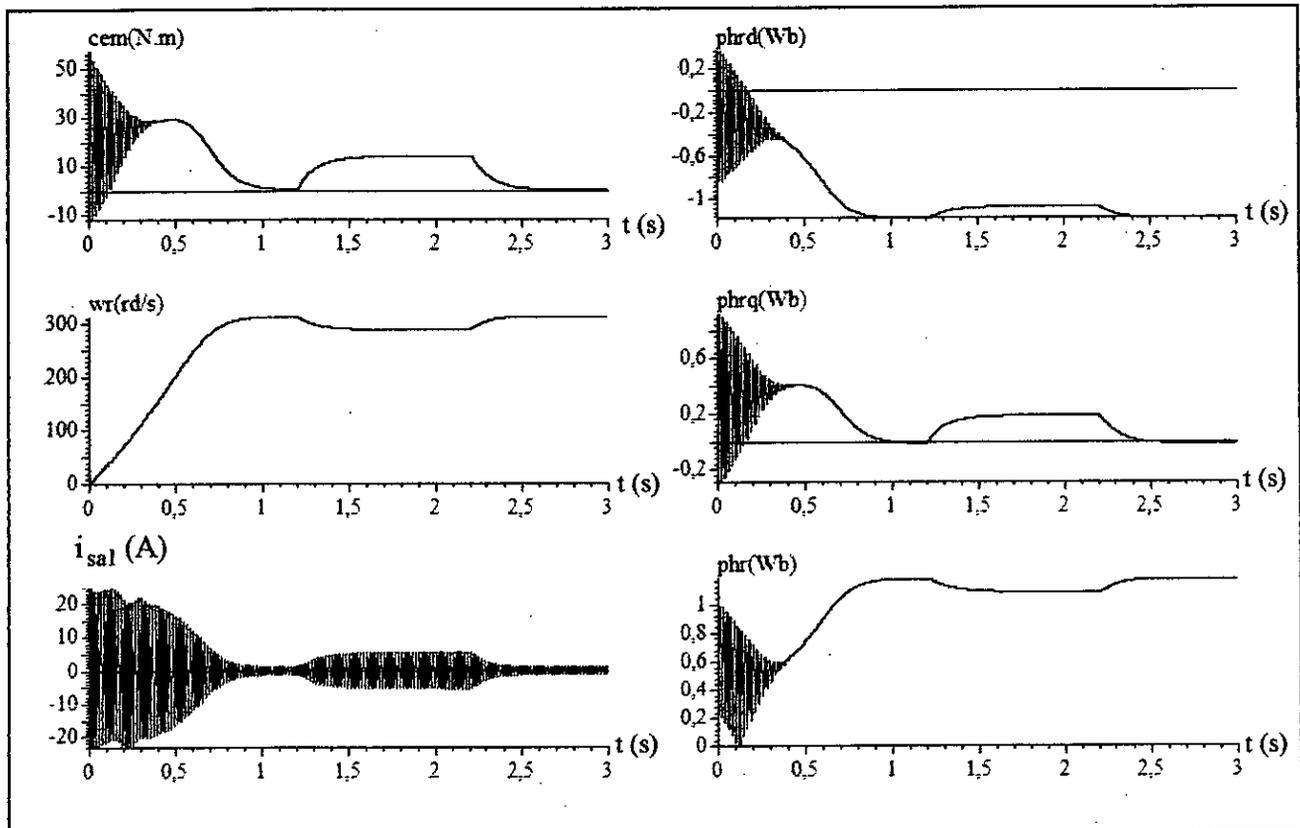


Fig.I.4.b- La conduite de la machine asynchrone double étoile avec application d'une charge ($C_r=C_n=14$ N.m)

I.5. Influence du changement de l'angle de déphasage des tensions d'alimentation δ sur le comportement de la machine asynchrone double étoile.

Dans la partie précédente nous avons pris l'angle de déphasage δ entre les deux systèmes de tension d'alimentation est égale à l'angle de décalage physique γ entre les systèmes de bobines ($\delta = \gamma = 30^\circ$).

Dans ce qui suit nous allons étudier l'influence du changement de l'angle de déphasage δ sur le comportement de la machine asynchrone double étoile en simulant les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine.

☞ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 0^\circ$

Les deux enroulements de la machine asynchrone sont supposés décalées de $\gamma = 30^\circ$, par contre les deux systèmes de tensions d'alimentation étant en phase.

Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine sont représentés à la figure suivante :

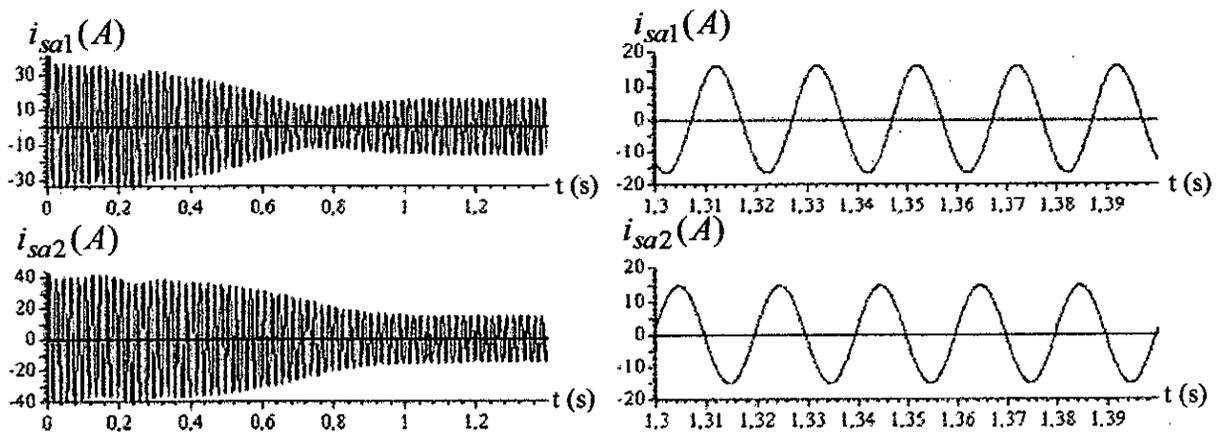


Fig.I.5.a. Les courants i_{sa1} et i_{sa2} permanent et transitoire absorbés par la machine asynchrone double étoile à vide

☞ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 30^\circ$

Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine sont représentés à la figure suivante :

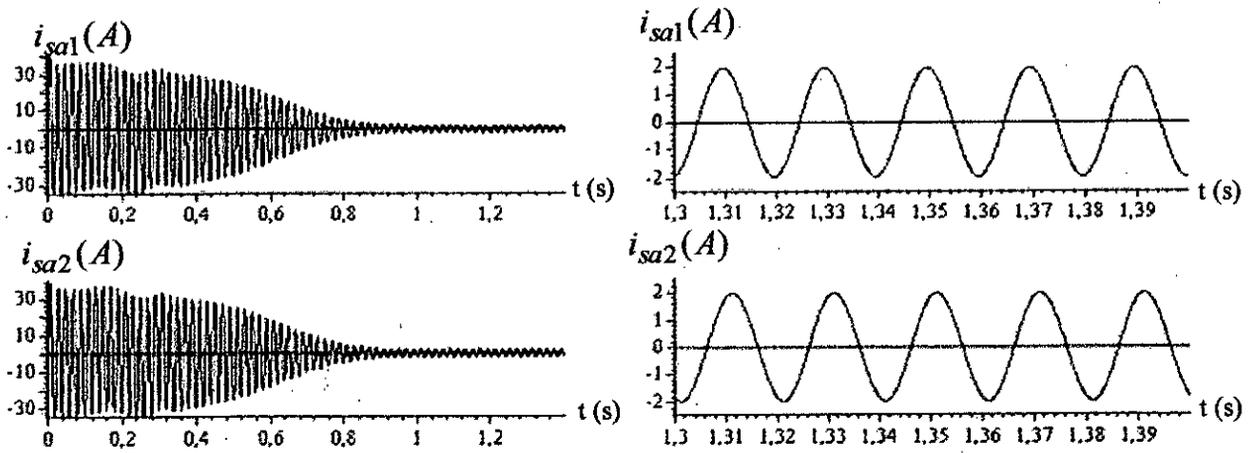


Fig.I.5.b. Les courants i_{sa1} et i_{sa2} permanent et transitoire absorbés par la machine asynchrone double étoile à vide

☞ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 45^\circ$

Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine sont représentés à la figure suivante :

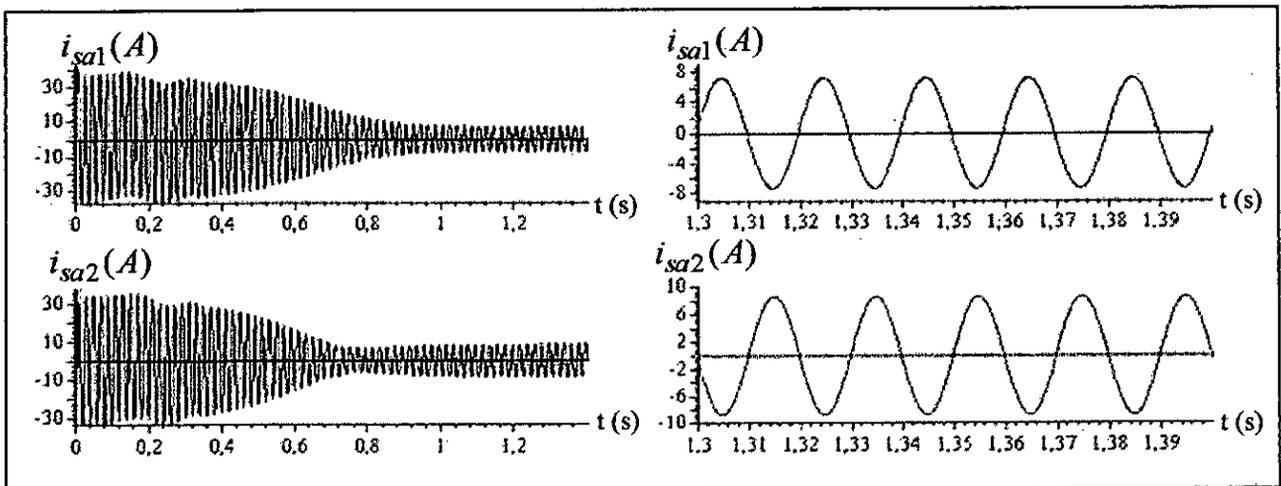


Fig.I.5.c. Les courants i_{sa1} et i_{sa2} permanent et transitoire absorbés par la machine asynchrone double étoile à vide

☞ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 60^\circ$

Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine sont représentés à la figure suivante :

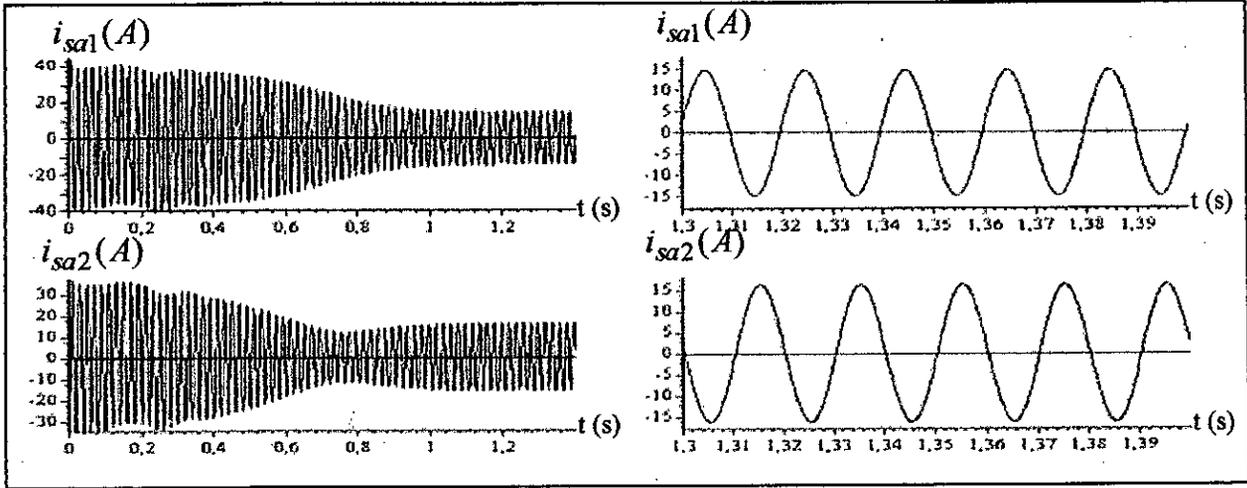


Fig.I.5.d. Les courants i_{sa1} et i_{sa2} permanent et transitoire absorbés par la machine asynchrone double étoile à vide

☞ Alimentation avec un angle de déphasage $\delta = 90^\circ$

Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés par la machine sont représentés à la figure suivante :

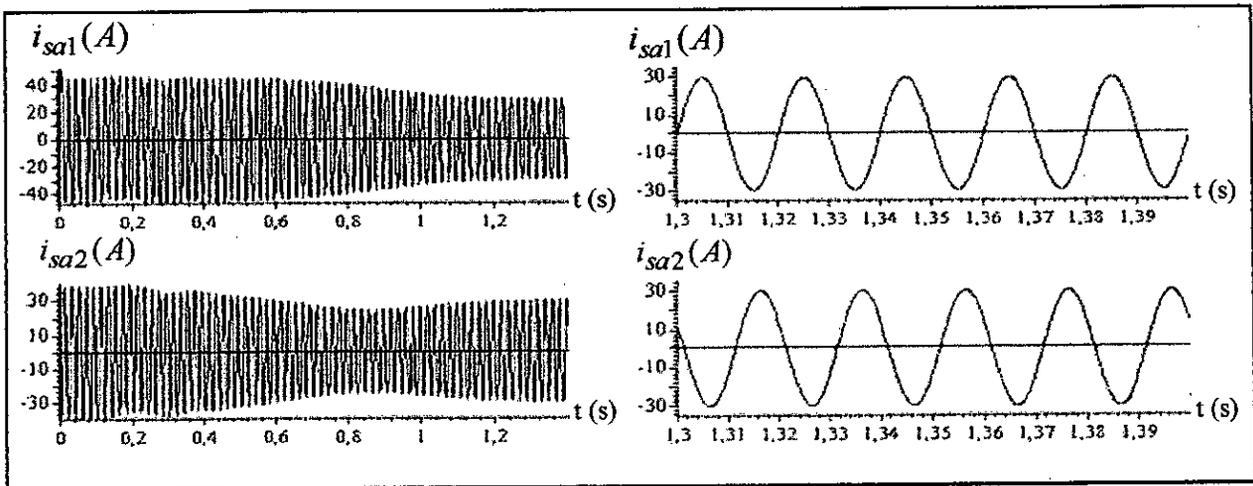


Fig.I.5.e. Les courants i_{sa1} et i_{sa2} permanent et transitoire absorbés par la machine asynchrone double étoile à vide

I.6. Interprétation des résultats :

☞ pour l'angle $\delta = 0^\circ$:

- Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés en régime permanent par la machine sont important et ont des valeurs crête différentes ($i_{sa1} = 16A$, $i_{sa2} = 15A$).

☞ pour l'angle $\delta = 30^\circ$:

- Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés en régime permanent par la machine sont faibles et équilibrés ($i_{sa1} = i_{sa2} = 2A$).

☞ pour l'angle $\delta = 45^\circ$:

- Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés en régime permanent par la machine sont déséquilibrés ($i_{sa1} = 7.5$, $i_{sa2} = 8.5A$).

☞ pour l'angle $\delta = 60^\circ$:

- Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés en régime permanent par la machine sont important et ont des valeurs crête différentes ($i_{sa1} = 15A$, $i_{sa2} = 16A$).

☞ pour l'angle $\delta = 90^\circ$:

- Les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés en régime permanent par la machine sont très important et équilibrés ($i_{sa1} = i_{sa2} = 30A$).

☞ Pour $\delta = \gamma = 30^\circ$ les courants i_{sa1} et i_{sa2} absorbés sont équilibré et faible par rapport aux autres cas étudié.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de *PARK* qui réduit le système d'état électrique de la machine de neuf à six équations.

La machine asynchrone à double étoile est une machine robuste et fiable avec un rendement très élevé qui répond à des critères de performances excellentes que celle de la machine simple car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique, de limiter les harmoniques de courant et d'améliorer le facteur de puissance, de plus en cas de problèmes une marche par demi-moteur est possible.

Enfin, nous avons étudié l'influence du changement de l'angle de déphasage δ sur le comportement de la machine asynchrone double étoile et nous avons montré que les meilleures performances sont obtenues pour la configuration $\delta = \gamma = 30^\circ$.

CHAPITRE II

MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

Introduction

Dans le chapitre précédent, on a élaboré le modèle en tension de la machine asynchrone à double étoile en vue d'une alimentation par un convertisseur statique.

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle «convertisseur matriciel». Ce dernier permet la conversion directe alternative-alternative sans circuit intermédiaire continue caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur-onduleur).

En premier lieu, on présentera son modèle de fonctionnement en utilisant les réseaux de Petri, ensuite on développera son modèle de connaissance et de commande.

II.1. Modèles de fonctionnement et commande du convertisseur matriciel :

II.1.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone double étoile :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur alternatif alternatif direct sans circuit intermédiaire continu. Il permet donc d'obtenir un système triphasé (x_k, y_k, z_k) de tensions variables en fréquence et en amplitude à partir d'un système de tensions fixe du réseau d'alimentation (a_k, b_k, c_k).

Notre convertisseur est constitué de deux convertisseurs matriciels triphasés identiques. Le schéma de principe de ce convertisseur est montré à la figure (Fig.II.1) :

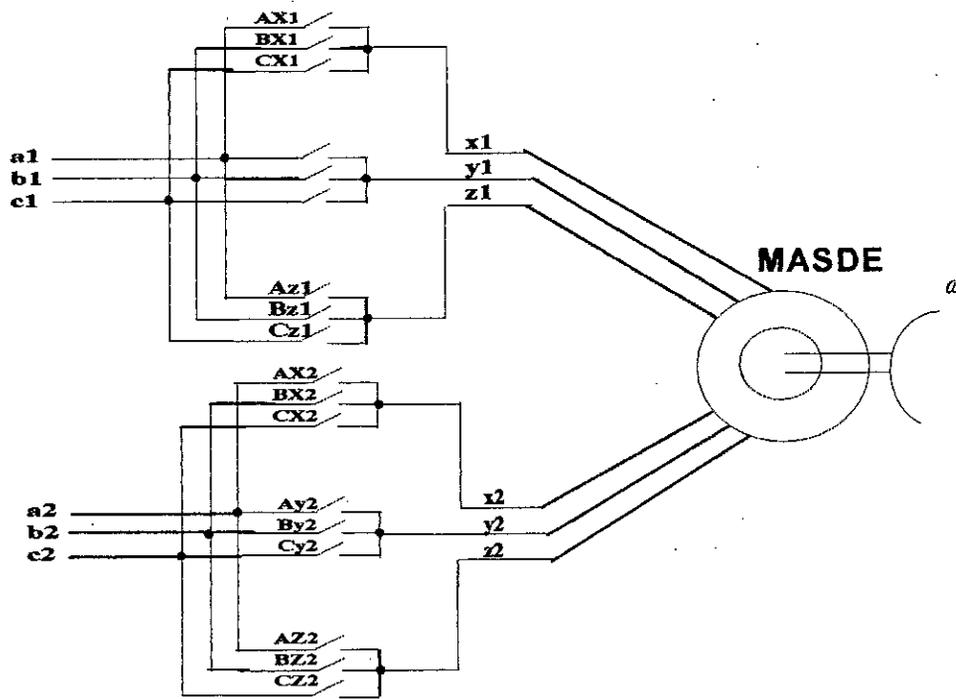


Fig.II.1. Schéma de principe du convertisseur matriciel - MASDE

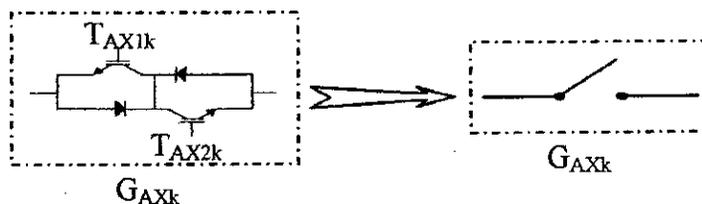


Fig.II.2. Commutateur bidirectionnel équivalent.

Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont modélisés par un seul commutateur bidirectionnel en courant et en tension et par suite le nombre de configurations possibles du convertisseur est largement réduit (Fig.II.2) [3].

Le convertisseur matriciel comme son nom l'indique est constitué d'une matrice (3×3) de neuf commutateurs de puissance bidirectionnel en courant (car la charge bidirectionnel en courant) et bidirectionnel en tension (car la source est bidirectionnel en tension).

La topologie du convertisseur matriciel k montre l'existence de trois cellules de commutations (cellule X_k , cellule Y_k et cellule Z_k). Chaque cellule est formée de trois commutateurs ($k=1,2$).

II.1.2. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel k :

Les cellules de commutation ainsi définies précédemment possèdent une symétrie fonctionnelle, et par suite une symétrie par rapport à la commande [3].

Ainsi l'étude du convertisseur se réduit à celle d'une cellule de commutation (Fig.II.3) :

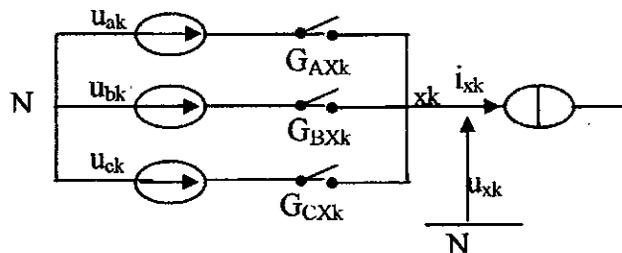


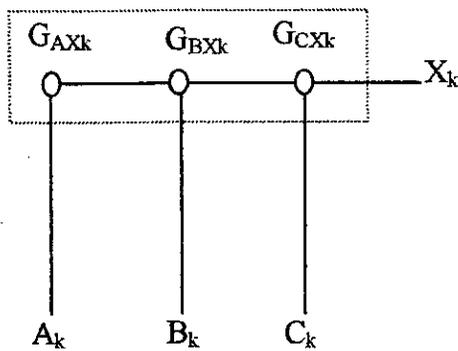
Fig.II.3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

Une cellule de commutation présente quatre configurations possibles (Fig.II.4). Chacune des configurations est caractérisée par des grandeurs électriques comme le montre le tableau II.1.

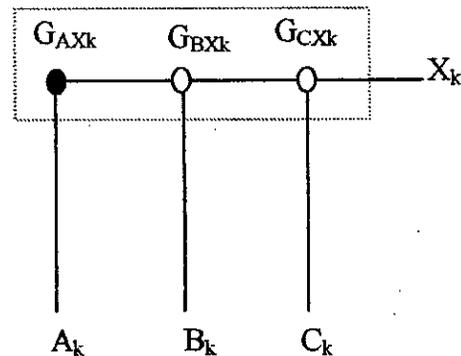
La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$i_{xk} = 0$
E_1	$u_{xk} = u_{ak}$
E_2	$u_{xk} = u_{bk}$
E_3	$u_{xk} = u_{ck}$

Tableau.II.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel k .

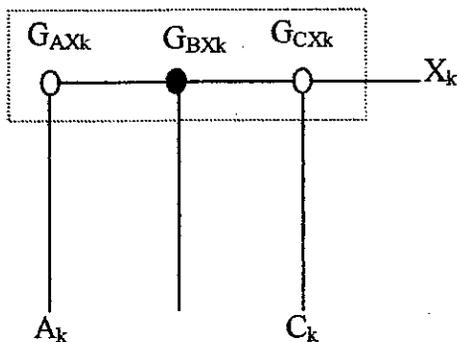
II.1.2.1. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel :



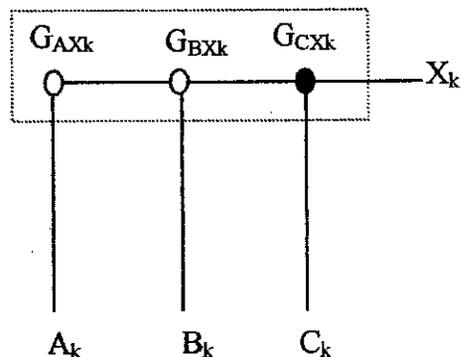
La configuration E₀



La configuration E₁



La configuration E₂



La configuration E₃

- Commutateur fermé
- Commutateur ouvert

Fig.II.4. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel k.

II.1.3. Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel k

Le réseau de Petri associé au fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel k est présenté à la figure (Fig.II.5) :

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N . Ces différentes réceptivités sont données comme suit [3] :

$$R_{01} = (E_0) \& (T_{AXk} = 1)$$

$$R_{02} = (E_0) \& (T_{BXk} = 1)$$

$$R_{03} = (E_0) \& (T_{CXk} = 1)$$

$$R_{10} = (E_1) \& (i_{xk} = 0)$$

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{AXk} = 0) \& (T_{BXk} = 1)$$

$$R_{13} = (E_1) \& (T_{AXk} = 0) \& (T_{CXk} = 1)$$

$$R_{20} = (E_2) \& (i_{xk} = 0)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{BXk} = 0) \& (T_{AXk} = 1)$$

$$R_{23} = (E_2) \& (T_{BXk} = 0) \& (T_{CXk} = 1)$$

$$R_{30} = (E_3) \& (i_{xk} = 0)$$

$$R_{31} = (E_3) \& (T_{CXk} = 0) \& (T_{AXk} = 1)$$

$$R_{32} = (E_3) \& (T_{CXk} = 0) \& (T_{BXk} = 1)$$

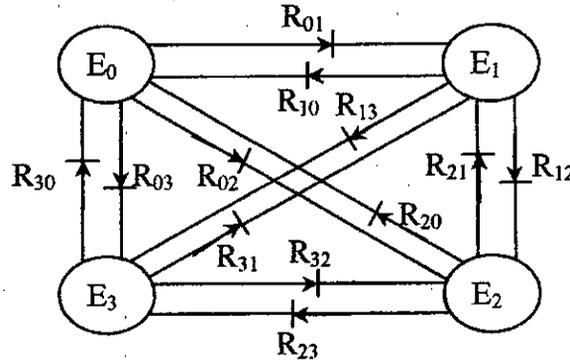


Fig.II.5. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II.2. Modélisation en vue de la commande :

II.2.1. Hypothèses :

- ☞ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- ☞ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II.2.2. Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) [8]. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

II.2.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs :

Nous définissons la fonction de connexion F_{ijk} de chaque interrupteur G_{ijk} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ijk} = 1 & \text{si l'interrupteur } G_{ijk} \text{ est fermé.} \\ F_{ijk} = 0 & \text{si l'interrupteur } G_{ijk} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (II.1)$$

avec $i = A, B, C$ et $j = X, Y, Z$ et $k = 1, 2$

II.2.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction génératrice de connexion F_{ijk}^g des interrupteurs G_{ijk} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue F_{ijk} sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$F_{ijk}^g = \frac{1}{T} \int_0^T F_{ijk}(\tau) d\tau$$

$i = A, B, C$ et $j = X, Y, Z$. (II.2)

avec $0 \leq F_{ijk}^g \leq 1$

II.2.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel k:

– Commande complémentaire :

Afin d'éviter les court-circuits des sources de tension, et pour que le convertisseur matriciel k soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire suivante :

$$T_{AXk} + T_{BXk} + T_{CXk} = 1$$
(II.3)

Avec T_{AXk} la commande externe des transistors T_{AX1k} et T_{AX2k} de l'interrupteur G_{AXk} .

Avec la commande complémentaire ainsi définie et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel k se simplifie de quatre configurations à trois configurations.

Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (Fig.II.6).

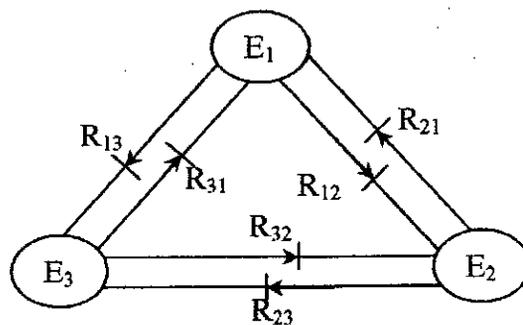


Fig.II.6. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable.

II.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées :

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé.

Avant d'aborder ce paragraphe, nous allons définir les notations suivantes :

- ☞ u_{xk}, u_{yk}, u_{zk} : Tensions simples des phases xk, yk, zk par rapport au neutre N du réseau.
- ☞ v_{xk}, v_{yk}, v_{zk} : Tensions simples des phases xk, yk, zk par rapport au neutre N' de la machine.
- ☞ u_{ak}, u_{bk}, u_{ck} : Tensions simples des phases Ak, Bk, Ck par rapport au neutre N du réseau.

II.2.4.1. Fonction de conversion :

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en générale d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature.

Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion.

On a pour le convertisseur matriciel k :

$$\begin{bmatrix} u_{Xk} \\ u_{Yk} \\ u_{Zk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AXk} & F_{BXk} & F_{CXk} \\ F_{AYk} & F_{BYk} & F_{CYk} \\ F_{AZk} & F_{BZk} & F_{CZk} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Ak} \\ u_{Bk} \\ u_{Ck} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

De même pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_{Xk} \\ i_{Yk} \\ i_{Zk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AXk} & F_{AYk} & F_{AZk} \\ F_{BXk} & F_{BYk} & F_{BZk} \\ F_{CXk} & F_{CYk} & F_{CZk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ak} \\ i_{Bk} \\ i_{Ck} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Pour le convertisseur matriciel k , le vecteur des grandeurs modulées est :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} & u_{yk} & u_{zk} & i_{ak} & i_{bk} & i_{ck} \end{bmatrix}^T$$

Le vecteur des ses grandeurs commutées est :

$$\begin{bmatrix} u_{ak} & u_{bk} & u_{ck} & i_{xk} & i_{yk} & i_{zk} \end{bmatrix}^T$$

Donc, on écrit :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \\ u_{zk} \\ i_{ak} \\ i_{bk} \\ i_{ck} \end{bmatrix} = [N_k(t)] \cdot \begin{bmatrix} u_{ak} \\ u_{bk} \\ u_{ck} \\ i_{xk} \\ i_{yk} \\ i_{zk} \end{bmatrix} \tag{II.6}$$

Avec

$$[N_k(t)] = \begin{bmatrix} F_{AXk} & F_{BXk} & F_{CXk} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AYk} & F_{BYk} & F_{CYk} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZk} & F_{BZk} & F_{CZk} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AXk} & F_{AYk} & F_{AZk} \\ 0 & 0 & 0 & F_{BXk} & F_{BYk} & F_{BZk} \\ 0 & 0 & 0 & F_{CXk} & F_{CYk} & F_{CZk} \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

Après avoir défini la matrice de conversion $[N_k(t)]$ du convertisseur matriciel k , on peut présenter le modèle de connaissance de ce convertisseur en mode totalement commandable comme suit (Fig.II.7) :

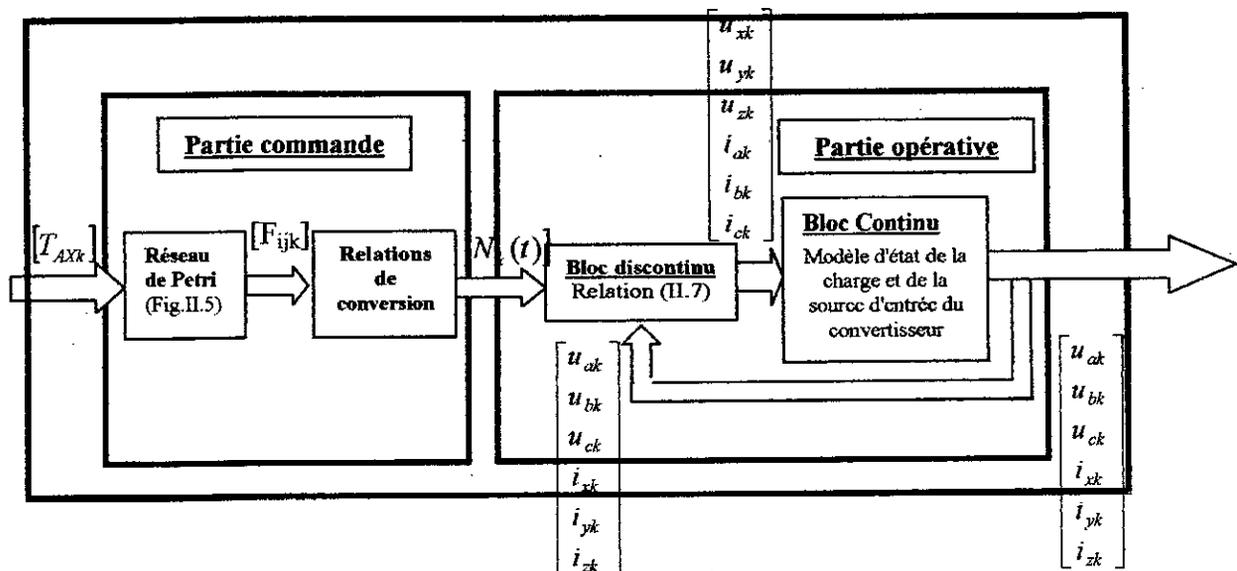


Fig.II.7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel k .

On distingue :

- **La partie commande :** représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du convertisseur matriciel en mode commandable (Fig.II.6). Cette partie génère la matrice de conversion.
- **La partie opérative :** constituée d'un bloc continu et d'un bloc discontinu :
 - Un bloc discontinu : constitue la matrice de conversion (relation II.6) qui contient des fonctions discontinues.
 - Un bloc continu représentant le modèle de la charge et de la source d'alimentation.

II.2.5. Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (Fig.II.6) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

Donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [8]. Pour cela, on a besoin d'introduire la notion de fonctions génératrices de connexion définies précédemment (équation II.2).

On définit la matrice génératrice de conversion $N_k^g(t)$ comme suit :

$$N_k^g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{jt}^{(j+1)T} N_k(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.8})$$

T : la période de commutation des interrupteurs.

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu (relation II.7) par un bloc continu et le modèle ainsi obtenu est un modèle au sens des valeurs moyennes.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \\ u_{zk} \\ i_{ak} \\ i_{bk} \\ i_{ck} \end{bmatrix} = [N_k^g(t)] \cdot \begin{bmatrix} u_{ak} \\ u_{bk} \\ u_{ck} \\ i_{xk} \\ i_{yk} \\ i_{zk} \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

Avec :

$$[N_k^g(t)] = \begin{bmatrix} F_{AXk}^g & F_{BXk}^g & F_{CXk}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AYk}^g & F_{BYk}^g & F_{CYk}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZk}^g & F_{BZk}^g & F_{CZk}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AXk}^g & F_{AYk}^g & F_{AZk}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{BXk}^g & F_{BYk}^g & F_{BZk}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{CXk}^g & F_{CYk}^g & F_{CZk}^g \end{bmatrix} \tag{II.10}$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes ses grandeurs sont continues :

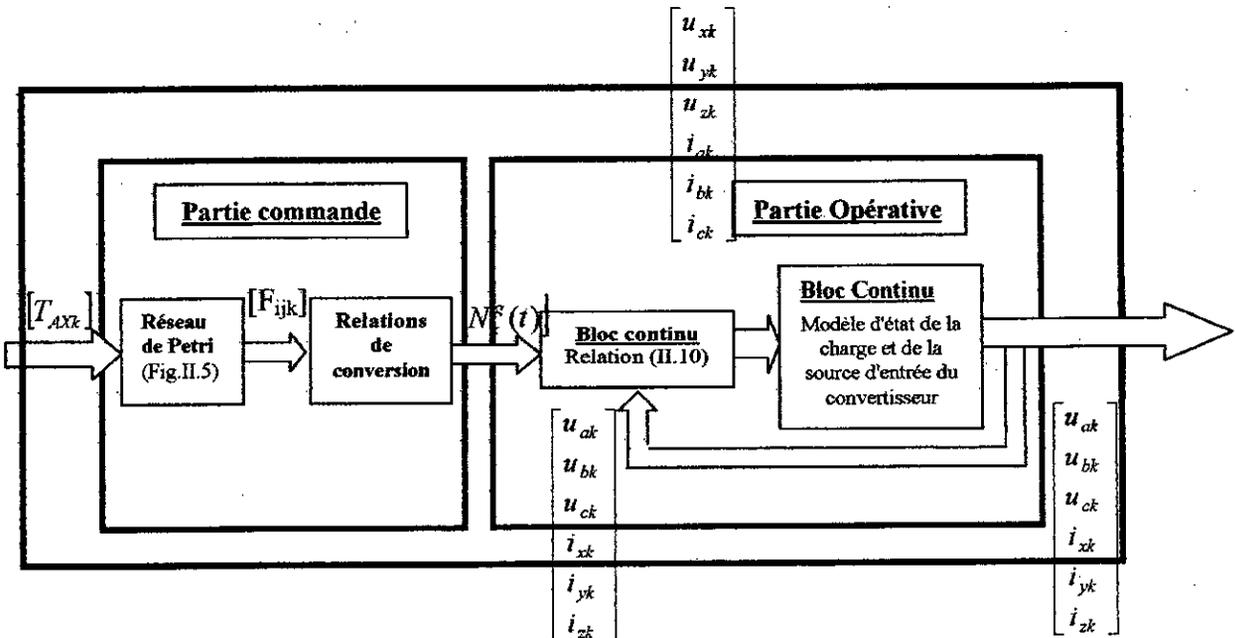


Fig.II.8. Modèle de commande du convertisseur matriciel k.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes configurations d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel k ($k=1, 2$) en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable. On a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel. Ainsi que le choix de la commande complémentaire ainsi définie est justifiée.

En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

CHAPITRE III

STRATEGIES DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS MATRICIELS

Introduction :

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Dans ce chapitre, on étudiera des stratégies de commande MLI pour la commande des convertisseurs matriciels, l'analyse de ces stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie de ces convertisseurs.

Ce chapitre sera composé de trois parties :

1. La modulation MLI à trois intervalles.
2. La modulation subharmonique.
3. La modulation calculée

III.1. Commande du convertisseur matriciel :

Le principe de commande du convertisseur matriciel est basé sur l'analogie avec le convertisseur indirect avec circuit intermédiaire fictive (redresseur-onduleur) [6].

Compte tenu de la topologie du convertisseur matriciel, on ne peut pas réaliser physiquement cette répartition à cause de l'absence du circuit intermédiaire continu.

Comme le convertisseur matriciel possède neuf interrupteurs alors sa commande nécessite neuf fonctions de modulation et celle ci imposent directement la tension de sortie [6].

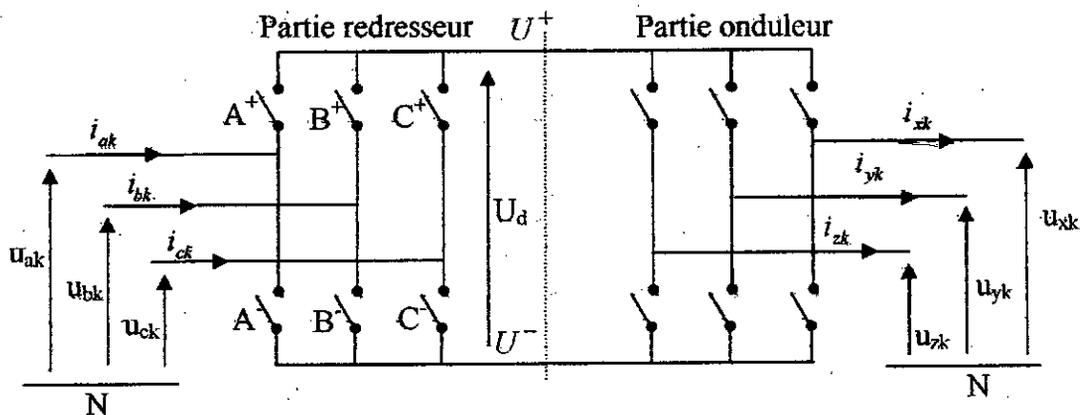


Fig.III.1. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

Le but de l'introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l'ondulation, et par suite le développement séparé des algorithmes de commande [3] [6].

III.1.1. Partie redressement :

Nous avons :

$$U_{dk} = U^+ - U^- \tag{III.1}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix}}_{F_{Rk}} \begin{bmatrix} u_{ak} \\ u_{bk} \\ u_{ck} \end{bmatrix} \tag{III.2}$$

Les tensions d'alimentation triphasées des deux convertisseurs matriciels sont définies par

$$\begin{cases} u_{ak} = U_{imk} \sin(\omega t - (k-1)\delta) \\ u_{bk} = U_{imk} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - (k-1)\delta) \\ u_{ck} = U_{imk} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - (k-1)\delta) \end{cases}$$

Avec $k = 1, 2$ et $\delta = 30^\circ$

Pour le redressement, le spectre des harmoniques des courants d'entrée est très important [6]. D'où la nécessité de trouver une fonction de modulation τ permettant de rendre la forme du courant d'entrée sinusoïdale en gardant constante la puissance équivalente transmise par le circuit intermédiaire fictif [6].

La fonction de modulation τ est donnée par [3] [5] :

$$\tau = \frac{\cos(\Phi - \pi/3)}{\cos(\Phi)} \tag{III.3}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \Phi &= (\omega t)_{\text{mod}(\pi/3)} - \pi/6 \\ 0 &\leq \tau \leq 1 \end{aligned}$$

On a :

$$\begin{cases} U^+ = A^+ u_{ak} + B^+ u_{bk} + C^+ u_{ck} \\ U^- = A^- u_{ak} + B^- u_{bk} + C^- u_{ck} \end{cases} \tag{III.4}$$

En divisant la période du réseau en six intervalles symétriques et en se référant à l'intervalle de $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, les fonctions de redressement sont définis comme suit [3] [5] :

$A^+ = 1$	$B^+ = 0$	$C^+ = 0$
$A^- = 0$	$B^- = 1 - \tau$	$C^- = \tau$

La symétrie des cinq intervalles par rapport à l'intervalle $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ permet d'y étendre les résultats trouvés dans cet intervalle sur toute la période (tableau III.1).

	0	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	2π
A^+	τ	1	$1-\tau$	0	0	0	0	0	0	0	0
B^+	0	0	τ	1	$1-\tau$	0	0	0	0	0	0
C^+	$1-\tau$	0	0	0	τ	1	$1-\tau$	0	0	0	0
A^-	0	0	0	τ	1	$1-\tau$	0	0	0	0	0
B^-	1	$1-\tau$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C^-	0	τ	1	$1-\tau$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau.III.1. valeurs des fonctions de redressement sur toute la période.

La tension intermédiaire fictive U_{dk} sur toute la période est donnée par [3] [5] :

$$U_{dk} = \frac{3U_{mk}}{2 \cos(\Phi)} \tag{III.5}$$

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est donnée par [3] :

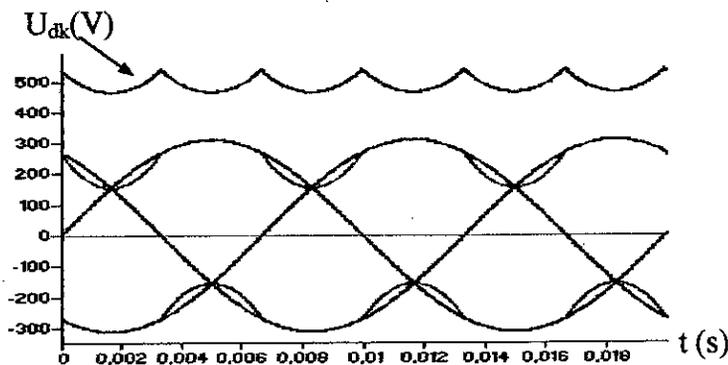


Fig.III.2. La forme de la tension intermédiaire fictive U_{dk}

III.1.2. Partie Ondulation

□ Modulation de la tension intermédiaire fictive :

Tout d'abord, nous définissons les tensions de référence de phase de sortie comme suit :

$$u_{ik_{ref}} = U_{mk} \sin\left(\omega_s t - \frac{2(j-1)\pi}{3} - (k-1)\delta\right)$$

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée par l'équation (III.5) selon [6] :

$$u_{cmik} = \frac{U_{mk}}{\underbrace{U_{dk_{\min}}}_{r_k}} \sin \left(\omega_s t - \frac{2(j-1)\pi}{3} - (k-1)\delta \right) \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad (III.6)$$

Avec :

u_{cmik} : fonctions d'ondulation

U_{mk} : Valeur crête des tensions de référence de phase de sortie.

ω_s : Pulsation des tensions de référence de phase de sortie.

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}(\pi/3)} - \pi/6$$

$i = x, y, z$

$j = 1, 2, 3$

$k = 1, 2$

En se basant sur l'équation (III.2), nous introduisons alors la partie onduleur avec les fonctions de modulation u_{cmk} qui peuvent prendre les valeurs continues entre 0 et 1 [3] [6].

$$\begin{bmatrix} u_{Xk} \\ u_{Yk} \\ u_{Zk} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} u_{cmxk} & (1-u_{cmxk}) \\ u_{cmyk} & (1-u_{cmyk}) \\ u_{cmzk} & (1-u_{cmzk}) \end{bmatrix}}_{F_{0k}} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

En tenant compte du redressement, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} u_{Xk} \\ u_{Yk} \\ u_{Zk} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} u_{cmxk} & (1-u_{cmxk}) \\ u_{cmyk} & (1-u_{cmyk}) \\ u_{cmzk} & (1-u_{cmzk}) \end{bmatrix}}_{F_k^g = F_{0k} \cdot F_{rk}} \begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ak} \\ u_{Bk} \\ u_{Ck} \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

L'identification entre les équations (III.8) et (II.9) et (II.10) développées au chapitre précédent permet de définir les éléments de la matrice de conversion comme suit :

$$\begin{cases} F_{AXk}^g = A^+ u_{cmxk} + A^- (1 - u_{cmxk}) \\ F_{BXk}^g = B^+ u_{cmxk} + B^- (1 - u_{cmxk}) \\ F_{CXk}^g = 1 - (F_{AXk}^g + F_{BXk}^g) \end{cases} \quad (III.9)$$

A partir du système (III.9), nous définissons les signaux de référence τ_{X1k} , τ_{X2k} comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{X1k} = F_{AXk}^g \\ \tau_{X2k} = F_{AXk}^g + F_{BXk}^g \end{cases}$$

Sachant que :

$$F_{AXk}^g + F_{BXk}^g + F_{AZk}^g = 1$$

Les tensions de sortie des convertisseurs matriciels par rapport au neutre de la machine asynchrone double étoile sont comme suit :

$$\begin{cases} v_{Xk} = \frac{1}{3}(2u_{Xk} - u_{Yk} - u_{Zk}) \\ v_{Yk} = \frac{1}{3}(2u_{Yk} - u_{Xk} - u_{Zk}) \\ v_{Zk} = \frac{1}{3}(2u_{Zk} - u_{Xk} - u_{Yk}) \end{cases}$$

III.2. Stratégies de modulation

III.2.1. Stratégie de modulation à trois intervalles :

III.2.1.1. Principe de la stratégie de commande :

Le principe de cette stratégie de commande est le suivant :

Pour chaque phase, on compare deux signaux de commande τ_{x1k} et τ_{x2k} avec une porteuse en dents de scie, et par suite on obtient deux signaux binaires X_{1k} et X_{2k} par phase [5].

Remarque :

Comme le convertisseur matriciel étudié est constitué de deux convertisseurs matriciels triphasés identiques ayant à la sortie deux systèmes triphasés, déphasés entre eux de l'angle δ , alors l'équation de la porteuse pour le convertisseur matriciel k est donné comme suit :

$$U_{pk} = \frac{1}{T_p} \cdot t \quad 0 \leq t \leq T_p \tag{III.10}$$

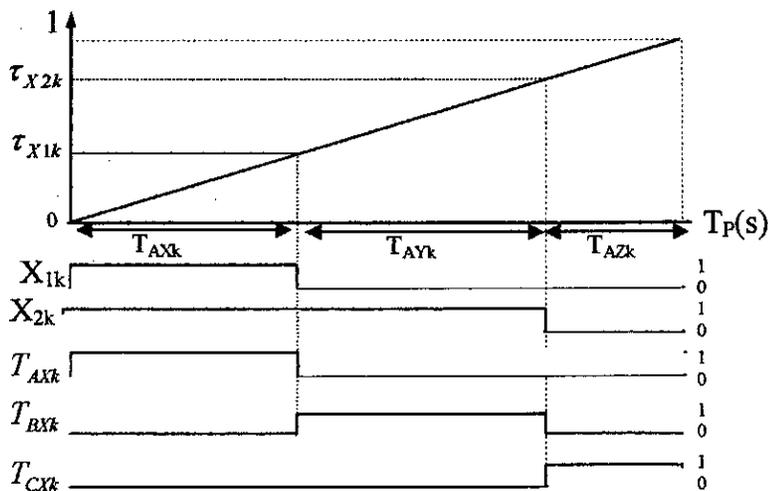


Fig.III.3. Signaux de commande des commutateurs G_{AXk} , G_{BXk} et G_{CXk} .

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres :

- ☞ L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_s de la tension de référence. ($m=f_p/f_s$).
- ☞ Le taux de modulation r_k : c'est le rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence U_{mk} à l'amplitude maximale de la tension de d'entrée U_{imk} . ($r_k=U_{mk}/U_{imk}$).
- ☞ r_{fk} : C'est le rapport de l'amplitude maximale du fondamentale de la tension de sortie du convertisseur matriciel sur l'amplitude maximale de la tension de d'entrée U_{imk}

L'intérêt de la stratégie de modulation à trois intervalles est que :

- ☞ Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie du convertisseur vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.
- ☞ Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

□ Caractéristique de réglage :

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental est linéaire de $r_k=0$ à $0,8$ et le taux d'harmoniques décroît lorsque r_k augmente (Fig.III.4).

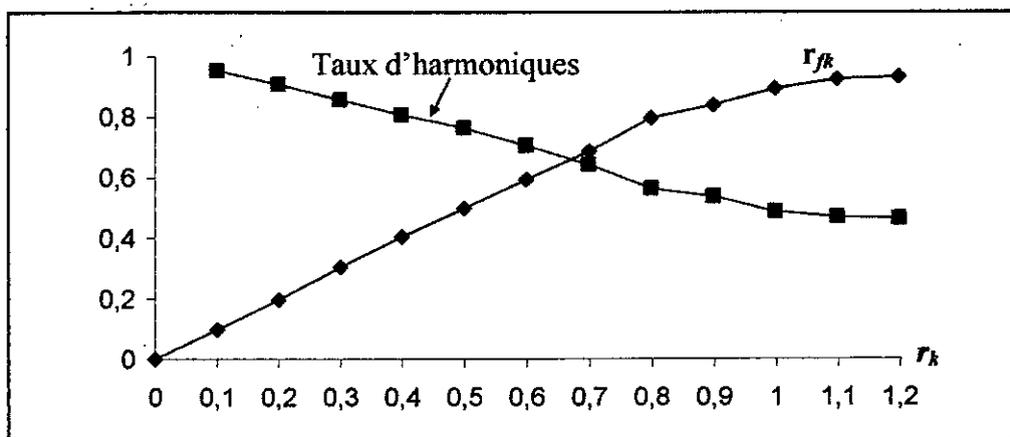


Fig.III.4. Variation du fondamental et du taux d'harmoniques en fonction de r_k ($f_s=50\text{Hz}$, $m=21$)

III.2.1.2. Résultats de simulation

□ Performances de la stratégie de modulation à trois intervalles

Pour cette stratégie de commande, on simule les tensions v_{xk} des phases x_k ($k=1, 2$) (tension par rapport au neutre de la machine asynchrone à double étoile) délivrée par le convertisseur matriciel k ainsi leur spectres d'harmoniques pour les fréquences suivantes : $f_s=25$ Hz et $f_s=50$ Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,8 (Voir **Fig.III.4**) et l'indice de modulation m ($m=21$).

- Pour $f_s=25$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.5)
- Pour $f_s=50$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.6)

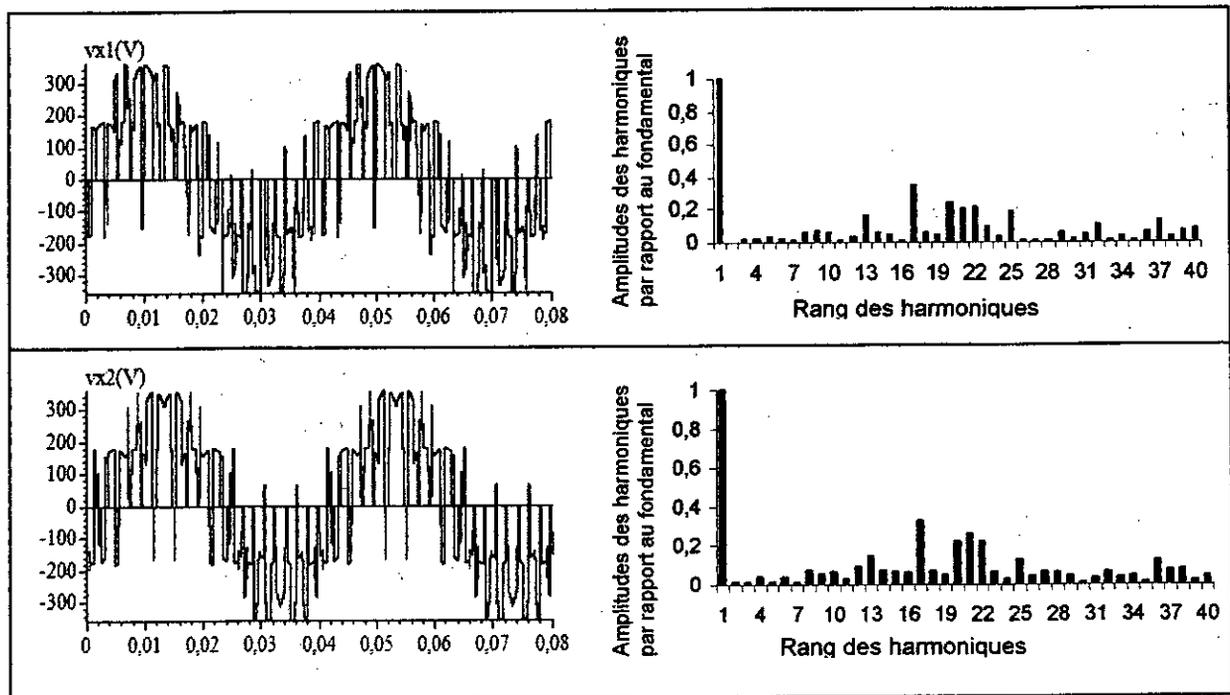


Fig.III.5. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles ($m=21, f_s=25\text{Hz}, r_k=0,8$)

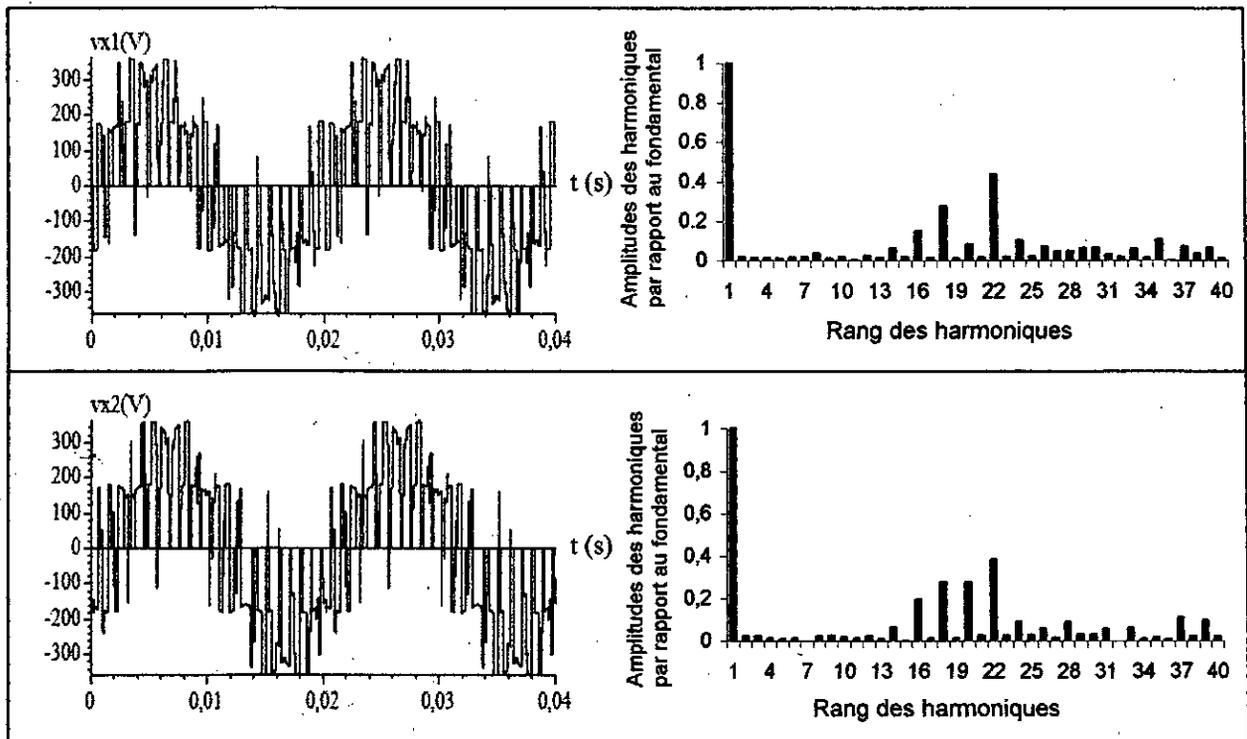


Fig.III.6. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles ($m=21, f_s=50\text{Hz}, r_k=0,8$)

□ Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile :

Pour avoir en sorties des convertisseurs matriciels des tensions telle que l'amplitude maximale de leurs fondamentales égale à $220.\sqrt{2}$ (V) en fixant $r_k=0.8$, il faut avoir à l'entrée des convertisseurs matriciels des tensions d'amplitude maximale égale à $275.\sqrt{2}$ (V)

Nous fixons ($m=21, r_k=0.8, U_{mk} = 275.\sqrt{2}$ (V)), nous simulons pour différentes valeurs de la fréquence de sortie des convertisseurs matriciels ($f_s=25\text{Hz}, f_s=50\text{Hz}$) les grandeurs suivantes :

- ☞ Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)
 - ☞ Le courant statorique i_{x1} (A) et i_{x2} (A) des phases **x1** et **x2** de la MASDE.
 - ☞ Le courant i_{a1} (A) de la phase **a1** du réseau.
 - ☞ La vitesse angulaire ω_r (rd / s) de la MASDE.
- Pour $f_s=25$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.7)
- Pour $f_s=50$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.8)

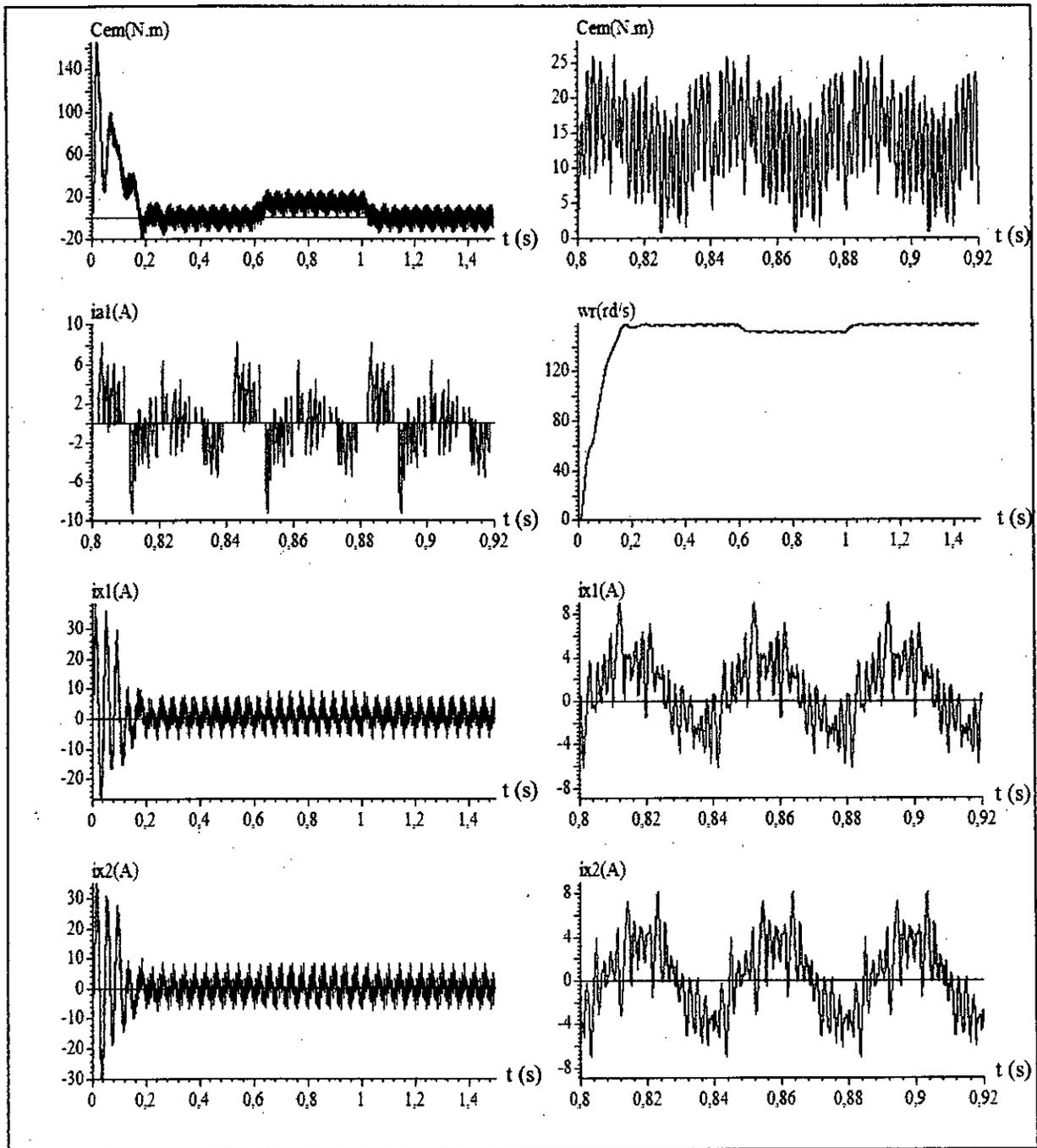


Fig.III.7. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles pour ($m=21$, $f_s=25$ Hz et $r_k=0.8$)

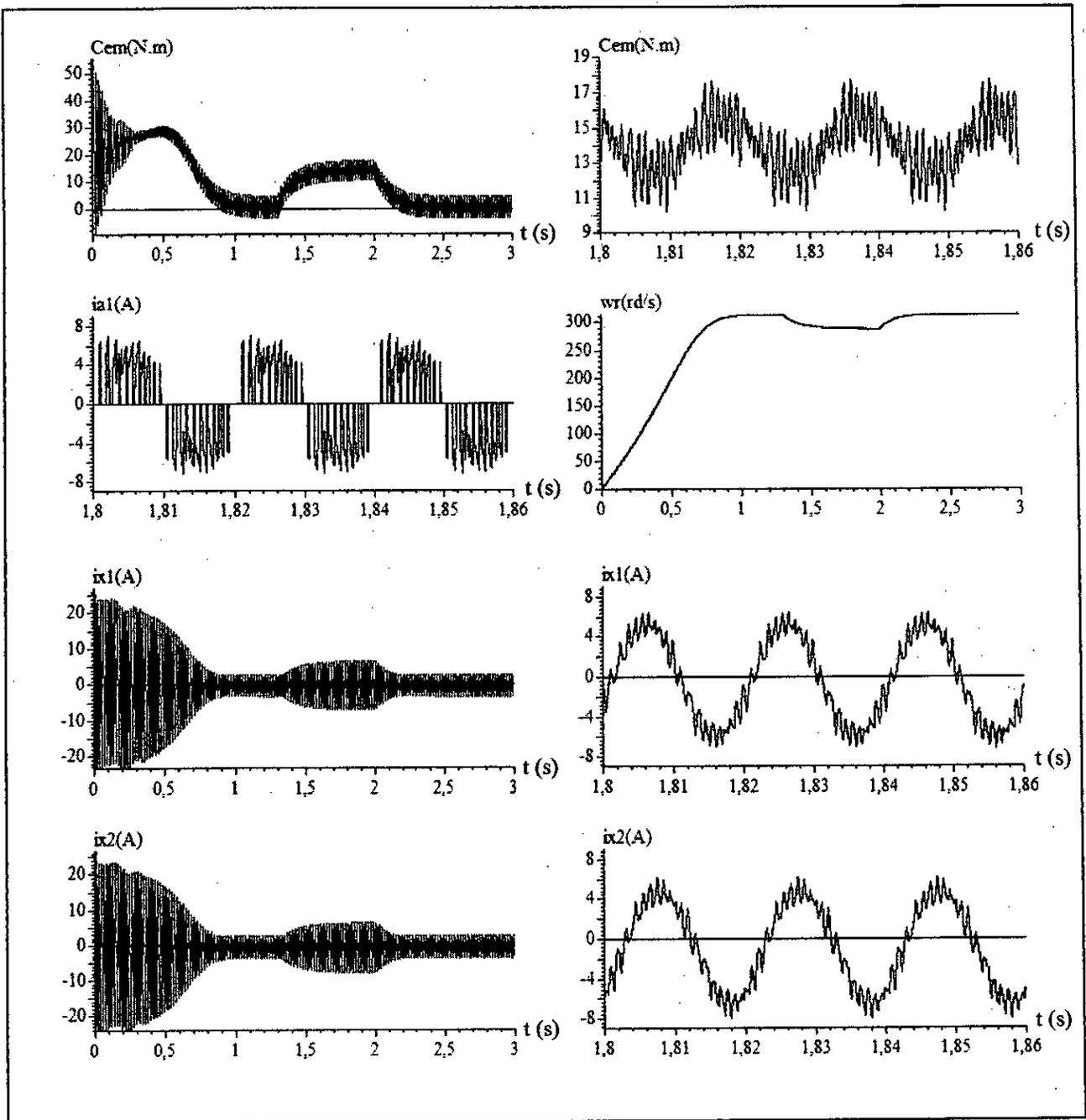


Fig.III.8. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles pour ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r_k=0.8$)

Interprétation des résultats :

Nous constatons que :

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation r_k permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=0,8$ (figure (III.4)).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.
- Lorsque la fréquence des tensions v_{x1} et v_{x2} augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone double étoile augmente.
- Les courants absorbés par la machine asynchrone double étoile sont presque sinusoïdaux.

□ *Fonctionnement des convertisseurs matriciels dans les quatre quadrants :*

Dans ce paragraphe, on va vérifier le fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandées par la stratégie de modulation à trois intervalles. Pour cela, on permute entre les tensions de référence ($v_{y1_{réf}}$ et $v_{z1_{réf}}$) et ($v_{y2_{réf}}$ et $v_{z2_{réf}}$) à un instant t ($t=2$ par exemple) du régime permanent (c-a-d comme si on alimentait la machine par un système de tensions triphasées direct avant $t=2s$ et par un système de tension inverse après $t=2s$) sans oublier de changer le signe de l'angle de déphasage δ entre les deux systèmes de tension au moment de l'inversion.

Les simulations des tensions v_{y1} de la phase Y1 et v_{y2} de la phase Y2 délivrées par les convertisseurs matriciels 1 et 2 et leurs spectres d'harmoniques pour la fréquence $f_s = 50$ Hz.

Les résultats trouvés sont exposés sur les figures (***Fig.III.9.a***), (***Fig.III.9.b***) et (***Fig.III.9.c***).

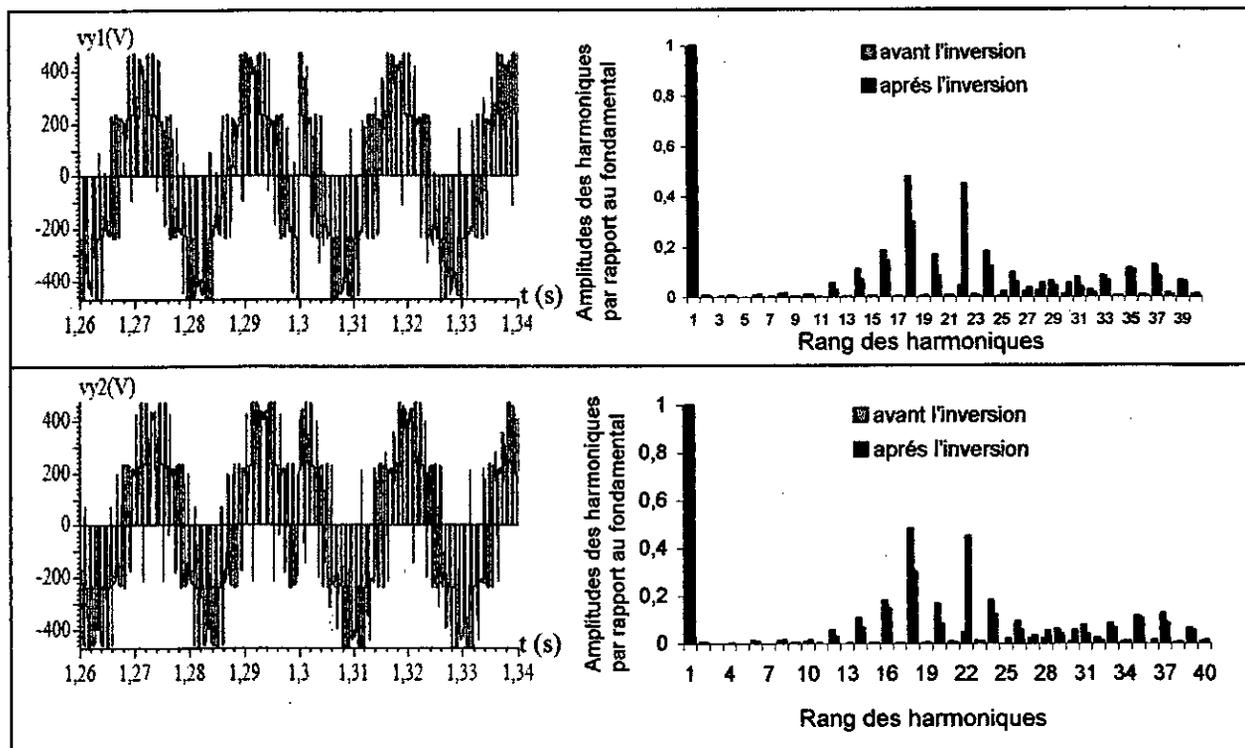


Fig.III.9.a. Caractéristiques des tensions V_{y1} et V_{y2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles avant et après l'inversion ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r_k=0,8$)

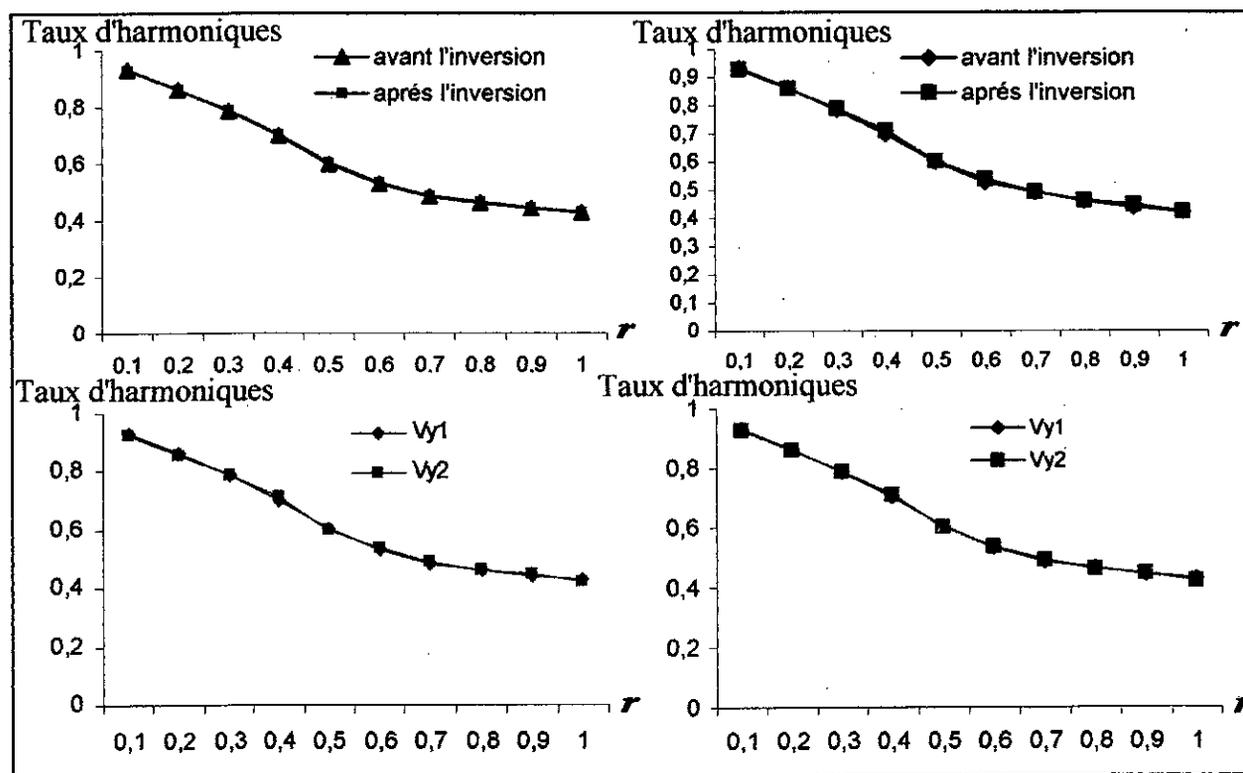


Fig.III.9.b. Variation du taux d'harmoniques en fonction de r_k ($m=21$) des tensions V_{y1} et V_{y2} avant et après l'inversion

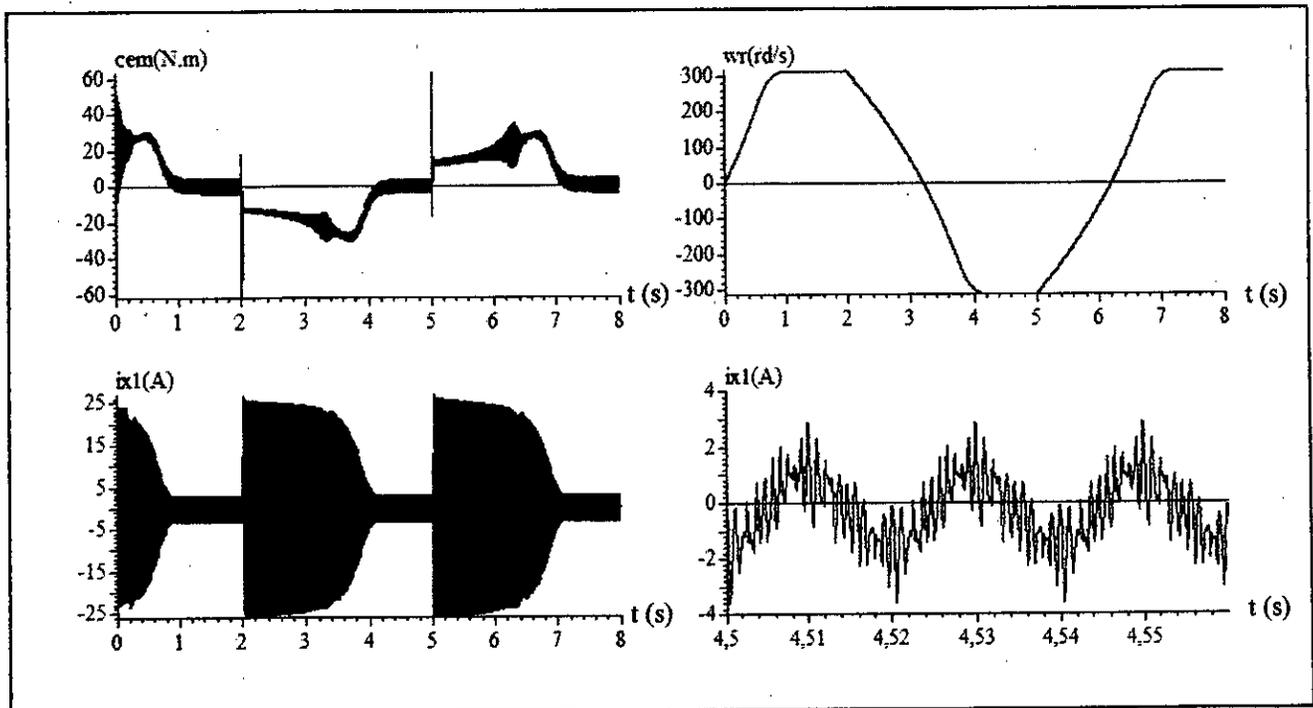


Fig.III.9.c. Performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone double étoile commandé par la stratégie de modulation à trois intervalles pour ($m=21$, $f_s=50\text{Hz}$ et $r_k=0,8$) avant et après l'inversion du sens de rotation

Interprétation

- D'après les figures (*Fig.III.9.a*) et (*Fig.III.9.b*) les spectres et les taux d'harmoniques des tensions v_{y1} et v_{y2} sont presque les mêmes avant et après l'inversion du sens de rotation de la machine asynchrone double étoile. D'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile.

III.2.2. Modulation subharmoniques :

III.2.2.1. Principe de la stratégie de modulation subharmoniques.

Nous définissons à partir des vecteurs de référence u_{xrefk} , u_{yrefk} , u_{zrefk} de la stratégie de modulation à trois intervalles, trois nouveaux vecteurs de référence u_{ref1k} , u_{ref2k} , u_{ref3k} comme suit [3] [11] [31]:

$$\begin{cases} u_{refk1} = u_{xrefk} + V_{0k} \\ u_{refk2} = u_{yrefk} + V_{0k} \\ u_{refk3} = u_{zrefk} + V_{0k} \end{cases}$$

La tension V_{0k} de fréquence $3f_s$ (f_s est la fréquence des tensions des vecteurs de référence délivrées par le convertisseur matriciel k) est donnée par l'expression suivante :

$$V_{0k} = \frac{\text{Max}(u_{xrefk}, u_{yrefk}, u_{zrefk}) + \text{Min}(u_{xrefk}, u_{yrefk}, u_{zrefk})}{2}$$

Les deux porteuses sont les même que dans la stratégie de modulation à trois intervalles.

L'algorithme de commande de cette stratégie est comme celui de la stratégie précédente, la seule différence réside dans le signal de référence.

Le signal de référence de cette stratégie de modulation devient :

$$\begin{cases} u_{xrefk} = \frac{u_{refk1}}{U_{dk \min}} \cos \Phi + \frac{1}{2} \\ u_{yrefk} = \frac{u_{refk2}}{U_{dk \min}} \cos \Phi + \frac{1}{2} \\ u_{zrefk} = \frac{u_{refk3}}{U_{dk \min}} \cos \Phi + \frac{1}{2} \end{cases}$$

$$\text{Avec } \Phi = (\omega t)_{\text{mod}} \left(\frac{\pi}{3} \right) - \frac{\pi}{6}$$

□ Caractéristique de réglage :

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental est linéaire de $r_k=0$ à $0,9$ et le taux d'harmoniques décroît lorsque r_k augmente (Fig.III.10).

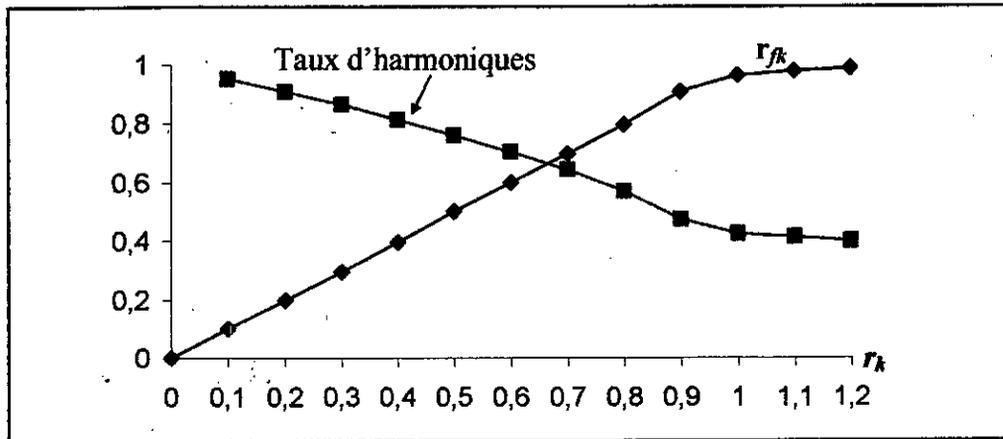


Fig.III.10. Variation du fondamental et du taux d'harmoniques en fonction de r_k ($f_s=50\text{Hz}$, $m=21$)

III.2.2.2. Résultats de simulations

▪ Performances de la stratégie de modulation subharmoniques

Pour cette stratégie de commande, on simule les tensions v_{xk} des phases x_k ($k=1, 2$) (tension par rapport au neutre de la machine asynchrone à double étoile) délivrée par le convertisseur matriciel k ainsi leur spectres d'harmoniques pour les fréquences suivantes :

$f_s=25$ Hz, $f_s=50$ Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur $0,8$ et l'indice de modulation m ($m=21$).

- Pour $f_s=25$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.11)
- Pour $f_s=50$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.12)

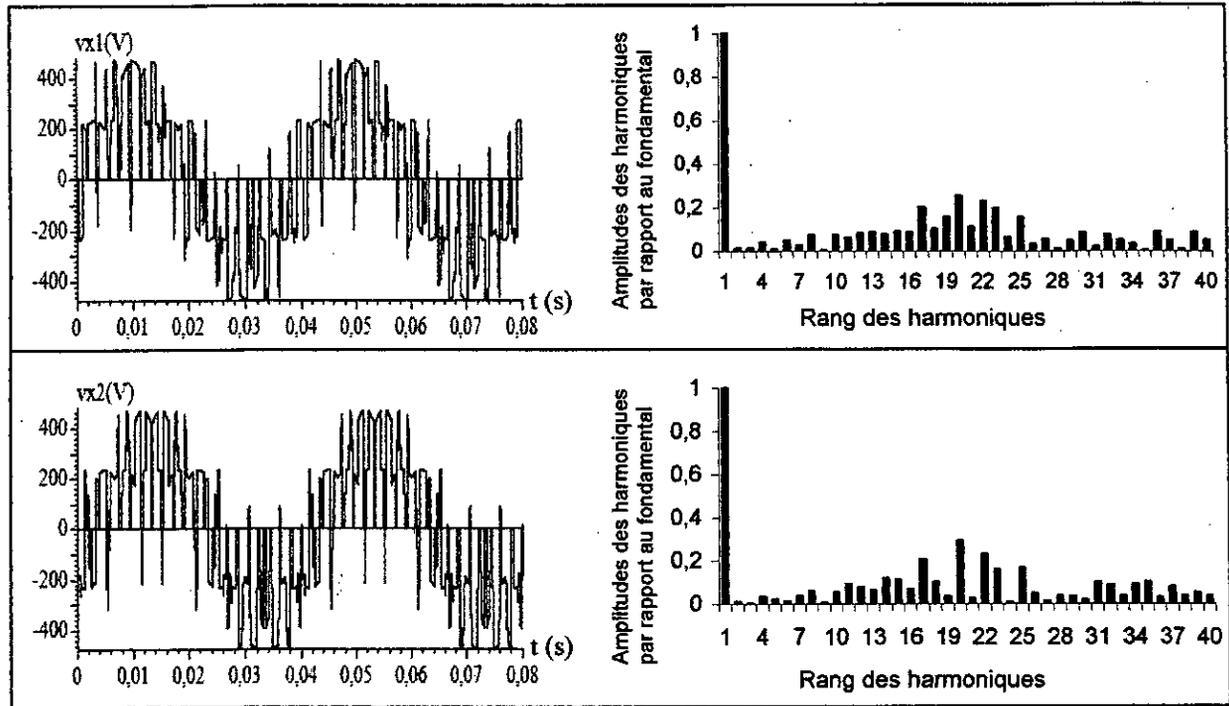


Fig.III.11. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie de modulation subharmonique ($m=21, f_s=25\text{Hz}$ et $r_k=0,8$)

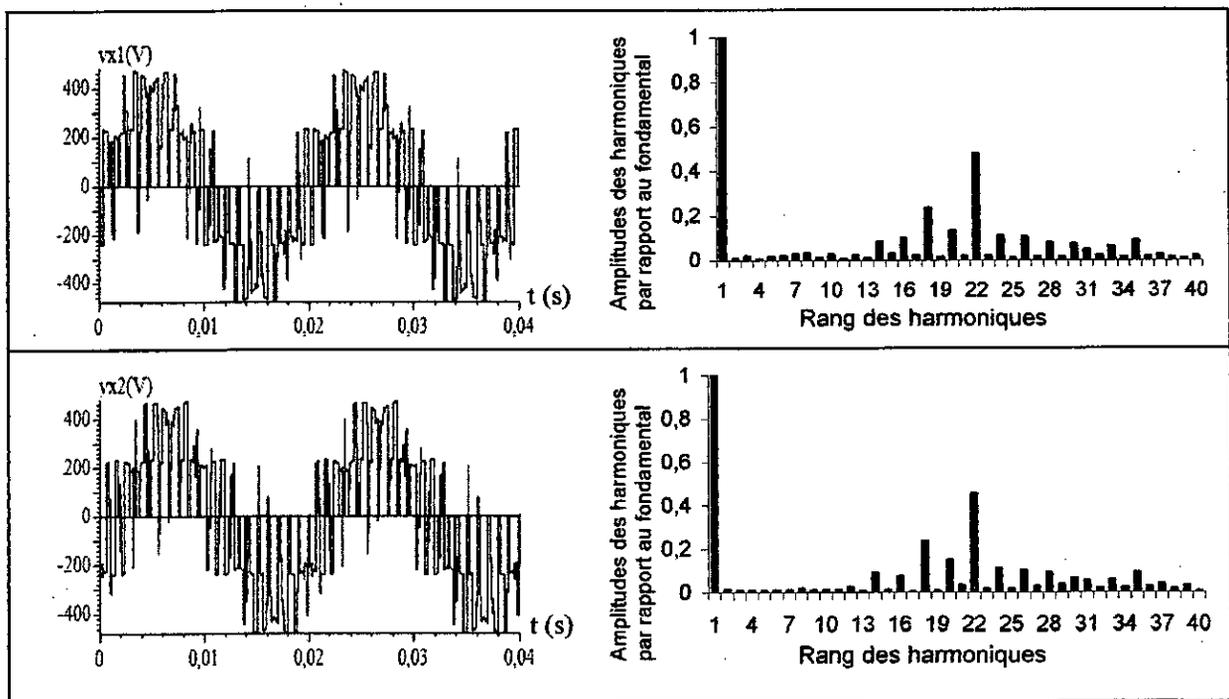


Fig.III.12. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie de modulation subharmonique ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r_k=0,8$)

□ **Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile :**

Nous fixons ($m=21$, $r=0,8$, $U_{mk} = 275 \cdot \sqrt{2}$ (V)), nous simulons pour différentes valeurs de la fréquence de sortie des convertisseurs matriciels ($f_s=25\text{Hz}$, $f_s=50\text{Hz}$) les grandeurs suivantes :

- ☞ Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)
 - ☞ Le courant statorique i_{x1} (A) et i_{x2} (A) des phases x1 et x2 de la MASDE.
 - ☞ Le courant i_a (A) de la phase A du réseau.
 - ☞ La vitesse angulaire ω_r (rd / s) de la MASDE.
- Pour $f_s=25$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.13)
- Pour $f_s=50$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.14)

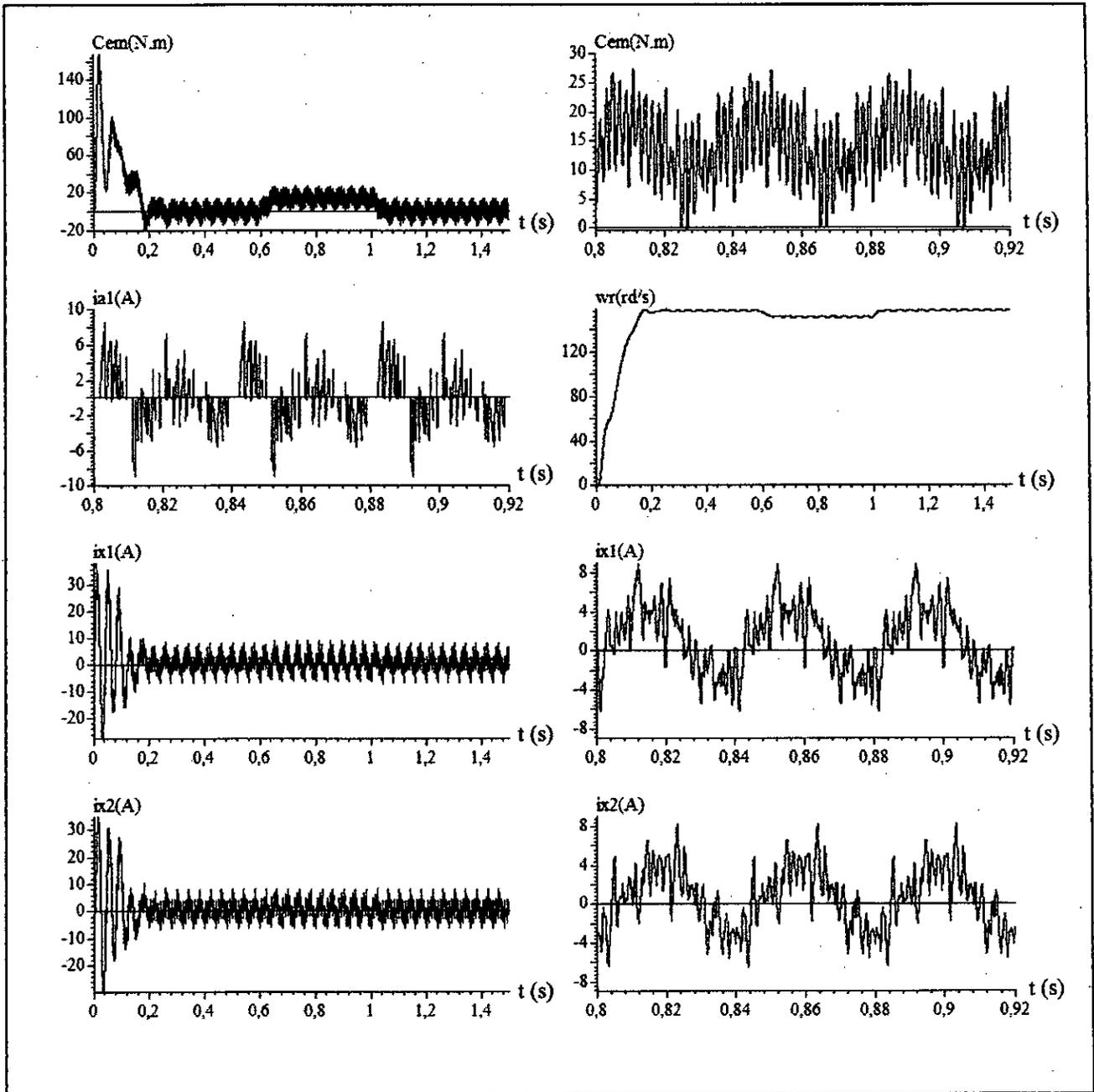


Fig.III.13. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandé par la stratégie de modulation sous-harmoniques pour ($m=21$, $f_s=25Hz$ et $r_k=0,8$)

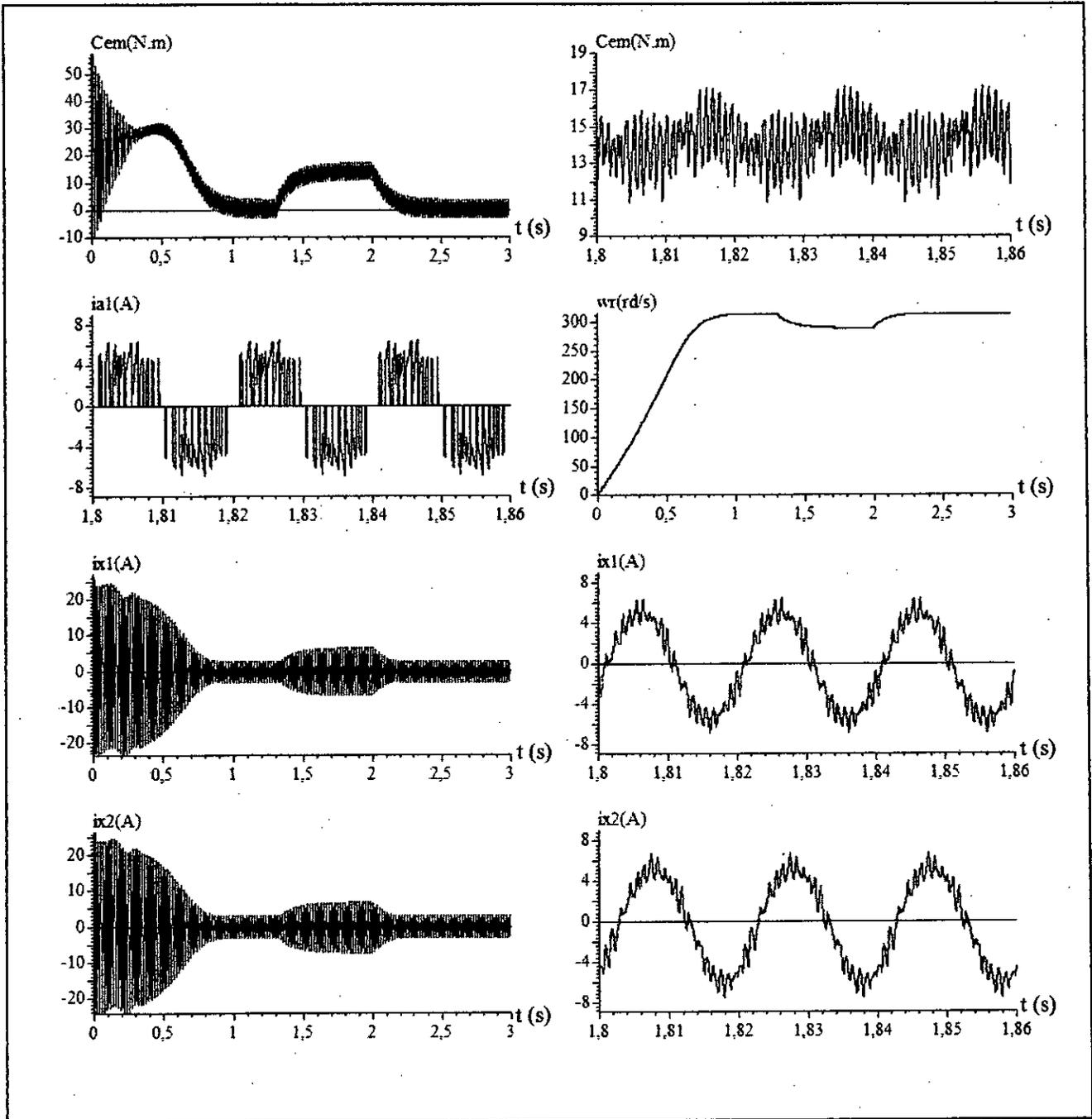


Fig.III.14. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandé par la stratégie de modulation sous-harmoniques pour ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r=0,8$)

Interprétation des résultats :

Nous constatons que :

- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=0,9$ (Figure (III.10)).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.
- Lorsque la fréquence des tensions v_{x1} et v_{x2} augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone double étoile augmente.
- Les courants absorbés par la machine asynchrone double étoile sont presque sinusoïdaux.

III.2.3. Stratégie de modulation MLI Calculée

Dans ce paragraphe, nous proposons une stratégie MLI utilisant le modèle de commande du convertisseur matriciel.

III.2.3.1. Fonctions génératrices de connexion :

Les tensions de sortie du convertisseur doivent suivre des tensions de référence imposées au paravent.

Soient u_{ak}, u_{bk} et u_{ck} les tensions d'alimentation du convertisseur k

$$\begin{cases} u_{ak} = U_{imk} \sin(\omega t - (k-1)\delta) \\ u_{bk} = U_{imk} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - (k-1)\delta\right) \\ u_{ck} = U_{imk} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - (k-1)\delta\right) \end{cases}$$

Soient u_{xrefk}, u_{yrefk} et u_{zrefk} les tensions de référence de sortie du convertisseur définie :

$$\begin{cases} u_{xrefk} = U_{mk} \sin(\omega_s t - (k-1)\delta) = r_k U_{imk} \sin(\omega_s t - (k-1)\delta) \\ u_{yrefk} = U_{mk} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - (k-1)\delta\right) = r_k U_{imk} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - (k-1)\delta\right) \\ u_{zrefk} = U_{mk} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - (k-1)\delta\right) = r_k U_{imk} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - (k-1)\delta\right) \end{cases}$$

Avec

r_k : Taux de modulation

ω_s : Pulsation des tensions de référence de phase de sortie.

Les expressions des tensions du convertisseur s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \\ u_{zk} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{AXk}^g & F_{BXk}^g & F_{CXk}^g \\ F_{AYk}^g & F_{BYk}^g & F_{CYk}^g \\ F_{AZk}^g & F_{BZk}^g & F_{CZk}^g \end{bmatrix}}_{F_k^g} \begin{bmatrix} u_{ak} \\ u_{bk} \\ u_{ck} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{AXk}^g + F_{BXk}^g + F_{CXk}^g = 1 \\ F_{AYk}^g + F_{BYk}^g + F_{CYk}^g = 1 \\ F_{AZk}^g + F_{BZk}^g + F_{CZk}^g = 1 \end{cases}$$

Le système (III.11) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_{xk} - u_{ck} = F_{AXk}^g (u_{ak} - u_{ck}) + F_{BXk}^g (u_{bk} - u_{ck}) \\ u_{yk} - u_{ck} = F_{AYk}^g (u_{ak} - u_{ck}) + F_{BYk}^g (u_{bk} - u_{ck}) \\ u_{zk} - u_{ck} = F_{AZk}^g (u_{ak} - u_{ck}) + F_{BZk}^g (u_{bk} - u_{ck}) \end{cases}$$

Soit :

$$\begin{cases} V_k^+ = \max(u_{ak}, u_{bk}, u_{ck}) \\ V_k^- = \min(u_{ak}, u_{bk}, u_{ck}) \end{cases}$$

Trois cas se présentent alors :

- $V_k^- < u_{ak} < V_k^+ \Rightarrow F_{AXk}^g = F_{AYk}^g = F_{AZk}^g = 0$
- $V_k^- < u_{bk} < V_k^+ \Rightarrow F_{BXk}^g = F_{BYk}^g = F_{BZk}^g = 0$
- $V_k^- < u_{ck} < V_k^+ \Rightarrow F_{CXk}^g = F_{CYk}^g = F_{CZk}^g = 0$

Les différentes expressions de la matrice de conversion F_k^g ($k=1$) sont données par le tableau (Tableau III.1) :

III.2.3.2. Principe de la stratégie de modulation calculée

Pour déterminer les fonctions de connexion discontinue constituant les éléments de la matrice de conversion F_k qui attaquent les commutateurs des convertisseurs matriciels, il faut comparer les fonctions génératrices (constituant la matrice de conversion F_k^g) à des porteuses.

Il existe différentes porteuses :

1. Porteuse triangulaire :

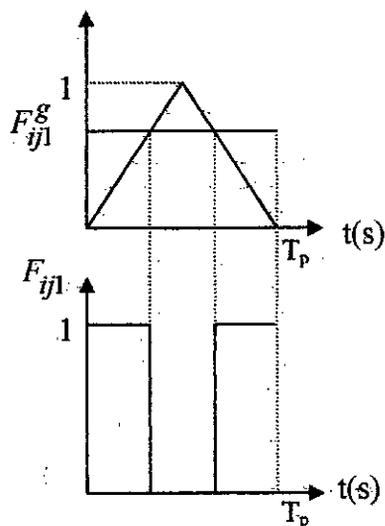


Fig.III.15. Porteuse triangulaire

2. Porteuse en dent de scie

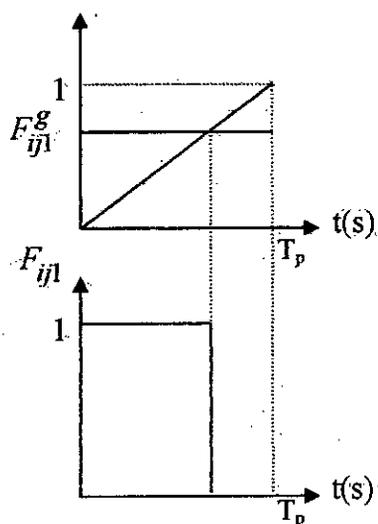


Fig.III.16. Porteuse dent de scie

Intervalles	$V_1^- < u_{i1} < V_1^+$ $i = a, b, c$	$F_{AX1}^g, F_{AY1}^g, F_{AZ1}^g$	$F_{BX1}^g, F_{BY1}^g, F_{BZ1}^g$	$F_{CX1}^g, F_{CY1}^g, F_{CZ1}^g$
$\left[0, \frac{\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{11\pi}{6}, 2\pi\right]$	u_{a1}	$F_{AX1}^g = 0$ $F_{AY1}^g = 0$ $F_{AZ1}^g = 0$	$F_{BX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{c1}}{u_{b1} - u_{c1}}$ $F_{BY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{c1}}{u_{b1} - u_{c1}}$ $F_{BZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{c1}}{u_{b1} - u_{c1}}$	$F_{CX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{b1}}{u_{c1} - u_{b1}}$ $F_{CY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{b1}}{u_{c1} - u_{b1}}$ $F_{CZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{b1}}{u_{c1} - u_{b1}}$
$\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right]$	u_{b1}	$F_{AX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{c1}}{u_{a1} - u_{c1}}$ $F_{AY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{c1}}{u_{a1} - u_{c1}}$ $F_{AZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{c1}}{u_{a1} - u_{c1}}$	$F_{BX1}^g = 0$ $F_{BY1}^g = 0$ $F_{BZ1}^g = 0$	$F_{CX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{a1}}{u_{c1} - u_{a1}}$ $F_{CY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{a1}}{u_{c1} - u_{a1}}$ $F_{CZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{a1}}{u_{c1} - u_{a1}}$
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right] \cup$ $\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	u_{c1}	$F_{AX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{b1}}{u_{a1} - u_{b1}}$ $F_{AY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{b1}}{u_{a1} - u_{b1}}$ $F_{AZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{b1}}{u_{a1} - u_{b1}}$	$F_{BX1}^g = \frac{u_{xref1} - u_{a1}}{u_{b1} - u_{a1}}$ $F_{BY1}^g = \frac{u_{yref1} - u_{a1}}{u_{b1} - u_{a1}}$ $F_{BZ1}^g = \frac{u_{zref1} - u_{a1}}{u_{b1} - u_{a1}}$	$F_{CX1}^g = 0$ $F_{CY1}^g = 0$ $F_{CZ1}^g = 0$

Tableau.III.1.Expressions des fonctions génératrices de conversion

Cette stratégie de modulation est caractérisée par :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence. ($m=f_p/f$).
- Le taux de modulation r_k : c'est le rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence U_{mk} sur l'amplitude maximale de la tension d'alimentation U_{imk}

$$\left(r = \frac{U_{mk}}{U_{imk}} \right).$$

- r_{jk} : c'est le rapport de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie du convertisseur sur l'amplitude maximale de la tension d'alimentation U_{imk} .

Dans ce qui suit, nous choisissons la porteuse triangulaire car c'est elle qui génère le moins d'harmonique [4].

□ Caractéristique de réglage :

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental est linéaire de $r_k = 0$ à 1 et le taux d'harmoniques décroît lorsque r_k augmente (Fig.III.17).

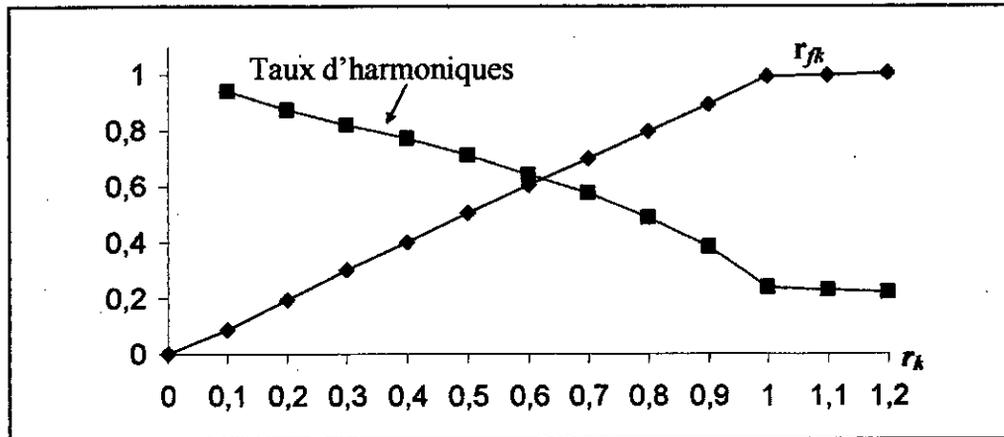


Fig.III.17. Variation du fondamental et du taux d'harmoniques en fonction de r_k ($f_s=50\text{Hz}$ $m=21$)

III.2.3.3. Résultats de simulations

➤ Performances de la stratégie de modulation calculée

Pour cette stratégie de commande, on simule les tensions v_{xk} des phases x_k ($k=1, 2$) (tensions par rapport au neutre de la machine asynchrone à double étoile) délivrée par le convertisseur matriciel k ainsi leur spectres d'harmoniques pour les fréquences suivantes : $f_s = 25$ Hz, $f_s = 50$ Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,8 et l'indice de modulation m ($m=21$).

- Pour $f_s = 25$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.18)
- Pour $f_s = 50$ Hz, les courbes sont données par les figures (III.19)

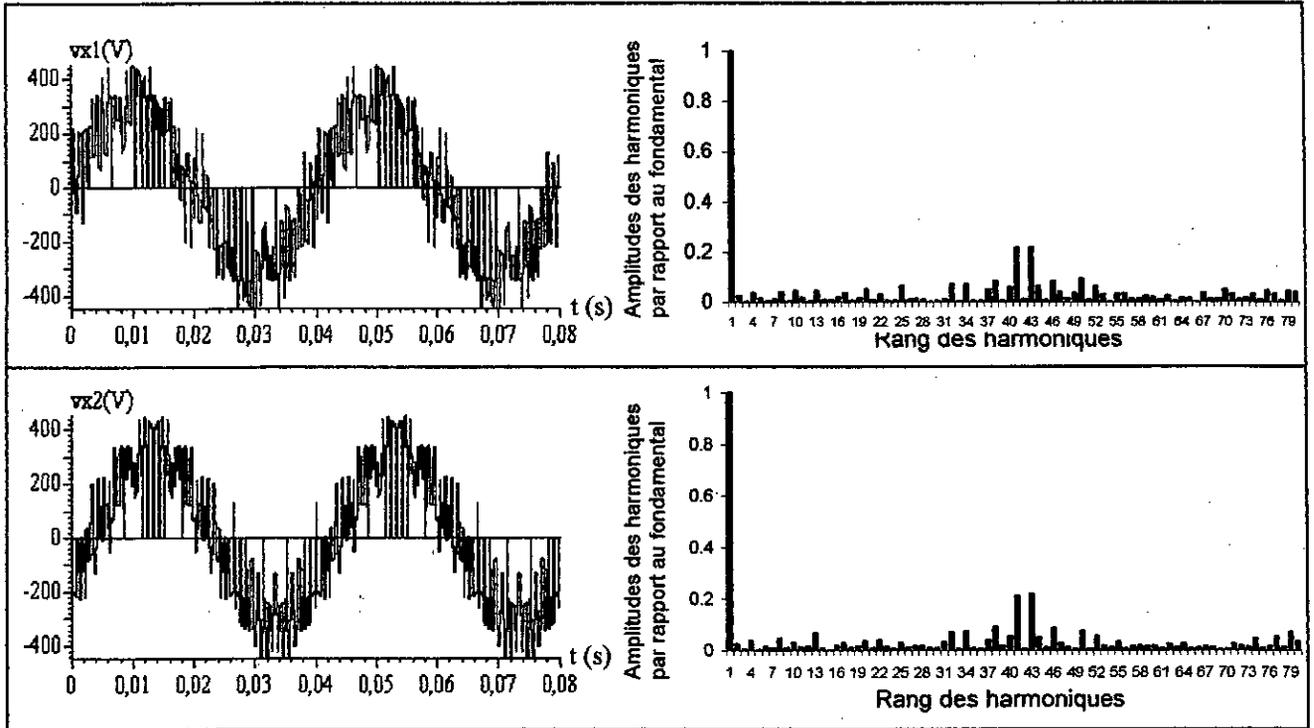


Fig.III.18. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie du convertisseur matriciel k commandé par la stratégie de modulation calculée ($m=21, f_s=25\text{Hz}$ et $r=0.8$)

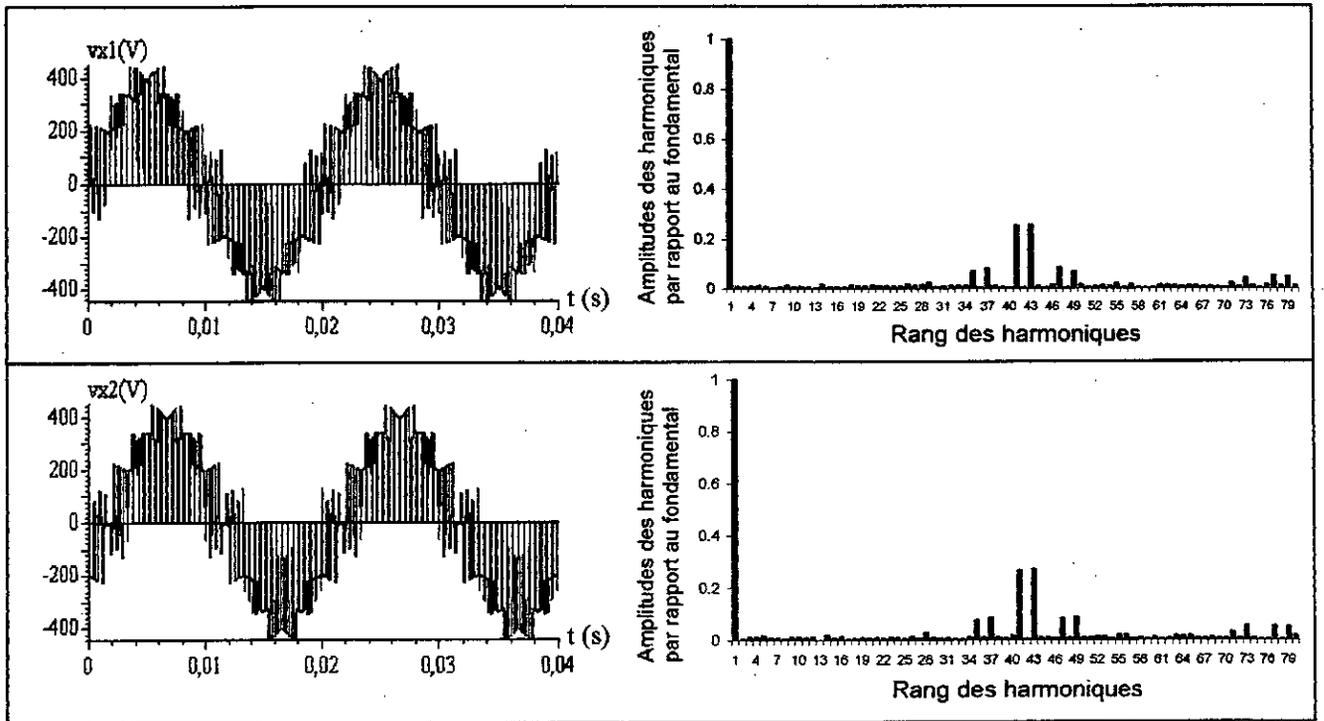


Fig.III.19. Caractéristiques des tensions V_{x1} et V_{x2} de sortie du convertisseur matriciel k commandé par la stratégie de modulation calculée ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r=0.8$)

□ **Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone à double étoile :**

Nous fixons ($m=21$, $r=0,8$, $U_{imk} = 275\sqrt{2}$ (V)), nous simulons pour différentes valeurs de la fréquence de sortie des convertisseurs matriciels ($f_s=25\text{Hz}$, $f_s=50\text{Hz}$) les grandeurs suivantes :

- ☞ Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)
 - ☞ Le courant statorique i_{x1} (A) et i_{x2} (A) des phases x1 et x2 de la MASDE.
 - ☞ Le courant i_a (A) de la phase A du réseau.
 - ☞ La vitesse angulaire ω , (rd / s) de la MASDE.
- Pour $f_s=25$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.20)
- Pour $f_s=50$ Hz, les courbes sont montrées à la figure (III.21)

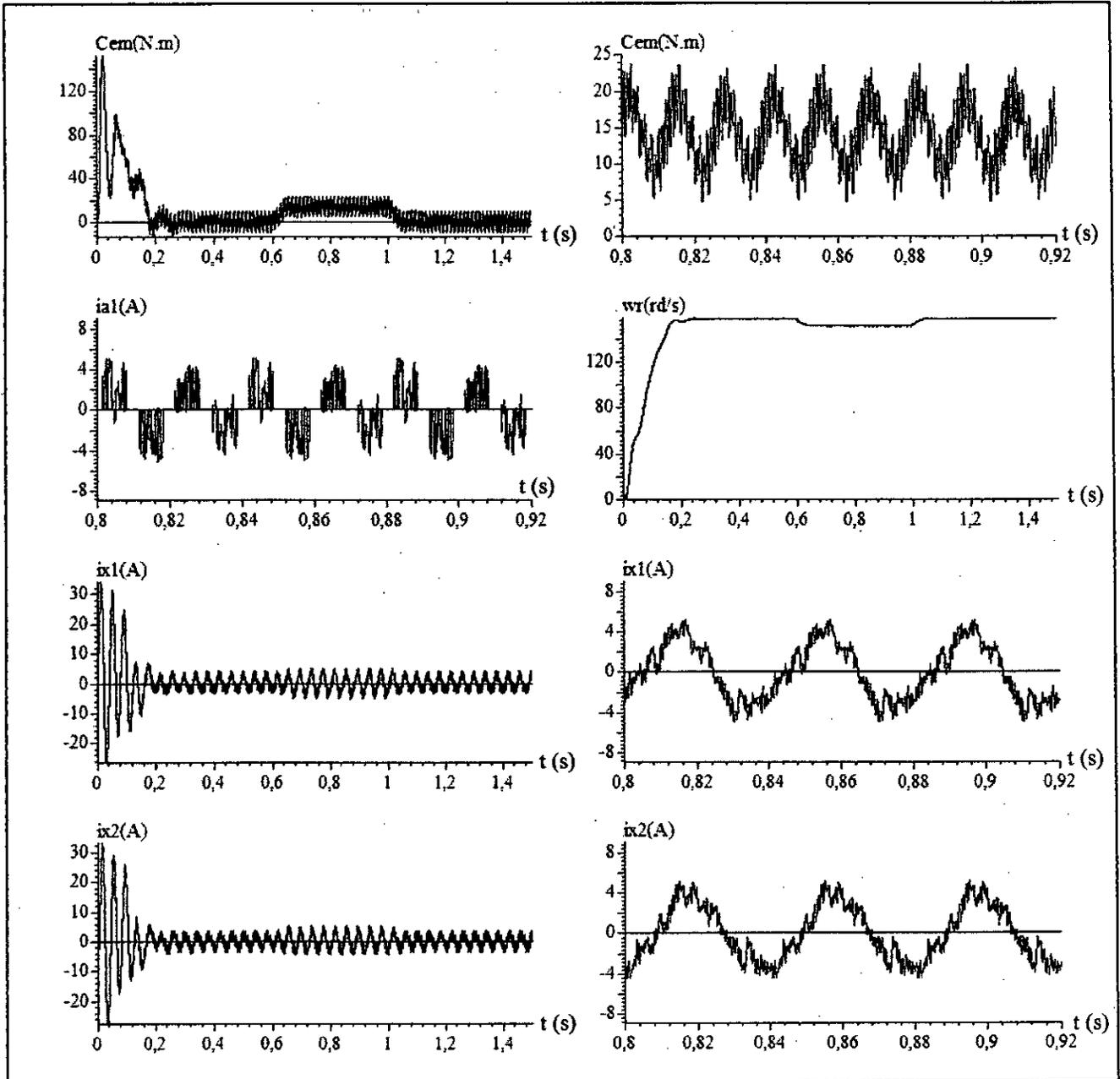


Fig.III.20. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandé par la stratégie de modulation calculée pour ($m=21, f_s=25\text{Hz}$ et $r_k=0.8$)

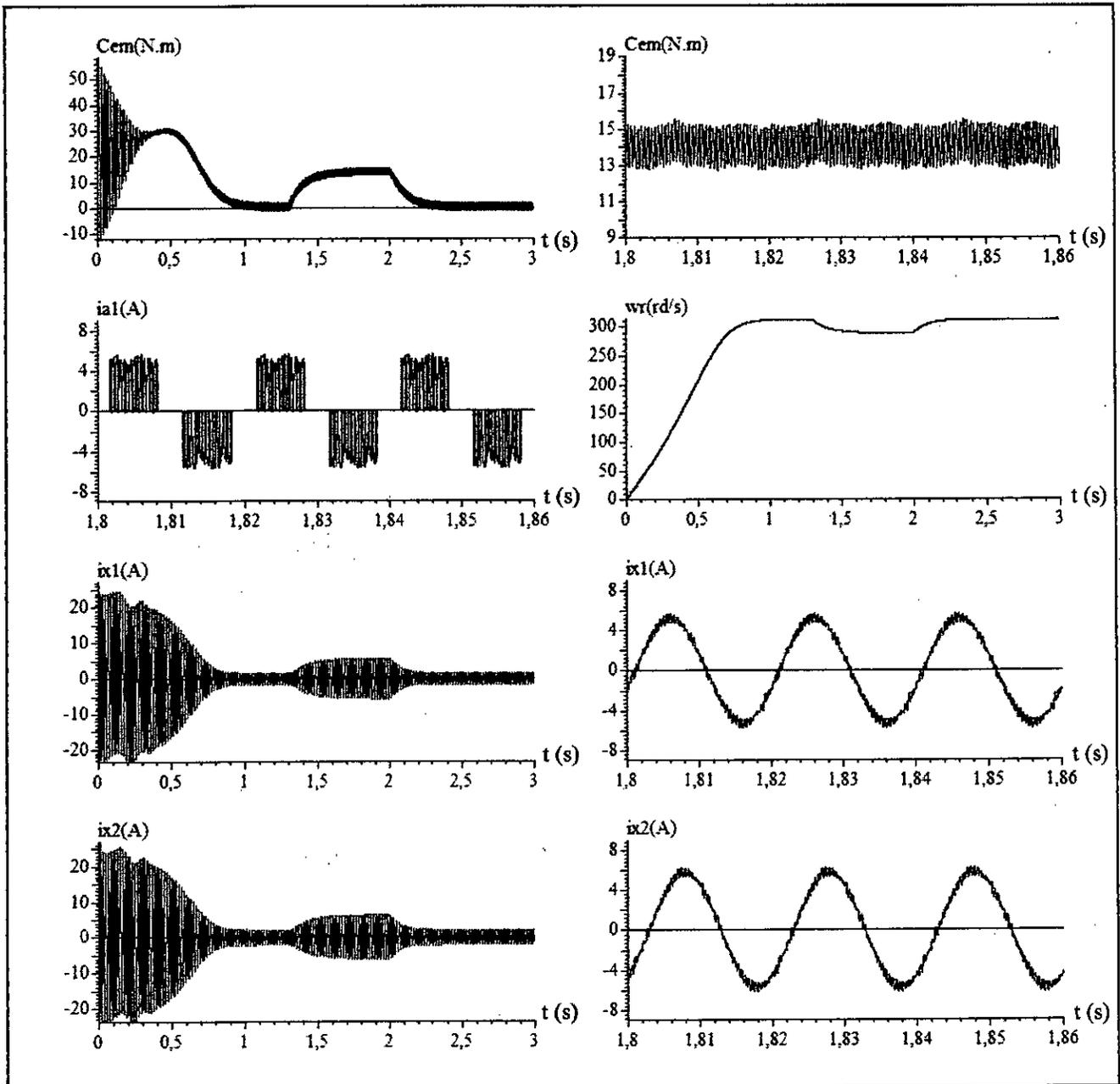


Fig.III.21. Performances de l'association convertisseurs matriciels-machine asynchrone double étoile commandé par la stratégie de modulation calculée pour ($m=21, f_s=50\text{Hz}$ et $r_k=0.8$)

Interprétation des résultats :

Nous constatons que :

- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences deux fois multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $2mf_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=1$ (Figure (III.17)).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.
- Lorsque la fréquence des tensions v_{x1} et v_{x2} augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone double étoile augmente.
- Les courants absorbés par la machine asynchrone double étoile sont presque sinusoïdaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié trois stratégies de modulation :

- La modulation MLI à trois intervalles.
- La modulation subharmonique.
- La modulation calculée

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$) pour la stratégie de modulation à trois intervalles et la stratégie de modulation subharmoniques. Par contre les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences deux fois multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$) pour la stratégie de modulation MLI calculé.

L'injection des harmoniques multiple de trois dans les tensions de référence (La stratégie de modulation subharmonique) permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de tension, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile.

Le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente.

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

Introduction

Si le développement de semi-conducteur a permis à la machine asynchrone de concurrencer le moteur à courant continu. Ce dernier reste, par excellence, le meilleur variateur de vitesse grâce au découplage naturel de ces deux grandeurs couple et le flux. Toute fois, sa structure, par la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. En conséquence, les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs équipant les machines asynchrones alimentées par des onduleurs à « M.L.I. ». La fréquence de commutation est élevée de telle sorte qu'on considérera le convertisseur de puissance comme un simple amplificateur qui n'interviendra que sous la forme d'un gain pur dans la modélisation du système pour lequel les commandes sont développées. La faisabilité et la robustesse d'un variateur utilisant une machine asynchrone lui ont permis de bien s'adapter à tous les secteurs d'activité comme le transport, la robotique, la mécanique, etc.... [7].

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mise au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de « méthode du flux orienté ».

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator alimentée en tension, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite des différentes méthodes de commande (à savoir méthode directe et indirecte).

Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle indirecte et directe seront présentées.

IV.1. Choix du référentiel :

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant.

IV.2. Principe de la commande vectorielle :

La difficulté pour commander une machine asynchrone à double étoile réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu où le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un par rapport à l'autre (Figure. VI.1) [3] [7] [15].

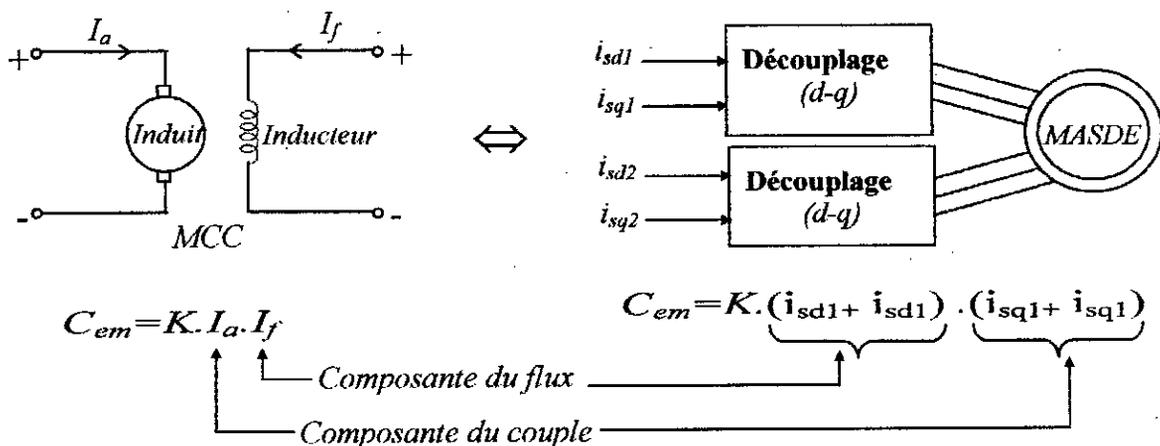


Fig.IV.1 Principe de la commande vectorielle

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en

quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone à double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d - q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [7] [12]. L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu [7] [12] [13].

VI.3. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux :

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou magnétisant) [7] [12] [13].

- ☞ **Orientation du flux rotorique :** $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$
- ☞ **Orientation du flux statorique :** $\varphi_{sd1} + \varphi_{sd2} = \varphi_s, \varphi_{sq1} + \varphi_{sq2} = 0$
- ☞ **Orientation du flux magnétisant :** $\varphi_{md1} + \varphi_{md2} = \varphi_m, \varphi_{mq1} + \varphi_{mq2} = 0$

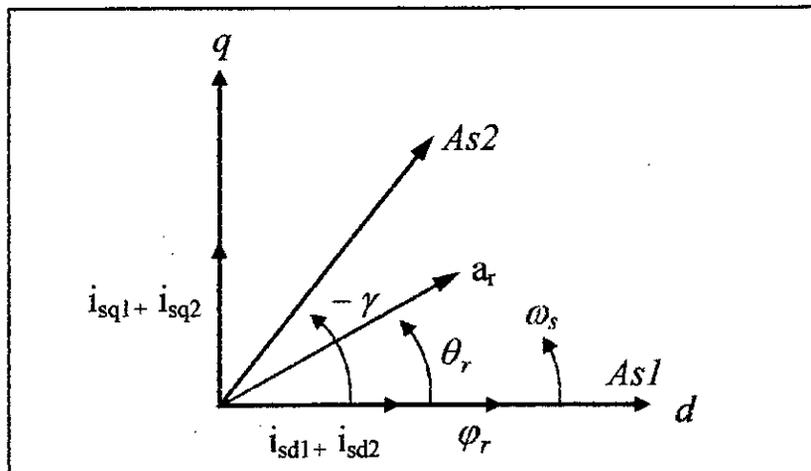


Figure.IV.2. Position du référentiel par rapport au flux rotorique.

Le flux représenté à la figure (IV.2) peut être le flux rotorique, statorique ou magnétisant. Dans notre cas, on a choisi un référentiel d - q de telle sorte que l'axe direct d coïncide avec le vecteur du flux rotorique φ_r . On a alors :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.4. Réalisation de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique :

IV.4.1. Modèle de la machine :

En partant du système (I.1) du premier chapitre et on posant ($\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$), on

trouve :

$$\begin{cases} v_{sd1} = r_{s1} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = r_{s1} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\ v_{sd2} = r_{s2} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = r_{s2} i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \\ 0 = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = r_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\ C_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1} i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1} i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s1} i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s1} i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_r = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \varphi_{sd1} = \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\ \varphi_{sd2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\ \varphi_{sq1} = \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} \\ \varphi_{sq2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq2} \\ i_{rd} = \frac{\varphi_r - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})}{(L_r + L_m)} \\ i_{rq} = \frac{-L_m (i_{sq1} + i_{sq2})}{(L_r + L_m)} \end{cases} \quad (IV.4)$$

En remplaçant dans le système (IV.2), on aura :

$$\begin{cases}
 v_{sd1} = r_{s1}i_{sd1} + (L_{s1} + d)\frac{di_{sd1}}{dt} + d\frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right)\frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s[(L_{s1} + d)i_{sq1} + d.i_{sq2}] \\
 v_{sq1} = r_{s1}i_{sq1} + (L_{s1} + d)\frac{di_{sq1}}{dt} + d\frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s[(L_{s1} + d)i_{sd1} + d.i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right)\varphi_r \\
 v_{sd2} = r_{s2}i_{sd2} + \left[d\frac{di_{sd1}}{dt} + (L_{s1} + d)\frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right)\frac{d\varphi_r}{dt}\right] - \omega_s[d.i_{sq1} + (L_{s1} + d)i_{sq2}] \\
 v_{sq2} = r_{s2}i_{sq2} + \left[d\frac{di_{sq1}}{dt} + (L_{s1} + d)\frac{di_{sq2}}{dt}\right] + \omega_s[d.i_{sd1} + (L_{s1} + d)i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right)\varphi_r \\
 \frac{d\varphi_r}{dt} = +\frac{r_r L_m}{(L_r + L_m)}(i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{r_r}{(L_r + L_m)}\varphi_r \\
 (\omega_s - \omega_r) = \frac{r_r L_m}{(L_r + L_m)} \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\
 C_{em} = \frac{L_m}{L_r + L_m} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) \\
 \text{avec } d = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r}
 \end{cases} \quad (IV.5)$$

Les équations (IV-5) montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique φ_r et le couple électromagnétique C_{em} par l'intermédiaire respectivement des composantes $i_{sd1} + i_{sd2}$ et $i_{sq1} + i_{sq2}$ des courants statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux φ_r est maintenu à sa valeur nominale. Par contre les équations des tensions v_{sd1} , v_{sd2} , v_{sq1} et v_{sq2} montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

Remarque :

Le flux rotorique φ_r est maintenu constant à sa valeur nominale φ_{rN} car on a pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine.

En tenant compte que φ_r est maintenu constant à sa valeur nominale φ_{rN} et à partir des systèmes (IV.2) et (IV.4) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\varphi_r}{L_m} - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rd} - i_{sd2} = i_{sd1} \\ \frac{\varphi_r}{L_m} - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rd} - i_{sd1} = i_{sd2} \\ - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rq} - i_{sq2} = i_{sq1} \\ - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rq} - i_{sq1} = i_{sq2} \\ i_{rd} = - \frac{d\varphi_r}{r_r} \\ i_{rq} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{r_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (IV.6)$$

En dérivant ce système d'équation par rapport au temps on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{L_m} \frac{d\varphi_r}{dt} - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{di_{sd2}}{dt} = \frac{di_{sd1}}{dt} \\ \frac{1}{L_m} \frac{d\varphi_r}{dt} - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{di_{sd1}}{dt} = \frac{di_{sd2}}{dt} \\ - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{di_{sq2}}{dt} = \frac{di_{sq1}}{dt} \\ - \left(\frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{di_{sq1}}{dt} = \frac{di_{sq2}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = - \frac{1}{r_r} \frac{d^2\varphi_r}{dt^2} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{r_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \end{array} \right. \quad (IV.7)$$

Au régime établi nous avons : $\frac{d\varphi_r}{dt} = 0$ et $\frac{d^2\varphi_r}{dt^2} = 0$ car $\varphi_r = \varphi_{rm}$ alors le système (IV.7)

devient

$$\left\{ \begin{array}{l} - \frac{di_{sd2}}{dt} = \frac{di_{sd1}}{dt} \\ - \frac{di_{sd1}}{dt} = \frac{di_{sd2}}{dt} \\ - \frac{di_{sq2}}{dt} = \frac{di_{sq1}}{dt} \\ - \frac{di_{sq1}}{dt} = \frac{di_{sq2}}{dt} \end{array} \right. \quad (IV.8)$$

A partir du système (IV.8) le système (IV.5) devient :

$$\begin{cases}
 v_{sd1} = r_{s1}i_{sd1} + L_s \frac{di_{sd1}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s [(L_s + d)i_{sq1} + d.i_{sq2}] \\
 v_{sq1} = r_{s1}i_{sq1} + L_s \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s [(L_s + d)i_{sd1} + d.i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 v_{sd2} = r_{s2}i_{sd2} + L_s \frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s [d.i_{sq1} + (L_s + d)i_{sq2}] \\
 v_{sq2} = r_{s2}i_{sq2} + L_s \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s [d.i_{sd1} + (L_s + d)i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 \frac{d\varphi_r}{dt} = + \frac{r_r L_m}{(L_r + L_m)} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{r_r}{(L_r + L_m)} \varphi_r \\
 (\omega_s - \omega_r) = \frac{r_r L_m}{(L_r + L_m)} \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\
 C_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}))
 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Avec $L_s = L_{s1}$

IV.4.2. stratégies de commande :

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux [14].

IV.4.2.1. méthode indirecte :

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [14] [15] [16]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

IV.4.2.2. méthode directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué, il faut donc procéder à une série de mesures au sein du processus.

Afin d'accéder au flux rotorique ϕ_r , deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs, leurs inconvénients principaux réside dans le fait que ces capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température [14] [17] [18].
- L'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques. Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle [14] [18].

Dans notre cas c'est le deuxième procédé qui est mis au point.

IV.5. Découplage entrée – sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état [18], découplage par compensation [20]. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

▪ *Découplage par compensation :*

Définissons quatre nouvelles variables de commande $v_{sd1}^1, v_{sq1}^1, v_{sd2}^1, v_{sq2}^1$ telles que :

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = v_{sd1}^1 - e_{sd1} \\ v_{sq1}^* = v_{sq1}^1 - e_{sq1} \\ v_{sd2}^* = v_{sd2}^1 - e_{sd2} \\ v_{sq2}^* = v_{sq2}^1 - e_{sq2} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd1} = -\omega_s [(L_s + d)j_{sq1} + d j_{sq2}] \\ e_{sq1} = \omega_s \left[(L_s + d)j_{sd1} + d j_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \\ e_{sd2} = -\omega_s [d j_{sq1} + (L_s + d)j_{sq2}] \\ e_{sq2} = \omega_s \left[d j_{sd1} + (L_s + d)j_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \end{cases} \quad (IV.11)$$

Les tensions $v_{sd1}^*, v_{sd2}^*, v_{sq1}^*$ et v_{sq2}^* sont alors reconstituées à partir des tensions $v_{sd1}^1, v_{sq1}^1, v_{sd2}^1$ et v_{sq2}^1 .

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

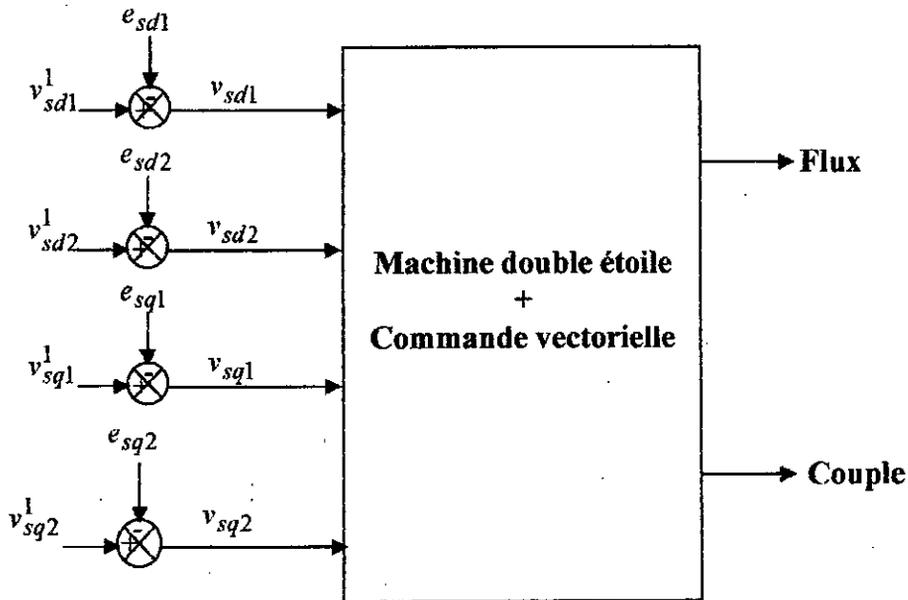


Fig.IV.3. Reconstitutions des tensions v_{sd1} , v_{sd2} , v_{sq1} et v_{sq2}

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel Les actions sur les axes d et q sont découplées

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = r_s i_{sd1}^* + L_s \frac{di_{sd1}^*}{dt} \\ v_{sq1}^1 = r_s i_{sq1}^* + L_s \frac{di_{sq1}^*}{dt} \\ v_{sd2}^1 = r_s i_{sd2}^* + L_s \frac{di_{sd2}^*}{dt} \\ v_{sq2}^1 = r_s i_{sq2}^* + L_s \frac{di_{sq2}^*}{dt} \end{cases} \quad (IV.9)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_{sd1}^1 = [r_s + L_s \cdot S] i_{sd1}^* \\ v_{sq1}^1 = [r_s + L_s \cdot S] i_{sq1}^* \\ v_{sd2}^1 = [r_s + L_s \cdot S] i_{sd2}^* \\ v_{sq2}^1 = [r_s + L_s \cdot S] i_{sq2}^* \end{cases} \quad (IV.10)$$

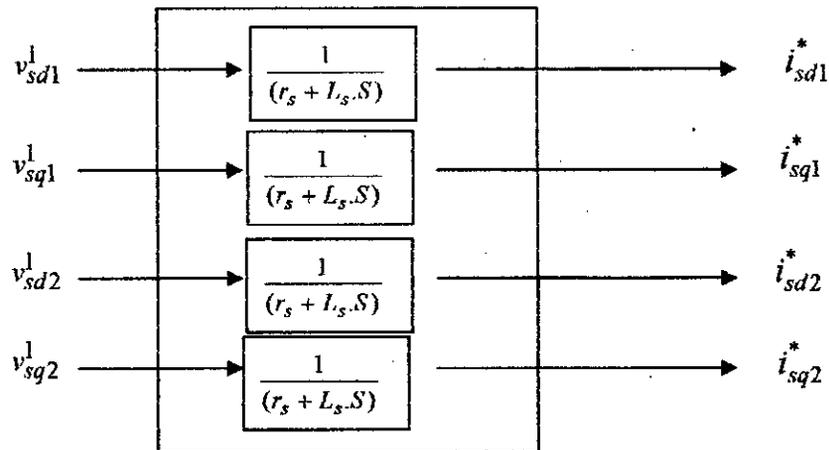


Fig.IV.4. Commande découplé – expression de i_{sd1} , i_{sq1} , i_{sd2} et i_{sq2}

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} = \frac{1 + T_r S}{2 L_m} \varphi_r^* \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} = \frac{L_m + L_r}{2 L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \end{cases}$$

$$\text{Avec : } S = \frac{d}{dt} \text{ et } T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}$$

IV.6. Commande à orientation du flux rotorique

▪ Schéma bloc

Le schéma bloc de commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est représenté par la figure (Fig.IV.5)

IV.6.1. Calcul des régulateurs :

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

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [19] [20].

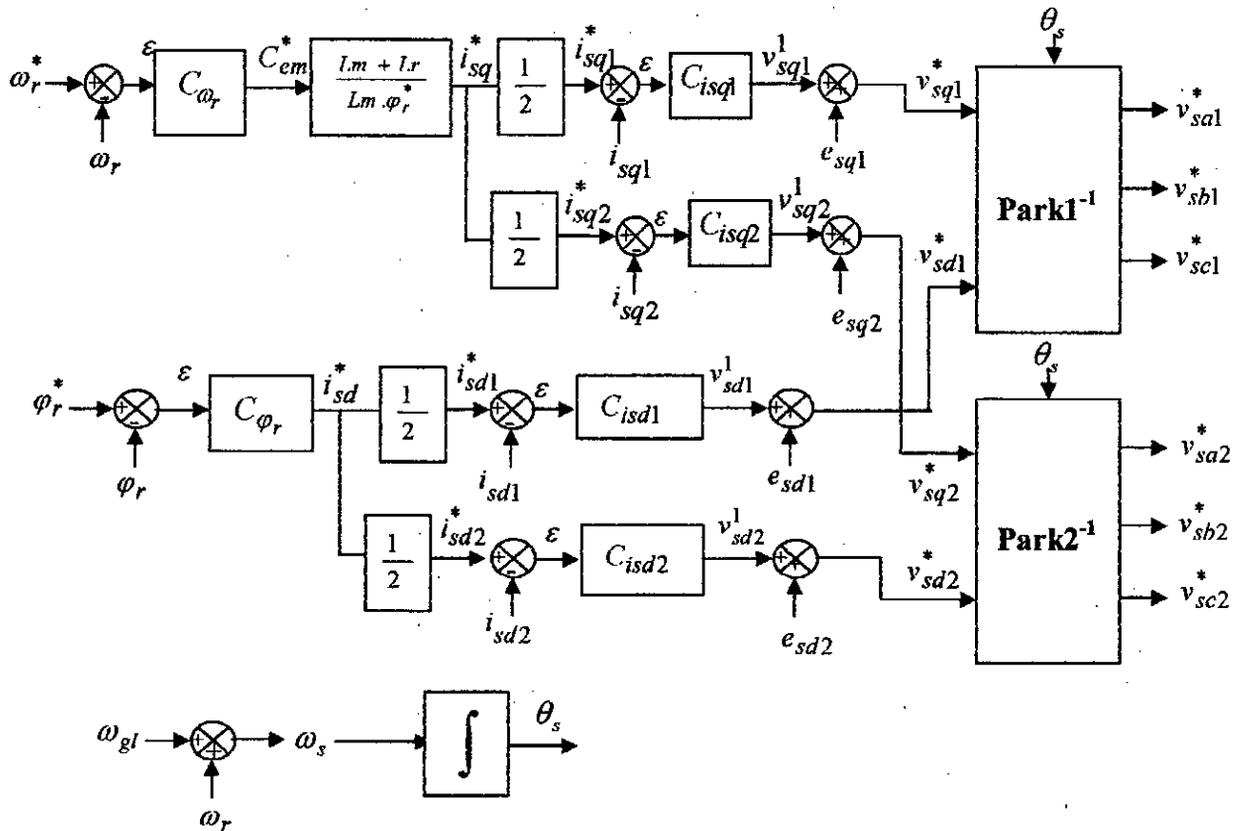


Fig.IV.5. Schéma bloc de la commande vectorielle directe

IV.6.1.1. Réglage en cascade du flux rotorique :

▪ **Réglage de la boucle interne des courant i_{sd1} et i_{sd2} :**

D'après le système (IV.10), On a

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = (r_s + L_s S) i_{sd1} \\ v_{sd2}^1 = (r_s + L_s S) i_{sd2} \end{cases} \tag{IV.12}$$

Donc :

$$\begin{cases} i_{sd1}(S) = \frac{v_{sd1}^1}{r_s + L_s S} \\ i_{sd2}(S) = \frac{v_{sd2}^1}{r_s + L_s S} \end{cases} \tag{IV.13}$$

Les boucles de régulation des courants i_{sd1} et i_{sd2} sont représenté par la figure (Fig.IV.6)

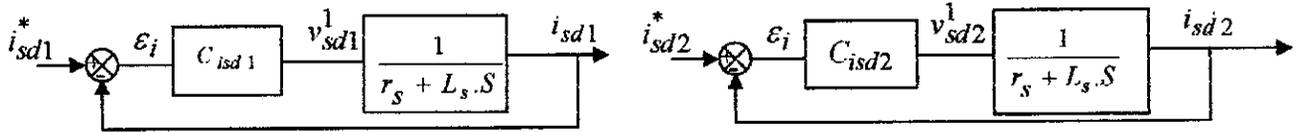


Fig.IV.6. Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} .

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{isd1} et C_{isd2} sont donné par les relations suivantes :

$$C_{isd1} = k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{S}$$

$$C_{isd2} = k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{S}$$

On a donc :

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = \left(k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{S} \right) \cdot (i_{sd1}^* - i_{sd1}) \\ v_{sd2}^1 = \left(k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{S} \right) \cdot (i_{sd2}^* - i_{sd2}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée sont :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{\frac{k_{pd1}S + k_{id1}}{L_s}}{S^2 + \frac{(r_s + k_{pd1})}{L_s}S + \frac{k_{id1}}{L_s}} \\ \frac{i_{sd2}}{i_{sd2}^*} = \frac{\frac{k_{pd2}S + k_{id2}}{L_s}}{S^2 + \frac{(r_s + k_{pd2})}{L_s}S + \frac{k_{id2}}{L_s}} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Les polynômes caractéristiques pour les boucles de régulation sont :

$$\begin{cases} P1(S) = S^2 + \frac{(r_s + k_{pd1})}{L_s}S + \frac{k_{id1}}{L_s} = 0 \\ P2(S) = S^2 + \frac{(r_s + k_{pd2})}{L_s}S + \frac{k_{id2}}{L_s} = 0 \end{cases} \quad (IV.16)$$

En imposant pour chaque polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués

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

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho \cdot S + 2 \cdot \rho^2 = 0 \tag{IV.17}$$

Par identification terme à terme des équations, on aura :

$$\begin{cases} k_{pd1} = 2 \rho L_s - r_s \\ k_{id1} = 2 \rho^2 L_s \\ k_{pd2} = 2 \rho L_s - r_s \\ k_{id2} = 2 \rho^2 L_s \end{cases} \tag{IV.18}$$

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

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

D'après le système (IV.6), on a :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{(1 + T_r S)} i_{sd} \tag{IV.19}$$

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

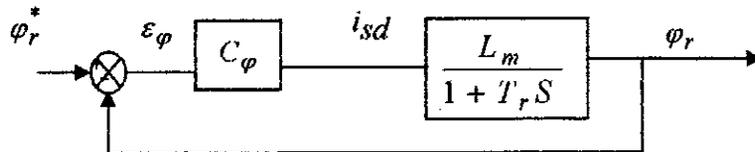


Fig.IV.7. Schéma fonctionnel de régulation du flux φ_r

La fonction de transfert ouverte est:

$$\frac{\varphi_r(S)}{\varepsilon_\varphi(S)} = C_\varphi \frac{L_m}{1 + T_r S} = \left(k_{p\varphi} + \frac{k_{i\varphi}}{S} \right) \frac{L_m}{1 + T_r S} \tag{IV.20}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\varphi_r(S)}{\varphi_r^*(S)} = \frac{(k_{p\phi} \cdot S + k_{i\phi}) \frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m k_{p\phi}) S + \frac{L_m \cdot k_{i\phi}}{T_r}} \quad (\text{IV.21})$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$P(S) = S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m k_{p\phi}) S + \frac{L_m k_{i\phi}}{T_r} = 0 \quad (\text{IV.22})$$

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{IV.23})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = 2 \cdot \frac{T_r}{L_m} \cdot \rho^2 \\ k_{p\phi} = \frac{1}{L_m} (2 \cdot T_r \cdot \rho - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

IV.6.1.2. Réglage en cascade de la vitesse :

▪ Réglage des boucles internes des courants i_{sq1} et i_{sq2} :

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants i_{sq1} et i_{sq2} que pour le dimensionnement des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} .

Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{iq1} et k_{pq1} seront identiques à ceux des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} .

▪ Réglage de la boucle externe de la vitesse :

☞ Boucle de la régulation de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante.

Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit plus rapide par rapport à celle de la vitesse.

D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone à double étoile, on a :

$$\omega_r = \frac{C_{ref}}{J \cdot S + k_f} = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot S + k_f} \tag{IV.25}$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représenté par le schéma fonctionnel suivant (Fig.IV.8) :

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

$$C_{\omega_r} = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{S}$$

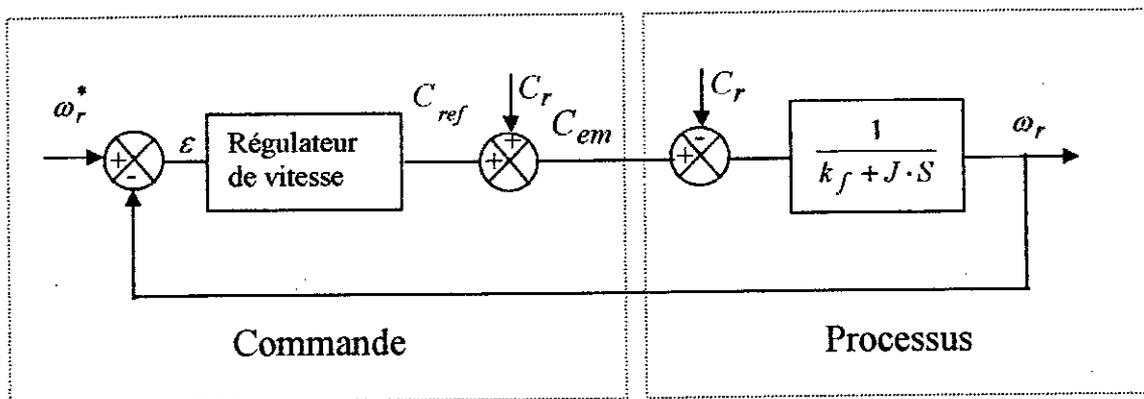


Fig.IV. 8 .Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_r

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(k_{p\omega} S + k_{i\omega}) \frac{1}{J}}{P(S)} \tag{IV.26}$$

L'équation du polynôme caractéristique en boucle fermée $P(S)$ est :

$$P(S) = S^2 + \frac{k_f + k_{p\omega}}{J} S + \frac{k_{i\omega}}{J} \tag{IV.27}$$

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

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{IV.28})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = 2J\rho^2 \\ k_{p\omega} = 2J\rho - k_f \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

IV.7. Résultats de simulation :

Les simulations présentées dans ce mémoire sont réalisées sur une machine asynchrone à double étoile alimentée par deux convertisseurs matriciels identiques commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles.

Les simulations sont faites pour deux échelons de vitesse :

- ☞ Echelon de vitesse de 0 à 1500 tr/mn.
- ☞ Echelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn.

Pour chaque échelon de vitesse on a :

- ☞ Application d'un couple résistant ($C_r = 14 N.m$).
- ☞ L'inversion de vitesse.

Les réponses simulées sont :

- ☞ L'évolution de vitesse de rotation.
- ☞ L'évolution du couple développé par la machine asynchrone à double étoile.
- ☞ L'évolution des courants statoriques direct et en quadrature.
- ☞ L'évolution des flux rotoriques direct et en quadrature.

Les pôles choisis pour chaque boucle de régulation sont donnés par le tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles
Courants	$-2000 \pm j2000$
Flux	$-15 \pm j15$
Vitesse	$-3.1 \pm j3.1$

a. échelon de vitesse de 0 à 1500 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse sont montrées par la figure (IV.9).

b. échelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse sont montrées par la figure (IV.10).

Interprétation :

Les figures (IV.9) et (IV.10) montrent que :

- ☞ La vitesse de machine asynchrone double étoile suit parfaitement la consigne ou la vitesse affichée au démarrage et à l'inversion de sens de rotation.
- ☞ Le rejet de perturbation est immédiat.
- ☞ Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.
- ☞ La valeur de référence du flux diminue lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse nominale de la machine, à cause de la présence du bloc de défluxage.

Ces résultats montrent que le réglage avec les régulateurs PI donne des réponses satisfaisantes par rapport à la grandeur de perturbation.

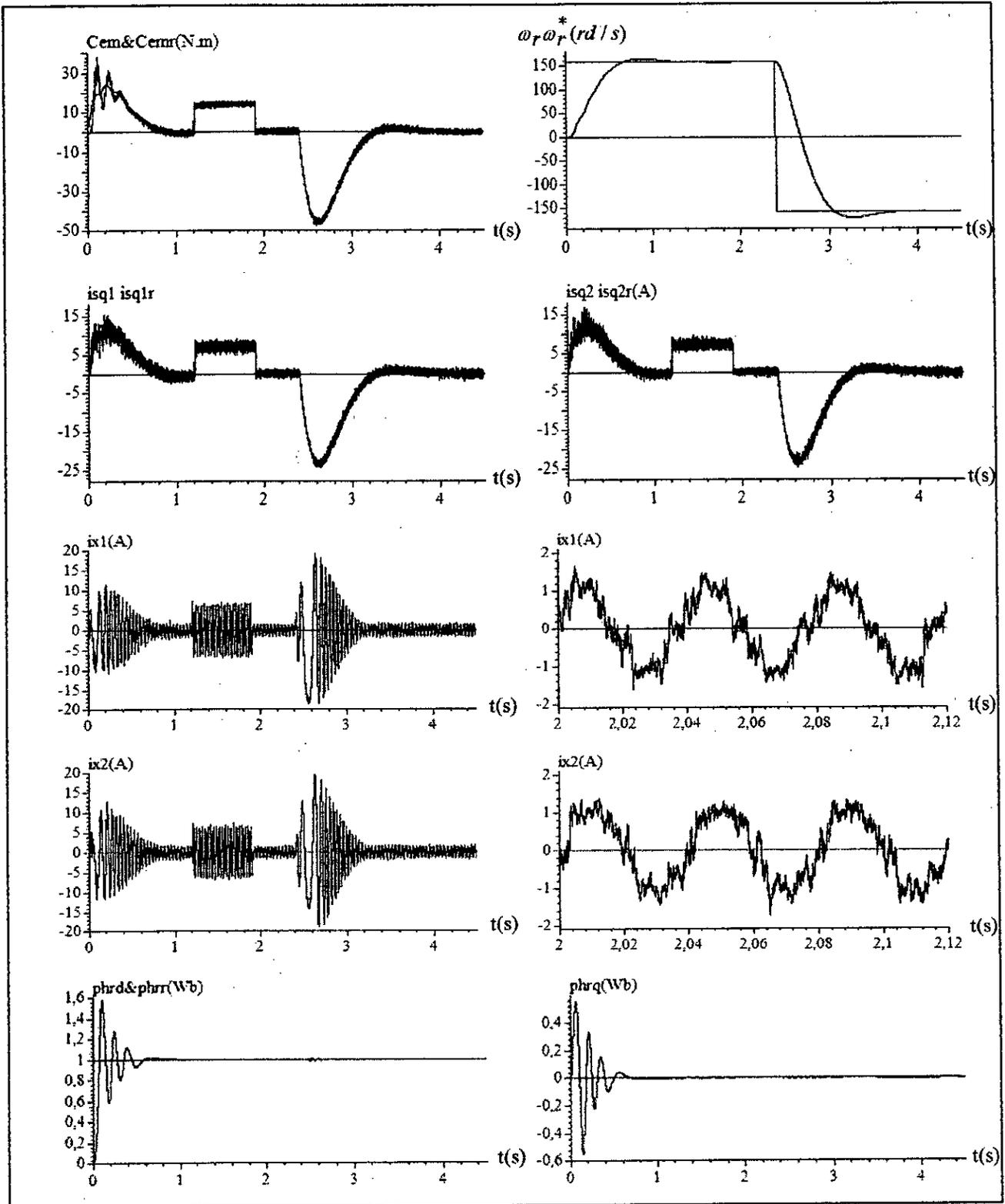


Fig.IV.9. Simulation du réglage de vitesse pour $\omega_r^* = 157 \text{ rd/s}$

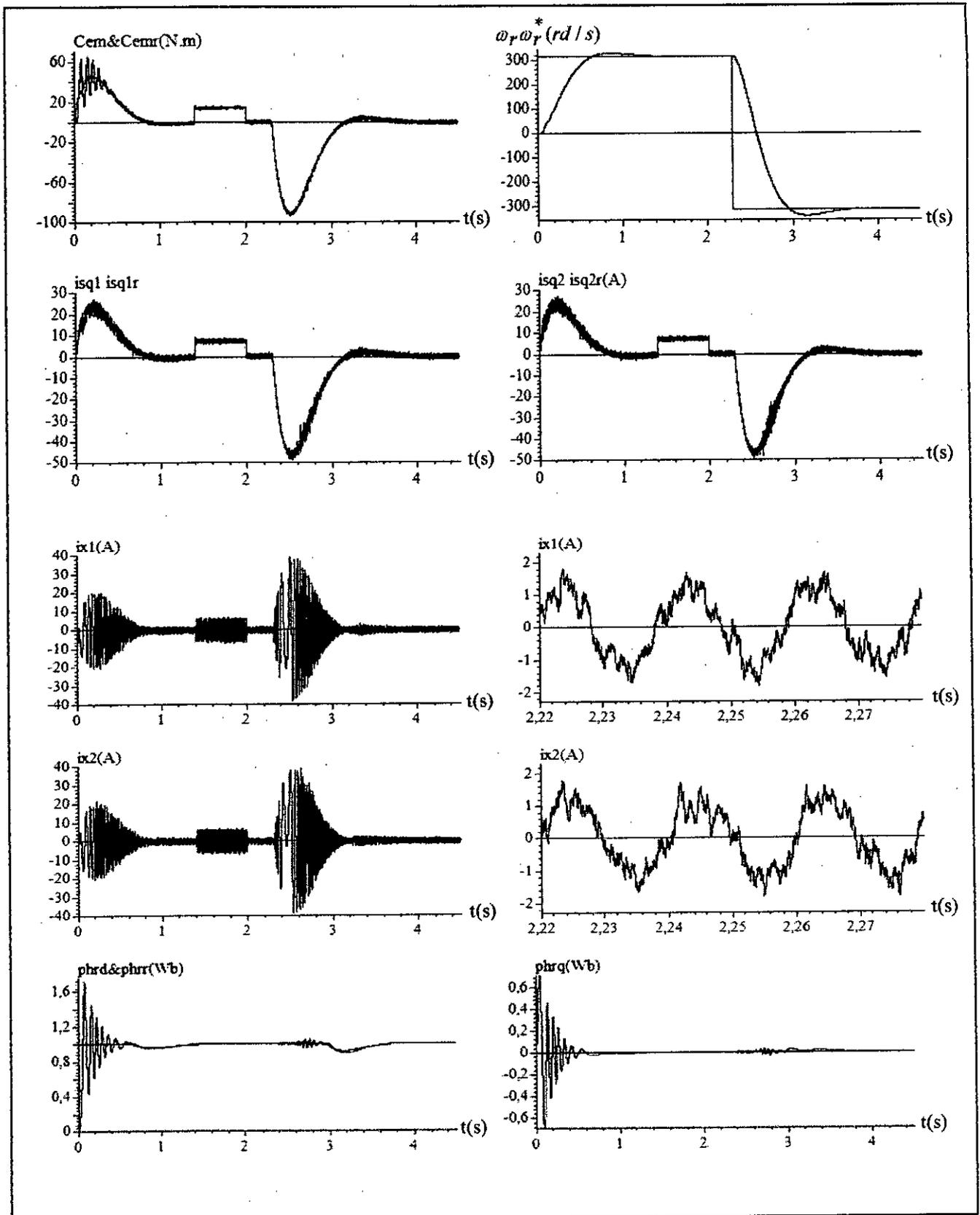


Fig.IV.10. Simulation du réglage de vitesse pour $\omega_r^* = 314 \text{ rd/s}$

IV.8. Influence de la variation de la constante du temps rotorique T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée

La constante du temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte. Le module et la phase du flux du rotor sont calculés en utilisant T_r . Avec la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux.

Cette constante est difficilement mesurable et dépend des conditions de fonctionnement de la machine.

La température agit sur la résistance rotorique r_r et la saturation agit sur l'inductance L_r [14] [21] [22]. Le découplage entre le couple et le flux sera très difficile à réaliser, par conséquent la dynamique sera très fortement affectée quand T_r varie [14] [23] [28] [29] [30].

En pratique, il est montré que l'influence de la variation des paramètres physiques de la machine asynchrone sur la constante de temps rotorique, se traduit par une variation de cette dernière de $\pm 50\%$ de sa valeur à température normale de fonctionnement [14] [24] [28].

Pour montrer l'influence de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle fermée à une variation de $+50\%$ de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale.

IV.9. Simulation et interprétation

La figure (Fig.IV.11) montre l'influence de la variation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels. Cette figure représente les réponses dynamiques de couple C_{em} , de vitesse, des courants statoriques i_{x1} et i_{x2} et de flux rotorique ϕ_r lors de démarrage de la machine avec un couple de 14 N.m .

A partir de l'instant $t = 2\text{ s}$ nous provoquons une augmentation brusque de 50% de T_r . Nous constatons que :

- Une composante en quadrature du flux rotorique apparaît.
- Les courants statoriques de la machine subissent une augmentation.

- La vitesse de rotation subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de vitesse, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne.

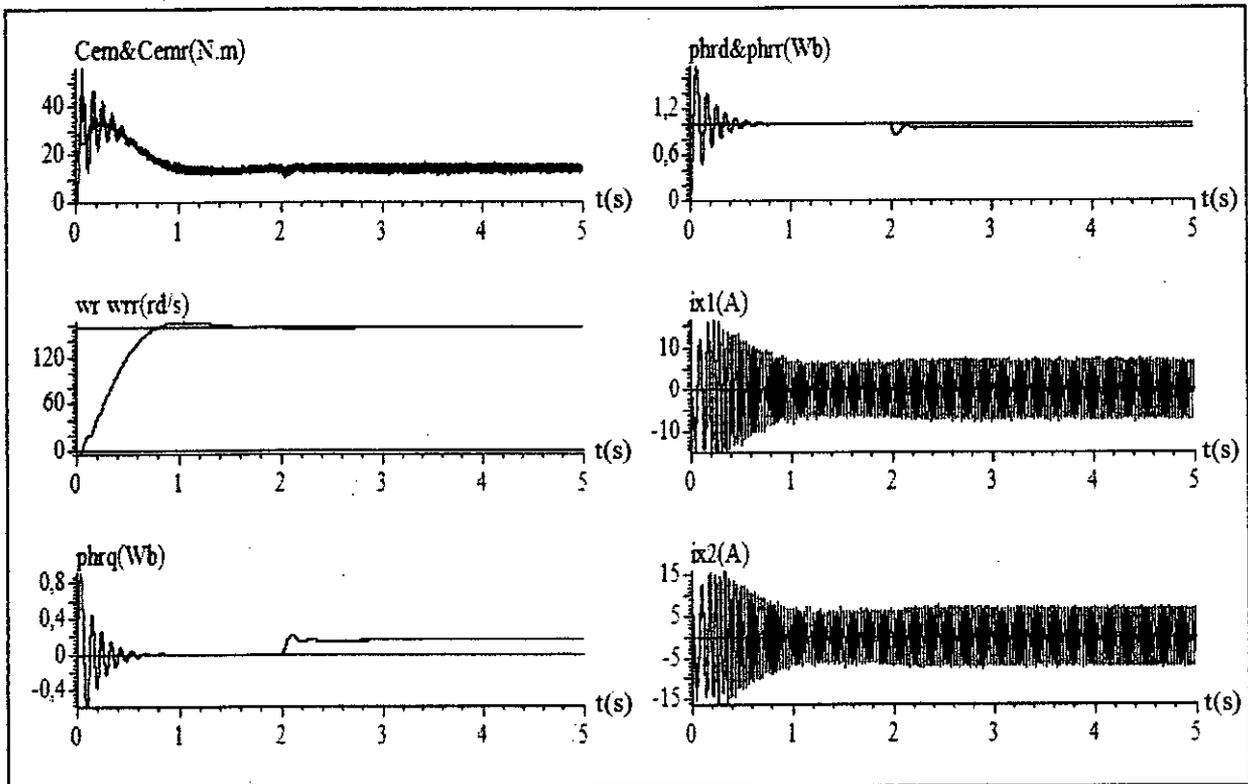


Fig.IV.11.: Sensibilité du découplage à une variation brusque de 50 % de T_r

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double étoile (commande de vitesse). Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que les grandeurs électriques suivent bien leurs références.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine asynchrone à double étoile (le démarrage ou l'inversion de vitesse de rotation), il y a apparition des piques de courant très gênants pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique nous a permis de justifier la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande par mode de glissement qui est une technique de commande à structures variables, sera introduite au prochain chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

CHAPITRE V

COMMANDE NON LINEAIRE PAR MODE DE GLISSEMENT

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs P.I. classiques où les algorithmes de commande utilisent les paramètres de la machine pour calculer les grandeurs de cette commande. Par conséquent, les performances de ce type de réglage sont affectées par la variation d'un ou plusieurs paramètres de la machine. Cela exige l'élaboration d'un autre type de commande plus performant.

La commande par mode glissant est une technique intéressante permettant de résoudre le problème de la non robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres internes du système. La loi de commande dans cette technique est formée principalement à partir de la grandeur à régler et un certain nombre de ses dérivées [7] [14] [25].

Le but de ce chapitre est de présenter le concept de commande par mode de glissement et son application à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels.

Nous introduirons dans un premier temps quelques notions générales sur les systèmes non linéaires et la conception de cette commande, la conception de la commande par mode de glissement, et en second lieu nous essayerons d'établir une méthodologie de conception de cette commande.

Chaque étape de notre étude est illustrée par des résultats de simulation. Finalement, nous procéderons aux tests de robustesses afin d'évaluer notre commande.

V.1. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

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

V.1.1. Choix des surfaces 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 suivante :

$$\dot{X} = [A(x)] + [B][U] \quad (\text{V-1})$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement, pour un vecteur [U] de dimension « m ».

Pour ce qui est de la forme de la surface, J.J. Slotine [26] nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{V-2})$$

Avec

x : variable à réguler.

$e(x)$: l'écart de la variable à réguler ($x_{ref} - x$)

λ_x : Constante positive.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour :

- $r=1$: $S(x) = e(x)$
- $r=2$: $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$
- $r=3$: $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Pour $r > 1$, $S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence.

V.1.2. 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 proposée par Utkin [14] [27]. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (V-3)$$

☞ *La fonction de LYAPUNOV [14]*

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 ($\dot{V}(x) < 0$). En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (V-4)$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (V-5)$$

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

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (V-6)$$

Cette fonction est généralement utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

V.1.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement choisie ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement (figure V.1).

Dans ce cas des oscillations de très forte fréquence appelée « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement et le régime permanent.

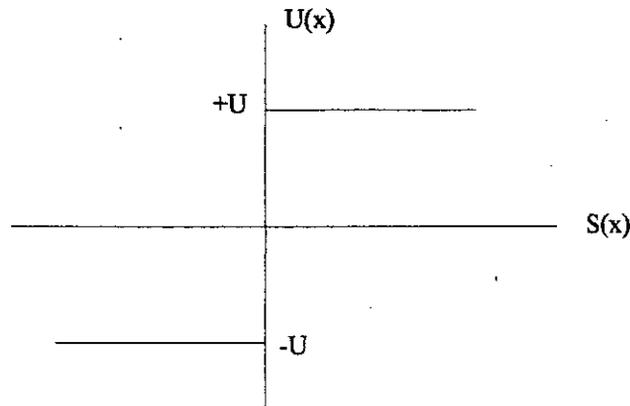


Figure V.1 : Commande appliquée au système.

V.1.3.1. Définition des grandeurs de commande

La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande non linéaire car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures. Nous posons;

$$U = U_{eq} + U_n \quad (V-7)$$

U_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne (continue) que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} [14] (figure V.2).

La commande équivalente U_{eq} est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant le glissement est décrit par [14] :

$$S(x) = 0 \quad (V-8)$$

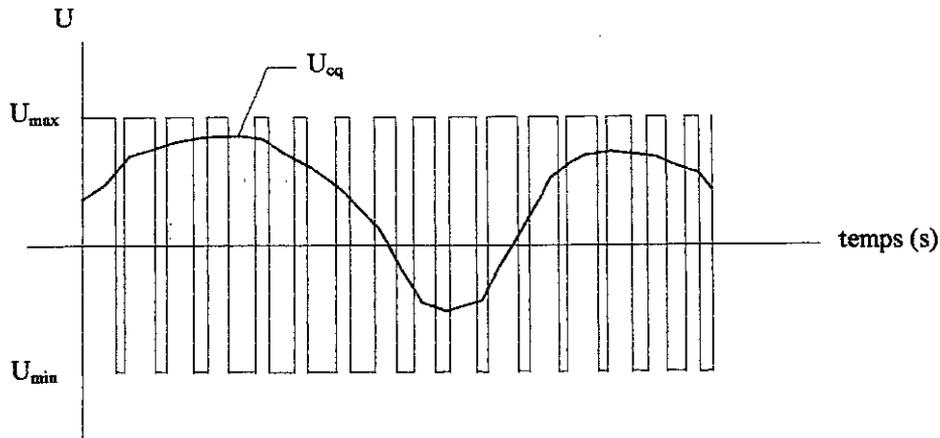


Figure V.2 : La valeur continue (U_{eq}) prise par la commande lors des commutations entre U_{min} et U_{max} .

La commande U_n est déterminée pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface et satisfaite la condition de convergence $S(x).\dot{S}(x) < 0$.

En d'autres termes, elle définit le comportement dynamique de système durant le mode de convergence.

V.1.3.2. Expressions analytiques de la commande [14] [32]

Considérons le système :

$$[\dot{X}] = [A(x)] + [B][U] \quad (V-9)$$

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n .

$$U = U_{eq} + U_n \quad (V-10)$$

Nous nous intéressons à déterminer les expressions analytiques de ces grandeurs. Dans un premier temps nous nous occupons du calcul de la commande équivalente à partir des équations du système, ensuite du calcul de l'autre composante qui définit la dynamique du système.

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x) + BU_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [BU_n] \quad (\text{V-12})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, l'expression de la surface est égale à zéro, sa dérivée est donc nulle, nous avons :

$$U_n = 0$$

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right] \quad (\text{V-13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par son expression (V-13) dans l'équation (V-12), nous obtenons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} BU_n \quad (\text{V-14})$$

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B U_n < 0$$

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

La forme la plus simple que peut prendre U_n , est celle d'un relais figure (V.3).

$$U_n = K \text{signe}(S(x)) \quad (\text{V-15})$$

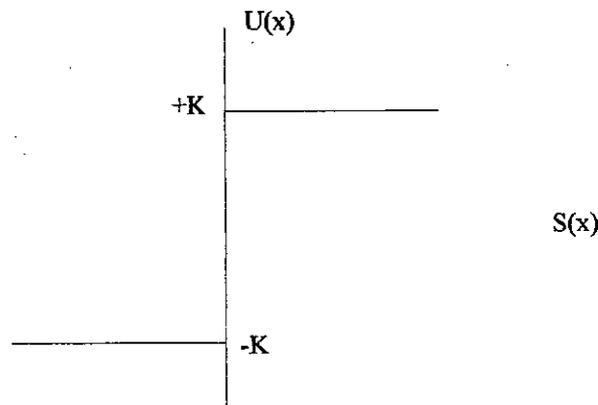


Figure V.3. Définition de la fonction U_n .

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

V.2. Le phénomène du CHATTERING

Dans le but de réduire les oscillations, nous allons présenter deux solutions qui reposent sur la variation de la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [14]. 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 $U_n = K \cdot \text{signe}(S(x))$, origine du Chattering.

1) Commande classique

Cette commande est caractérisée par un seuil, figure (V-4).

$$U_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| < \epsilon \\ K \text{ signe}(S(x)) & \text{si } |S(x)| \geq \epsilon \end{cases} \tag{V-16}$$

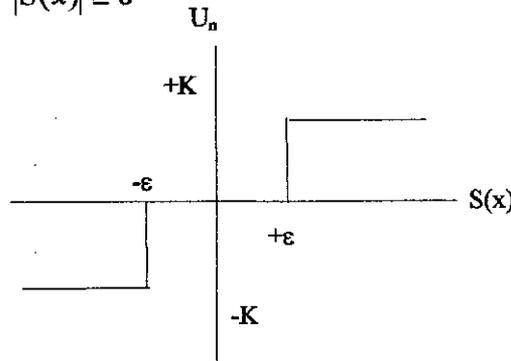


Figure V.4 : Commande classique à un seuil

2) Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un ou deux seuils pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_n . Ceci est en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, suivant une pente qui lie la valeur de la commande U_n entre les deux seuils ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine dans le plan $(S(x), U_n)$, figure (V.5).

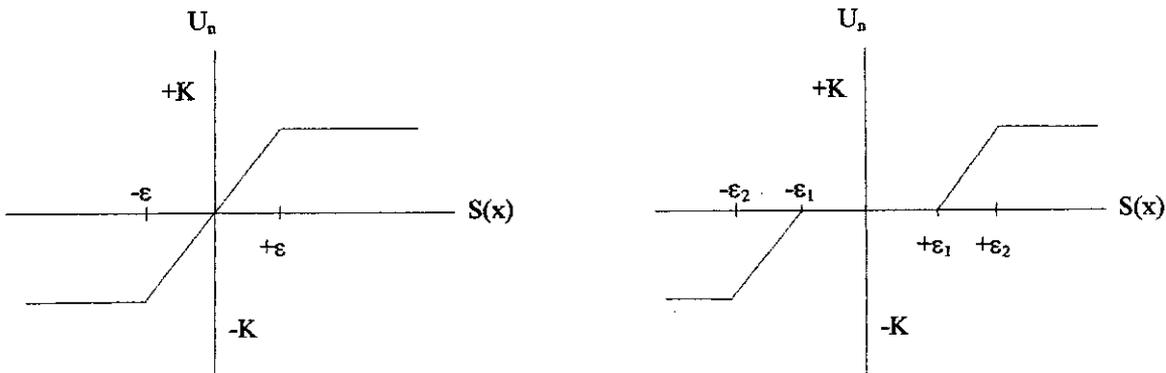


Figure V.5 : Fonction signe de la commande adoucie.

V.3. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone double étoile.

Dans cette étude, nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux.

La structure cascade impose un choix de deux surfaces sur chaque axe. Les boucles internes permettent de contrôler les courants « $i_{sd1}, i_{sd2}, i_{sq1}, i_{sq2}$ » et les boucles externes la vitesse et le flux « ω_r, φ_r », Figure (V.6).

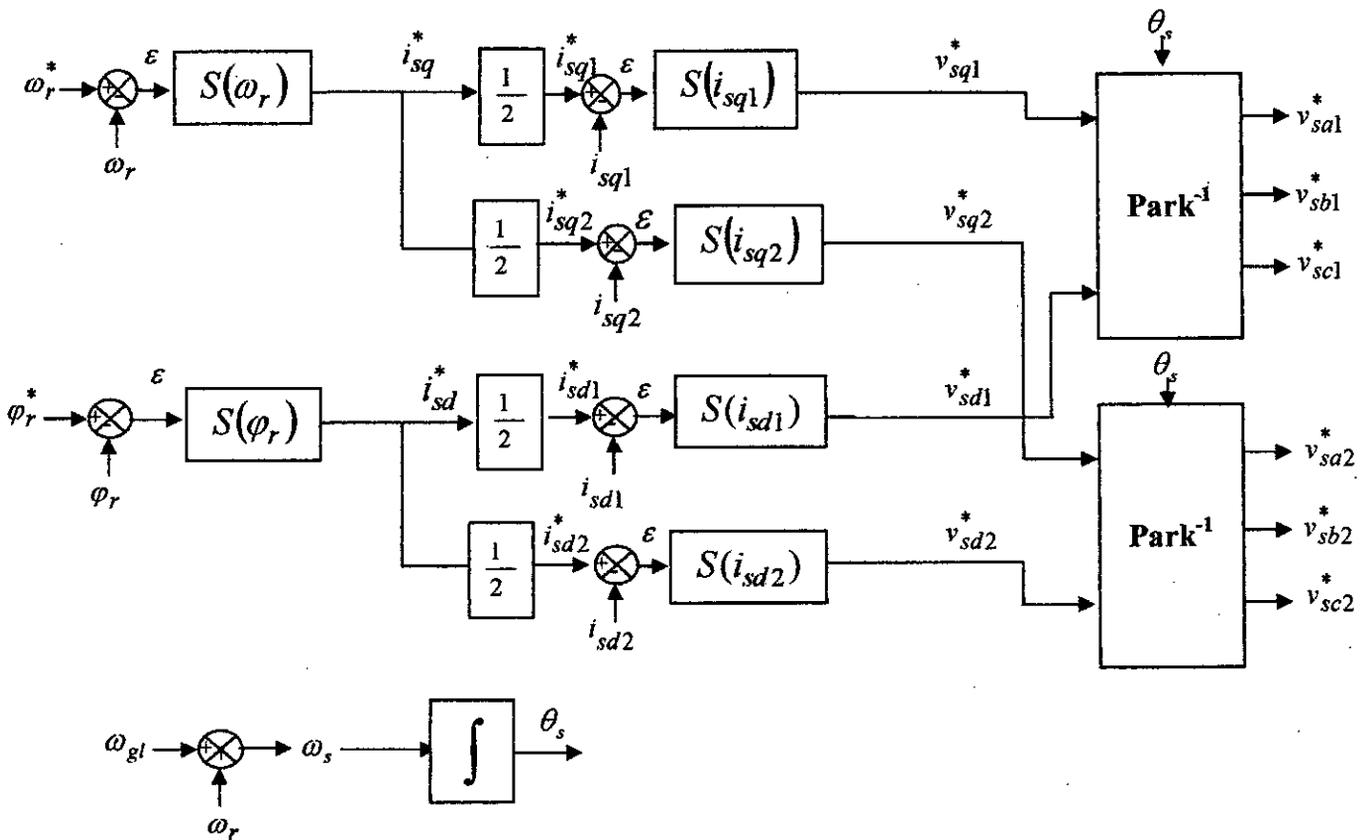


Figure V.6 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement de la MASDE

La figure (V.6) représente la structure cascade de régulation de vitesse de la machine asynchrone à double étoile. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le flux, les courants directs d'axe d et la vitesse et les courants en quadrature d'axe q

Les grandeurs de sortie des boucles externes représentent les références des courants des

boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande direct et en quadrature à appliquer à la machine asynchrone à double étoile.

V.3.1. La commande U_n avec un degré relatif $r=1$

☞ Application de la commande U_n en relais avec un degré relatif $r=1$

Les surfaces choisies pour chacun des axes sont :

$$\text{Axes } d : \begin{cases} S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \\ S(i_{sd1}) = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ S(i_{sd2}) = i_{sd2}^* - i_{sd2} \end{cases} \quad (\text{V.17})$$

$$\text{Axes } q : \begin{cases} S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \\ S(i_{sq1}) = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ S(i_{sq2}) = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

Le calcul des valeurs de commande se fera à partir des équations électriques et de l'équation mécanique du système, et de la définition de la commande équivalente (V-13), nous obtiendrons :

a) Suivant l'axe d

☞ La surface du flux est donnée par :

$$S(\varphi_r) = \varphi_{r \text{ ref}} - \varphi_r \quad (\text{V-18})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{r \text{ ref}} - \dot{\varphi}_r \quad (\text{V-19})$$

En substituant l'expression de $\dot{\varphi}_r$ décrite dans l'équation (IV-5) donnée au chapitre précédent dans l'équation (V-19), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{r \text{ ref}} - \left(\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{\varphi_r}{T_r} \right) \quad (\text{V-20})$$

Nous décomposons les courants i_{sd1} et i_{sd2} en deux entités (i_{sd1eq} , i_{sd1n}) et (i_{sd2eq} , i_{sd2n})

$$\begin{aligned} i_{sd1} &= i_{sd1eq} + i_{sd1n} \\ i_{sd2} &= i_{sd2eq} + i_{sd2n} \end{aligned} \quad (V-21)$$

En substituant (V-21) dans (V-20), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_{r \text{ ref}} - \left(\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1eq} + i_{sd2eq}) + \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1n} + i_{sd2n}) - \frac{\varphi_r}{T_r} \right) \quad (V-22)$$

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

$$S(\varphi_r) = 0 \quad \text{Ceci implique que :} \quad \dot{S}(\varphi_r) = 0.$$

$$\dot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{sd1n} = i_{sd2n} = 0 \\ i_{sd2eq} = i_{sd1eq} = \frac{1}{2} \left(\frac{T_r}{L_m} \dot{\varphi}_{r \text{ ref}} + \frac{\varphi_r}{L_m} \right) \end{cases} \quad (V-23)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\varphi_r) \cdot \dot{S}(\varphi_r) \leq 0$.

En substituant l'expression de la commande équivalente (V-23) dans (V-22), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\varphi_r) = -\frac{L_m}{T_r} (i_{sd1n} + i_{sd2n}) \quad (V-24)$$

La forme la plus simple que peut prendre i_{sd1n} et i_{sd2n} sont celles de relais :

$$i_{sd1n} = i_{sd2n} = K_f \text{ sign}(S(\varphi_r)) \quad (V-25)$$

Le choix de K_f , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du chaque régulateur [7].

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{sd1n} = i_{sd2n} = K_f \text{ signe}(S(\varphi_r)) \\ i_{sd1eq} = i_{sd2eq} = \frac{1}{2} \left(\frac{T_r}{L_m} \dot{\varphi}_{r \text{ ref}} + \frac{\varphi_r}{L_m} \right) \end{cases} \quad (V-26)$$

- Les surfaces des boucles internes concernant le contrôle des courants directs i_{sd1} et i_{sd2} sont représentées par :

$$\begin{cases} S(i_{sd1}) = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ S(i_{sd2}) = i_{sd2}^* - i_{sd2} \end{cases} \quad (V-27)$$

Le réglage des courants i_{sd1} et i_{sd2} permet de fournir la commande v_{sd1}^* et v_{sd2}^* respectivement.

Les dérivées des deux surfaces sont données par :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sd1}) = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ \dot{S}(i_{sd2}) = i_{sd2}^* - i_{sd2} \end{cases} \quad (V-28)$$

En substituant les expressions de i_{sd1} et i_{sd2} décrite dans l'équation d'état (IV.9) dans (V-28), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{sd1}) = i_{sd1}^* - \frac{1}{L_s} (v_{sd1} - r_{s1}i_{sd1} + \omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d \cdot i_{sq2}]) \quad (V-29)$$

$$\dot{S}(i_{sd2}) = i_{sd2}^* - \frac{1}{L_s} (v_{sd2} - r_{s2}i_{sd2} + \omega_s [(L_s + d) i_{sq2} + d \cdot i_{sq1}]) \quad (V-30)$$

Nous décomposons les tensions v_{sd1} et v_{sd2} en deux entités (v_{sd1eq}, v_{sd1n}) et (v_{sd2eq}, v_{sd2n})

$$v_{sd1} = v_{sd1eq} + v_{sd1n} \quad (V-31)$$

$$v_{sd2} = v_{sd2eq} + v_{sd2n} \quad (V-32)$$

En substituant (V-31) et (V-32) dans (V-29) et (V-30) respectivement, on aura :

$$\dot{S}(i_{sd1}) = i_{sd1}^* - \frac{1}{L_s} (v_{sd1eq} + v_{sd1n} - r_{s1}i_{sd1} + \omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d \cdot i_{sq2}]) \quad (V-33)$$

$$\dot{S}(i_{sd2}) = i_{sd2}^* - \frac{1}{L_s} (v_{sd2eq} + v_{sd2n} - r_{s2}i_{sd2} + \omega_s [(L_s + d) i_{sq2} + d \cdot i_{sq1}]) \quad (V-34)$$

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

$$S(i_{sd1}) = 0 \text{ et } S(i_{sd2}) = 0 \quad \text{Ceci implique que : } \dot{S}(i_{sd1}) = 0 \text{ et } \dot{S}(i_{sd2}) = 0$$

$$\dot{S}(i_{sd1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sd1eq} = L_s i_{sd1}^* + r_{s1} i_{sd1} - \omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d \cdot i_{sq2}] \\ v_{sd1n} = 0 \end{cases} \quad (V-35)$$

$$\dot{S}(i_{sd2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sd2eq} = L_s i_{sd2}^* + r_{s2} i_{sd2} - \omega_s [(L_s + d) i_{sq2} + d \cdot i_{sq1}] \\ v_{sd2n} = 0 \end{cases} \quad (V-36)$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(i_{sd1}) \cdot \dot{S}(i_{sd1}) \leq 0 \text{ et } S(i_{sd2}) \cdot \dot{S}(i_{sd2}) \leq 0..$$

La forme la plus simple que peut prendre v_{sd1n} et v_{sd2n} sont celles de relais :

$$\begin{aligned} v_{sd1n} &= K_{d1} \text{ signe } (S(i_{sd1})) \\ v_{sd2n} &= K_{d2} \text{ signe } (S(i_{sd2})) \end{aligned} \quad (\text{V-37})$$

Le choix de K_{d1} et K_{d2} , doivent être toujours positifs pour respecter le critère du mode de convergence.

Nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_{sd1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{sd1eq} = L_s i_{sd1}^* + r_{s1} i_{sd1} - \omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d \cdot i_{sq2}] \\ V_{sd1n} = K_{d1} \text{ signe } (S(i_{sd1})) \end{cases} \quad (\text{V-38})$$

$$\dot{S}(i_{sd2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sd2eq} = L_s i_{sd2}^* + r_{s2} i_{sd2} - \omega_s [(L_s + d) i_{sq2} + d \cdot i_{sq1}] \\ v_{sd2n} = K_{d2} \text{ signe } (S(i_{sd2})) \end{cases} \quad (\text{V-39})$$

b) Suivant l'axe q

□ La surface de la vitesse est donnée par :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{V-40})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (\text{V-41})$$

En substituant l'expression de l'équation mécanique donnée au chapitre précédent (IV-5) dans (V.41), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \left[\frac{L_m}{J(L_m + L_r)} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f \omega_r}{J} \right] \quad (\text{V-42})$$

Nous décomposons les courants i_{sq1} et i_{sq2} en deux entités (i_{sq1eq} , i_{sq1n}) et (i_{sq2eq} , i_{sq2n})

$$\begin{aligned} i_{sq1} &= i_{sq1eq} + i_{sq1n} \\ i_{sq2} &= i_{sq2eq} + i_{sq2n} \end{aligned} \quad (\text{V-43})$$

En substituant (V-43) dans (V-42), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \left[\frac{L_m}{J(L_m + L_r)} \left[\varphi_r (i_{sq1eq} + i_{sq1n} + i_{sq2eq} + i_{sq2n}) \right] - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f \omega_r}{J} \right] \quad (V-44)$$

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

$$S(\omega_r) = 0 \quad \text{Ceci implique que :} \quad \ddot{S}(\omega_r) = 0.$$

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{sq1n} = i_{sq1n} = 0 \\ i_{sq1eq} = i_{sq2eq} = \frac{J(L_m + L_r)}{2L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* + \frac{(L_m + L_r)C_r}{2L_m \varphi_r} + \frac{(L_m + L_r)K_f \omega_r}{2L_m \varphi_r} \end{cases} \quad (V-45)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) \leq 0$.

En substituant l'expression de la commande équivalente (V-45) dans (V-44), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{L_m}{J(L_m + L_r)} \varphi_r (i_{sq1n} + i_{sq2n}) \quad (V-46)$$

La forme la plus simple que peut prendre i_{sq1n} et i_{sq2n} est celle de relais :

$$i_{sq1n} = i_{sq2n} = K_w \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (V-47)$$

Le choix de K_w se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie de chaque régulateur.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{sq1n} = i_{sq1n} = K_w \text{sign}(S(\omega_r)) \\ i_{sq1eq} = i_{sq2eq} = \frac{J(L_m + L_r)}{2L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* + \frac{(L_m + L_r)C_r}{2L_m \varphi_r} + \frac{(L_m + L_r)K_f \omega_r}{2L_m \varphi_r} \end{cases} \quad (V-48)$$

Les autres surfaces des boucles internes concernant le contrôle des courants en quadrature i_{sq1} et i_{sq2} sont représentées par :

$$\begin{cases} S(i_{sq1}) = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ S(i_{sq2}) = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (V-49)$$

Le réglage des courants i_{sq1} et i_{sq2} permet de fournir les commandes v_{sq1}^* et v_{sq2}^*

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq1}) = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ \dot{S}(i_{sq2}) = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (V-50)$$

En substituant l'expression de i_{sq1} et i_{sq2} décrite dans l'équation d'état (IV-9) donné au chapitre précédent dans (V-50), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{sq1}) = i_{sq1}^* - \frac{1}{L_s} \left(v_{sq1} - r_{s1} i_{sq1} - \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd1} + d \cdot i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \right) \quad (V-51)$$

$$\dot{S}(i_{sq2}) = i_{sq2}^* - \frac{1}{L_s} \left(v_{sq2} - r_{s2} i_{sq2} - \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd2} + d \cdot i_{sd1} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \right) \quad (V-52)$$

Nous décomposons les tensions v_{sq1} et v_{sq2} en deux entités (v_{sq1eq}, v_{sq1n}) et (v_{sq2eq}, v_{sq2n})

$$v_{sq1} = v_{sq1eq} + v_{sq1n} \quad (V-53)$$

$$v_{sq2} = v_{sq2eq} + v_{sq2n} \quad (V-54)$$

En substituant (V-53) et (V-54) dans (V-51) et (V-52) respectivement, on aura :

$$\dot{S}(i_{sq1}) = i_{sq1}^* - \frac{1}{L_s} \left(v_{sq1eq} + v_{sq1n} - r_{s1} i_{sq1} - \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd1} + d \cdot i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \right) \quad (V-55)$$

$$\dot{S}(i_{sq2}) = i_{sq2}^* - \frac{1}{L_s} \left(v_{sq2eq} + v_{sq2n} - r_{s2} i_{sq2} - \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd2} + d \cdot i_{sd1} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \right] \right) \quad (V-56)$$

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

$$S(i_{sq1}) = 0 \text{ et } S(i_{sq2}) = 0 \quad \text{Ceci implique que : } \dot{S}(i_{sq1}) = 0 \text{ et } \dot{S}(i_{sq2}) = 0$$

$$\dot{S}(i_{sq1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sq1eq} = L_s i_{sq1}^* + r_{s1} i_{sq1} + \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd1} + d \cdot i_{sd2} \right] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \\ v_{sq1n} = 0 \end{cases} \quad (V-57)$$

$$\dot{S}(i_{sq2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sq2eq} = L_s i_{sq2}^* + r_{s2} i_{sq2} + \omega_s \left[(L_s + d) \dot{\gamma}_{sd2} + d \cdot i_{sd1} \right] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \\ v_{sq2n} = 0 \end{cases} \quad (V-58)$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(i_{sq1}) \cdot \dot{S}(i_{sq1}) \leq 0 \text{ et } S(i_{sq2}) \cdot \dot{S}(i_{sq2}) \leq 0.$$

La forme la plus simple que peut prendre v_{sq1n} et v_{sq2n} sont celles de relais :

$$\begin{aligned} v_{sq1n} &= K_{q1} \text{ signe } (S(i_{sq1})) \\ v_{sq2n} &= K_{q2} \text{ signe } (S(i_{sq2})) \end{aligned} \quad (\text{V-59})$$

Le choix de K_{q1} et K_{q2} , doivent être toujours positifs pour respecter le critère du mode de convergence.

Nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_{sq1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sq1eq} = L_s i_{sq1}^* + r_{s1} i_{sq1} + \omega_s \left([(L_s + d) i_{sd1} + d \cdot i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \right) \\ v_{sq1n} = K_{q1} \text{ signe } (S(i_{sq1})) \end{cases} \quad (\text{V-60})$$

$$\dot{S}(i_{sq2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{sq2eq} = L_s i_{sq2}^* + r_{s2} i_{sq2} + \omega_s \left([(L_s + d) i_{sd2} + d \cdot i_{sd1}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \right) \\ v_{sq2n} = K_{q2} \text{ signe } (S(i_{sq2})) \end{cases} \quad (\text{V-61})$$

V.4. Simulation et interprétation

Les simulations présentées dans cette thèse montrent les caractéristiques de la commande par mode de glissement en utilisant la stratégie de commande SIGNE à un seuil avec un degré relatif $r=1$ appliquée sur une machine asynchrone double étoile alimentée par deux convertisseurs matriciels identiques commandés par la stratégie de modulation à trois intervalles.

Les simulations sont faites pour deux échelons de vitesse :

- ☞ Echelon de vitesse de 0 à 157 rd/s.
- ☞ Echelon de vitesse de 0 à 314 rd/s.

Pour chaque échelon de vitesse on a :

- ☞ Application d'un couple résistant entre $t = 1,2$ et 2 s ($C_r = 14$ N.m).
- ☞ L'inversion de vitesse à $t = 2,3$ s.

Les réponses simulées sont :

- ☞ L'évolution de vitesse de rotation.

- ☞ L'évolution du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone double étoile.
- ☞ L'évolution des courants statoriques réels et en quadrature.
- ☞ L'évolution des flux rotoriques direct et en quadrature.
- ☞ Les formes des tensions réelles statorique

a. échelon de vitesse de 0 à 157 rd/s :

Les réponses du réglage de vitesse sont montrées par la figure (V.7).

b. échelon de vitesse de 0 à 314 rd/s :

Les réponses du réglage de vitesse sont montrées par la figure (V.8).

Interprétation :

Les figures (V.7) et (V.8) montrent que :

- ☞ La machine répond bien à l'échelon de vitesse, soit au démarrage, soit à l'inversion de sens de rotation, soit au long de l'application du couple résistant qui n'affecte pas sur la vitesse.
- ☞ Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.
- ☞ Les caractéristiques présentent de petites oscillations au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques. Ces oscillations sont dues à la nature de la commande qui se fait avec une fréquence grande.

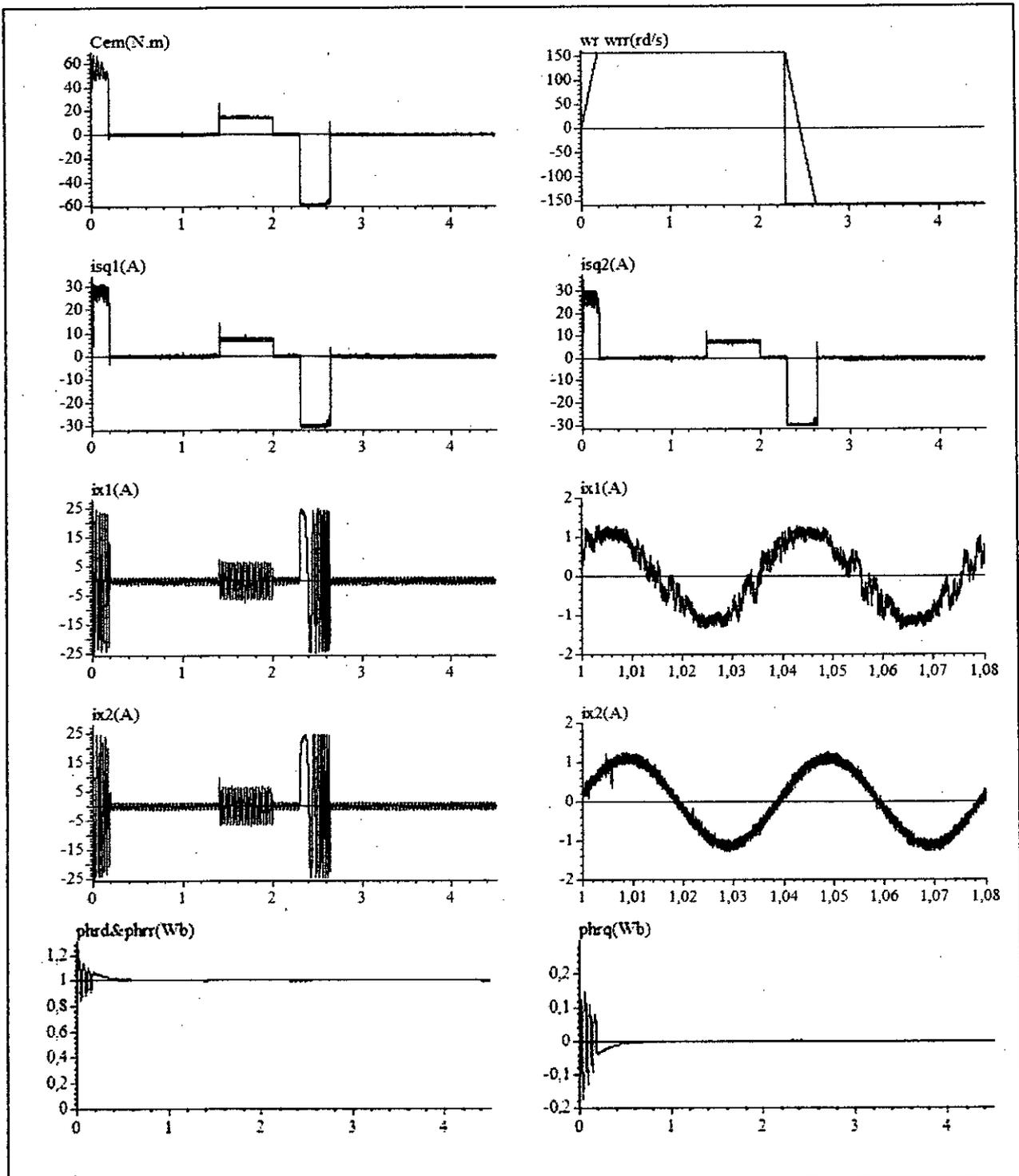


Figure V.7 : Simulation du réglage de vitesse par mode de glissement d'une MASDE pour $w_r = 157$ rd/s

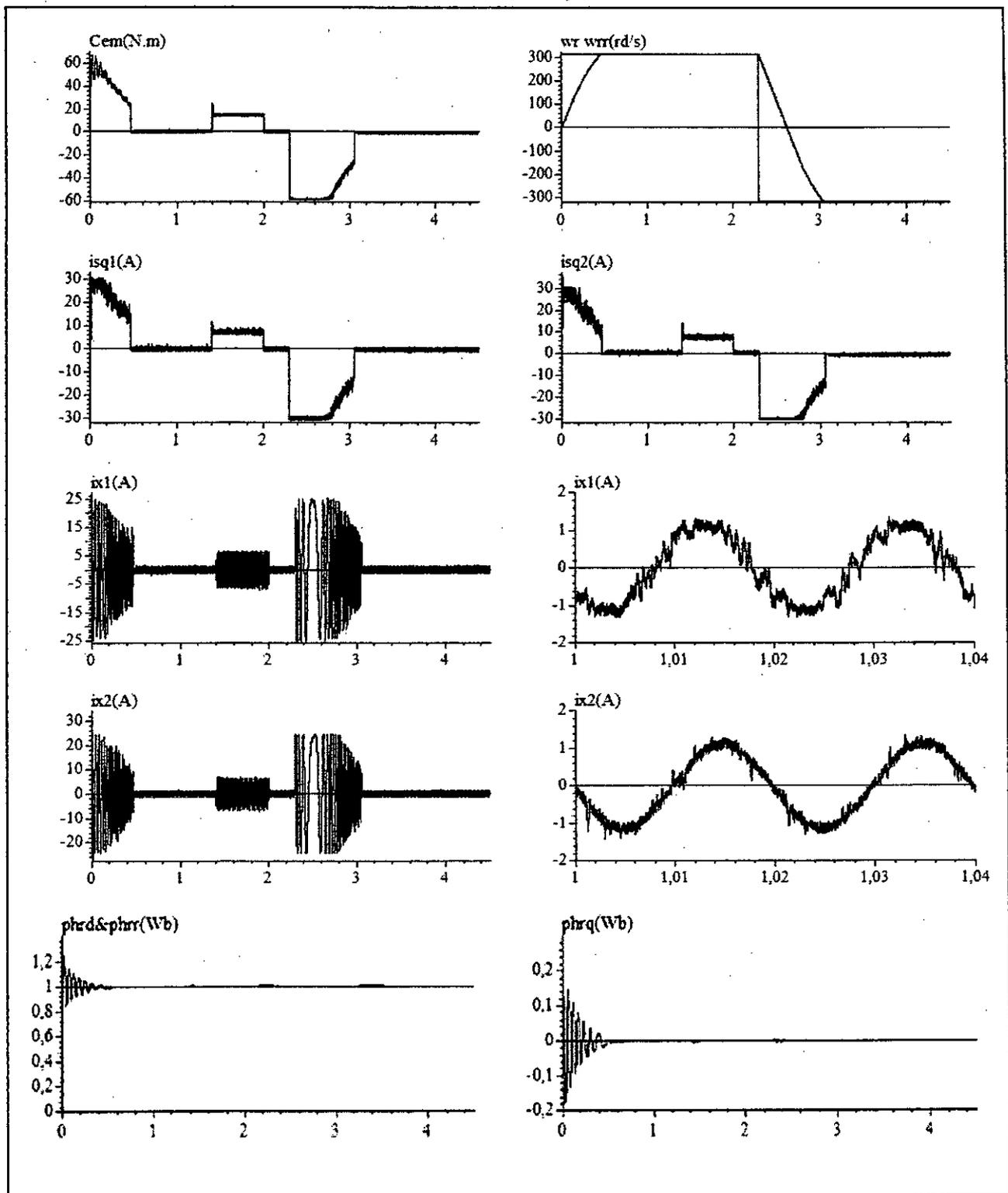


Figure V.8 : Simulation du réglage de vitesse par mode de glissement d'une MASDE pour $w_{rr} = 314$ rd/s

V.5 Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation) [14] [33] [34].

Nous proposons dans ce chapitre l'étude de la robustesse de la commande par mode de glissement. Nous procédons, aux tests de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément, à savoir les paramètres statoriques, rotoriques et mécaniques.

V.5.1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres statorique

Les figures (Fig.V.9.a, Fig.V.9-b), représentent respectivement les variations de 20 % des inductances statorique (L_{s1} , L_{s2}), de 50 % des résistances statorique (r_{s1} et r_{s2}),

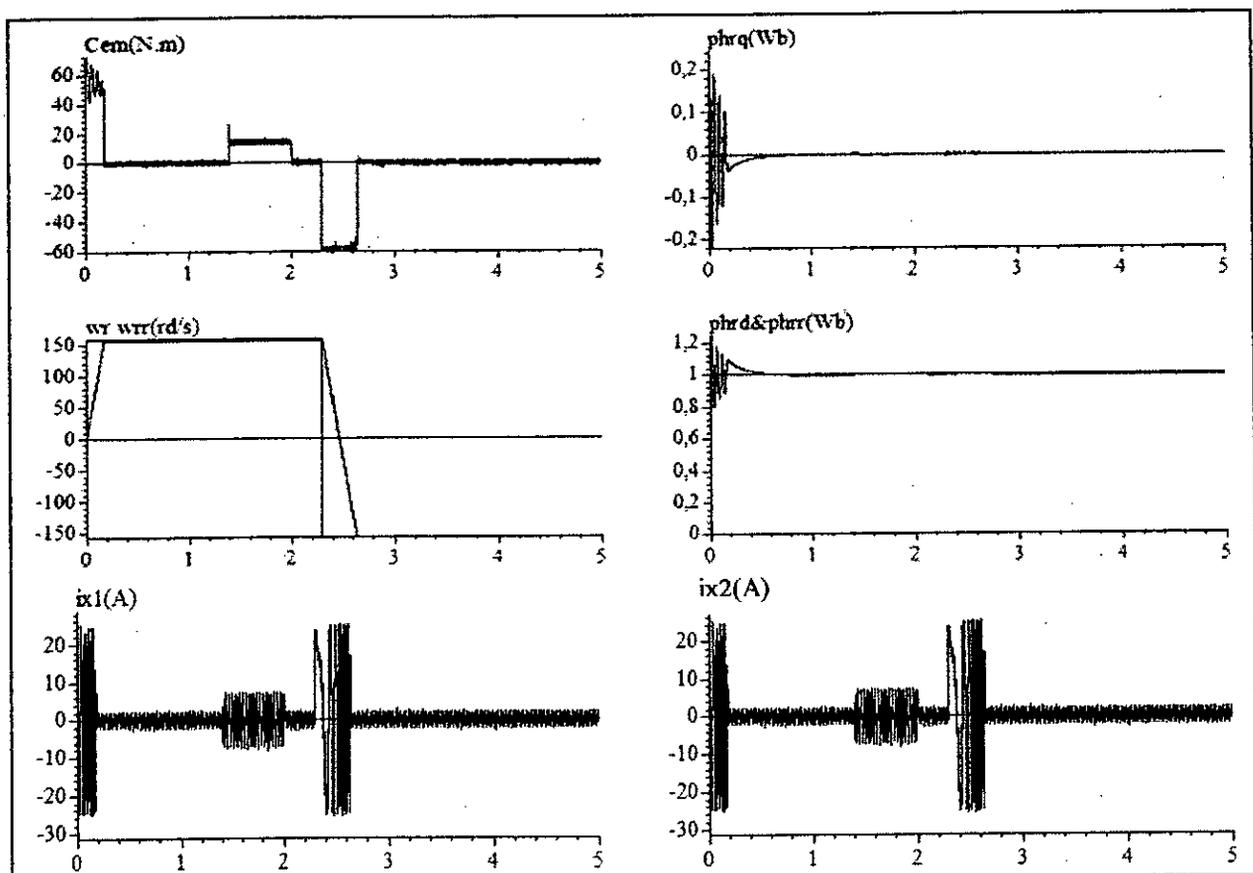


Fig.V.9.a. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 20% des inductances statorique.

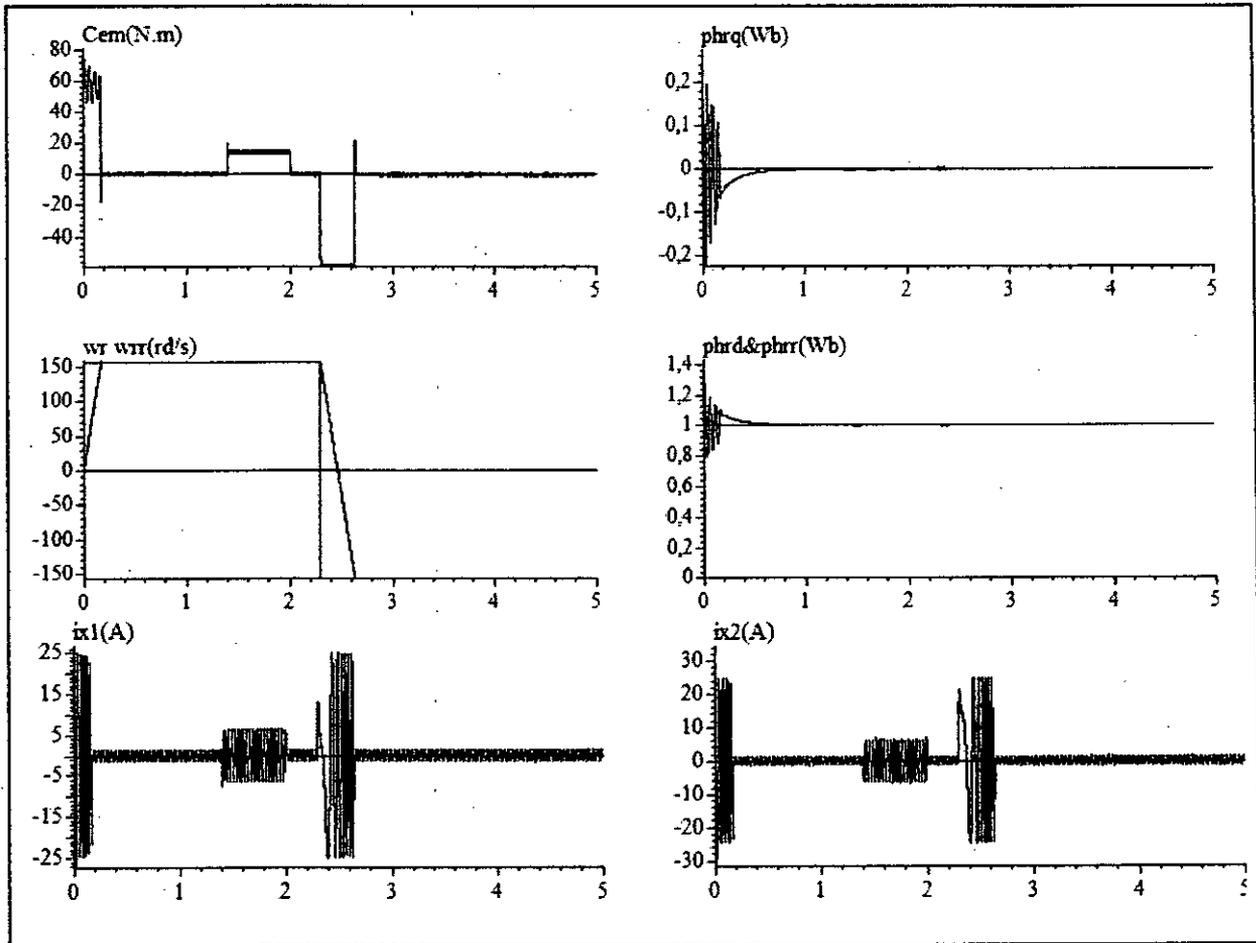


Fig.V.9.b. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 50% des résistances statorique.

V.5.2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotorique

Les figures (Fig.V.10.a, Fig.V.10.b), représentent respectivement les variations de 20 % de l'inductance rotorique L_r , de 30 % de la résistance rotorique r_r .

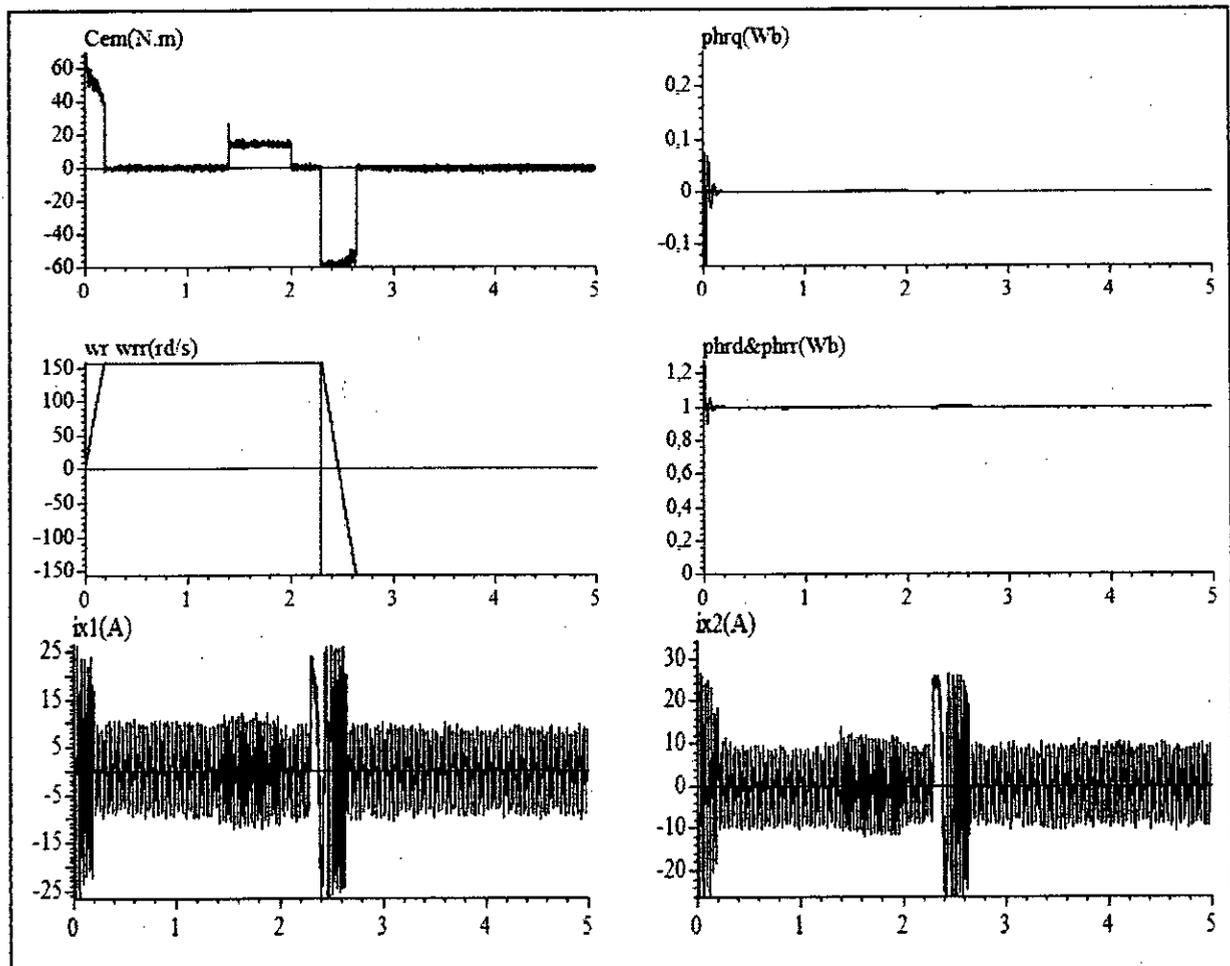


Fig.V.10.a. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 20% de l'inductance rotorique.

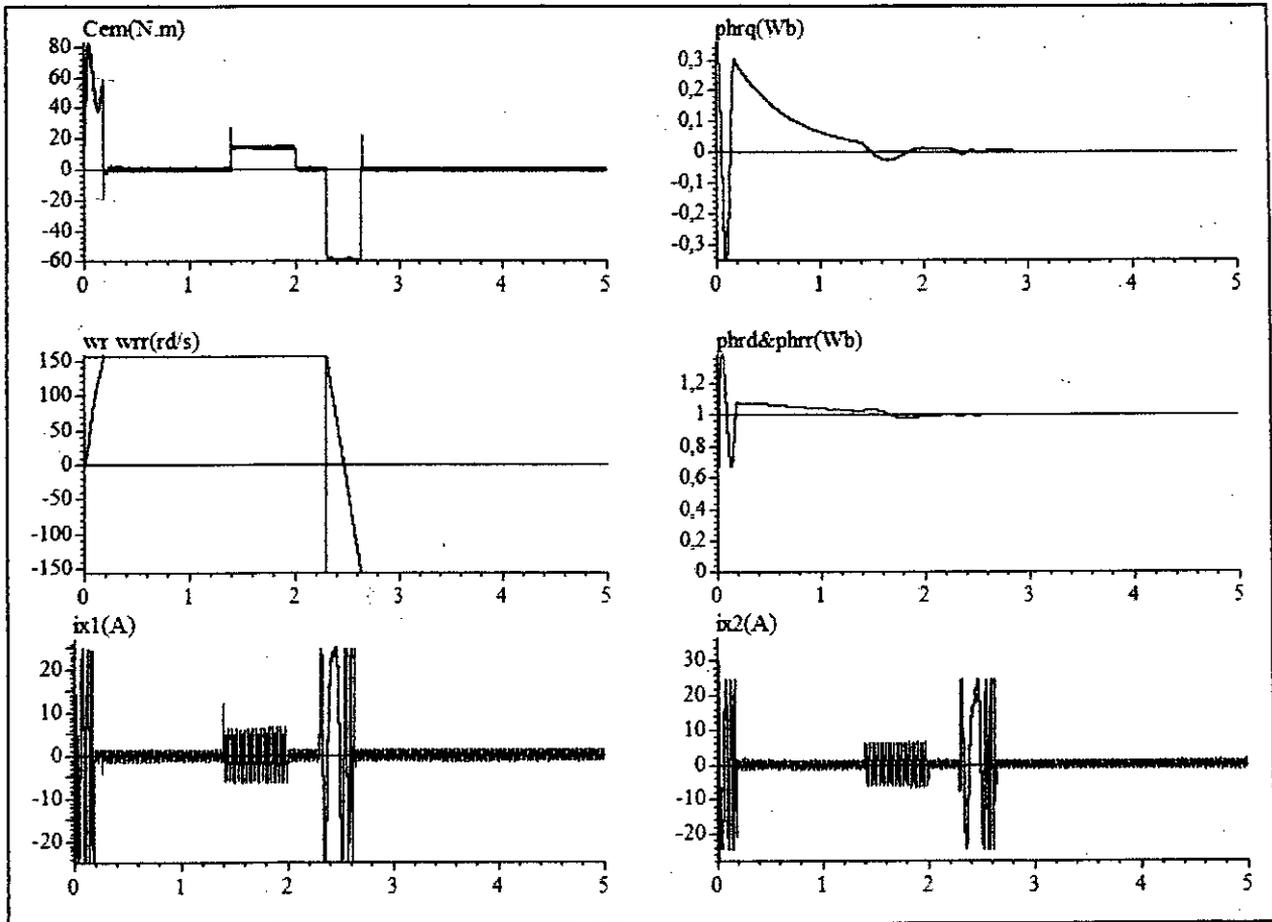


Fig.V.10.b. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 30% de la résistance rotorique.

V.5.3. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécanique

Les figures (Fig.V.11.a, Fig.V.11.b), représentent respectivement les variations de 50 % du moment d'inertie (J) et de 10 % du couple de charge (C_r).

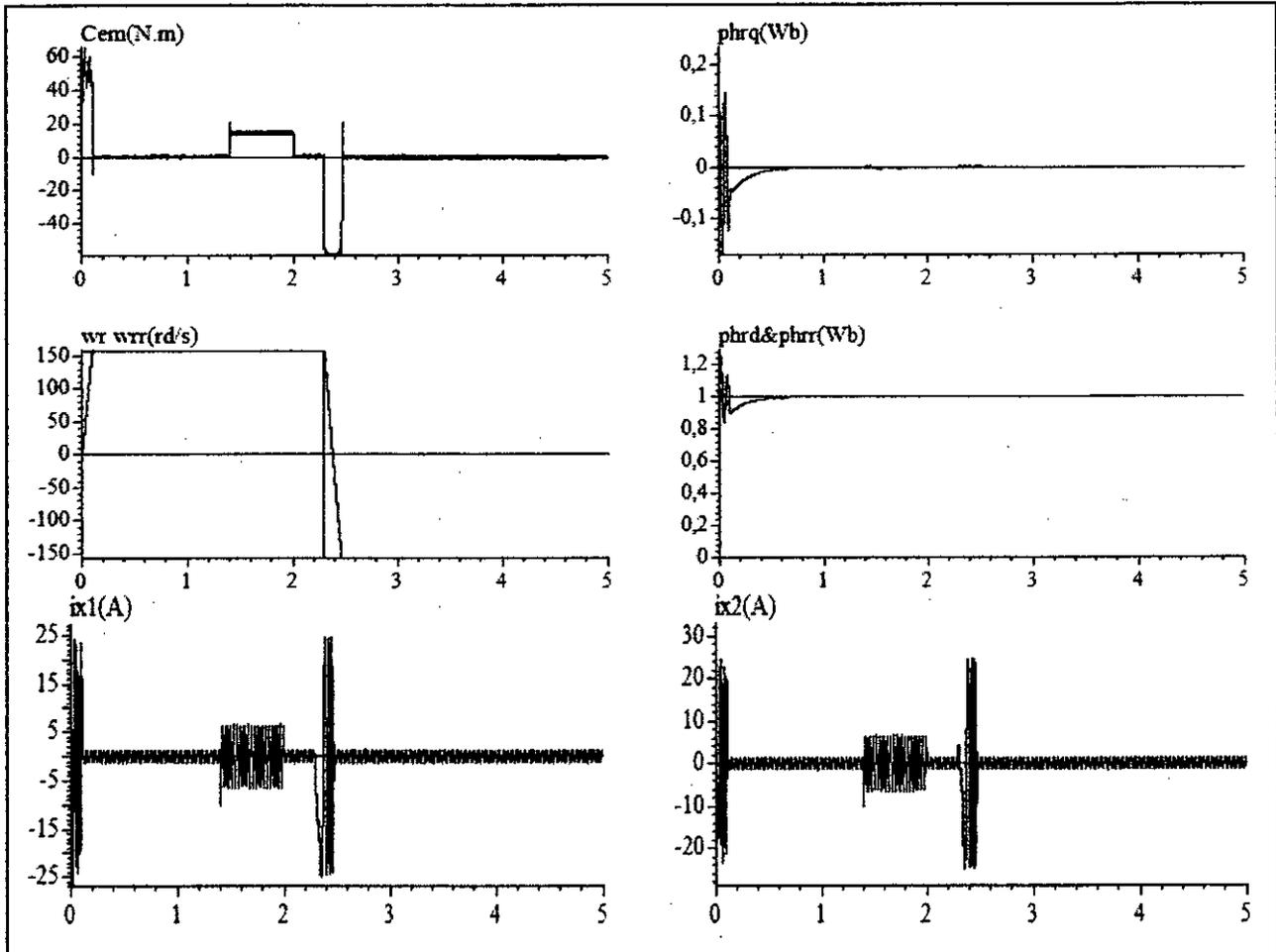


Fig.V.11.a. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 50% du moment d'inertie J .

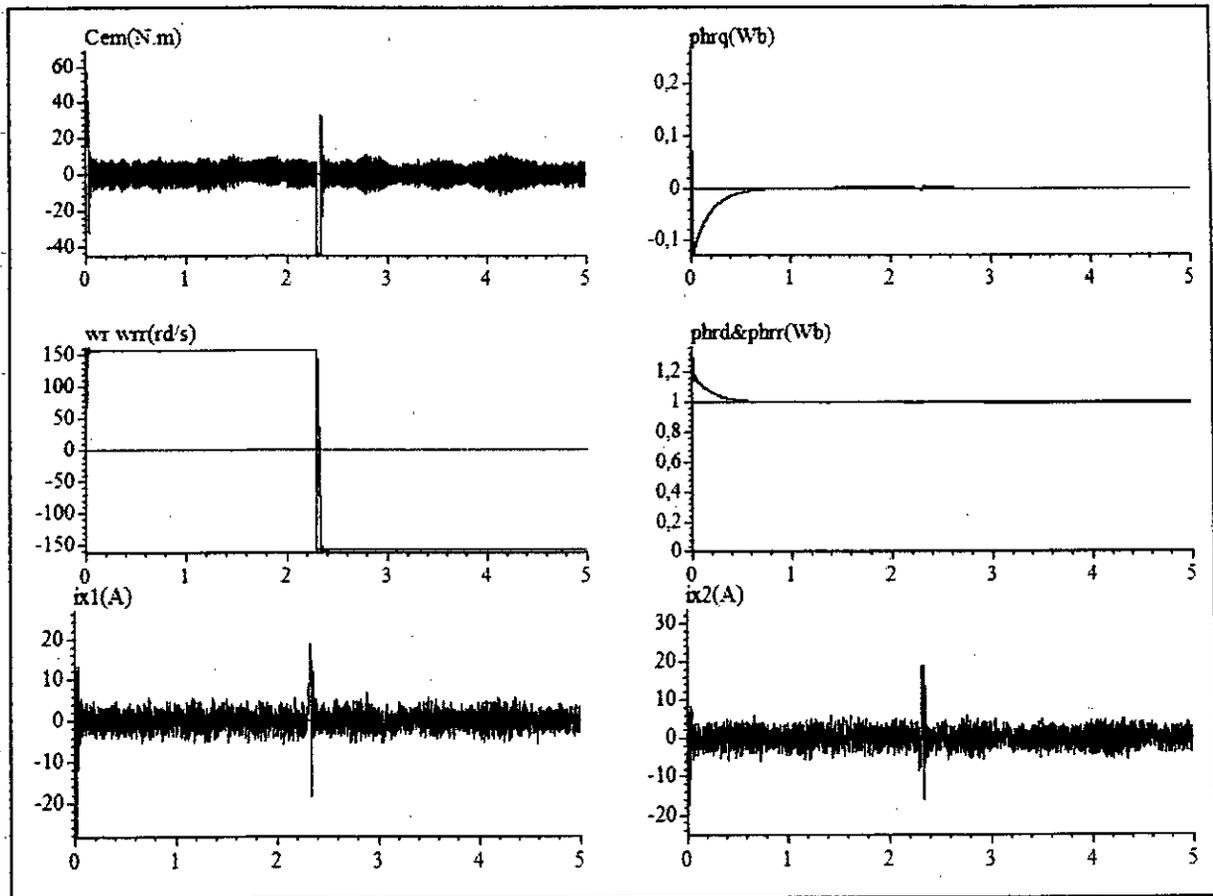


Fig.V.11.b. Performance du moteur asynchrone double étoile commandé par les modes glissants avec une variation de 10% du couple résistant.

■ INTERPRÉTATION

Les graphes des figures (Fig.V.9.a, Fig.V.9.b) illustrent les performances de la machine asynchrone double étoile, contrôlé par les modes glissants ($r = 1$), avec les variations des paramètres statorique.

Constatons que les variations de 50 % des résistances statorique (R_{s1} , R_{s2}), de 20 % des inductances (L_{s1} , L_{s2}) n'influent guère sur les performances de la machine asynchrone double étoile. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent leurs valeurs de consignes. Ainsi, nous pouvons considérer que cette commande est robuste vis-à-vis des variations des paramètres statoriques.

Les graphes des figures (Fig.V.10.a, Fig.V.10.b) représentent les caractéristiques de la machine asynchrone double étoile contrôlée par les modes glissants ($r = 1$), avec les variations des paramètres rotorique.

Constatons qu'à partir d'une variation de 30 % de la résistance rotorique (R_r), de 20 % de l'inductance (L_r), le découplage est maintenu à partir de $t=2.9s$. La commande est considérée donc, robuste vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques.

Les graphes des figures (Fig.V.11.a et Fig.V.11.b) illustrent les performances de la machine asynchrone double étoile contrôlée par les modes glissants ($r = 1$), avec les variations des paramètres mécaniques.

Constatons que les variations de 50 % du moment d'inertie (J) et de 10 % de du couple résistant (C_r) n'influent pas sur les performances du moteur. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent très bien leurs valeurs de consignes. Donc cette commande est robuste vis-à-vis les variations des paramètres mécaniques.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande par mode glissement de la machine asynchrone double étoile. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs de glissements donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation. Par contre ils présentent des oscillations au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques, due à la nature de la commande qui se fait avec une fréquence grande (phénomène de Chattering).

Pour le test de robustesse de la commande par mode de glissement s'est révélé très important. Nous avons constaté que cette commande est robuste aux variations des paramètres statoriques, mécaniques et rotoriques.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse et la commande du convertisseur matriciel et son application à la conduite de la machine asynchrone double étoile.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue de son alimentation par un convertisseur statique. L'utilisation de la transformation de PARK au stator a permis de réduire largement le système d'état de la machine double étoile.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de conversion alternative-alternative : convertisseur matriciel. Ainsi, on a développé :

- ☞ Un modèle de fonctionnement du convertisseur matriciel sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- ☞ Un modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel.

Dans le troisième chapitre, on a développé trois stratégies de commande MLI du convertisseur matriciel :

- ☞ La stratégie de modulation à trois intervalles.
- ☞ La stratégie de modulation sub harmoniques.
- ☞ La stratégie de modulation calculée.

Les caractéristiques de réglage (donnant la variation du fondamental de la tension délivrée par le convertisseur en fonction du taux de modulation r) de ces stratégies sont linéaires jusqu'à :

- ☞ $r=0.8$ pour la stratégie de modulation à trois intervalles.
- ☞ $r=0.9$ pour la stratégie de modulation sub harmoniques.
- ☞ $r=1$ pour la stratégie de modulation MLI calculée.

Le taux d'harmoniques décroît généralement quand r augmente.

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = mf_s$) pour la stratégie de modulation à trois intervalles et la stratégie de modulation sub harmoniques. Par contre Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences deux fois multiples de celle de la porteuse ($f_p = mf_s$) pour la stratégie de modulation MLI calculée.

L'injection des harmoniques multiple de trois dans les tensions de référence (La stratégie de modulation subharmonique) permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de tension, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude de la technique d'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, si le flux est maintenu constant à sa valeur nominale, la machine fournit à tout instant un couple maximal. La méthode directe a été développée pour un réglage classique de vitesse. Les résultats obtenus ont montré le bon suivi des grandeurs référence après le régime transitoire et le découplage se maintient.

Cependant, l'étude des variations paramétriques de la machine asynchrone double étoile montre que le découplage couple-flux est perdu. Donc la commande par orientation du flux n'est robuste aux variations des paramètres de la machine.

Au dernier chapitre, la commande par mode de glissement qui est une technique de commande à structure variable, a été étudiée comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

La mise en œuvre de technique de commande a permis d'améliorer les performances de réglage notamment en ce qui concerne la dynamique de la poursuite et le rejet de la perturbation. La robustesse du réglage est vérifiée dans le cas des variations des paramètres de la machine asynchrone double étoile.

Perspectives:

- Etude d'autres stratégies de commande des convertisseurs matriciels.
- Etude du problème de commutation pour les convertisseurs matriciels.
- Etude de la conduite d'autres machines alimentées par les convertisseurs matriciels.

Paramètres de la machine asynchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kW}$
Résistance de l'enroulement statorique 1	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
Résistance de l'enroulement statorique 2	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductances de fuite statoriques	$L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductances de fuite rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles	$p = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg/m}^2$
Coefficient de frottement	$K_d = 0.001 \text{ Nm.s/rd}$
Tension nominale	220 V
Courant nominal	6.5 A

Bibliographie

- [1] : Z Chen A, C Williamson, "simulation study of a double three phase electric machine" school of engineering university of Durham ,dept of electrical engineering and electronics UMIST .
- [2]: D.Hadiouche, "Modelling of a Double Star Induction Motor for Space Vector PWM control", ICEM2000.
- [3] : K.Dahmane, R.Chibah «Analyse et Commande d'un Convertisseur Matriciel Triphasé : Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone » PFE ENP, Alger 2001.
- [4] : Y.CHABANE, «contribution à la commande d'une nouvelle structure de conversion AC-AC. Application à Machine Asynchrone » PFE ENP, Alger 2002.
- [5]: A. Schuster, « A Drive System with a Digitally Controlled Matrix Converter feeding an AC-Induction Machine » Proceedings of PEVD, Nottingham, pp. 378-382, 1996.
- [6]: A.Schuster, «Commande, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînements par Moteur Asynchrone » Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [7]: C. Dahmani, N. Siahmed, «*Commande en cascade par mode de glissement de la MAS alimentée en tension*» P.F.E, USTHB, Dépt. D'Electrotechnique, 1995
- [8] : E.M. Berkouk, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux »
Thèse de doctoract, CNAM paris 1995.
- [9] : G. Segulier, J. Lesenne, F. Notelet, « Introduction à l'électrotechnique approfondie » Lille 1980.
- [10]: H.M. Guaoua, S. Benhammadi "machine asynchrone à double stator modélisation, alimentation et commande" PFE ENP, Alger 2002.
- [11] :N. Lourci, R. Ameer, « Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC », P.F.E, Dépt. De Génie Electrique, ENP 1998
- [12] : J.P. Caron, J.P. Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Editions Technique- Paris, 1995.
- [13] : B. Robyns « Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Déc 1993.

- [14] : D. Laouadi, A. Kasmi « **Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ** ». Thèse de PFE. ENP, 2000.
- [15] : N. Lourci, « **Contribution à l'Etude et à la Commande d'un Onduleur Triphasé à Cinq niveaux à Diodes Flottantes. Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone Triphasée**» Thèse de Magister. ENP, 2000.
- [16]: A. Faidallah « **Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones** » Thèse de Doctorat, INPL France, Fev 1995.
- [17]: P. Vas « **Vector control of AC machines** » Oxford Publications, 1990.
- [18]: G BUCHE « **commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink** » PFE Grenoble2001
- [19] : A. Kerboua, « **Commandes et observateurs par mode de glissement : application à une machine asynchrone alimentée en tension** » Thèse de Magister. ENP, 1999.
- [20]: S. Barkati, « **Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone** » Thèse de Magister. ENP, 1997.
- [21] : K. Brahmi, K. Gherbi, « **Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension**», P.F.E, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [22] : D. Alliaoui, D. Lalili, « **Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension**», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1997.
- [23] K. Yazid, « **Commande vectorielle de la MAS avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique**», Thèse de Magister, USTHB, Juillet 1996.
- [24] M.O. 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, ENP 1999.
- [25] H. Bühler, « **Réglage par mode de glissement**», Presses Polytech. Romandes, 1986.
- [26] J.J. Slotine, W. Li, « *Applied nonlinear control* », Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1991.
- [27] V. I. Utkin « **Variable structure systems with sliding modes**», IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-22, pp. 212-222, 1977.
- [28]: M.O. Mahmoudi, B.Hemici, « **Adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension** », Acte of 2nd international conference on Electrotechnics ICEL'2000, PP.150-154.

- [29] : H. Hemici, K.Seba, M.O.Mahmoudi, « **Influence des paramètres sur le découplage et les performances de la commande par flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant** », Journées d'étude JST'95, mai 1995, INH-Boumerdès.
- [30] : L. Barazane, B. Hemici, M.O.Mahmoudi, Y. Amara, R. Benamar « **étude de l'influence de la constante du temps rotorique et de la saturation magnétique sur la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en courant** », Acte of 3rd International Conference on Applied Mathematics and Engineering Sciences CIMASI'2000, Casablanca (Maroc), octobre 2000.
- [31] : K. Dahmane, EM. Berkouk, M.O.Mahmoudi, « **La modulation vectorielle d'un convertisseur matriciel triphasé : application à la conduite d'un machine asynchrone** », CNEA'04 Première Conférence Nationale sur l'Electrotechnique et ses Applications Sidi Bel Abbés, 24-25 Mai 2004.
- [32]: M.O Mahmoudi, N.Madani, M.F.Benkhoris and F.Boudjema, “**Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Machine Drive**”, The European Physical Journal Applied Physics. EDP Sciences 1999, ISSN 1286-0042, Vol. 7, N°3, September 1999, pp. 217-225.
- [33]: M.O. Mahmoudi, B. Hemici, F. Boudjema and L. Zebrowski, “**Application of the equivalent control by sliding mode to a field oriented induction motor drive**”, AMSE Press Periodicals, Modelling Measurement & Control, Series A, ISSN 0761-2508, Vol. 73, N°3, Sep. 2000, pp. 15-28.
- [34]: N. Madani, M.F. Benkhoris, S.Siala and M. Mahmoudi, “**A robust control of an asynchronous motor via sliding mode technique**”, Proceedings of 6th Conference on power Electronics and variable speed drives (PEVD'98), Conference publication N°456, IEE, London (UK), Sep. 1998, pp. 341-346.