

12/97

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*COMMANDE VECTORIELLE AVEC UN REGLAGE
ADAPTATIF D'UNE MACHINE SYNCHRONE A
AIMANTS PERMANENTS.*

Proposé par :

M^r B.HEMICI

M^r M.O.MAHMOUDI

Etudié par :

M^r A.CHOUCHOU

M^r A.TLEMCANI

Dirigé par :

M^r B.HEMICI

M^r M.O.MAHMOUDI

PROMOTION
JUILLET 1997

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

DEDICACES

Je dédié ce modeste travail à:

*Mes parents.
Ma chère tante Nouara.
Toute la famille.
Tous qui me sont chers.*

C.ABDELMADJID.

Je dédié ce modeste travail à:

*Ma mère.
Mon père.
Ma famille.
Mes amis et ceux qui me sont chers.*

T.ABDELHALIM.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué sous la direction de monsieurs, B.HEMICI et M.O.MAHMOUDI, chargés de cour à l'Ecole Nationale Polytechnique, qu'ils trouvent ici l'expression de nos sentiments et le témoignage de nos gratitude pour leur aide qu'ils n'ont cessé de nous apporter durant notre projet, leurs encouragements, ainsi que leurs soutien moral et leurs sympathie.

Nos remerciements vont aussi à :

- * tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*
- * messieurs les membres de jury qui ont contribué à la présentation de ce travail.*
- * toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.*

NOTATIONS

- A_m, A_p : matrices d'évolution.
 B_m, B_p : matrices de commande.
 C_{em} : couple électromagnétique.
 C_r : couple résistant.
 C_f : capacité de filtrage.
 f_c : coefficient de frottement.
 $i_{a,b,c}$: courants instantanés des phases de la machine.
 i_c : courant à l'entrée de l'onduleur.
 i_{ds}, i_{qs} : courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
 J : moment d'inertie.
 $L_{d,q}$: inductances cyclique directe et en quadrature.
 L_f : inductance de filtrage.
 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} .
 L_{sc} : inductance cyclique propre.
 L_{so} : inductance propre d'une phase statorique.
 M_{m} : mutuelle inductance entre phases du stator.
 p : nombre de paires de pôles.
 R_s : résistance d'une phase statorique.
 s : opérateur de Laplace.
 $V_{a,b,c}$: tensions instantanées des phases statoriques.
 $V_{ds, qs}$: tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
 U : tension à l'entrée de l'onduleur.
 ω : pulsation des tensions statoriques.
 Ω : vitesse angulaire du rotor.
 τ_e : constante de temps électrique.
 τ_m : constante de temps mécanique.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
<i>CHAPITRE I: Présentation générale de la machine synchrone à aimants permanents</i>	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Les aimants utilisés dans les machines électriques.....	4
I.2.1 Aimants de type métallique.....	4
I.2.2 Les ferrites.....	5
I.2.3 Terre-rares.....	5
I.2.3.a Samarium-Cobalt (SmCo).....	5
I.2.3.b Fer Neoyme-Bore.....	6
I.3 Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents.....	6
I.4 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	7
I.4.1 Critère magnétique.....	7
I.4.2.a Structure sans pièces polaires.....	7
I.4.2.b Structure sans pièces polaires.....	8
I.4.2 Critère mécanique.....	8
I.5 Echauffement de la machine.....	10
I.6 Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	11
I.7 Conclusion.....	11
<i>CHAPITRE II: Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.</i>	
II.1 Introduction.....	13
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	13
II.2.1 La machine synchrone à aimants permanents à étudier.....	13
II.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	13
II.2.3 Description de la MSAP.....	14
II.2.4 Mise en équation de la machine.....	14
II.2.4.1 Equations électriques.....	14
II.2.4.2 Equations mécaniques.....	15
II.2.5 Transformation de Park.....	16
II.2.6 Expression du couple.....	17
II.2.7 Résultats de simulation.....	17
II.3 Modélisation du convertisseur.....	21
II.3.1 Modélisation du redresseur.....	21
II.3.2 Modélisation du filtre.....	23
II.3.3 Modélisation de l'onduleur.....	24
II.3.4 Commande en MLI de l'onduleur.....	26
II.3.4.1 Technique de modulation par tronçon.....	26
II.3.4.2 Technique triangulo-sinusoidale.....	32
II.3.5 Résultats de simulation.....	33
II.4 Conclusion.....	34
<i>CHAPITRE III: Commande par flux orienté.</i>	
III.1 Introduction.....	40
III.2 Commande par orientation du champ de la MSAP.....	40
III.2.1 Application de la commande par orientation du champ dans l'espace d'état.....	41
III.2.2 Mise en équations du découplage par retour d'état.....	42

III.2.3 Simulation numérique.....	43
III.3 Méthode d'orientation du flux.....	46
III.4 Structure de commande de l'orientation de flux.....	46
III.4.1 Résultats de simulation.....	48
III.5 Association onduleur-machine.....	50
III.5.1 Résultats de simulation.....	41
III.6 Conclusion.....	41
<i>Chapitre IV: Réglage de vitesse et de position.</i>	
IV.1 Introduction.....	43
IV.2 Réglage de vitesse.....	53
IV.2.1 Fonction de transfert en boucle ouverte.....	53
IV.2.2 Fonction de transfert en boucle fermée.....	56
IV.3 La régulation du courant i_{ds}	58
IV.4 Résultats de simulation.....	59
IV.5 Application sur l'association onduleur-machine.....	63
IV.6 Résultats de simulation.....	63
IV.7 Réglage de position.....	67
IV.7.1 Description du système global.....	67
IV.7.2 Résultats de simulation.....	68
VI.8 Etude de la robustesse de réglage.....	76
IV.8.1 Robustesse du réglage et du découplage vis-à-vis de la variation des paramètres électriques et mécanique.....	76
VI.9 Conclusion.....	76
<i>CHAPITE V: Commande adaptative par modèle de référence.</i>	
V.1 Introduction.....	80
V.2 Principe de la commande adaptative par modèle de référence.....	80
V.2.1 Différentes structures de systèmes de commande. adaptative avec modèle de référence.....	81
V.3 Décrépits mathématique de la commande adaptative par modèle de référence.....	84
V.4 Commande linéaire par poursuite d'un modèle.....	89
V.5 Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.....	91
V.6 Application de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.....	94
V.6.1 Application au modèle de la MSAP.....	94
V.6.2 application de la commande adaptative par modèle de référence à l'ensemble onduleur-MSAP.....	106
V.7 Conclusion.....	106
Conclusion générale.....	118
Bibliographie.....	121
Annexes.....	124

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La simplicité de commander le moteur à courant continu a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toute fois sa structure et par présence du collecteur mécanique, nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquence, les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants d'électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques-machines synchrones à aimants permanents [5].

Des prototypes de machines synchrones à aimants permanents se développent pour différentes applications, montrent que ce type de moteurs peut être utilisé entre autres pour les fonctionnements à vitesse variable et les servomoteurs [3].

Grâce aux avantages qu'ils présentent, les applications des machines synchrones à aimants au niveau des actionneurs sont nombreuses, d'une part, ces actionneurs paraissent plus simples et plus homogènes, d'autre part, la commande par flux orienté semble convenir en comportement statique et dynamique pour ces actionneurs.

Durant la dernière décennie, différentes approches de commande adaptative ont été développées dans le but d'obtenir un réajustement automatique des paramètres de l'organe de commande, de manière à pallier l'effet de variations des paramètres du système .

L'objectif de notre travail, et d'étudier la méthode du contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents, et l'aspect de la sensibilité de la commande aux variations des paramètres, qu'on le remède par l'utilisation de la commande adaptative par modèle de référence.

Le premier chapitre, est consacré à la présentation générale de la MSAP et plus particulièrement la partie des aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la MSAP, associée à un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

Le troisième chapitre concerne le principe de l'orientation de flux de la machine, et l'aspect de la réalisation pratique.

Dans le quatrième chapitre, nous étudions le réglage de vitesse et de position par des régulateurs classiques.

Notre dernier chapitre, est consacré à la commande adaptative de la MSAP, où nous étudions la commande adaptative par modèle de référence.

CHAPITRE I

PRESENTATION GENERALE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 INTRODUCTION:

Les moteurs synchrones à aimants sont utilisés de plus en plus en industrie dans des applications en robotique qui requièrent des moteurs avec un faible moment d'inertie, une puissance massique élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable.

Les performances de plus en plus élevées, le prix de revient compétitif et les avantages que présentent les matériaux pour aimants récents sur les systèmes électromagnétiques font d'eux un élément de base dans l'industrie moderne et les technique de pointe [5].

Les aimants permanents procurent aux machines synchrones un certain nombre d'améliorations et d'avantages (inertie faible, couple élevé,...), par rapport aux autres types de machines (courant continu , synchrone à excitation électrique et asynchrone) [3].

I.2 Les matériaux dans les aimants permanents:

Les aimants permanents dans les circuits magnétiques en particulier dans ceux des machines électriques apportent beaucoup d'avantages à savoir; en premier lieu la possibilité d'obtenir une excitation sans pertes joules, et en second lieu la possibilité de mieux localiser le flux magnétique [3].

Les matériaux pour aimants généralement classés en trois familles: les aimants métalliques, les ferrites et les terre-rares.

I-2-1 Aimants de type métalliques:

Il existe de nombreux aimants de type métallique, mais seuls les ALNICO (alliage Fer-Aluminium, Cobalt) présentent un intérêt pour leur utilisation au niveau de certaines applications dans les machines électriques. Les ALNICO sont durs et fragiles. Leur induction rémanente B_r est relativement élevée, cependant la faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation au niveau des machines électriques. En effet, un incident sérieux en cours de fonctionnement nécessite généralement une réaimantation, ces aimants ne sont donc pas vraiment « permanents » [5].

1-2 -2 Les ferrites:

Ce sont des matériaux frittés qui possèdent une induction rémanente B_r faible. Toutefois leur champ coercitif assez élevé leur confère une certaine résistance à la démagnétisation ce qui permet de les utiliser comme inducteurs de machines tournantes. Les ferrites sont fragiles à la traction ce qui pose des problèmes mécaniques pour construire les rotors. L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit généralement à des couples faibles. Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance-volumique n'est pas prépondérant [5].

1-2-3 Terre-rares:

Les terre-rares sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Ils sont durs et leur cycle d'hystérésis est relativement large (fig.I.1). Leur champ coercitif est supérieur à celui des ferrites en plus leur densité d'énergie très importante, font que les terre-rares sont recommandés pour les structures des machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances.

Parmi les matériaux terre-rares utilisés pour exciter les machines électriques tournantes, on rencontre ceux du type Samarium-Cobalt et ceux de type Fer-Néodyme-Bore.

1.2.3.a- Samarium-Cobalt (SmCo):

Les aimants de type SmCo ont une induction rémanente assez élevée et un champ coercitif intense. En raison de leur produit d'énergie important et de leur insensibilité aux variations de température. Ils permettent la construction de moteurs de grande puissance. Pour les machines de faible puissance le SmCo peut donc s'imposer.

S'il n'y avait pas l'inconvénient d'un prix élevé, un plus grand nombre d'applications des aimants au niveau des machines électriques feraient appel au SmCo. C'est apparemment ce dernier inconvénient d'ordre purement économique qui limite l'utilisation du SmCo à certains domaines d'applications et aux secteurs de la technologie de pointe [5].

1.2.3.b- Fer-Neodyme-Bore:

Le Fer-Neodyme-Bore (NdFeB) est le type d'aimants le plus récent (1983). Sa première utilisation remonte à 1985. Le NdFeB est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet dans leur entrefer est importante, son champ coercitif est élevé. Ce matériau permet d'obtenir un couple massique élevé, et permet d'atteindre des rendements relativement élevés et peu variable avec la charge.

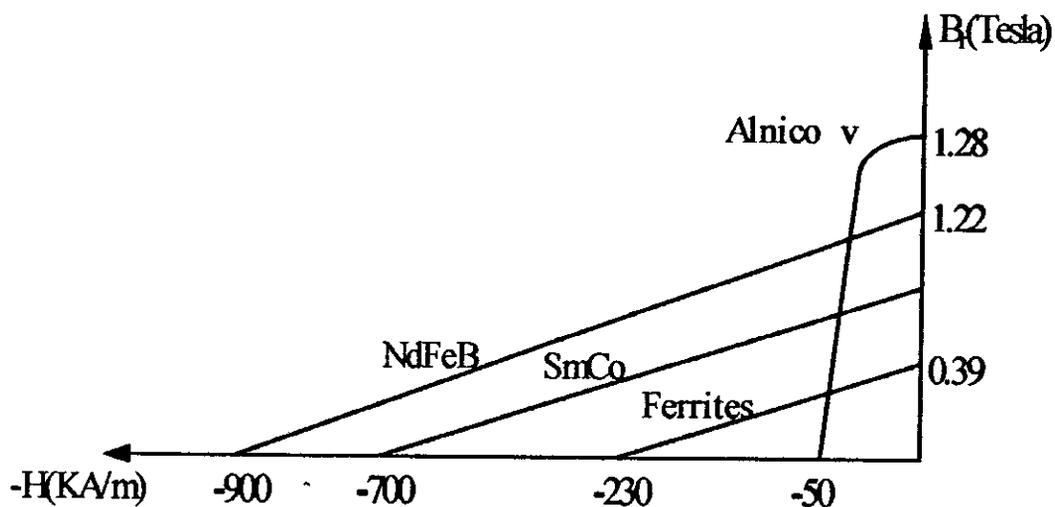


Fig.I.1: Courbe de désaimantation de différents aimants [3].

1.3 Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents:

Les caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents, dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé. En effet la puissance électrique des machines électriques à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie.

Certaines des caractéristiques des aimants utilisés dans les machines électriques sont rassemblées dans le tableau (I.1) [3].

	FERRITES	ALNICO	SmCo5	SmCo7	NdFeB
induction rémanente Br(T)	0.39	1.28	0.90	1.07	1.22
champ coercitif Hc(A/m)	230	50	700	720	900
perméabilité relative μ_r	1.01	3.00	1.02	1.02	1.05
Br.Hc (AT/cm)	89.7	64	630	770.4	1098

Tab.I.1: Performances des aimants utilisés dans les machines électriques.

1.4 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents:

En générale, les stators des machines synchrones à aimants sont de conception analogue à ceux des machines synchrones ou asynchrones classiques, la différence, porte plus sur la structure de leurs inducteurs, les aimants peuvent être montés en surface, insérés ou enfouis dans le fer rotorique.

Les structures des machines synchrones peuvent être classés sous deux critères: l'un magnétique, l'autre mécanique.

1.4.1 Critère magnétique:

Dû à la présence ou l'absence des pièces polaires magnétiques.

1.4.1.a structures sans pièces polaires:

Dans cette structure, les aimants sont fixés directement sur le rotor à entrefer constant, pour tirer le meilleur parti des aimants, on a intérêt à les d'ôter d'une aimantation radial (fig.I.2.a) [3, 8].

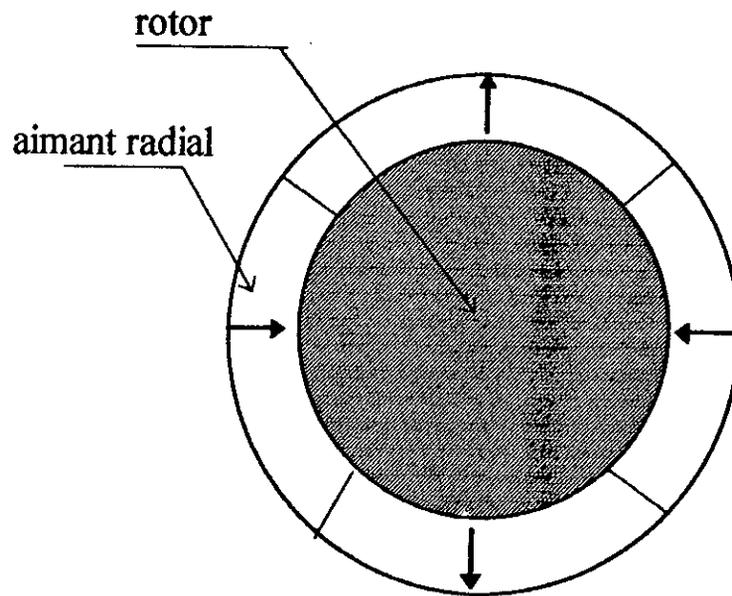


Fig.I.2.a : Structure sans pièces polaires.

-la réaction d'induit, dans cette structure est réduite, l'effet de saillance peut être négligé par le fait que, la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air μ_0 .

du point de vue magnétique, le rotor vue de l'induit se comporte comme un rotor lisse, l'inductance de l'induit est indépendante de sa position [3].

1.4.1.b Structure ^{AVLC} sans pièces polaires

Les aimants sont placés sous des pièces polaires, qui servent à la concentration du flux d'induction magnétique, l'aimantation des aimants peut être parallèle (fig.I.2.b.1), perpendiculaire à l'entrefer (fig.I.2.b.2), ou complexe (fig.I.2.b.3) [8].

1.4.2 Critère mécanique :

Afin d'augmenter la résistance de rupture à la traction relativement faible, pour certains aimants, on a intérêt à les frettés (fig.I.3) [3].

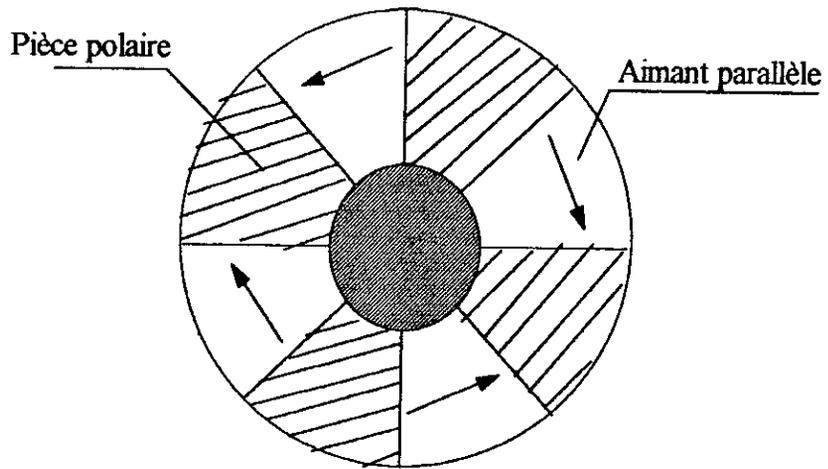


Fig.1.2.b.1: aimantation parallèle

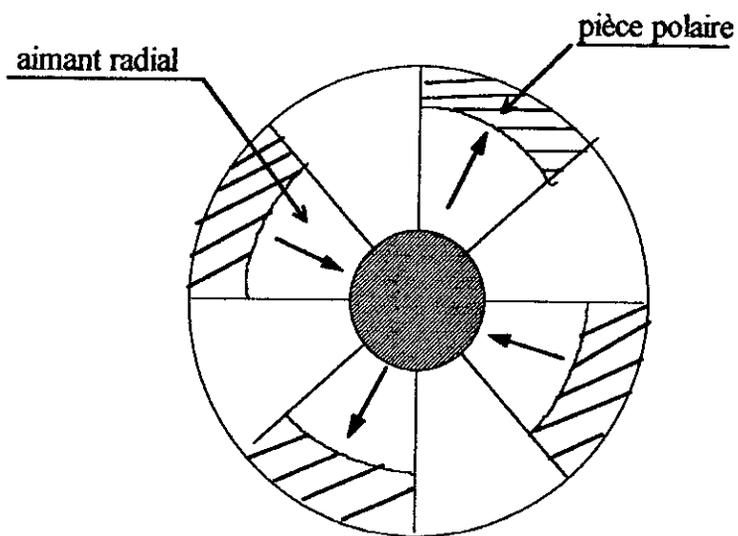


Fig.1.2.b.2: Structure avec aimantation radiale

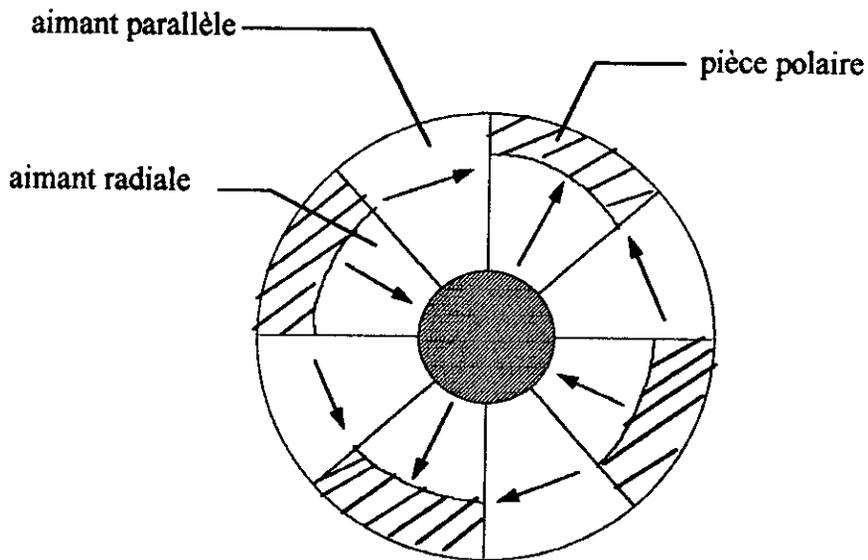


Fig.I.2.b.3: aimantation complexe.

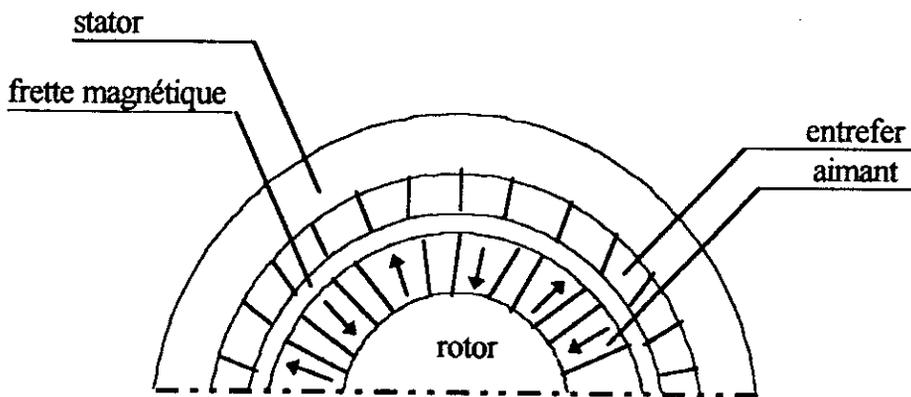


Fig.I.3: Frettage des aimants

I.5 Echauffement de la machine:

Une augmentation de la température provoque une diminution partielle de l'aimantation et un accroissement de la résistance statique.

Une augmentation de 100°C peut provoquer environ 2% des pertes de flux magnétique pour le SmCo, et environ 20% pour les ferrites, elle est catastrophique pour le NdFeB.

1.6 Avantages des machines synchrones à aimants permanents:

- l'excitation de la MSAP permet la suppression des contacts glissants ou des dispositifs à diodes tournants, ce qui permet la réduction des problèmes de maintenance et facilite le travail de la machine [4].
- les moteurs à rotor bobiné sont limités par des problèmes de refroidissement à cause des difficultés liées à l'apport du fluide dans un système tournant. Par contre les inducteurs à aimants sont plus intéressants sur ce plan à cause de l'absence des pertes d'excitation, alors que le stator peut être refroidis facilement par un fluide [5].
- un grand nombre des pôles et une très grande vitesse [3].

1.7 Conclusion:

Les développements des aimants permanents, ces dernières années, ont permis la réalisation des machines synchrones à aimants permanents de performances dynamiques élevées, ce qui permet d'utiliser ce type de machine dans plusieurs applications et plus particulièrement comme servomoteurs remplaçant de plus en plus les machines à courant continu.

Les aimants permanents de type terre-rare (SmCo, NdFeB) sont les meilleurs matériaux pour les aimants performants, puisque ils permettent une réduction importante du et de l'encombrement de la machine pour une même puissance.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

II.1 INTRODUCTION:

L'étude analytique des systèmes électromagnétiques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Et la simulation numérique est devenu alors, le meilleur moyen pour décrire d'une manière très proche, le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-commande-machine tournante.

La méthode de modélisation du système global étudié à la particularité de décomposer le système complet en sous systèmes, où blocs séparés. Ce qui facilite le développement des programmes de simulation [7].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la MSAP, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple pour la simulation numérique. En suite nous étudions l'ensemble convertisseur-MSAP, l'onduleur étant commandé par les deux techniques suivantes:

- Technique triangulo-sinusoïdale MLI
- Technique de modulation par tronçon ONISHI.

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents:

II.2.1 La machine étudiée:

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue:

- * par l'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant permanent (flux d'excitation constant).
- * Par l'absence des amortisseurs. Donc, seuls les enroulements de l'induit sont parcourus par des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine à une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre-rares (SmCo, NdFeB) [4].

II.2.2 Hypothèses simplificatrices:

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, nous utilisons les hypothèses simplificatrices suivantes [1, 10]:

1. on néglige la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique, ainsi que les pertes par courants de Foucault, ce qui permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.

2. On suppose la distribution de la f.m.m est sinusoïdale, ce qui permet de ne considérer que la première harmonique d'espace (fondamental).
3. La machine est équilibrée.

II.2.3. Description de la machine synchrone à aimants permanents:

Les machines synchrones comprennent un stator muni d'un bobinage généralement triphasé ou parfois diphasé, les machines que nous considérons, comportent un stator (induit) les enroulements a, b, c et sont munies au rotor d'un système d'aimants assurant une répartition sinusoïdale d'induction dans l'entrefer. L'effet de système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu (i_r) [11] (fig.II.1).

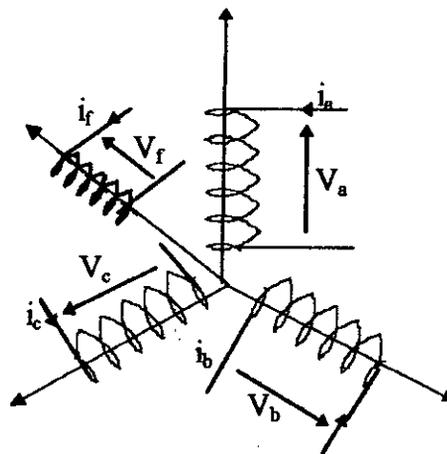


Fig.II.1: Représentation de la MSAP.

II.2.4 Mise en équations de la machine:

II.2.4.1 Equations électriques:

A partir de la figure (II.1), nous écrivons les équations relatives au stator:

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

en notation matricielle:

$$[V] = [R_s] \cdot [i] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (II.2)$$

tel que:

$$[V] = [V_a, V_b, V_c]^T$$

$$[i] = [i_a, i_b, i_c]^T$$

$$[\Phi] = [\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^T$$

$$[R_s] = R_s \cdot [I] ; [I] : \text{matrice identité.}$$

En vertu de l'hypothèse de la non saturation du circuit magnétique, et du fait que la machine est équilibrée les flux sont liés aux courants par [12]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\cos(\theta) \\ -\cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

avec:

$L_{sc} = L_{s0} - M_{s0}$: inductance cyclique propre.

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

M_{s0} : mutuelle inductance entre phases du stator.

Φ_f : flux constant dû aux aimants permanents.

II.2.4.2 Equations mécaniques:

L'équation mécanique de la machine est donnée par:

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \cdot \Omega_r \quad (II.4)$$

avec:

$\Omega_r = \omega/p$: vitesse de rotation de la machine.

p : nombre de paires de pôles.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

f_c : coefficient de frottement.

J : moment d'inertie.

II.2.5 Transformation de Park:

Pour supprimer la non linéarité des équations précédentes, on transforme les enroulements statoriques, en enroulements orthogonaux d'indice d (direct) et q (quadrature) tournant à une vitesse Ω (fig.II.2), en utilisant la transformation de Park [2].

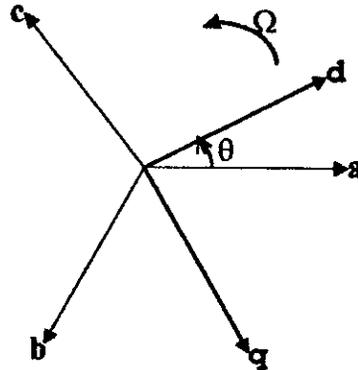


Fig.II.2: Référentiel de Park.

La matrice de passage notée $P(\theta)$ est définie par [2, 9]:

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

tel que la position du rotor est définie par:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.6})$$

le passage des grandeurs réelles (a, b, c) aux grandeurs (d, q, o) s'écrit:

$$[G_{d,q,o}] = P(\theta) \cdot [G_{a,b,c}] \quad (\text{II.7})$$

G: représente la matrice colonne relative aux grandeurs réels et transformés, i_{abc} , V_{abc} , ϕ_{abc} , i_{dqo} , V_{dqo} et ϕ_{dqo} .

En appliquant la transformation de Park, après des calculs élémentaires en tenant compte des hypothèses simplificatrices, les équations statoriques de la machine, s'écrivent:

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_d \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_{qs} \quad (\text{II.8})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \cdot L_d \cdot i_{ds} + \omega \cdot \Phi_f \quad (\text{II.9})$$

$$\Phi_{ds} = L_d \cdot i_{ds} + \Phi_f \quad (\text{II.10})$$

$$\Phi_{qs} = L_q \cdot i_{qs} \quad (\text{II.11})$$

où:

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

II.2.6 Expression du couple:

La puissance instantanée aux bornes de la machine en fonction des variables a, b, c est:

$$p_e(t) = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c \quad (\text{II.12})$$

dans le référentiel (d,q), cette puissance s'écrit:

$$p_e(t) = 3/2 \cdot (V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs}) \quad (\text{II.13})$$

L'existence du facteur (3/2) est dû au principe d'invariance de la puissance.

Le couple est donné donc par:

$$C_{em} = 3/2 \cdot p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + \Phi_f \cdot i_{qs}] \quad (\text{II.14})$$

avec:

$\Phi_f \cdot i_{qs}$: couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$(L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs}$: couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

II.2.7 Résultats de simulation:

Les paramètres de la machine utilisés sont indiqués à l'annexe C.

Après simulation, on représente la réponse de la machine alimenté du réseau, pour un fonctionnement à vide à la figure (II.3.a)

On remarque que la vitesse se stabilise à la valeur de (480 rd/s) au bout d'un temps de (2 s environ), qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement (0.022 N.m).

On constate un fort appel de courant de démarrage (environ 11 A), ce régime à une durée équivalente au temps de démarrage et s'éteint par la suite jusqu'à se stabiliser en régime permanent à une valeur de (2.7 A).

La figure (II.3.b) donne la réponse de la machine avec l'application d'un échelon du couple résistant à ($t=1.5$ s), on remarque une diminution de la vitesse et une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée.

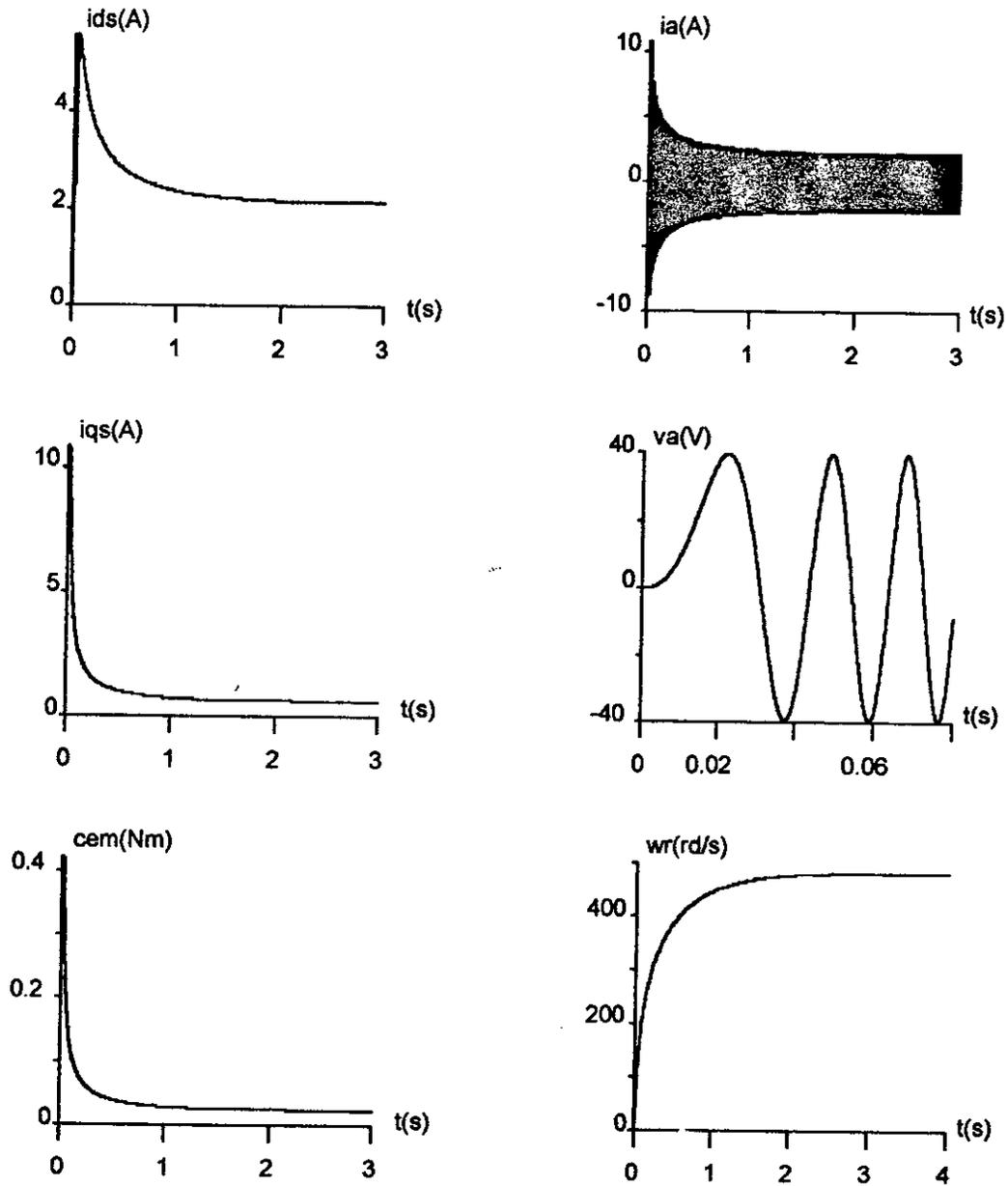


Fig.II.3.a : Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents à vide.

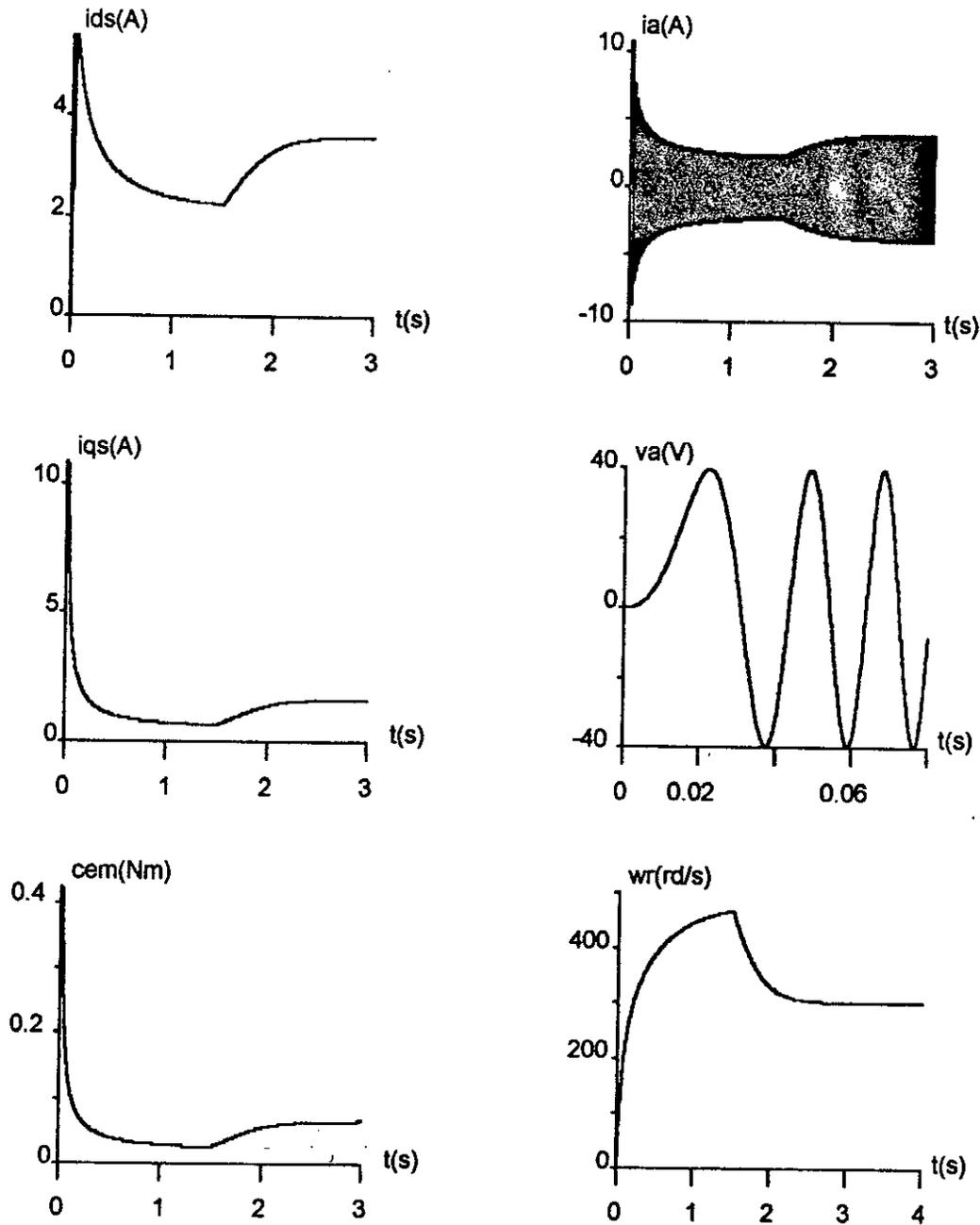


Fig.II.3.b: Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage à charge nulle, puis application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=0.05$ N.m)

II.3 Modélisation du convertisseur:

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable où la fréquence d'alimentation délivrée par un convertisseur statique est asservie par la position du rotor. Cette dernière est donnée par un capteur de position.

Le convertisseur statique se constitue de trois étages: un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions(M.L.I).

La structure générale de l'alimentation est donnée à la fig(II.3).

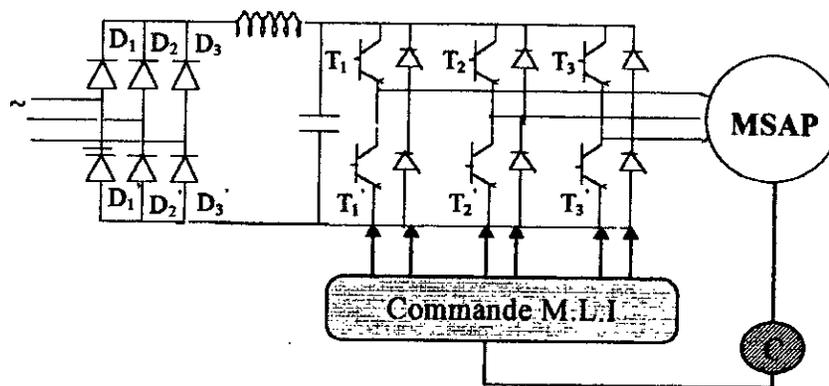


Fig.II.4: Structure générale de l'alimentation d'une MSAP.

II.3.1 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes.

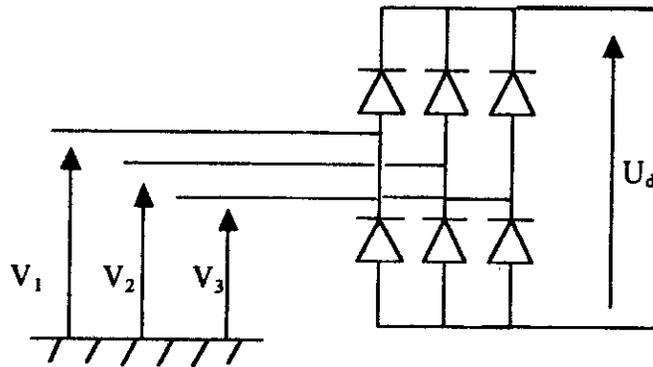


Fig.II.5: Schéma de redresseur.

La séquence de conduction des diodes:

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j), j=1,3, i=1,3.$$

$$D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j), j=1,3, i=1,3.$$

A chaque bras du pont à diodes est associée une fonction logique de connexion G_i et G'_i ($i=1,3$) définie comme suit:

$$G_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i = 1,2,3) \\ 0 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i = 1,2,3) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$G'_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i = 1,2,3) \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i = 1,2,3) \end{cases}$$

La tension de sortie U_d est donnée par:

$$U_d = (G_1 - G'_1) \cdot V_1 + (G_2 - G'_2) \cdot V_2 + (G_3 - G'_3) \cdot V_3 \quad (\text{II.16})$$

Simulation numérique:

La simulation numérique du redresseur donne les résultats représentés à la (fig II.6).

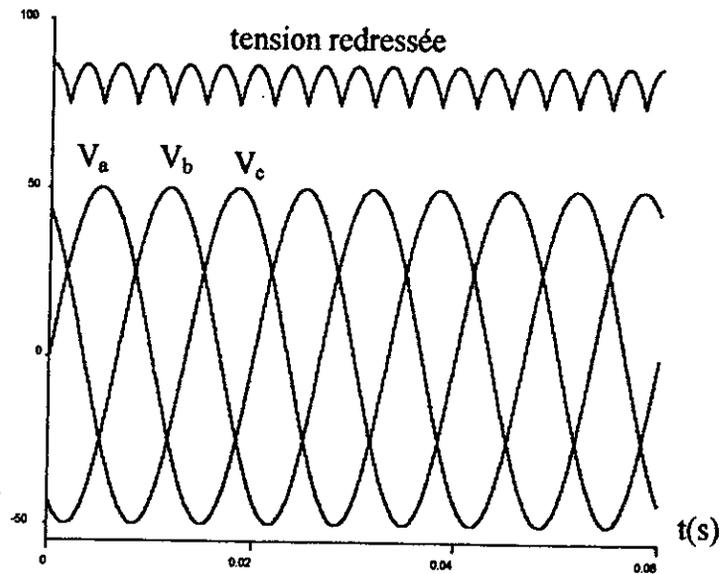


Fig.II.6: La tension redressée.

II.3.2 Modélisation du filtre:

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur un filtre LC. Celui-ci est schématisé par la (fig.II.7).

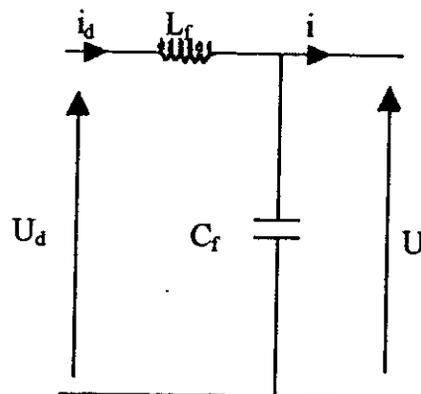


Fig.II.7: Schéma du filtre.

La capacité C_f permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

L'inductance L_f permet de rendre sensiblement constant le courant i_d , alors que le courant i absorbé par l'onduleur est fortement ondulé.

Les équations du filtre sont:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_d - U) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_d - i) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le filtre est caractérisé par sa pulsation de résonance:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II.18})$$

Pour minimiser les harmoniques d'ordre élevé provoqués par l'onduleur, nous utilisons un filtre passe-bas, dont la pulsation ω_f est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation.

D'où la condition au choix de L_f et C_f :

$$\sqrt{L_f \cdot C_f} \cdot \omega \gg 1$$

Dans notre cas nous avons choisi les paramètres suivantes:

$$C_f = 250 \mu\text{F}$$

$$L_f = 0.1 \text{H}$$

II.3.3 Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il est composé de six transistors ($T_1, \dots, T_3, T'_1, \dots, T'_3$) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération ($D_1, \dots, D_3, D'_1, \dots, D'_3$), afin de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur (fig.II.7) [15].

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits).

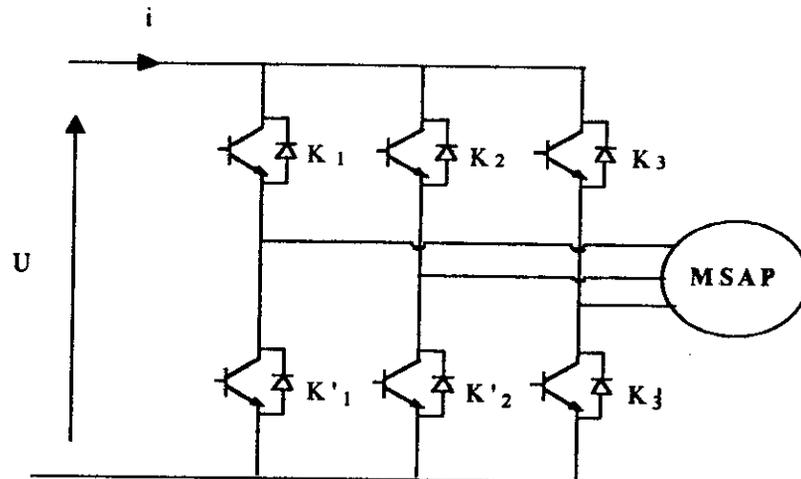


Fig.II.8: Schéma de principe de l'onduleur de tension.

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur, une fonction logique S_i ($i=1,2,3$) (fig.II.9).

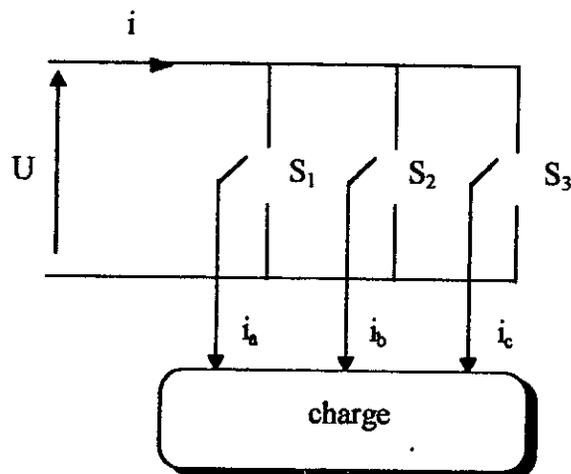


Fig.II.9: Représentation des interrupteurs

On définit les fonctions logiques:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_i \text{ est fermé et } K_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont:

$$\begin{cases} U_{ab} = U.(S_1 - S_2) \\ U_{bc} = U.(S_2 - S_3) \\ U_{ca} = U.(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

La relation imposée par la machine aux tensions de phase s'exprime par:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.21})$$

En tenant compte de cette relation, on déduit les tensions simples:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur a pour expression:

$$i = S_1 . i_a + S_2 . i_b + S_3 . i_c \quad (\text{II.23})$$

II.3.4 Commande en M.L.I de l'onduleur:

Afin d'améliorer les performances d'un onduleur de tension, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (M.L.I) ont été développées.

La modulation peut être monophasée ou triphasée. Dans le premier cas, la modulation concerne une phase de la machine, les deux autres sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de la symétrie des phases. La modulation est triphasée, lorsqu'elle s'effectue simultanément sur les trois phases.

Pour notre étude nous examinons les deux stratégies de modulation suivantes:

- ♣ technique de modulation par tronçon (Onishi).
- ♣ technique triangulo-sinusoidale.

II.3.4.1 Technique de modulation par tronçon (Onishi):

Cette technique est proposée par T.Onishi et K.Okitsu en 1983, son principe découle de la relation de base liant les trois tensions de ligne de la machine [16], qui s'écrit:

$$U_{ab} + U_{bc} + U_{ca} = 0 \quad (\text{II.24})$$

D'où une tension de ligne peut être déduite des deux autres tensions:

$$U_{ab} = - (U_{bc} + U_{ca}) \quad (\text{II.25})$$

Il suffit alors de moduler deux tensions de ligne, et la troisième est obtenue par combinaison des deux autres.

a) Détermination des intervalles de conduction:

On désigne par eu_{ab} , eu_{bc} , eu_{ca} les tensions de sortie de pulsation ω désirés:

$$eu_{ab} = r \cdot \sin \omega t$$

$$eu_{bc} = r \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$eu_{ca} = r \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

avec:

r: coefficient de réglage en tension.

On divise la période en six sixièmes, en raison de l'identité à $T/3$ et $2T/3$ près des trois phases, il suffit d'examiner les deux premiers sixièmes de période.

• *premier sixième de période:*

On détermine les intervalles de conduction G1 en comparant la référence eu_{ab} représentant la tension de ligne U_{ab} avec une porteuse P1 formée de triangles unipolaires (fig.II.10).

Les intervalles de conduction G2 s'obtient en comparant eu_{ca} à une seconde porteuse P2 identique à P1 à un déphase correspondant à une demi-période de P1 près.

Quant au signal G3, il est déduit par combinaison de G1 et G2:

$$G3 = G1 + G2 \quad (\text{II.26})$$

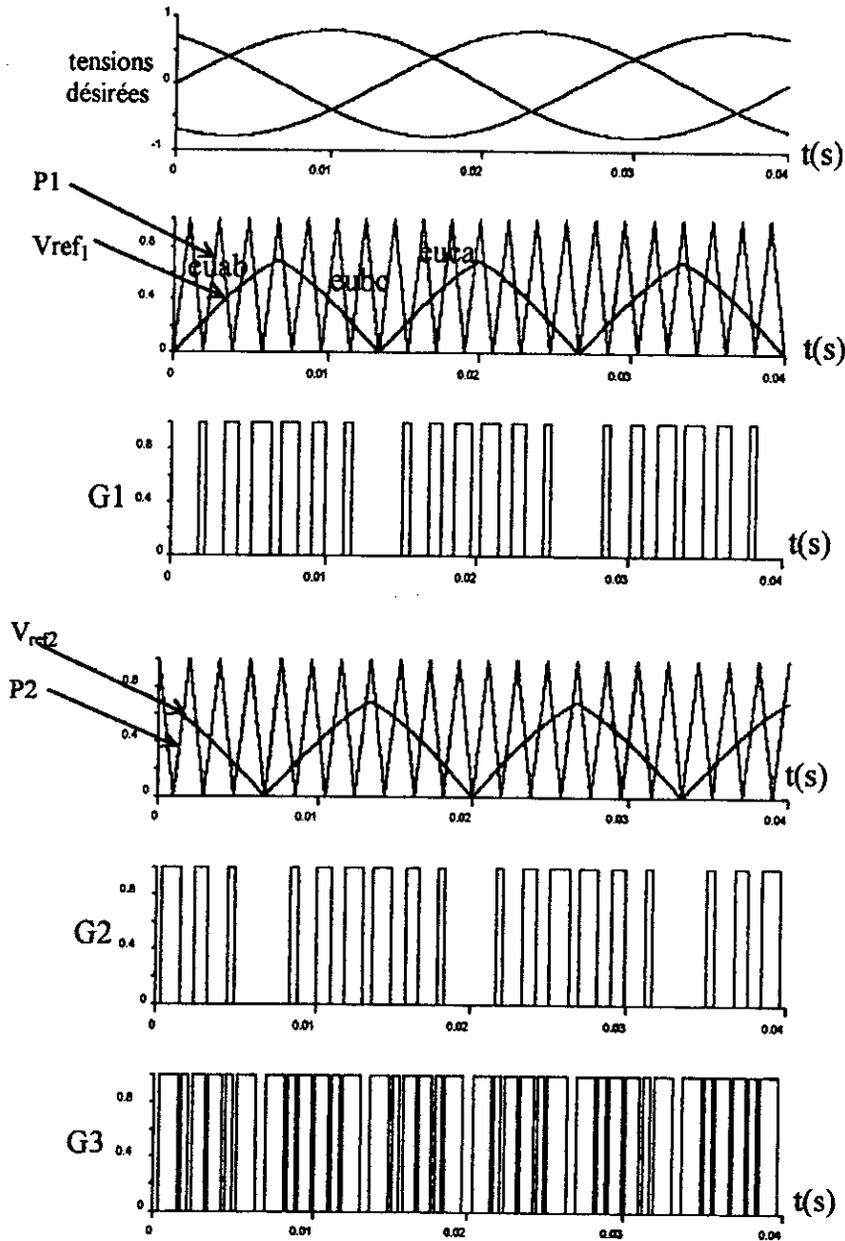


Fig.II.10: Principe de la modulation par tronçon.

• deuxième sixième de période:

Les intervalles de conduction G_1 et G_2 sont obtenus, respectivement par comparaisons (fig.II.10):

- ♣ de la valeur absolue de eu_{bc} avec P_1 .
- ♣ de la valeur absolue de eu_{ca} avec P_2 .

G_3 est toujours donnée par la relation (II.26).

Une fois les signaux G_1, G_2, G_3 sont obtenus sur toute la période, on procède à la construction des trois tensions de ligne en se basant sur les remarques suivantes [16]:

◊ sélectionner le signal correspondant à la tension de ligne en respectant la polarité de l'onde considérée sur chaque intervalle.

◊ le signal G_3 est immédiatement affecté aux intervalles à faible variation en tenant compte de la polarité de l'onde.

Le tableau suivant résume la situation sur une période:

intervalles de conduction	0	T/6	T/3	T/2	2T/3	5T/6	T
U_{ab}	G_1	G_3	G_2	$-G_2$	$-G_3$	$-G_1$	
U_{bc}	$-G_3$	$-G_1$	G_1	G_3	G_2	$-G_2$	
U_{ca}	G_2	$-G_1$	$-G_3$	$-G_1$	G_1	G_3	

Tableau.II.1: Construction des tensions de ligne.

b)- Détermination des fonctions d'existences S_1, S_2, S_3 :

En utilisant la relation (II.20) et le tableau (II.1), on peut déterminer les fonctions d'existences des interrupteurs sur les deux premier sixièmes de période (fig.II.11).

premier sixième de période:

En comparant la relation (II.20) avec le deuxième colonne du tableau (II.1), on trouve:

$$\begin{cases} S_1 - S_2 = G_1 \\ S_2 - S_3 = -G_3 \\ S_3 - S_1 = G_2 \end{cases} \quad (II.27)$$

La tension de ligne U_{bc} présente une faible variation sur cet intervalle, la phase b n'est alors pas concernée par la modulation [15].

Lorsque la polarité de l'alternance est positive, l'interrupteur correspondant est mis à un niveau logique égal à 1. Il est mis à 0 lorsque l'alternance est de polarité négative.

Dans ce cas $S_2 = 0$.

La résolution de système donne:

$$\begin{cases} S_1 = G_1 \\ S_2 = 0 \\ S_3 = G_2 \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

• Deuxième sixième de période:

De la même façon avec le premier sixième de période on obtient:

$$\begin{cases} S_1 - S_2 = G_3 \\ S_2 - S_3 = -G_1 \\ S_3 - S_1 = -G_2 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Etant donné que U_{ab} est au voisinage du milieu de son alternance, la phase « a » n'est pas modulée [15].

donc:

$$S_1 = 1$$

La résolution du système donne:

$$\begin{cases} S_1 = 1 \\ S_2 = 1 - G_3 \\ S_3 = 1 - G_2 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

On procède de la même façon pour les autres sixièmes de période, on obtient le tableau suivant:

intervalles	0	T/6	T/3	T/2	2T/3	5T/6	T
S_1	G_1	1	G_3	$1 - G_2$	0	$1 - G_3$	
S_2	0	$1 - G_3$	G_1	1	G_3	$1 - G_2$	
S_3	G_3	$1 - G_2$	0	$1 - G_3$	G_1	1	

Tableau II.2: Fonctions d'existences.

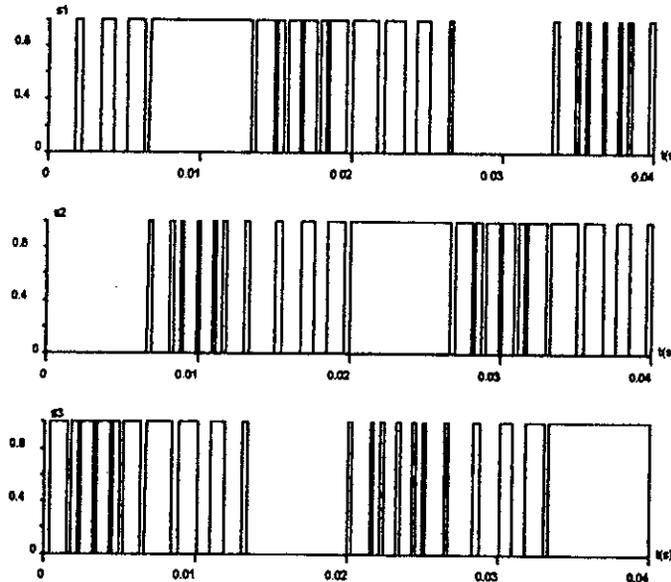


Fig.II.11: Signaux de commande des transistors.

c)- Etude des harmoniques de la tension de sortie:

Pour que les tensions U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} soient identiques à $T/3$ et $2T/3$ près, il faut que l'indice de modulation « m » soit un nombre entier impair multiple de trois [13].

$$m=3(2k-1) \tag{II.31}$$

En raison de l'identité à $T/3$ et $2T/3$ près des ondes de sortie, l'étude se limite au premier sixième de période. Il suffit donc de déterminer les $(2k-1)$ angles de commutation de G_1 . Ces angles sont obtenus par la résolution numérique de deux équations suivantes:

$$\begin{cases} r \sin(\theta_i) = \frac{m}{\pi} \left(\theta_i - (i-1) \frac{\pi}{m} \right) & \text{pour } i \text{ pair} \\ r \sin(\theta_i) = \frac{m}{\pi} \left((i+1) \frac{\pi}{m} - \theta_i \right) & \text{pour } i \text{ impair} \end{cases} \tag{II.32}$$

Les angles de commutation G_2 sont déduites par la relation suivante:

$$\theta'_i = \frac{\pi}{3} - \theta_i \tag{II.33}$$

Le développement en série de Fourier de la tension de ligne donne:

$$U_{ab} = A_1 \sin(\omega t) + \sum_{j=1}^{\infty} A_{6j \pm 1} \sin(6j \pm 1)\omega t \quad (\text{II.34})$$

avec:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^k \left(\cos\left(\theta_{2i-1} + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\theta_{2i} + \frac{\pi}{6}\right) \right) \\ A_{6j \pm 1} = \frac{4\sqrt{3}}{6j \pm 1} (-1)^j \sum_{i=1}^k \left(\cos\left(\theta_{2i-1} + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\theta_{2i} + \frac{\pi}{6}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

La simulation numérique donne:

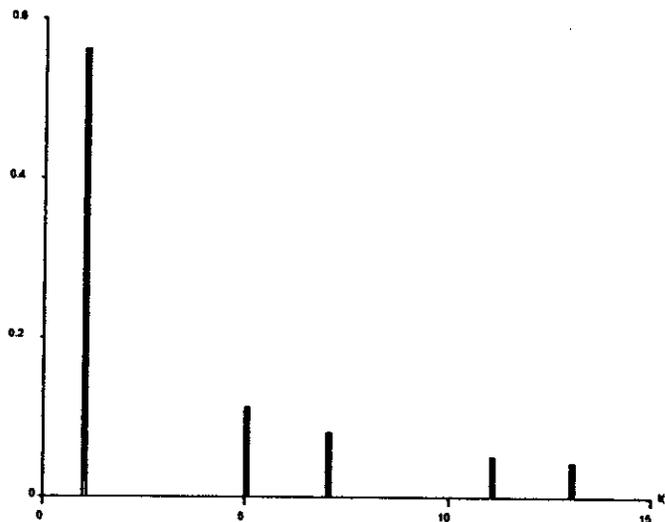


Fig.II.12: Harmoniques de la tension de sortie.

II.3.4.2 Technique triangulo-sinusoïdale:

Les trois tensions de phases sont générées par comparaison des trois tensions de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées (fig.II.13), de fréquence «f» à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence élevée par rapport à la fréquence «f» les signaux de référence sont définis par:

$$V_{refj} = r \sin\left(2\pi f t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad j=1,2,3 \quad (\text{II.36})$$

La porteuse est donnée par:

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } t \in (nT_p, \frac{n+1}{2}T_p) \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } t \in (\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

avec:

T_p : période de V_p

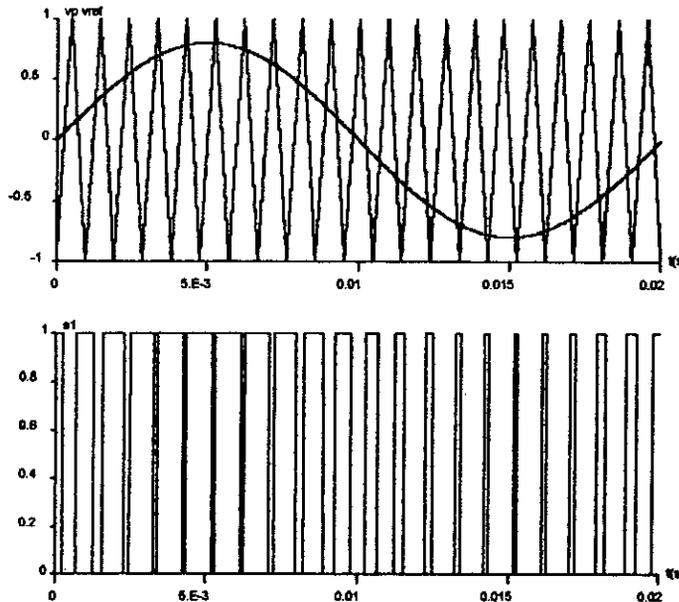


Fig.II.13: M.L.I triangulo-sinusoidal $m=21$, $r=0.8$.

II.3.5 Résultats de simulation:

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP (à vide puis en charge), l'onduleur étant commandé par les deux techniques suivantes:

- technique triangulo-sinusoidale MLI (fig.14.a, fig.14.b).
- technique de modulation par tronçon Onishi (fig.15.a, fig.15.b).

La comparaison de ces figures avec ceux obtenus par la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales montre une ressemblance remarquable, mais la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes. Cependant, ces ondulations sont plus importantes dans le cas de la technique triangulo-sinusoïdale. On note aussi que la technique de modulation par tronçon fournit relativement à la technique triangulo-sinusoïdale des régimes dynamiques plus rapides.

II.4 Conclusion:

L'examen des courbes obtenues de l'association onduleur à modulation de largeur d'impulsions-MSAP montre que la technique de modulation par tronçon Onishi est meilleur de point de vue ondulations et temps de réponse. Cependant, sa complexité qui la rendre moins utilisée.

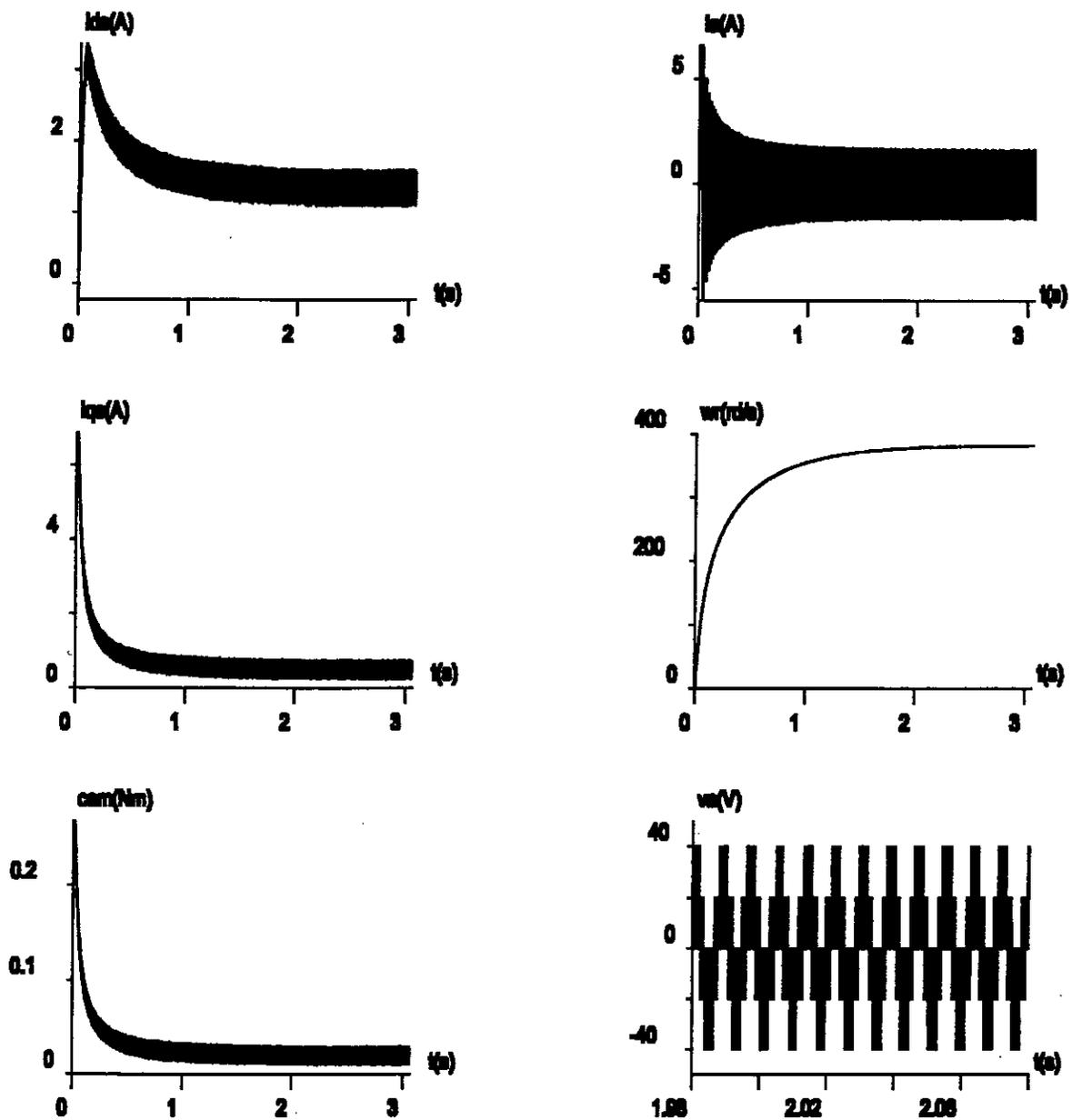


Fig.II.14.a : Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur de tension-MSAP à vide, l'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinu-sidaie.

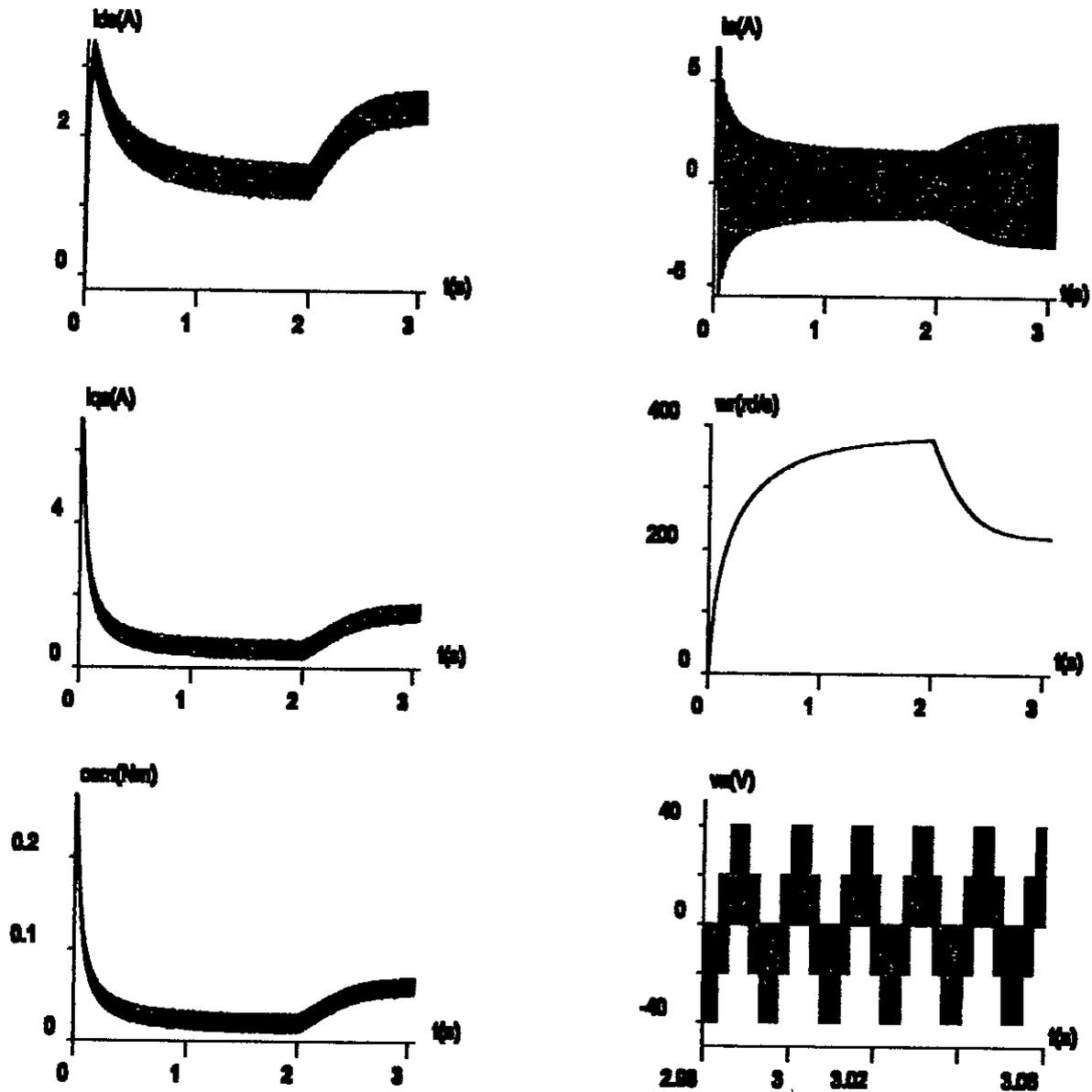


Fig.II.14.b: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur de tension-MSAP en charge, l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoidale.

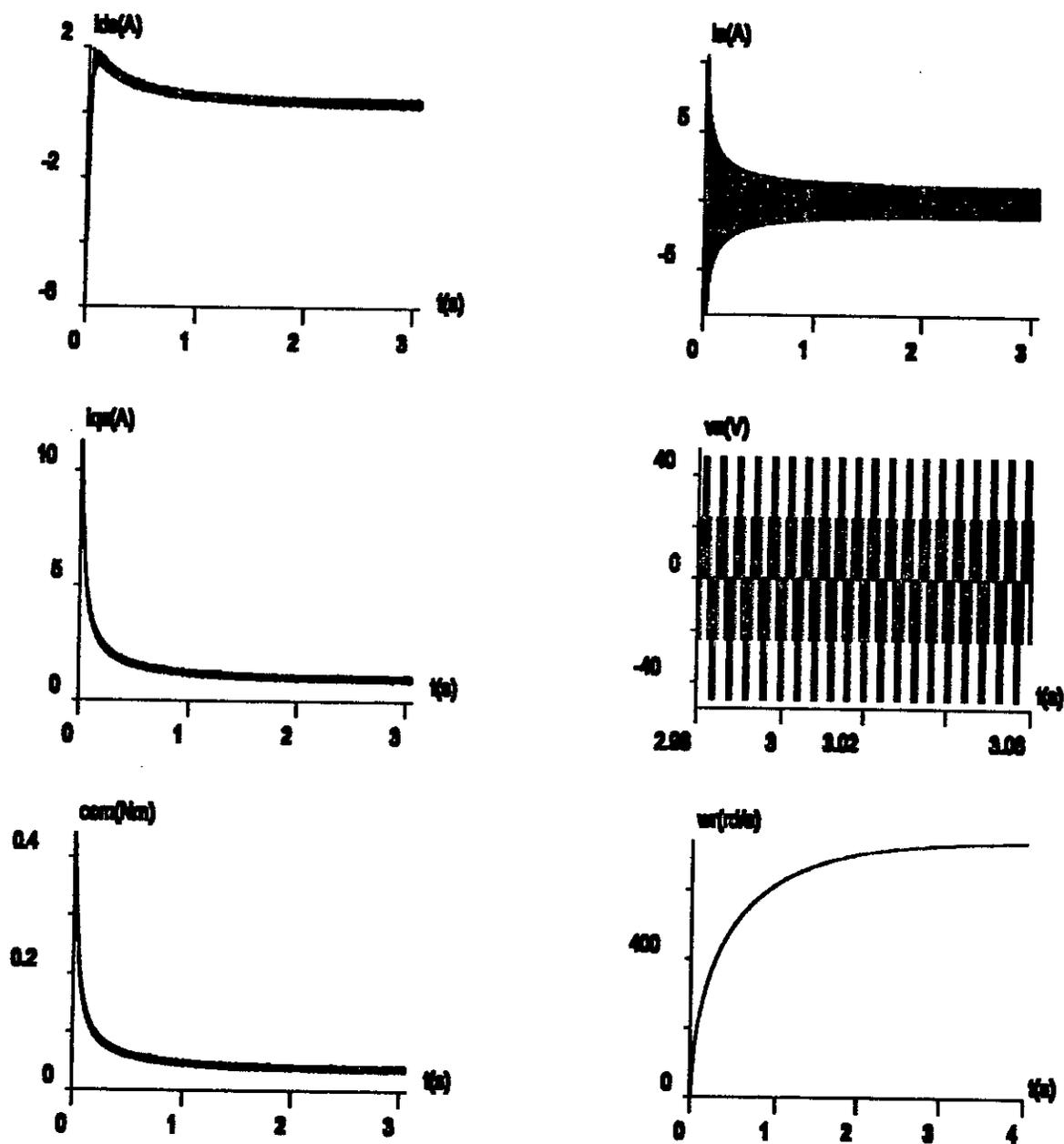


Fig.II.15.a : Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur de tension-MSAP à vide, l'onduleur est commandé par la technique Onishi.

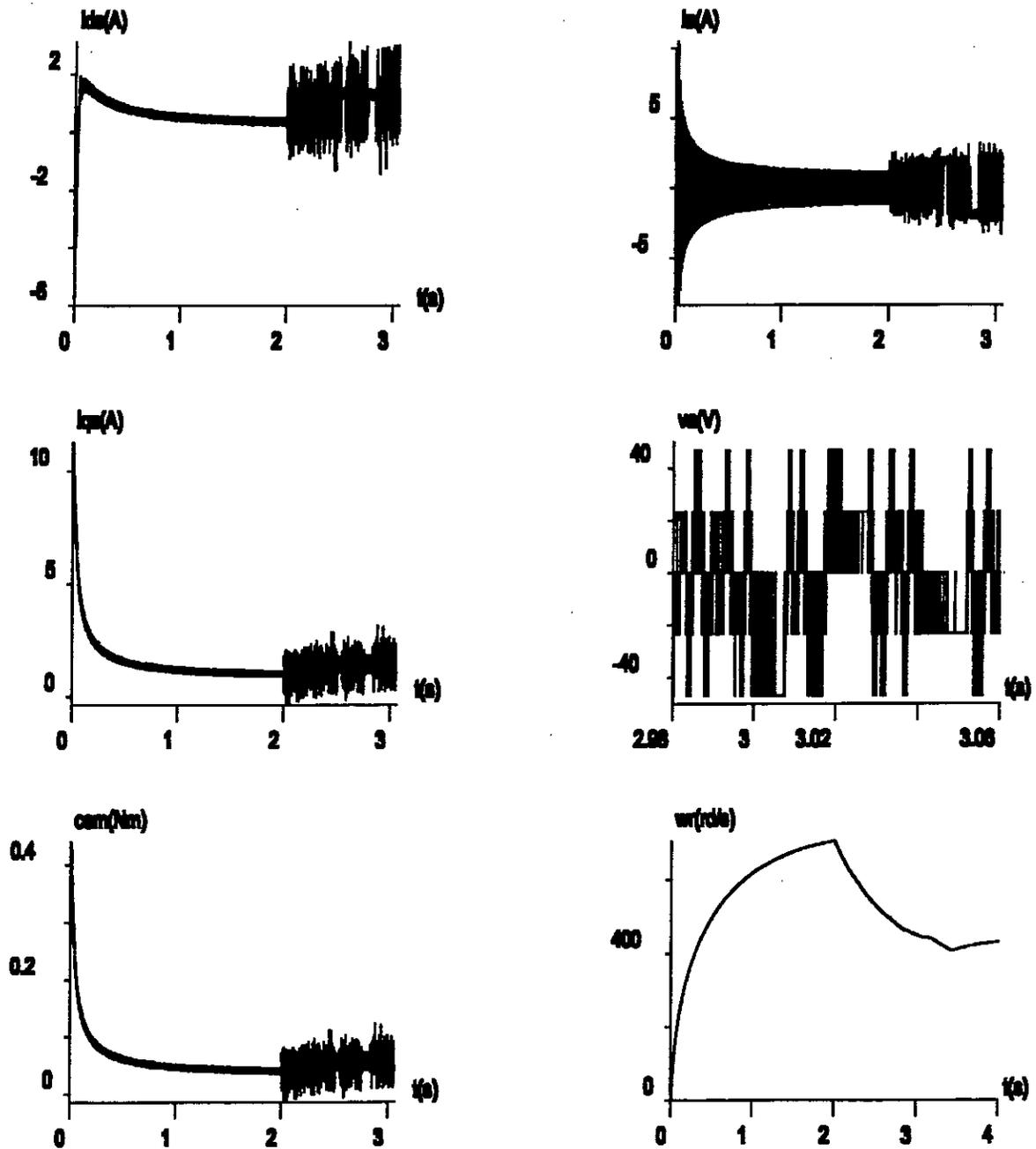


Fig.II.15.b : Caractéristiques de l'ensemble onduleur de tension-MSAP avec l'application d'un couple résistant, l'onduleur est commandé par la technique de modulation par tronçon (Onishi).

CHAPITRE III

COMMANDE PAR FLUX ORINTE

III.1 Introduction:

Malgré la construction mécanique compliquée de son collecteur, le moteur à courant continu demeure utilisé pour certaines applications et ce grâce à l'orientation fixe (en quadrature) des axes du champ inducteur du courant induit responsable du couple électromagnétique. La situation est inversée avec la machine à courant alternatif, où la commutation est plus simple car elle est réalisée électroniquement à l'extérieur de la machine. Mais en raison de la rotation des champs inducteur et induit, la commande du système est plus compliquée.

Cette difficulté pour commander une machine à courant alternatif réside dans le fait que le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire, multivariable et fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statoriques et rotoriques.

En 1971, F. Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu [18].

Le but de ce chapitre est de présenter la méthode de la commande par orientation des champs, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

III.2 Commande vectorielle de la MSAP:

La commande vectorielle des moteurs à courant alternatif est illustrée par la loi de Laplace. La force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, elle est perpendiculaire au plan défini par ces vecteurs.

Cette commande consiste à maintenir la composante i_{ds} nulle et à contrôler la vitesse ou la position par la composante de courant générant le couple. Ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur [19].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [10].

III.2.1 Application de la commande par orientation du champ dans l'espace d'état:

Le modèle de la machine s'exprime dans l'espace d'état par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \cdot i_{ds} + \omega \cdot \frac{L_q}{L_d} \cdot i_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_{qs} - \omega \cdot \frac{L_d}{L_q} \cdot i_{ds} - \frac{\Phi_f}{L_q} \cdot \omega + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_{em} - C_r - \frac{f_c}{p} \cdot \omega) \end{cases} \quad (III.1)$$

avec:

$$C_{em} = 3/2 \cdot p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + \Phi_f i_{qs}] \quad (III.2)$$

où:

$$K_T = 3/2 \cdot p \cdot \Phi_f$$

Le schéma bloc représentant les équations (III.1) est illustré à la figure(III.1).

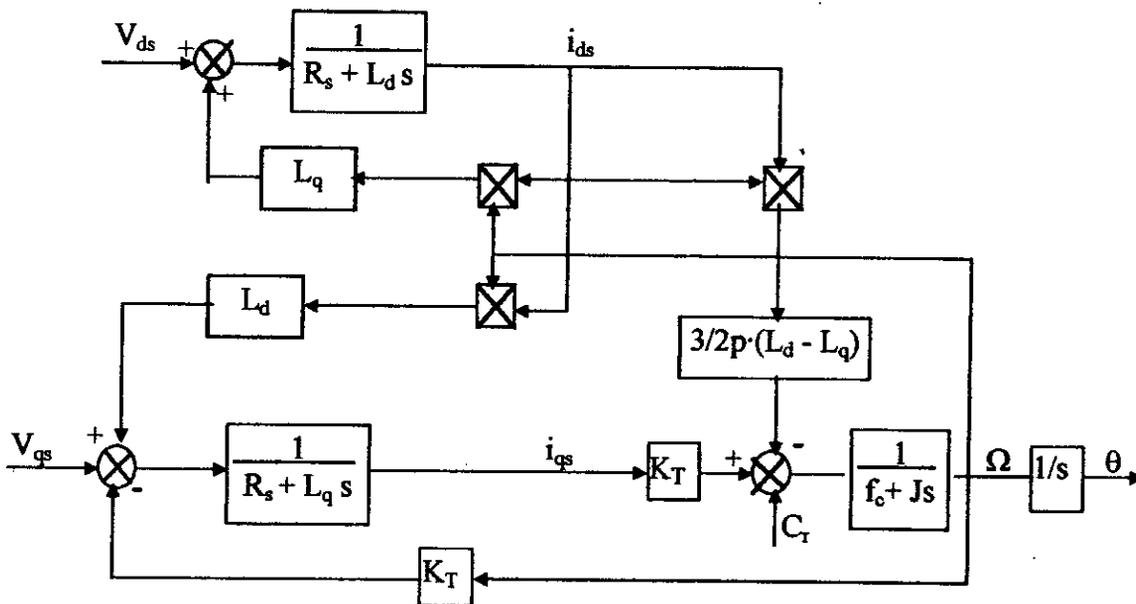


Fig.III.1: Modèle da la MSAP commandé en tension.

Le modèle en tension décrit par les équations (III.1) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multivariable et fortement couplé [19].

L'expression (III.2) montre que le couple électromagnétique développé par la MSAP dépend à la fois des grandeurs i_{ds} et i_{qs} .

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons V_{qs} et V_{ds} de telle sorte que la composante i_{ds} soit nulle, dans ce cas l'expression du couple électromagnétique devient [20]:

$$C_{em} = 3/2 \cdot p \cdot \Phi_f \cdot i_{qs} \tag{III.3}$$

Cette expression linéaire couple-courant, nous rappelle celle de la machine à courant continu.

$$C_{em} = k \cdot \Phi \cdot I_a \tag{III.4}$$

avec:

k : coefficient dépend de la machine.

Φ : flux inducteur.

I_a : courant induit.

III.2.2 Mise en équations du découplage par retour d'état:

La commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet de l'axe d sur l'axe q, en imposant ($i_{ds}=0$), cela est possible en effectuant un retour d'état approprié en prenant $V_{ds} = -L_q \cdot \omega \cdot i_{qs}$ (fig.III.3).

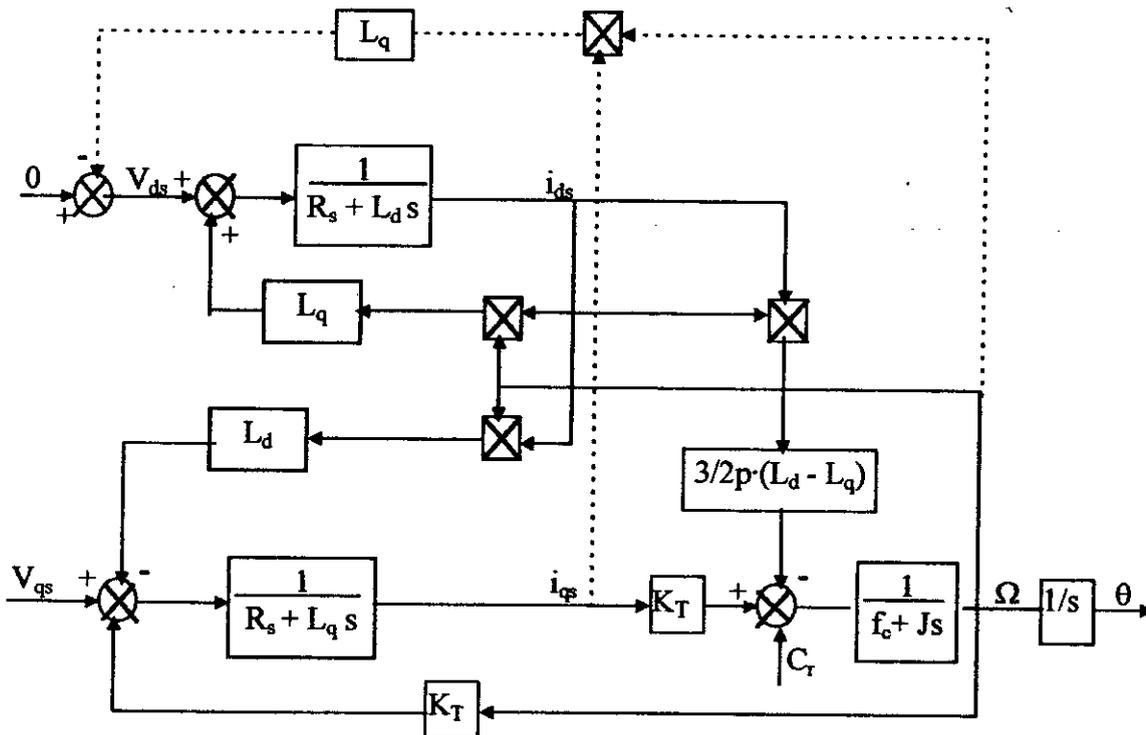


Fig.III.2 : Découplage des axes d et q de la machine.

En maintenant la tension $V_{ds} = -L_q \omega i_{qs}$, la première équation du système (III.1) devient:

$$\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} \cdot i_{ds} = 0 \tag{III.5}$$

La solution de cette équation différentielle de premier ordre est:

$$i_{ds}(t) = \text{Exp}\left(-\frac{R_s}{L_d} \cdot t\right)$$

Comme la valeur (R_s/L_d) est grande, ce qui impose $i_{ds} = 0$, donc la deuxième équation du même système devient:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_{qs} - \frac{\Phi_f}{L_q} \cdot \omega + \frac{V_{qs}}{L_q} \tag{III.6}$$

Cette équation associée à l'équation mécanique, est représentée sous forme d'un schéma bloc à la figure (III.3).

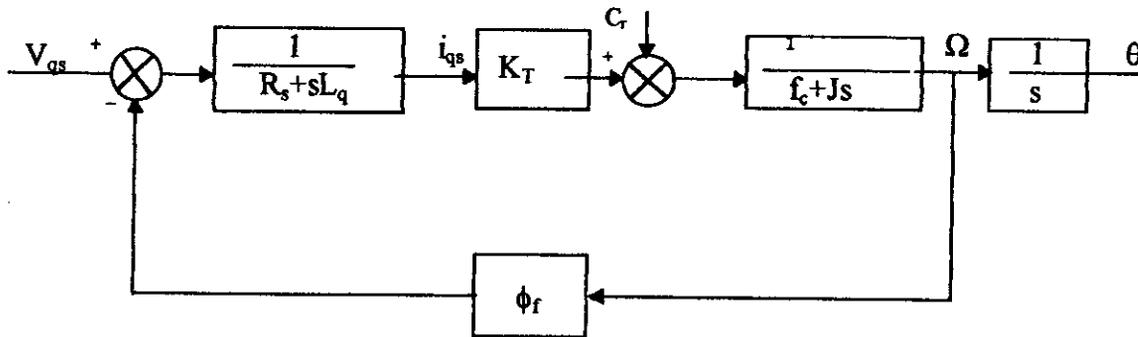


Fig.III.3: Modèle en tension avec annulation de composante i_{ds} du courant statorique.

III.2.3 Simulation numérique:

Afin de vérifier le découplage entre le flux et le couple, nous avons simulé le modèle en boucle ouverte, la figure (III.4) donne les résultats de simulation.

Le flux ϕ_{ds} est installé au bout de 0.06 s, il se stabilise à la valeur 0.013 Wb qui représente la valeur du flux des aimants (ϕ_f), le courant i_{ds} s'annule en régime établi, après un régime transitoire de 0.06 s, et une valeur maximal égale à $-1.5 \cdot 10^{-3}$ s, ce qui vérifié le découplage de la machine.

La composante du courant en quadrature i_{qs} se confond parfaitement au module du courant i_s .

Le couple électromagnétique suit le module du courant statorique i_s , il se stabilise à la valeur de 0.047 N.m.

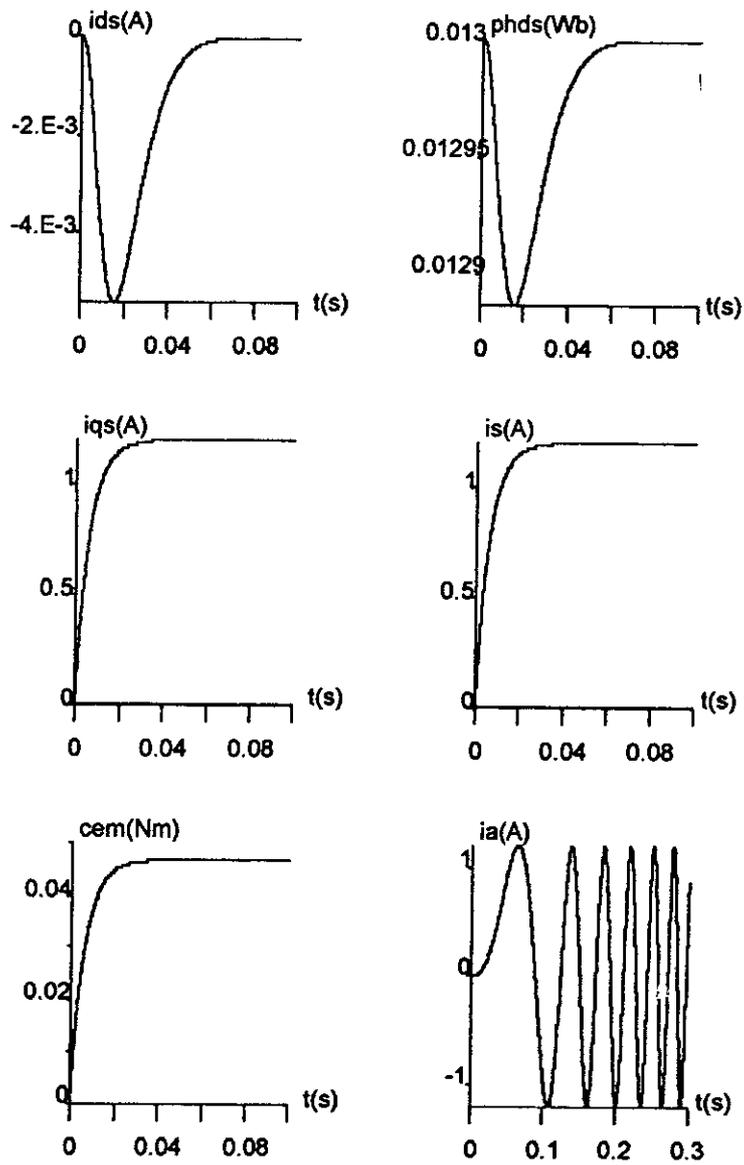


Fig.III.4: Modèle en courant contrôlé en tension de la MSAP avec annulation du courant i_{ds} .

III.5 Méthode d'orientation de flux :

La figure (III.5) donne une vue schématique d'un entraînement à vitesse variable utilisant le principe de la méthode à flux orienté, le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence du courant i_{qs}^* , la référence du courant i_{ds}^* est maintenue égale à zéro.

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs, à savoir :

- la position du rotor θ , nécessaire pour les transformations de coordonnées diphasé-triphasé et inversement.
- les courants statoriques d'axe direct i_{ds} , et d'axe en quadrature i_{qs} .
- la vitesse du rotor Ω .

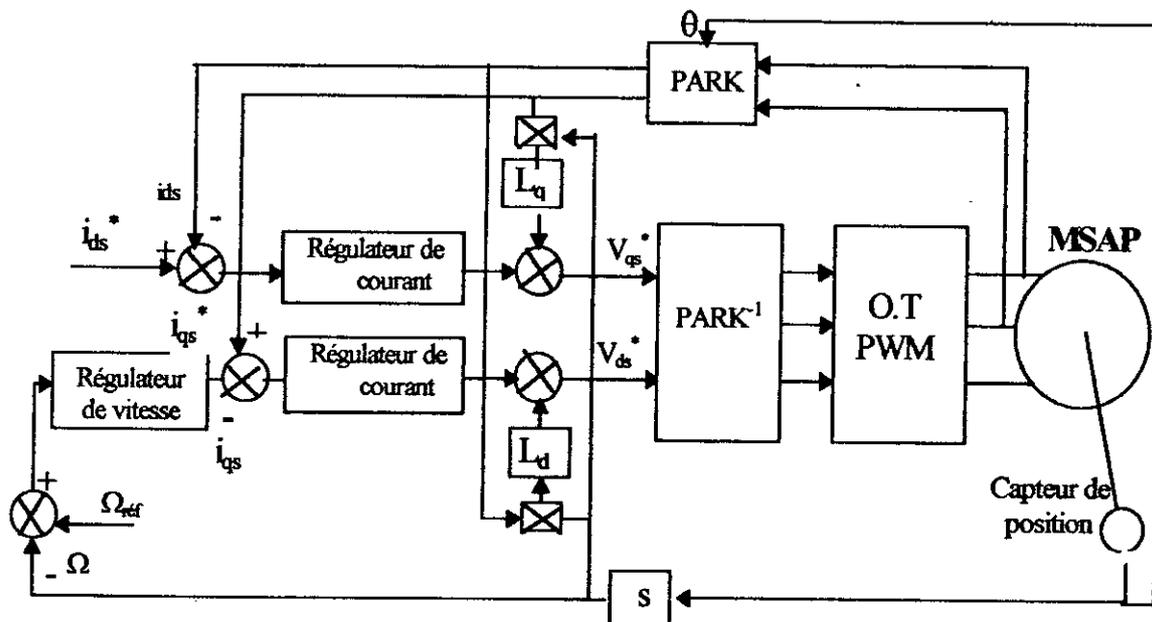


Fig III.5: Schéma de principe de la commande vectorielle de la MSAP.

III.4 Structure de commande vectorielle de la MSAP:

A partir des équations (II.8), (II.9), et (II.14), nous tirons la structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega \cdot L_q \cdot \frac{C_{em}^*}{K_T} \\ V_{qs}^* = R_s \cdot \frac{C_{em}^*}{K_T} + \frac{L_q}{K_T} \cdot \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega \cdot \Phi_f \end{cases} \quad (III.7)$$

avec: $K_T = 3/2 \cdot p \cdot \Phi_f$

Dans ces expressions, les grandeurs de référence se distinguent des grandeurs réelles par l'exposant *.

Le schéma-bloc correspond à cette structure est donnée à la figure (III.6).

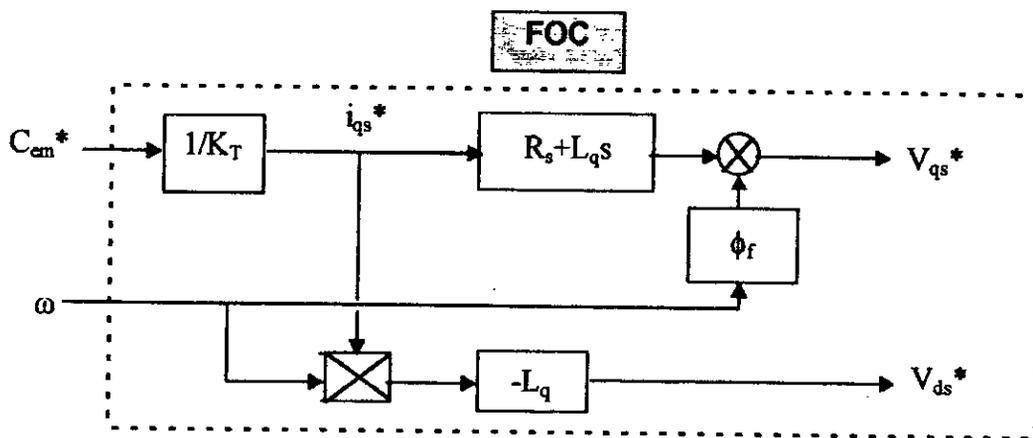


Fig.III.6: Schéma bloc de la Structure de découplage.

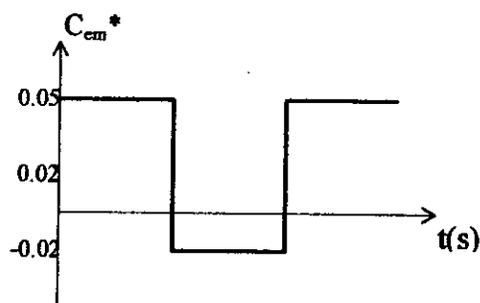


Fig.III.7: Couple de référence.

V.3.1 Résultats de simulation :

Afin de vérifier que la commande par orientation de flux permet d'avoir un découplage réel de la machine, nous avons associé la structure de commande au modèle de la machine alimentée en tension, Le couple de commande appliqué à cette structure est représenté à la figure (III.7).

L'analyse des courbes obtenues montre (fig.III.8), que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence (C_{em}^*) sans dépassement, le courant statorique en quadrature i_{qs} suit le couple C_{em} dans sa forme, la composante i_{ds} s'annule en régime permanent, on note l'apparition des pics autour de ($t=0.2$ s) et ($t=0.4$ s) à cause de la variation brusque du couple de référence (C_{em}^*) à ces instants.

Finalement le flux d'axe direct Φ_{ds} se stabilise à la valeur $\Phi_f=0.013$ Wb indépendamment de la variation du couple électromagnétique, on note aussi l'apparition des piques comme ceux du courant i_{ds} , ce qui vérifie le découplage des axes d et q.

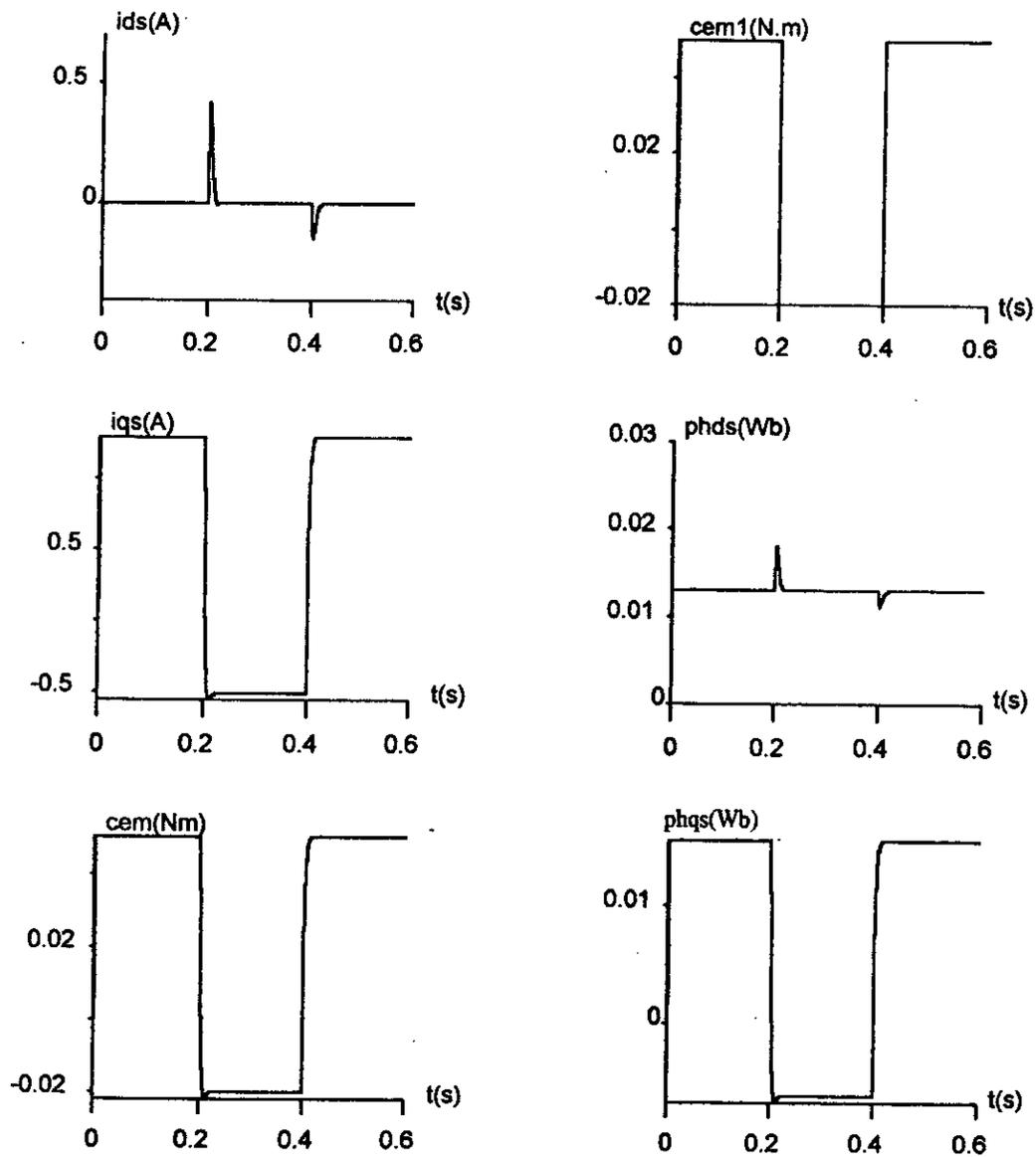


Fig.III.8: Commande vectorielle en boucle ouverte: application sur le modèle de la MSAP.

III.5 Association onduleur-machine :

Ayant choisi la référence de couple (C_{em}^*), le bloc de découplage fournit les tensions de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* (fig.III.9) assurant le contrôle des courants i_{ds} et i_{qs} . Le passage du repère (d,q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de Park, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = \frac{2}{3}(V_{ds}^* \cdot \cos(\theta) + V_{qs}^* \cdot \sin(\theta)) \\ V_b^* = \frac{2}{3}(V_{ds}^* \cdot \cos(\theta - 2 \cdot \pi / 3) + V_{qs}^* \cdot \sin(\theta - 2 \cdot \pi / 3)) \\ V_c^* = \frac{2}{3}(V_{ds}^* \cdot \cos(\theta + 2 \cdot \pi / 3) + V_{qs}^* \cdot \sin(\theta + 2 \cdot \pi / 3)) \end{cases} \quad (III.8)$$

Où :

$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (III.9)$$

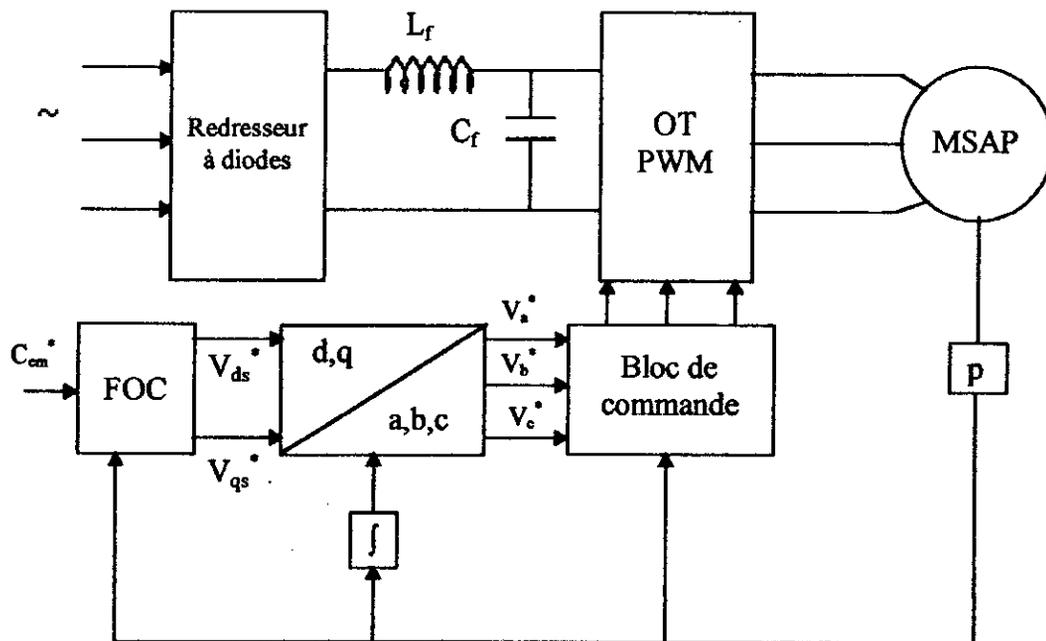


Fig.III.9 : Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension.

III.5.1 Résultats de simulation :

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents en boucle ouverte, nous avons simulé le fonctionnement global de l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, nous choisissons un couple de référence (C_{em}^*) variant comme l'indique la figure (III.10).

L'onduleur de tension est commandé par la technique triangulo-sinusoidale.

La figure (III.10) illustre les résultats de simulation, la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du modèle plus FOC montre que :

- ♦ l'allure du couple électromagnétique est sensiblement identique à celle obtenue dans le cas d'alimentation sans onduleur, avec un léger dépassement causé par la variation brusque de la consigne (C_{em}^*).

- ♦ la composante directe du courant est sensiblement nulle, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne (zéro).

- ♦ la composante en quadrature du courant est l'image du couple.

III.6 Conclusion :

On constate que la commande par orientation du champ, nous a permis de simplifier le système au maximum. en effet, à partir d'un modèle non linéaire et couplé, on a obtenu un modèle simple et découplé qui est celui d'un moteur à cc qui nous permet de commander la vitesse et la position à partir de la tension V_{qs} . Pour pouvoir réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont la plus importante est la position du rotor.

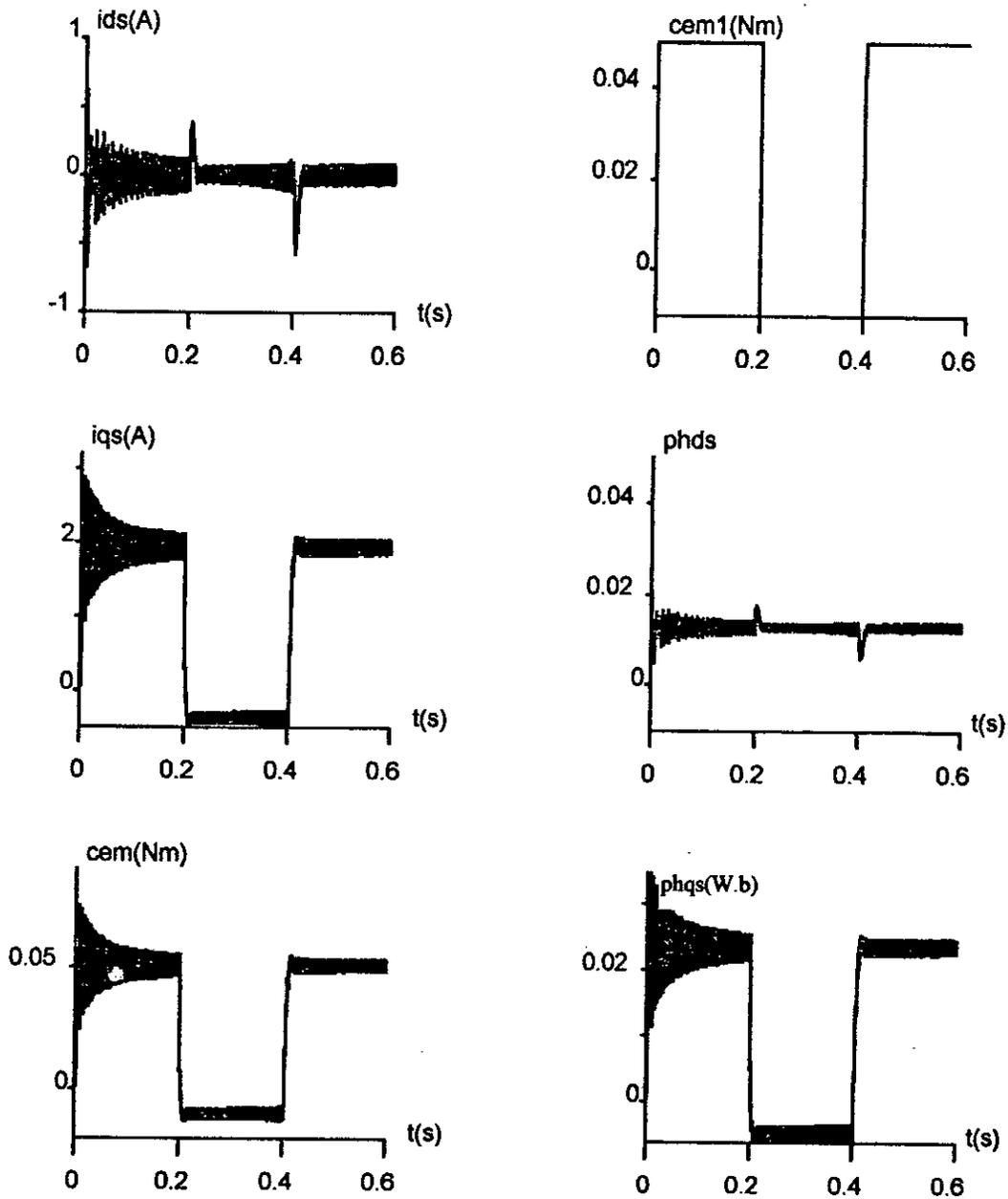


Fig.III.10: Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur-MSAP .

CHAPITRE IV

REGLAGE DE VITESSE ET DE POSITION DE LA MSAP

IV.1 INTRODUCTION:

Nous avons montré au chapitre III, qu'on peut ramener le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à un modèle linéaire équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante.

A partir de ce modèle, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétiser au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre, nous mettons en oeuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée, la vitesse sera contrôlé par l'intermédiaire du courant statorique i_{qs} .

L'approche la plus classique consiste à contrôler la vitesse par un régulateur PI, la position peut alors être contrôlée au moyen d'un régulateur proportionnel en cascade avec le régulateur PI.

IV.2 Réglage de vitesse:

Le régulateur de vitesse peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure (IV.1) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

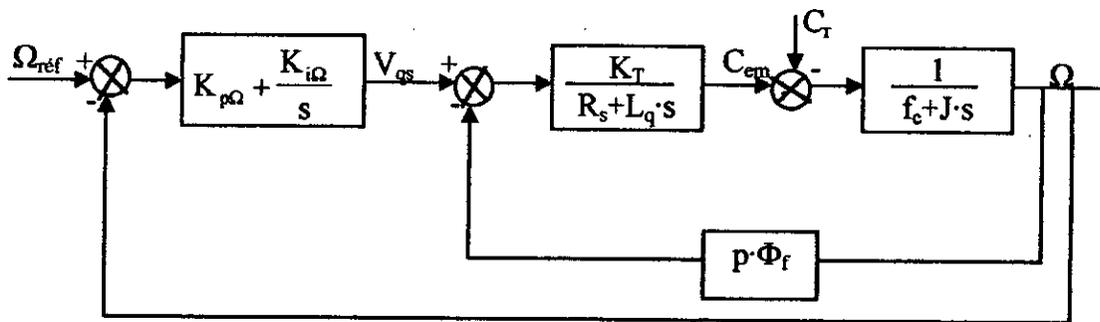


Fig.IV.1: Régulation de vitesse.

IV.2.1 Fonction de transfert en boucle ouverte:

Le modèle de la machine, associé au structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la figure (IV.2).

La relation entrée-sortie du système précédent en boucle ouverte est donnée par:

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*} \quad (IV.1)$$

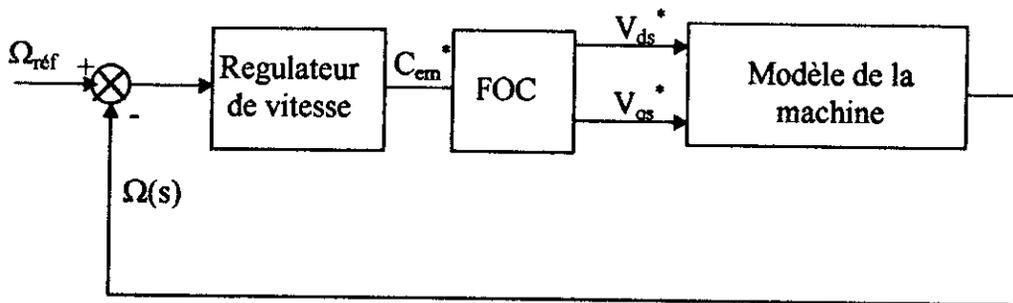


Fig.IV.2: Boucle de régulation.

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_d \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + L_d \cdot \omega \cdot i_{ds} + \omega \cdot \Phi_f \\ C_{em} = 3/2 \cdot p \cdot (\Phi_f \cdot i_{qs} + (L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs}) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Le bloc de découplage fournit les tensions de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* données par :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \cdot \omega \cdot i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + \omega \cdot \Phi_f + L_q \cdot \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Pour les machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique (L_q/R_s) est généralement négligeable. Donc le système (IV.3) s'écrit:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \cdot \omega \cdot i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + \omega \cdot \Phi_f \\ i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{3/2 \cdot p \cdot \Phi_f} \end{cases} \quad (IV.4)$$

A partir de deux systèmes (IV.2) et (IV.4), nous obtenons:

$$i_{qs}^* = \frac{i_{qs}^*}{1 + \frac{L_d}{R_s} \cdot s} = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e \cdot s}$$

Avec:

$$\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$$

D'où:

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e \cdot s} \quad (IV.5)$$

L'équation mécanique, nous donne:

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + Js} = \frac{1}{f_c(1 + \tau_m s)} \quad (IV.6)$$

Avec:

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

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique (C_{em}) donné par (IV.5) dans (IV.6); on obtient:

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_c \cdot (1 + \tau_e s) \cdot (1 + \tau_m s)} \cdot C_{em}^* - \frac{1}{f_c \cdot (1 + \tau_m s)} \cdot C_r \quad (IV.7)$$

Cette équation est schématisée par la figure(IV.3)

En comparant (IV.1) et (IV.7), on obtient:

$$F_o(s) = \frac{1}{f_c(1 + \tau_e \cdot s)(1 + \tau_m \cdot s)} \quad (IV.8)$$

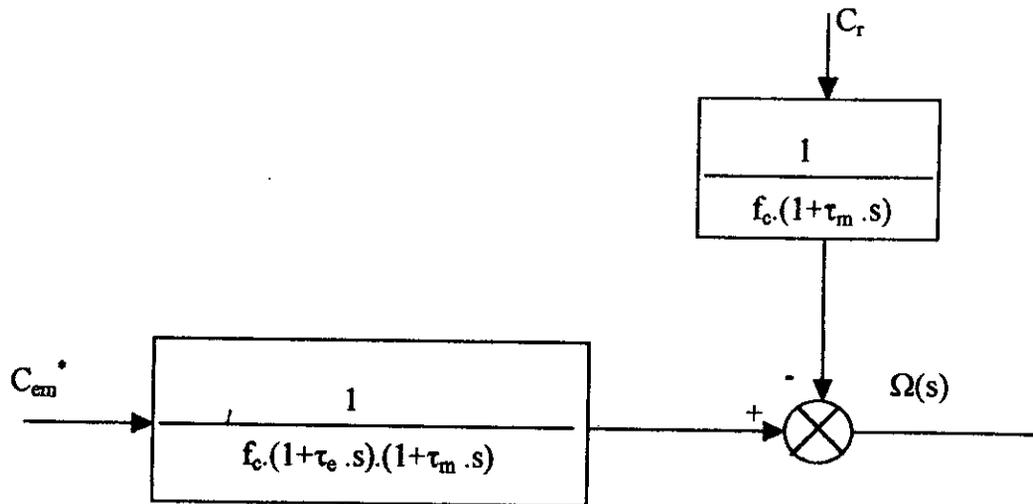


Fig.IV.3: Schéma structurel du système à régler.

IV.2.2 Fonction de transfert en boucle fermée:

Théoriquement une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait substituer un écart $\varepsilon = \Omega_{\text{réf}} - \Omega$. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

En ajoutant un régulateur PI de fonction de transfert donnée par:

$$F_{\text{reg}\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (\text{IV.9})$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit:

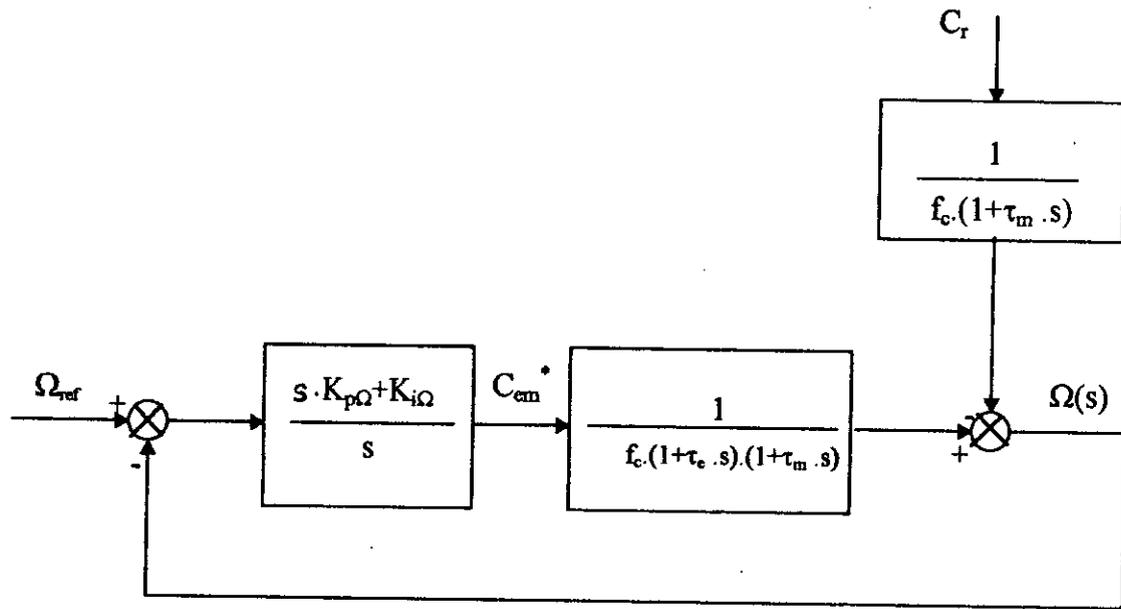


Fig.IV.4: Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera:

$$F_{go}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \cdot \frac{1}{f_c(1 + \tau_e \cdot s)(1 + \tau_m \cdot s)} \quad (IV.10)$$

En boucle fermée, on aura:

$$F_f(s) = \frac{F_{go}(s)}{1 + F_{go}(s)} \quad (IV.11)$$

Après un calcul élémentaire, on obtient l'expression finale de $F_f(s)$:

$$F_f(s) = \frac{(K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega})}{J \cdot \tau_e \cdot s^3 + (J + f_c \cdot \tau_e) \cdot s^2 + (K_{p\Omega} + f_c) \cdot s + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (IV.12)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes $J\tau_e$ et $f_c \cdot \tau_e$, alors le dénumérateur $D(s)$ devient:

$$D(s) = J \cdot s^2 + (K_{p\Omega} + f_c) \cdot s + K_{i\Omega} \quad (IV.13)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire [7, 19].

Dans ce cas, les paramètres de régulateur sont:

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2 \cdot \rho^2 \cdot J \\ K_{p\Omega} = 2 \cdot J \cdot \rho \cdot f_c \end{cases} \quad (IV.14)$$

tel que ρ représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

IV.3 La régulation du courant i_{ds} :

De la première équation du système (IV.2), on peut écrire:

$$V_{ds} = V_0 - \omega \cdot L_q \cdot i_{ds} \quad (IV.15)$$

Avec:

$$V_0 = (R_s + s \cdot L_d) \cdot i_{ds} \quad (IV.16)$$

d'où:

$$i_{ds} = \frac{V_0}{R_s + L_d \cdot s} \quad (IV.17)$$

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert donnée par:

$$F_{regids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (IV.18)$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} se présente comme suit:

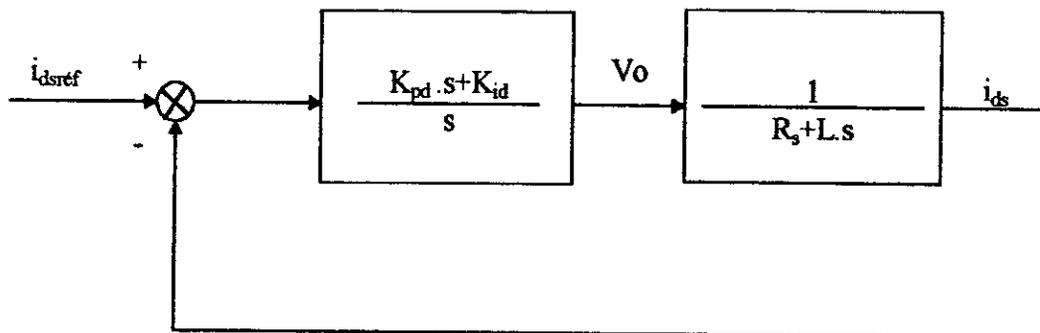


Fig.I.5: Boucle de régulation du courant i_{ds} .

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par:

$$F_{fids} = \frac{K_{pd} \cdot s + K_{id}}{L_d \cdot s^2 + (K_{pd} + R_s) \cdot s + K_{id}} \quad (IV.19)$$

Le calcul des paramètres de régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de vitesse, ce qui donne:

$$\begin{cases} K_{pd} = 2 \cdot \rho \cdot L_d - R_s \\ K_{id} = 2 \cdot \rho^2 L_d \end{cases} \quad (IV.20)$$

IV.4 Résultats de simulation:

Les performances de la commande du couple utilisant l'algorithme de découplage des courants i_{ds} et i_{qs} et du contrôle d'axe direct pour une régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (fig.IV.6), ont été testés sur le modèle de la machine dans les cas suivants:

- * réponse à un échelon de vitesse (démarrage).
- * réponse à un échelon de couple (démarrage puis l'application d'une perturbation de charge).
- * inversion de vitesse.

La figure (IV.6.a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300 rd/s, la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0.16 s), le démarrage est effectué à couple maximale(0.3 N.m), le courant i_{ds} atteint rapidement la valeur nulle. Le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant i_{qs} , il se stabilise à une valeur (0.007 N.m), qui compense les pertes par frottement. le courant de phase présente bien une allure sinusoïdale.

Lors de l'application de l'échelon de couple résistant à l'instant ($t=0.4$ s), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge (fig .IV.6.b), ceci est illustré par une légère diminution de la vitesse qui est vite compensé grâce à l'effet de compensation du régulateur. Le couple électromagnétique répond à la perturbation appliquée et de même pour le courant i_{qs} , par contre le courant i_{ds} reste bien constant, ce qui vérifie le découplage des courants i_{ds} et i_{qs} , les mêmes remarques sont faites lorsque la charge est supprimée.

Les graphes de la figure (IV.6.c) représentent la vitesse, le courant de phase, les courants i_{ds} et i_{qs} , le couple électromagnétique et le flux suivant l'axe direct durant l'inversion de la vitesse de 300 rd/s à -300 rd/s à couple résistant nul. On constate que cette inversion de vitesse est rapide (0.16 s), néanmoins nous notons donc une limitation.

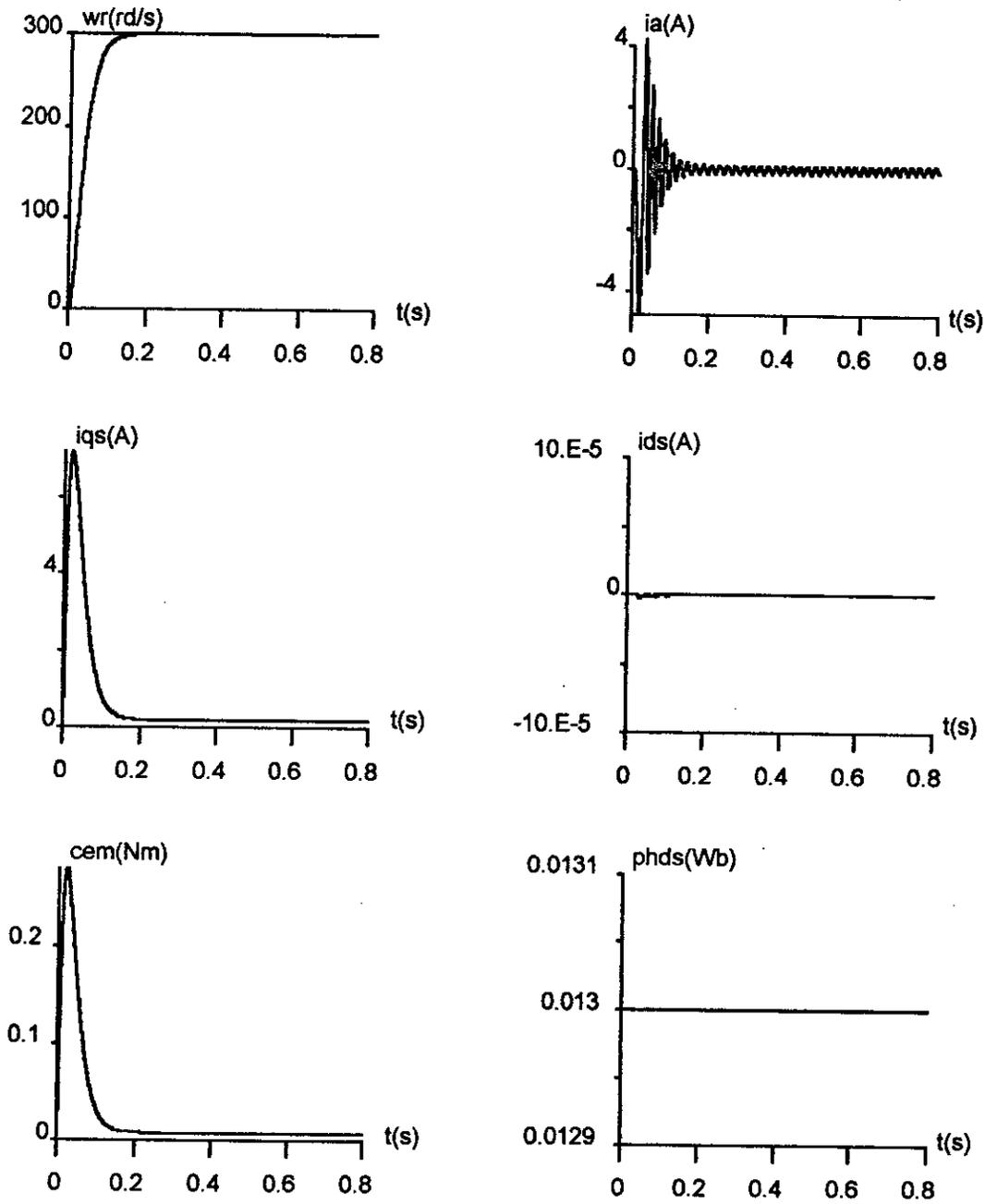


Fig.IV.6.a: Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300 rd/s ($p=25$)

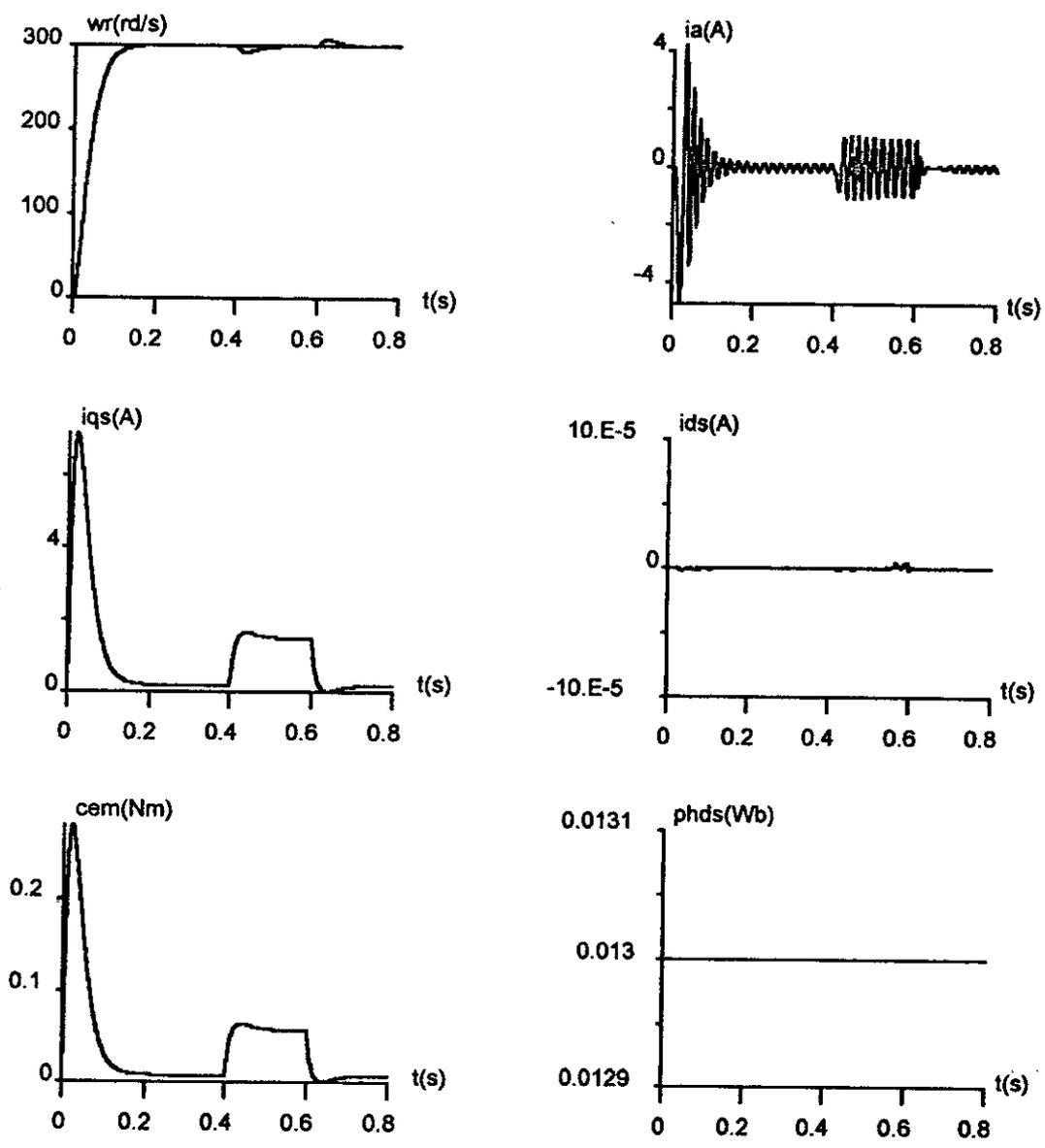


Fig.IV.6.b: Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300 rd/s avec application d'un couple résistant ($C_r=0.05$ N.m, $\rho=25$)

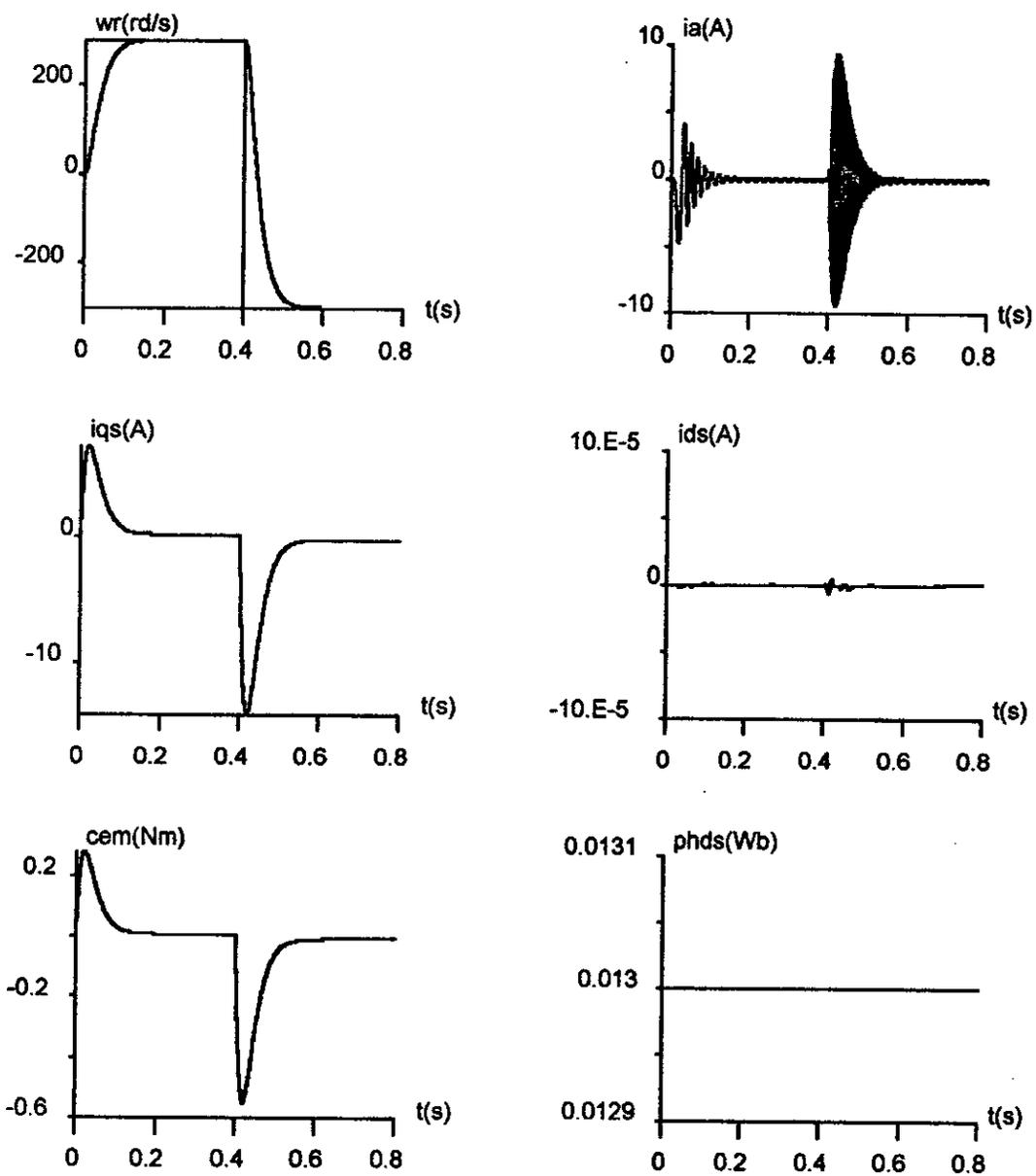


Fig.IV.6.c: Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse de 300 rd/s à -300 rd/s ($p=25$)

IV.5 Application sur l'association onduleur-machine:

La figure (IV.7), représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant i_{qs} , par contre le courant i_{ds} est imposé nul. L'onduleur étant commandé par la technique triangulo-sinusoidale.

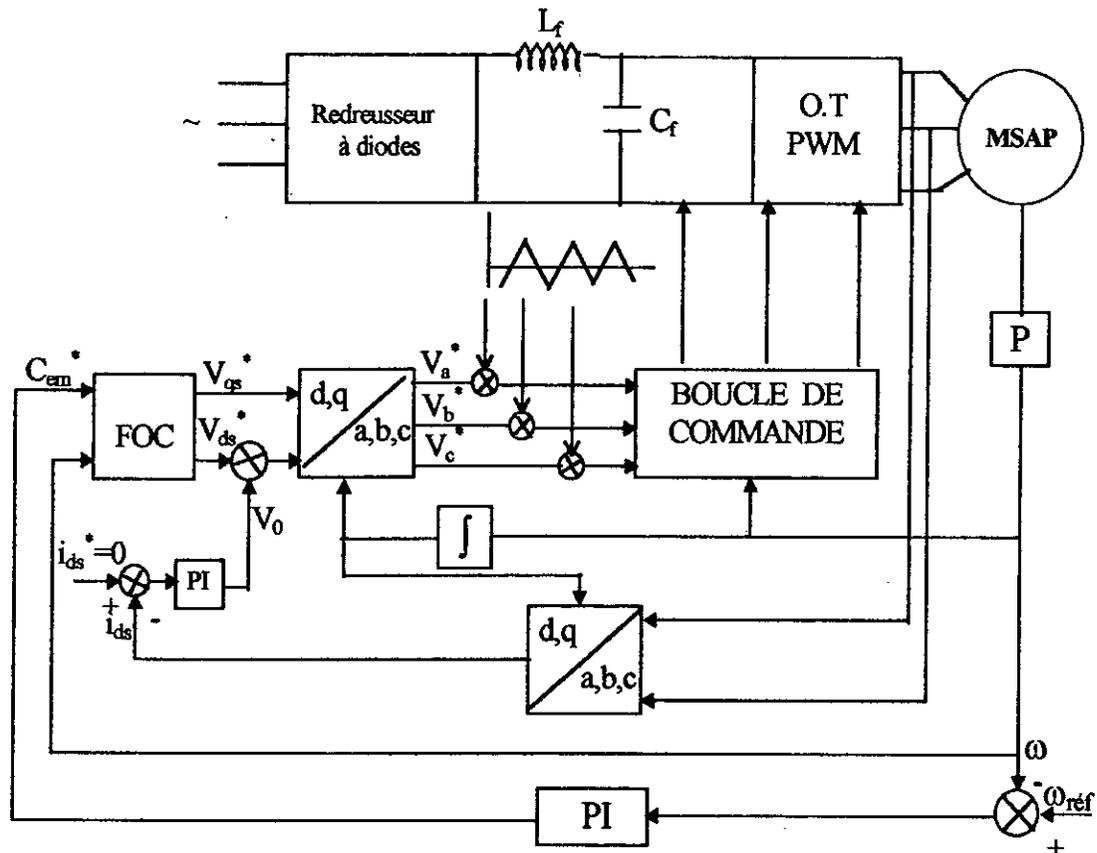


Fig.IV.7: Schéma global de la commande du système dans le repère (d,q).

IV.6 Résultats de simulation :

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (IV.7), où nous avons testé les performances de la commande globale du système dans le cas de réglage de vitesse pour les mêmes essais comme dans le cas précédent.

La comparaison des résultats obtenus de l'association onduleur de tension-MSAP (fig.IV.8) avec ceux obtenus sans onduleur (fig.IV.6), montre de ressemblance notable, et on peut dire que les résultats sont sensiblement identiques. On note que l'application d'un couple résistant ainsi que l'inversion de sens de rotation influent considérablement la composante du courant d'axe direct (i_{ds}).

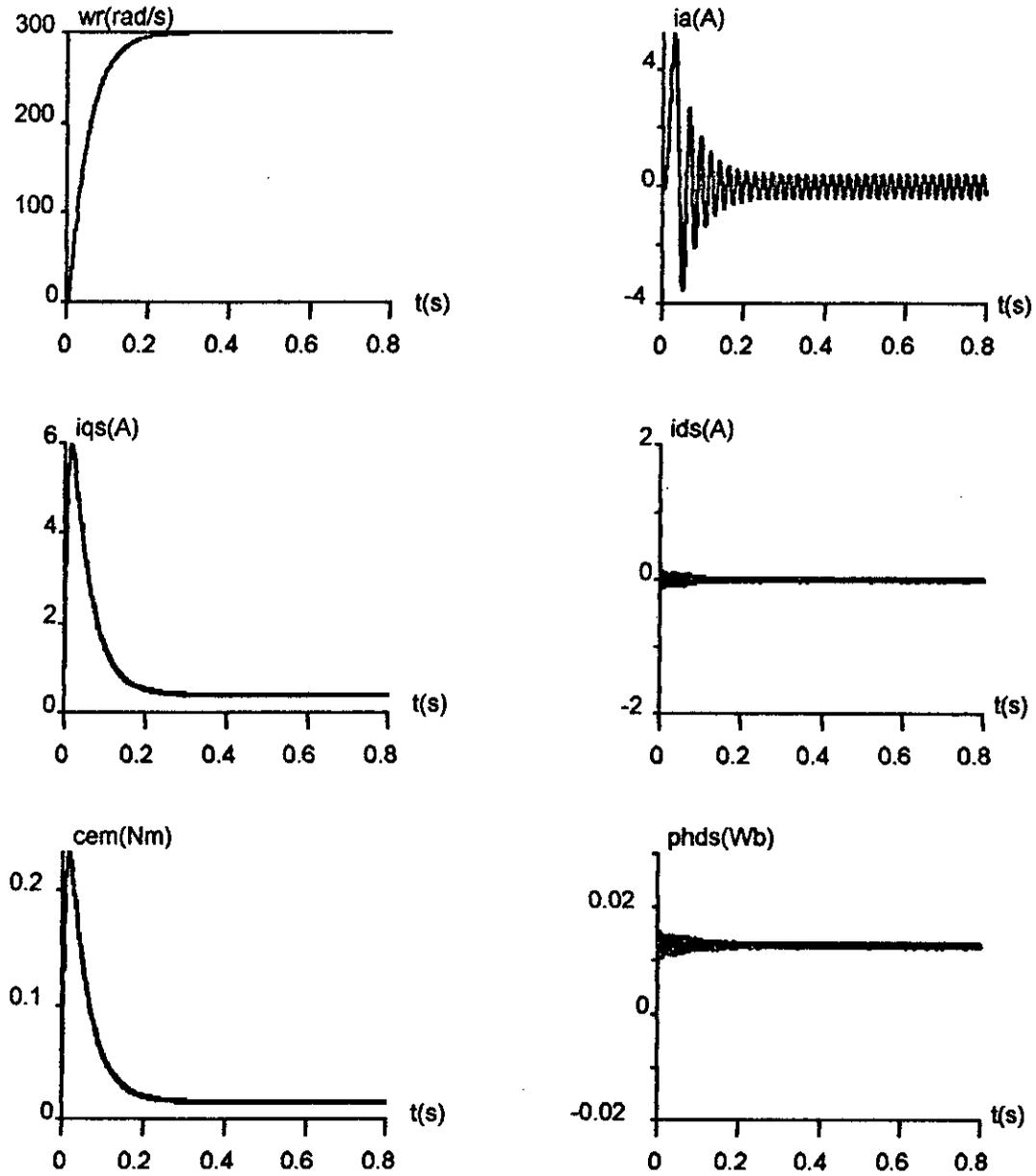


Fig.IV.8.a: Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300 rd/s ($\rho=20$)

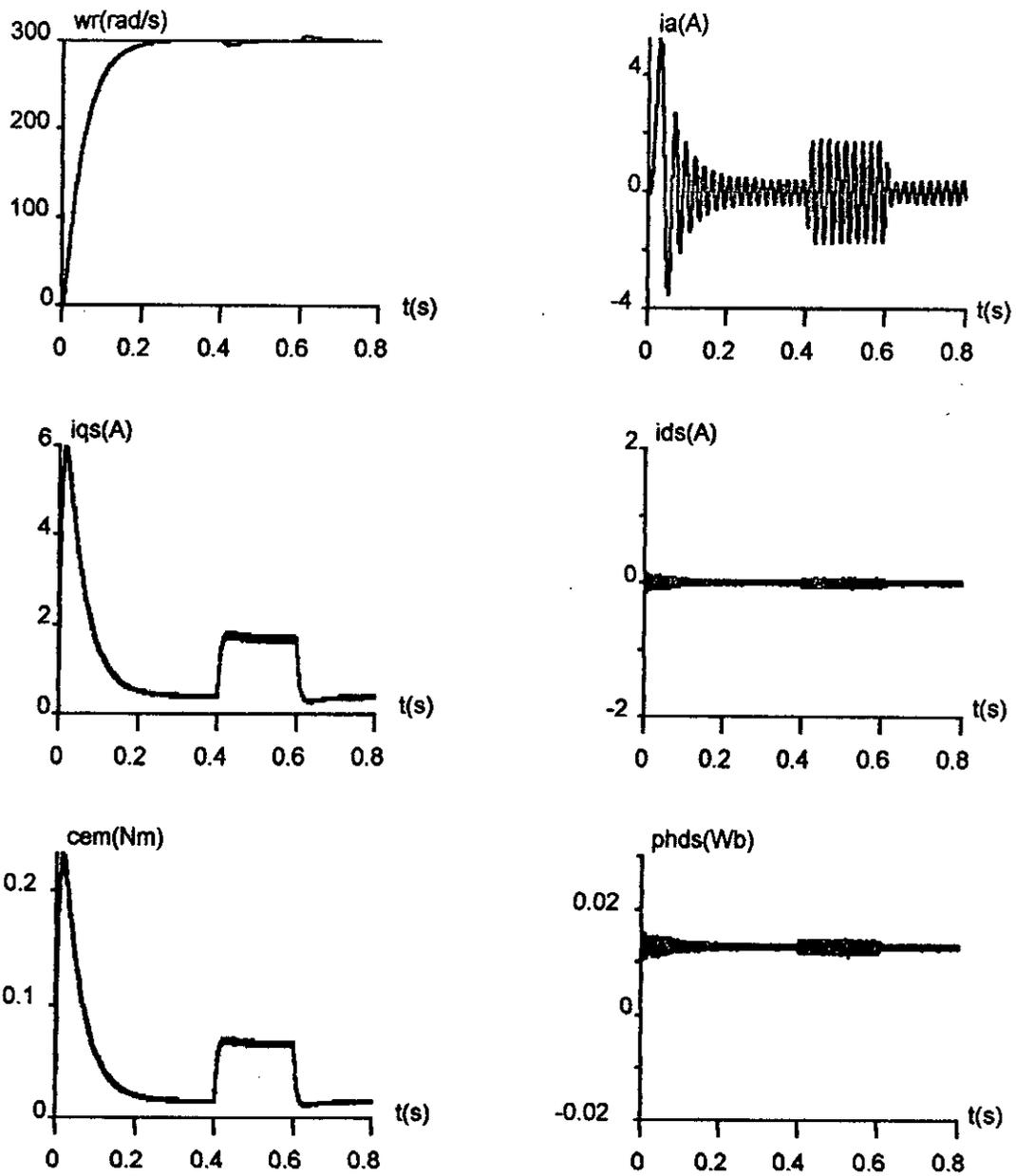


Fig.IV.8.b: Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec application d'un couple résistant entre $t=0.4$ s et $t=0.6$ s.

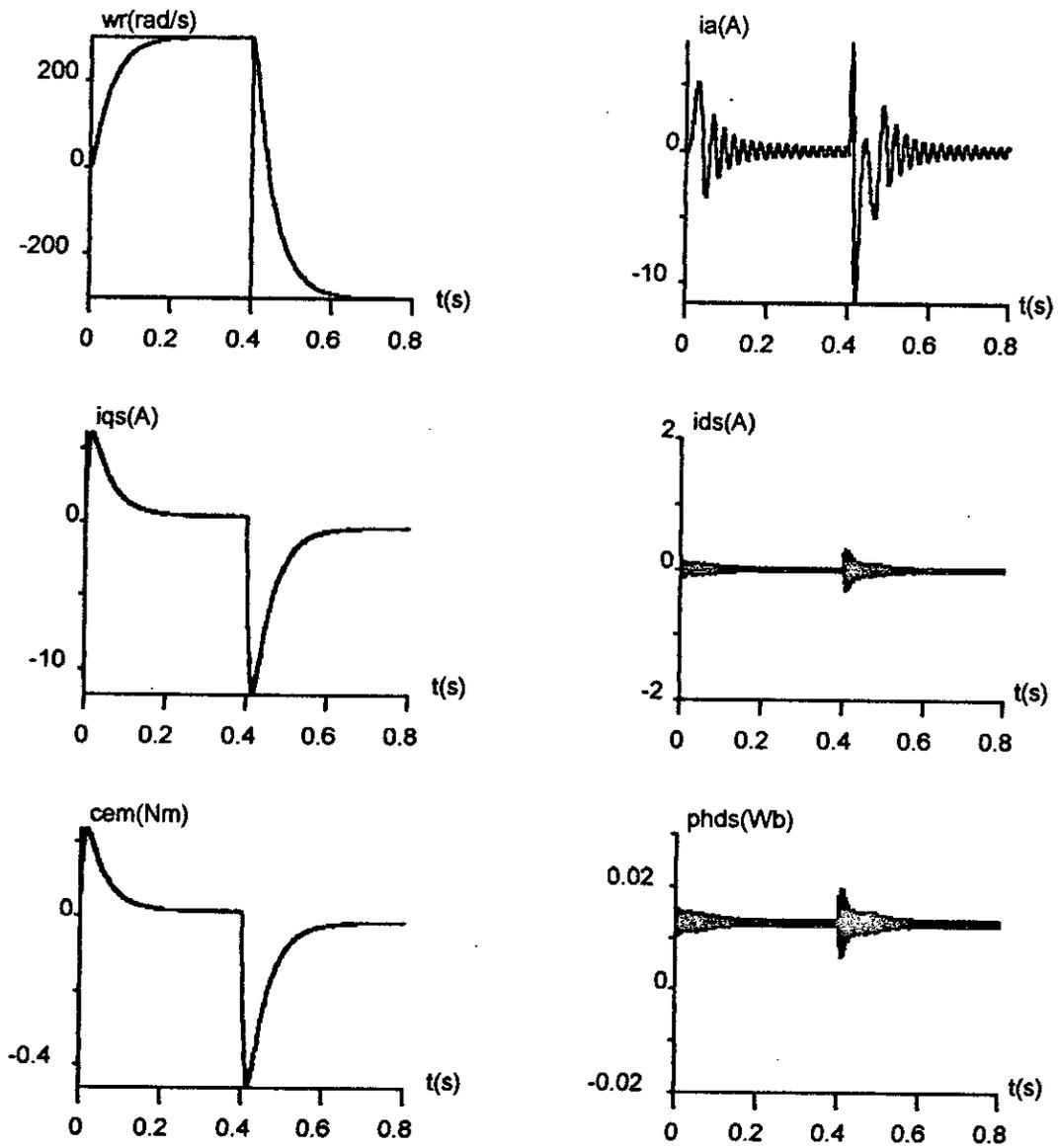


Fig.IV.8.c: Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300 rd/s à -300 rd/s.

IV.7 Réglage de position:

Le positionnement de la machine synchrone à aimants permanents a été rendu possible grâce au découplage de celle-ci, imposé par la commande vectorielle.

La régulation de position peut s'effectuer en ajoutant à la boucle de régulation de vitesse, une boucle supplémentaire de réglage de position, cette boucle peut être une simple boucle proportionnelle. Ce système est représenté à la figure (IV.9).

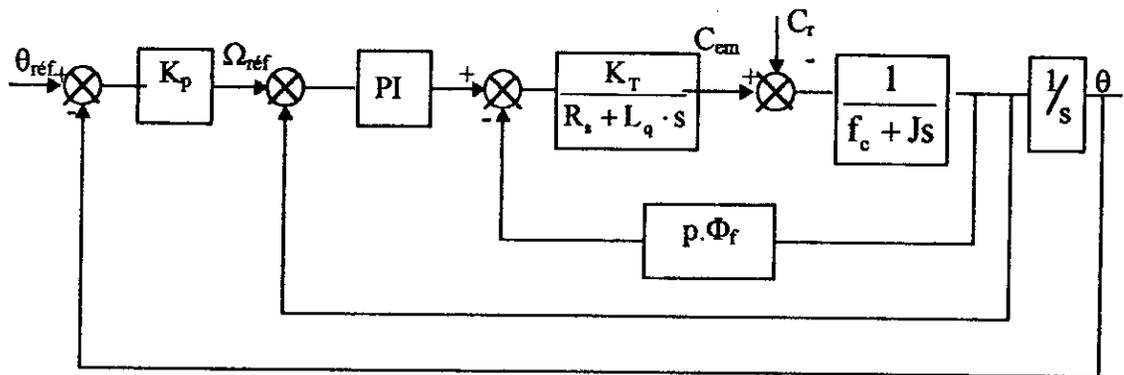


Fig.IV.9 : contrôle de position de la MSAP.

IV.7.1 Description du système global :

La figure (IV.10), illustre le schéma global de l'association onduleur de tension-MSAP avec application de contrôle vectoriel et réglage de position, vitesse et courant i_{ds} . À partir de la position de référence θ_{ref} et de la position mesurée par un capteur de position, un régulateur proportionnel calcule la consigne de vitesse, et par la suite un régulateur PI calcule la consigne de couple, c'est-à-dire le courant i_{qs} souhaité.

La valeur de couple désirée est combinée avec la vitesse mesurée par un bloc de découplage pour fournir les tensions de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* , la combinaison entre ces tensions et la position mesurée permet de calculer, par une transformation inverse de Park, les valeurs souhaitées des tensions V_a^* , V_b^* , V_c^* pour fixer la commande de chaque bras de l'onduleur.

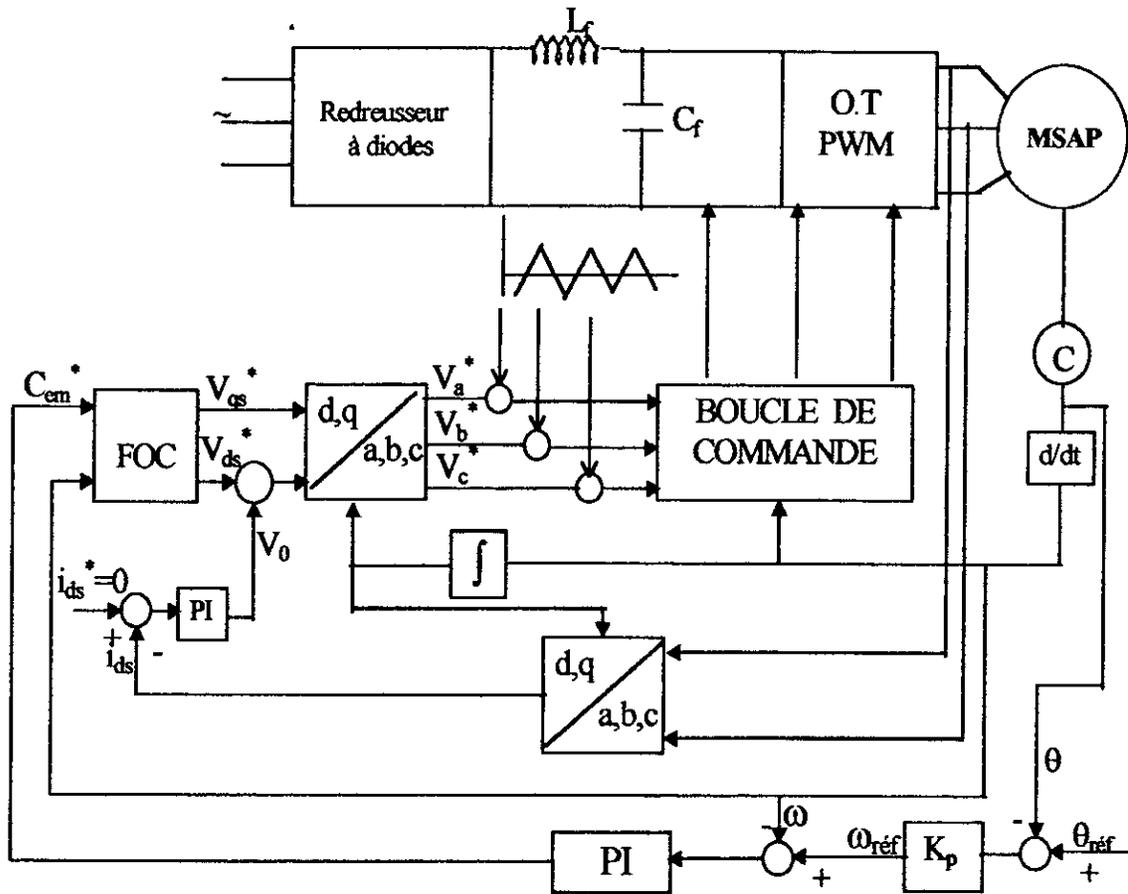


Fig.IV.10: Commande vectorielle de l'association onduleur-MSAP avec réglage de position, vitesse et courant i_{ds} .

IV.7.2 Résultats de simulation :

Afin d'évaluer le comportement de la MSAP lors d'un réglage position, nous avons appliqué la régulation au modèle de la machine (fig.IV.11), puis à l'ensemble onduleur-MSAP (fig.IV.12), pour les trois essais typiques suivantes:

- ◆ positionnement pour une consigne de 10 rd.
- ◆ positionnement puis application d'un couple résistant entre ($t=0.4$ s et $t=0.6$ s).
- ◆ inversion de position de 10 rd vers -10 rd.

L'analyse des courbes obtenues (fig IV.11) et (fig IV.12) montre que la poursuite pour une consigne de position de 10rd est satisfaisante avec un faible temps de réponse

(0.28 s environ), l'introduction d'un couple résistant n'influe pratiquement pas les performances de réglage. Comme on peut le constater l'inversion de la position du moteur est rapide (0.28 s environ). Le régime de fonctionnement imposé à la machine, n'infecte pas le découplage de celle-ci, comme le montre les courbes des courants i_{ds} et i_{qs} et celle du couple électromagnétique. On note que l'inversion de la position influe sur le courant i_{ds} beaucoup plus au niveau du l'ensemble onduleur-MSAP que dans le cas du modèle seul (fig.IV.11.c, fig.IV.12.c).

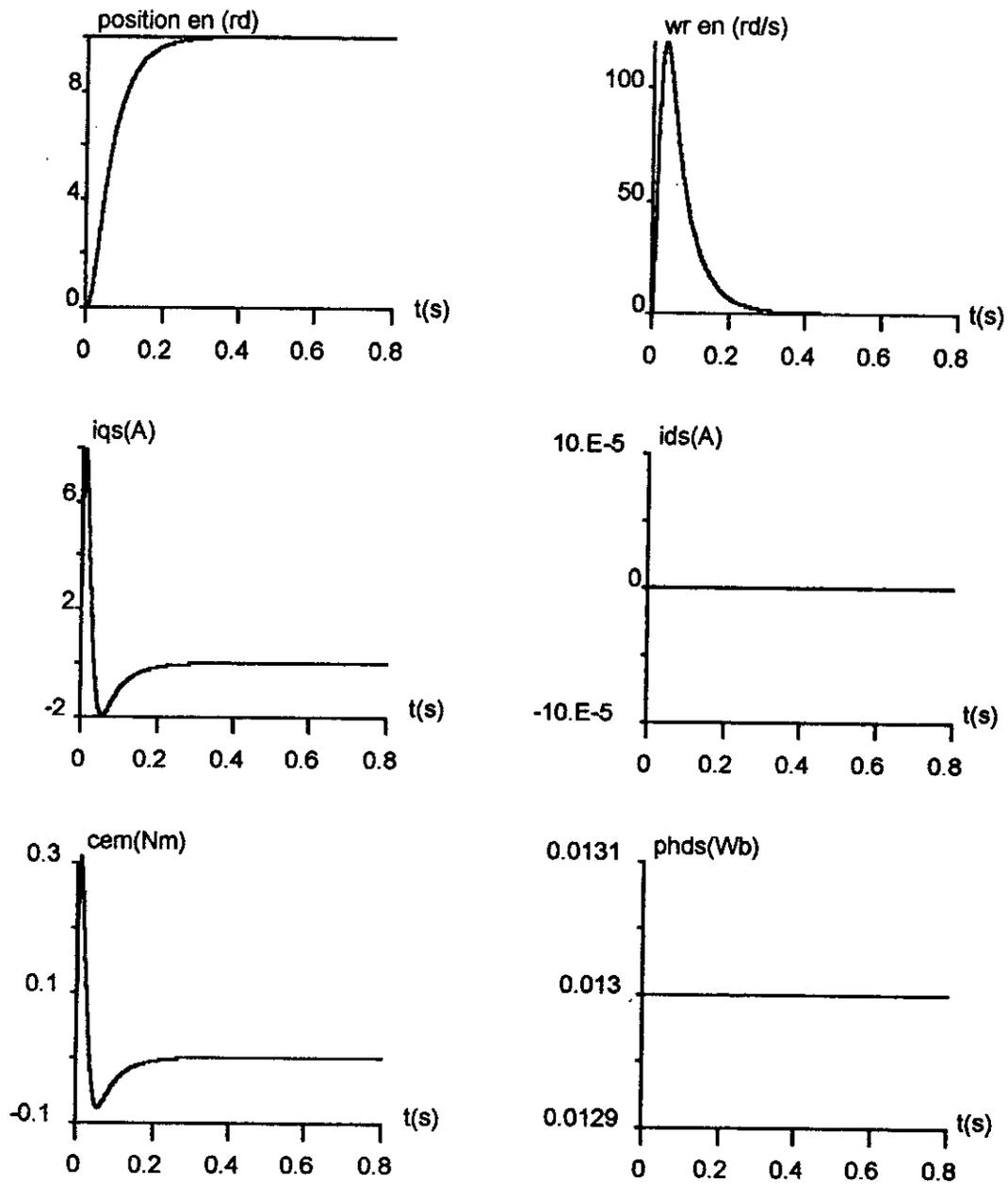


Fig.IV.11.a: Réponse dynamique de la machine pour une consigne de position de 10 rd.

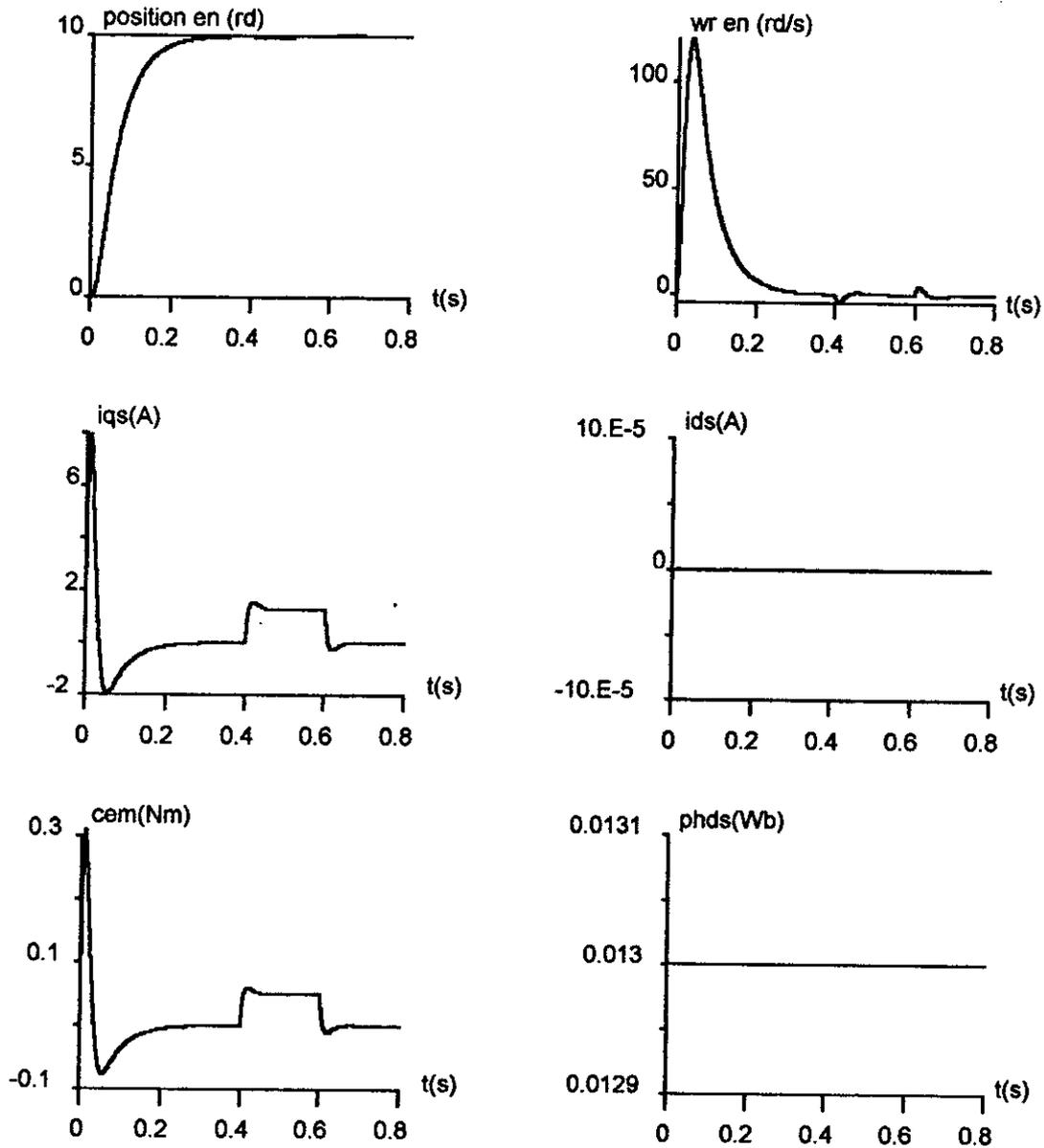


Fig.IV.11.b: Réponse dynamique de la machine pour une consigne de position de 10 rd avec application d'un couple résistant ($C_r=0.05$ N.m).

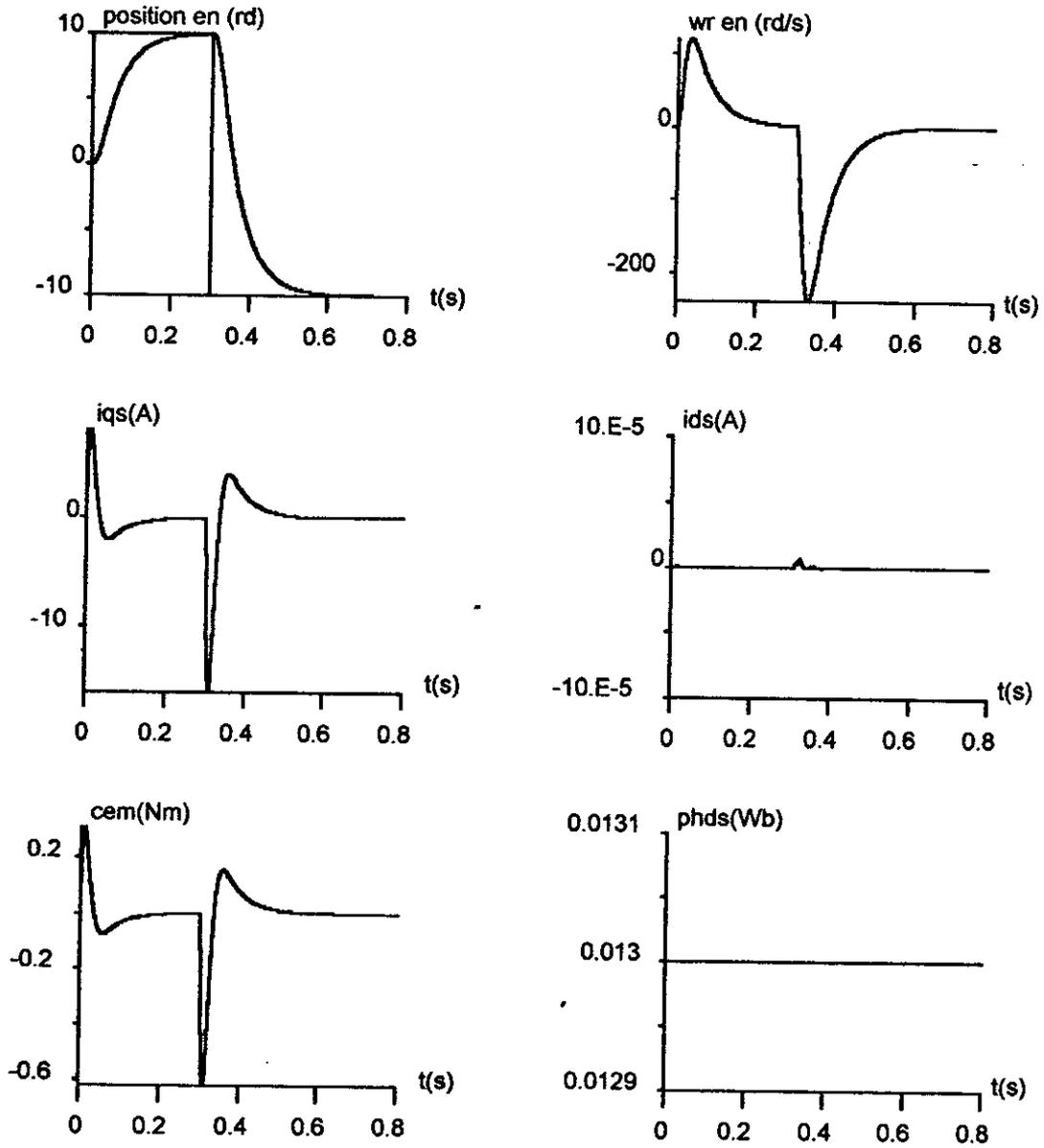


Fig.IV.11.c: Réponse dynamique de la machine suite à une inversion de position

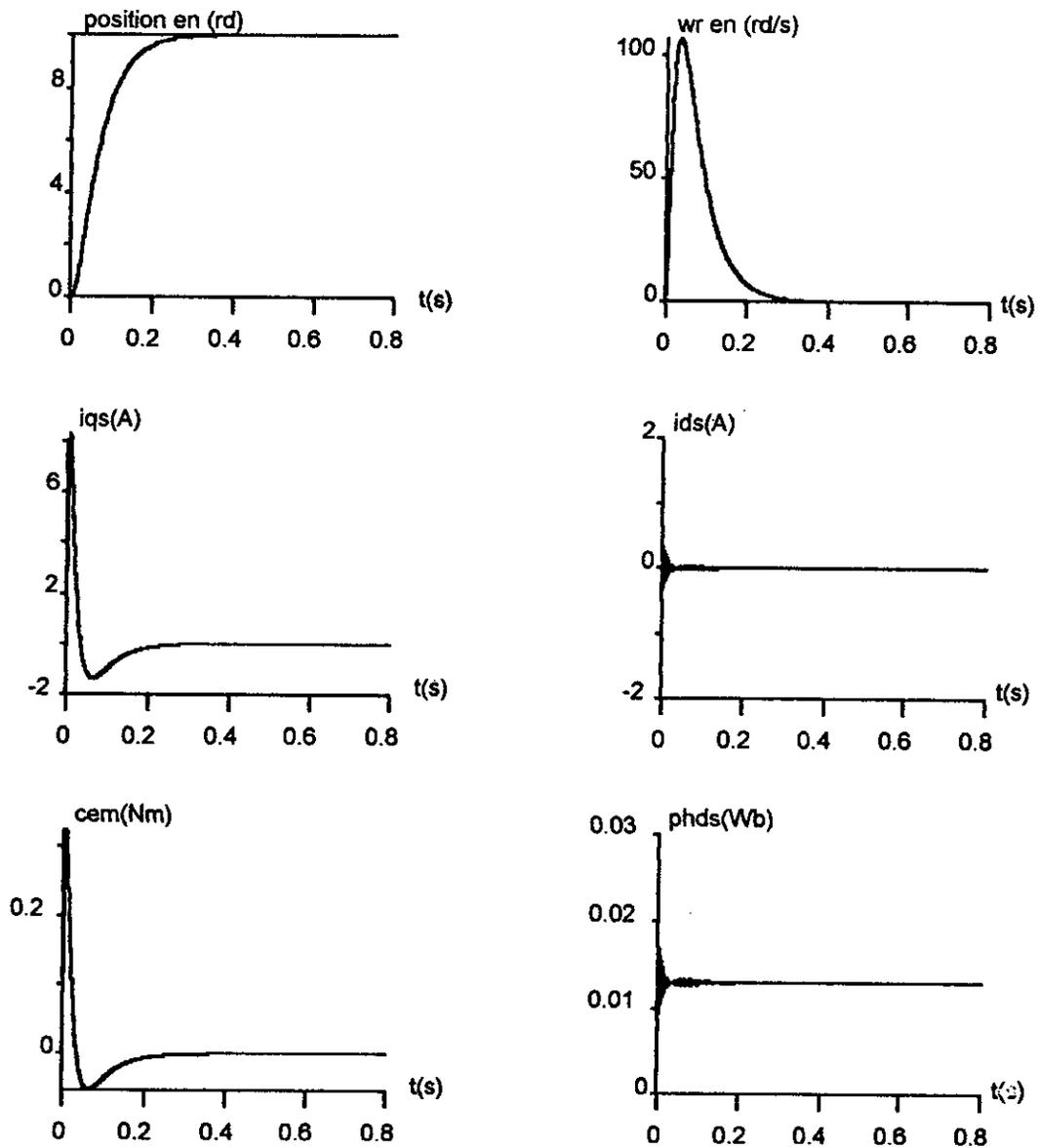


Fig.IV.12.a: Réponse dynamique de l'association onduleur-MSAP pour une consigne de position de 10 rd.

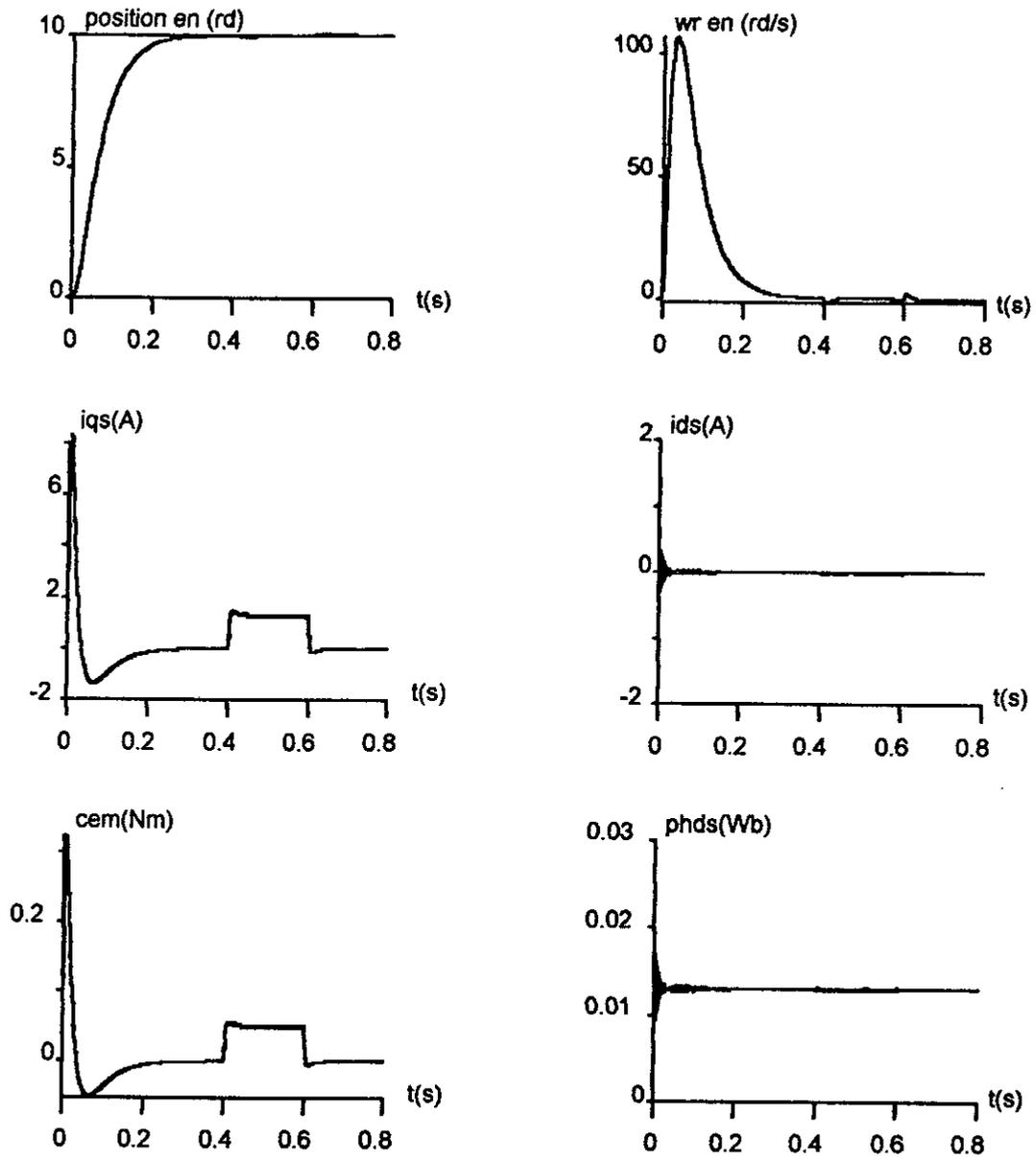


Fig.IV.12.b: Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de position de 10 rd avec application d'un couple résistant ($C_r=0.05$ N.m).

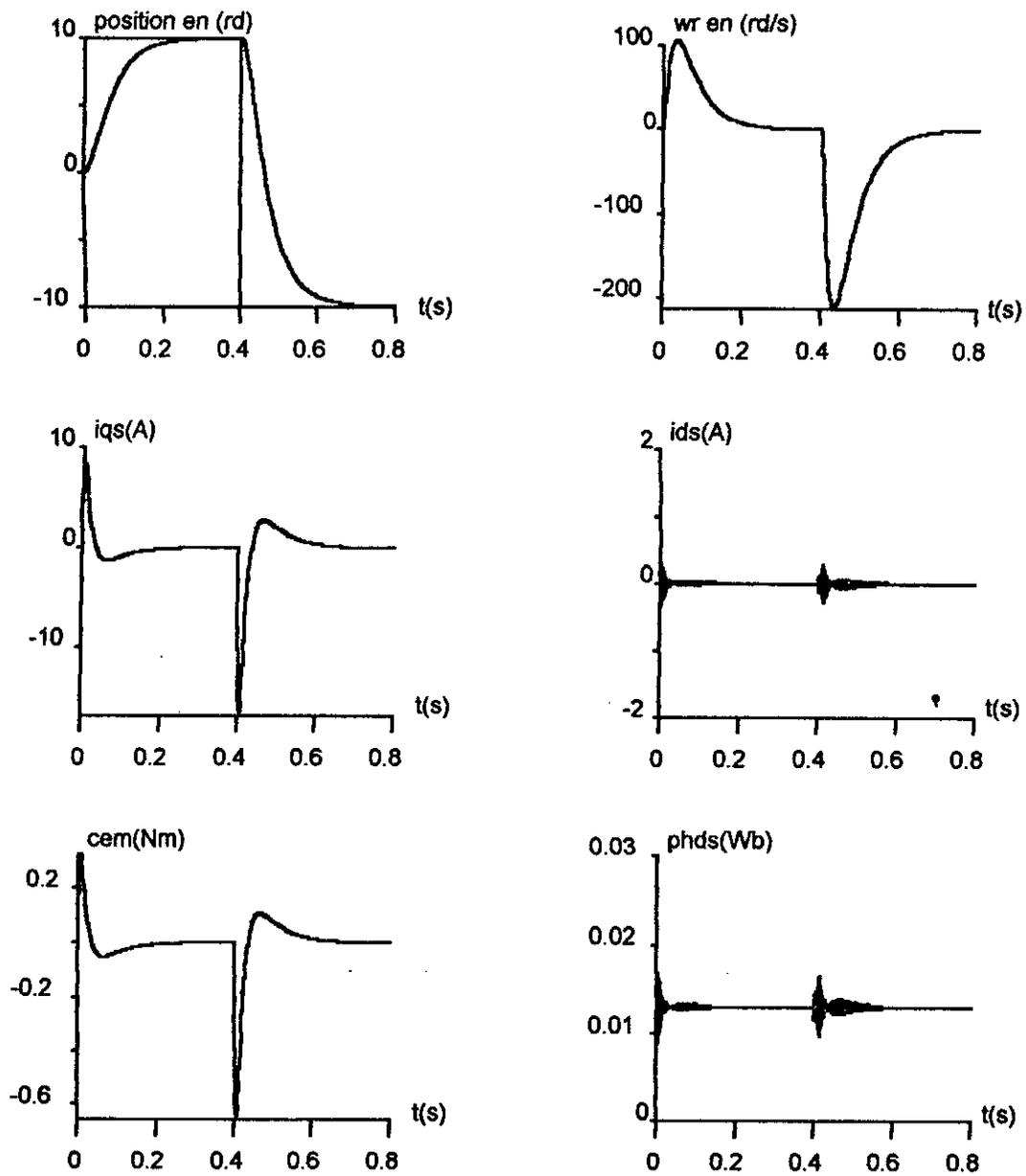


Fig.IV.12.c: Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP suite à une inversion de position.

IV.8. Etude de la robustesse du réglage:

Aux sections précédentes, nous avons vu que le découplage et la régulation de vitesse et du courant d'axe direct i_{d0} dans le repère (d, q), dépendent des paramètres électriques et mécaniques (R_s , l_d , l_q , J) de la machine. Une étude de stabilité et de la robustesse de la régulation et du découplage du système, en présence des erreurs sur les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents, est donc nécessaire.

IV.8.1 Robustesse du réglage et du découplage vis-à-vis de la variation des paramètres électriques et mécaniques :

Afin de tester la robustesse du réglage et du découplage vis-à-vis de la variation des paramètres électriques et mécaniques, nous simulons le comportement de la MSAP dans les deux cas suivants :

- augmentation de 200% de la résistance statorique (R_s).
- augmentation de 150% du moment d'inertie (J).

Les résultats de simulation de la MSAP, lorsque on fait augmenter de 200% la résistance statorique R_s , sont représentés par la figure (IV.13.a), nous notons que les courbes sont parfaitement identiques.

La figure (IV.13.b), illustre le comportement de la MSAP, lors d'une variation du moment d'inertie (J), on constate que la dynamique du système est un peu lente par rapport au cas normal, avec en plus un léger dépassement de la vitesse, ce qui montre que le système n'est pas robuste vis-à-vis de la variation de J .

IV.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, le réglage de vitesse et de position de la machine synchrone à aimants permanents, a donné des résultats intéressants, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent. Le découplage entre le couple et le flux est parfait, ce qui montre que l'imposition d'un régime de fonctionnement à la machine n'influe pas sur le découplage de celle-ci.

Il apparaît, suite à l'étude de la robustesse des algorithmes de commande, que le système est sensible aux variations du moment d'inertie (J), alors qu'il est moins sensible aux variations de la résistance (R_s).

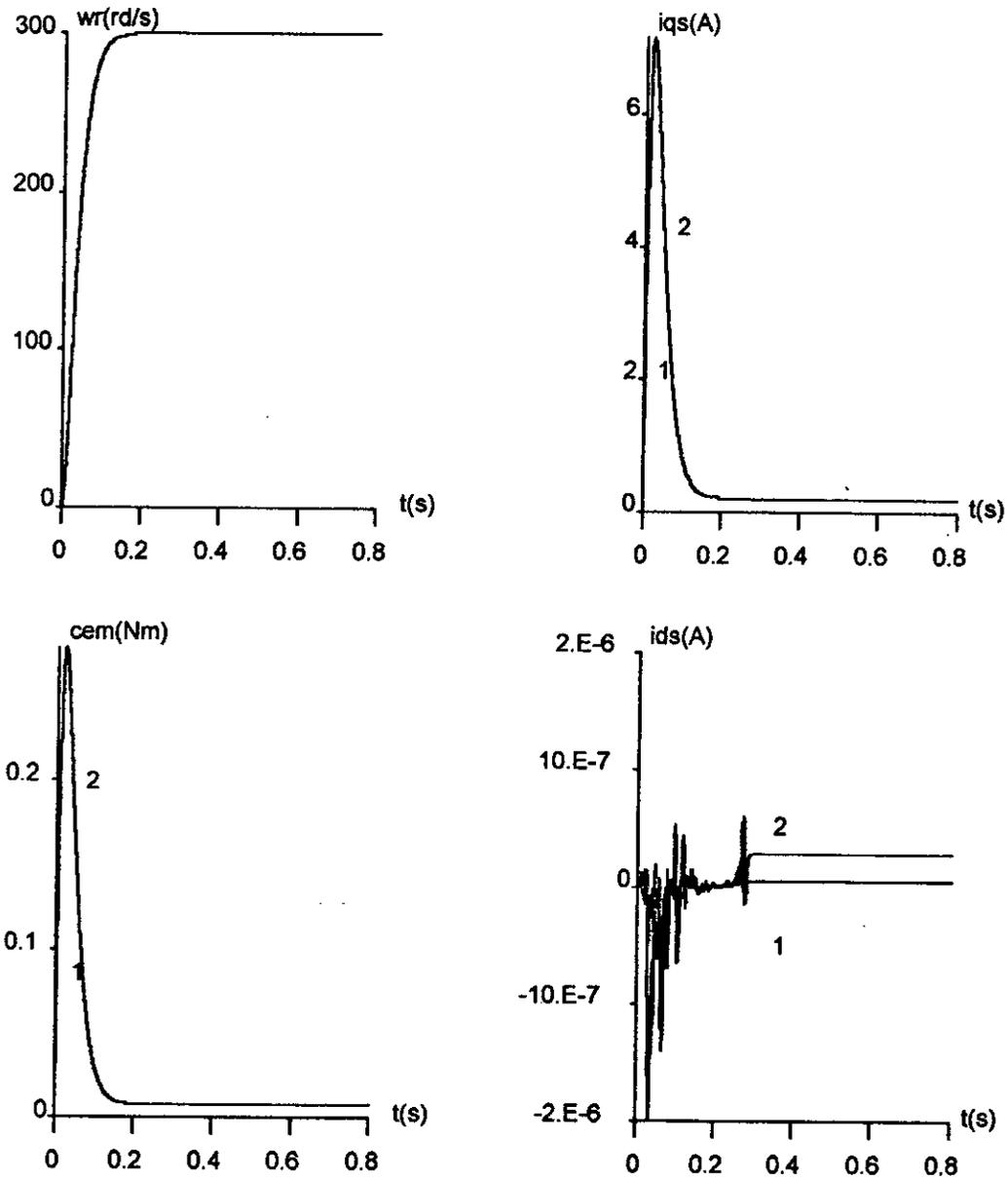


Fig.IV.13.a: Etude de la robustesse vis à vis de la variation de la résistance statorique R_s de 200%.

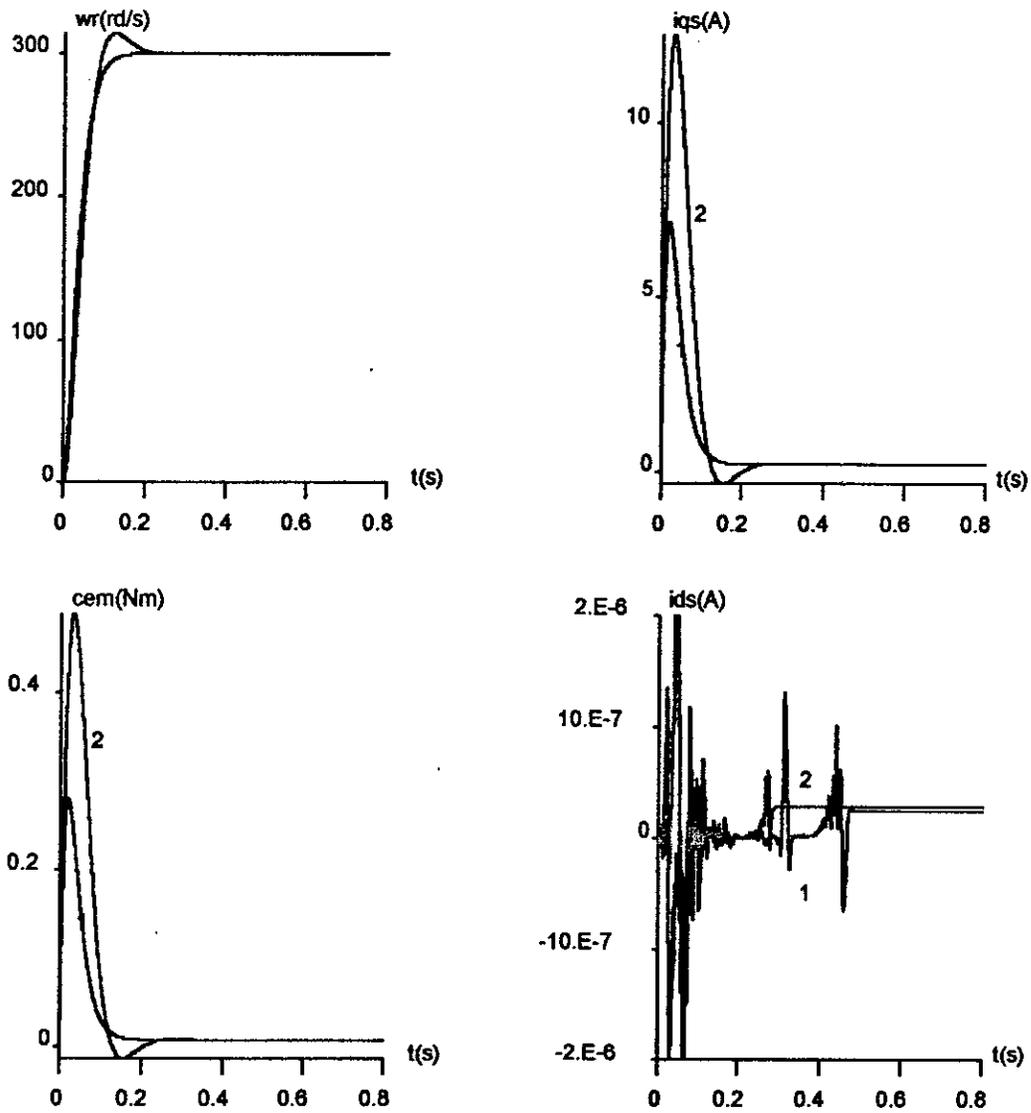


Fig.IV.13.b: Etude de la robustesse vis à vis de la variation du moment d'inertie (J) de 150%.

CHAPITRE V

COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE

V.1 Introduction:

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en oeuvre un réglage classique en utilisant des régulateurs, ce réglage donne des résultats satisfaisants seulement dans le cas où les paramètres de la machine ne variaient pas, mais dans certaines applications ces paramètres peuvent largement varier, ce qui gêne le fonctionnement du système, cela exige l'élaboration d'un autre type de commande plus performant.

La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de résoudre le problème de la variation des paramètres internes de la machine, l'une des méthodes de commande adaptatives consiste à déterminer un système réalisant les performances exigées (répond au cahier de charge), on cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte comme un modèle de référence, cette technique de commande porte le nom de commande adaptative par modèle de référence [21].

Dans cette partie, on s'intéresse à développer la commande adaptative à modèle de référence.

V.2 Principe de la commande adaptative par modèle de référence :

La commande adaptative par modèle de référence a été développée par WHITAKER et ses collègues à M.I.T en 1958 [25]. Ces dernières années elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus ou partiellement connus. Le principe de tels systèmes est de décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable. L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable tende asymptotiquement vers zéro.

Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit :

- pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres [22], soit :
- par la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelé adaptation par signal de synthèse [22, 24].

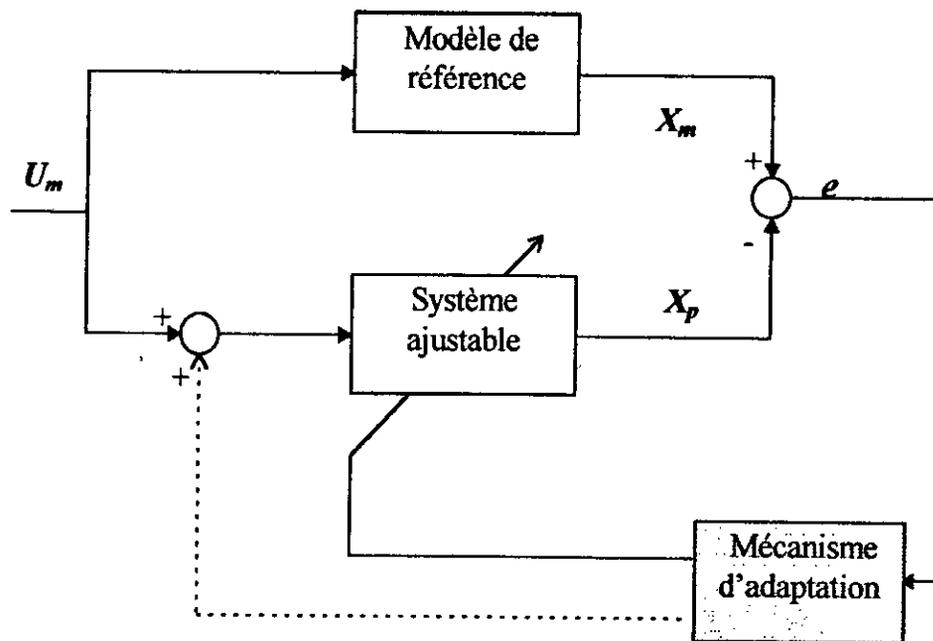


Fig.V.1: Schéma de principe de la commande adaptative par modèle de référence.

V.2.1 Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence :

De par les liens existant entre la prédiction et l'estimation d'une part et la commande d'autre part, on peut considérer trois structures de systèmes adaptatifs [21]:

a)- Structure parallèle :

C'est la structure la plus connue, nommée la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification (fig.V.2).

b)- Structure série parallèle :

Dans cette structure on distingue deux cas :

◆ Le système ajustable est placé d'une part en série avec le modèle de référence d'autre part, en parallèle avec celui-ci (fig.V.3).

◆ le modèle de référence est placé d'une part en série avec le système ajustable d'autre part en parallèle avec celui-ci (fig.V.4).

c)- Structure série :

Dans ce cas le modèle de référence et le système ajustable sont en série (fig.V.5), cette structure est souvent connue par la méthode de l'erreur d'entrée [24].

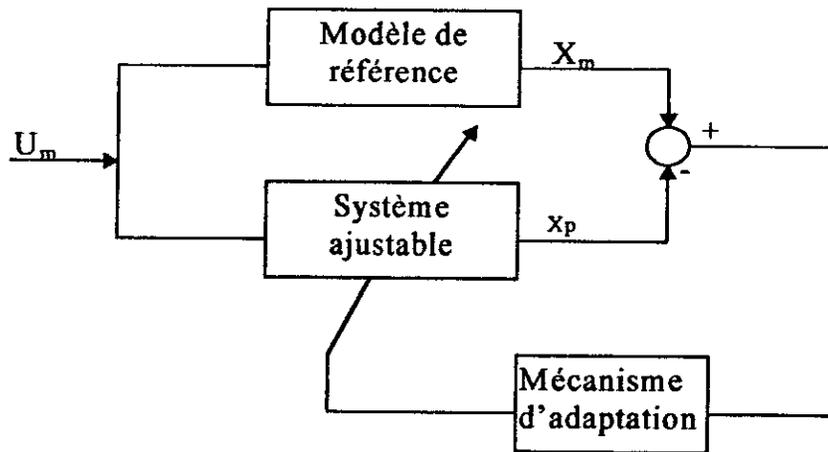


Fig.V.2: Structure parallèle.

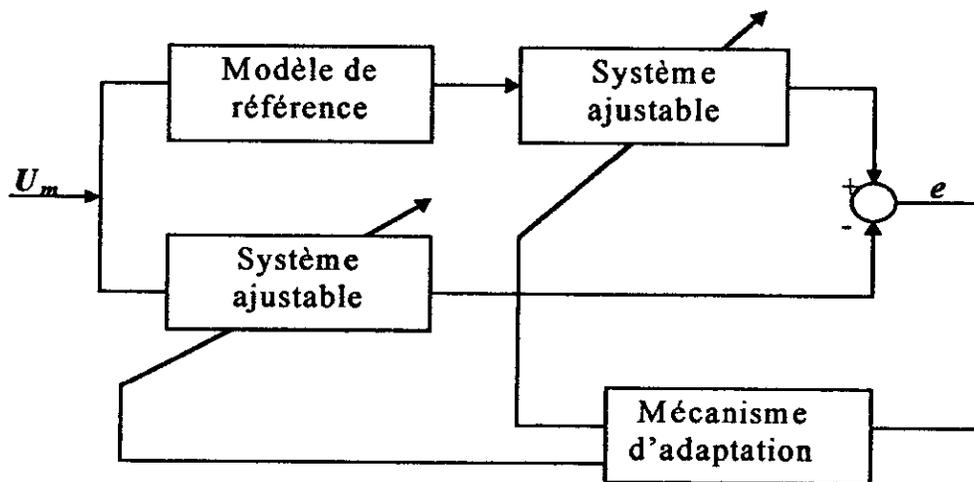


Fig.V.3 : Structure série-parallèle.

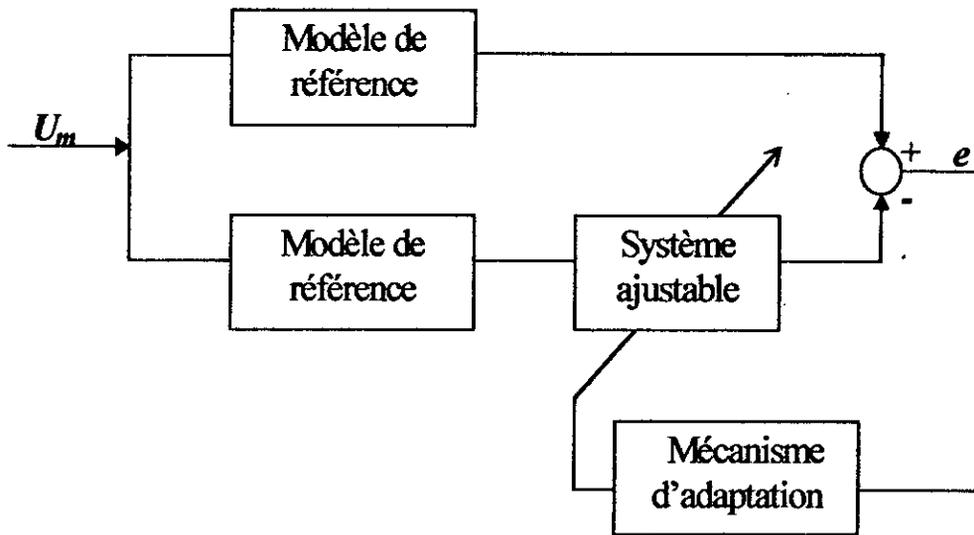


Fig.V.4 : Structure série parallèle.

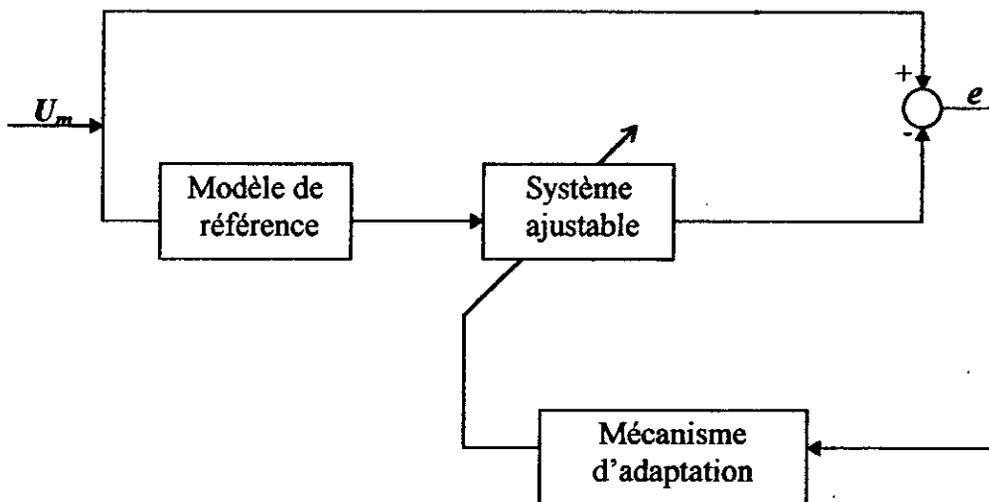


Fig.V.5 : Structure série.

V.3 Description mathématique de la commande adaptative par modèle de référence (MRAC) :

Avant de synthétiser les lois d'adaptation, certaines hypothèses de base doivent être posées [22] :

- 1)- Le modèle de référence doit être un système linéaire invariant dans le temps.
- 2)- Le modèle de référence et le système ajustable ont la même dimension.
- 3)- Tous les paramètres du système ajustable sont accessibles pour l'adaptation (dans le cas de l'adaptation paramétrique).
- 4)- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.
- 5)-Aucun signal, autre que le vecteur d'entrée, n'agit sur le système.
- 6)- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue.
- 7)-Le vecteur erreur d'état et de sortie sont mesurables.

Cet ensemble d'hypothèses constitue le cas idéal et permet un traitement analytique directe du MRAS (systèmes adaptatives a modèle de référence). Mais dans les situations réelles, ces conditions ne sont pas toujours satisfaites. Ces conditions qui violent les hypothèses de base résumant comme suit [22] :

- 1)- Le modèle de référence est un système non linéaire variable dans le temps.
- 2)- Le système ajustable est un système non linéaire variable dans le temps.
- 3)- Le modèle de référence et le système ajustable n'ont pas la même dimension.
- 4)- Les paramètres du système ajustable ne sont pas tous accessibles pour l'adaptation.
- 5)- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation, mais ils sont aussi l'objet d'autres perturbations paramétriques.
- 6)- Les perturbations sont appliquées à différentes parties du système.
- 7)- La mesure du vecteur erreur est toujours affectée par un bruit.

Dans ce qui suit, on développera l'MRAS dans le cas général pour la structure parallèle-parallèle, en utilisant la représentation d'état (fig. V.6).

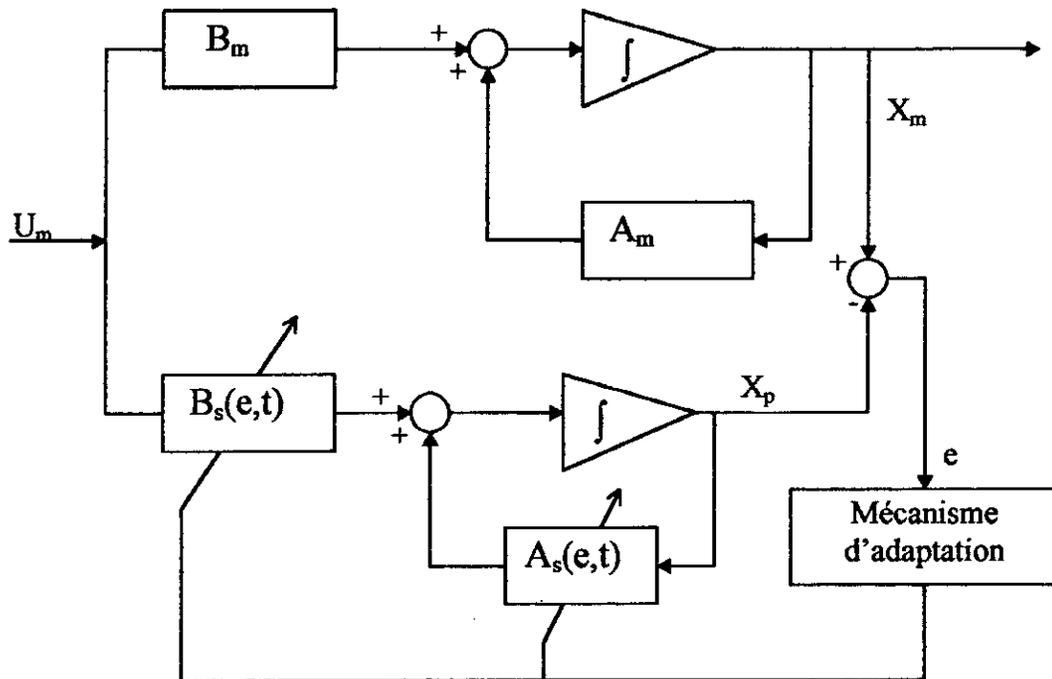


Fig.V.6 : Représentation parallèle-parallèle du MRAS dans l'espace d'état.

La représentation du modèle de référence dans l'espace d'état est donné par :

$$\dot{X}_m = A_m \cdot X_m + B_m \cdot U_m \tag{V.1}$$

X_m : vecteur d'état de dimension n.

U_m : vecteur de commande de dimension m.

B_m : matrice constante de dimension $n \times m$.

A_m : matrice d'Hurwitz de dimension $n \times n$.

Le système ajustable (le processus et les organes de commande) étant d'écrit par[21]:

$$\begin{cases} \dot{x}_p = A_s(e,t) \cdot x_p + B_s(e,t) \cdot u_m \\ x_p(0) = x_{p0}, A_s(0) = A_{s0}, B_s(0) = B_{s0} \end{cases} \tag{V.2}$$

$A_s(e,t)$ et $B_s(e,t)$ sont des matrices variables dans le temps de dimension $(n \times n)$ et $(n \times m)$ respectivement.

Ces matrices contiennent les paramètres des contrôleurs qui doivent être adaptés de façon à ce que le système ajustable se comporte comme le modèle de référence c'est-à-dire que l'écart $e = x_m - x_p$ tend vers zéro.

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e} = A_m \cdot e - \dot{x}_p \quad (V.3)$$

est régit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{e} = A_m \cdot e + [A_m - A_s(e, t)] \cdot x_p + [B_m - B_s(e, t)] \cdot u_m \quad (V.4)$$

Dans le cas de l'adaptation paramétrique, on veut que le mécanisme d'adaptation ait de la mémoire (c'est-à-dire qu'il mémorise les bonnes valeurs des paramètres dernièrement trouvés), ce qui conduit à l'introduction dans le mécanisme d'adaptation d'un intégrateur qui aura pour effet de rendre les paramètres du système ajustable à l'instant t dépendant non seulement de $e(t)$ mais aussi de $e(\tau)$ avec $\tau < t$.

La loi d'adaptation sera définie par [22]:

$$\begin{cases} A_s(e, t) = F(e, \tau, t) + A_s(0) & 0 < \tau < t \\ B_s(e, t) = G(e, t, \tau) + B_s(0) & 0 < \tau < t \end{cases} \quad (V.5)$$

où F et G déterminent la relation entre A_s et B_s et le vecteur e dans l'intervalle $0 < \tau < t$.

En utilisant les équations (V.4) et (V.5), l'équation différentielle qui caractérise la dynamique de l'erreur devient :

$$\dot{e} = A_m \cdot e + [A_m - A_s(0) - F(e, t, \tau)] \cdot x_p + [B_m - B_s(0) - G(e, t, \tau)] \cdot u_m \quad (V.6)$$

La représentation équivalente de cette équation est illustré à la figure (V.7).

Les matrices $A_s(e,t)$ et $B_s(e,t)$ peuvent être réécrites comme suit [22]:

$$\begin{cases} A_s(e,t) = \int_0^t \Phi_1(v,t,\tau) d\tau + \Phi_2(v,t) + A_s(0) \\ B_s(e,t) = \int_0^t \Psi_1(v,t,\tau) d\tau + \Psi_2(v,t) + B_s(0) \end{cases} \quad (V.7)$$

Les premiers termes assurent la mémorisation du mécanisme d'adaptation et les seconds termes deviennent nulles quand $V=0$ ($e=0$).

Φ_1 et Φ_2 : sont des matrices de dimension $(n \times n)$.

Ψ_1 et Ψ_2 : sont des matrices de dimension $(m \times n)$.

Dans le cas où le bloc linéaire est réel et strictement positif, il existe une matrice définie positive P et une matrice arbitraire définie positive Q , tel que [21]:

$$\begin{cases} P \cdot A_m + A_m^T \cdot P = -Q \\ P = D \end{cases} \quad (V.8)$$

le bloc non linéaire défini par (V.7) doit satisfaire l'inégalité de Popov [annexe B] :

$$\eta(0, t_1) \geq -\gamma_0^2 \quad (V.9)$$

la solution de cette inégalité est donnée par Landau [22] :

$$\begin{aligned} \Phi_1(v,t,\tau) &= F_A(t-\tau) V(\tau) [G_A x(\tau)]^T, \tau \leq t \\ \Phi_2(v,t) &= F'_A(t) V(t) [G'_A x(t)]^T \\ \Psi_1(v,t,\tau) &= F_B(t-\tau) V(\tau) [G_B u(\tau)]^T, \tau \leq t \\ \Psi_2(v,t) &= F'_B(t) V(t) [G'_B u(t)]^T \end{aligned} \quad (V.10)$$

où :

$F_A(t-\tau)$ et $F_B(t-\tau)$ sont des matrices définies positives, dont les transformés de Laplace, sont des matrices de transfert positives réelles possédant un pôle $s=0$.

G_A et G_B sont des matrices constantes définies positives.

$F'_A(t), F'_B(t), G'_A(t)$ et $G'_B(t)$ sont des matrices définies positives variables dans le temps pour $t \geq 0$.

En faisant un choix particulier, les matrices $\Phi_1(v,t,\tau)$, $\Phi_2(v,t)$, $\Psi_1(v,t,\tau)$ et $\Psi_2(v,t)$ peuvent être choisies sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 F_A(t-\tau) &= F_A > 0 \\
 F_B(t-\tau) &= F_B > 0 \\
 F'_A(t) &= F'_A, F'_B(t) = F'_B \\
 G'_A(t) &= G'_A, G'_B(t) = G'_B
 \end{aligned}
 \tag{V.11}$$

V.4 Commande linéaire par poursuite d'un modèle:

Dans cette partie nous développons la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence, la structure utilisée est la plus fréquente celle du parallèle-parallèle, dont la description mathématique a été développée dans la section précédente.

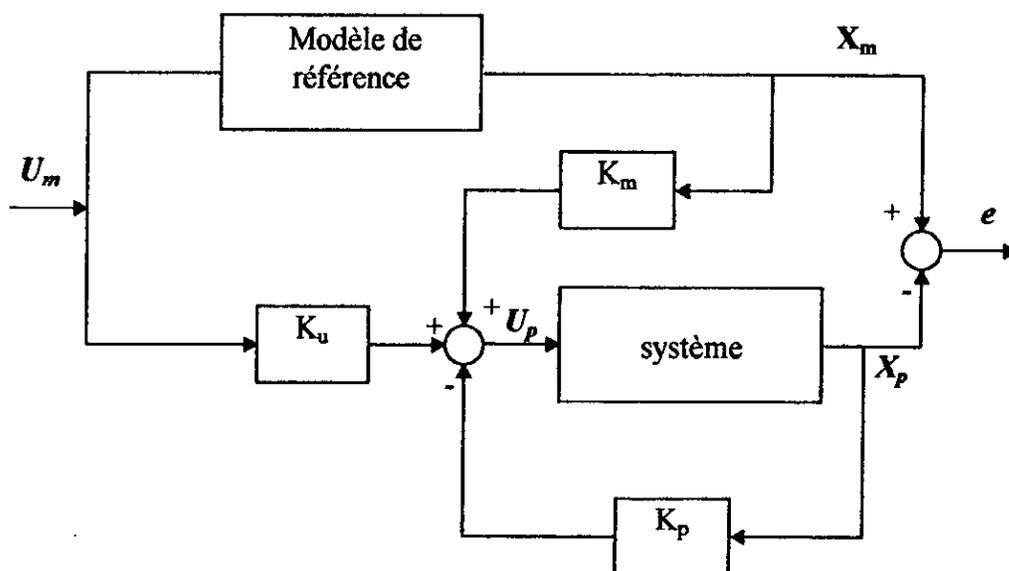


Fig.V.8: Commande linéaire par poursuite d'un modèle.

Le modèle de référence est :

$$\dot{X}_m = A_m X_m + B_m \cdot U_m
 \tag{V.12}$$

A_m : matrice d'Hurwitz.

Le système est défini par :

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_p \cdot U_p \quad (V.13)$$

Considérons le système représenté à la figure (V.8), la commande U_p est décrit par :

$$U_p = -K_p X + k_m X_m + K_U U_m \quad (V.14)$$

$A_m, B_m, A_p, B_p, K_m, K_p$ et K_U sont des matrices constantes des dimensions appropriées.

l'erreur d'état est donnée par :

$$e = X_m - X_p \quad (V.15)$$

A partir des équations (V.12), (V.13), (V.14) et (V.15), la dynamique de l'erreur est régit par:

$$\dot{e} = (A_m - B_p K_m) \cdot e + [A_m - A_p + B_p (K_p - K_m)] \cdot X_p + (B_m - B_p K_u) \cdot U_m \quad (V.16)$$

Pour avoir une poursuite parfaite, il suffit d'imposer la condition suivante:

$$[A_m - A_p + B_p (K_p - K_m)] \cdot X_p + (B_m - B_p K_u) \cdot U_m = 0 \quad (V.17)$$

Pour tout $X_p \in \mathbb{R}^n$, $U_m \in C^m$, où C^m : espace des commandes admissibles.

pour que l'équation (VI.17) soit vérifiée pour tout X_p et U_m indépendants, on a:

$$\begin{cases} (A_m - A_p) = -B_p (K_p - K_m) \\ B_m = B_p K_u \end{cases} \quad (V.18)$$

Dans ce cas, on a:

$$\dot{e} = (A_m - B_p K_m) \cdot e \quad (V.19)$$

pour avoir une stabilité asymptotique, il faut que la matrice $(A_m - B_p K_m)$ soit une matrice d'HURWITZ.

La solution des équations (V.18) existe si la condition suivante est vérifiée [23]:

$$\text{rang}[B_p] = \text{rang}[B_p, (A_m - A_p)] = \text{rang}[B_p, B_m] \quad (V.20)$$

On peut calculer la solution en utilisant la matrice pseudo-inverse B_p^+ :

$$B_p^+ = (B_p^T B_p)^{-1} \cdot B_p^T \quad (V.21)$$

Cette solution est donnée par:

$$\begin{cases} K_m - K_p = B_p^+ (A_m - A_p) \\ K_u = B_p^+ B_m \end{cases} \quad (V.22)$$

Introduisons ces expressions dans (V.18), on aboutit à:

$$\begin{cases} (I - B_p \cdot B_p^+) \cdot (A_m - A_p) = 0 \\ (I - B_p \cdot B_p^+) \cdot B_m = 0 \end{cases} \quad (V.23)$$

Ces conditions sont connues sous le nom de conditions d'Erzberger. si ces conditions sont vérifiées, la poursuite entre le système et le modèle de référence est assurée.

VI.5 Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence:

Dans le cas où les paramètres du système sont inconnues ou variables dans le temps, la commande adaptative par poursuite d'un modèle n'est plus applicable, on utilise alors la commande adaptative.

L'implémentation d'une telle loi, peut se faire de deux manières:

- adaptation paramétrique (fig. V.9).
- adaptation par signal de synthèse (fig. V.10).

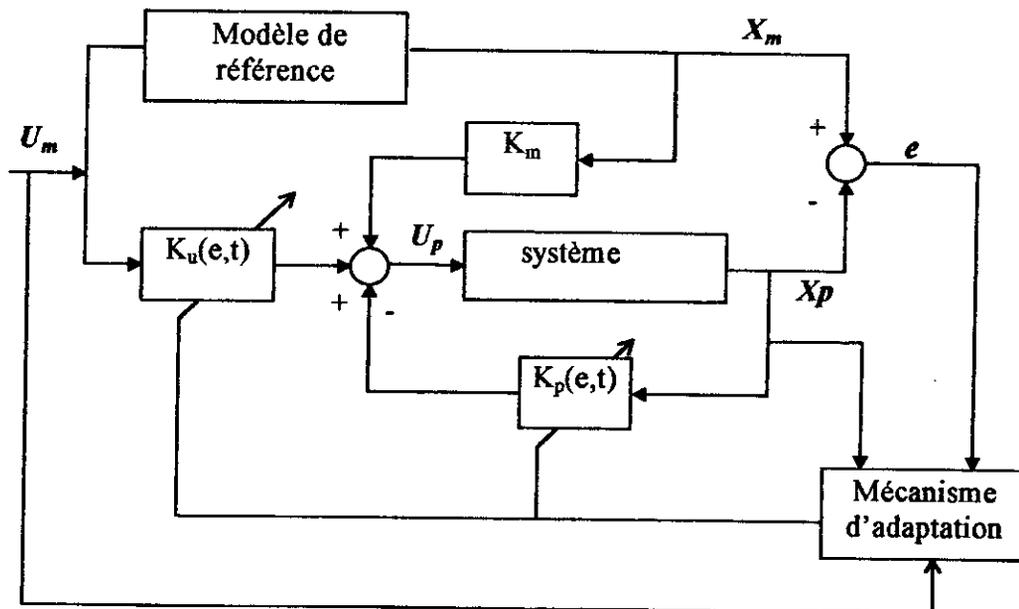


Fig.V.9: Commande adaptative par poursuite d'un modèle.

Dans le cas de l'adaptation paramétrique, l'entrée d'un système est exprimée par:

$$U_p = -K_p(e,t) \cdot X_p + K_m \cdot X_m + K_u(e,t) \cdot U_m \quad (V.24)$$

où $K_p(e,t)$ et $K_u(e,t)$: matrices variables dans le temps dépendant de e .

K_m : matrice constante.

Les expressions de $K_p(e,t)$ et $K_u(e,t)$ sont données par:

$$\begin{cases} K_p(e,t) = K_p - \delta K_p(e,t) \\ K_u(e,t) = K_u - \delta K_u(e,t) \end{cases} \quad (V.25)$$

où K_p et K_u sont des matrices constantes déterminées à partir de la commande linéaire par modèle de référence.

Avec cette décomposition on peut écrire:

$$U_p = U_{p1} + U_{p2} \quad (V.26)$$

où:

$$U_{p1} = -K_p X_p + K_m X_m + K_u U_m \quad (V.27)$$

$$U_{p2} = \delta K_p(e,t) X_p + \delta K_u(e,t) X_m \quad (V.28)$$

Dans la structure de commande adaptative par modèle de référence, les entrées de commande se décomposent en deux parties (fig.V.10), l'une U_{p1} est générée par l'adaptation du modèle linéaire, l'autre U_{p2} qui est générée par le dispositif adaptatif pour éliminer ou réduire les effets dues à la variation des paramètres du système. Cette technique est connue sous le nom de l'adaptation par signal de synthèse.

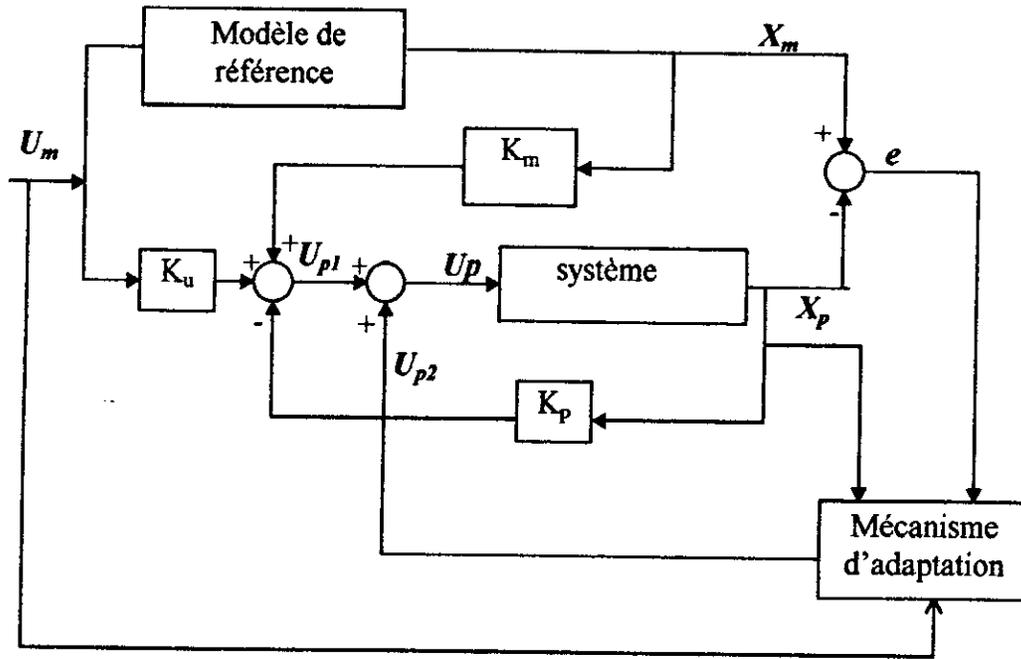


Fig.V.10: Commande adaptative par modèle de référence avec synthèse d'un signal.

A partir des équations (V.13), (V.26), (V.27) et (V.8), on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{X}_p = & [A_p - B_p K_p + B_p K_m + B_p \delta K_p(e, t)] \cdot X_p \\ & + B_p [K_u + \delta K_u(e, t)] \cdot U_m + B_p K_m e \end{aligned} \quad (V.29)$$

donc [22]:

$$\begin{cases} A_s(e, t) = A_p - B_p K_p + B_p K_m + B_p \delta K_p(e, t) \\ B_s(e, t) = B_p [K_u + \delta K_u(e, t)] \end{cases} \quad (V.30)$$

En faisant le choix suivant [22]:

$$\begin{cases} A_s(e, t) = B_p \left[\int_0^t \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) \right] + A_s(0) \\ B_s(e, t) = \left[\int_0^t \Psi_1(v, t, \tau) d\tau + \Psi_2(v, t) \right] + B_s(0) \end{cases} \quad (V.31)$$

où:

$$A_s(0) = A_p + B_p [K_m - K_p + \delta K_p(0)], \quad B_s(0) = B_p [K_u + \delta K_u(0)] \quad (V.32)$$

En introduisant (V.32) dans (V.31), les résultats est comparées avec (V.30), on trouve:

$$\begin{cases} \delta K_p(e, t) = \delta K_p(v, t) = \left[\int_0^t \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) \right] + \delta K_p(0) \\ \delta K_u(e, t) = \delta K_u(v, t) = \left[\int_0^t \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) \right] + \delta K_u(0) \end{cases} \quad (V.33)$$

Où: $\Phi_1, \Phi_2, \Psi_1, \Psi_2$ sont définies par (V.10).

$$V = D \cdot e \quad (V.34)$$

La valeur du compensateur D assurant la positivité réelle stricte est donnée par [22]:

$$D = B^T \cdot P \quad (V.35)$$

Algorithme de commande:

* mettre le système sous la forme: $X_p = A_p X_p + B_p U_p + d$.

où d représente le bloc non linéaire.

* choisir le modèle de référence qui doit vérifier les conditions (V.23).

* choisir les matrices P, Q, $F_A, F'_A, F_B, F'_B, G_A, G'_A, G_B, G'_B$.

* choisir $\delta K_p(0), \delta K_u(0)$.

Etapes à suivre:

1. génération de la référence X_m .
2. calcul de la commande linéaire U_{p1} .
3. calcul de $\delta K_p(e, t), \delta K_u(e, t)$ et la commande U_{p2} .
4. calcul de la commande globale U_p .

V.6 Application de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence:

V.6.1 Application au modèle de la MSAP:

Le modèle dynamique linéaire de la machine synchrone à aimants permanents obtenu après orientation du champs (chap III) est donné dans la représentation d'état par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\Phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} p^2 \frac{\Phi_f}{J} & -\frac{f_c}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{C_r p}{J} \end{bmatrix} \quad (V.36)$$

Le modèle de référence est représenté par les équations suivantes:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qsm} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a11 & a12 \\ a21 & a22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qsm} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b11 \\ b12 \end{bmatrix} \cdot U_m \quad (V.37)$$

La vérification des conditions (V.23) donne:

$$a21=3/2p\Phi_f/J, \quad a22=-f/J, \quad b12=0.$$

En choisissant :

$$a11=-100, \quad a12=-2, \quad b11=10^4.$$

Les matrices de pondération sont:

$$G_A = G'_A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$G_B = G'_B = [1]$$

$$F_A=F_B=\alpha=2, \quad F'_B = F'_B = \beta=2 \cdot 10^{-4}.$$

les conditions initiales: choisir $\delta K_p(0)=0, \delta K_u(0)=0$.

Résultats de simulation:

Afin de vérifier la validité de la commande adaptative par poursuite d'un modèle, nous avons appliqué cette méthode au modèle de la MSAP, le modèle de référence a été donné précédemment.

Les figures(V.11.a), (V.11.b) donnent la réponse du système pour un échelon de vitesse de (200 rd/s), imposé à travers l'entrée U_m , on remarque que le système suit parfaitement le modèle de référence, avec une erreur très faible en régime transitoire puis elle s'annule en régime permanent, les mêmes remarques sont faites pour l'inversion de vitesse de (200 rd/s à -200 rd/s) (fig.V.11.c), (fig.V.11.d).

Lors d'une perturbation du couple de charge (fig.V.11.e et f), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge.

Pour tester la robustesse de l'algorithme de commande, on lui impose des variations paramétriques, la simulation de telles variations est illustrée par (fig.V.11.g, h, i et j), on remarque que la poursuite est toujours vérifiée et erreur est bien installée à zéro.

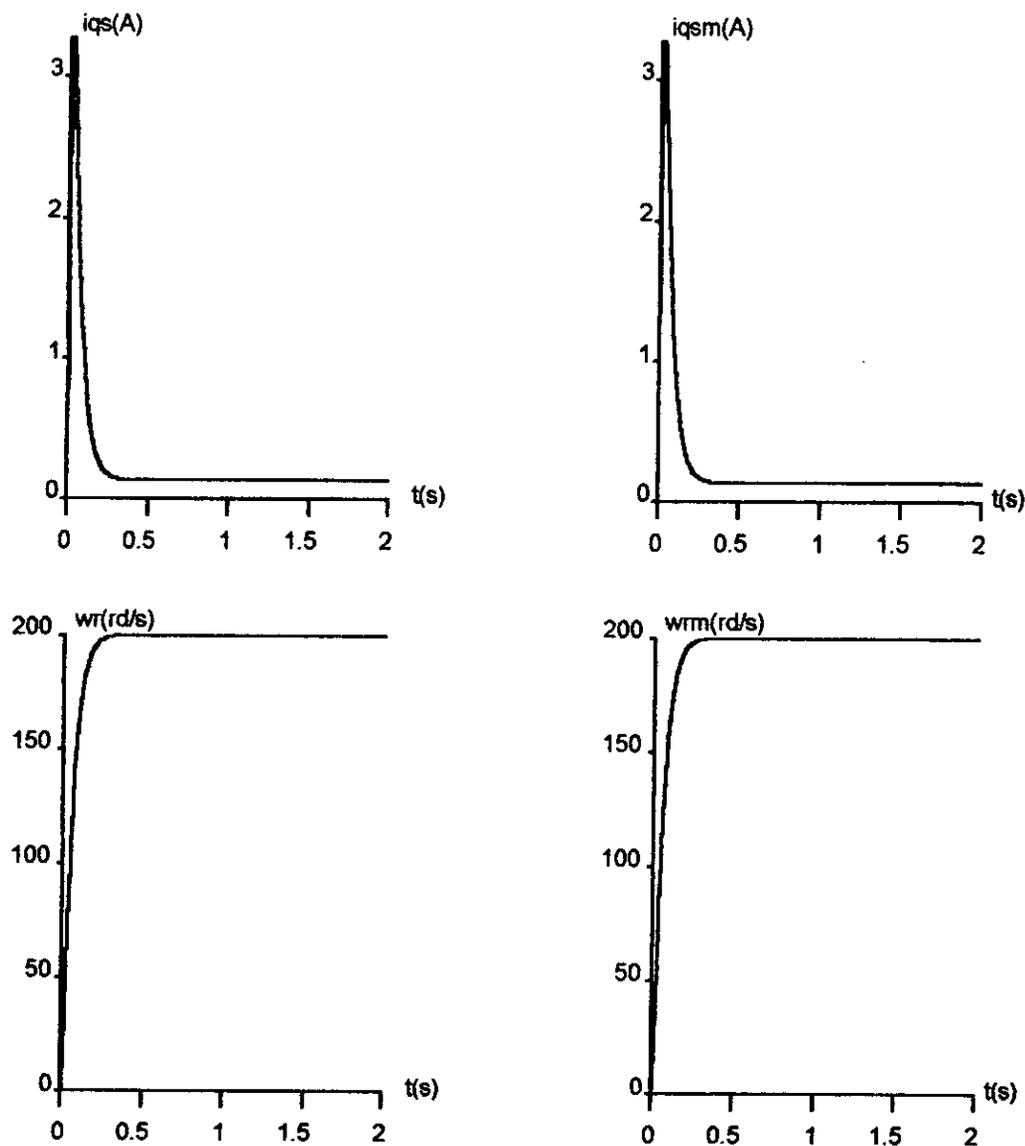


Fig. V.11.a: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence pour une consigne de vitesse de 200 rd/s ($p_1=0.1$, $p_2=0.1$).

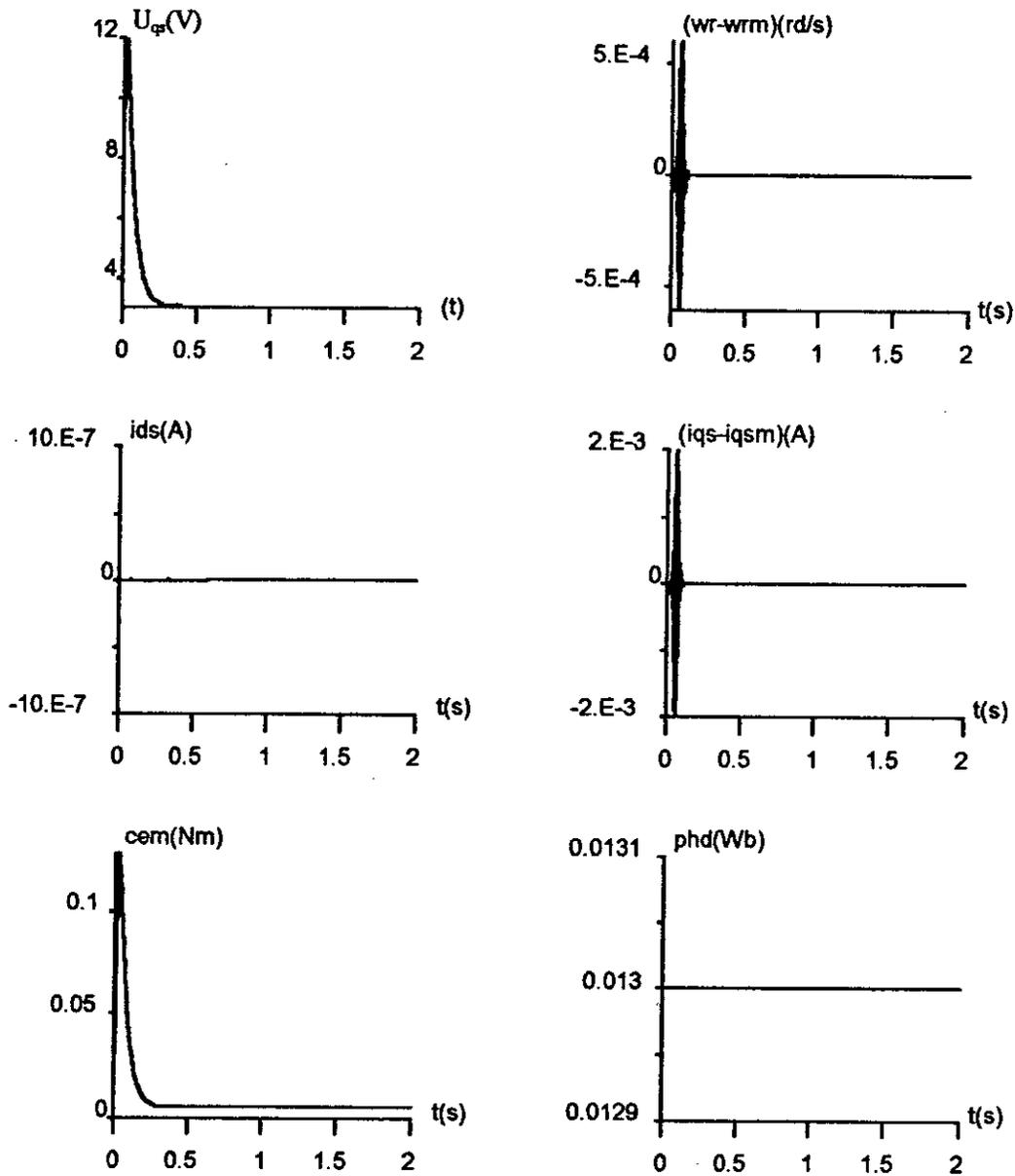


Fig.V.11.b: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence pour une consigne de vitesse de 200 rd/s ($p_1=0.1$, $p_2=0.1$).

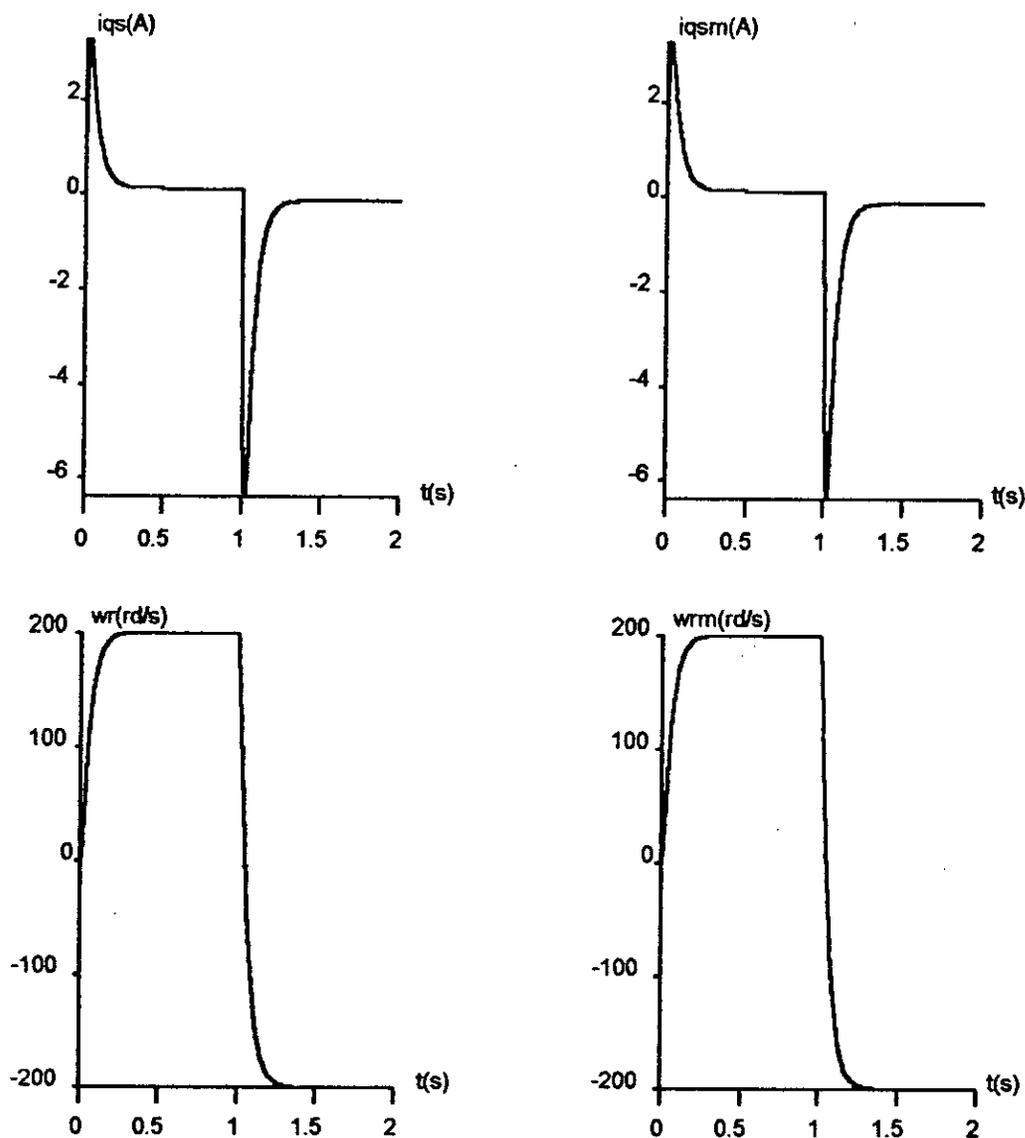


Fig.V.11.c: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence lors d'une inversion de vitesse ($p_1=p_2=0.1$).

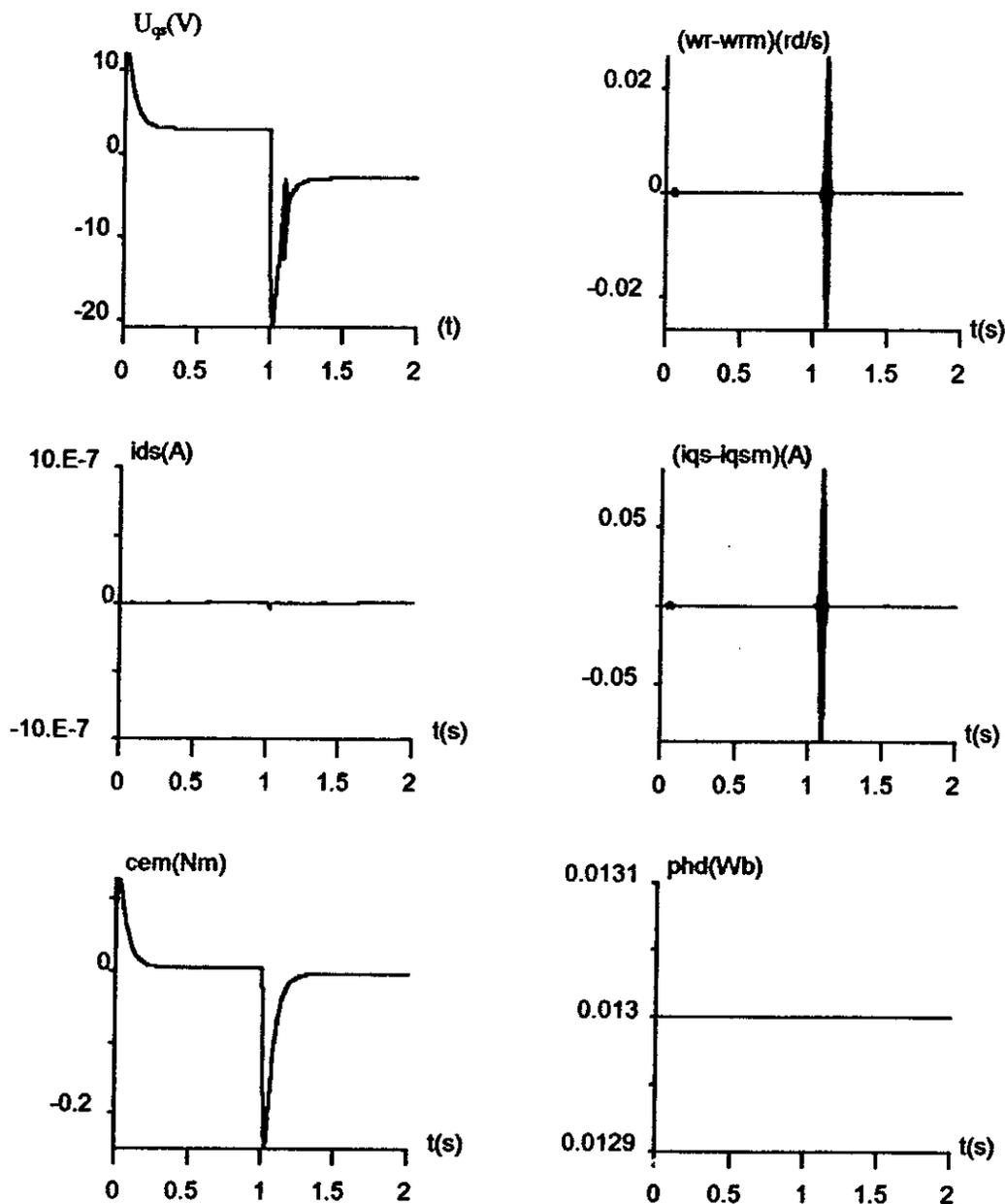


Fig.V.11.d: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence lors d'une inversion de vitesse ($p_1=p_2=0.1$).

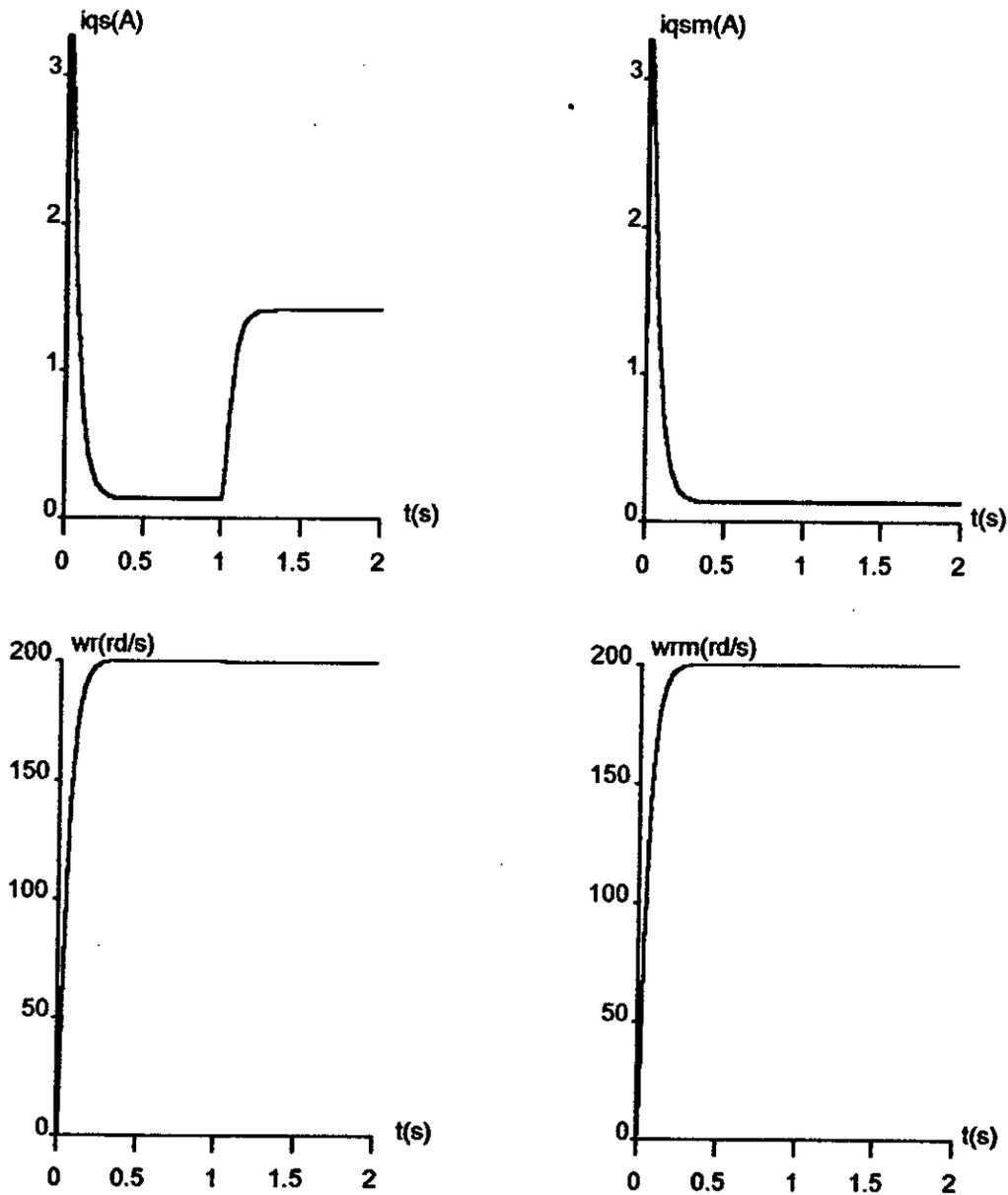


Fig.V.11.e: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec un couple résistant ($p_1=p_2=0.1$).

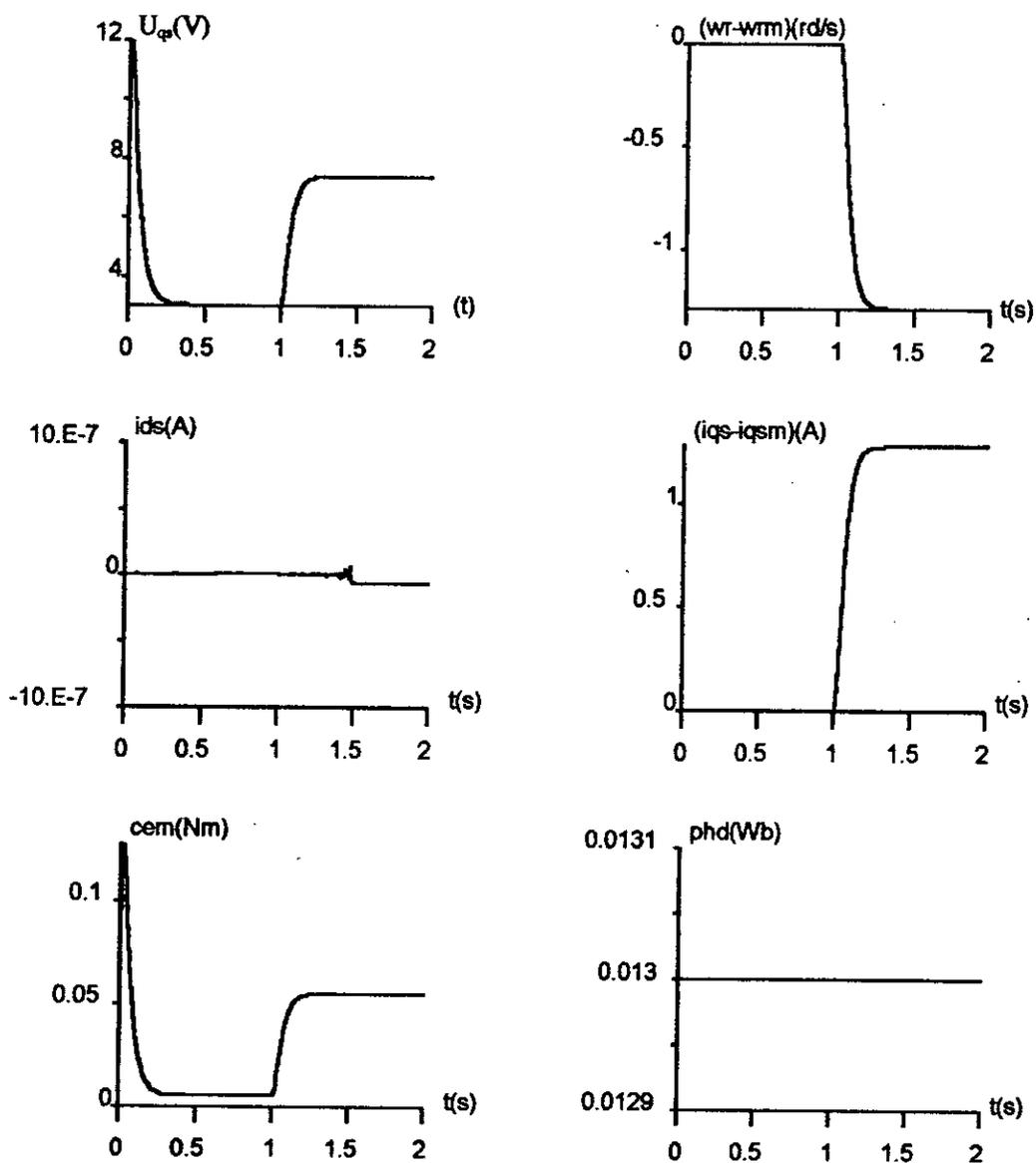


Fig.V.11.f: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec un couple résistant ($p_1=p_2=0.1$).

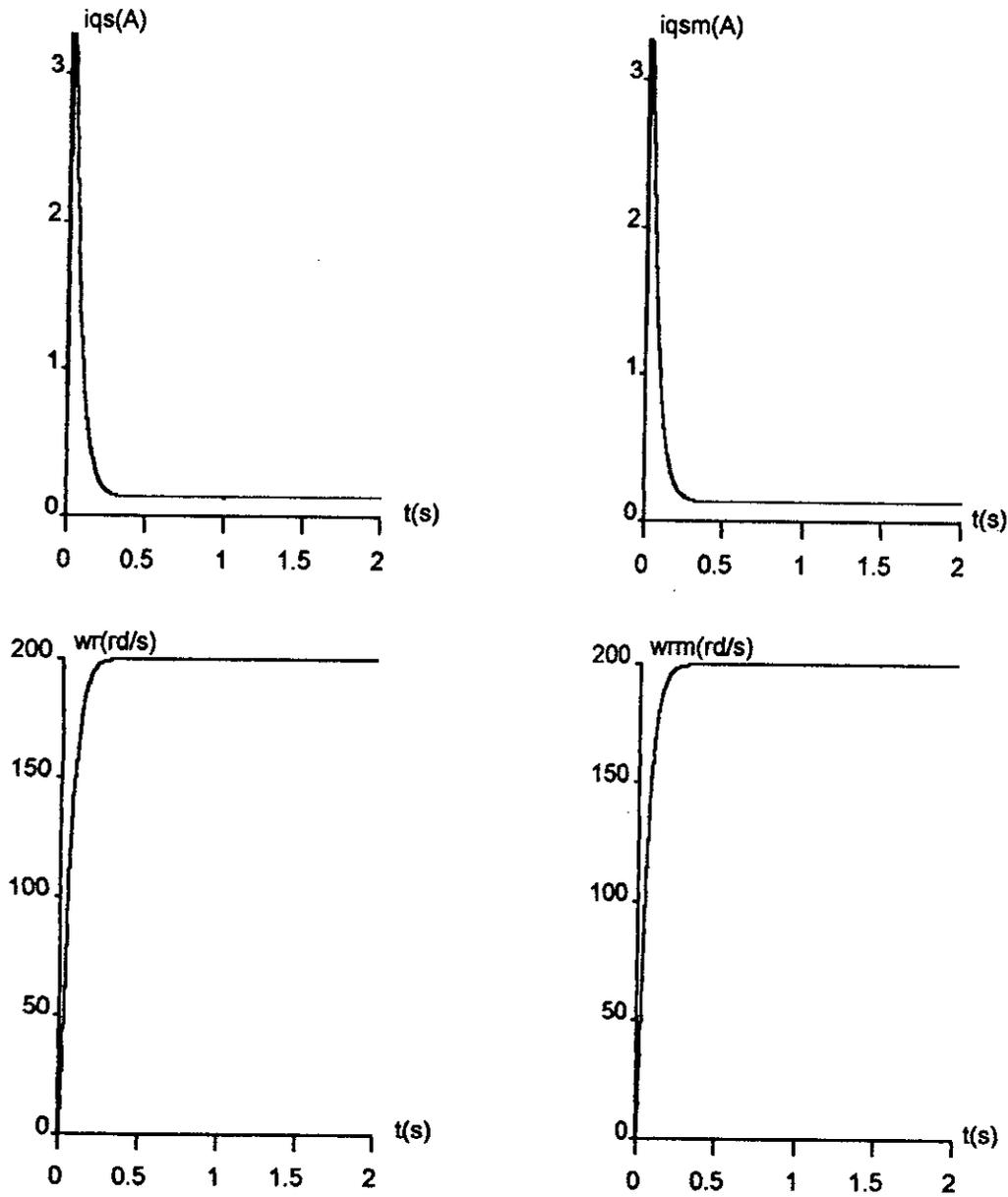


Fig.V.11.g: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec une variation de R_s à $t=1$ s ($p_1=p_2=0.1$).

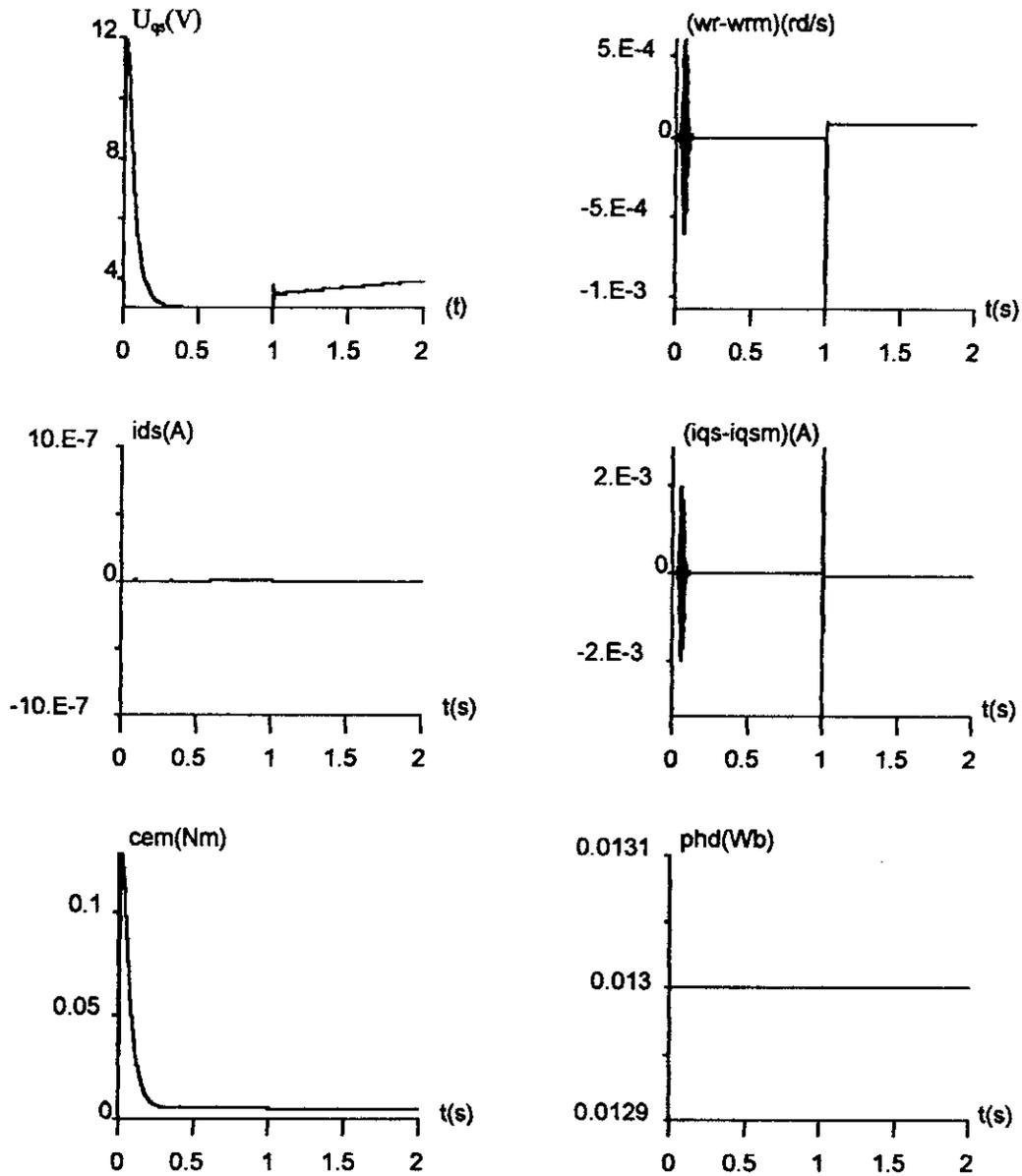


Fig.V.11.h: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec une variation de R_s à $t=1$ s ($p_1=p_2=0.1$).

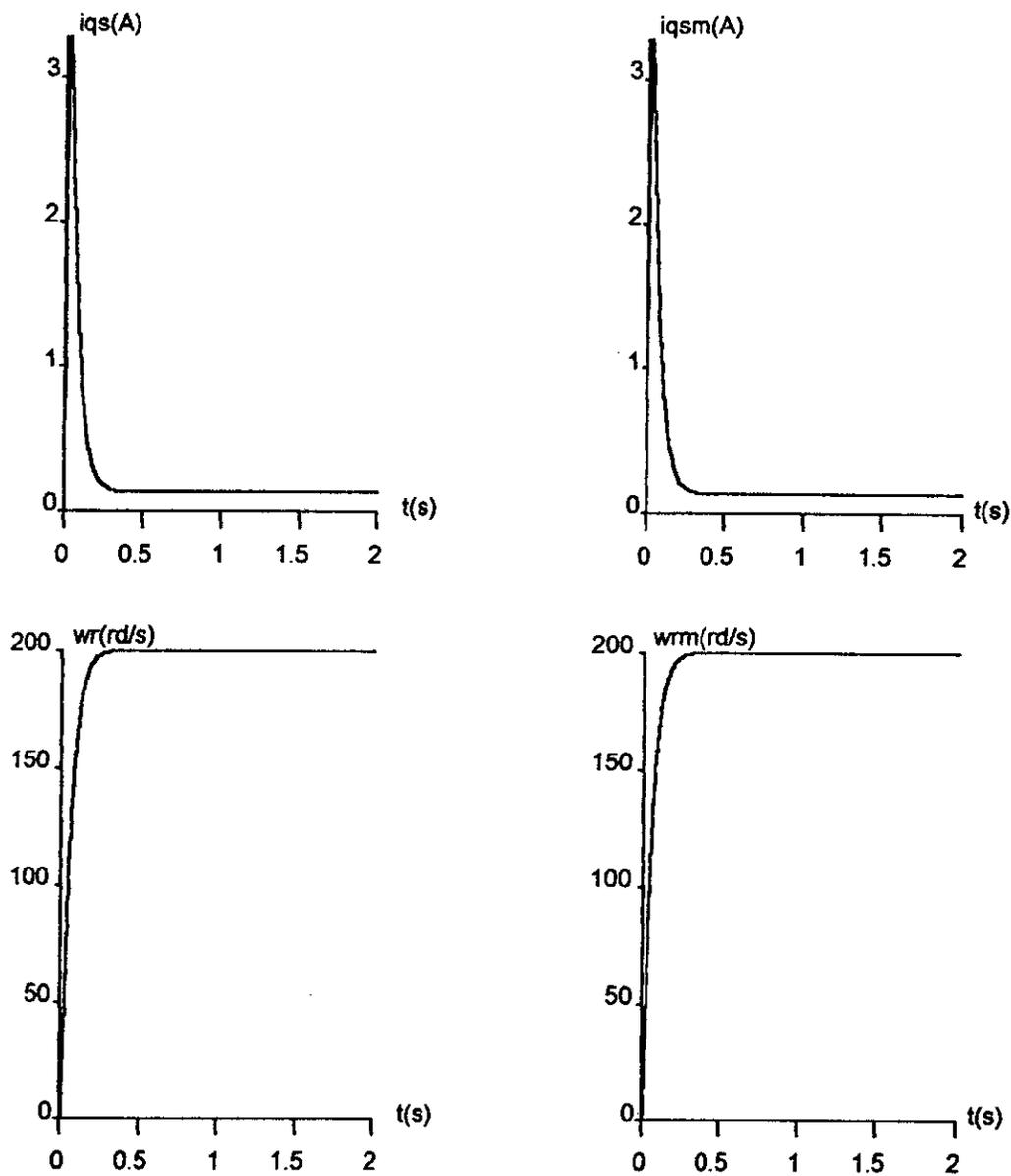


Fig.V.11.i: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec une variation de J à $t=1$ s ($p_1=p_2=0.1$).

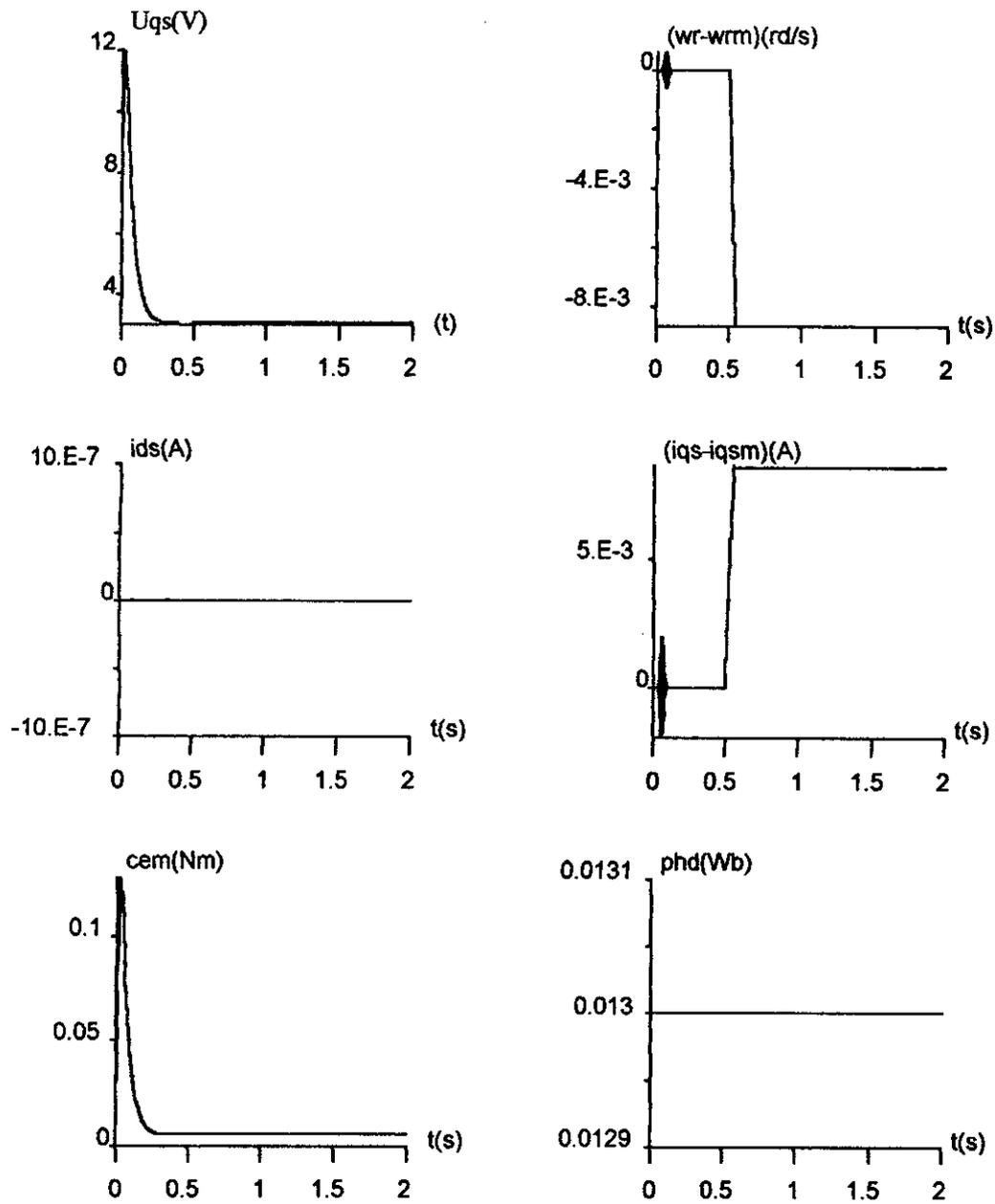


Fig.V.11.j: Résultats de simulation de la commande adaptative avec modèle de référence avec une variation de J à $t=1$ s ($p_1=p_2=0.1$).

V.6.2 Application de la commande adaptative par modèle de référence à l'ensemble onduleur-MSAP :

A partir de la consigne de vitesse à travers l'entrée U_m , l'algorithme de commande calcule la tension V_{qs}^* , et à partir de cette tension on calcule le courant de référence i_{qs}^* , celui-ci conduit au calcul de V_{ds}^* . La combinaison des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* et la position du rotor permet de calculer, par une transformation inverse de Park, les valeurs souhaitées des tensions V_a^* , V_b^* et V_c^* pour fixer la commande de chaque bras d'onduleur.

Résultats de simulation :

Nous avons simulé l'ensemble onduleur de tension-MSAP, avec le même modèle de référence choisi précédemment (V..36), ainsi que les matrices de pondération, le seul changement est au niveau de α et β qui deviennent ($\alpha=1$, $\beta= 5.10^{-3}$).

Les figures (V.2) donnent les formes d'onde de l'évolution des courants (i_{ds} , i_{qs} , i_{qsm} , i_a), des vitesses (ω , ω_m), et les erreurs commises sur le courant i_{qs} ($i_{qs}-i_{qsm}$) et sur la vitesse ω ($\omega-\omega_m$). On constate que les résultats sont intéressantes (poursuite parfaite, erreur statique nulle en régime permanent...), malgré les variations des paramètres de la machine (fig. V. g, h, i et j).

V.7 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande adaptative par poursuite d'un modèle dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvé dans le réglage classique. Les résultats de simulation montrent que cette commande donne des bons résultats malgré les variations considérables des paramètres de la machine.

Bien que les algorithmes de commande adaptative soient relativement compliqués pour la mise en oeuvre comparés aux régulateurs (PI) des commandes par flux orienté, sa introduction au niveau de la commande améliorent considérablement les réponses des systèmes.

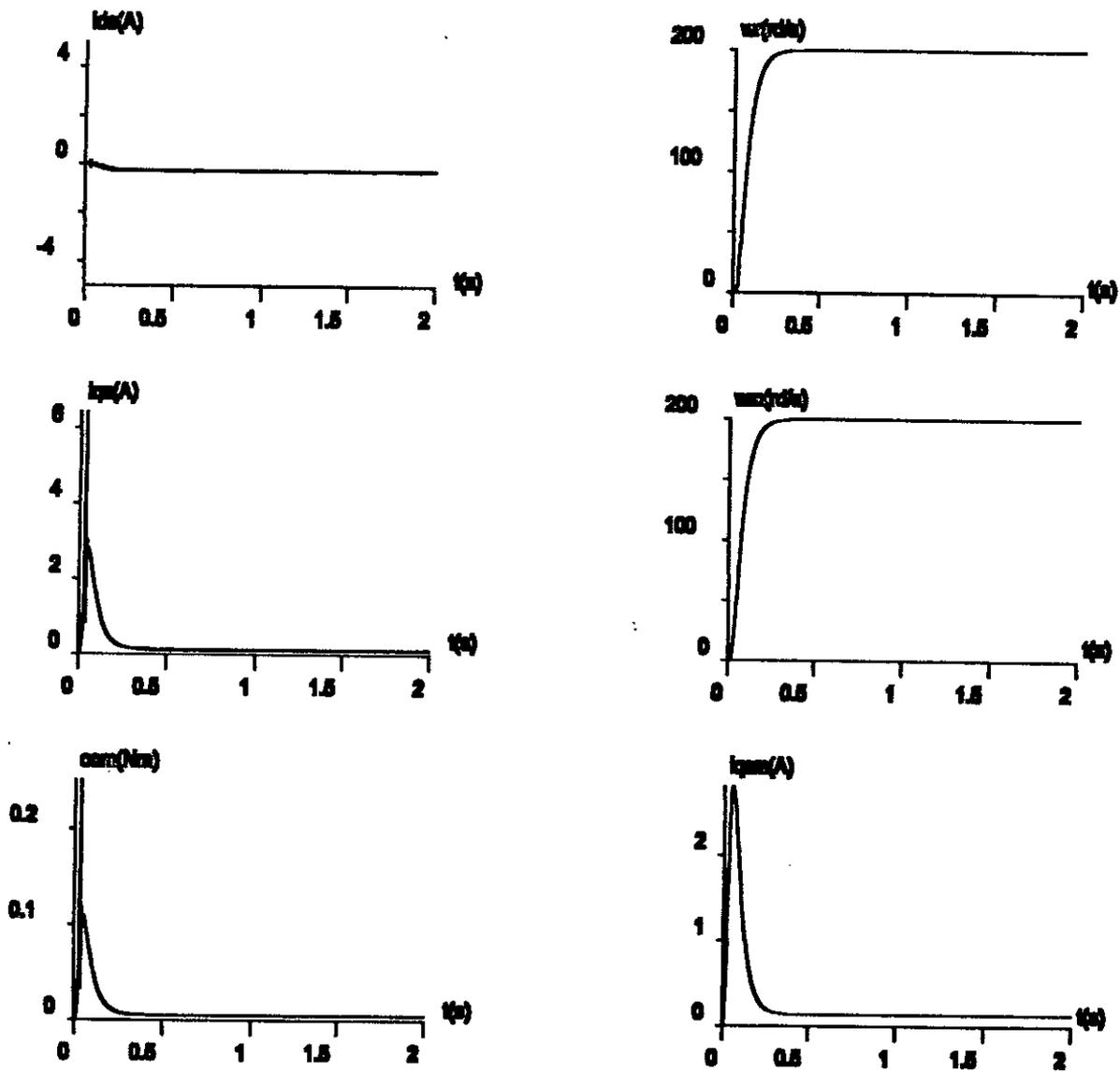


Fig.V.12.a : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP ($p_1=0.1$, $p_2=0.1$).

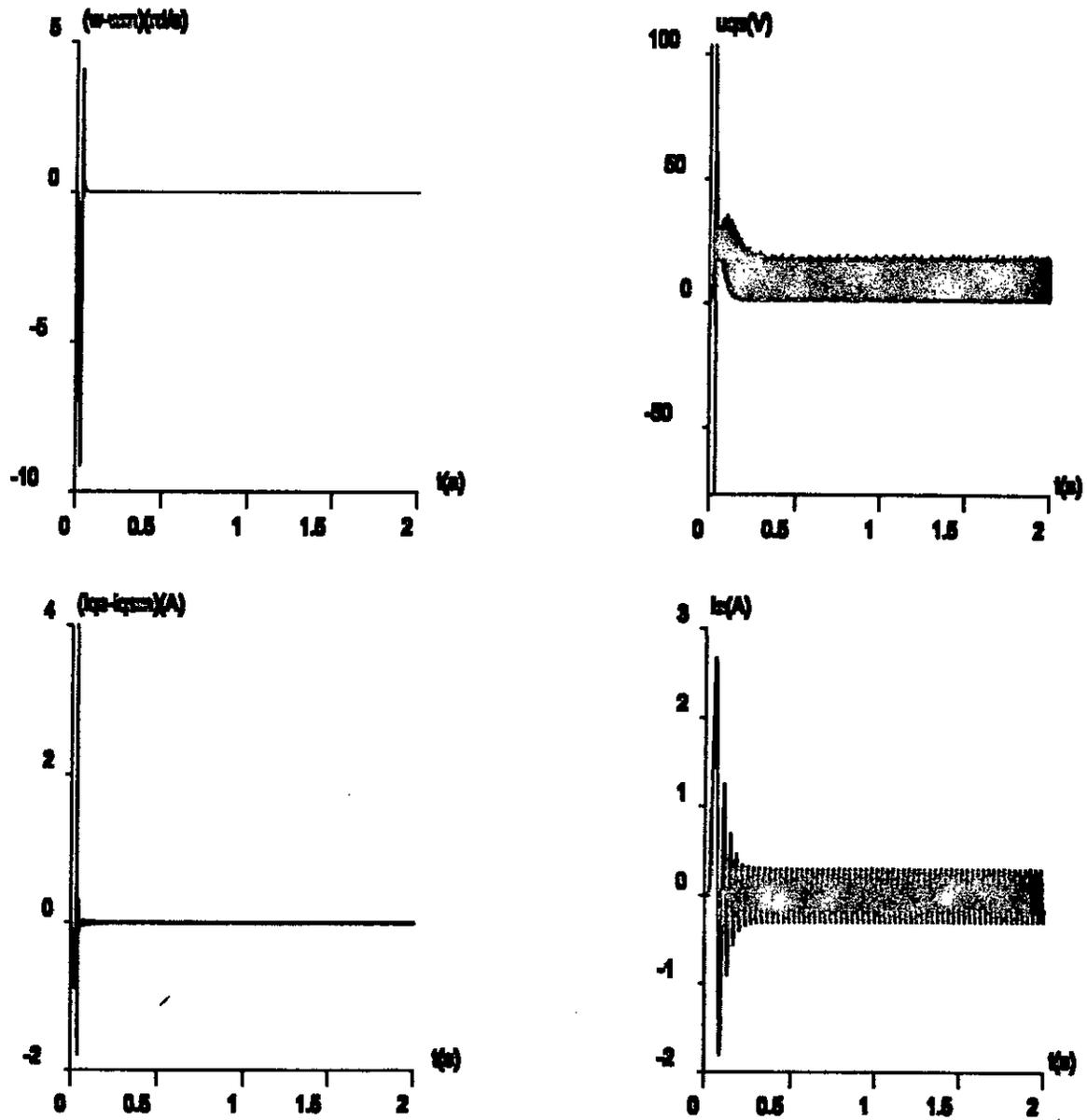


Fig.V.12.b : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP ($p_1=0.1, p_2=0.1$).

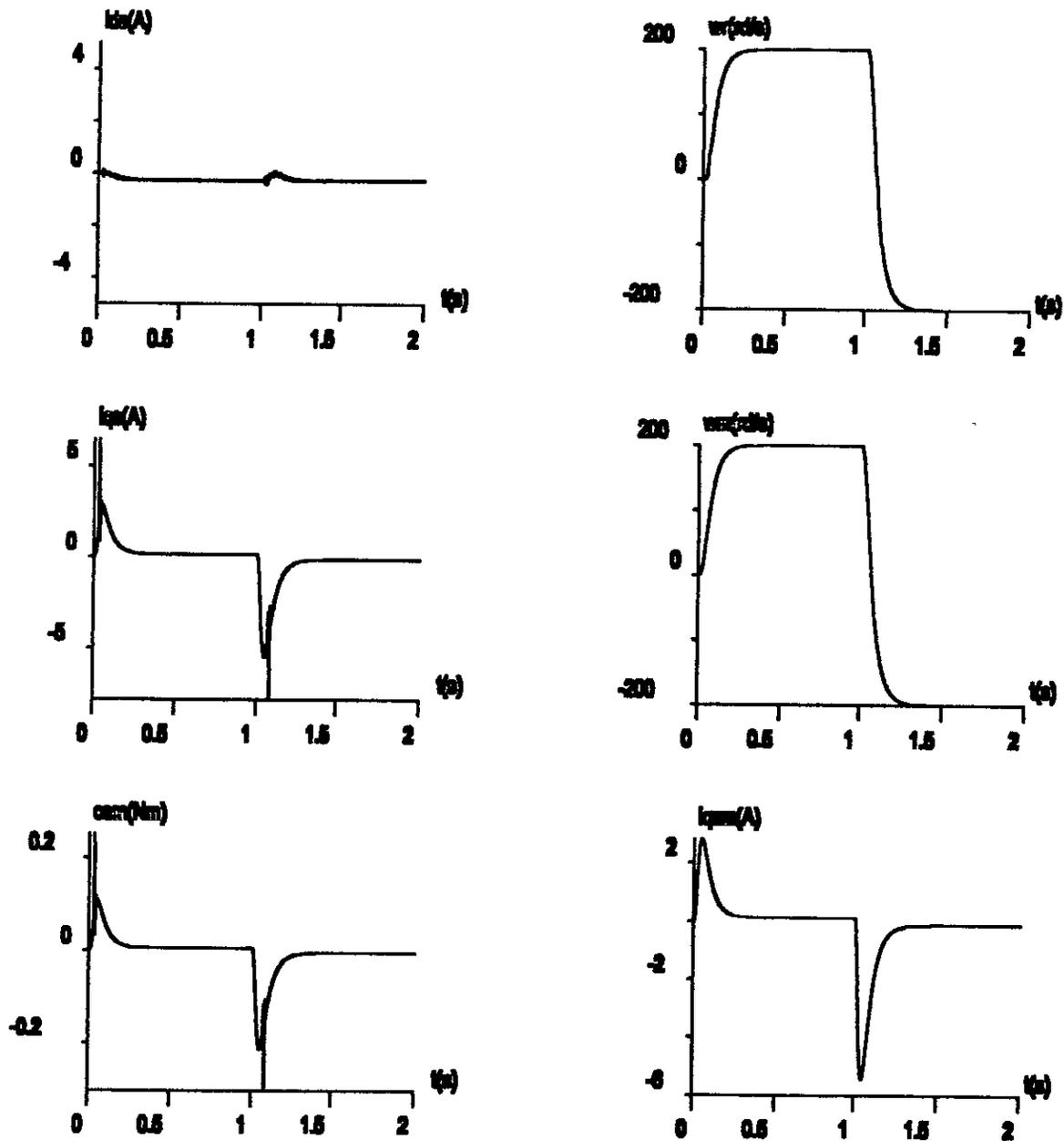


Fig.V.12.c : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP lors d'une inversion de vitesse ($p1=0.1, p2=0.1$).

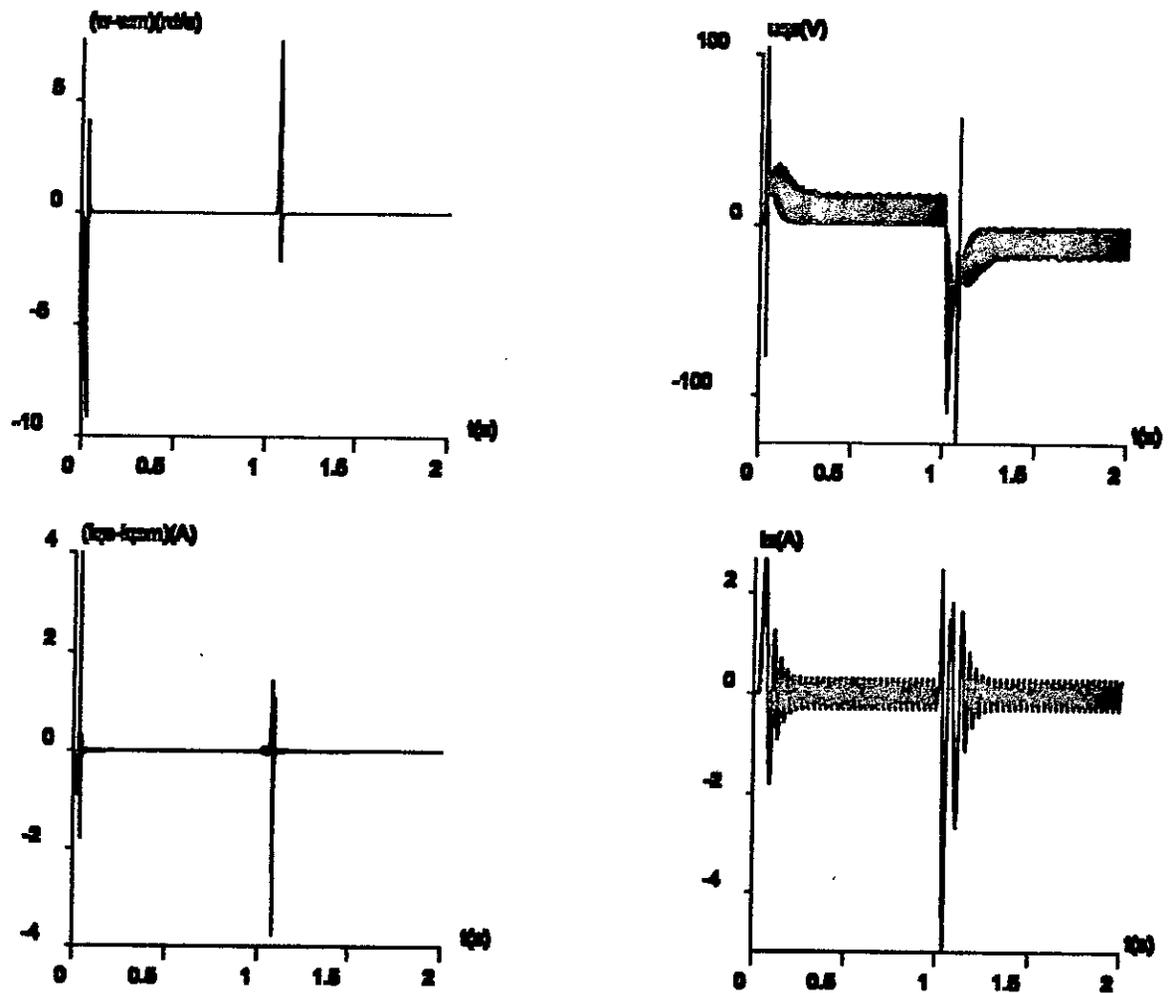


Fig.V.12.d : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP lors d'une inversion de vitesse ($p1=0.1, p2=0.1$).

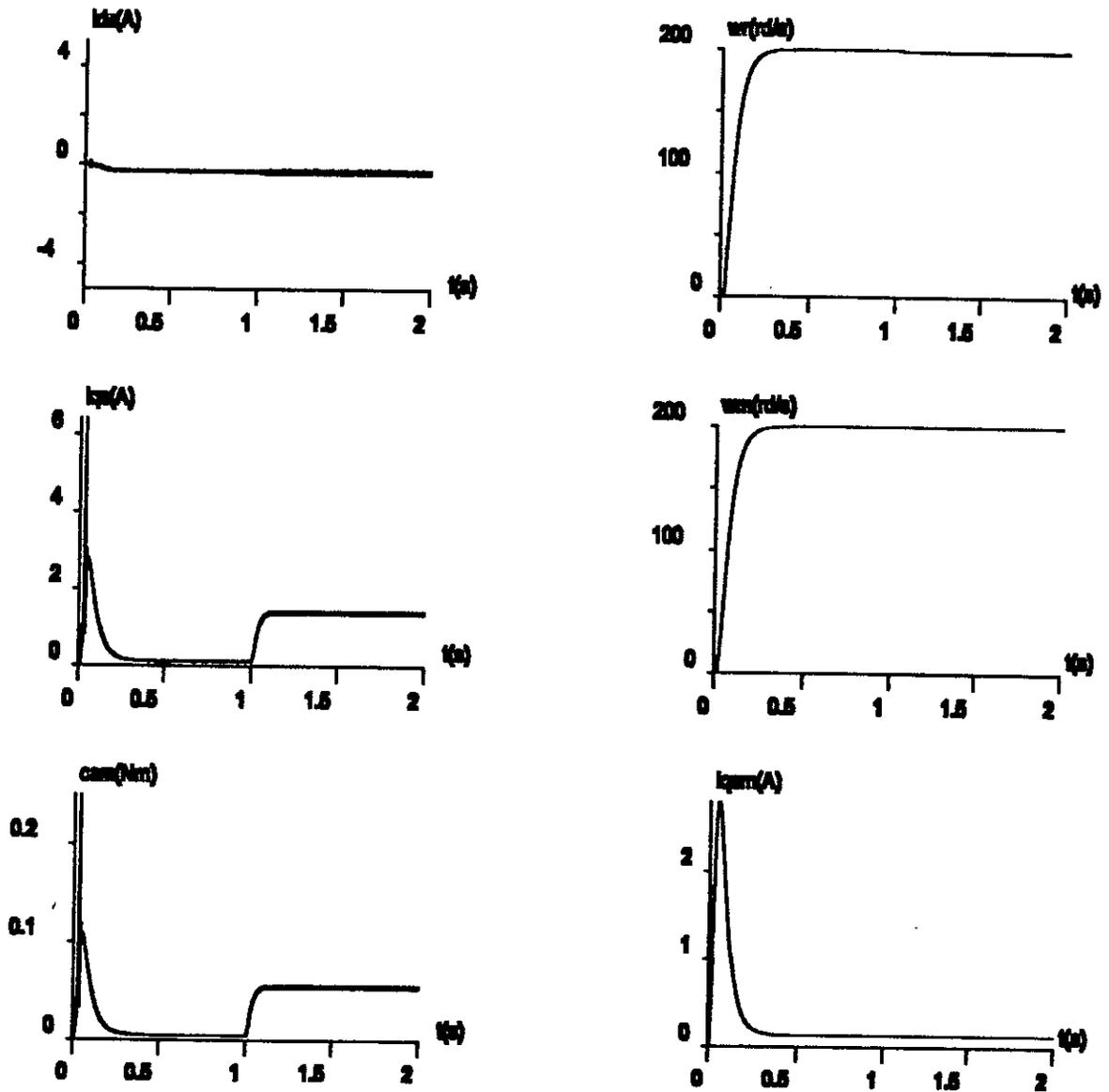


Fig.V.12.e: Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec un couple résistant ($p_1=0.1, p_2=0.1$).

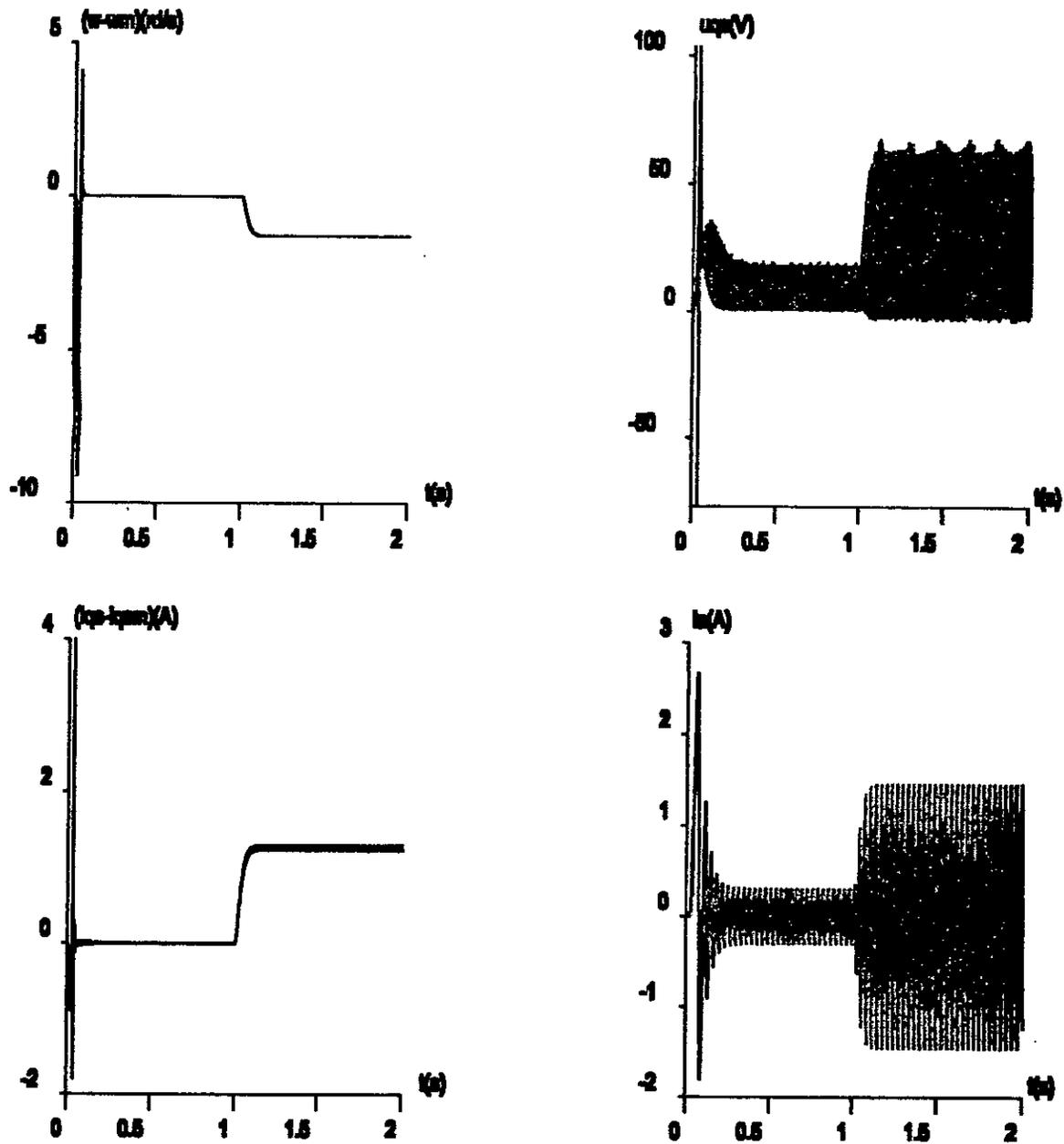


Fig.V.12.f: Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec un couple résistant ($p_1=0.1, p_2=0.1$).

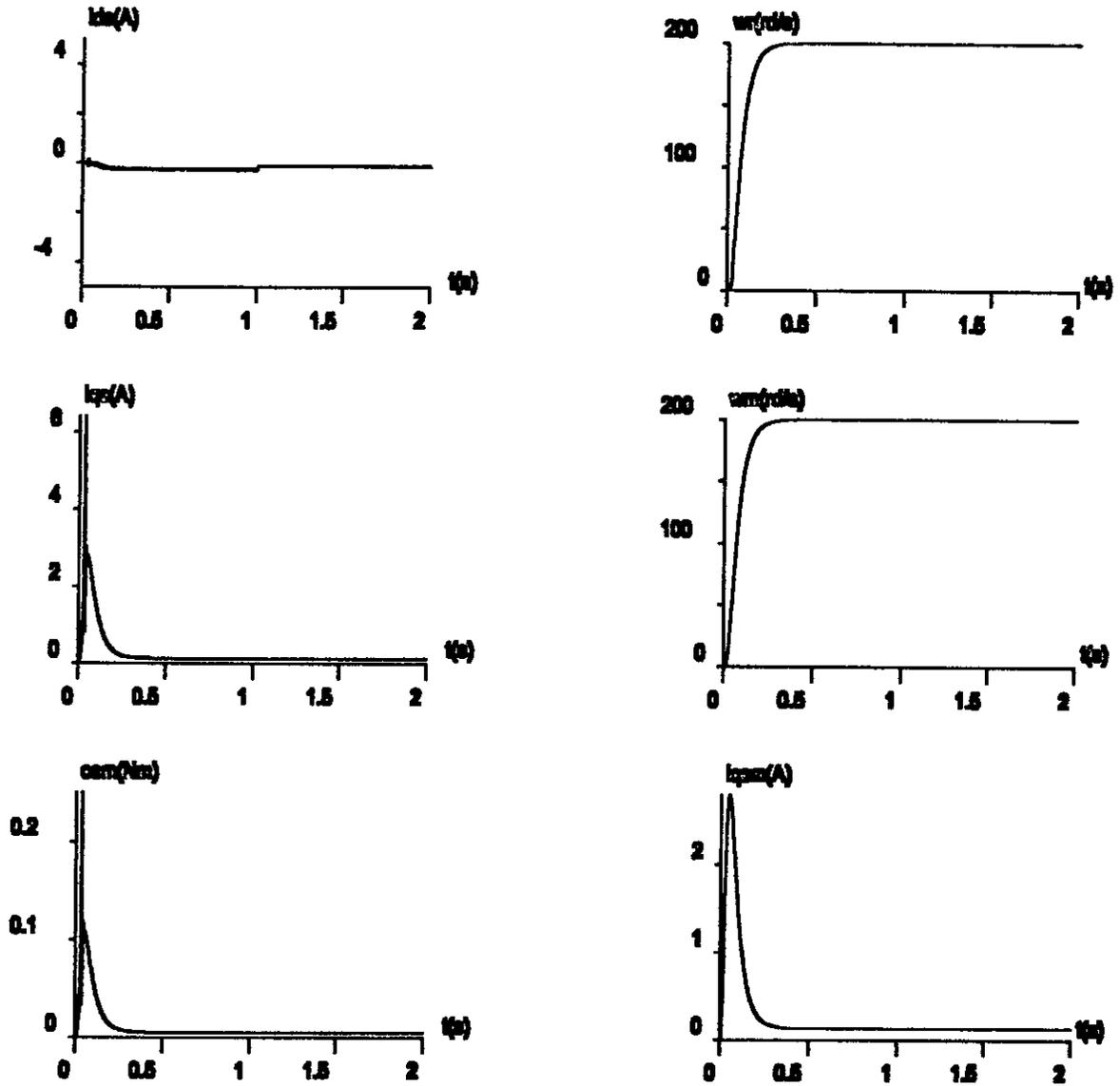


Fig.V.12.g : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec une variation de la résistance R_s ($p1=0.1, p2=0.1$).

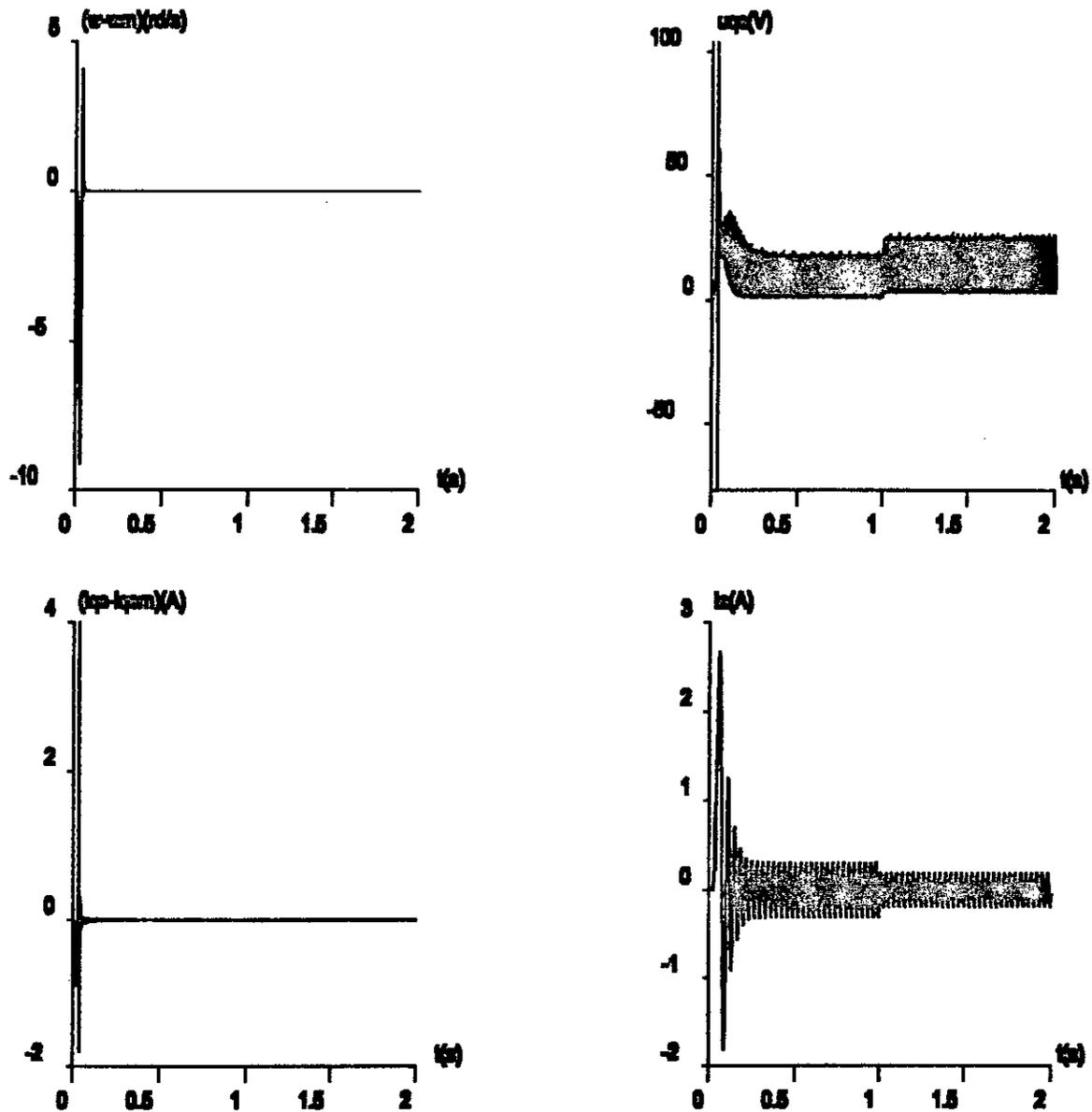


Fig.V.12.h: Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec une variation de la résistance R_s ($p1=0.1, p2=0.1$).

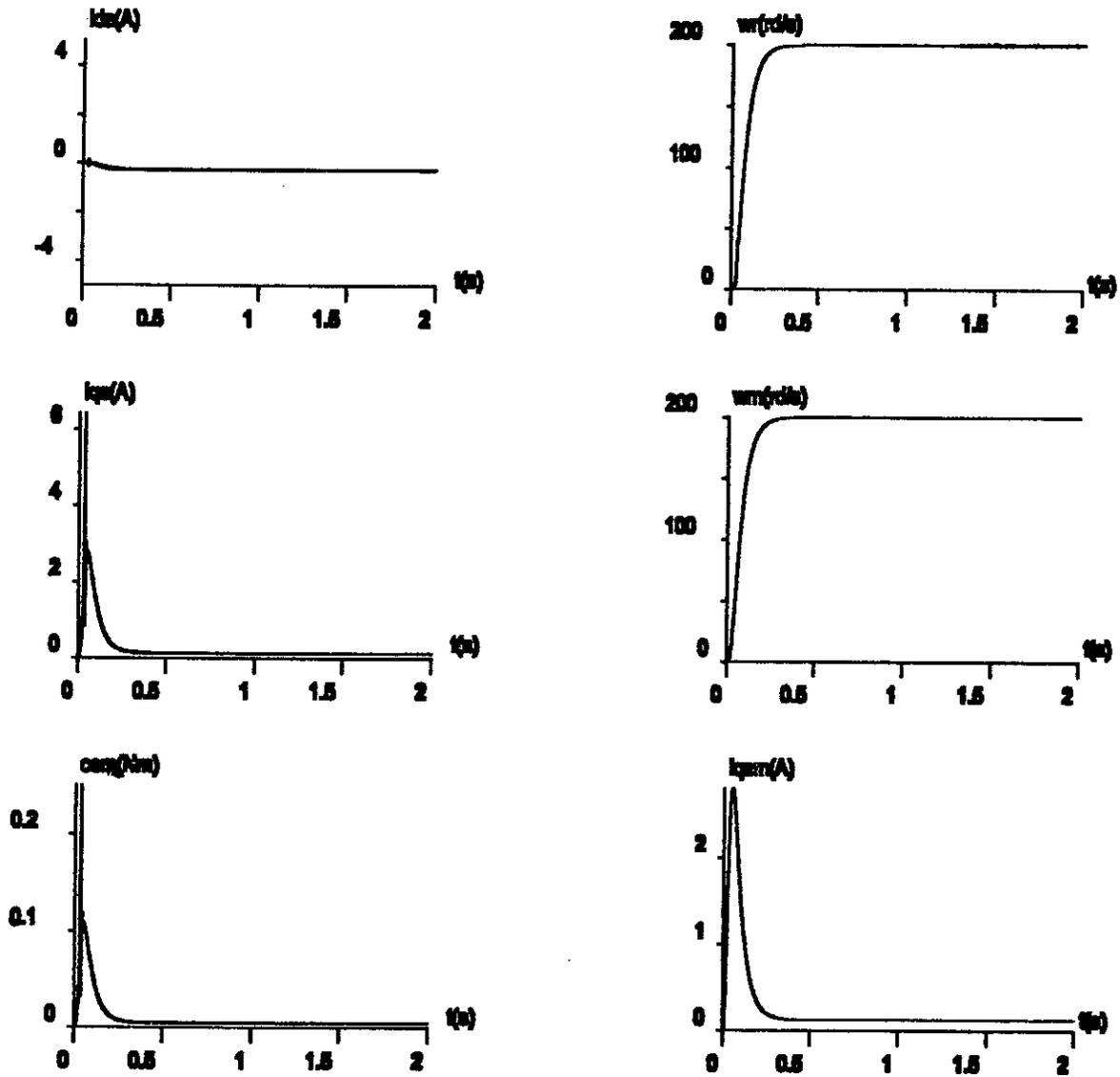


Fig.V.12.i : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec une variation de J ($p_1=0.1, p_2=0.1$).

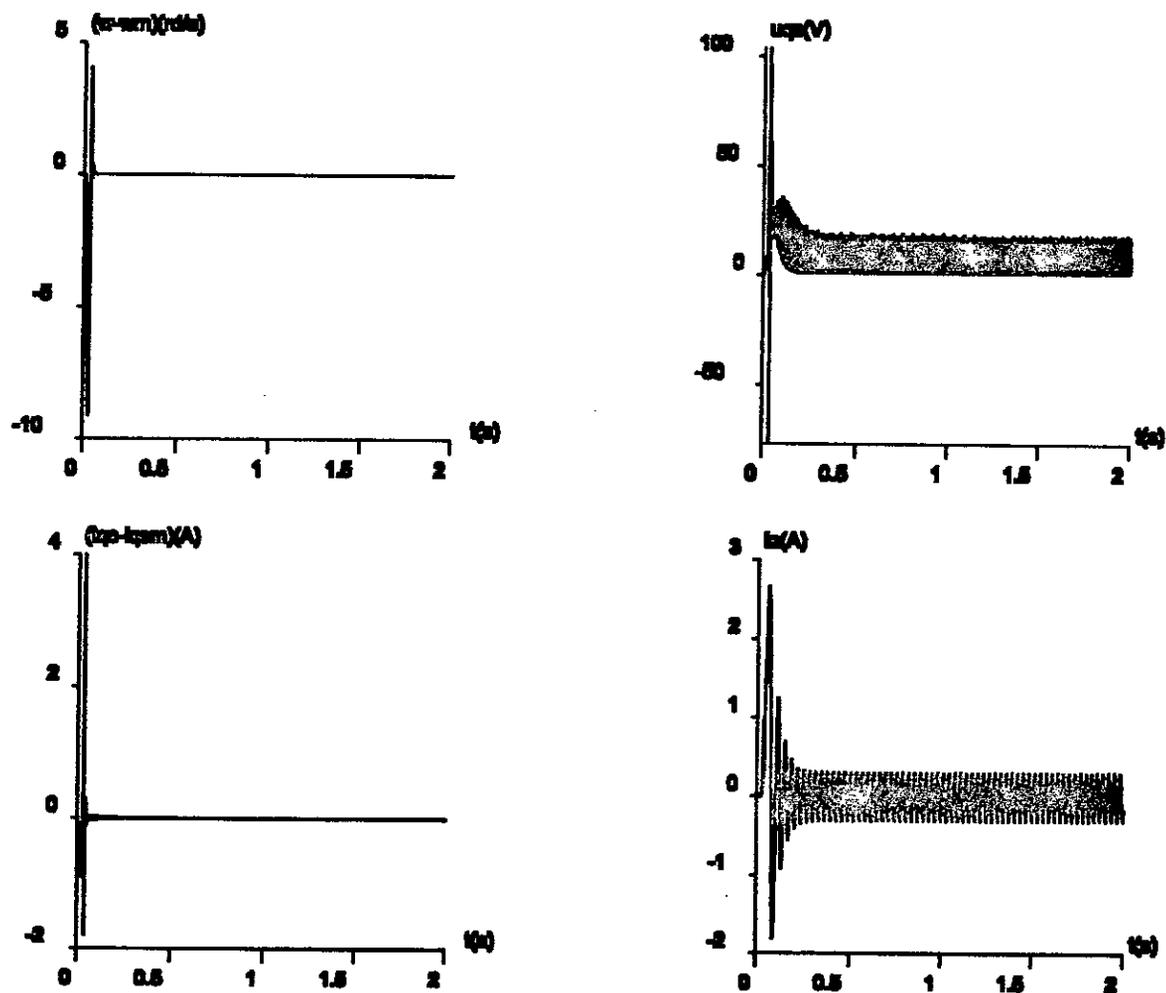
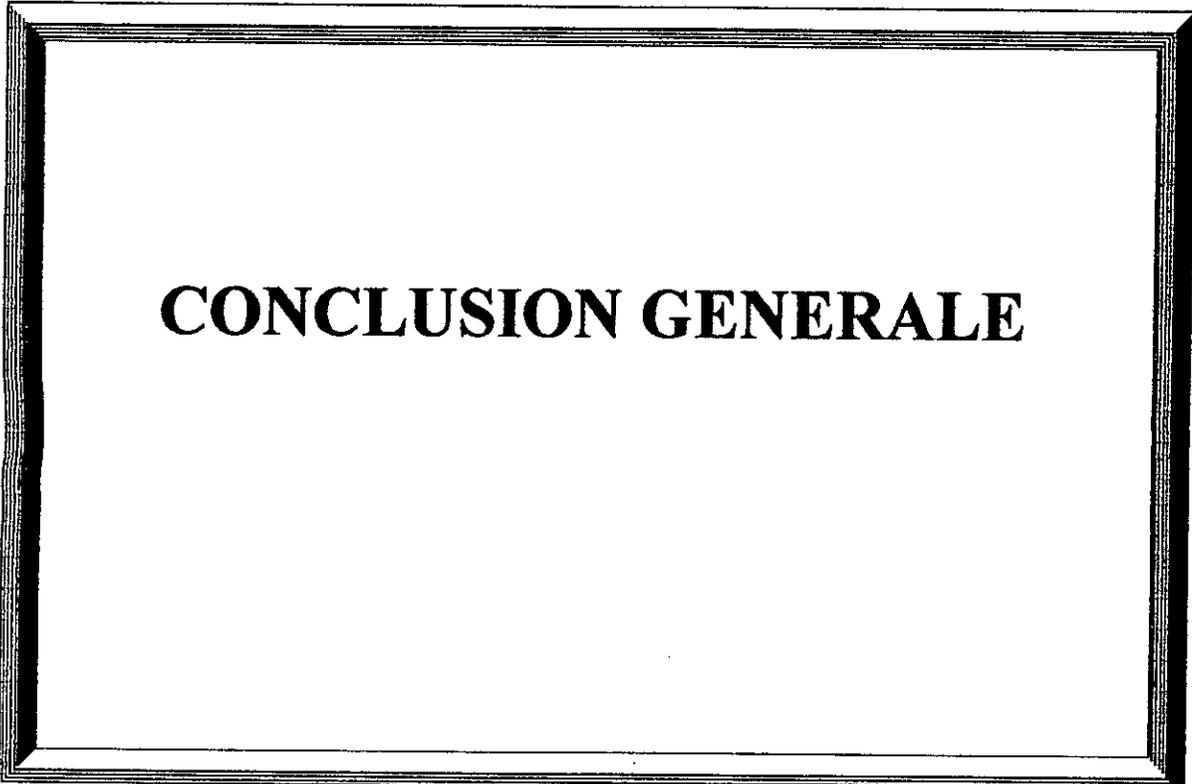


Fig.V.12.j : Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence application à l'ensemble onduleur-MSAP avec une variation de J ($p1=0.1, p2=0.1$).



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié la commande vectorielle et adaptative de la machine synchrone à aimants permanents associé à un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions.

Dans la première partie de notre travail, nous avons étudié la modélisation de la MSAP puis nous avons comparé les résultats de simulation numérique de l'association MSAP-onduleur dont l'onduleur est commandé par les deux techniques de modulation de largeur d'impulsions suivantes:

- technique triangulo-sinusoïdale.
- technique de modulation par tronçon.

Dans la seconde partie, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, et nous avons étudié un réglage de vitesse et de position par des régulateurs classiques, enfin nous avons testé la robustesse de ce réglage vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Afin de pallier le problème de variation des paramètres de la machine, la troisième partie est consacré à l'étude de la commande adaptative par modèle de référence.

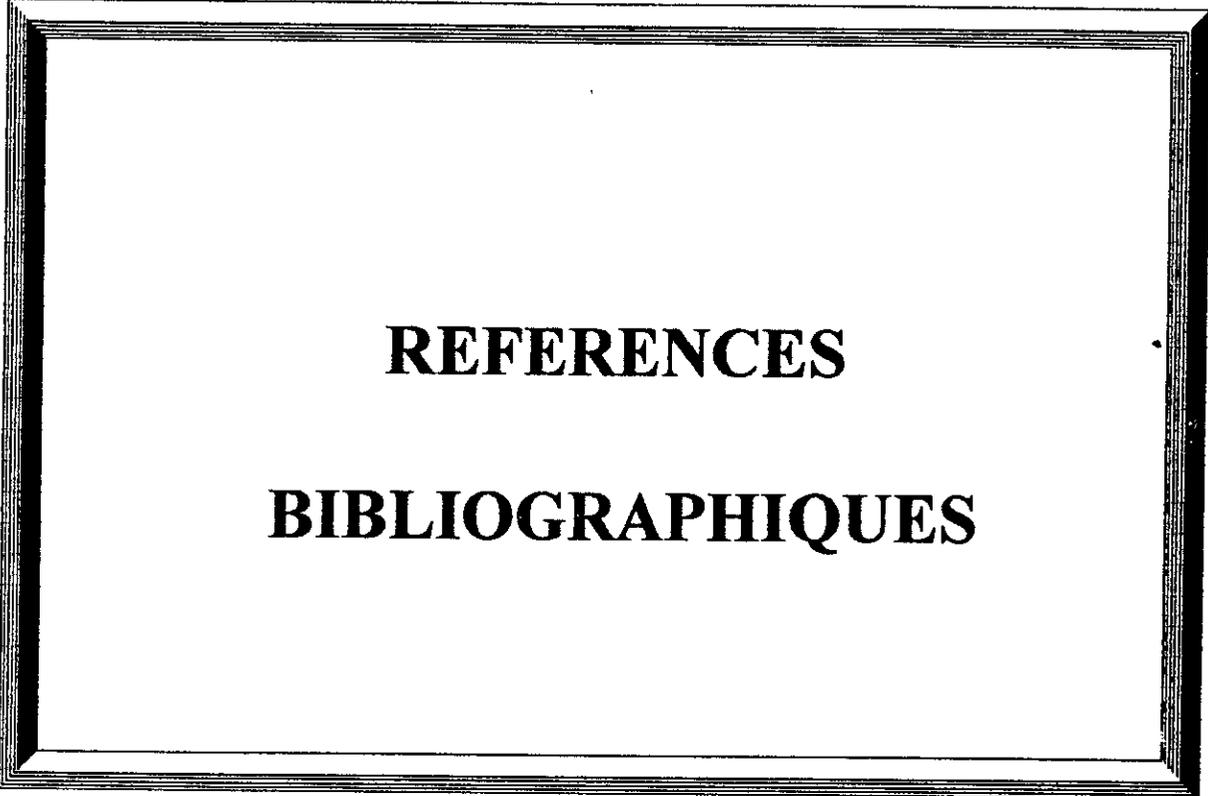
Cette étude, nous a permis de tirer les conclusions suivantes:

-La technique de modulation par tronçon (Onishi) est meilleur de point de vue taux d'ondulations et temps de réponse.

-Malgré les hypothèses simplificatrices qu'on introduit et le modèle établie dans le repère de Park, la MSAP présente un modèle compliqué (couplé, non linéaire et multivariable). Le contrôle vectoriel permet d'avoir un modèle réduit où le couple est proportionnel au courant statorique, ce contrôle conduit à un découplage entre le flux et le couple électromagnétique et ainsi permettant de réunir les avantages des machine à courant continu à excitation indépendante (découplage entre le flux et le couple électromagnétique donc la facilité de la commande) et les avantages des MSAP (inertie faible, rapport couple/masse élevé, maintenance simple,...).

-L'étude de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine montre que le système est sensible pour la variation du moment d'inertie (J) et moins sensible pour la variation de la résistance (R_s).

-La commande adaptative par modèle de référence a donné des résultats intéressantes (poursuite parfait, erreur statique nulle en régime permanent), la robustesse de l'algorithme de commande, est vérifié dans le cas des variations paramétriques.



REFERENCES

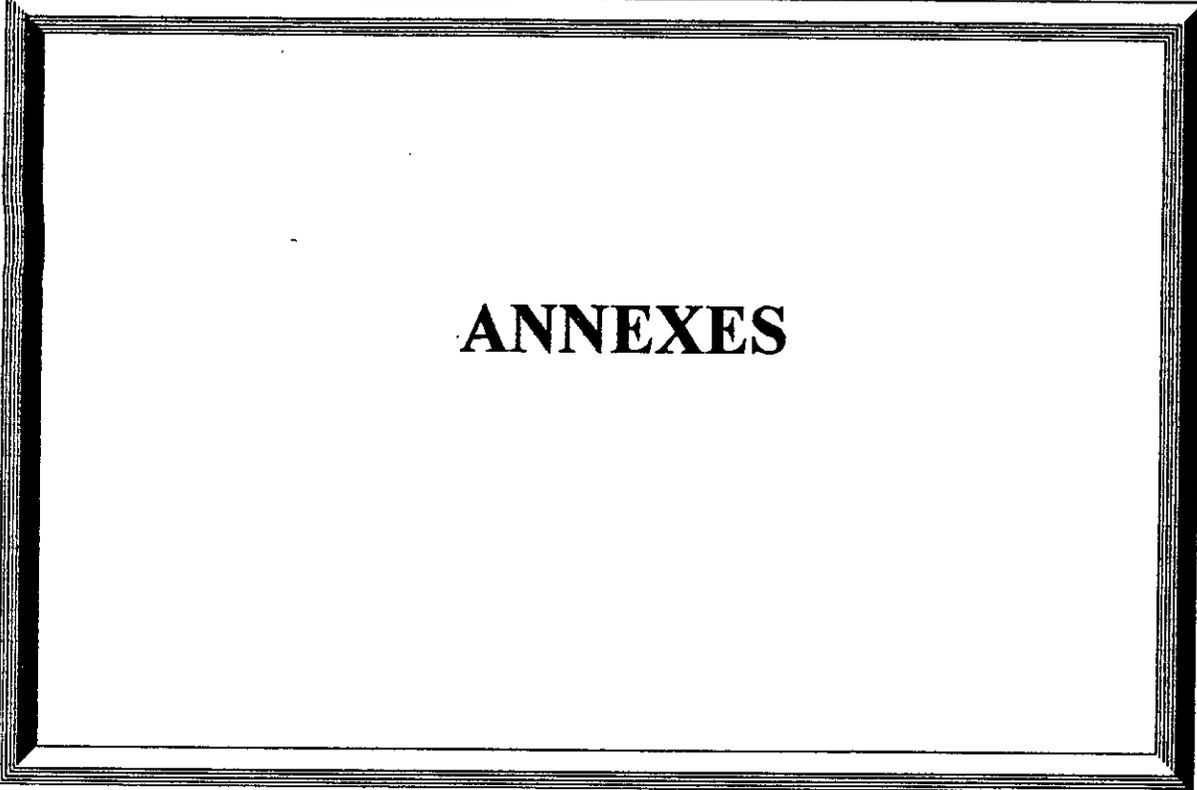
BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **J.Chatelin.**
« Machines électriques ».
vol 2, Dunod 1983.
- [2] **P.Barret.**
« Régimes transitoires des machines tournantes »
Edition eyrolles,1982.
- [3] **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.
- [4] **M.Tlemçani et E.Bouhassoun.**
« commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents »
PFE, ENP Alger, 1995.
- [5] **G.Laroux.**
« Les aimants permanents » .
TEC et DOC, 1989.
- [6] **R.Kechroud.**
« Etude d'une machine à aimants permanents et concentration de flux en fonctionnement synchrone autopiloté »
Thèse de magister, USTHB, 1996.
- [7] **H.Bühler.**
« Conceptions des systèmes automatiques ».
Presses polytechniques Romandes, 1988.
- [8] **Progasen Pillay, and Ramu Krishnan.**
« Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor-drives, part I: The permanent-magnet synchronous motor drives ».
IEEE, Trans Ind App, pp: 265-273, 1989.

- [9] **G.Segier, G.Lesenne, P.Notelet.**
« Introduction à l'électrotechnique approfondie ».
Tec et Doc, 1981.
- [10] **B.Robyns.**
« Commande numérique évoluées d'actionneurs à courant alternatifs ».
Thèse de doctorat en sciences appliquées, Université catholique de Louvain, 1993.
- [11] **B.Robyns.**
« commande des moteurs synchrones et asynchrones ».
séminaire sur les entraînements à vitesse variable, Rabat, avril 1992.
- [12] **Progasan Pillay, and R.Krishnan**
« modeling of permanent magnet motor drives »
IEEE.Trans Ind Elec :pp 537-541, Vol 35 N°4. Nov. 1988.
- [13] **G.Segier et F.Labrique.**
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-alternatif »
Tome 4, Tec et doc Lavoisier, 1989.
- [14] **G.Grouni.**
« Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ».
Thèse de magister,ENP Alger,1992.
- [15] **Y.Ait-Gougam.**
« Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ».
Thèse de magister,ENP Alger,1992.
- [16] **M.O.Mahmoudi, Y.Ait-Gougam.**
« Etude comparative entre diverses stratégies modulation de pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone ».
Proceeding of 2nd CEA Algiers, vol 1, Nov 1994.

- [17] **T.H.Liu, C.H.Liu.**
 « Micro-processeur-based controller design and simulation for a permanent magnet synchronous motor drives ».
- [18] **B.K.Bose.**
 « Power electronics and AC drives ».
 Printic-hall, 1986.
- [19] **M.O.Mahmoudi, B.Hemici, B.Bouhassoun.**
 « commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension ».
 COMEI, Vol.3, Tlemcen, Dec 1996.
- [20] **P.Vas.**
 « Vector contrôl of AC machines ».
 Edition Clarendon Press Oxford, 1990, USA.
- [21] **K.Najim.**
 « Commande adaptative des processus industriels ».
 Masson, Mexico, 1982.
- [22] **D.L.Landau.**
 « Adaptative contrôl, the model référence appraoch ».
 Marcel, Dekker, Newyork, 1979.
- [23] **L.Guenfaf.**
 « Etude de différentes stratégies de commande adaptative, application à un robot manipulateur ».
 Thèse de magister, ENP Alger, 1985.
- [24] **Chérifi.**
 « Commande adaptative par modèle de référence: application: systèmes SISO MIMO: bras de robot ».
 PFE, ENP Alger, 1993.
- [25] **Y.Fu.**
 « Commande découplée et adaptative des machines asynchrones triphasées »
 Thèse de doctorat, Montpellier II, 1991.



ANNEXES

ANNEXE A:

Synthèse de systèmes de commande adaptative basé sur la stabilité au sens de Lyapounov.

Pour comprendre le travail développé au chapitre V, nous présentons quelques définitions, sur la stabilité du système [21].

A.1) La stabilité au sens de Lyapounov:

Considérons un système décrit par l'équation différentielle ordinaire suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X, t) \\ \dot{X} = \frac{dX}{dt}, \quad X = X_{e_0} \text{ à } t = t_0 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Les valeurs X et $F(X, t)$ étant de dimension n .

Soit $X = X_e(t)$ une solution de l'équation (A.1) pour $t > 0$.

définition 1:

La solution $X = X_e(t)$ est dite stable au sens de Lyapounov si pour tout ε réel positif ($\varepsilon > 0$), il existe un nombre réel $\delta(\varepsilon, t_0) > 0$ tel que:

$$\|X_0 - X_e\| < \delta(\varepsilon, t_0) \Rightarrow \|X(t, X_0, t_0) - X_e(t)\| < \varepsilon \quad \text{pour } t > t_0 \quad (\text{A.2})$$

définition 2:

La solution $X = X_e(t)$ de l'équation (A.2) est asymptotiquement stable si:

- 1- X_e est stable au sens de Lyapounov.
- 2- pour tout $r(t_0) > 0$ et $\mu > 0$, il existe $T(\mu, X_0, t_0)$ tel que:

$$\|X_0 - X_{e_0}\| \leq r(t_0) \text{ entraîne } \|X(t, X_0) - X_e(t)\| \leq \mu \text{ pour } t \geq t_0 + T$$

A.2 Fonction de Lyapounov:

Soit $V(t, X)$ une fonction scalaire dérivable.

Cette fonction est dite de Lyapounov si elle est positive au sens précis suivant:

- $V(t, 0) = 0$
- $\alpha(\|X\|) < V(t, X) < \beta(\|X\|)$ pour tout $X \neq 0$

où α et β sont des fonctions de classe k

La dérivée de cette fonction est donnée par:

$$W(t, X) = \frac{d}{dt} V(t, x) \quad (\text{A.3})$$

théorème 1:

Considérons le système décrit par l'équation:

$$\dot{X} = f(X, t) \quad (\text{A.4})$$

avec:

$f(0, t) = 0$ pour tout t positif ou nul.

s'il existe une fonction de Lyapounov V dont la dérivée W est non positive pour tout (t, X) , alors la solution d'équilibre nulle est stable.

théorème 2:

Considérons le système linéaire invariable dans le temps:

$$\dot{X} = A \cdot X \quad (\text{A.5})$$

L'état d'équilibre $X_0 = 0$ du système précédent est asymptotiquement stable, si et seulement si pour n'importe quelle matrice Q définie positive, il existe une matrice unique symétrique P définie positive telle que:

$$A^T \cdot P + P \cdot A = -Q$$

et $V(X) = X^T P \cdot X$, les conditions du théorème précédent se trouvent vérifiées.

ANNEXE B:**Synthèse de commande adaptative
basée sur les concepts de positivité
et d'hyperstabilité.****B.1 Fonctions réelles positives:****définition 1:**

La fonction rationnelle $h(s)$ de la variable complexe $s=\sigma+j\omega$ est réelle positive si:

- 1- $h(s)$ est réelle pour tout s réel.
- 2- $\operatorname{Re}(h(s))>0$ pour tout $\operatorname{Re}(s)>0$.

définition 2:

La fonction rationnelle $h(s)$ de la variable complexe $s=\sigma+j\omega$ est strictement réelle positive si:

- 1- $h(s)$ est réelle pour tout s réel.
- 2- Les pôles de $h(s)$ n'appartiennent pas au demi plan $\operatorname{Re}(s)>0$.
- 3- $\operatorname{Re}(h(j\omega))>0 \quad -\infty < \omega < +\infty$.

B.2 Approche d'hyperstabilité:

Le concept d'hyperstabilité est la méthode la plus efficace pour la synthèse de la commande adaptative par modèle de référence. Elle s'applique aux systèmes pouvant être divisé en deux parties, une partie se trouvant dans la chaîne directe et une autre partie se trouvant dans la chaîne de retour.

Considérons les équations suivantes:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U = A \cdot X - B \cdot W & \text{(B.1)} \\ V = C \cdot X + j \cdot U = C \cdot X - j \cdot W & \text{(B.2)} \\ W = f(V, t, \tau), \quad \tau < t & \text{(B.3)} \end{cases}$$

définition 1:

Le théorème donné par les équations (B.1), (B.2) et (B.3) est hyperstable s'il existe une constante positive $\delta>0$ et une constante $\delta_0>0$ tel que toutes les solutions $X(X(0), t)$ des équations (B.1) et (B.2) satisfassent l'inégalité:

$$\|X(t)\| < \delta[\|X(0)\| + \delta_0] \text{ quelque soit } t>0.$$

et pour tout bloc $W=f(v,t,\tau)$ satisfassent l'inégalité:

$$\eta(0,t_1) = \int W^T v dt > -\delta_0, \text{ pour tout } t_1 > t_0 \quad (\text{B.4})$$

théorème 1:

Une condition nécessaire et suffisante pour le système décrit par les équations (B.1), (B.2), (B.3) et (B.4) soit hyperstable est que la matrice de transfert:

$$H(s) = j + c(s.I - A)^{-1} \cdot B \quad (\text{B.5})$$

soit positive réelle.

théorème 2:

Une condition nécessaire et suffisante pour que le système décrit par les équations (B.2), (B.2), (B.3) et (B.4) soit asymptotiquement hyperstable est que:

La matrice de transfert (B.5) soit strictement positive.

B.3 Blocs hyperstables:

Considérons le système mono-entrée, mono-sortie de premier ordre avec contre réaction non linéaire:

$$\begin{cases} \dot{X} = F \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X \\ U(t) = -\Psi(Y(t), t) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

X, Y et U sont des scalaire, Ψ est un opérateur statique assujetti à la contrainte

$$\Psi(Y(t), t) > 0 \quad (\text{B.7})$$

Déterminons les conditions assurant la stabilité du système régit par l'équation (B.6).

considérons la fonction de transfert de Lyapounov suivante:

$$V(X) = P \cdot X^2, P > 0 \quad (\text{B.8})$$

A partir de (B.6) et (B.8) la dérivée $\dot{V}(X)$ s'écrit:

$$\dot{V}(X) = 2 \cdot F \cdot P \cdot X^2 - 2 \cdot P \cdot G \cdot X \cdot \Psi(H \cdot X, t) \quad (\text{B.8})$$

Supposons que le système linéaire est réel positif, on aura:

$$F < 0$$

$$HG > 0$$

L'équation (B.9) s'écrit alors:

$$\dot{V}(X) = 2 \cdot F \cdot P \cdot X^2 - 2 \frac{P \cdot G \cdot H}{H} \cdot X \cdot \Psi(H \cdot X, t) \quad (\text{B.10})$$

compte tenu de la contrainte (B.7) cette dérivée est non positive le système (B.8) est donc stable.

ANNEXE C:

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont:

puissance nominale :	$P_n=100 \text{ w.}$
Tension nominale :	$V_n=28 \text{ v.}$
Résistance d'une phase statorique :	$R_s=3.4 \Omega.$
Inductance cyclique :	$L_d=L_q=0.0121 \text{ H.}$
Flux des aimants :	$\Phi_f=0.013 \text{ Wb.}$
Moment d'inertie :	$J=10^{-4} \text{ N.m.s}^2/\text{rd.}$
Coefficient de frottement :	$f_c=5.10^{-5} \text{ N.s/rd.}$
Couple résistant nominal :	$C_r:0.05 \text{ N.m.}$
Nombre de paires de pôles :	$p =2.$