

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E. R de Génie Electrique et Informatique

Filière : Electrotechnique



PROJET DE FIN D'ETUDE

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique*

THÈME

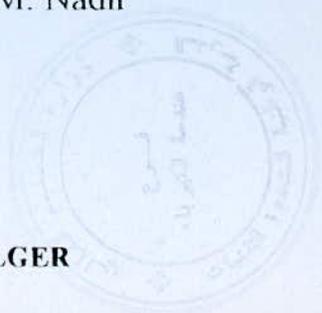
***Modélisation et commande d'un onduleur à
cinq niveaux à cellules imbriquées
Application à la conduite d'une MSAP***

Encadré par :
E. M. Berkouk

Présenté par :
H. Benbouza
M. Nadir

Promotion Juin 1998

E.N.P 10, Avenue HASSEN-BADI, EL-HARRACH, ALGER



Dédicaces



A ma chère mère

A mon chère père

A ma grand-mère

A ma tante Malika et son époux Boudiaf Seghier qui m'ont aidé et soutenu dans les moments les plus difficiles.

A mon frère Anouar, mes soeurs chacune par son nom. A tout mes amis samou et mohammed en particulier.

A mes "compagnons de parcours" Karim et Omar.

A mon camarade Benbouza Hakim, que j'ai eu la chance d'apprécier son sérieux, son esprit créatif et sa gentillesse

A tout ces personnes, je dédie ce modeste travail

Mohcine.

Dédicaces



Ce modeste travail est dédié à :

A ma chère mère.

A mon chère père.

A mes frères Rachid, Adel, Chems-Edinne et spécialement Djallal et ma soeur soumia.

A tout mes oncles et leurs femmes et enfants (Lakhdar, Abd El Hafid, Cherif, Choukra, Naima, Farida, Mourad, Khaled et Khalil).

A mes amis Nadjib, Aziz, Delenda Abd El Hakim, Klictine Ali, Boudiaf Azedine et tout les amis de l'ENP et de bouraoui.

Specialement à toi Mokcine.

Hakim.

REMERCIEMENTS



En premier lieu nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première année fondamentale, et en particulier ceux du département Génie-Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Que notre promoteur, **M' BERKOUK EL-MADJID** trouve ici l'expression de notre profonde gratitude pour les efforts qu'il a fournis dans le cadre de ce projet de fin d'étude, et surtout pour sa patience et la confiance qu'il nous a accordés.

Nous tenons aussi à témoigner de nos sincères remerciements à :

- ♣ Messieurs les membres du jury qui ont contribué à la présentation de ce travail.
- ♣ Le personnel de la bibliothèque de l'Ecole, et en particulier Messieurs KRIMO et SALAH.
- ♣ Le personnel du centre de calcul de l'Ecole.

NOTATIONS



- $V_{a,b,c}$: tensions instantanées des phases statoriques.
 $V_{ds,qs}$: tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.
 $I_{a,b,c}$: courants instantanés des phases de la machine.
 R_s : résistance d'une phase statorique.
 J : moment d'Inertie de la partie tournante.
 Ω : vitesse angulaire du rotor.
 ω : pulsation des tensions statoriques.
 C_{em} : couple électromagnétique.
 C_r : couple résistant.
 C_f : couple de frottement.
 f_c : coefficient de frottement.
 P : nombre de paires de pôles.
 $P(\theta)$: matrice de transformation de Park.
 θ : angle de transformation de Park.
 $L_{d,q}$: inductances cyclique directe et en quadrature.
 Φ_f : flux des aimants.
 L_{cs} : inductance cyclique propre.
 S : opérateur de Laplace.
 K_p : coefficient du régulateur de position.
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: coefficients du régulateur de vitesse.
 K_{pd}, K_{id} : coefficients du régulateur de courant I_{ds} .
 τ_e : constante de temps Electrique.
 τ_m : constante de temps mécanique.
 K : indice du bras de l'onduleur.
 Td_{ks} : semi conducteur du bras K .
 B_{ks} : fonction de connexion de l'interruption Td_{ks} .
 F_i : fonction de commutation.
 F_i^b : fonction de connexion du bras.
 V_{am}, V_{bm}, V_{cm} : tensions délivrées pour l'onduleur triphasé.
 I_1, I_2, I_3 : courants de l'onduleur triphasés.
 $M(t)$: matrice de conversion composée.
 $N(t)$: matrice de conversion simple.
 $M_g(t)$: matrice génératrice composée de conversion.
 $N_g(t)$: matrice génératrice simple de conversion.
 $M_{gr}(t)$: matrice génératrice réduite composée de conversion.
 $N_{gr}(t)$: matrice génératrice réduite simple de conversion.
 Δ_1 : hystérèse.
 X_g : fonction génératrice de la fonction X .

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

introduction générale. 1

CHAPITRE I : Modélisation de la MSAP

Introduction.	3
I. 1 Les machines synchrones à aimant permanent.	3
I. 2 Structure rotorique des MSAP.	4
I. 2. 1 Choix magnétique.	4
I. 2. 2 Choix mécanique.	4
I. 3 Avantages des MSAP.	5
I. 4 Modélisation de la machine.	5
I. 4. 1 Caractéristiques de la MSAP.	5
I. 4. 2 Hypothèses simplificatrices.	5
I. 4. 3 Modélisation.	5
I. 4. 4 La transformation de Park.	6
I. 5 Autopilotage de la machine synchrone.	9
I. 6 Application.	9
Conclusion.	10

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la MSAP

II. 1 Commande vectorielle.	14
Introduction.	14
II. 1. 1 Principe de la commande vectorielle.	14
II. 1. 2 Réalisation de la commande.	16
II. 1. 3 Simulation et interprétation.	17
II. 1. 4 Mise en oeuvre de la commande vectorielle.	19
II. 1. 5 Simulation et interprétation.	20
II. 2 Réglage de vitesse et de position.	22
Introduction.	22
II. 2. 1 Réglage de vitesse.	22
II. 2. 2 Dimensionnement du régulateur de vitesse.	22
II. 2. 2. 1 Fonction de transfert en boucle ouverte.	22
II. 2. 2. 2 Fonction de transfert en boucle fermée.	24
II. 2. 3 Réglage du courant I_{ds}	26
II. 2. 4 Réglage de position.	28
II. 2. 5 Résultats de simulation.	28
II. 2. 5. 1 Réglage de vitesse.	28
II. 2. 5. 2 Inversion de vitesse.	29
II. 2. 5. 3 Réglage de position.	29
Conclusion.	29

CHAPITRE III : Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées

Introduction	36
III. 1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.	36
III. 1. 1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.	36
III. 1. 2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux. ...	36
III. 1. 2. 1 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.	36
III. 1. 2. 2 Cellules de commutation.	40
III. 1. 2. 3 Réseaux de Petri d'une cellule de commutation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.	41
III. 2 Modèle de connaissance et de commande des onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.	42
III. 2. 1 Commandabilité.	42
III. 2. 2 Modèle de commande.	42
III. 2. 2. 1 Fonction génératrice et modèle de commande.	47
conclusion.	51

CHAPITRE IV : Les stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées

Introduction	53
IV. 1 Commande triangulosinoïdale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse. .	53
IV. 1. 1 Principe de la stratégie.	53
IV. 1. 2 Etude de la tension.	56
IV. 1. 2. 1 Caractéristiques de réglage.	57
IV. 1. 3 Conduite de la MSAP par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinoïdale à une porteuse.	60
Conclusion	60
IV. 2 commande triangulosinoïdale à échantillonnage naturel avec quatre porteuses.	66
IV. 2. 1 Etude de la tension.	67
IV. 2. 1. 1 Caractéristiques de réglage de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie à quatre porteuses.	68
IV. 2. 2 Application.	70
Conclusion	70
IV. 3 Commande par Hystérésis en courant.	76
IV. 3. 1 Principe de la commande par Hystérésis en courant.	76
IV. 3. 2 Application.	77
IV. 4 Modulation calculé.	84
IV. 4. 1 principe.	84
IV. 4. 2 Etude de la tension.	87
IV. 4. 3 Application.	87
conclusion	87
conclusion générale	94

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Parmi les machines électriques, c'est la machine à courant continu qui est la plus simple à commander. Cependant sa structure mécanique marquée par la présence du système balais-collecteur nécessite une maintenance continue et souvent coûteuse, ce qui a remis en question l'utilisation industrielle de ce type de machine, et consacré l'effort de recherche au développement de l'association machines à courant alternatif-convertisseurs statiques. Les machines à courant alternatif peuvent atteindre des puissance et tensions élevées, c'est leur commande difficile qui limite leur utilisation.

Le développement des composants d'électronique de puissance et celui d'aimants permanents performants, ont constitué les deux lignes d'attaque du problème de l'association machines synchrones à aimant permanent-convertisseurs statiques, et toutes les deux ont abouti à des résultats très intéressants. Aujourd'hui, la machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur est destinée à occuper une large place dans l'industrie.

Les onduleurs sont essentiellement caractérisés par le nombre de niveaux de la tension de sortie. Cette caractéristique détermine la tension et la puissance de l'onduleur. Actuellement, on trouve dans l'industrie surtout les onduleurs à deux niveaux et on commence petit à petit à utiliser les onduleurs à trois niveaux. On comprend ainsi, le besoin de développer des onduleurs ayant des niveaux élevés.

Ce travail porte sur l'étude de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur et commandée par flux orienté. Son objectif principal est d'étudier l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées servant à alimenter la machine. On développera d'abord son modèle de connaissance et de commande. En suite, on développera les différents algorithmes de ce convertisseur.

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, on étudiera la commande de vitesse et de position en utilisant la commande par flux orienté de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de l'onduleur à cellules imbriquées est le thème du troisième chapitre. On présentera son modèle de connaissance et de commande en utilisant les fonctions de connexions des demi-bras.

Au dernier chapitre, nous présenterons les stratégies de commande appliquées à l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées associé à la machine synchrone à aimants permanents. Pour chaque stratégie on présentera la tension délivrée par l'onduleur, son analyse spectrale, le taux d'ondulation et la caractéristique de réglage.

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MSAP

Introduction :

La commande de la machine à courant continu à excitation séparée est parfaitement maîtrisée, Cependant, cette dernière présente des inconvénients importants, à savoir : présence de balais collecteur qui la limite en puissance et lui impose aussi une maintenance et des restrictions sur son milieu ambiant. Ces inconvénients sont des écueils à l'utilisation des machines à courant continu. C'est pourquoi a surgit le besoin de développer les machines à courant alternatif et leurs commande et en particulier la machine synchrone .

Contrairement à la machine à courant continu, la machine synchrone est robuste , fiable et peut être utilisée dans des conditions dures . Un seul problème était lié à la machine synchrone : sa commande. C'est grâce à l'électronique de puissance avancée que ce défaut a été contourné [1].

Le stator de la machine synchrone abrite un système triphasé dit induit. Tandisque le rotor procure le champ d'excitation nécessaire au fonctionnement de la machine. il est constitué d'un bobinage alimentée en courant-continu ou aimant permanent. Cette dernière variante constitue les machines synchrones à aimants permanents.

I.1-les machines synchrones à aimants permanents :

Un aimant permanent est caractérisé par son induction rémanente B_r , son champ coercitif H_c sa perméabilité relative μ_r [2].

Les caractéristique des machines synchrones à aimant permanents, dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé. En effet la puissance électrique des machines électrique à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie. Le tableau (I.1) donne les déférents caractéristiques des aimants utilisés [3].

	Ferrites	Alnico	SmCo5	SmCo7	NdFeB
induction rémanente $B_r(T)$	0.39	1.28	0.90	1.07	1.22
champ coercitif $H_c(A/m)$	230	50	700	720	900
perméabilité relative μ_r	1.01	3.00	1.02	1.02	1.05
$B_r \cdot H_c$ (AT/cm)	89.7	64	630	770.4	1098

Tableau.I.1: Les caractéristiques des différents types d'aimants

I.2-Structure rotorique des MSAP :

La structure de principe d'un rotor d'une MSAP est établi selon deux choix, (critère magnétique et mécanique) [3].

I.2.1-Choix magnétique :

Il s'agit de la présence ou de l'absence de pièces polaires. Les pièces polaires assurent une meilleure canalisation du flux et leur présence n'implique a priori aucune forme particulière d'aimantation. Cette dernière pouvant être tangentielle ou radiale à l'entrefer ou même complexe.

Par contre l'absence des pièces polaires implique une aimantation perpendiculaire à l'entrefer qui est considéré constant dans ce cas. En effet, la saillance est raisonnablement négligée du fait de la presque égalité des deux perméabilités respectives de l'air et de l'aimant. Aussi, la réaction magnétique d'induit est pratiquement nulle [4].

I.2.2-Choix mécanique :

les aimants permanents sont faiblement résistants à la rupture par la traction. Cette résistance s'affaiblit encore plus lorsque le rotor prend de la vitesse. Donc le rotor (l'aimant) doit être fretté [3], c'est-à-dire recouvert de matériau pour augmenter sa résistance à la traction. Selon que l'aimant est recouvert totalement de matériau amagnétique ou alternativement de pièces magnétiques et amagnétiques. La frette est dite respectivement homogène ou hétérogène. Figure (I.1.a) et (I.1.b).

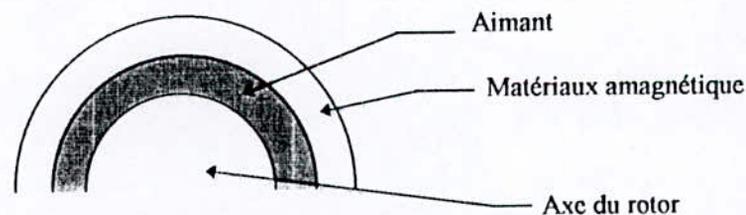


Fig.I.1.a:Aimant muni d'une frette homogène

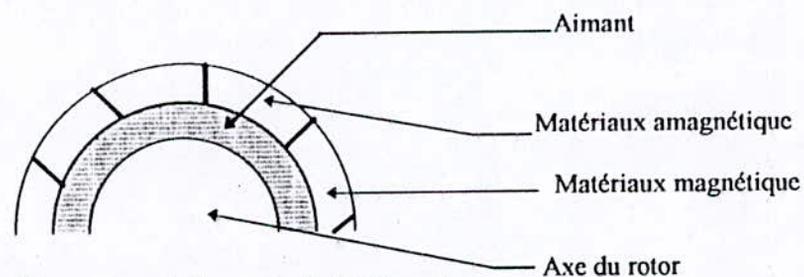


Fig.I.1.b:Aimant muni d'une frette hétérogène

I.3-Avantages des MSAP :

La possibilité de démagnétisation des aimants et la difficulté de contrôler leurs flux sont les deux inconvénients des MSAP. Ces derniers sont largement compensés par ses avantages suivants:

- possibilité de réalisation de grandes vitesses et présence d'un grand nombre de pôles .
- l'excitation de la MSAP permet la suppression des contacts glissant, ou des dispositifs à diodes tournants, ce qui permet la réduction des problèmes de maintenance [5].
- L'utilisation des aimants pour l'excitation de la machine élimine le problème de refroidissement car il n'y a pas de pertes Joules au rotor [6].

I.4-modélisation de la machine :

I.4.1-Caractéristiques de la MSAP:

La MSAP utilisée est à pôles lisses et sans frettes, les deux type de frettage homogène ou hétérogène en les effets suivants:

- Un frettage Homogène fait augmenter l'entrefer magnétique et par suite une diminution du flux utile des aimants .
- un frettage hétérogène donne la naissance à une saillance des pôles par construction, ce qui rend la Machine à pièces polaires .

I.4.2-Hypothèses simplificatrices :

Comme pour l'étude de tout système électrotechnique, les hypothèses simplificatrices sont indispensables. Ceci se justifie essentiellement par la difficulté de quantifier toutes les pertes, et de déterminer avec précision les effets de mutualités et d'autres effets intervenants. Nous supposons que :

- L'enroulement statorique est parfaitement équilibré.
- L'aimantation est rigide.
- L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables.
- On néglige l'effet de peau.
- Négligence des couplages capacitifs entre enroulements.
- Négligence de l'effet de la température sur les valeurs effectives des résistances.
- La machine fonctionne en régime linéaire.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- Négligence de l'influence des pièces polaires.
- On suppose que la distribution de la force magnétomotrice (statorique) est sinusoïdale.

I.4.3-Modélisation :

Le schéma électrique de la machine synchrone à aimants permanents est présenté par la figure (I.2)

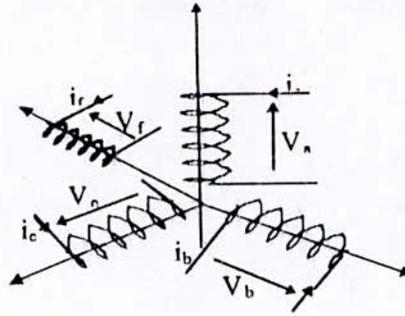


Fig.I.2: Représentation de la MSAP.

A partir de ce schéma nous obtenons:

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (I.1)$$

$$[\Phi] = [L_s] [I] + \Phi_f \quad (I.2)$$

Avec :

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^T$: vecteur tensions statoriques.

$[I] = [I_a, I_b, I_c]^T$: vecteur courants statoriques.

$$[R] = [R_s] [I] \quad (I.3)$$

R_s : résistance d'une phase.

$[I]$: Matrice identité.

Φ_f : flux de l'aimant permanent.

Les équations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.4)$$

$$C_f = f_c \Omega \quad (I.5)$$

Avec:

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: vitesse de rotation de la machine

ω : vitesse électrique.

J : moment d'inertie de la partie tournante.

p : nombre de paires de pôles.

C_r : couple résistant.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_f : couple de frottement.

f_c : coefficient de frottement.

I.4.4-La transformation de Park :

A L'origine, Park à mis au point sa fameuse transformation pour simplifier les écritures des Φ_f , Φ_{ds} et Φ_{qs} à travers les enroulements d'excitation, et amortisseurs d'une Machine synchrone [7].

La matrice de transformation (passage) ainsi obtenue est unitaire donc l'invariance de la puissance de la puissance complexe est assurée. Mais cette matrice n'est pas orthogonale, donc il n'y a pas de conservation de la puissance instantanées. Pour y remédier, Park a normé sa matrice pour avoir une transformation d'un système électrique triphasé à un nouveau système d'axes direct, inverse et homopolaire (d, q, o). Au cas ou le système d'origine est équilibré, la composante homopolaire est nulle, ce qui fait de la transformation une bonne simplification. La condition unique de la transformation de Park est que les grandeurs d'origine soient sinusoïdales.

Les axes d, q tournent par rapport au système équilibré d'origine a, b, c à la vitesse ω , et θ est l'angle entre ces deux systèmes

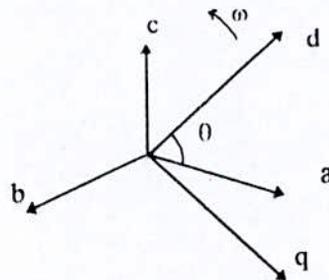


Fig.I.3 : Transformation de Park pour un système équilibré .

La transformation ainsi décrite est donner par :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ o \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{I.6}$$

Avec :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \text{ou} \quad \theta(t) = \int_0^t \omega(v) dv ; P^{-1}(\theta) = [P(\theta)]^T \tag{I.8}$$

Le choix de la loi de déplacement du nouveau système d'axe (d, q) par rapport à l'ancien , revient à choisir ω , dont voici les possibilités :

- $\omega=0$: référentiel statorique.
- $\omega=\omega_r$: référentiel rotorique.
- $\omega=\omega_s$: référentiel lie au champ tournant .

A Partir de l'équation (I.1)et avec :

$$\begin{cases} [I_{abc}] = p(\theta) [I_{dq}] \\ [V_{abc}] = p(\theta) [V_{dq}] \\ [\Phi_{abc}] = p(\theta) [\Phi_{dq}] \end{cases} \quad (I.9)$$

On trouve que :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.10)$$

On choisit $\frac{d\theta}{dt} = -\omega$, on obtient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.11)$$

A partir de la deuxième relation du système (I.1), on peut écrire.

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

avec :

L_{cs} : inductance cyclique principale.

est sachant que :

$$[\Phi_{dq}] = [p(\theta)]^{-1} [\Phi_{abc}] \quad (I.13)$$

Nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (I.14)$$

avec :

L_d : inductance statorique suivant l'axe d.

L_q : inductance statorique suivant l'axe q.

La combinaison des deux systèmes (I.12) et (I.14) nous donne finalement

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - L_q \omega I_{qs} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_d \omega I_{ds} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (1.15)$$

Ce système d'équation n'est autre que les équations électriques.

L'influence de la transformation de Park sur l'équation mécanique apparaît sur le terme de C_{em}

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f$$

avec :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [L_b]' & [I_r]' \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

et en utilisant la transformation de Park, cette formule se simplifie à :

$$C_{em} = p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] = p [\Phi_f I_{qs} + (L_d - L_q) I_{ds} I_{qs}] \quad (1.17)$$

- Nous verrons plus tard l'intérêt de cette écriture de C_{em} , lors de l'étude de la commande par flux orienté.
- On voit déjà l'intérêt de la transformation de Park, à part le fait qu'elle simplifie le modèle de la machine, elle conduit à un système d'équations différentiels à coefficient constants.
- Pour toute étude ultérieure la machine sera modélisée donc par le système d'équation (1.15), l'équation mécanique (1.4) et la formule du couple (1.17).

1.5-Autopilotage de la machine synchrone :

Au démarrage de la machine synchrone, et pour permettre au rotor de s'accrocher au champ tournant statorique nous devons alimenter la machine en fréquence variable jusqu'à l'établissement du synchronisme. Une des solutions à la réalisation de ce démarrage est l'autopilotage, qui consiste à alimenter la machine avec un système de tension sinusoïdale en fonction de la position rotorique. Ce qui permet d'assurer le synchronisme entre le rotor et le champ tournant statorique.

1.6-Application :

Après avoir modélisé la MSAP on a simulé son modèle alimenté par un système de tension sinusoïdale dans deux cas .

- à vide : en remarque de la figure (1.4.a) que
 - La vitesse après un régime transitoire elle se stabilise a une valeur de 400.311(Rd/s).
 - Le couple électromagnétique, au démarrage il dépasse sa valeur nominale pour vaincre l'inertie de la machine et il est proportionnel aux courant I_{qs} a cause de l'égalité entre les inductances L_d et L_q en régime permanent il se stabilise pour compenser les pertes mécanique.
- en charge : la figure (1.4.a) montre que l'application d'une charge en régime permanent provoque la diminution de la vitesse jusqu'à la valeur de 224.545 (Rd/s) cela est suivie d'une demande de courant et de flux.

•Ce qui est remarquable aussi que l'application d'une charge provoque une variation simultanée des grandeurs suivant les deux axes d et q ce qui justifié le couplage existant entre ses grandeurs

Conclusion :

La transformation de Park à permi de passer du système électrique triphasé équilibré à un système d'axes d, q plus simple. Cependant, ces deux axes sont fortement couplés entre eux, ce qui constitue la difficulté de commander la MSAP.

Dans le prochain chapitre nous présenterons la commande par flux oriente qui est la solution au problème de commande de la MSAP.

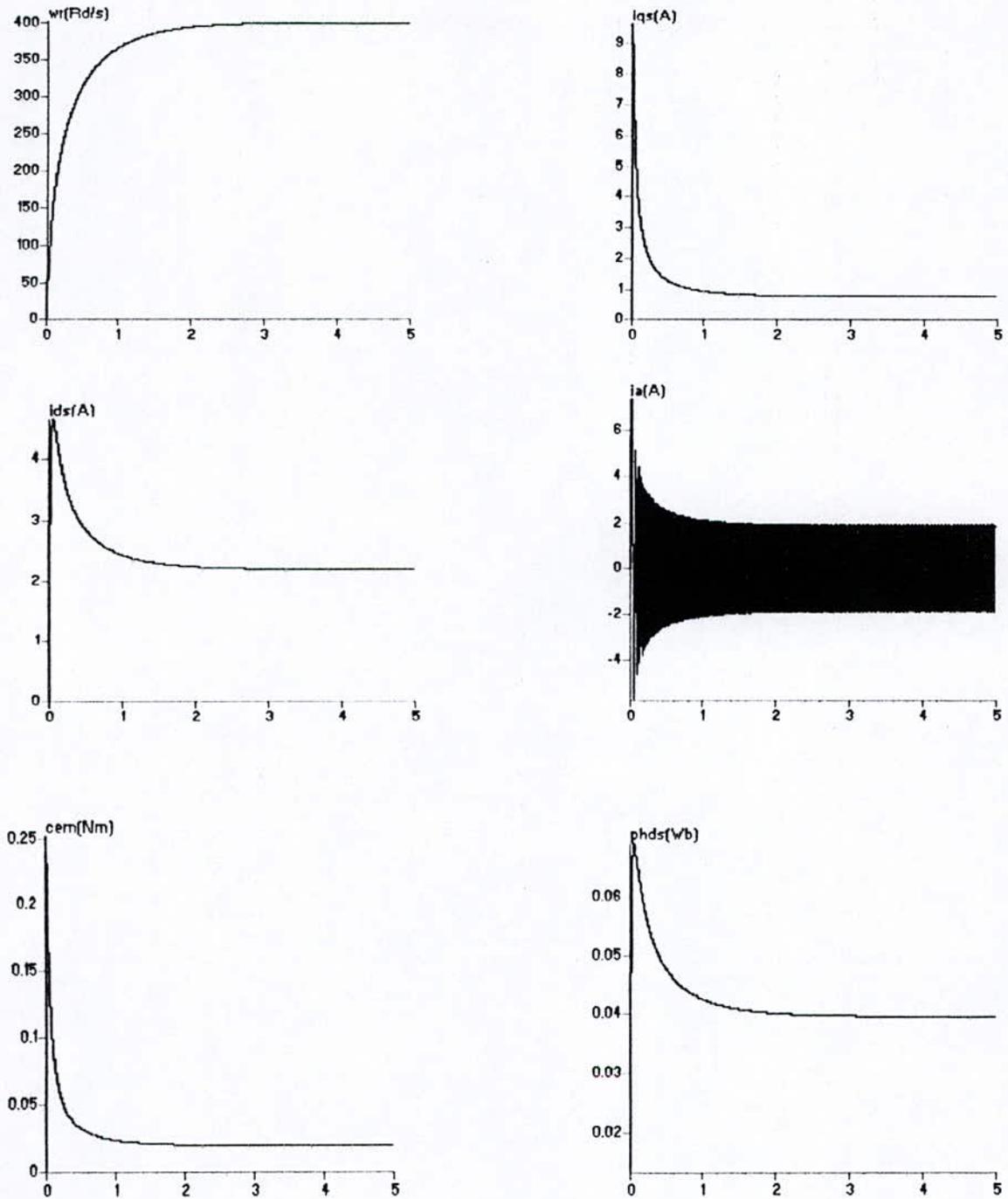


Fig.I.4-a :Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

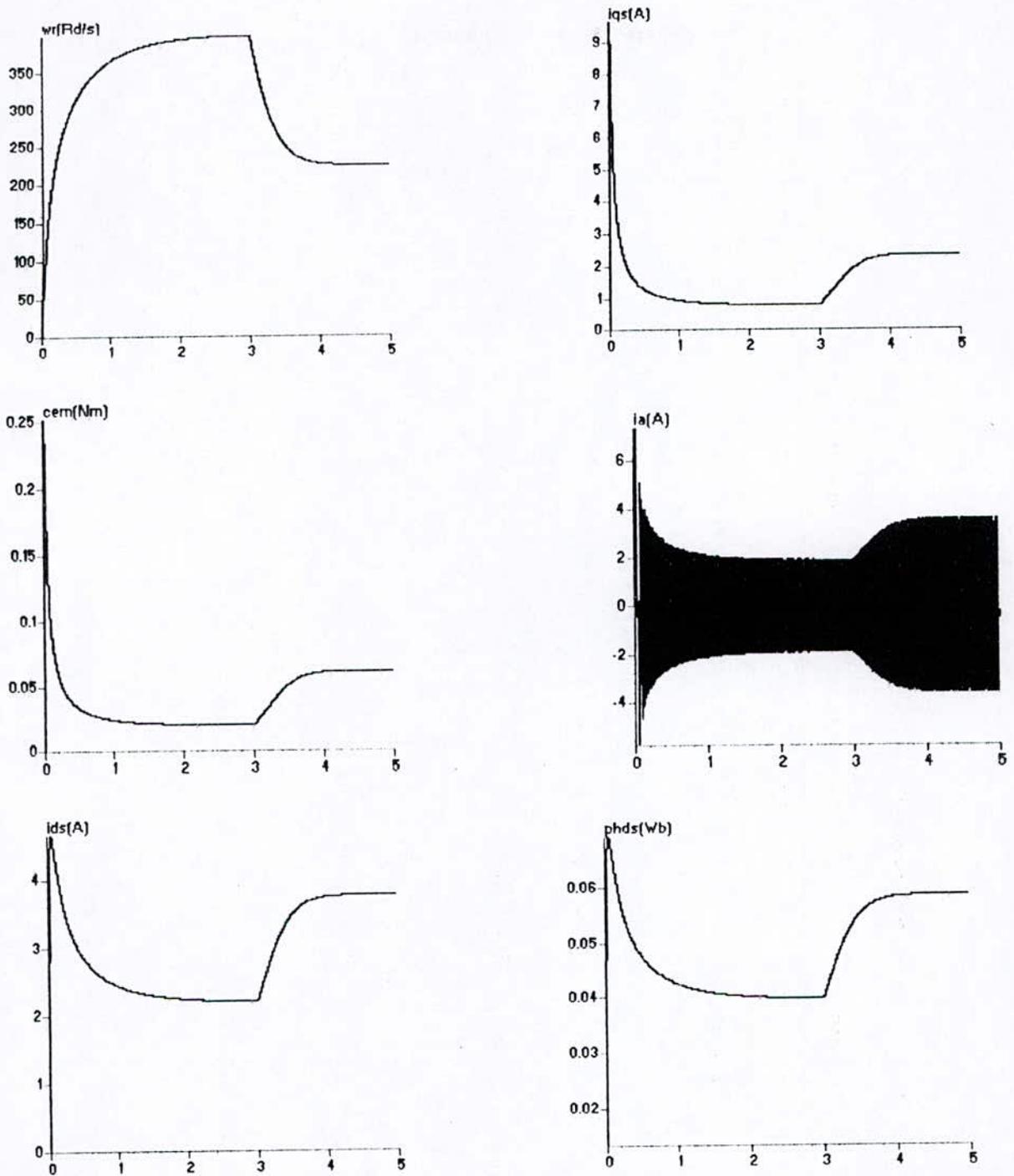


Fig.I.4-b :Caractéristiques dynamiques de la MSAP avec application d'une charge en régime permanent

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

II.1-Commande vectorielle :

Introduction :

La machine à courant continu a la réputation de machine facilement commandable. Cependant, elle nécessite une maintenance coûteuse du fait de la présence du système balais collecteur et ne peut donc travailler dans des milieux durs. Contrairement à cette catégorie de machines, les machines à courant alternatif peuvent réaliser des puissances et tensions élevées, mais leur commande a pour longtemps été difficile.

Ce grand problème de l'électronique a été brillamment surmonté par la naissance de la commande par flux orienté dite aussi vectorielle. Elle constitue la solution au problème de commande des machines à courant alternatif, et a ainsi arrêté l'utilisation des machines à courant continu.

Cependant le souvenir des machines à courant continu sera conservé : c'est à leur image que la commande vectorielle commande les machines alternatives .

II.1.1- principe de la commande vectorielle :

La commande vectorielle consiste à assimiler la MSAP à une machine à courant continu. Pour cette fin, comparant la relation (II .1) donnant le couple électromagnétique d'une MSAP et celle d'une machine à courant continu (II.2).

$$C_{em} = P [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (II.1)$$

et

$$C_e = K \Phi I_a \quad (II.2)$$

Φ : flux inducteur de la MCC.

I_a : courant d'induit.

K : coefficient propre à la machine.

On voit bien que pour avoir la même forme du couple électromagnétique, il suffit de maintenir le courant I_{ds} nul. Le couple sera donc donné par :

$$C_{em} = P \Phi_f I_{qs} \quad (II.3)$$

ou alors

$$C_{em} = P \Phi_f I_s \quad (II.4)$$

car :

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_s = I_{qs} \\ \Phi_{ds} = \Phi_f \end{cases}$$

I_s : courant statorique réel.

En parallèle, cette simplification de l'écriture du couple électromagnétique, l'imposition de I_{ds} nul fait simplifier le modèle de la machine. Reprenons le modèle de la machine :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega L_q I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega L_d I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (II.5)$$

Le système (II.5) est le modèle en tension de la machine, à partir du quel nous pouvons déduire le modèle en courant.

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_{ds} + \omega \frac{L_q}{L_d} I_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_d} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_{qs} - \omega \frac{L_d}{L_q} I_{ds} - \frac{\Phi_f}{L_q} \omega + \frac{V_{qs}}{L_q} \end{cases} \quad (II.6)$$

Ce système montre la difficulté de la commande de la MSAP, qui se résume par la non linéarité de ce système et son caractère multivariable. En plus, c'est un système couplé. Autrement dit, il est impossible d'agir sur une grandeur sans influencer les autres.

En posant $I_{ds}=0$ le système (II.6) devient :

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_{qs} - \frac{\Phi_f}{L_q} \omega + \frac{V_{qs}}{L_q} \quad (II.7)$$

La relation (II.7) conjuguée avec l'équation mécanique de la machine donne le nouveau modèle de la MSAP figure (II.1.1).

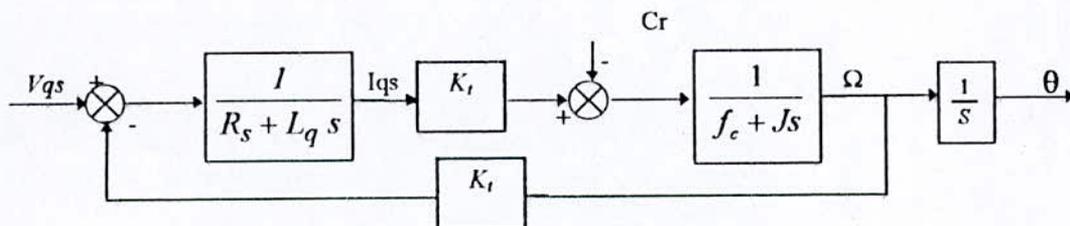


Fig.II.1.1:Modèle de la MSAP après découplage

Nous remarquons que ce nouveau modèle de la MSAP est équivalent au modèle de la machine à courant continu. Il nous reste à présent, de traiter la réalisation pratique de la commande vectorielle [8].

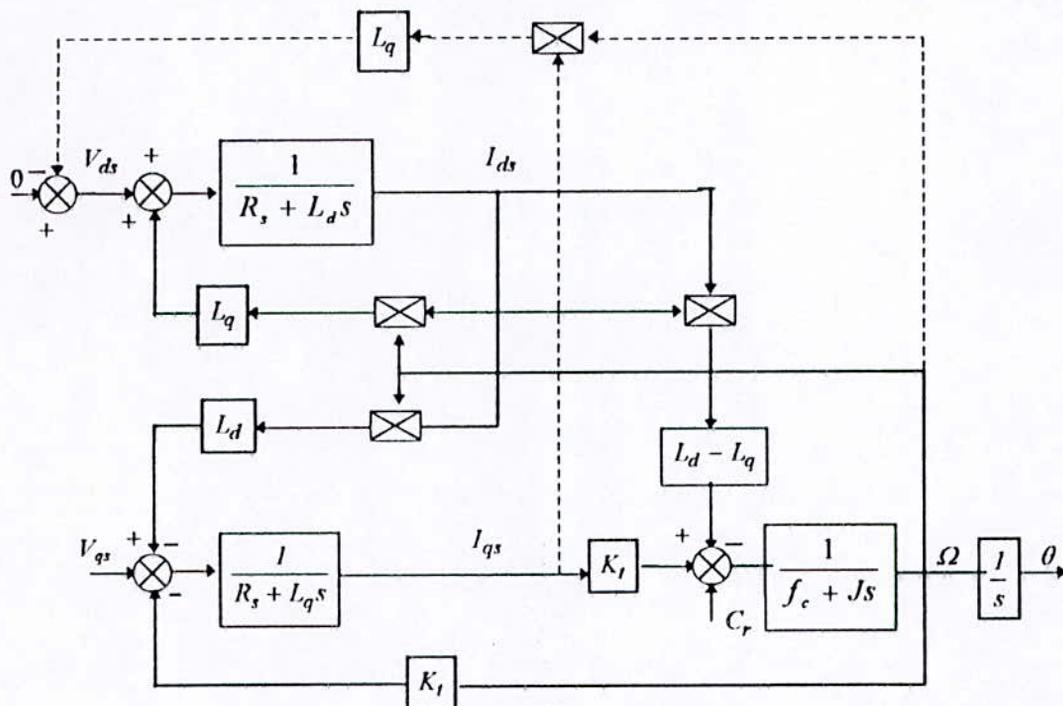


Fig.II.1.3: découplage des axes d et q de la MSAP

II.1.3-Simulation et interprétation :

Nous avons simulé le nouveau modèle de la MSAP en boucle ouverte Figure (II.1.1). Les résultats sont donnés par la figure (II.1.4) .

Comme prévu analytiquement, nous remarquons l'annulation du courant I_{ds} après un régime transitoire. Nous pouvons améliorer ce régime transitoire par l'addition d'un régulateur de courant. Le courant I_{qs} est identique au courant réel I_s . Aussi ,le couple électromagnétique C_{em} et le courant I_{qs} ont la même allure puisque il sont liés par la relation (II.3). Le flux suivant l'axe d, Φ_{ds} se stabilise à la valeur du flux des aimants permanents ou $\phi_f = 0.013Wb$,après un régime transitoire. Ce régime transitoire dépend des paramètres de la MSAP.

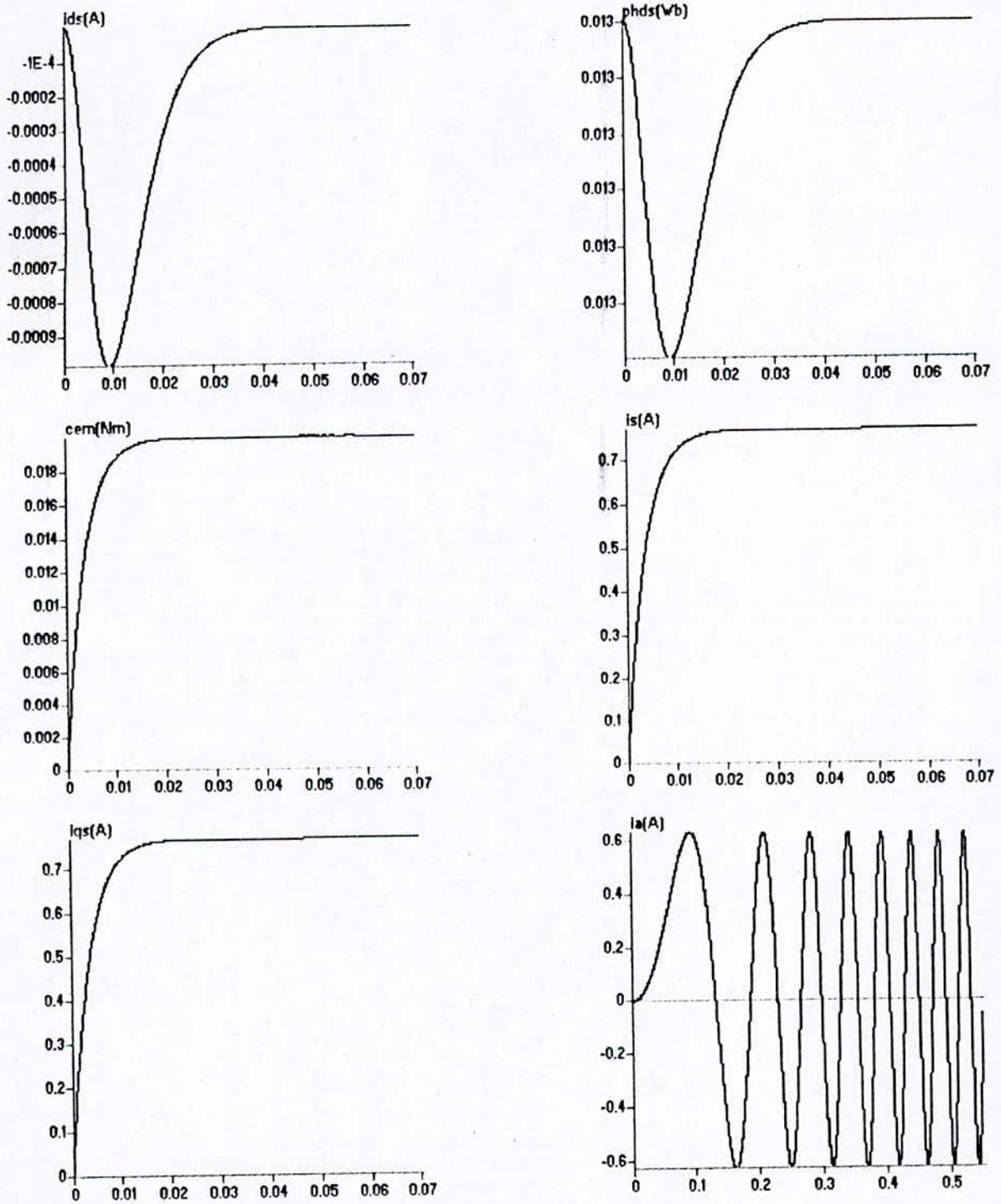


Fig.II.1.4 :Modèle de la MSAP contrôlé en tension avec annulation du courant I_{ds}

II.1.4-Mise en oeuvre de la commande vectorielle [5] :

Après l'imposition de la tension de la tension V_{ds} calculée par l'expression (II.9) nous arrivons à annuler le courant I_{ds} . Et c'est à travers V_{qs} que nous pouvons effectuer un régle de position ou de vitesse

Ces valeurs de V_{ds} et V_{qs} sont des tensions de référence pour avoir la valeur du couple désirée. Dans cette partie nous présenterons un organe de commande appelé FOC (de l'anglais Fild Oriented Control), qui nous donnera les tensions avec les quelles nous alimenterons la machine, pour avoir un couple de référence.

Pour la réalisation de cet organe de commande il suffit de reprendre le modèle de la machine avec $I_{ds}=0$. Le FOC nous donnera les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* qui en alimentant la machine lui impose le couple électromagnétique C_{em}^* de consigne.

Les entrées seront C_{em}^* et ω et ses sorties seront V_{ds}^* , V_{qs}^* . Et c'est l'organe de commande. Dans ces conditions, le système (II.5) devient

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega L_q I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* + L_q \frac{dI_{qs}^*}{dt} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (II.10)$$

avec

$$C_{em}^* = K_t I_{qs}^* \quad (II.11)$$

et

$$K_t = P \Phi_f \quad (II.12)$$

la figure (II.1.5) donne le schéma du FOC

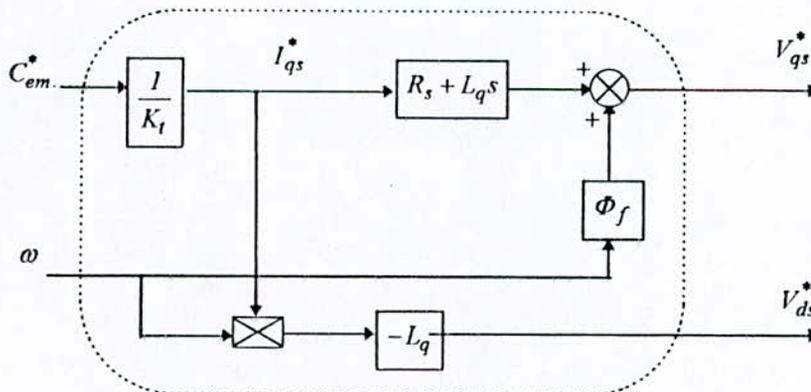


Fig.II.1.5:schéma bloc de la structure de découplage.

Le schéma bloc de système est donné par la figure (II.1.6) ci-dessous.

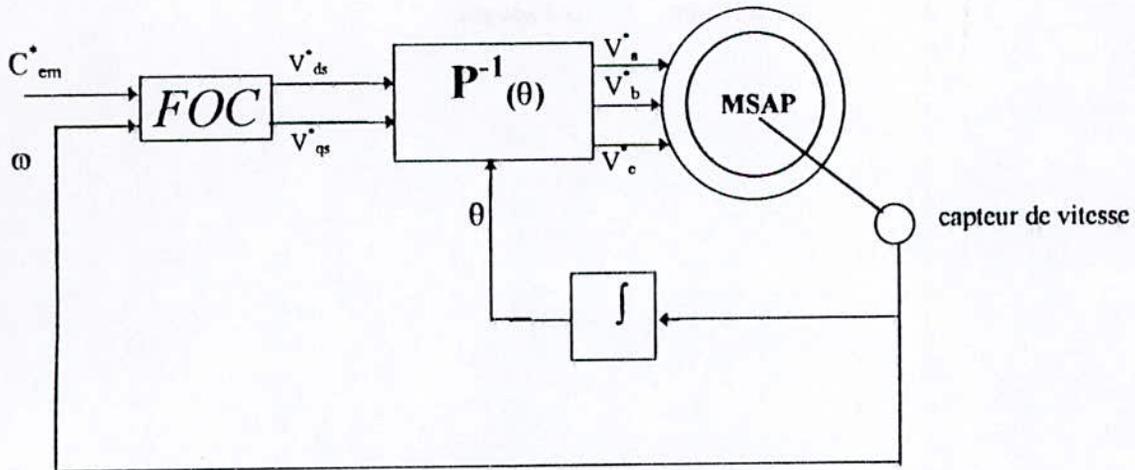


fig:II.1.6:schéma pratique de la commande vectorielle

II.1.5-Simulation et interprétation :

Pour valider l'organe de commande ainsi conçu , nous imposons le couple de référence montré à la figure (II.1.7)

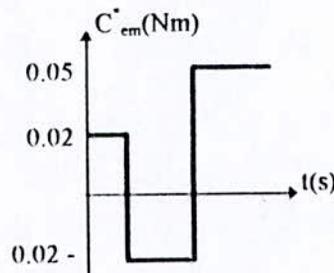


Fig:II.1.7:Couple de référence

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II.1.8). Nous remarquons que le couple électromagnétique de la machine suit parfaitement le couple de référence C_{em} . Le courant I_{ds} est nul avec des pics de très courte en durée lors des variations brusques du couple de consigne. Le courant I_{qs} a la même allure que le couple C_{em} .

Le flux ϕ_{ds} se stabilise à la valeur $\phi_f=0.013$ Wb du flux des aimants permanents avec des pics pendant les variations brusque du couple de consigne. Nous remarquons que le courant statorique réduit à sa composante I_{qs} est en quadrature avec le flux statorique. Le problème du découplage entre les axes d, q est surmonté. Afin d'améliorer la dynamique du système lors de la commande, on peut ajouter des régulateurs du courant I_{ds} et du couple C_{em} .

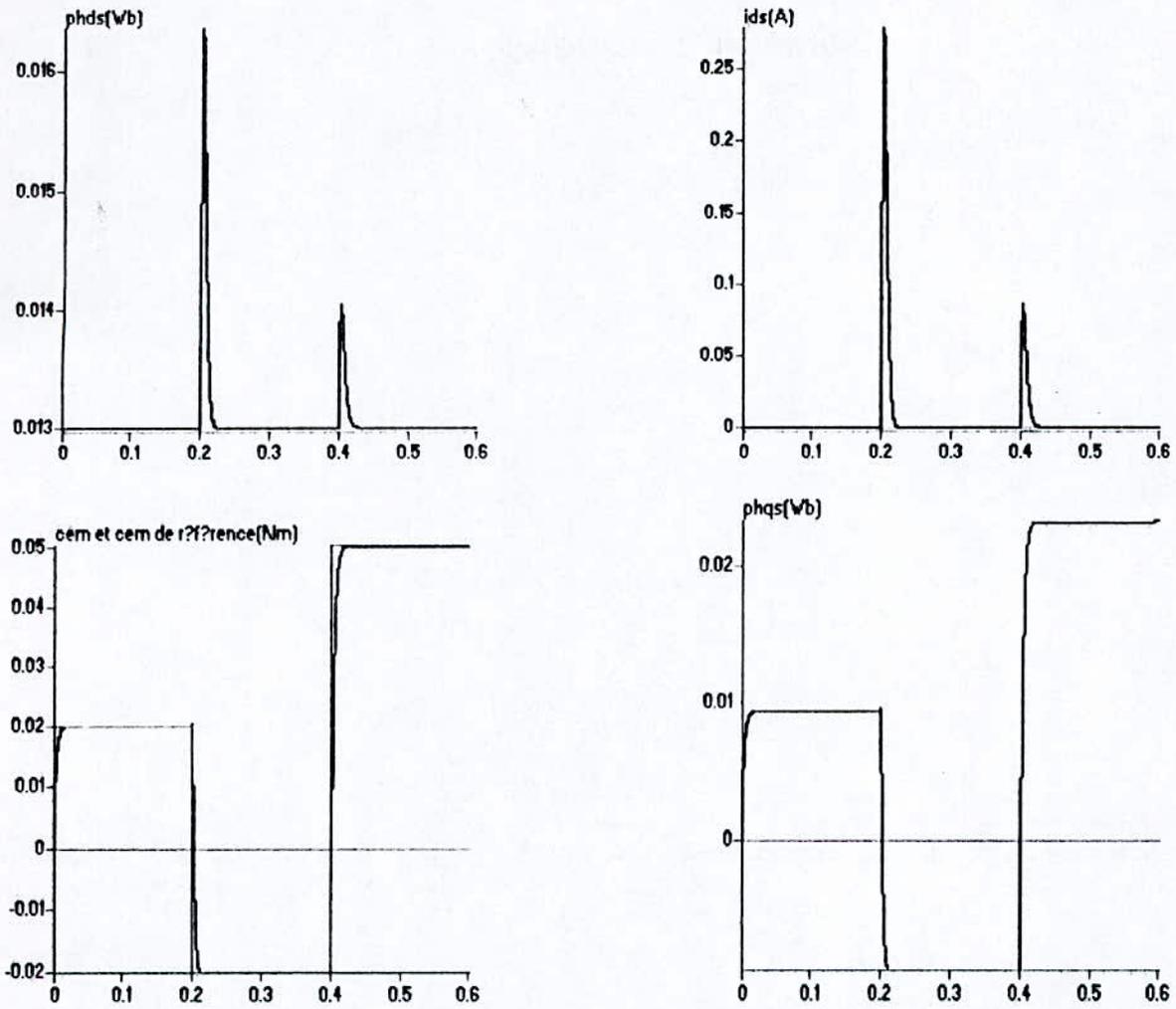


Fig.I.1.8 :Commande vectorielle en boucle ouverte

Application au modèle de la MSAP

II.2-Réglage de vitesse et de position :

Introduction :

Comme on'a montré dans les paragraphes précédents, que le modèle d'une machine synchrone avec découplage est similaire à celui d'une machine à courant continu. Dans ce cas l'utilisation d'un régulateur de vitesse ou de position pourra être déterminé à partir du modèle linéaire représenté à la figure (II.1.1), pour la synthèse de ces régulateurs, on utilisera les méthodes classiques.

Des systèmes linéaires

La solution retenue, classique en électrotechnique, pour l'asservissement de position consiste à réguler la position au moyen d'un régulateur proportionnel en cascade avec un régulateur PI de vitesse [9].

II.2.1-Réglage de vitesse :

La commande par flux orienté étant assurée par le FOC, afin d'améliorer la dynamique du système lors d'un asservissement de vitesse, nous avons utilisé un régulateur de vitesse PI. La Figure (II.2.1) donne le schéma bloc de cet asservissement.

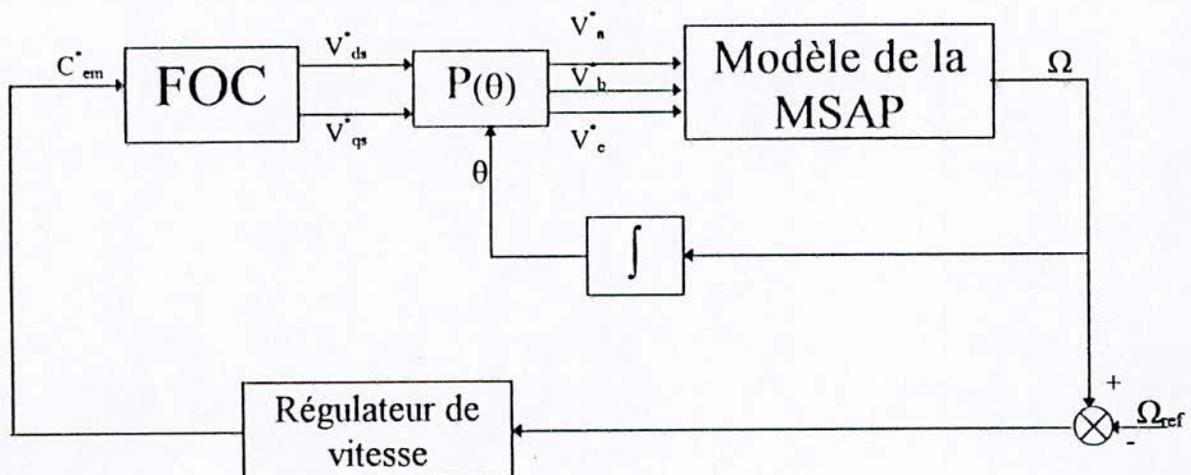


Fig.II.2.1:Réglage de vitesse

II.2.2-dimensionnement du régulateur de vitesse :

II.2.2.1-fonction de transfert en boucle ouverte :

Le modèle de la machine est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_d \frac{dI_{ds}}{ds} - \omega L_q I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + L_d \omega I_{ds} + \omega \Phi_f \\ C_{em} = p(\Phi_f I_{qs} + (L_d - L_q) I_{ds} I_{qs}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le modèle du FOC est défini par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* + \omega \Phi_f + L_q \frac{dI_{qs}^*}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

La constante de temps électrique (L_q/R_s) peut être négligée, alors on aura :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* + \omega \Phi_f \\ I_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p \Phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Les systèmes (I.13) et (I.15) donnent :

$$I_{qs} = \frac{I_{qs}^*}{1 + \frac{L_q}{R_s} s} = \frac{I_{qs}^*}{1 + \tau_e s} \quad \text{avec} \quad \tau_e = \frac{L_q}{R_s}$$

d'ou

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e s} \quad (\text{II.16})$$

L'équation mécanique nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + Js} = \frac{C_{em} - C_r}{f_c(1 + \tau_m s)} \quad (\text{II.17})$$

avec :

$$\tau_m = \frac{J}{f_c}$$

A partir des équations (II.16) et (II.17), on aura :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em}^*}{f_c(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} - \frac{C_r}{f_c(1+\tau_m s)} \quad (II.18)$$

de l'équation (II.18), on définit la fonction $F_o(s)$ qui donne la relation entre la vitesse et le couple de référence en boucle ouverte .

$$F_o(s) = \frac{\Omega}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_c(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} \quad (II.19)$$

on aura alors le schéma bloc, de la figure (II.2.2)

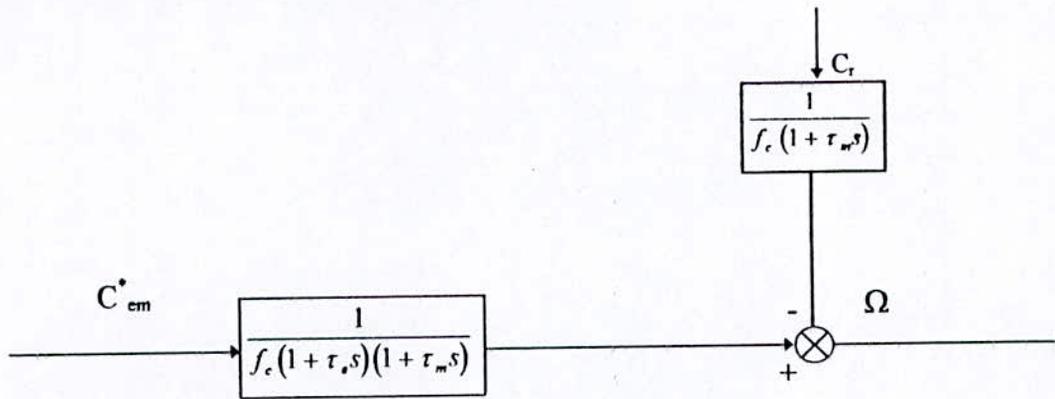


Fig.II.2.2 : Schéma structurel du système à réguler

II.2.2.2-fonction de transfert en boucle fermée :

Dans la présente partie, nous procédons au dimensionnement des régulateurs en boucle fermée

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (II.20)$$

Où l'action proportionnelle sert à améliorer le temps de réponse et l'action intégrale pour annuler l'erreur statique.

Le couple électromagnétique de référence est la sortie du régulateur comme le présente le schéma de la figure(II.2.3).

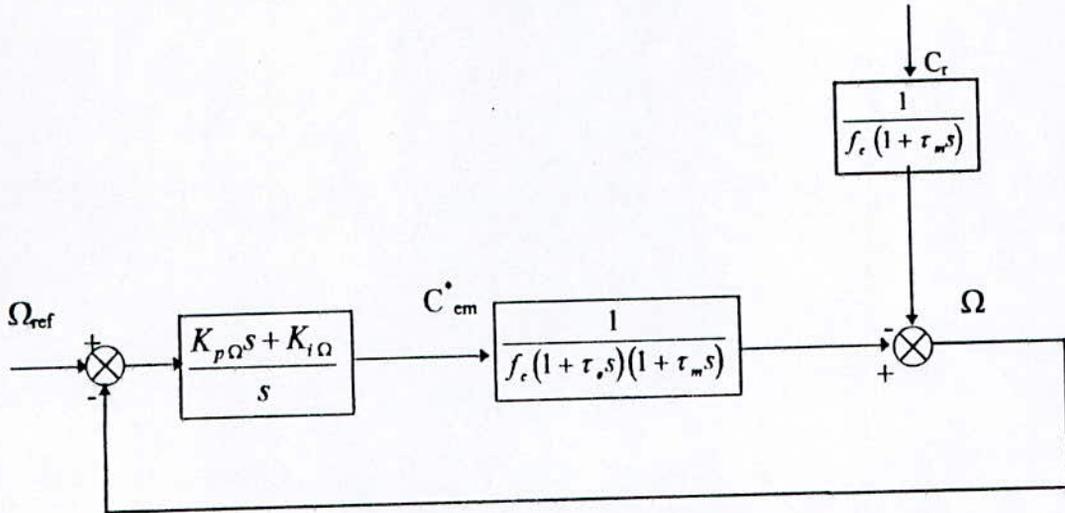


Fig.II.2.3: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par :

$$F_{bo} = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \left(\frac{1}{f_c(1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \right) \quad (II.21)$$

en boucle fermée on aura alors :

$$F_{BF} = \frac{F_{bo}}{1 + F_{bo}} \quad (II.22)$$

de (II.21) et (II.22), on aura alors :

$$F_{BF} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(K_{p\Omega} s + K_{i\Omega})}{J\tau_e s^3 + (J + f_c \tau_e) s^2 + (K_{p\Omega} + f_c) s + K_{i\Omega}} \quad (II.23)$$

Les deux termes $(J \tau_e)$ et $(f_c \tau_e)$ sont négligeable, vis les paramètres de la MSAP utilisée. L'équation caractéristique $D(s)$ peut alors s'écrire comme suit :

$$D(s) = Js^2 + (K_{p\Omega} + f_c)s + K_{i\Omega} \quad (II.24)$$

Afin d'avoir un système stable il faut que les pôles du système soient à partie réelle négative. Et pour avoir un amortissement optimal on choisit la partie réelle égale à la partie imaginaire en valeur absolue. Alors on choisit les pôles du système en utilisant la méthode des pôles imposés [11], [10].

$$D(s) = (s - P_1)(s - P_2) \quad (II.25)$$

avec :

$$\begin{cases} P_1 = -\rho + j\rho \\ P_2 = -\rho - j\rho \end{cases} \quad (II.26)$$

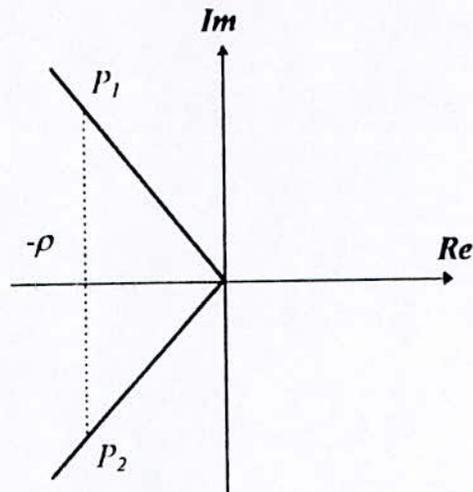


Fig.II.2.4: Imposition des pôles

Par identification, on aura :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2\rho^2 J \\ K_{p\Omega} = 2\rho J - f_c \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.2.3-Réglage du courant I_{ds} :

Dans le but de réaliser une commande par flux orienté performante, nous introduisons un régulateur du courant I_{ds} .

Mais il convient cependant de souligner que pour les moteurs de moyenne ou forte puissance, on ne pourra pas se passer de régulation des courants pour des raisons de sécurité [8]. De l'équation (II.13), on peut écrire :

$$V_{ds} = V_0 - \omega L_q I_{qs} \quad (\text{II.28})$$

avec :

$$V_0 = (R_s + L_d s) I_{ds} \quad (\text{II.29})$$

Alors

$$I_{ds} = \frac{V_0}{(R_s + L_d s)} \quad (\text{II.30})$$

Le réglage du courant I_{ds} se fait à l'aide d'un régulateur PI ce qui nous amène au schéma de régulation de la figure (II.2.5).

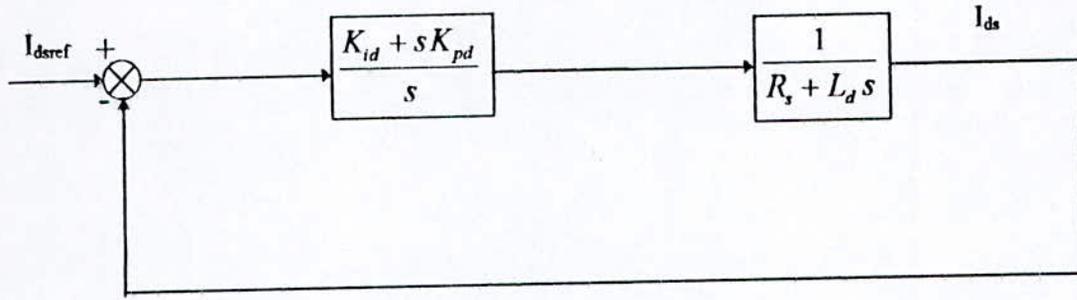


Fig.II.2.5: Boucle de régulation du courant I_{ds}

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$F_{BFd} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{L_d s^2 + (K_{pd} + R_s)s + K_{id}} \tag{II.31}$$

De même que pour le régulateur de vitesse, les paramètres du régulateur de courant seront donnés par

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho_1 L_d - R_s \\ K_{id} = 2\rho_1^2 I_{ds} \end{cases} \tag{II.32}$$

Le schéma de la figure (II.2.6) présente la régulation de la vitesse et du courant I_{ds} .

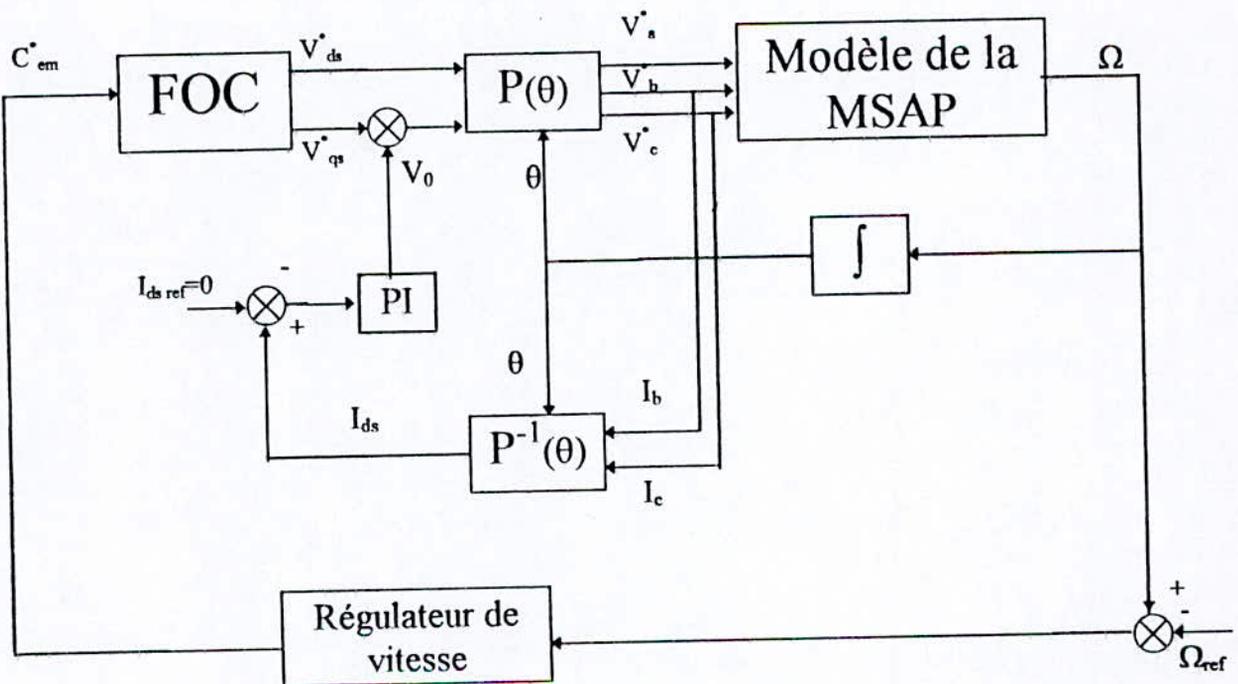


Fig.II.2.6: Réglage de vitesse et du courant I_{ds}

II.2.5.2-Inversion de vitesse :

L'inversion de vitesse de 300 Rad/s à -300 Rd/s est rapide elle est suivée par l'inversion du couple et fort appel du courant de phase (I_a) avec le courant I_{ds} toujours qui oscille autour de zéro est le flux Φ_{ds} qui prend la valeur de Φ_f .

II.2.5.3-Réglage de position :

•A vide :

Pendant l'asservissement de position la vitesse évolue avant de s'annuler lorsque le rotor atteint sa référence $\theta_{ref} = 10$ Rad. On remarque l'annulation du courant I_{ds} et, que le flux Φ_{ds} se stabilise autour de la valeur des aimants permanents.

-En charge :

L'introduction d'un couple résistant apparaît sur la vitesse qui fluctue quelque peu. Cependant, cette perturbation n'a aucune influence sur la variable a réguler θ . On remarque toujours une augmentation du couple électromagnétique et par suite du courant I_{qs} pour cette perturbation.

Conclusion :

Au cours de ce chapitre nous avons étudié la commande par flux orienté et effectué un asservissement de vitesse et de position. Par l'introduction de régulateurs du courant I_{ds} et du couple électromagnétique, les résultats de simulation de ces asservissements ont été satisfaisants. Plus tard, nous comparerons ces résultats aux résultats de simulation de l'ensemble MSAP Onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées, Pour étudier et valider l'utilisation pratique de cet onduleur.

Dans le prochain chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées

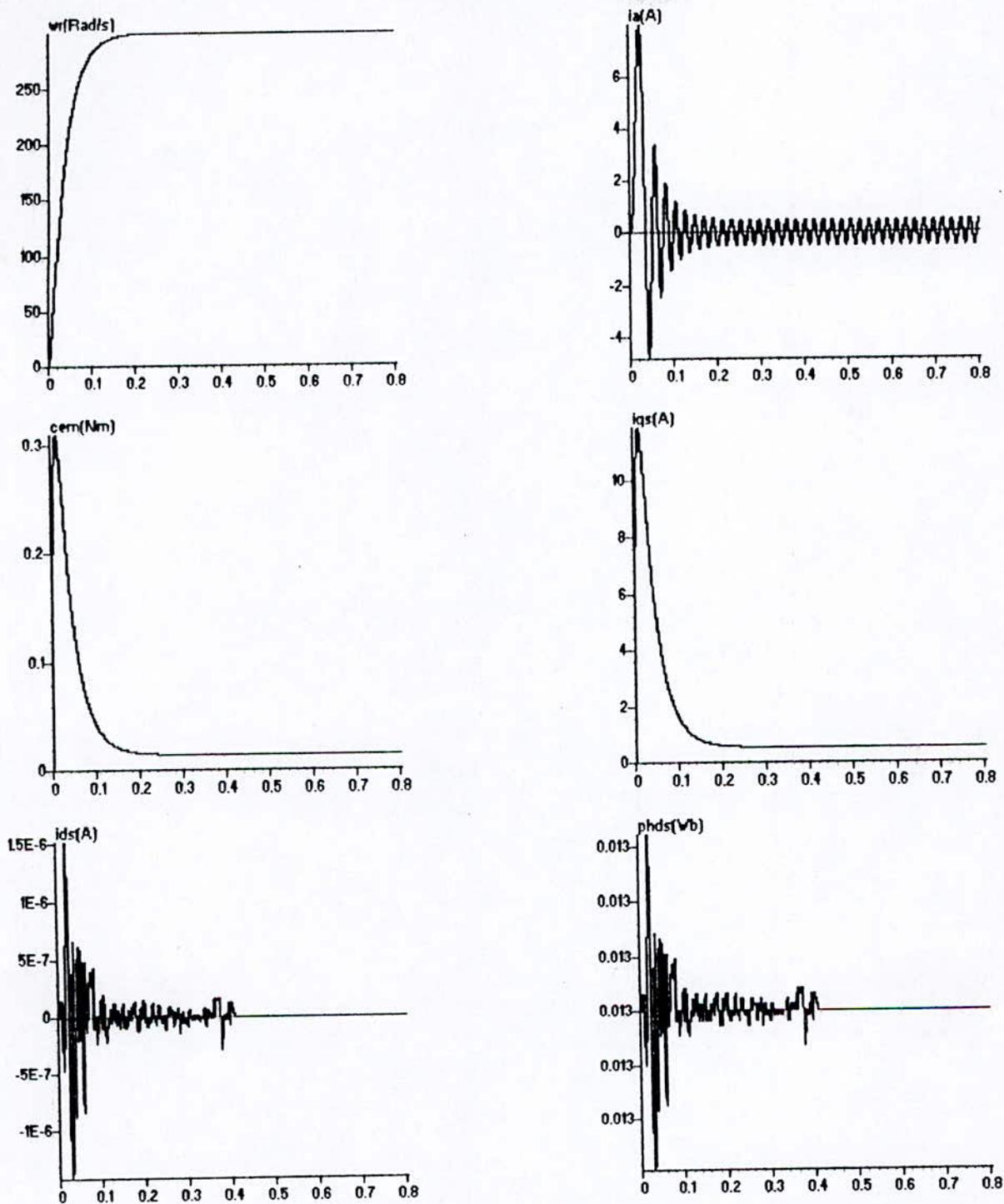


Fig.II.2.8: Réponse de la MSAP à une consigne de 300 Rad/s à vide

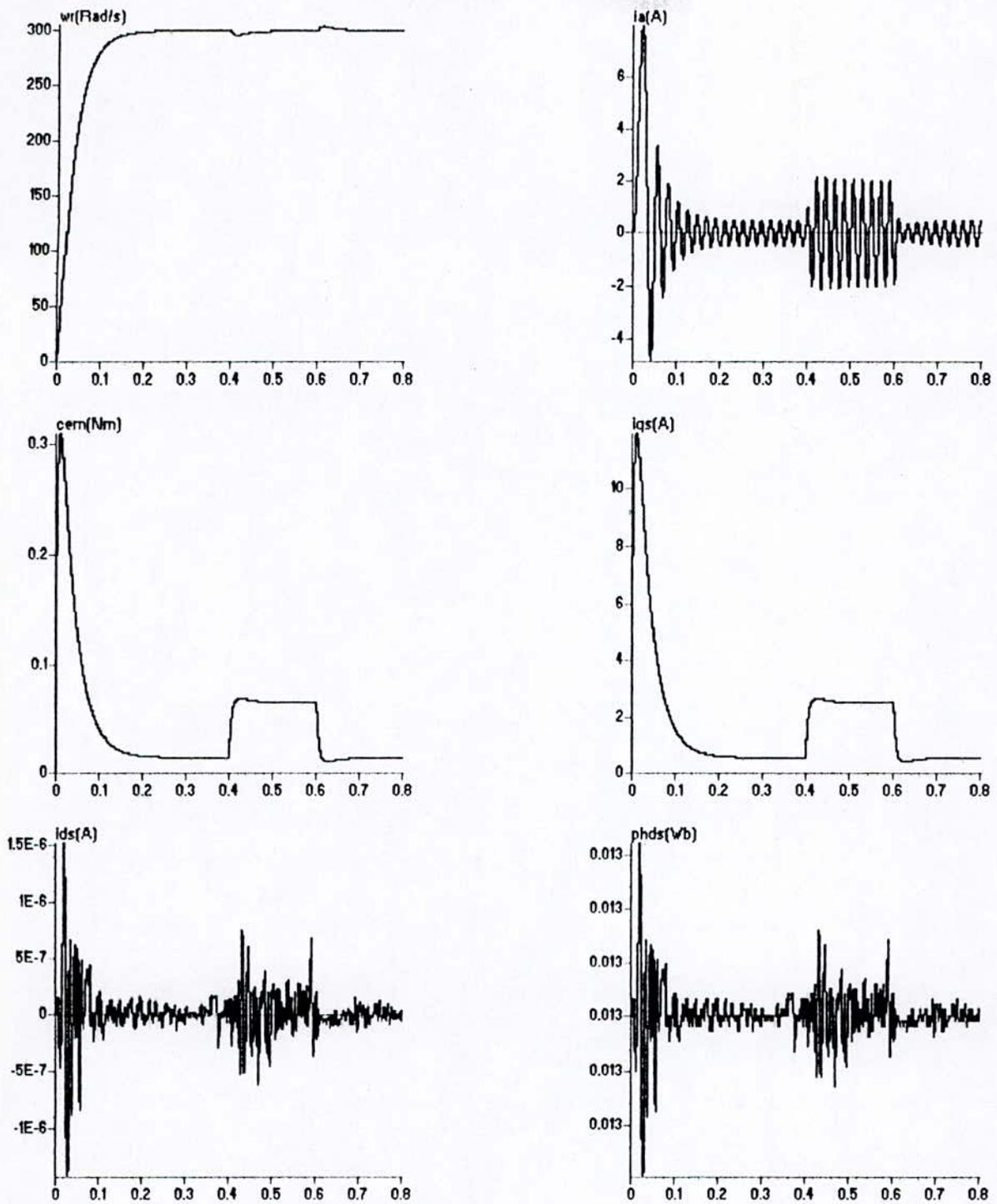


Fig.II.2.9: Réponse de la MSAP à une consigne de 300 Rad/s en charge

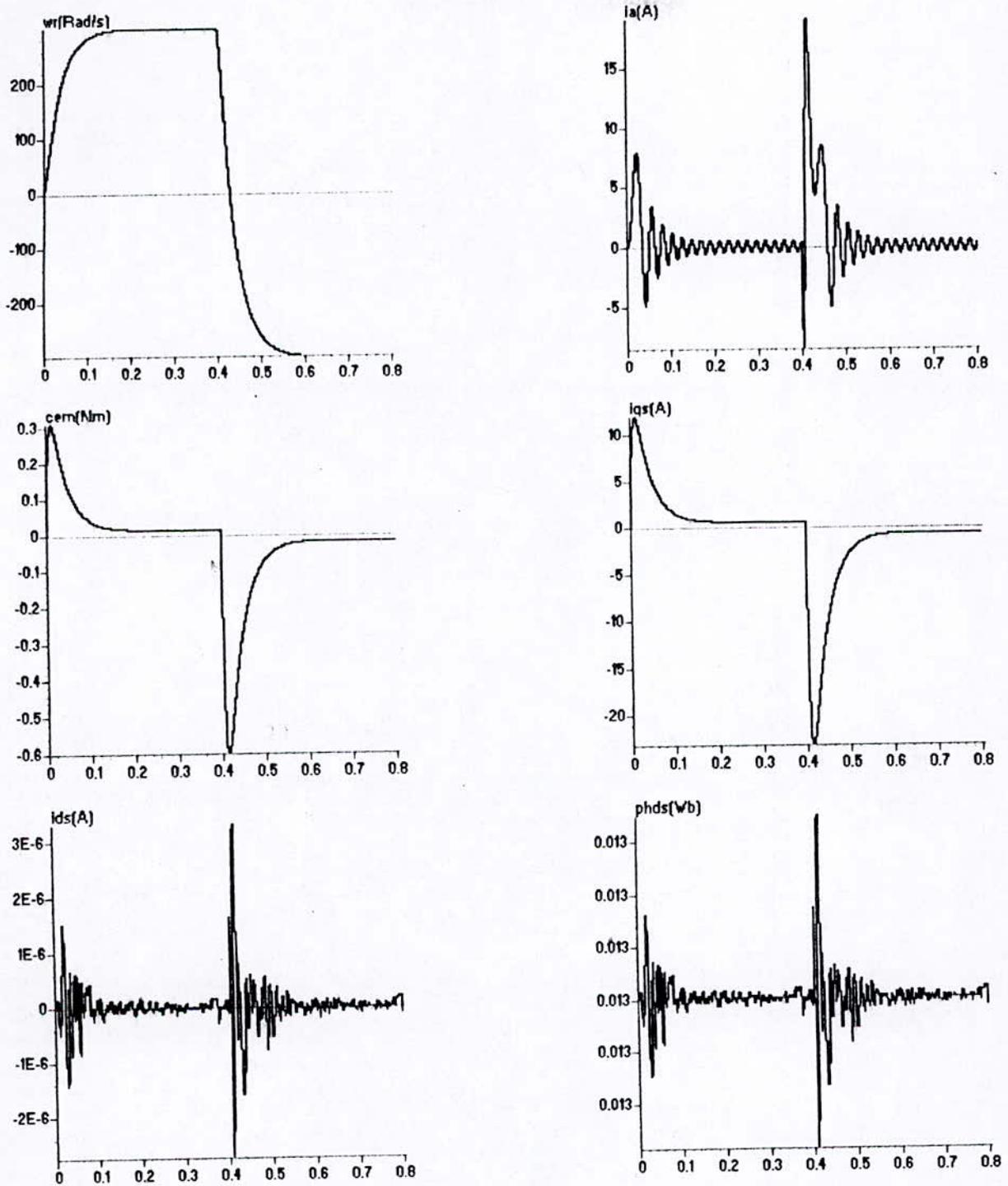


Fig.II.2.10 .:Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors de l'inversion de vitesse à vide

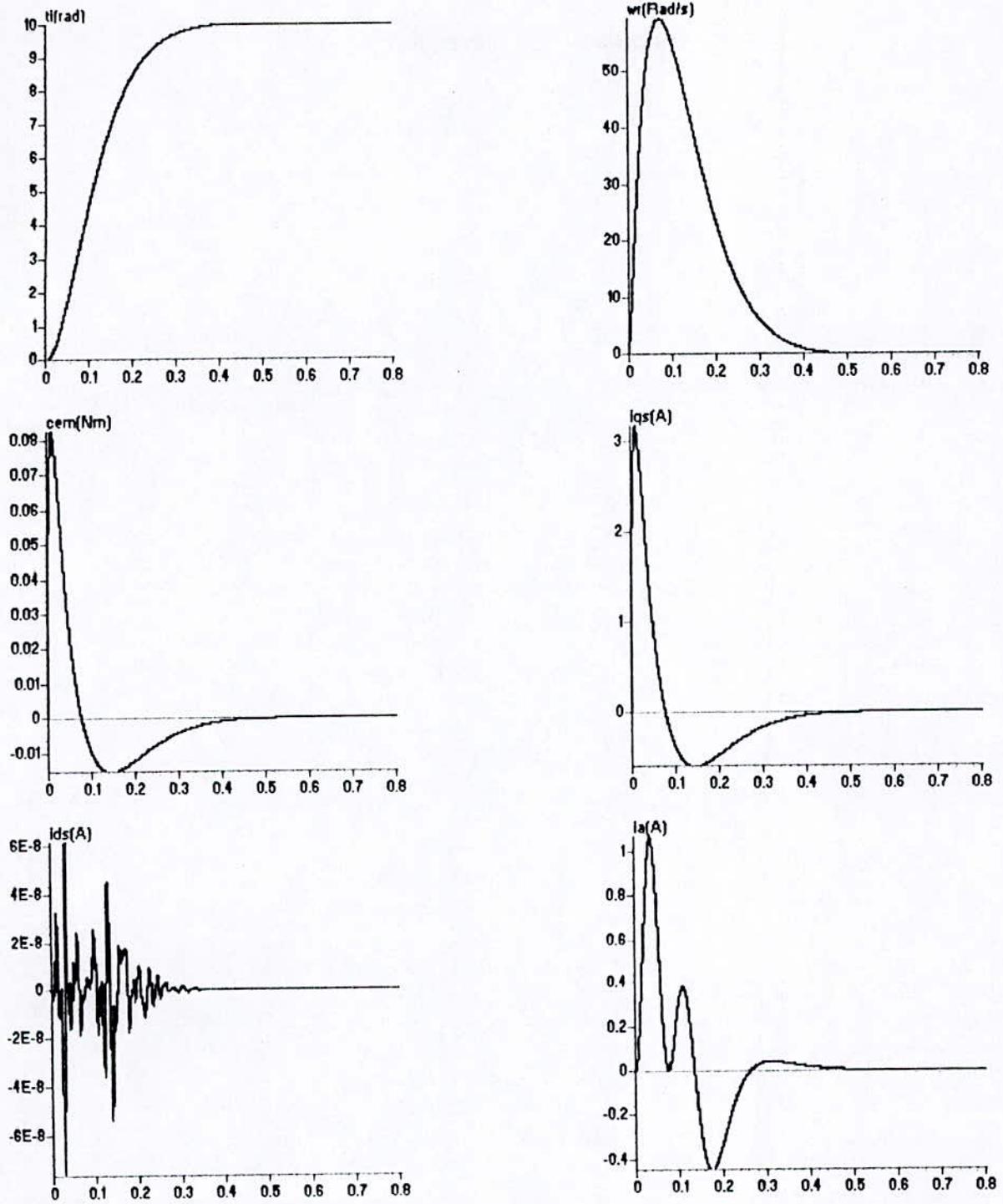


Fig.II.2.11. :Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors de réglage de position à vide

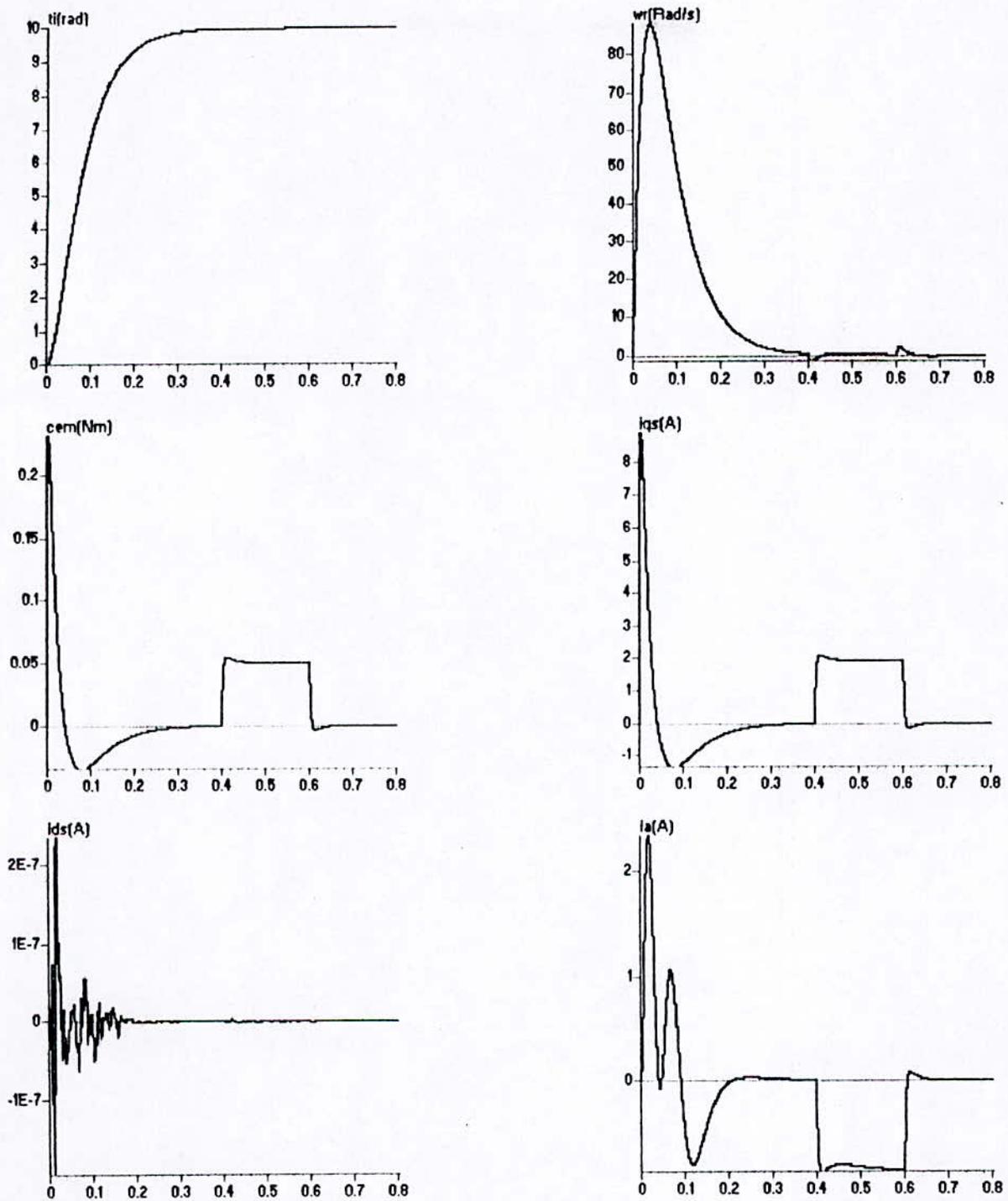


Fig.II.2.12: Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors de réglage de position en charge

CHAPITRE III

***MODÉLISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR À CINQ
NIVEAUX À CELLULES IMBRIQUÉES***

Introduction :

Au cours du chapitre précédent nous avons étudié la commande par flux orienté de la MSAP en supposons une alimentation parfaite de cette dernière .Au cours de ce chapitre nous présenterons l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées et établirons ses modèles de fonctionnement et de commande .

Afin d'alléger le texte ,le mot onduleur signifiera onduleur de tension .

I-Modélisation du fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux à cellules imbriquées :

I.1-Structure de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées :

Notre onduleur triphasé ,dit à cellules imbriquées présente trois bras , chacun ayant huit (08) interrupteurs bicommandables et six (06) sources de tension continus .Les trois identiques ont en commun quatre (04) sources de tensions continus .Chacune de ces sources de tension a une valeur U_c ,et chaque interrupteur est formé de semiconducteur (transistor ,GTO ,etc ...) avec une diode en antiparallèle .Le principe de l'onduleur consiste à obtenir une tension alternative aussi sinusoïdale que possible en agissant sur la commande des interrupteurs .

On représente chaque paire semiconducteur-diode ,par un interrupteur bidirectionnel figure (III.1) .

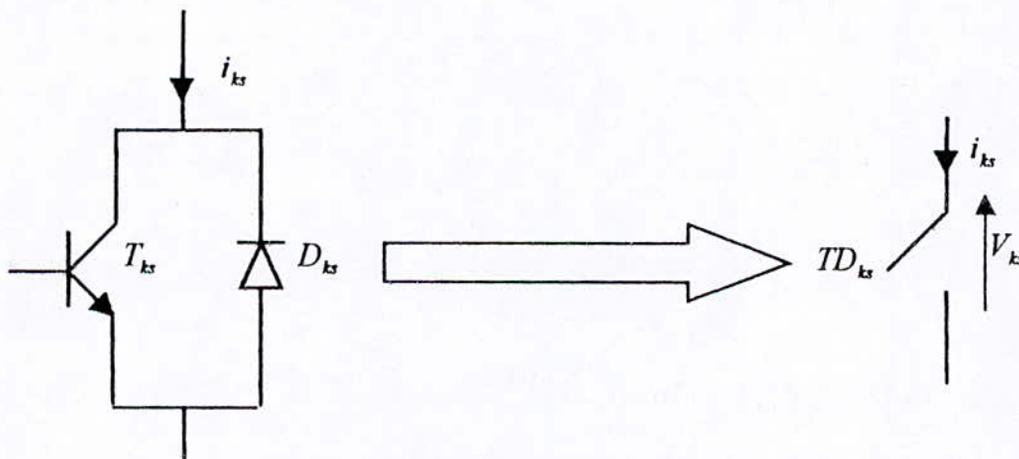


Fig. III. 1 :Représentation des paires semiconducteurs-diodes

I.2-Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées :

Il est suffisant pour modéliser un onduleur à n phases de modéliser un seul bras .Ensuite en déduire celui du convertisseur complet .

I.2.1-Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux :

Un bras d'onduleur comporte huit (08) interrupteurs ,et chacun pouvant avoir deux (02)

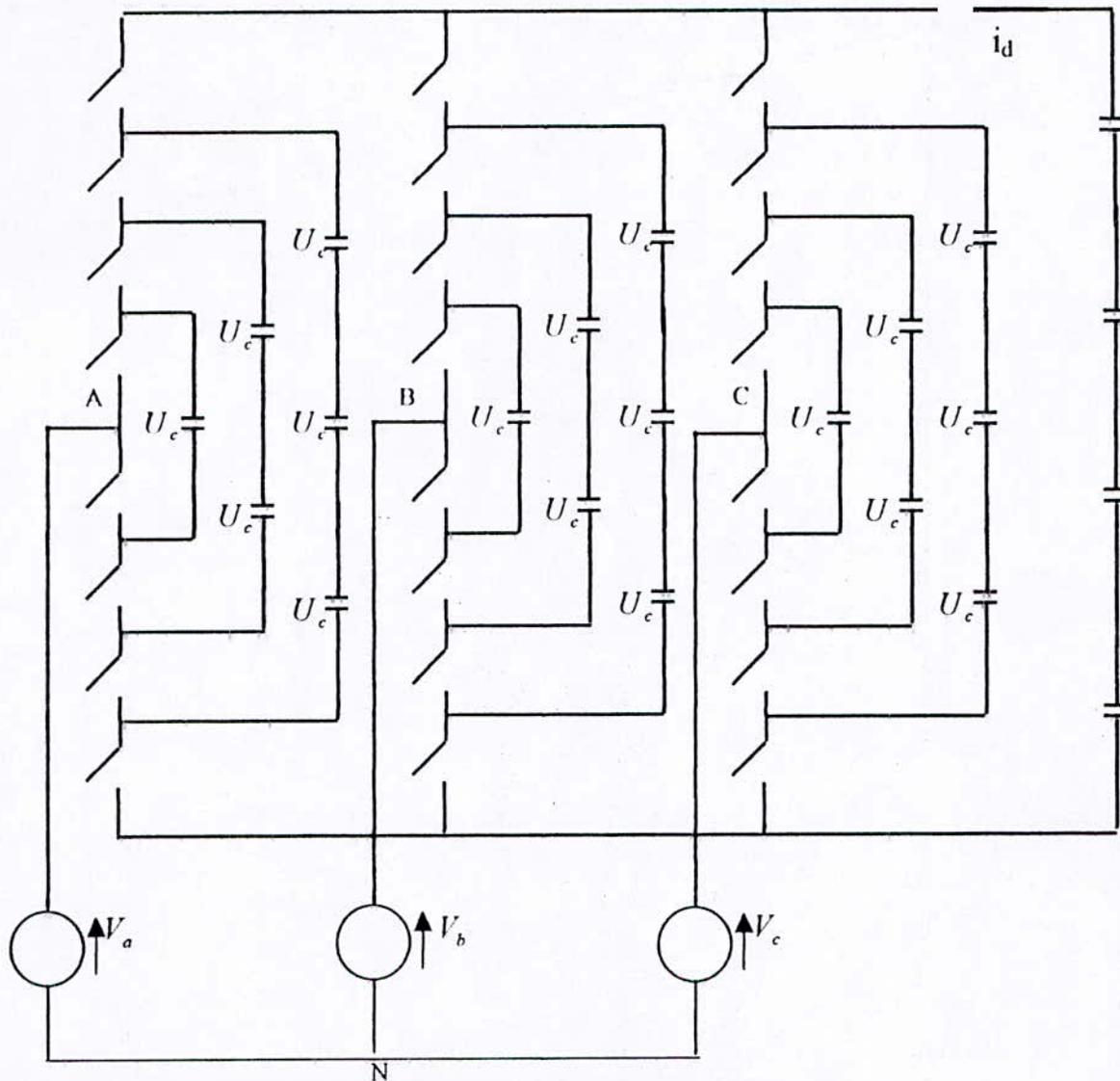


Fig.III.2 : Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à cellules imbriquées

états seulement (ouvert fermé) .On peut dire à première vue que le nombre de configurations possibles est $2^8 = 256$.Cependant ,une analyse simple du bras , nous permet de réduire ce nombre énorme .

En effet ,pour éviter de court-circuiter les sources de tensions continus (les capacités) du bras k ($k=1 , 2, 3$) ,il faut que chaque interrupteur ne soit pas commandable avec un autre déterminé d'après la topologie particulière de l'onduleur , pour former ainsi quatre (04) paires d'interrupteurs complémentaires en commande deux à deux :

- ◆ TD_{k1} et TD_{k8}
- ◆ TD_{k2} et TD_{k7}
- ◆ TD_{k3} et TD_{k6}
- ◆ TD_{k4} et TD_{k5}

cette notion de commande complémentaire est loin d'être sans importance .C'est grâce à

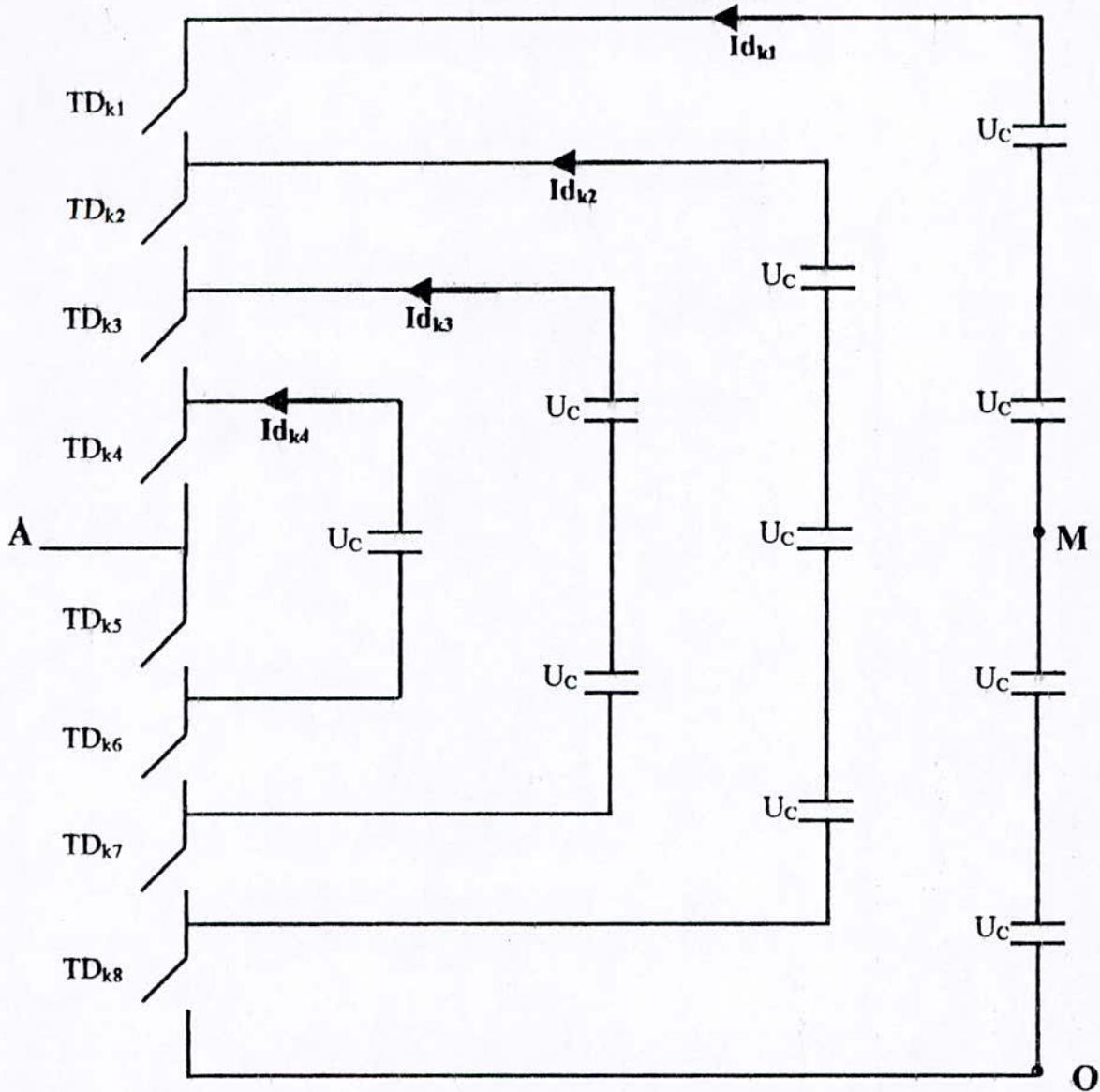


Fig.III. 3 : Structure de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

elle que nous pouvons réduire le nombre 256 de configurations possibles .On voit bien que chacun des interrupteurs du demi-bras du bas ($TD_{k5}, TD_{k6}, TD_{k7}, TD_{k8}$) est complémentaire en sa commande à un interrupteur du demi-bras du haut ($TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}, TD_{k4}$) .Donc pour réduire les configurations possibles ,on considérera uniquement les interrupteurs du demi-bras du haut qui sont au nombre de quatre (04) ,ce qui correspond à $2^4 = 16$ configurations .

Nous définissons la **fonction de connexion** d'un interrupteur ,comme la variable qui décrit son état de fonctionnement et prend la valeur 1 lorsqu'il est fermé et 0 au cas contraire .Pour l'interrupteur TD_{kj} la fonction de connexion sera notée B_{kj} .

Nous adoptons la notation suivante concernant la fonction de connexion :

$$B_{kj} \quad \text{Si le semiconducteur } TD_{kj} \text{ est fermé .}$$

\overline{B}_k Si le semiconducteur TD_k est ouvert.

Voici alors, les seize (16) configurations possibles du bras k de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées (figure III-3) :

- Pour obtenir la tension $V_{am} = 2U_c$, une seule configuration est possible :

$$B_{k1} \ B_{k2} \ B_{k3} \ B_{k4}$$

- Pour avoir la tension $V_{am} = U_c$, on a quatre (04) :

$$\begin{matrix} B_{k1} & B_{k2} & B_{k3} & \overline{B}_{k4} \\ B_{k1} & B_{k2} & \overline{B}_{k3} & B_{k4} \\ B_{k1} & \overline{B}_{k2} & B_{k3} & B_{k4} \\ \overline{B}_{k1} & B_{k2} & B_{k3} & B_{k4} \end{matrix}$$

- Pour avoir la tension $V_{am} = 0$, on a six (06) configurations possibles :

$$\begin{matrix} \overline{B}_{k1} & \overline{B}_{k2} & B_{k3} & B_{k4} \\ \overline{B}_{k1} & B_{k2} & B_{k3} & \overline{B}_{k4} \\ \overline{B}_{k1} & B_{k2} & \overline{B}_{k3} & B_{k4} \\ B_{k1} & \overline{B}_{k2} & \overline{B}_{k3} & B_{k4} \\ B_{k1} & \overline{B}_{k2} & B_{k3} & \overline{B}_{k4} \\ B_{k1} & B_{k2} & \overline{B}_{k3} & \overline{B}_{k4} \end{matrix}$$

- Pour avoir la tension $V_{am} = -U_c$, on a quatre (04) configurations :

$$\begin{matrix} \overline{B}_{k1} & \overline{B}_{k2} & \overline{B}_{k3} & B_{k4} \\ \overline{B}_{k1} & \overline{B}_{k2} & B_{k3} & \overline{B}_{k4} \\ \overline{B}_{k1} & B_{k2} & \overline{B}_{k3} & \overline{B}_{k4} \\ B_{k1} & \overline{B}_{k2} & \overline{B}_{k3} & \overline{B}_{k4} \end{matrix}$$

- Pour avoir la tension $V_{am} = -2U_c$, on a quatre une seule configuration :

$$\overline{B}_{k1} \ \overline{B}_{k2} \ \overline{B}_{k3} \ \overline{B}_{k4}$$

On voit bien qu'il n'y a que cinq (5) niveaux de tensions possibles pour V_{am} :

$-2U_c, -U_c, 0, U_c, 2U_c$, d'où le nom d'onduleur à cinq niveaux .

	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}
$-2U_c$	1	1	1	1
$-U_c$	1	1	1	0
0	1	1	0	0
U_c	1	0	0	0
$2U_c$	0	0	0	0

Tableau. III. 1 : Un choix possible de la table d'excitation .

Pour un fonctionnement de l'onduleur nous aurons à choisir une configuration pour chaque niveau de tension désirée. Nous présentons un choix particulier Tableau (III.1). Ce choix se justifie par le fait que pour faire une transition d'un niveau de tension à un autre voisin, une seule fonction de connexion change donc une seule commutation seulement. Et sachant que chaque commutation d'interrupteur occasionne des pertes d'énergie, ce choix est fait pour avoir un bon rendement du convertisseur, et une facilité de commande.

III.1.2.2-Cellules de commutation

Chaque bras d'onduleur à cinq niveaux (figure III-3) constitue une cellule de commutation multi-tripole. Les semiconducteurs de cette cellule multi-tripole se combinent pour donner quatre

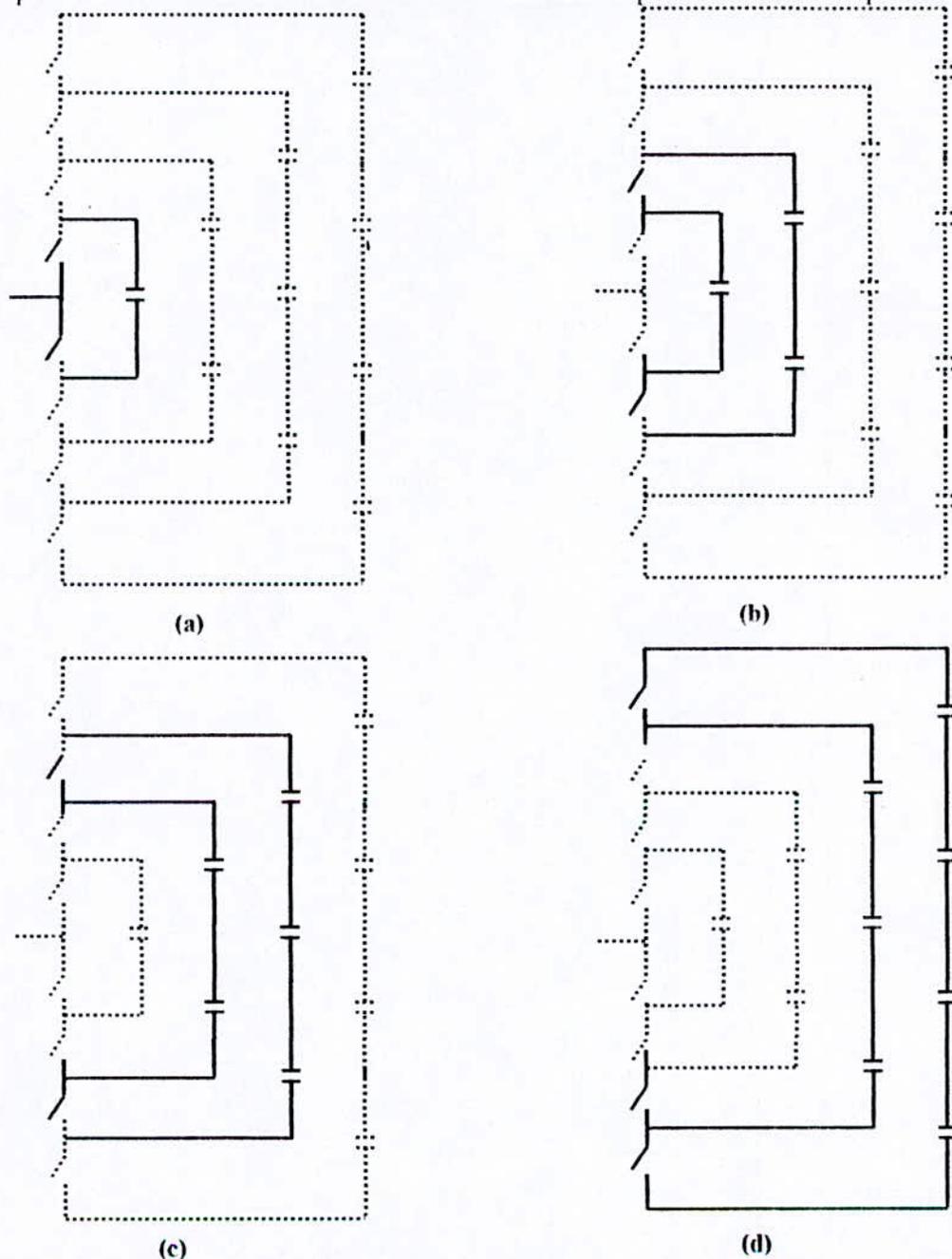


Fig. III.4 : Les quatre cellules tripoles contenues dans la cellule multitripole d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

Cellules tripoles (a), (b), (d), et (c). Ces quatre cellules sont présentées à la figure (III-4). Les éléments constituant chaque cellule sont montrés par de gros traits.

L'importance de ces cellules est que pour effectuer une transition entre les différentes configurations du bras d'onduleur, les commutations qui auront lieu sont de type tripole.

I.2.3-Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées :

Les cinq configurations possibles du bras d'onduleur étant déterminées, et ses quatre cellules tripoles définies, l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras d'onduleur. Les figures (III-5-a) et (III-5-b) montrent respectivement la schéma d'une cellule de commutation et son réseau de Petri. la variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Petri (III-5-b) représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Ces différentes réceptivités sont explicitées ci dessous :

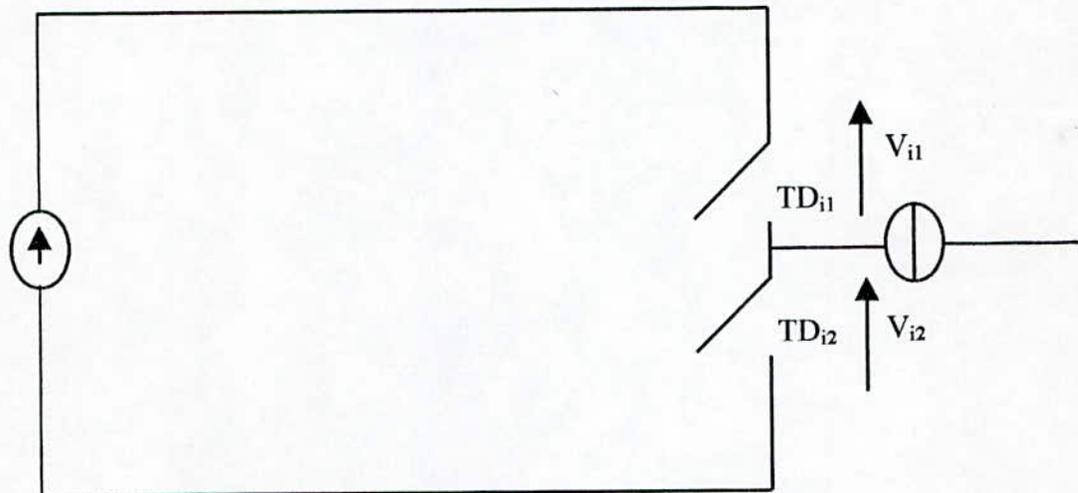


Fig.III.5.a :Cellule de commutation type tripole

$$R_{12} : (V_2 > 0 \text{ Et } B_2) \text{ ou } (V_2 < 0)$$

$$R_{21} : i_{ks} = 0$$

$$R_{13} : (V_1 > 0 \text{ Et } B_1) \text{ ou } (V_1 < 0)$$

$$R_{31} : i_{ks} = 0$$

$$R_{23} : (\bar{B}_2 \text{ et } i_{ks} < 0) \text{ ou } (B_1 \text{ et } i_{ks} > 0)$$

$$R_{32} : (\bar{B}_1 \text{ et } i_{ks} > 0) \text{ ou } (B_2 \text{ et } i_{ks} < 0)$$

Chaque cellule de commutation porte deux interrupteurs dont le fonctionnement est complémentaire et une source de tension U_c .

On remarque que les réceptivités sont des fonctions logiques entre :

- Une commande interne définie les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semiconducteurs de ce bras.
- Une commande externe qui est l'ordre d'amorçage ou de blocage du semiconducteurs commandable TD_{ks} .

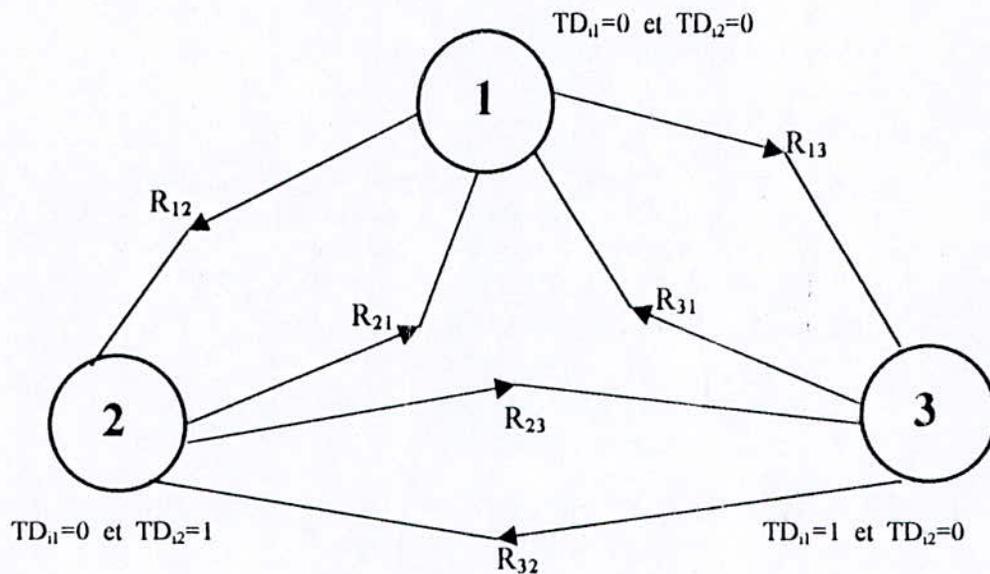


Fig. III.5.b : Réseau de Petri de la cellule de commutation type tripôle

II-Modèle de connaissance et de commande des onduleurs à cinq niveaux à cellules imbriquées :

II.1-Commandabilité :

Les transitions entre les différentes configurations dépendent de deux éléments [12] :

- La commande externe (l'amorçage des semiconducteurs).
- Les commandes internes (grandeurs électriques).

Nous supposons notre onduleur en mode commandable, ce qui revient à supposer que les transitions entre les différentes configurations ne dépendent plus des commandes internes mais uniquement des commandes externes. En d'autres termes l'état du semiconducteur est celui qui lui est imposé par la stratégie de commande.

II.2-Modèle de commande :

Toutes les sources de tensions continues sont supposées idéales (constantes) et de valeur U_c . Dans ces conditions établissons la tension V_{ao} en fonction des fonctions de connexions

B_{kj} du bras d'onduleur de la figure (III-3). On a :

$$V_{ao} = V_{aN_1} + V_{N_1N_2} + V_{N_2N_3} + V_{N_3o} \quad (\text{III-1})$$

la valeur de chacune de ces tensions dépend des interrupteurs qui forment sa maille :

$$V_{aN_1} = B_{k4} U_c$$

$$V_{N_1N_2} = B_{k3} U_c$$

$$V_{N_2N_3} = B_{k2} U_c$$

$$V_{N_3o} = B_{k1} U_c$$

(III-2)

on déduit :

$$V_{ao} = (B_{k1} + B_{k2} + B_{k3} + B_{k4}) U_c$$

(III-3)

or :

$$V_{am} = V_{ao} + V_{om}$$

(III-4)

d'où :

$$V_{am} = (B_{k1} + B_{k2} + B_{k3} + B_{k4} - 2) U_c$$

(III-5)

Selon le choix de la référence M ou O (figure III-3), les tensions possibles seront respectivement :

- $-2U_c, -U_c, 0, U_c, 2U_c$.
- $0, U_c, 2U_c, 3U_c, 4U_c$.

Chaque cellule de commutation est décrite par une fonction dite de **commutation** :

$$f_i = \frac{1}{n} \{ 1 + f_k^i [t - (i-1) \frac{T}{n}] \} \quad (\text{III-6})$$

avec :

f_k^i : fonction de commutation associé à la cellule.

n : nombre d'interrupteurs de la cellule.

i : indice de l'interrupteur.

f_i : fonction de connexion de l'interrupteur en mode commandable : $f_i = B_{ki}$.

k : indice du bras.

T : période de fonctionnement.

Et puisqu'il s'agit dans notre cas de cellule tripole, la relation (III-6) devient :

$$f_i = \frac{1}{2} \{ 1 + f_k^i [t - (i-1) \frac{T}{2}] \} \quad (\text{III-7})$$

avec :

f_k^1 : fonction de commutation associé à la cellule 1 du bras k.

f_k^2 : fonction de commutation associé à la cellule 2 du bras k.

f_k^3 : fonction de commutation associé à la cellule 3 du bras k.

f_k^4 : fonction de commutation associé à la cellule 4 du bras k.

On a les relations suivantes entre fonctions de connexion des interrupteurs et fonctions de commutation des bras k :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \frac{1}{2}[1 + f_k^1(t)] \\ B_{k2} = \frac{1}{2}[1 + f_k^2(t)] \\ B_{k3} = \frac{1}{2}[1 + f_k^3(t)] \\ B_{k4} = \frac{1}{2}[1 + f_k^4(t)] \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k5} = \frac{1}{2}[1 + f_k^1(t - \frac{T}{2})] \\ B_{k6} = \frac{1}{2}[1 + f_k^2(t - \frac{T}{2})] \\ B_{k7} = \frac{1}{2}[1 + f_k^3(t - \frac{T}{2})] \\ B_{k8} = \frac{1}{2}[1 + f_k^4(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right. \quad (\text{III-8})$$

Pour simplifier la relation (III-5) donnant la tension V_{am} , on introduit la fonction de connexion du bras k qu'on notera F_k^b telle que :

$$F_k^b = B_{k1} + B_{k2} + B_{k3} + B_{k4} \quad (\text{III-9})$$

et la tension délivrée par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées sera donnée par :

$$V_{am} = (F_k^b - 2) U_c \quad (\text{III-10})$$

En analysant la figure (III-3) d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées, nous pouvons déduire que les variables d'états sont U_c , et le courant i_k . Les variables de sortie sont la tension V_{am} , les courants id_{k2} , id_{k3} , id_{k4} et id . Il s'agit donc pour un onduleur triphasé d'établir la relation entre les variables (V_{am} , id_{12} , id_{13} , id_{14} , id_{22} , id_{23} , id_{24} , id_{32} , id_{33} , id_{34} , id) et (U_c , i_1 , i_2 , i_3). On a alors :

$$Id = id_{11} + id_{21} + id_{31} \quad (\text{III-11})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} id_{k4} = (2B_{k4} - 1)i_k = F_k^4 i_k \\ id_{k3} = (2B_{k4} - 1)(2B_{k3} - 1)i_k = F_k^4 F_k^3 i_k \\ id_{k2} = (2B_{k4} - 1)(2B_{k3} - 1)(2B_{k2} - 1)i_k = F_k^4 F_k^3 F_k^2 i_k \\ id_{k1} = (2B_{k4} - 1)(2B_{k3} - 1)(2B_{k2} - 1)(2B_{k1} - 1)i_k = F_k^4 F_k^3 F_k^2 F_k^1 i_k \end{array} \right. \quad (\text{III-12})$$

Explicitons ces relations pour chaque bras ($k=1, 2, 3$) :

$$\left\{ \begin{array}{l} id_{14} = F_1^4 i_1 \\ id_{13} = F_1^4 F_1^3 i_1 \\ id_{12} = F_1^4 F_1^3 F_1^2 i_1 \\ id_{11} = F_1^4 F_1^3 F_1^2 F_1^1 i_1 \end{array} \right. \quad (\text{III-13})$$

$$\begin{cases} id_{24} = F_2^4 i_2 \\ id_{23} = F_2^4 F_2^3 i_2 \\ id_{22} = F_2^4 F_2^3 F_2^2 i_2 \\ id_{21} = F_2^4 F_2^3 F_2^2 F_2^1 i_2 \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

$$\begin{cases} id_{34} = F_3^4 i_3 \\ id_{33} = F_3^4 F_3^3 i_3 \\ id_{32} = F_3^4 F_3^3 F_3^2 i_3 \\ id_{31} = F_3^4 F_3^3 F_3^2 F_3^1 i_3 \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

En fonction des fonctions de commutation, V_{am} peut s'écrire d'après les relations (III-8) :

$$V_{om} = \frac{1}{2} (F_k^1 + F_k^2 + F_k^3 + F_k^4) U_c \quad (\text{avec } k=1) \quad (\text{III-16})$$

Ainsi, les tensions des trois bras s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{am} = \frac{1}{2} (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) U_c \\ V_{bm} = \frac{1}{2} (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) U_c \\ V_{cm} = \frac{1}{2} (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) U_c \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Les tensions composées sont obtenues à partir du système (III-17) :

$$U_{ab} = V_{am} - V_{bm} = \frac{1}{2} [(F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4)] U_c \quad (\text{III-18})$$

$$U_{bc} = V_{bm} - V_{cm} = \frac{1}{2} [(F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4)] U_c \quad (\text{III-19})$$

$$U_{ca} = V_{cm} - V_{am} = \frac{1}{2} [(F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4)] U_c \quad (\text{III-20})$$

Les tensions des trois phases exprimées par rapport au neutre commun N (figure III-3) :

$$V_A = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{III-21})$$

$$V_B = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \quad (\text{III-22})$$

$$V_C = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \quad (\text{III-23})$$

Et en utilisant les relations (III-18) (III-19) (III-20), nous obtenons :

$$V_A = \frac{1}{6} [2(F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4)] \quad (III-24)$$

$$V_B = \frac{1}{6} [2(F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4)] \quad (III-25)$$

$$V_C = \frac{1}{6} [2(F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4)] \quad (III-26)$$

A présent, on peut exprimer la relation entre les variables de sortie ($V_{om}, id_{12}, id_{13}, id_{14}, id_{22}, id_{23}, id_{24}, id_{32}, id_{33}, id_{34}, id$) et les variables d'états (U_c, i_1, i_2, i_3). Il suffit de reprendre les relations (III-13), (III-14), (III-15), (III-24), (III-25) et (III-26) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_{14} \\ id_{13} \\ id_{12} \\ id_{24} \\ id_{23} \\ id_{22} \\ id_{34} \\ id_{33} \\ id_{32} \\ id \end{bmatrix} = N(t) \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III-27)$$

avec :

$$N(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{6}[2(F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4)] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{6}[2(F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4)] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{6}[2(F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4)] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 F_1^3 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 F_1^3 F_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 F_2^3 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 F_2^3 F_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 F_3^3 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 F_3^3 F_3^2 \\ 0 & (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4)(F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4)(F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) & & \end{bmatrix} \quad (III-28)$$

La relation (III-27) est la relation de **conversion simple**, car les tensions impliquées sont des tensions simples. Et la matrice N(t) est dite **matrice de conversion simple**. On peut établir la relation de conversion composée (relation III-29) en utilisant les relations : (III-13), (III-14), (III-15), (III-18), (III-19), (III-20). La relation (III-30) donne la **matrice de conversion composée**. M(t).

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \\ id_{14} \\ id_{13} \\ id_{12} \\ id_{24} \\ id_{23} \\ id_{22} \\ id_{34} \\ id_{33} \\ id_{32} \\ id \end{bmatrix} = M(t) \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{III-29}$$

avec :

$$M(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) - (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}(F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) - (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}(F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) - (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 F_1^3 & 0 & 0 \\ 0 & F_1^4 F_1^3 F_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 F_2^3 & 0 \\ 0 & 0 & F_2^4 F_2^3 F_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 F_3^3 \\ 0 & 0 & 0 & F_3^4 F_3^3 F_3^2 \\ 0 & (F_1^1 + F_1^2 + F_1^3 + F_1^4) & (F_2^1 + F_2^2 + F_2^3 + F_2^4) & (F_3^1 + F_3^2 + F_3^3 + F_3^4) \end{bmatrix} \tag{III-30}$$

On a ainsi établi le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé, en mode commandable associé à sa charge (figure III-6).

III.2.1-Fonction génératrice et modèle de commande :

Dans le modèle de la figure (III-6) formé de deux parties :opérative et commande, on remarque l'existence d'un bloc continu et d'un autre discontinu. Ce dernier est celui formé des relations de conversion (simples ou composées). Il est alors indispensable d'homogénéiser ce modèle en transformant le bloc discontinu en bloc continu, et cela en utilisant la notion de fonction génératrice.

La fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T :

Les relations (III-31), (III-32) deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_{14} \\ id_{13} \\ id_{12} \\ id_{24} \\ id_{23} \\ id_{22} \\ id_{34} \\ id_{33} \\ id_{32} \\ id \end{bmatrix} = N_g(t) \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (III-36),$$

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \\ id_{14} \\ id_{13} \\ id_{12} \\ id_{24} \\ id_{23} \\ id_{22} \\ id_{34} \\ id_{33} \\ id_{32} \\ id \end{bmatrix} = M_g(t) \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (III-37)$$

avec :

$$N_g(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{6}[2(F_u^1 + F_g^1 + F_r^1 + F_s^1) - (F_{1z}^1 + F_{2z}^1 + F_{3z}^1 + F_{4z}^1) - (F_{1u}^1 + F_{2u}^1 + F_{3u}^1 + F_{4u}^1)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{6}[2(F_{1z}^1 + F_{2z}^1 + F_{3z}^1 + F_{4z}^1) - (F_u^1 + F_v^1 + F_w^1 + F_x^1)(F_u^1 + F_v^1 + F_w^1 + F_x^1)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{6}[2(F_{2z}^1 + F_{3z}^1 + F_{4z}^1 + F_{1z}^1) - (F_u^1 + F_v^1 + F_w^1 + F_x^1) - (F_{1z}^1 + F_{2z}^1 + F_{3z}^1 + F_{4z}^1)] & 0 & 0 \\ 0 & F_u^4 & 0 \\ 0 & F_{1z}^4 F_u^1 & 0 \\ 0 & F_{1z}^4 F_u^1 F_v^2 & 0 \\ 0 & 0 & F_{2z}^4 \\ 0 & 0 & F_{2z}^4 F_{3z}^1 \\ 0 & 0 & F_{2z}^4 F_{3z}^1 F_{4z}^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & (F_u^1 + F_v^1 + F_w^1 + F_x^1)(F_{1z}^1 + F_{2z}^1 + F_{3z}^1 + F_{4z}^1) & 0 \end{bmatrix} \quad \dots (III-38)$$

$$M_g(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}[(F_{1g}^1 + F_{g1}^2 + F_{g1}^3 + F_{g1}^4) - (F_{2g}^1 + F_{2g}^2 + F_{2g}^3 + F_{2g}^4)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}[(F_{2g}^1 + F_{2g}^2 + F_{2g}^3 + F_{2g}^4) - (F_{3g}^1 + F_{3g}^2 + F_{3g}^3 + F_{3g}^4)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}[(F_{3g}^1 + F_{3g}^2 + F_{3g}^3 + F_{3g}^4) - (F_{1g}^1 + F_{1g}^2 + F_{1g}^3 + F_{1g}^4)] & 0 & 0 \\ 0 & F_{1g}^4 & 0 \\ 0 & F_{1g}^4 F_{1g}^3 & 0 \\ 0 & F_{1g}^4 F_{1g}^3 F_{1g}^2 & 0 \\ 0 & 0 & F_{2g}^4 \\ 0 & 0 & F_{2g}^4 F_{2g}^3 \\ 0 & 0 & F_{2g}^4 F_{2g}^3 F_{2g}^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & (F_{1g}^1 + F_{1g}^2 + F_{1g}^3 + F_{1g}^4)(F_{2g}^1 + F_{2g}^2 + F_{2g}^3 + F_{2g}^4) & 0 \end{bmatrix} \quad (III-39)$$

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les modèles de fonctionnement des onduleurs triphasés à cinq niveaux à cellules imbriquées sans à priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri. Ainsi, on a défini pour cet onduleur la cellule de commutation multi-tripole qui est constitué de trois cellules de commutation élémentaires de type tripole.

En vue de la commande de l'onduleur à trois niveaux, on a élaboré le modèle de commande de cet onduleur sans à priori sur leur source de tension et de courant et cela avec l'hypothèse de commandabilité. On a vu qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène ou toutes ses grandeurs sont continues.

Au chapitre prochain nous étudierons les différentes stratégies de commande appliquées à l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

CHAPITRE IV

**STRATÉGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS À CINQ
NIVEAUX À CELLULES IMBRIQUÉES**

Introduction :

Au cours du chapitre précédent nous avons exposé la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées. Dans le présent chapitre, nous développerons des stratégies de commande de ce convertisseur. Ces dernières sont établies suivant des conditions que nous désirons obtenir sur les paramètres (tensions, courant), après quoi nous déduisons l'ordre d'amorçage des semiconducteurs. L'objectif principal est d'obtenir des tensions ou des courants à amplitude et fréquences variables avec un minimum d'harmoniques.

Dans l'industrie l'onduleur le plus utilisé est celui à deux niveaux avec des puissances allant jusqu'à (1MVA) et des tensions de (1.4MV). L'onduleur à trois niveaux permet des puissances de (10MVA) avec des tensions de (6Kv). Les stratégies que nous allons développer seront appliquées à l'onduleur triphasé à cinq niveaux à cellules imbriquées alimentant la machine synchrone à aimants permanents.

Les différentes stratégies que nous étudierons sont les suivantes :

- ◆ Stratégie triangulosinusoidale à une et plusieurs porteuses.
- ◆ Commande par hystérésis en courant.
- ◆ Modulation calculée.

IV.1- Commande triangulosinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse :

IV.1.1- Principe de la stratégie :

Nous devons générer une tension de référence sinusoïdale pour chaque bras de l'onduleur. L'ensemble des trois tensions de référence de l'onduleur triphasé constitue un système triphasé équilibré :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (IV-1)$$

Aussi, nous utiliserons une porteuse U_p (d'où le nom de la stratégie) triangulaire unipolaire ou en dents de scie (FigIV-1).

Le principe de cette stratégie consiste en la comparaison pour chaque bras k de l'onduleur de sa référence V_{refk} à la porteuse commune aux trois bras U_p , et c'est suivant cette comparaison que l'on déduit l'ordre d'amorçage des semi-conducteurs.

Les deux paramètres de cette stratégie sont l'indice de modulation m et le taux de modulation r . L'indice de modulation est défini comme le rapport de la fréquence f_p de la

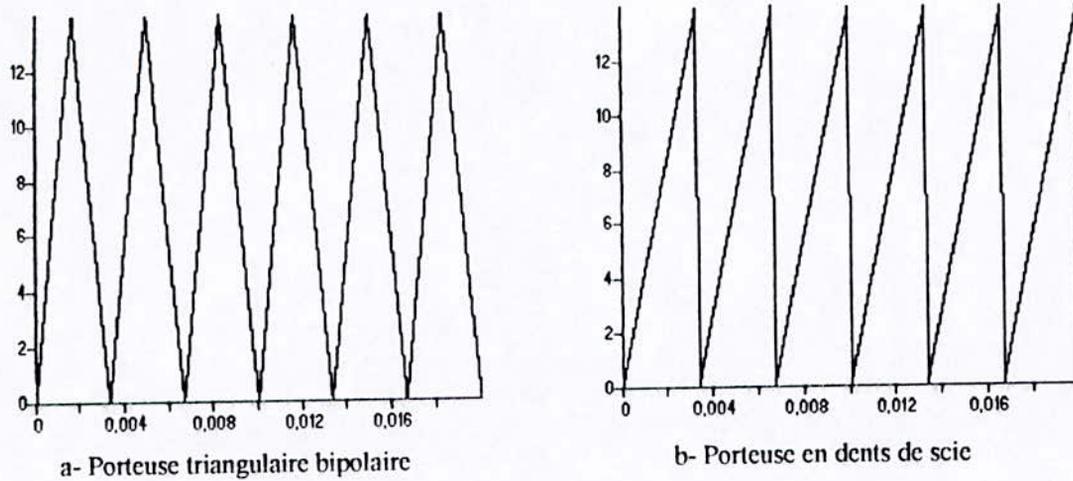


Fig.IV.1 :Types de porteuses utilisées par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse

porteuse à la fréquence f de la tension de référence :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{IV-2}$$

Le taux de modulation r est défini comme le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude de la porteuse U_{pm} :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \tag{IV-3}$$

La commande est dite **synchrone** lorsque m est entier, et **asynchrone** dans le cas contraire. La figure (IV-2) présente la porteuse triangulaire unipolaire et les trois tensions de référence pour $m=12$, $r=0,8$.

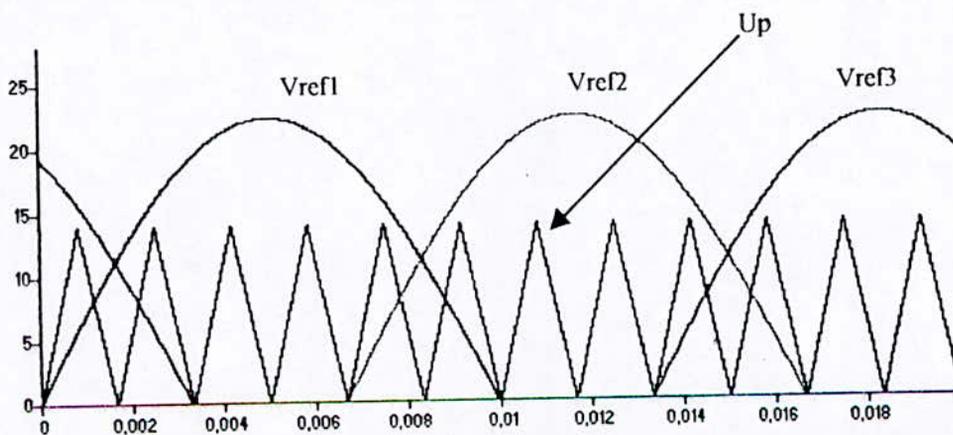


Fig.IV.2 :Les trois tensions de référence et la porteuse de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse $m=12$ $r=0,8$.

A partir de chaque tension de référence V_{refk} , nous déduisons une autre référence V_{refkk} telle que :

Si $|V_{refk}| < U_c$ alors $V_{refkk} = |V_{refk}|$ sinon $V_{refkk} = |V_{refk}| - U_c$
 U_c étant la tension d'une seule capacité de l'onduleur à cinq niveaux .

La figure (IV-3) montre la déduction de V_{refkk} à partir de V_{refk} .

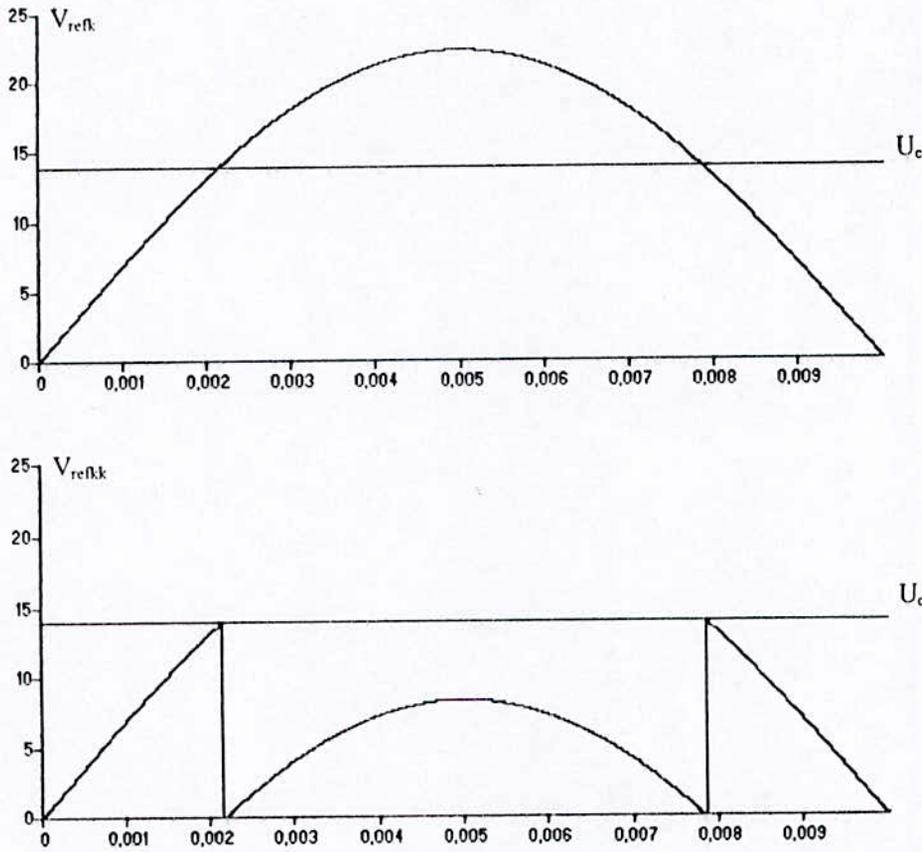


Fig IV. 3 :Déduction de la tension de référence V_{refkk} à partir de V_{refk} .

Pour un type de porteuse U_p choisi, et après la déduction de la deuxième référence V_{refkk} à partir de V_{refk} , la tension V_{am} est déduite suivant cet algorithme :

- ◆ Si $0 < |V_{ref1}| < U_c$:
 - Si $V_{ref11} > U_p$ alors $V_{am} = S U_c$
 - Si $V_{ref11} < U_p U_p$ alors $V_{am} = 0$

 - ◆ Si $|V_{ref1}| > U_c$:
 - Si $V_{ref11} > U_p U_p$ alors $V_{am} = 2S U_c$
 - Si $V_{ref11} < U_p U_p$ alors $V_{am} = S U_c$
- (IV-4)

avec
$$S = \text{signe}(V_{ref1}) = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref1} > 0 \\ -1 & \text{si } V_{ref1} < 0 \end{cases} \quad (IV-5)$$

IV.1.2- Etude de la tension délivrée par un bras de l'onduleur :

Les figures (IV-4-a) ,(IV-4-b) et (IV-4-c) présentent respectivement la tension V_{am} d'un bras de l'onduleur pour les trois couples suivants de paramètres ($m=9, r=0,8$) ,($m=12, r=0,8$) et ($m=15, r=0,8$) ainsi que l'analyse spectrale de chaque tension .

On remarque qu'en modulation synchrone , et pour un choix de m impair , il n'y aura que des harmoniques impairs dans le spectre de la tension .Par contre ,pour un choix de m pair on trouvera des harmoniques pairs et impairs. Ce résultat nous montre l'utilité du choix impair de l'indice de modulation m .

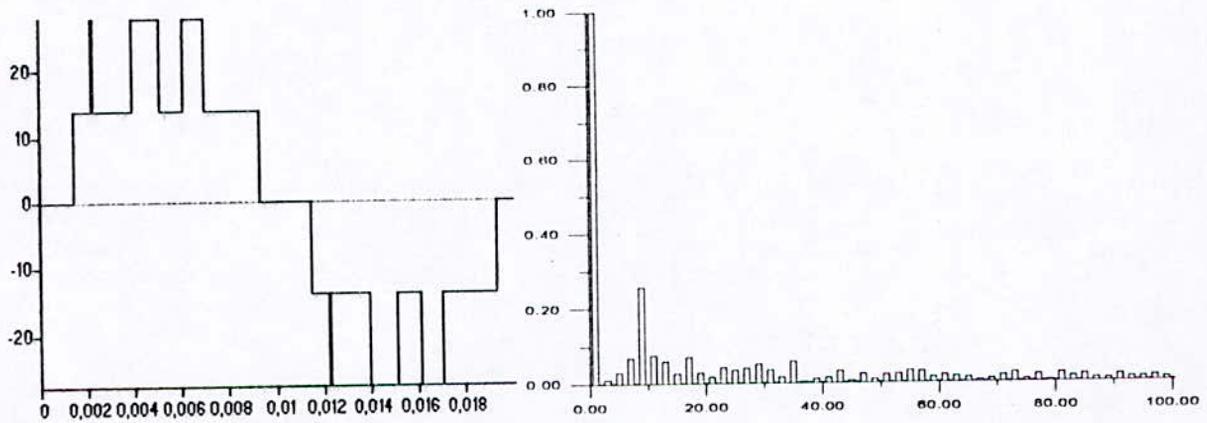


Fig IV.4.a :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulosinusoidale a une porteuse de forme triangulaire unipolaire pour $m=9$ et $r=0,8$.

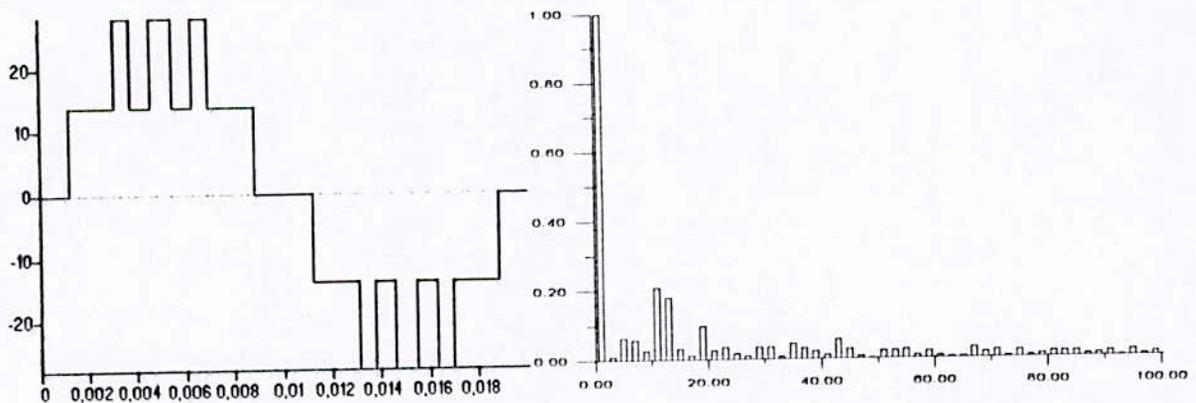


Fig.IV.4.b :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulosinusoidale a une porteuse de forme triangulaire unipolaire pour $m=12$ et $r=0,8$.

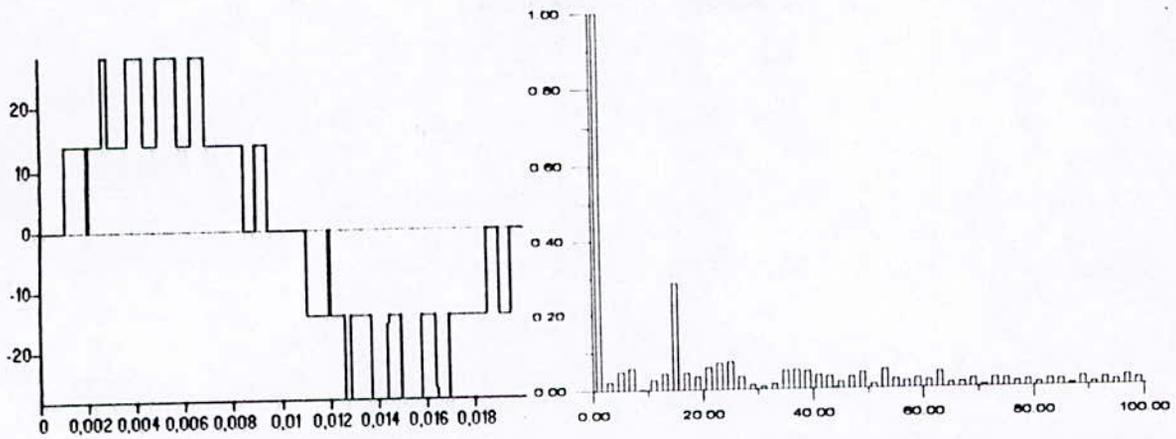


Fig .IV.4.c :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulosinusoidale a une porteuse de forme triangulaire bipolaire pour $m=15$ et $r=0.8$.

La représentation du taux d'harmoniques τ en fonction du taux de modulation r montre sa décroissance au fur et à mesure que r croit Figure (IV-5).

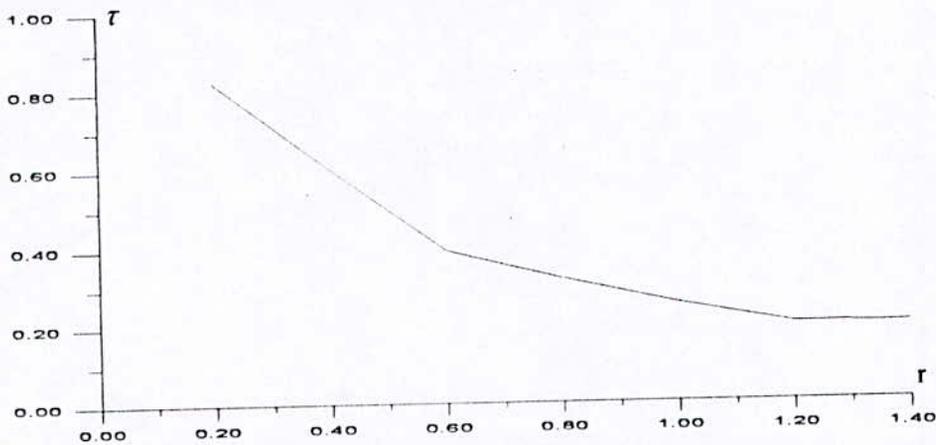


Fig. IV. 5 :taux d'harmoniques τ en fonction du taux de modulation r ,pour la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse de forme triangulaire unipolaire pour $m=9$

IV.1.2.1-Caractéristique de réglage :

La caractéristique de réglage d'un onduleur commandé par une stratégie donnée , est la représentation en fonction du taux de modulation r ,du rapport $\frac{V_1}{V_{max}}$. V_1 étant l'harmonique fondamental de la tension V_{am} ,et V_{max} est la valeur maximale de la tension V_{am} ou ce qui correspond dans notre cas à $2U_c$. Cette caractéristique de réglage nous donne les valeurs de r pour lesquels l'onduleur est utilisable en asservissement :qui correspondent à la zone linéaire de cette caractéristique. La figure (IV-6) donne la caractéristique de réglage de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse de forme triangulaire unipolaire .

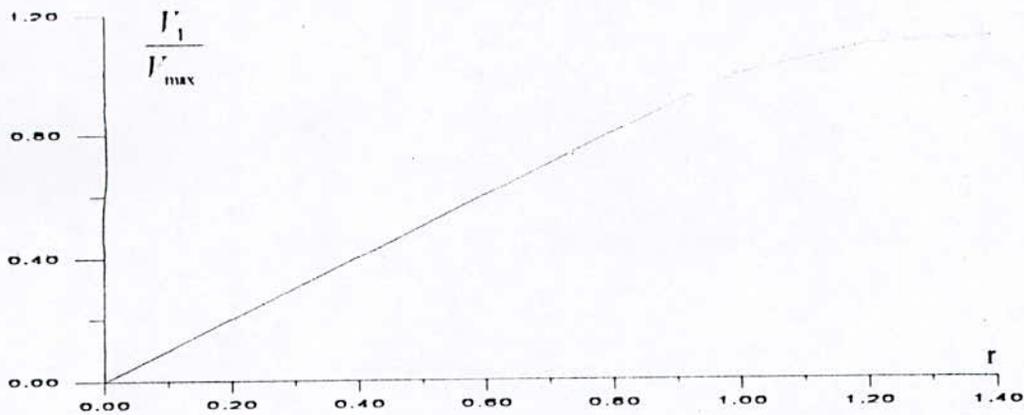


Fig.IV.6 :Caractéristique de réglage de l'onduleur commandé par la stratégie triangulosinoïdale à une porteuse de forme triangulaire bipolaire pour $m=9$.

On remarque la linéarité de cette caractéristique pour les valeurs de r inférieure ou égale à 1 ,ce qui montre que l'on peut obtenir avec l'onduleur ainsi commandé des valeurs de V_{am} comprise entre 0 et $V_{max}=2U_c$ de façon linéaire .Au delà de $r=1$,c'est la zone de saturation .

L'explication de cette constatation est que pour les valeurs de r supérieure à 1 les intersections entre références et porteuse ne sont que légèrement différentes des intersections pour les valeurs de $r =1$,ce qui **sature la commande de l'onduleur à travers le taux de modulation r** , car l'ordre d'amorçage des semiconducteurs est déterminés par ces intersections .Pour élargir la linéarité de la caractéristique de réglage et ainsi étendre le domaine de commande de l'onduleur ,deux (02) solutions se présentent :

- Injection de l'harmonique trois .
- Modulation Vectorielle ,ou injection du terme V_o

Leur principe est basé sur le fait que chacune de ces deux injections dans les références atténue les valeurs maximales de ces dernières ,ce qui donne des intersections entre références et porteuse en plus ,et élargit ainsi le domaine de commande de l'onduleur .Figure (IV. 7) .

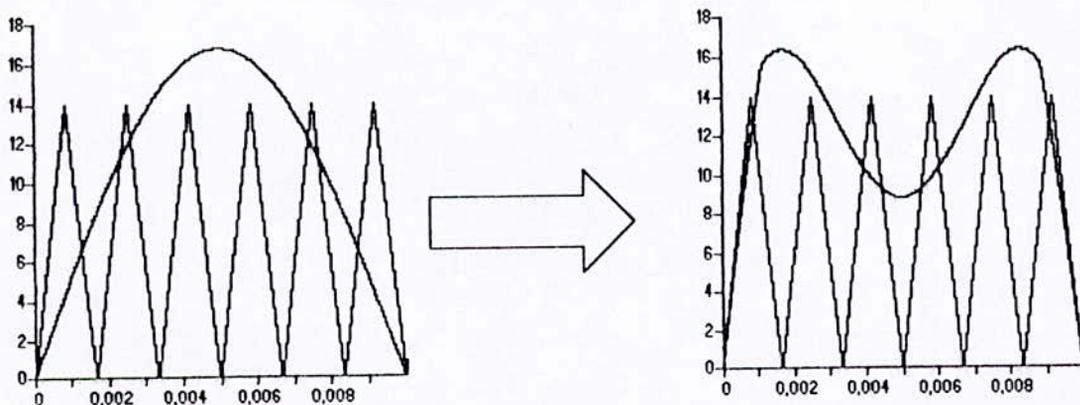


Fig.IV.7: Influence de l'injection de l'harmonique trois ou du terme V_o sur les intersections références/porteuse et par suite sur l'élargissement du domaine de commande de l'onduleur

Injection de l'harmonique trois (3) :

Au lieu d'utiliser les tensions de référence données par le système (IV-1), nous utiliserons les tensions de référence suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) + xV_m \sin(3\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) + xV_m \sin(3\omega t - 2\pi/3) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) + xV_m \sin(3\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (IV-6)$$

Pour une valeur de $x=0,3$, la caractéristique de réglage de l'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse de forme triangulaire unipolaire est donnée par la figure (IV-8). Il faut rappeler aussi que l'injection de l'harmonique trois nous est permise du fait que le système est triphasé à neutre isolé.

Modulation vectorielle :

De même que précédemment il s'agit d'utiliser le système suivant des tensions de références :

$$\begin{cases} V'_{ref1} = V_m \sin(\omega t) + V_o \\ V'_{ref2} = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) + V_o \\ V'_{ref3} = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) + V_o \end{cases} \quad (IV-7)$$

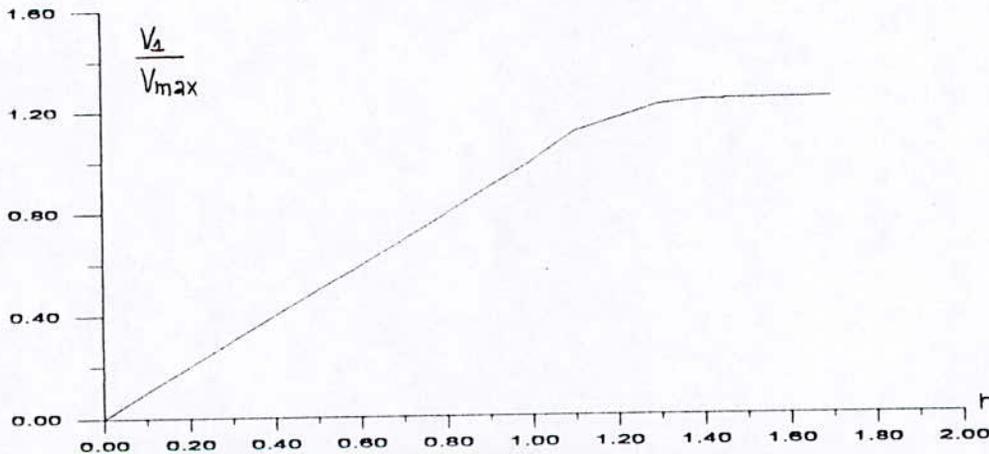


Fig. IV.8 : Elargissement de la caractéristique de réglage de l'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse de forme triangulaire bipolaire après l'injection de l'harmonique trois (03).

Le terme V_o est donné par :

$$V_o = \frac{V_{ref\ max} + V_{ref\ min}}{2} \quad (IV-8)$$

Avec :

$$V_{ref\ min} = \min(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}) \quad (IV-9)$$

$$V_{ref\ max} = \max(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}) \quad (IV-10)$$

Les tensions $V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$ sont celles données par le système (IV-1).

La caractéristique de réglage après injection du terme V_o est donnée par la figure (IV-9).

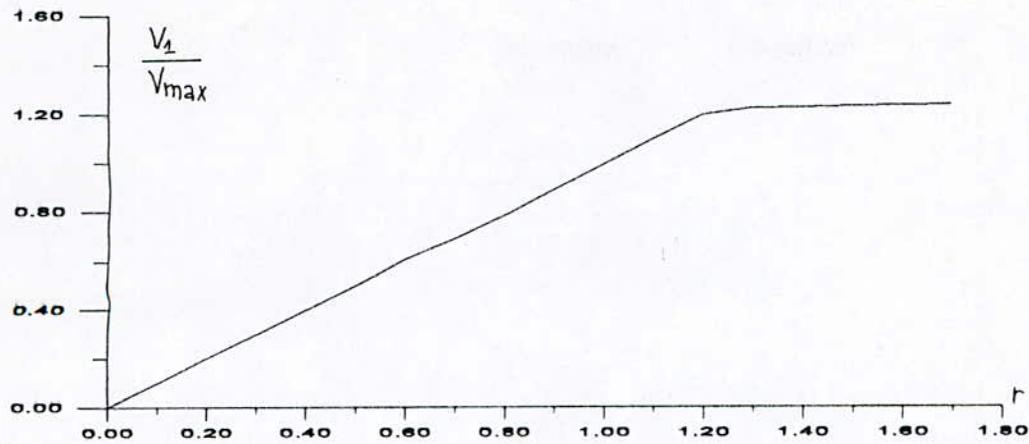


Fig (IV-9) : Elargissement de la caractéristique de réglage de l'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse de forme triangulaire unipolaire après l'injection du V_o .

IV.1.3-Conduite de la MSAP par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse :

Il s'agit à présent d'étudier l'association onduleur-MSAP pour un asservissement de vitesse et de position. La figure (IV-13) représente le schéma global de la commande vectorielle de la MSAP avec introduction de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées comme source d'alimentation. Ce schéma est valable pour tout asservissement de vitesse effectué par la suite, et ne dépend pas de la stratégie de commande appliquée à l'onduleur.

Les figures (IV-11) (IV-21) (IV-31) et (IV-22) montrent la dynamique de l'association onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour appliquer à la MSAP les asservissements suivants : une consigne de vitesse de 300 rd/s, une consigne de vitesse de 300 rd/s et application d'un couple résistant et une inversion de vitesse. Ces figures montrent que l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux est efficace pour ces types d'asservissement.

Tout d'abord on remarque l'annulation du courant i_{ds} et la similitude frappante entre le couple électromagnétique C_{em} et le courant i_{qs} qui montre que la commande par flux orienté a réussi. Les paramètres de la machine se stabilise autour de certaine valeurs en régime établi, et changent brusquement pendant les variations brusques des consignes. Le flux ϕ_s se stabilise autour de la valeurs des aimants permanents 0,013 rd.

IV. 1. 4-Conclusion :

L'analyse spectrale de la tension délivrée par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulo sinusoidale à une porteuse nous a permis de conclure que pour un choix paire d'indice de modulation on obtiendra des harmoniques de rangs pairs et impairs tandis que pour un choix de m impair on ne trouvera que des harmoniques de rangs impairs. Les harmoniques se regroupent en famille centrées autour des fréquences multiples de (mf) .

La caractéristique de réglage est linéaire dans l'intervalle $[0, 1]$ des valeurs de r . On peut élargir cette bande dite aussi de réglage par l'addition aux références de l'harmonique

multiple de trois (03), ou par l'injection du terme V_0 (modulation vectorielle) pour atteindre $r = 1.15$ de la zone linéaire.

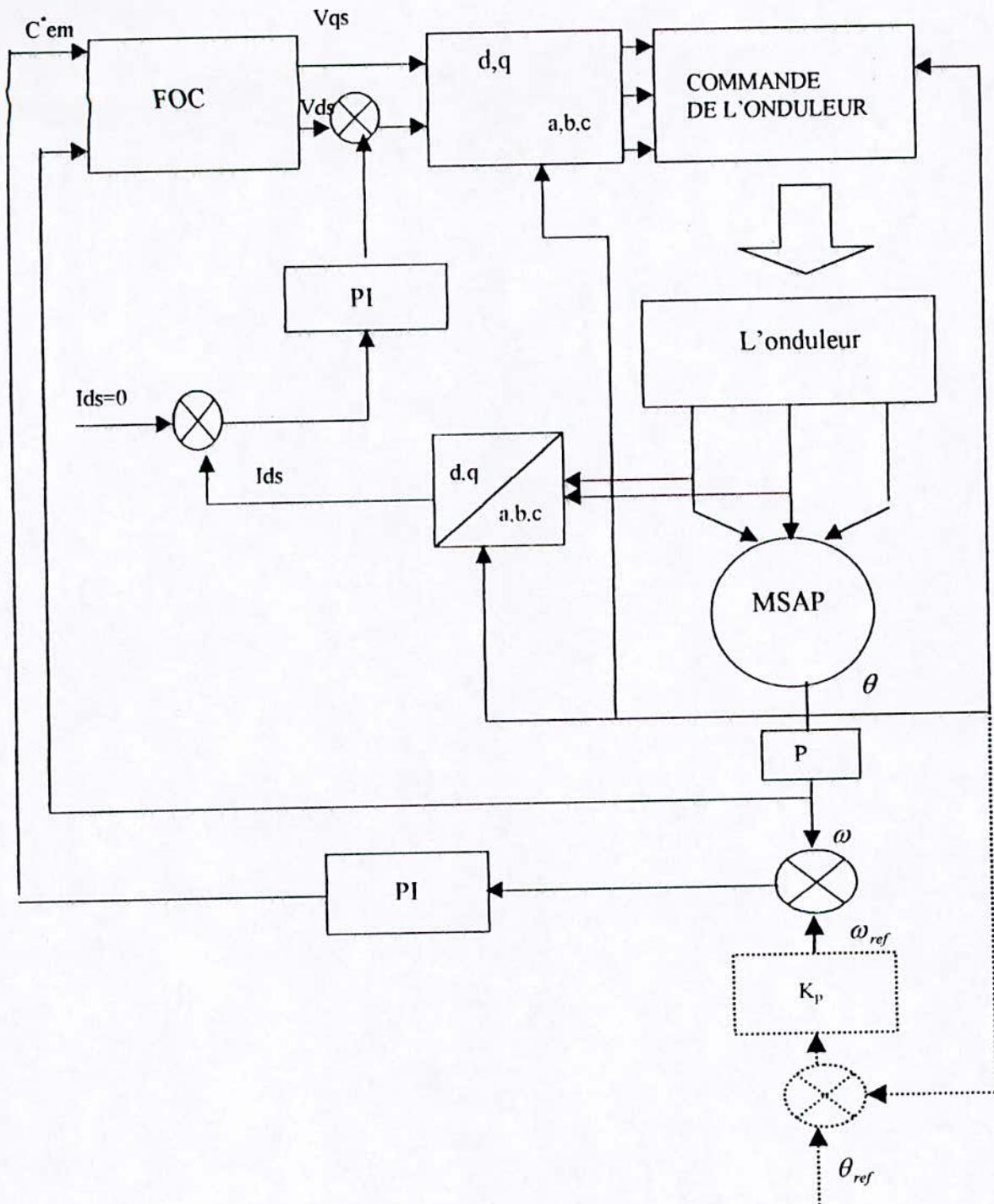


Fig .IV.10 :Commande vectorielle de l'association onduleur-MSAP avec réglage du vitesse ou de position.

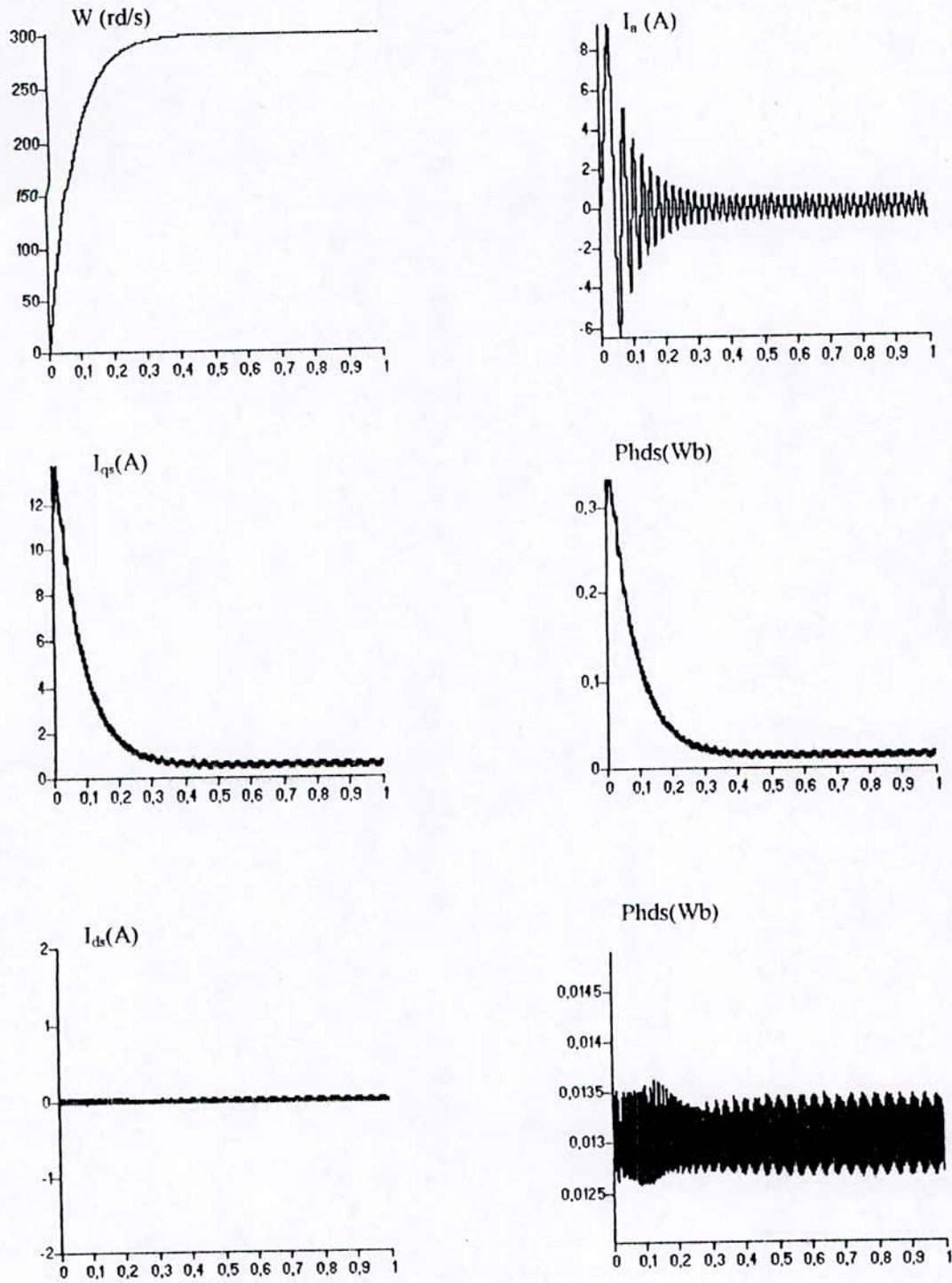


Fig.IV.11 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandée vectoriellement . L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une consigne de vitesse de 300rd/s.

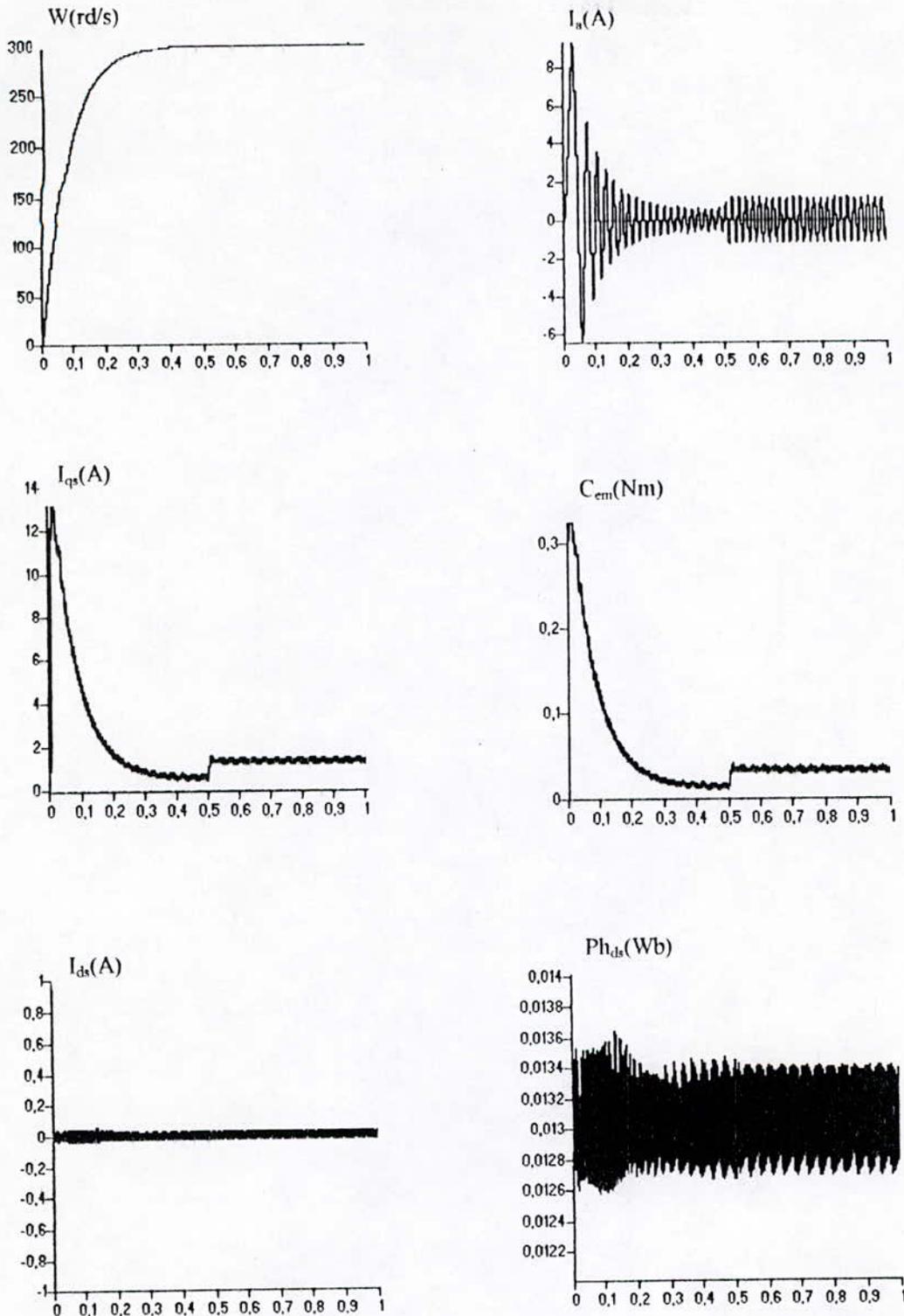


Fig . IV. 12 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandée vectoriellement. L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une consigne de vitesse de 300rd/s et application d'un couple résistant.

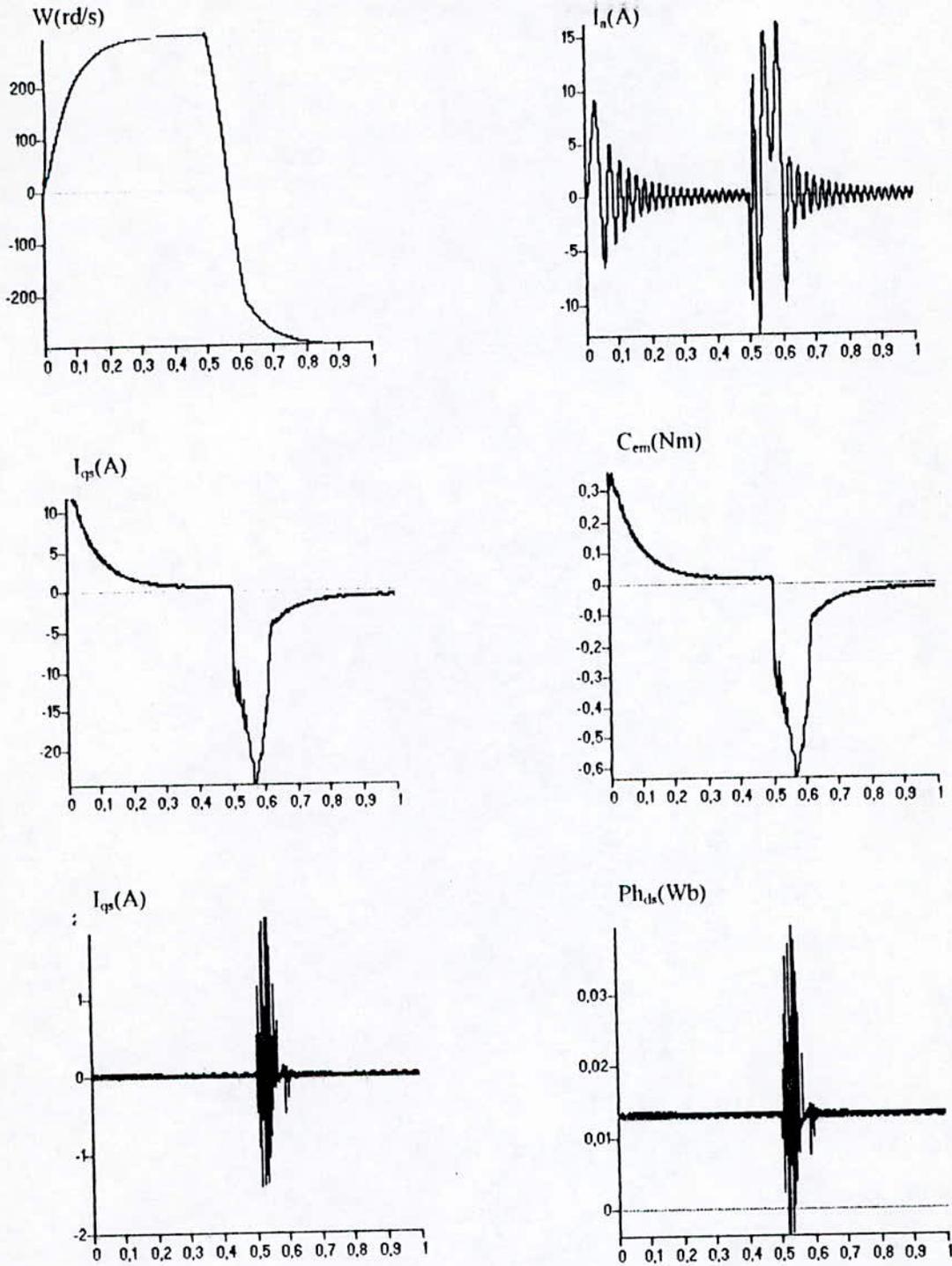


Fig.IV.12 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une inversion de vitesse.

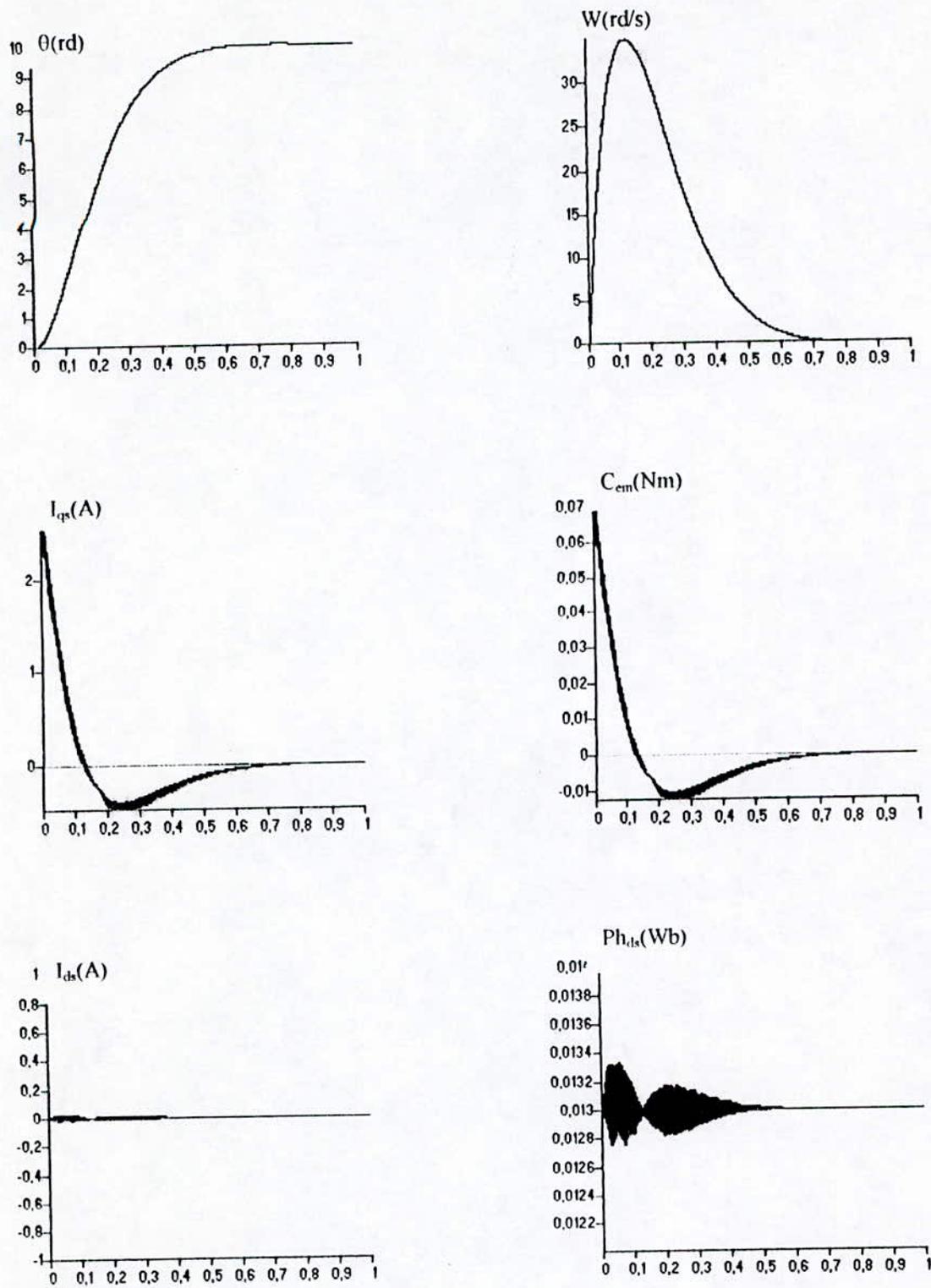


Fig. IV.14 :réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de position de 10 rd pour la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse

IV.2-Commande triangulosinusoidale à échantillonnage naturel à quatre porteuses :

Pour déduire la tension d'un bras de l'onduleur triphasé, on utilisera une référence et quatre porteuses communes aux trois bras .Les trois références constituent un système triphasé à neutre isolé (système IV-1).

Il existe quatre types de porteuses que l'on utilise pour cette stratégie Figure(IV.15) :

- ◆ Porteuses triangulaires ou en dents de scie décalées horizontalement l'une par rapport à l'autre .
- ◆ Porteuses triangulaires ou en dents de scie décalées verticalement l'une par rapport à l'autre .

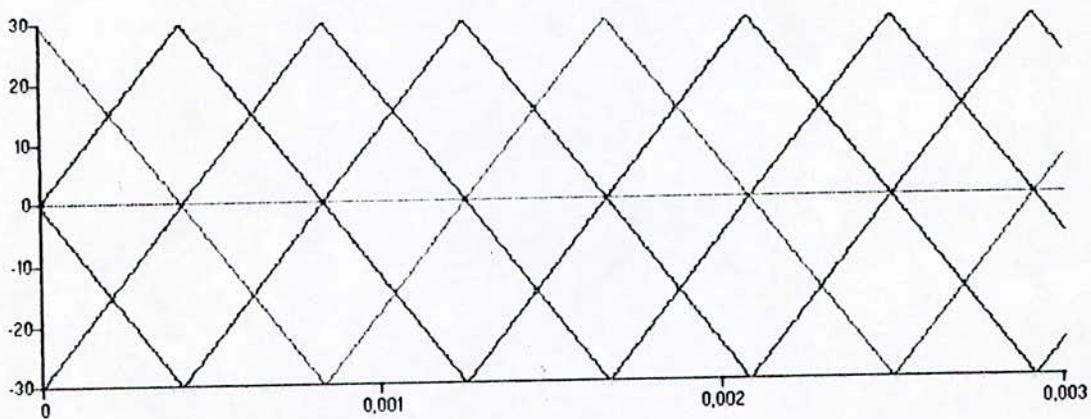


Fig. IV.15. a : quatre porteuses triangulaires bipolaires décalées horizontalement .

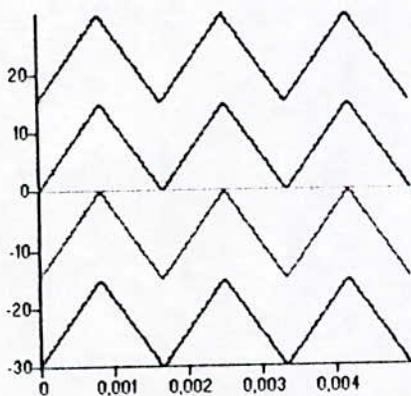


Fig. IV.15.c : quatre porteuses triangulaires bipolaires décalées verticalement

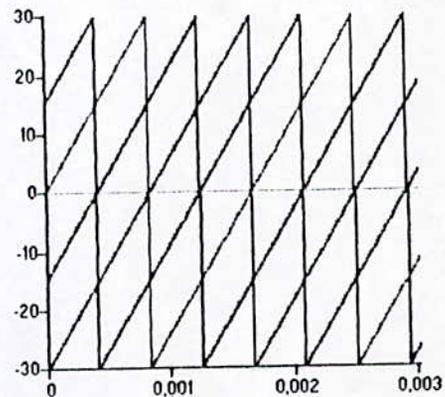


Fig. IV.15.e : quatre porteuses en dents de scie décalées horizontalement

Fig. IV. 15 : quelque types de porteuses utilisées par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses .

Pour la détermination de la tension V_{km} du bras k ($k=1,2,3, \dots$), la première étape consiste à déterminer quatre tensions intermédiaires V_{k1}, V_{k2}, V_{k3} et V_{k4} suivant l'algorithme ci-après :

- ♦ $V_{k1} = 2U_C$ si $V_{refk} > U_{p1}$ sinon U_C
- ♦ $V_{k2} = U_C$ si $V_{refk} > U_{p2}$ sinon 0
- ♦ $V_{k3} = 0$ si $V_{refk} > U_{p3}$ sinon $-U_C$
- ♦ $V_{k4} = -U_C$ si $V_{refk} > U_{p3}$ sinon $-2U_C$

La tension V_{km} est la somme de ces quatre tensions :

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4}$$

pour $k=1$, par exemple :

$$V_{am} = V_{11} + V_{12} + V_{13} + V_{14}$$

IV. 2. 1- Etude de la tension délivrée par un bras de l'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses :

Les figures (I.15.a), (IV.15.b) et (IV.15.c) présentent respectivement la tension V_{am} d'un bras de l'onduleur pour les trois couples suivants de paramètres ($m=9, r=0,8$), ($m=12, r=0,8$) et ($m=15, r=0,8$) ainsi que l'analyse spectrale de chaque tension et cela pour la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses. Les porteuses que nous avons utilisé sont triangulaires bipolaires décalées l'une par rapport à l'autre horizontalement.

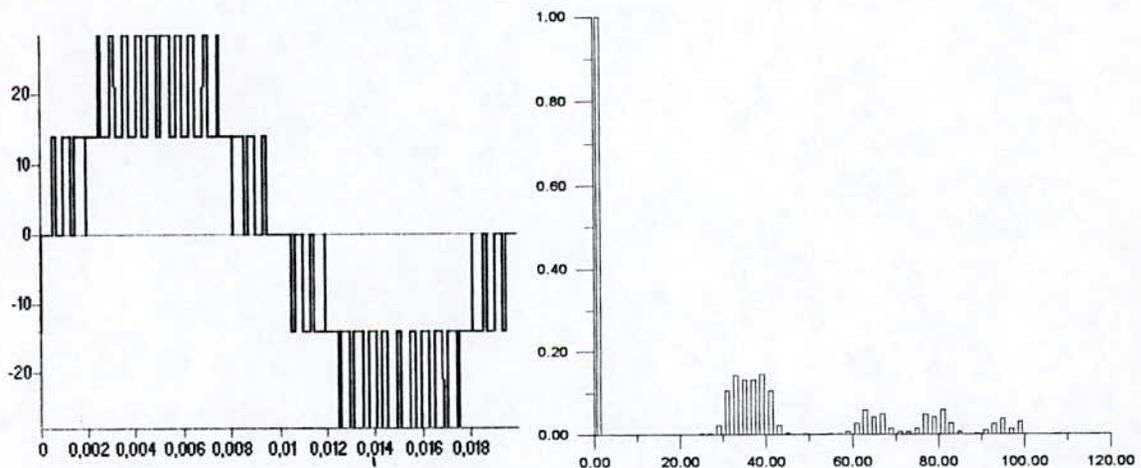


Fig . IV.15. a :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulo sinusoidale a quatre porteuses de forme triangulaire bipolaire pour $m=9$ et $r=0,8$.

Nous conservons les mêmes définitions de l'indice de modulation et du taux de modulation que pour la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse (relations-IV-3 et IV-4).

En examinant les figures(IV.15.*), nous remarquons que les harmoniques importants se regroupent en familles autour des fréquences multiples de $(4mf)$. Aussi nous avons remarqué que pour un choix pair de m on trouvera des harmoniques impairs uniquement. Tandis que pour un choix impair de m il y aura des harmoniques pairs et impairs.

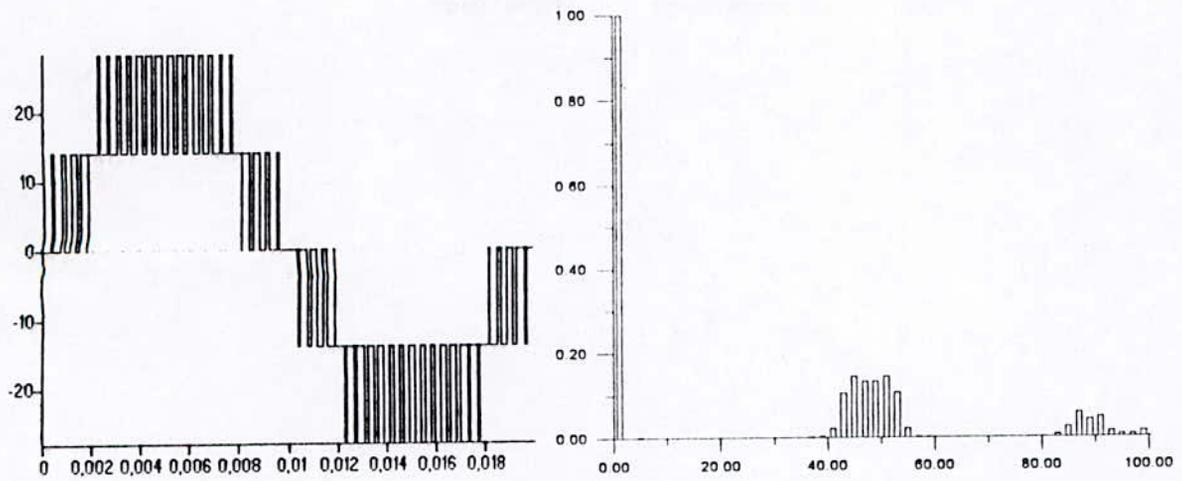


Fig. IV. 15. b :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses de forme triangulaire bipolaire pour $m=12$ et $r=0,8$.

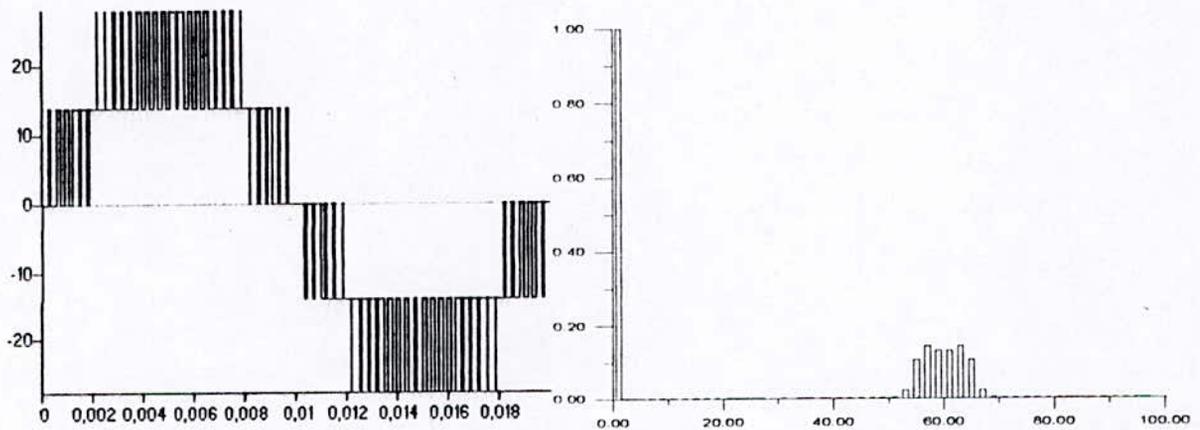


Fig. IV.15. c :La tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses de forme triangulaire bipolaire pour $m=15$ et $r=0,8$.

IV.2.1.1-Caractéristique de réglage de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses :

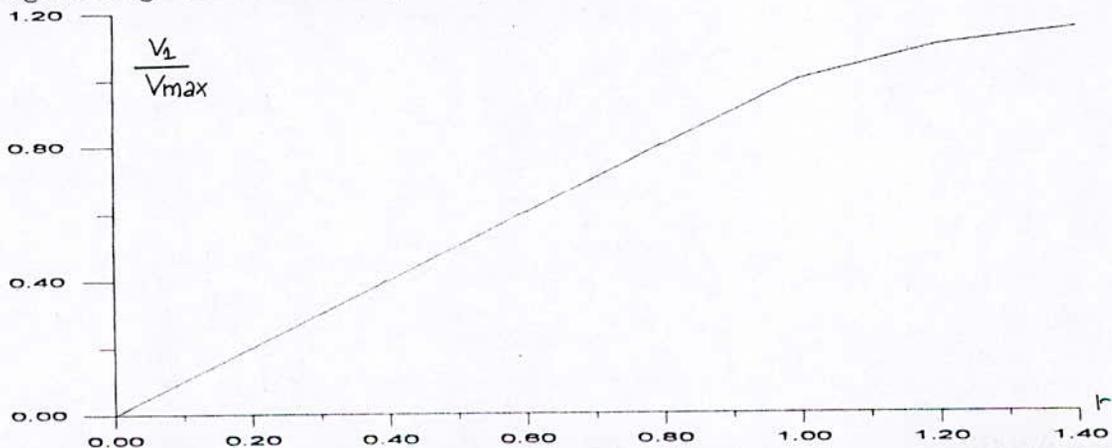


Fig.IV.16 :linéarité de la caractéristique de réglage de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses.

La caractéristique de réglage donnée par la figure (IV-16) de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses est linéaire dans tout l'intervalle $[0,1]$ de r , ce qui montre la possibilité d'utiliser cet onduleur ainsi commandé pour effectuer un asservissement de vitesse ou de position pour ces valeurs de r . Pour élargir cette bande de réglage, il suffit d'injecter dans les références V_{refk} ($k=1,2,3$) l'harmonique trois ou le terme V_0 (voir section IV-1-2-1). Les figures (IV-17-*) montrent les caractéristiques de réglage avec ces deux injections.

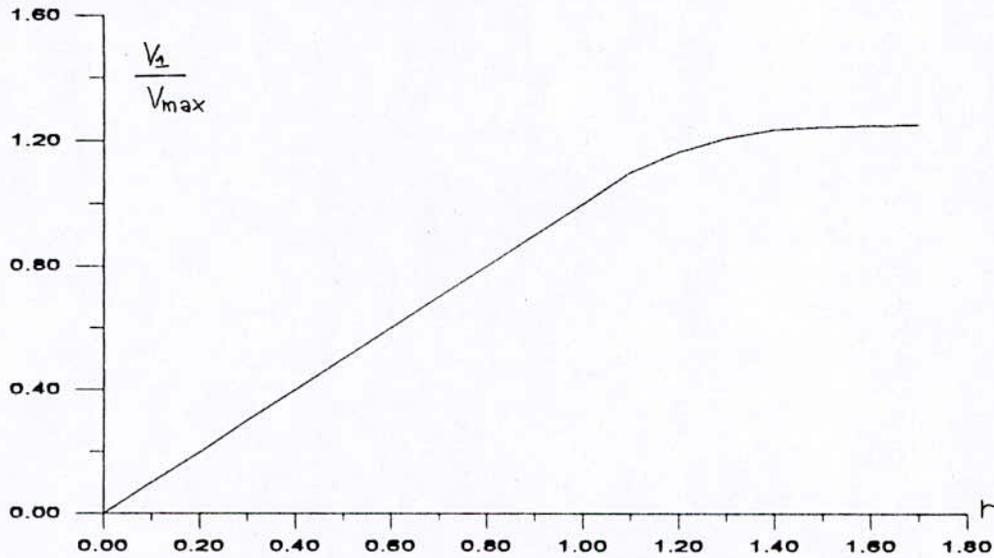


Fig. IV. 17. a : Elargissement de la caractéristique de réglage après injection de l'harmonique trois de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses

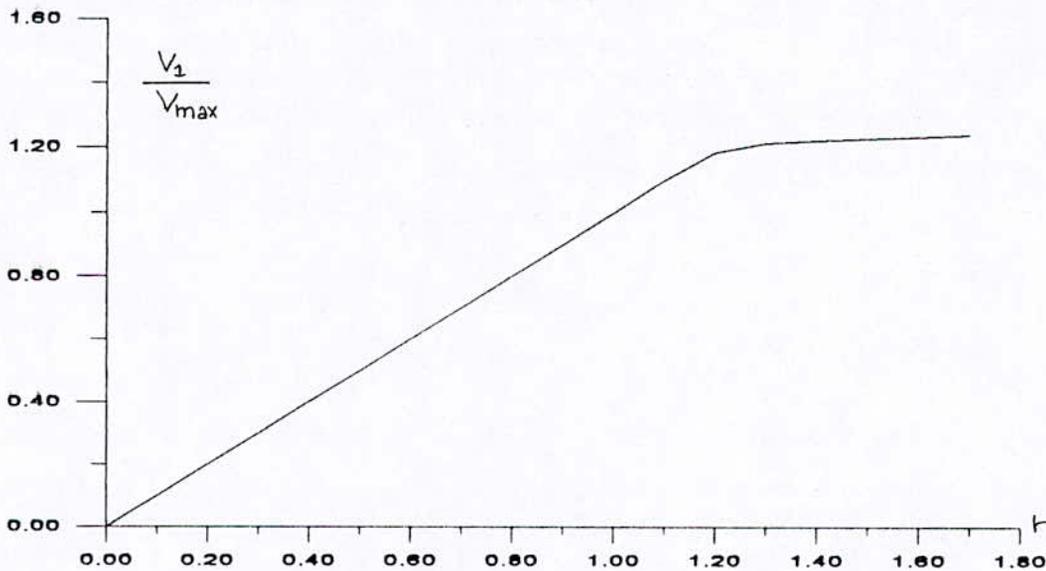


Fig. IV. 17. b : Elargissement de la caractéristique de réglage après injection du terme V_0 de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses

Les variations du taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation sont représentées par la figure (IV-18), où l'on remarque comme pour la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse la décroissance du taux d'harmoniques lorsque r croît.

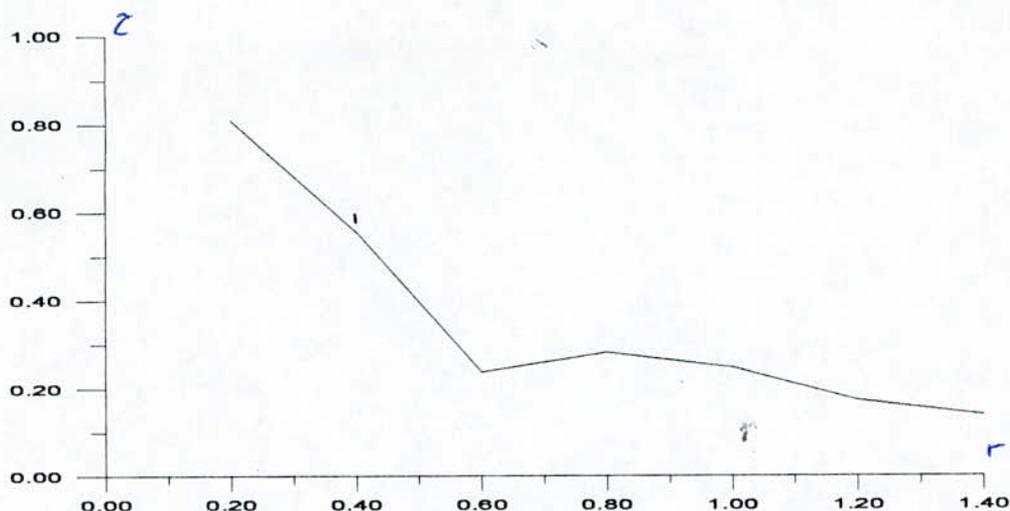


Fig. IV. 18 :représentation du taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses

IV. 2. 3- Application :

Les figures (IV. 19) (IV. 20) (IV. 21) et (IV. 22) montrent la dynamique de l'association onduleur-MSAP commandés vectoriellement et ou l'onduleur est commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses pour différents asservissement.

Tout d'abord on remarque l'annulation du courant I_{ds} et la similitude entre le couple électromagnétique C_{em} et le courant i_{qs} ce qui montre que la commande par flux orienté à réussi .Les paramètres de la machine se stabilise autour de certaine valeurs en régime établi ,et changent brusquement pendant les variations brusques des consignes. Le flux ϕ_{ds} se stabilise autour de la valeurs des aimants permanents 0,013 Wb. Cette dernière constatation s'explique par la relation suivante :

$$\phi_{ds} = L_d i_{ds} + \phi_f$$

avec le courant i_{ds} qui s'annule en régime établi .

IV. 1. 3-Conclusion :

L'analyse spectrale de la tension délivrée par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses nous a permis de conclure que pour un choix impair de l'indice de modulation on obtiendra des harmoniques de rangs pairs et impairs tandis que pour un choix de m pair on ne trouvera que des harmoniques de rangs impairs .Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de (4mf).

En utilisant des porteuses en dents de scie ,ou décalées l'une par rapport à l'autre verticalement Figure(IV. 2. 1), ces remarques ne reste pas toutes inchangées .En effet, en utilisant des porteuses en dents de scie quelque soit le choix de m (pair ou impair) on trouvera toujours des harmoniques de rangs pairs et impairs .On remarque aussi, que pour les porteuses décalées verticalement l'une par rapport à l'autre les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de (mf).

La caractéristique de réglage est linéaire dans l'intervalle $[0, 1]$ des valeurs de r . On peut élargir cette bande dite de réglage par l'addition aux références des harmoniques de rang multiples de trois, ou par l'injection du terme V_0 (modulation vectorielle) pour atteindre $r = 1.1$ en zone linéaire.

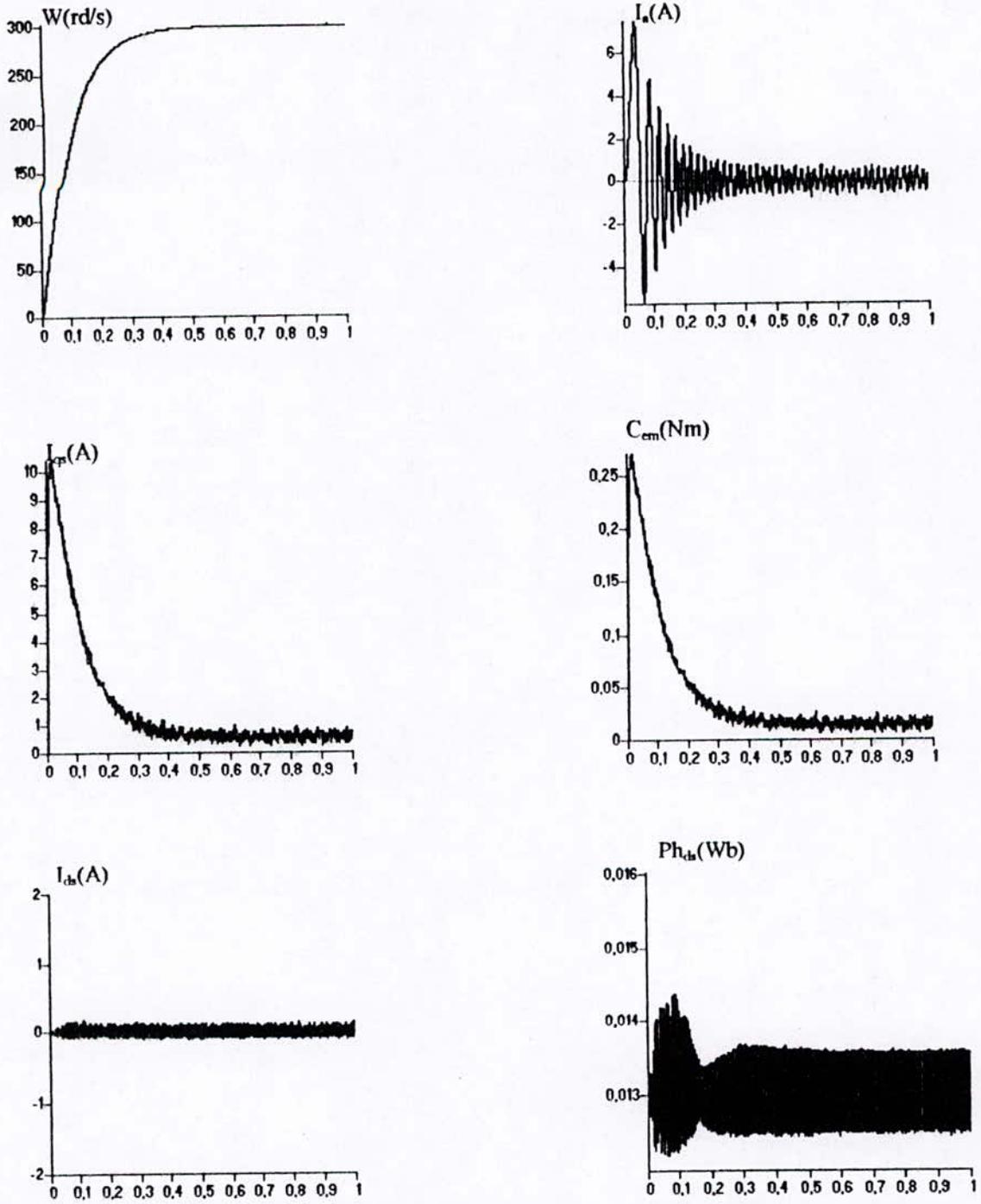


Fig.IV.19 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses pour une consigne de vitesse de 300 rd/s

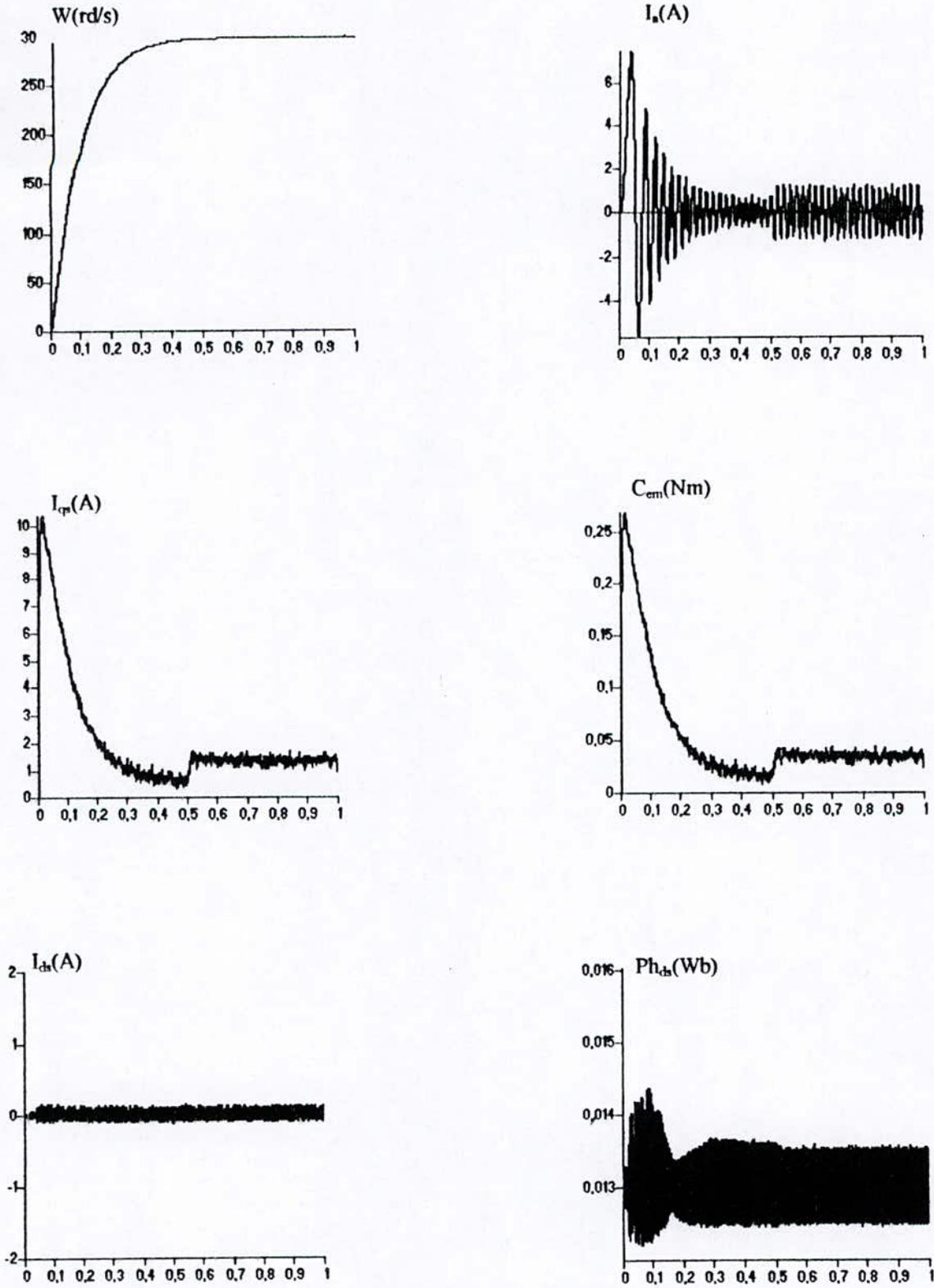


Fig.IV.20 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses pour une consigne de vitesse de 300 rd/s et application d'un couple résistant

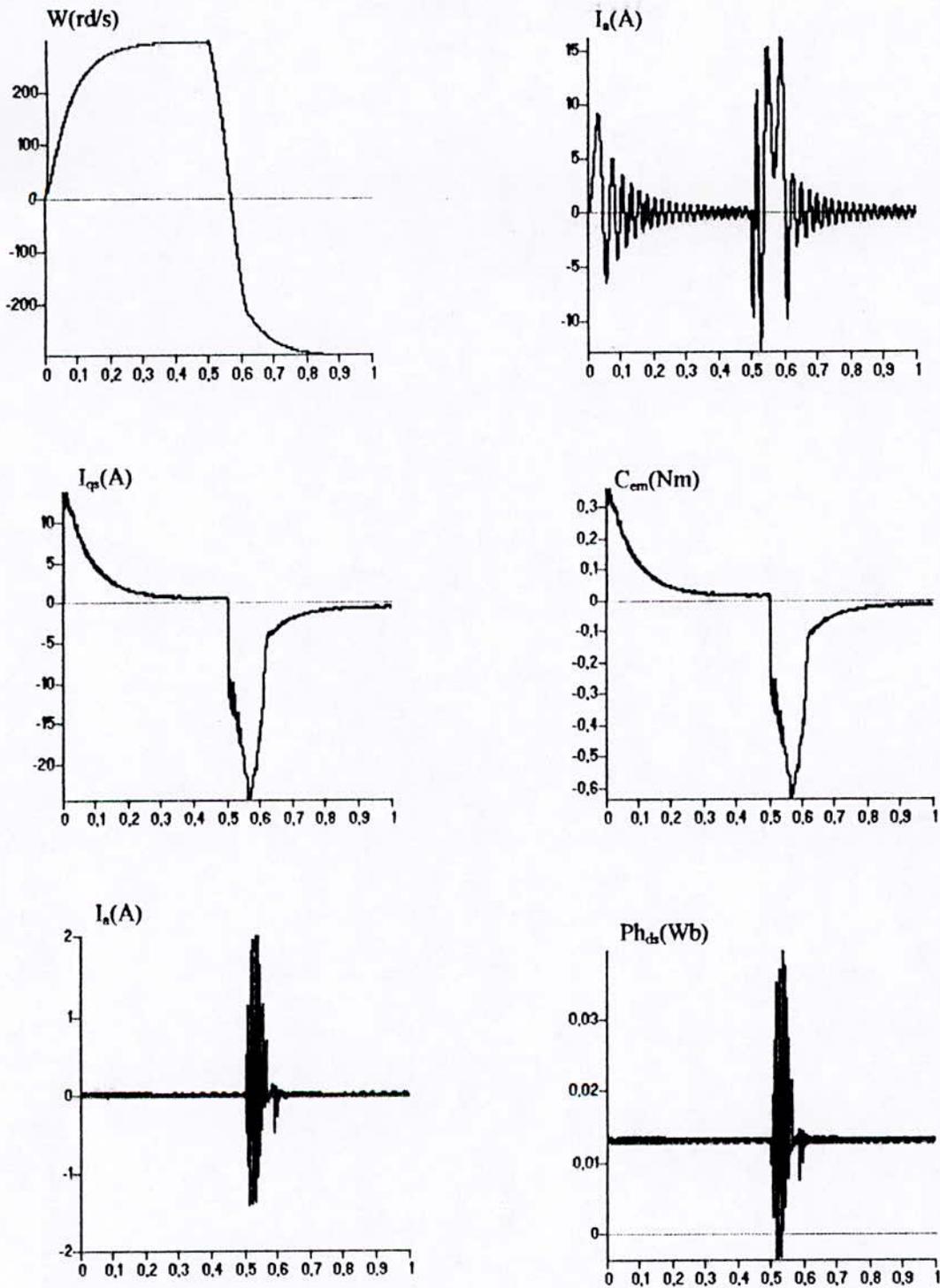


Fig.IV. 21 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses pour une inversion de vitesse de -300 rd/s à 300 rd/s

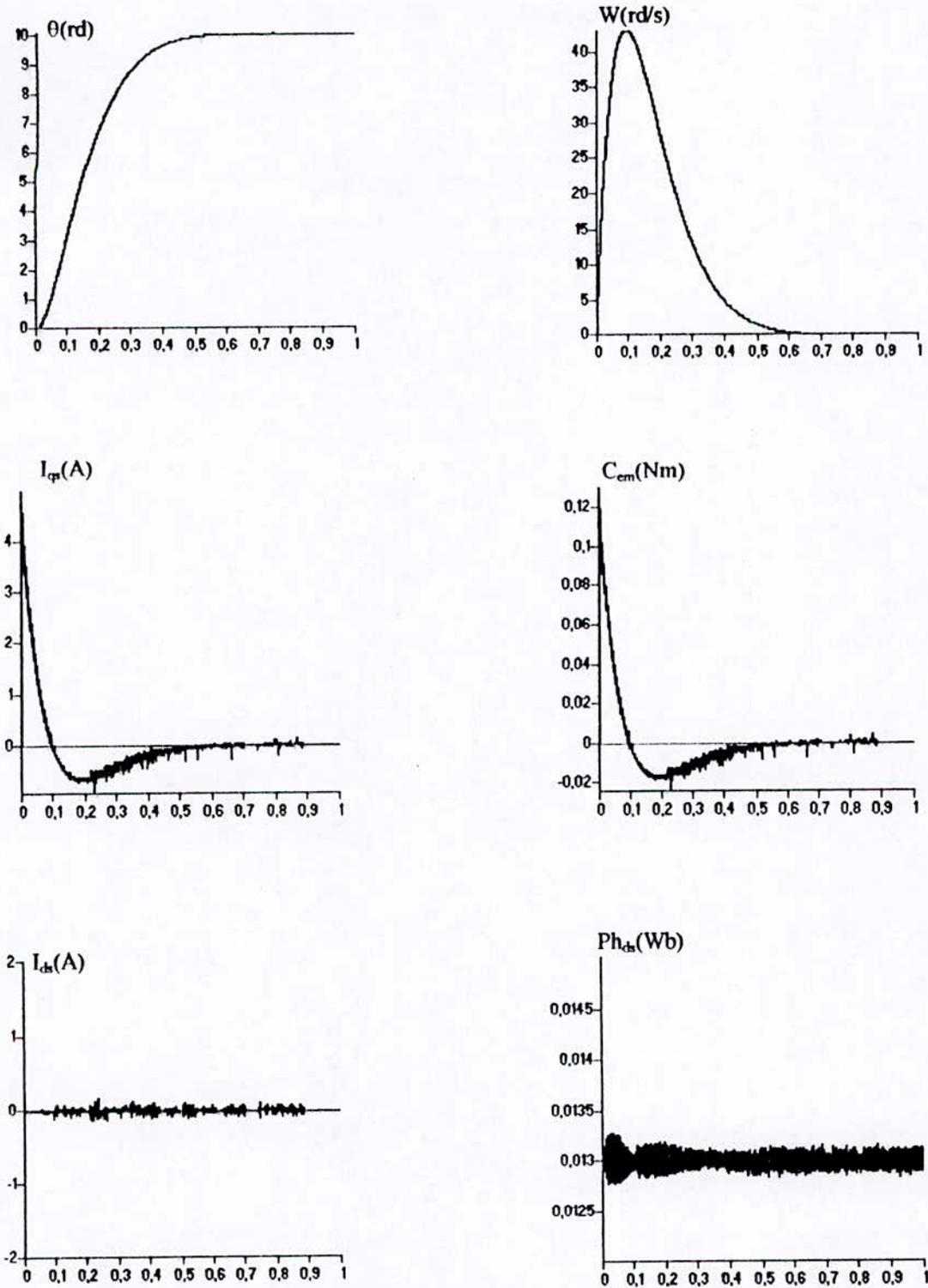


Fig.IV.22 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses pour une consigne de position de 10 rd.

IV.3- Commande par hystérésis en courant :

La commande que nous allons présenter dans cette section est une commande en courant . En effet, le principe de cette stratégie dite aussi bang-bang , pour son application à une machine à courant alternatif quelconque, est de comparer de façon continue le courant réel de la machine à un courant de référence que nous adoptons, et déduire ensuite les ordres d'amorçage des semiconducteurs suivant cette comparaison .

Pour une machine asynchrone, le courant de référence est choisi avec deux degrés de liberté :son amplitude et sa fréquence. Par contre pour une machine synchrone le courant de référence à utiliser ne peut pas être choisi a priori et cela sous peine de perdre le synchronisme des deux champs tournants de la machine. La machine synchrone doit être conduite avec un asservissement de puissance et de fréquence. Nous allons donc présenter l'association onduleur-MSAP contrôlée vectoriellement et avec l'onduleur commandé par la stratégie hystérésis en courant .

IV.3.1-Principe de la commande par hystérésis en courant :

L'unique paramètre de cette stratégie est l'hystérèse Δi . Le principe général de cette stratégie consiste à asservir le courant réel de la machine au courant de référence avec une précision de $2 \Delta i$ et cela en agissant sur l'ordre d'amorçage des semiconducteurs de l'onduleur. Autrement dit , en agissant sur la commande de l'onduleur on fait maintenir le courant réel de la machine dans une bande centrée par le courant de référence et de largeur $4 \Delta i$ (fig.IV.24).

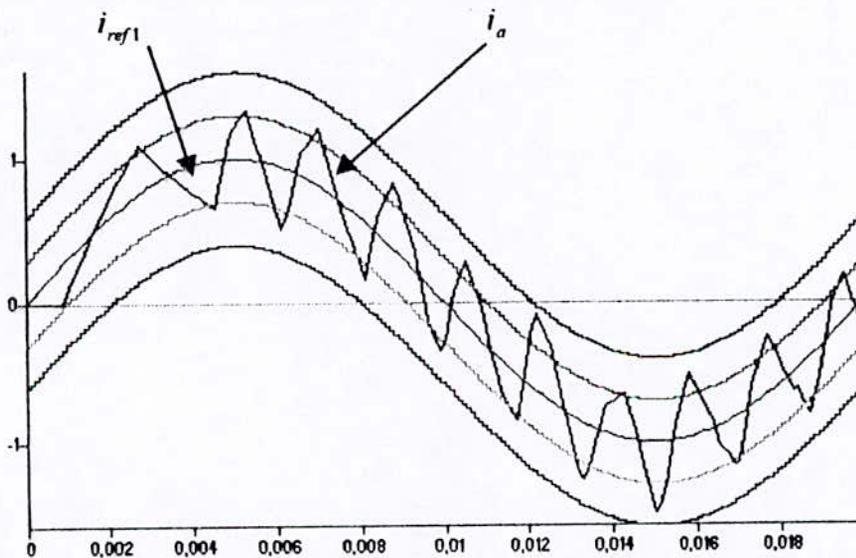


Fig .IV.24 :La commande par hystérésis en courant : Le courant réel i_a est commandé dans une bande centrée par le courant de référence i_{ref1} et de largeur $4 \Delta i$

Pour le bras k ($k=1, 2, 3$) de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées ,la première étape de l'algorithme consiste à établir la différence ε_k entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} :

$$\varepsilon_k = i_k - i_{refk} \quad (IV-14)$$

L'algorithme de cette stratégie se résume comme suit :

$$\begin{aligned}
 \diamond \text{ Si } \quad \varepsilon_k > 2 \Delta i & \quad \text{alors } \quad V_{am} = -2U_c \\
 \diamond \text{ Si } \quad \Delta i < \varepsilon_k < 2 \Delta i & \quad \text{alors } \quad V_{am} = -U_c \\
 \diamond \text{ Si } \quad -\Delta i < \varepsilon_k < \Delta i & \quad \text{alors } \quad V_{am} = 0 \\
 \diamond \text{ Si } \quad -2 \Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i & \quad \text{alors } \quad V_{am} = U_c \\
 \diamond \text{ Si } \quad \varepsilon_k < -2 \Delta i & \quad \text{alors } \quad V_{am} = 2U_c
 \end{aligned}
 \tag{IV-15}$$

On peut ainsi déduire l'ordre d'amorçage des semiconducteurs en utilisant la table d'excitation adoptée (tableau III-1).

	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}
$\varepsilon_k > 2 \Delta i$	1	1	1	1
$\Delta i < \varepsilon_k < 2 \Delta i$	1	1	1	0
$-\Delta i < \varepsilon_k < \Delta i$	1	1	0	0
$-2 \Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i$	1	0	0	0
$\varepsilon_k < -2 \Delta i$	0	0	0	0

Tableau IV. 1 : déduction de l'ordre d'amorçage des semiconducteurs de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées pour la commande par hystérésis en courant .

La figure (IV.25) présente le schéma global de l'association onduleur-MSAP commandée vectoriellement. L'onduleur est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant .Le bloc à hystérésis qui est un régulateur à cinq positions. Il reçoit de la MSAP ses trois courants réels : i_a, i_b, i_c et de l'organe de commande par flux orienté FOC , les trois courants de référence assurant la commande vectorielle : $i_{ref1}, i_{ref2}, i_{ref3}$.

IV.3.2-Application :

La figure (IV-26) montre la tension V_{am} d'un bras d'onduleur obtenue par le commande par hystérésis en courant pour deux valeurs de l'hystérèse Δi (0,1 et 0,01) .Nous remarquons plus l'hystérèse est petit , plus la fréquence de commutation des semiconducteurs est grande . Ainsi pour un hystérèse plus petit, le courant réel suit d'une façon meilleur sa référence imposé par le FOC et l'asservissement (de vitesse ou de position)est meilleur . Cependant ,plus Δi est faible plus on a des pertes par commutation plus importantes .Il s'agit donc ,pour le choix de Δi d'une optimisation entre asservissement et rendement de l'onduleur .

Les figures (IV-27) (IV-28) (IV-29) (IV-30) montrent la dynamique de l'association onduleur-MSAP respectivement pour une consigne de vitesse à 300rd/s, d'une consigne de Vitesse avec application d'un couple résistant, d'une inversion de vitesse de 300rd/s à -300rd/s et d'une consigne de position .

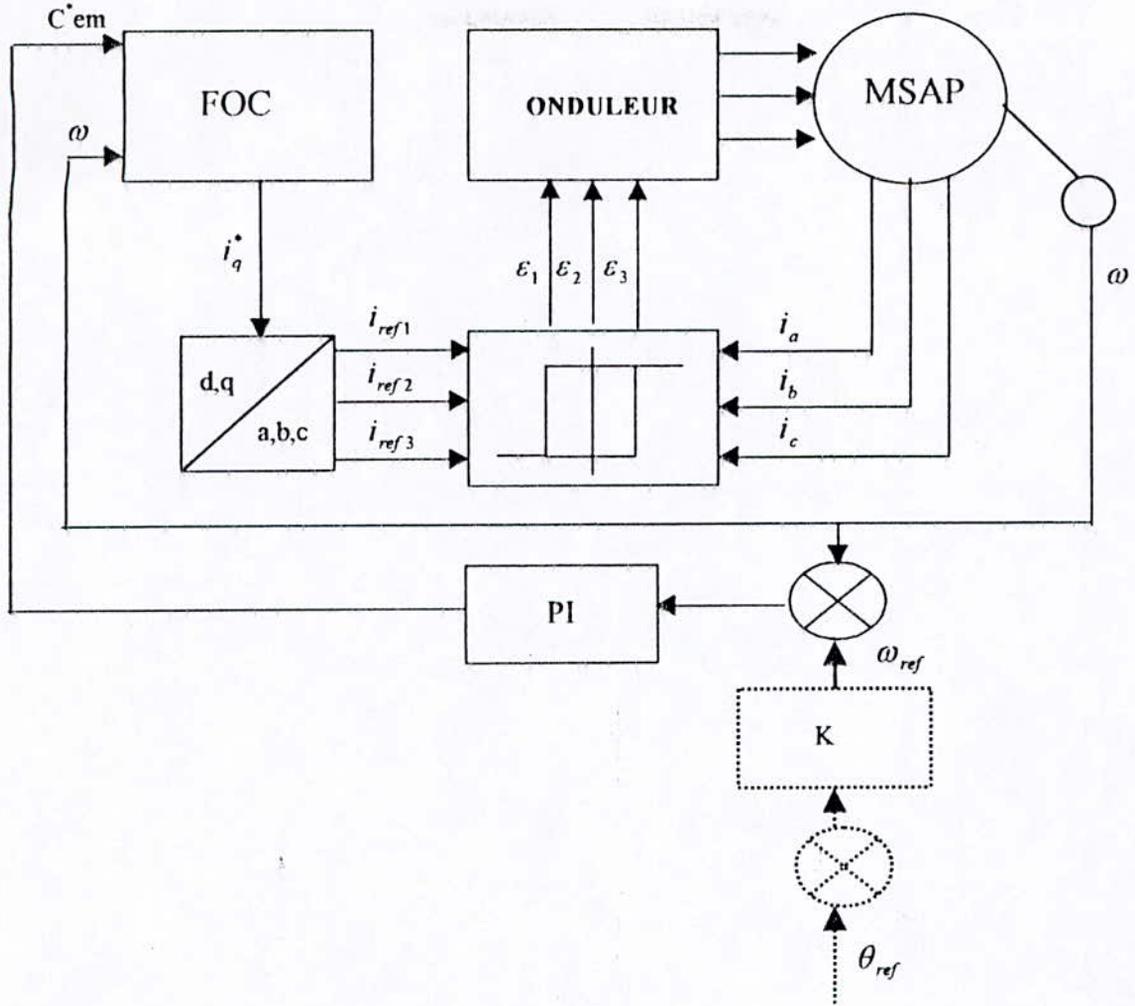


Fig.IV.25 :Commande vectorielle de l'association onduleur-MSAP. L'onduleur est commandé par le stratégie d'hystérésis en courant avec réglage de vitesse ou de position.

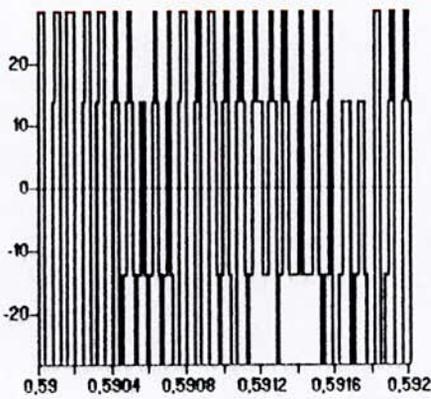


Fig.IV. 26-a :La tension V_{am} obtenue par la commande hystérésis en courant pour $\Delta i =0,01$

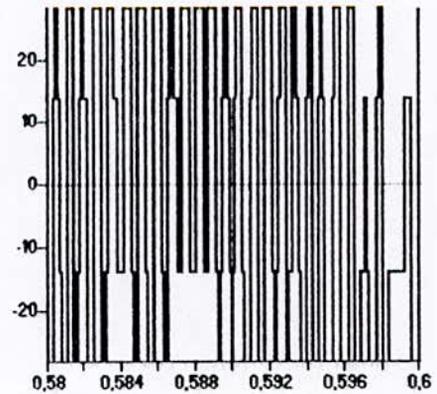


Fig.IV.26-b :La tension V_{am} obtenue par la commande hystérésis en courant pour $\Delta i =0,1$

Fig. IV. 26 :La tension pour différente valeur de Δi

Lors de toutes ces simulations le courant i_{qs} et le couple électromagnétique C_{em} ont la même allure. Le courant i_{ds} est pratiquement nul ce qui montre que le découplage est réalisé. Le flux suivant l'axe d (ϕ_{ds}) se stabilise toujours à la valeur 0,013 Wb du flux des aimants permanents de la MSAP.

La figure (IV-27) montre que la MSAP suit sa consigne de vitesse de 300rd/s. Au démarrage le courant réel i_a et le couple électromagnétique C_{em} prennent de grandes valeurs avant de se stabiliser en régime permanent à des valeurs raisonnables correspondant au couple résistant.

L'application à la MSAP d'une consigne de vitesse de 300rd/s suite à laquelle on applique un couple résistant figure (IV-28) montre l'efficacité de l'asservissement de vitesse : le couple électromagnétique C_{em} augmente pour compenser la perturbation du couple et la MSAP demande davantage de courant pour procurer l'énergie nécessaire à cette compensation.

L'inversion de consigne de vitesse figure (IV-29) fait inverser le couple électromagnétique car il s'agit d'une inversion du sens de rotation de MSAP. Le courant i_{ds} et le flux ϕ_{ds} subissent une petite variation pendant ce régime transitoire avant de regagner leurs valeurs initiales respectives (0A) et (0,013 Wb).

Nous avons toléré pendant l'asservissement de position un dépassement de 4%. Pendant ce dépassement la vitesse et le couple C_{em} s'inversent avant de s'annuler, pour permettre au rotor de gagner sa référence.

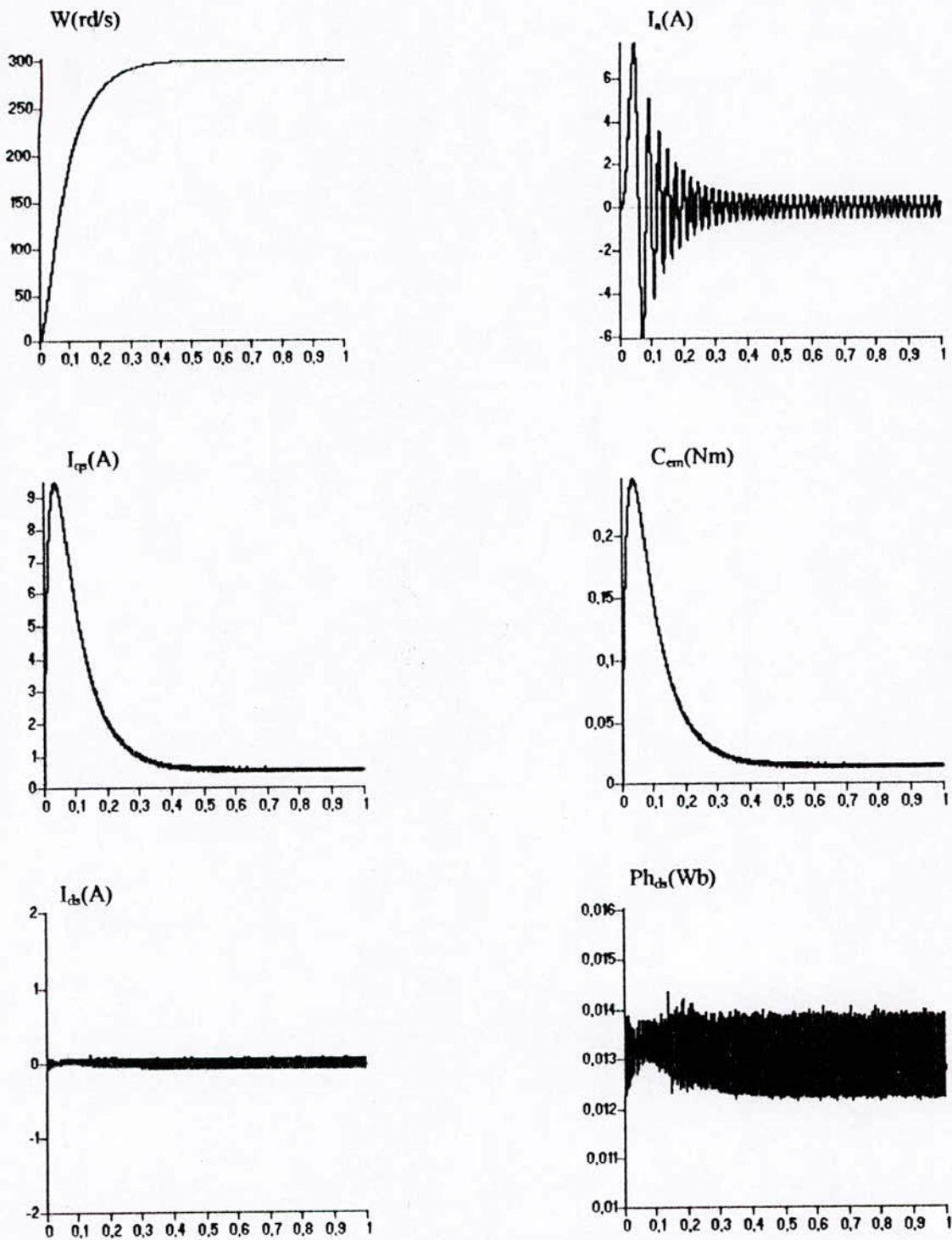


Fig. V.27 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par l'hystérésis ($\Delta_i=0,01$) en courant pour une consigne de vitesse se 300 rd/s

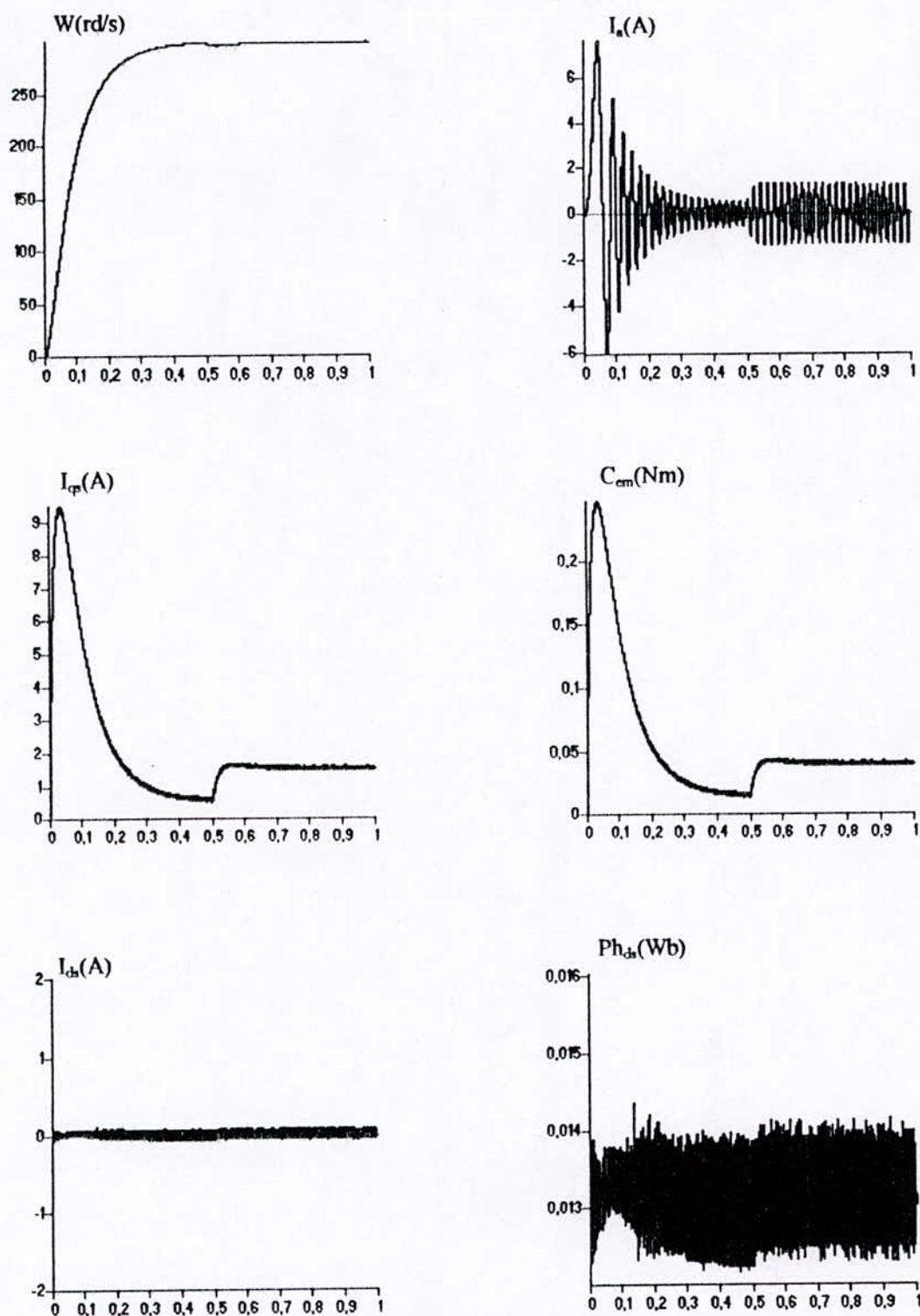


Fig.IV.28 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par l'hystérésis ($\Delta_i = 0,01$) en courant pour une consigne de vitesse de 300 rd/s et application d'un couple résistant

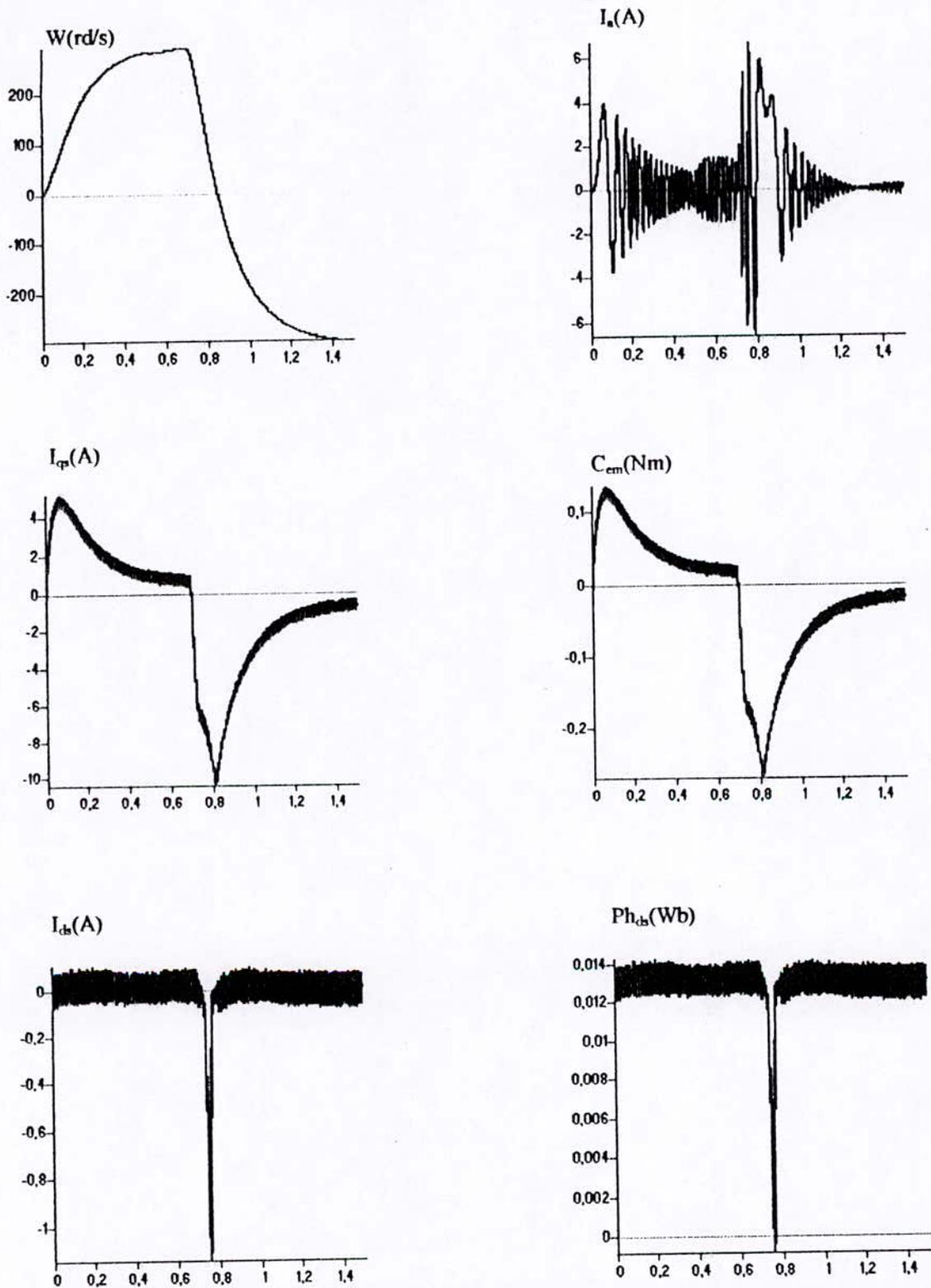


Fig.IV.29 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par l'hystérésis ($\Delta_i = 0,01$) en courant pour une inversion de vitesse de 300 rd/s à -300rd/s

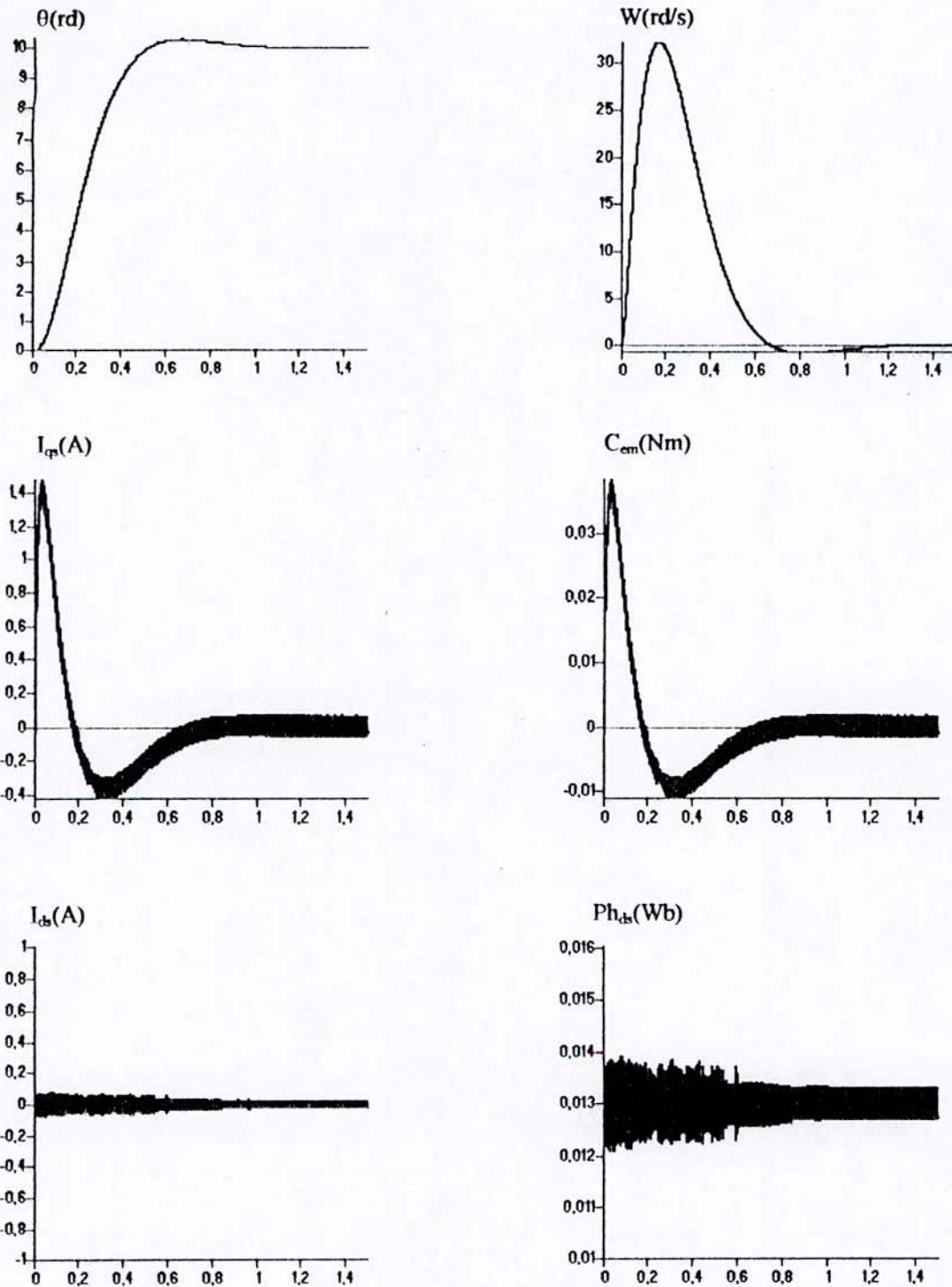


Fig.IV.30 :Dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur est commandé par l'hystérésis ($\Delta_i = 0,01$) en courant pour une consigne de position de 10rd .

IV.4-Modulation calculée utilisant le modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées

Les différentes stratégies de sous oscillation présentées précédemment et utilisant une ou plusieurs porteuses peuvent être réalisées numériquement en échantillonnant les tensions de référence.

Dans cette partie, on présentera seulement un algorithme de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées, destiné à une réalisation numérique, et utilisant les modèles de commande de ce convertisseur présenté dans le chapitre précédent (chapitre III).

IV.4.1-Principe de la stratégie :

L'algorithme général d'une stratégie de commande utilisant ces modèles de commande est présenté à la figure (IV.31).

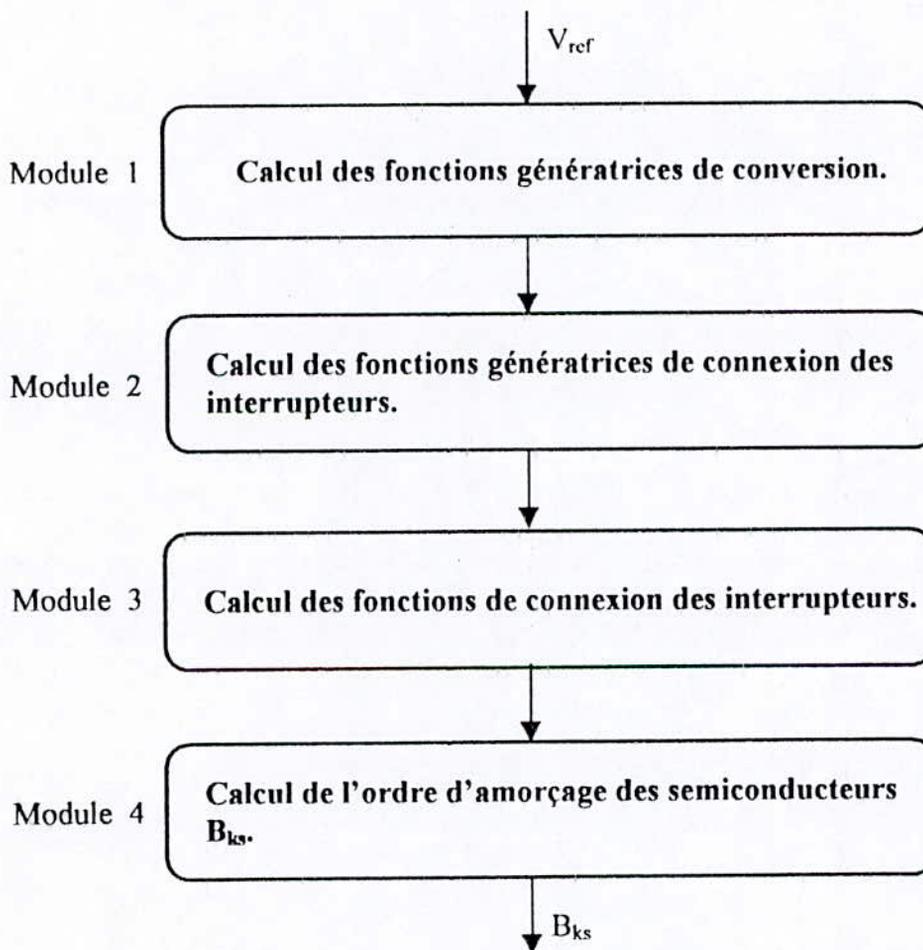


Fig.IV-31 :Organigramme d'une modulation calculée utilisant le modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

Nous allons à présent expliciter chacun de ces modules :

- **Module 1** :Calcul des fonctions génératrices de connexion simples :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c} \tag{IV-16}$$

- **Module 2 :** Cet algorithme est inspiré de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse, on déduit les fonctions génératrices de connexion F_{ksg} comme suit (Tableau.IV.2) :

	F_{k1g}	F_{k2g}	F_{k3g}	F_{k4g}	V_{am}
$1 < n_{gk} < 2$	1	1	1	n_{gk-1}	$0 < V_{am} < U_C$
$0 < n_{gk} < 1$	1	1	n_{gk}	0	$U_C < V_{am} < 2U_C$
$-1 < n_{gk} < 0$	1	n_{gk+1}	0	0	$-U_C < V_{am} < 0$
$-2 < n_{gk} < -1$	n_{gk+2}	0	0	0	$-2U_C < V_{am} < -U_C$

Tableau.IV.2 : Algorithme de la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse

- **Module 3 :** Pour déduire les fonctions instantanées de connexion F_{ks} à partir des fonctions génératrices de connexion F_{ksg} on utilise une porteuse U_P et l'algorithme suivant :

Si $U_P < F_{ksg}$ alors $F_{ks} = 1$ sinon $F_{ks} = 0$

- **Module 4 :** on déduit les ordres d'amorçage des semiconducteurs comme suit :

$F_{ks} = 1 \Leftrightarrow B_{ks} = 1$

$F_{ks} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0$

$$\tag{IV-17}$$

IV.4.2-Etude de la tension :

Les figures (IV.31.a), (IV.31.b) et (IV.31.c) représentent la tension obtenue par modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une seule porteuse respectivement pour $(m=9)$, $(m=12)$, et $(m=15)$.

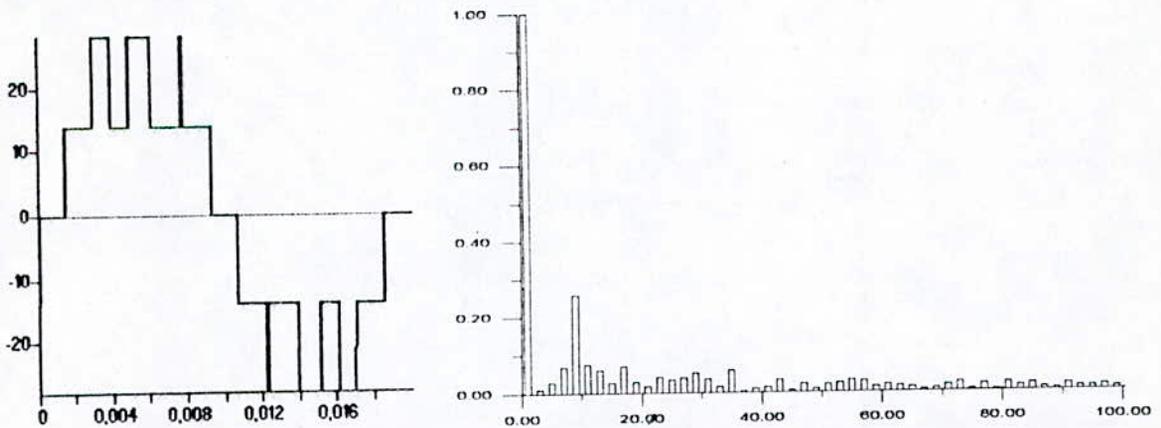


Fig.IV.31.a :Tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la modulation calculée pour $r=0,8$ et $m=9$

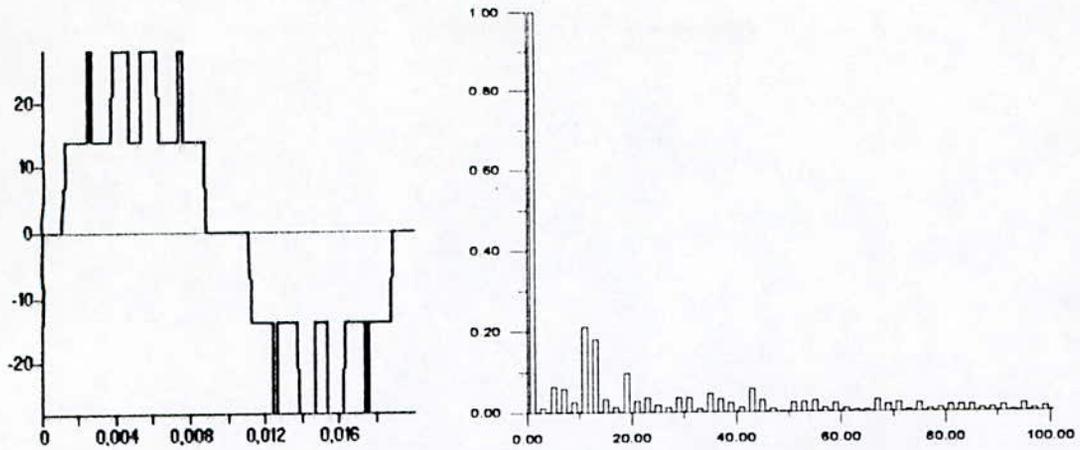


Fig.IV.31.b :Tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la modulation calculée pour $r=0,8$ et $m=12$

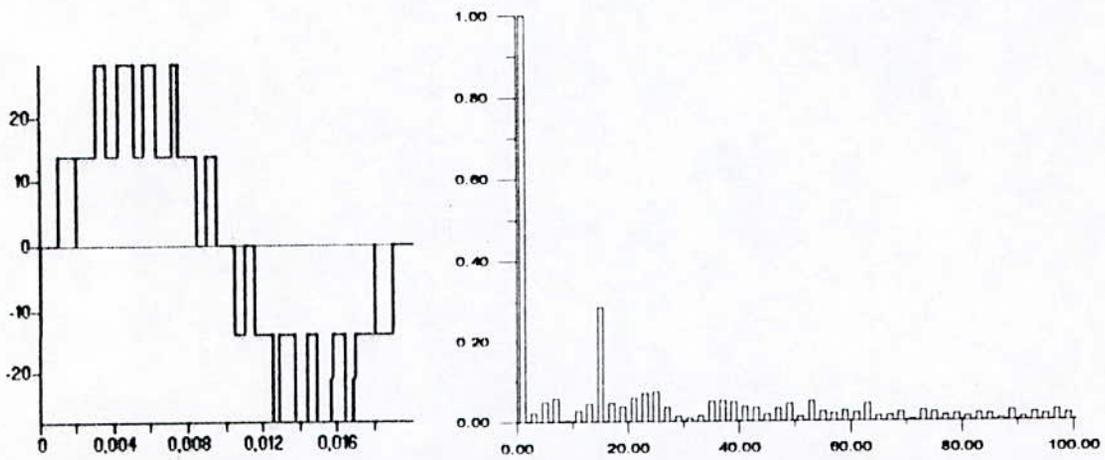


Fig.IV.31.c :Tension V_{am} et son analyse spectrale obtenue par la modulation calculée pour $r=0,8$ et $m=15$

L'indice et le taux de modulation conservent les mêmes définitions que précédemment. L'analyse des différentes tensions V_{am} montre que les harmoniques se regroupent en familles autour des fréquences multiples de (mf) . Nous remarquons aussi, que pour un choix pair de m on trouve des harmoniques pairs et impairs. Tandis que pour un choix impair de m on ne trouve que des harmoniques impairs. La caractéristique de réglage est donnée par la figure (IV.32), ou l'on remarque sa linéarité jusqu'à $r=1$. On peut élargir cette caractéristique de réglage jusqu'à $r=1,18$ figure(IV.33).

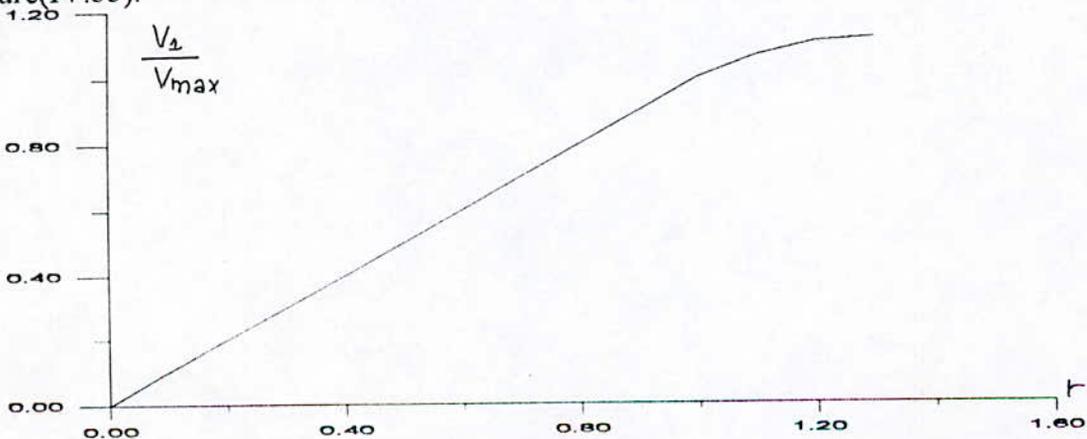


Fig.IV.32 :Caractéristique de réglage de la tension V_{am} obtenue par la modulation calculée.

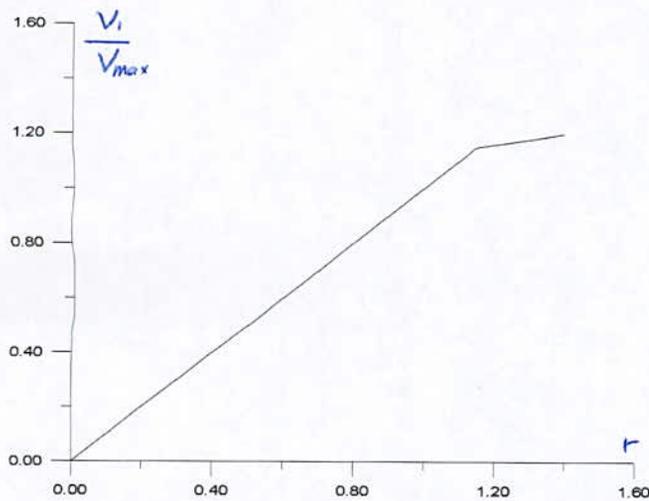


Fig.IV.33 :Elargissement de la caractéristique de réglage de la tension V_{am} obtenue par la modulation calculée après injection du terme V_0

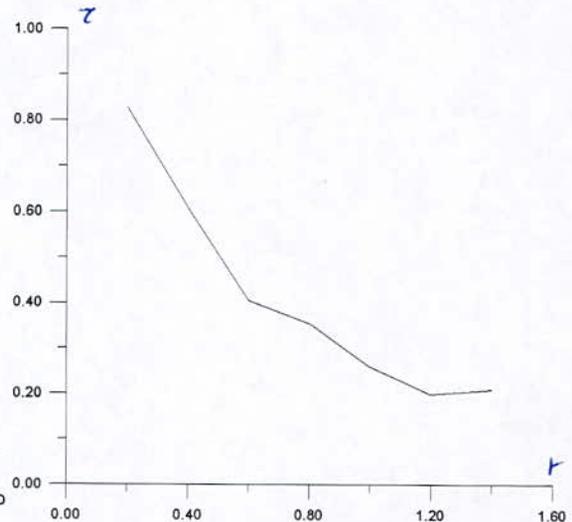


Fig.IV.34 :Taux d'ondulation en fonction du taux de modulation de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la modulation calculée.

Le taux d'ondulation en fonction du taux de modulation est une caractéristique décroissante. (Fig.IV.34).

IV.4.3-Applications :

Les figures (IV-35), (IV-36), (IV-37), (IV-38) montrent les réponses dynamiques de l'association MSAP-Onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées. L'onduleur est commandé par la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinoïdale à une porteuse. Comme pour cette dernière stratégie ces différents asservissements sont satisfaisants .

Conclusion :

Au cours de ce chapitre nous avons exposé les différentes stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées à savoir :

- Stratégie triangulosinoïdale à une et à quatre porteuses.
- Commande par hystérésis en courant.
- Modulation calculée.

Lors de l'étude de la stratégie triangulosinoïdale à une porteuse, nous avons remarqué que pour un choix de l'indice de modulation m pair on obtient des harmoniques pairs et impairs dans l'analyse spectrale de la tension de l'onduleur. Et en choisissant m impair on n'aura que des harmoniques impairs. Pour la stratégie triangulosinoïdale à quatre porteuses, en choisissant m pair on aura des harmoniques impairs seulement et pour m impair on trouvera des harmoniques pairs et impairs.

Les harmoniques de la tension de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées se regroupent en familles centrées autour des fréquences :

- ◆ (mf) pour la stratégie à une porteuse
- ◆ $(4mf)$ pour la stratégie à quatre porteuses décalées horizontalement l'une par rapport à l'autre.
- ◆ (mf) pour la stratégie à quatre porteuses décalées verticalement l'une par rapport à l'autre

Les différentes caractéristiques de réglage obtenues sont linéaire jusqu'à $r=1$. Pour élargir une caractéristique de réglage il suffit d'injecter sur les références des harmoniques multiples de trois ou du terme V_0 .

Les taux d'ondulation des tensions obtenues par les différentes stratégies triangulosinoïdale en fonction du taux de modulation sont des caractéristiques décroissantes.

Lors de l'étude de la commande par hystérésis en courant, on a vu que pour obtenir des performances dynamiques appréciables lors d'asservissement, il faut utiliser un hystérese aussi petit que possible. Seulement le choix d'un hystérese petit fait que les semiconducteurs auront un nombre élevé de commutation ce qui occasionne des pertes et diminue le rendement du convertisseur. Il s'agit donc d'optimiser le choix de l'hystérese.

On a vu que la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinoïdale réalise presque les mêmes performances que cette dernière. La modulation calculée étant destinée à une réalisation numérique.

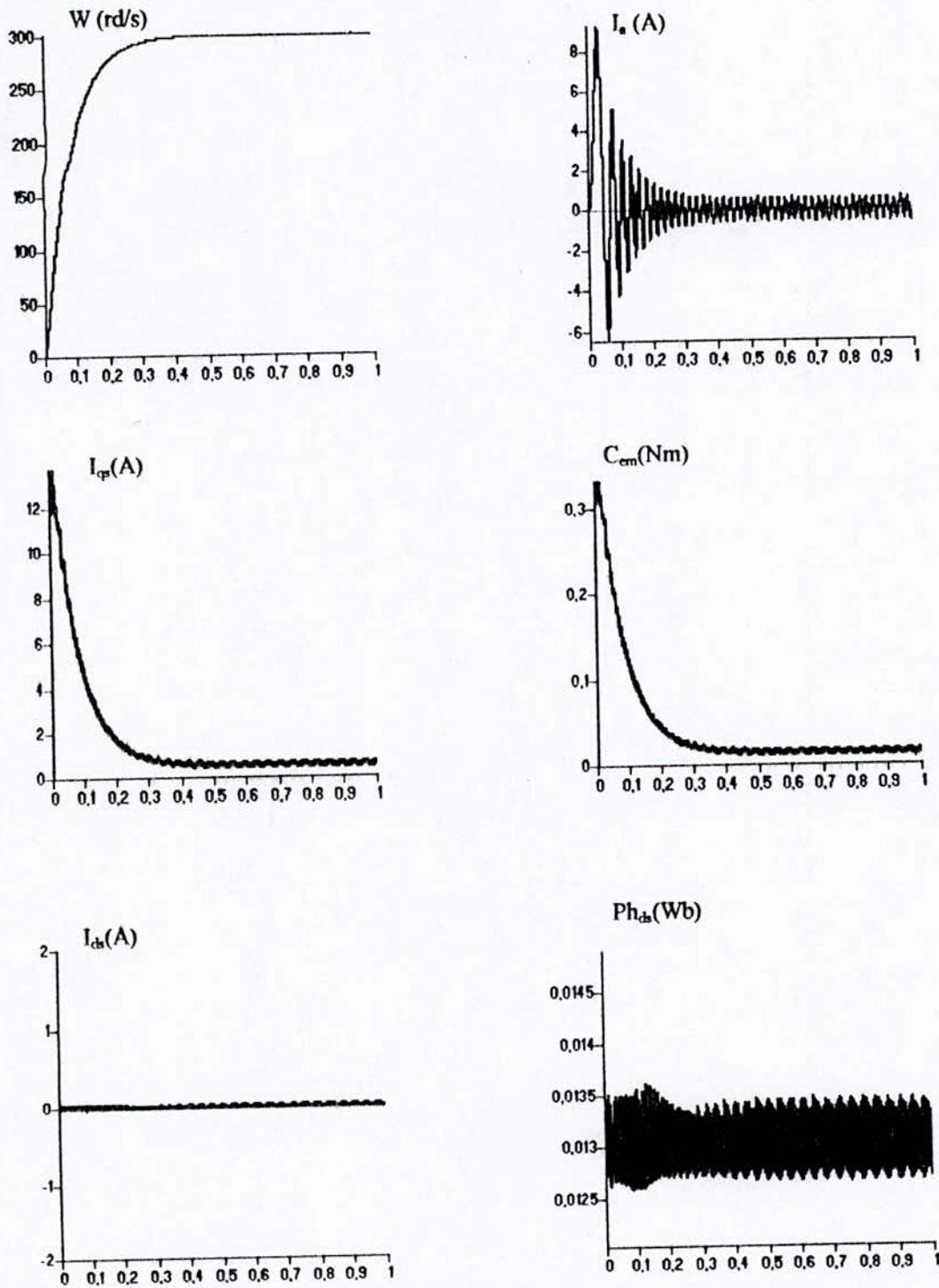


Fig.IV.35 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandée vectoriellement . L'onduleur commandé par la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une consigne de vitesse de 300rd/s.

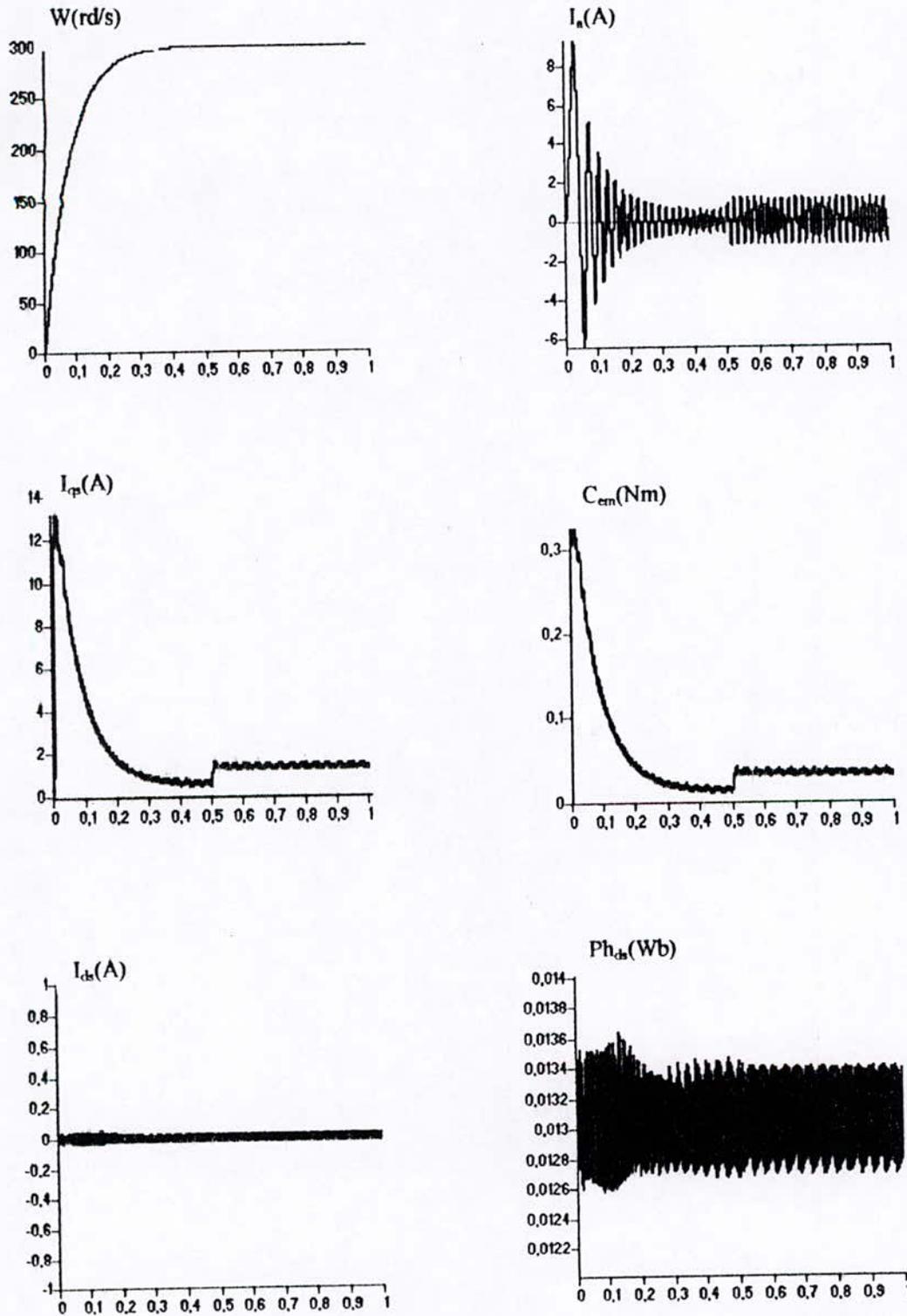


Fig.IV.36 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandée vectoriellement. L'onduleur commandé par la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une consigne de vitesse de 300rd/s et application d'un couple résistant.

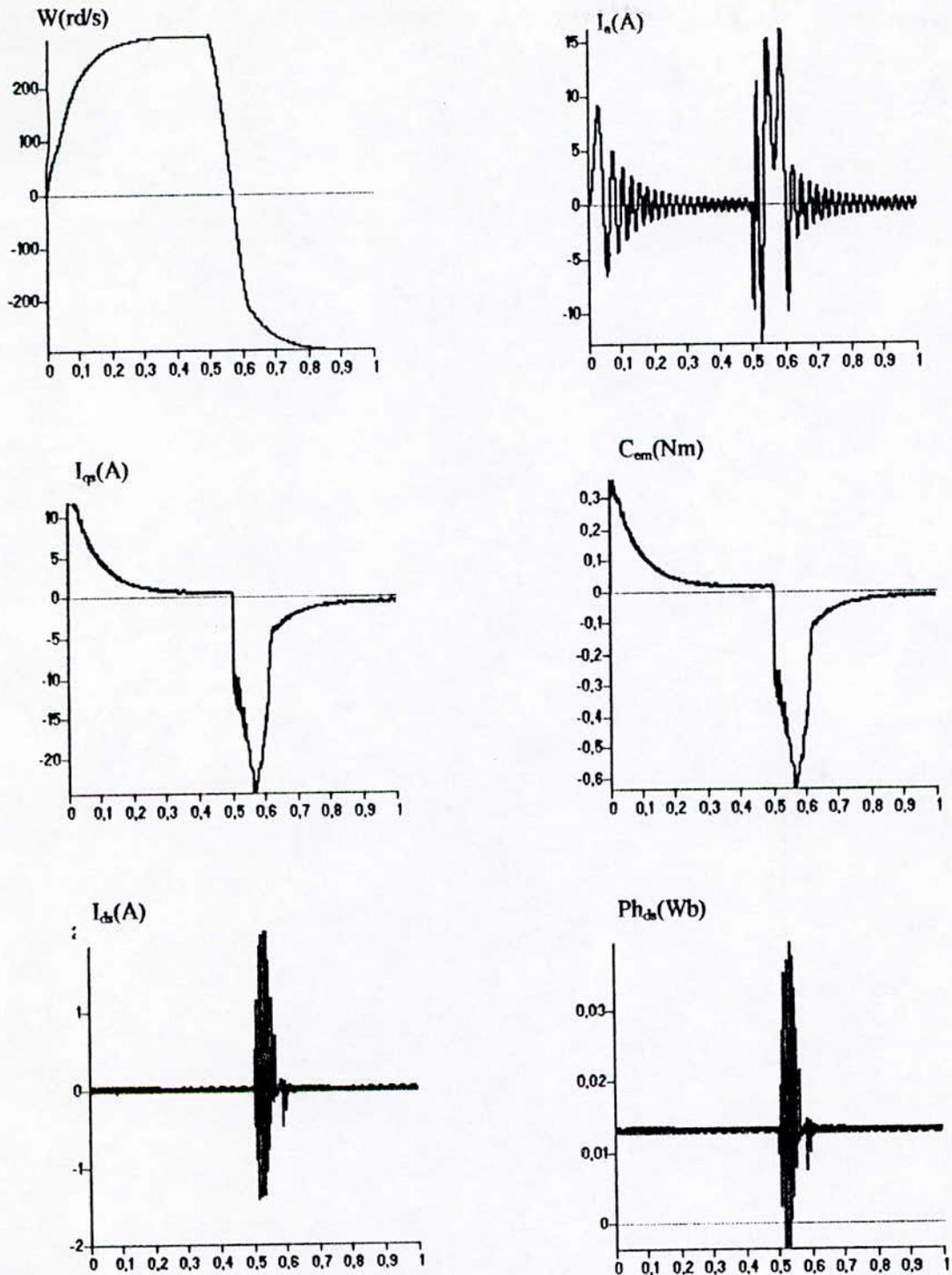


Fig.IV.37 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une inversion de vitesse.

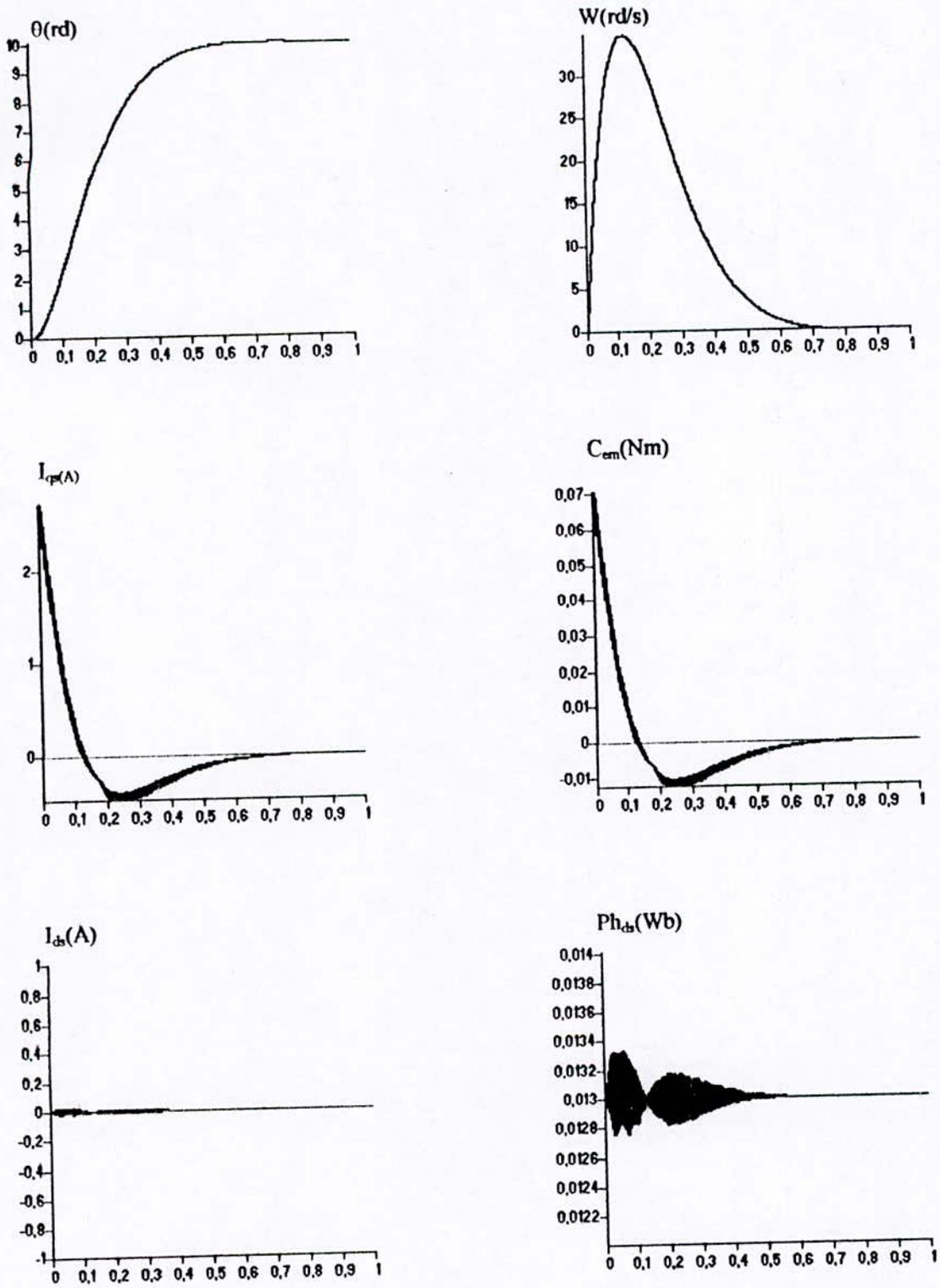


Fig.IV.38 :Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP commandé vectoriellement. L'onduleur commandé par la modulation calculée inspirée de la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse pour une consigne de position de 10 rd.

LA STRATEGIE	r max. de la caractéristique de réglage	Valeur maximale taux d'harmonique TDH max.	Valeur minimale du Taux d'harmonique TDH min.	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique
Triangulosinusoidale à une seule porteuse	1	0.83	0.28	m.f
Triangulosinusoidale à une porteuse avec injection d'harmonique trois	1.1	0.8	0.32	m.f
Triangulosinusoidale à quatre portuses triangulaire bipolaire	1	0.81	0.28	4 m.f
Triangulosinusoidale à quatre portuses en dent de scie	1	0.68	0.18	4 m.f
Triangulosinusoidale à quatre porteuse en dent de scie avec injection d'harmonique trois	1.2	0.68	0.18	4 m.f
Quatre portuses décalé verticalement	1	0.68	0.18	—
Quatre portuses décalé verticalement avec injection d'harmonique trois	1.2	0.68	0.18	—
Modulation calculé	1	0.82	0.26	m.f

**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

CONCLUSION GÉNÉRALE

Au cours de ce travail, nous avons étudié la conduite de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées et commandée par flux orienté.

Pour établir le modèle de la MSAP on a utilisé la transformation de Park. Le modèle ainsi établi est multivariable, non linéaire et couplé. Ce qui rend difficile la commande de cette machine. Pour y remédier, on a utilisé la commande par flux orienté, qui rend le modèle de la MSAP analogue à celui d'une machine à courant continu, et facilite donc sa commande. Cette commande permet un découplage entre les axes d et q de la machine. Les résultats de simulation ont montré que la vitesse ou la position rotorique suit sa référence même avec l'existence de perturbation.

Avec l'hypothèse de commandabilité, et en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, nous avons établi le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées. Nous avons vu qu'un bras de cet onduleur est une cellule de commutation multitripôle. Cette cellule est constituée de quatre cellules élémentaires de commutation de type tripôle. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on abouti à un modèle homogène où toutes les grandeurs sont continues.

La tension délivrée par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées commandé par la stratégie triangulosinoïdale à une ou plusieurs porteuses est fonction du taux de modulation r et de l'indice de modulation m . La caractéristique de réglage de cette tension est linéaire jusqu'à $r=1$. L'élargissement de cette caractéristique peut se faire par l'injection dans les références soit d'harmoniques multiples de trois, soit du terme V_0 (modulation vectorielle). La caractéristique de réglage s'élargit ainsi jusqu'à $r=1.2$. La variation du taux d'ondulation de la tension délivrée par l'onduleur commandé par la stratégie à une ou quatre porteuses en fonction du taux de modulation r est décroissante. Donc, pour avoir une tension plus sinusoïdale, on choisi r aussi grand possible.

La différence entre l'utilisation d'une ou quatre porteuses pour la stratégie triangulosinoïdale réside dans l'analyse spectrale de la tension délivrée par l'onduleur, à savoir :

- En utilisant une porteuse, les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de (mf) .
- En utilisant quatre porteuses décalées horizontalement l'une par rapport à l'autre, les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiple de $(4mf)$.
- En utilisant quatre porteuses décalées verticalement l'une par rapport à l'autre, les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de (mf) .

Les résultats de la conduite de la machine alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinoïdale à une ou quatre porteuses sont très satisfaisantes. On a vu comment on peut effectuer un réglage de vitesse ou de position. Le rotor de la MSAP suit ses références même avec l'existence de perturbation.

Le paramètre déterminant par la commande hystérésis en courant est l'hystérèse Δ_i . Pour réaliser une conduite satisfaisante de l'association onduleur-MSAP, on choisit un hystérèse aussi petit que possible. Seulement, un choix de Δ_i petit donne un plus grand nombre de commutations, et diminue donc le rendement du convertisseur. Il faut choisir alors un hystérèse Δ_i optimal.

Les différentes stratégies de commande peuvent être réalisées numériquement en échantillonnant les tensions de référence. On a présenté la commande de l'onduleur par la modulation calculée utilisant le modèle de commande de l'onduleur et inspirée de la stratégie triangulaire à une porteuse. Les résultats obtenus sont semblables à ceux obtenus par la stratégie triangulosinusoidale à une porteuse à savoir :

- La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r=1$. Son élargissement est fait par l'injection d'harmonique multiple de trois ou par le terme V_0 dans les références.
- L'analyse spectrale de la tension obtenue par cette stratégie a montré que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de (mf) .
- le taux d'ondulation est décroissant en fonction du taux de modulation .

Les travaux qui restent à effectuer sont :

- Recherche des moyens pour maintenir la tension U_c constante.
- Généralisation du modèle de commande élaboré pour l'onduleur à cinq niveaux aux onduleurs de niveaux supérieures (sept, neuf ou plus).
- Recherche d'autre algorithme de commande en utilisant le modèle de commande.
- Etude de la conduite d'autres machines à courant alternatives par l'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **T. Rekioua.**
« Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents ».
Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de lorraine, 1991.
- [2] **MG. Say.**
« Alternating current machines »
FIFTH EDITION, London, 1983.
- [3] **D. Rekioua.**
« Etude et modélisation des machines synchrones à aimants permanents associées à des onduleurs de tension »
Thèse de magistère, ENP Alger, 1993.
- [4] **Progasen pillay, and Ramu Krishnan.**
« Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor-drives, part I: The permanent-magnet synchronous drives ».
IEEE, Trans App, pp:265-273, 1989.
- [5] **E. Bouhassoun M. Tlemçani.**
« commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents ».
PFE, ENP Alger, 1995.
- [6] **R. Larox.**
« Les aimants permanents »
TEC et DOC, 1989.
- [7] **Seguier (Gay).**
« Introduction à l'électrotechnique approfondie »
© Technique et Documentation, Paris, 1981
- [8] **B. Robyns.**
« Commande des moteurs synchrones et asynchrones ».
séminaire sur entraînements à vitesse variable, Rabat, avril 1992.
- [9] **B. Robyns.**
Commande numérique évoluées d'actionneurs à courant alternatifs »
Thèse de doctorat en sciences appliquées, Université de Louvain, 1993.
- [10] **H. Bühler.**
« Conceptions des systèmes automatiques »
presses polytechniques Romandes, 1996.
- [11] **A. Chouchou A. Tlemçani.**
« Commande vectorielle avec un réglage adaptatif d'une machine synchrone à aimants permanents ».
PFE, ENP Alger, 1997.

[12] E.M. BERKOUK

<<Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasé alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux>>

Thèse de doctorat, CNAM. France, 1995.

ANNEXE

Les Paramètres de la machine utilisé pour la simulation sont :

Puissance nominal	$P_n = 100 \text{ W}$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 3.4 \Omega$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Couple résistant nominal	$C_r = 0.05 \text{ Nm}$
Coefficient de frottement	$f_c = 510^{-5} \text{ Ns/rad}$
Moment d'inertie	$J = 10^{-4} \text{ N ms}^2/\text{Rad}$
Tension nominal	$V_n = 28 \text{ V}$
Inductance cyclique	$L_d = L_q = 0.0121 \text{ H}$
Flux des aimants	$\Phi_f = 0.013 \text{ Wb}$

Liste des errata

Nous prions notre aimable lecteur de nous excuser pour les errata suivants, et de prendre le soins de les corriger :

Page 39

Dans la table d'excitation .

$$\begin{bmatrix} 2U_c \\ U_c \\ 0 \\ -U_c \\ -2U_c \end{bmatrix} \text{ au lieu de } \begin{bmatrix} -2U_c \\ -U_c \\ 0 \\ U_c \\ 2U_c \end{bmatrix}$$

Pages 43 (relation III-6), 44 (relation III-8) :

Au lieu de f_k^i mettre F_k^i .

Page 46 (relations III-24 III-25 et III-26) :

Multiplier les seconds membres de ces relations par U_c .

Page 51 (ligne 4) :

Quatre cellules (au lieu de trois cellules).

Page 54 Figure VI.1.2

Porteuse triangulaire unipolaire au lieu de porteuse triangulaire bipolaire.

Page 55 (ligne 3) :

$V_{refkk} = |V_{refk}| - U_c$ au lieu de $V_{refkk} = |V_{refk}| s - U_c$.

Page 55 (ligne 10 12 et 13) :

Répétition du terme U_p : (au lieu de $V_{ref1} < U_p$ U_p mettre $V_{ref1} < U_p$).

Page 77

Dans la table d'excitation :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_k < -2\Delta_i \\ -2\Delta_i < \varepsilon_k < \Delta_i \\ -\Delta_i < \varepsilon_k < \Delta_i \\ \Delta_i < \varepsilon_k < 2\Delta_i \\ \varepsilon_k > 2\Delta_i \end{bmatrix} \text{ au lieu de } \begin{bmatrix} \varepsilon_k > 2\Delta_i \\ \Delta_i < \varepsilon_k < 2\Delta_i \\ -\Delta_i < \varepsilon_k < \Delta_i \\ -2\Delta_i < \varepsilon_k < -\Delta_i \\ \varepsilon_k < -2\Delta_i \end{bmatrix}$$

Page 85 (ligne 5) :

(On utilise une porteuse U_p) au lieu de (On une porteuse U_p).