

27/95

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Genie électrique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Commande vectorielle d'une machine
synchrone à aimants permanents
alimentée en tension.

Proposé par :

M. O. Mahmoudi
E. Mezli

Etudié par :

M. Temcari
E. Bouhassoua

Dirigé par

M. O. Mahmoudi
E. Mezli

PROMOTION

Juin 95

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE

SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANANTS

ALIMENTEE EN TENSION

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE au département génie électrique sous la direction scientifique des M^{rs} : M.O.Mahmoudi et L.Nezli chargés de cours à l'école nationale polytechnique, à qui on exprime notre profonde gratitude pour leurs conseils et encouragements pendant toute la durée de réalisation de ce travail.

On remercie également, Messieurs le président et les membres du jury qui nous ont honoré par leur présence à la soutenance de ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi à I.KADRI, A.NESBA, N.Mokhtari et en particulier M^r S.BERKATI pour l'aide qu'ils nous ont dispensé.

SOMMAIRE



NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I: PRESENTATION ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMENTS PERMANENTS

I.1/ Présentation de la machine à aimants permanents.....	4
I.1.1/ Introduction.....	4
I.1.2/ Machine à aimants permanents.....	4
a/ Généralités.....	4
b/ Avantages des machines synchrone à aimants permanents.....	4
c/ Choix de la machine à aimants permanents à étudier.....	5
I.2/ Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents..	5
I.2.1/ Hypothèses simplificatrices.....	5
I.2.2/ Mise en équation de la machine.....	6
I.2.3/ Transformation de PARK.....	7
I.2.4/ Equation électrique dans le référentiel de PARK.....	8
I.2.5/ Simulation.....	10
I.3/ Modélisation de l'alimentation de la machine.....	14
I.3.1/ Modélisation du redresseur.....	14
I.3.2/ Modélisation du filtre.....	17
I.3.3/ Modélisation de l'onduleur de tension (MLI).....	18
I.3.4/ Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	21
I.3.5/ Modélisation de l'association convertisseur-machine à aimants permanents.....	23
I.3.6/ Simulation.....	24
I.3.7/ Conclusion.....	25

CHAPITRE II: COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX.

Introduction.....28
 II.1/ Modèle en tension de la MSAP.....28
 II.2/ Modèle de courants statoriques commandé en tension.....29
 II.3/ Stratégie de commande.....30
 II.4/ Modèle où le courant i_{ds} est nul.....31
 II.5/ Simulation.....33
 II.6/ Conclusion.....34

CHAPITRE III: MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX

Introduction.....37
 III.1/Méthode d'orientation.....37
 III.2/ Commande vectorielle simplifiée.....38
 III.3/ Structure de commande de l'orientation du flux.....40
 III.4/ Simulation.....41
 III.5/ Association onduleur-MSAP.....43
 III.6/ Simulation.....45
 III.7/Conclusion.....45

CHAPITRE IV: POSITIONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENT

Introduction.....48
 IV.1/ Réglage de vitesse.....48
 IV.1.1/ Fonction de transfert en boucle ouverte.....48
 IV.1.2/ Fonction de transfert en boucle fermée.....51
 IV.1.3/ Application sur le modèle de la machine.....54
 IV.1.4/ Application sur l'association onduleur-machine.....59
 IV.1.5/ Simulation.....59
 IV.2/Réglage de position.....64
 Introduction.....64
 IV.2.1/ structure globale de la commande vectoriel avec réglage de position.....64
 IV.2.2/ Simulation.....66

IV.3/ Etude de la robustesse de la machine.....71
IV.3.1/Robustesse vis à vis de la variation des paramètres
électriques.....71
IV.3.1/Robustesse vis a vis de la variation des paramètres
mécaniques.....71
IV.4/ Conclusion.....75

CONCLUSION GENERALE.....76

ANNEXE.....79

BIBLIOGRAPHIE.....81

Notations

C_{em} , C_r , C_f : couple électromagnétique, couple résistant et couple de frottements.
 C_f : Capacité de filtrage.
 $d(q)$: Axe direct (en quadrature).
 f_c : coefficient de frottements.
 $i_{a,b,c}$: courants instantanés des phases de la machine.
 i_{de} , i_{qe} : courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
 J : Moment d'inertie de la machine.
 K , K_1 : Coefficients du régulateur de vitesse.
 K_{p1} , K_{i1} : Coefficients du régulateur de courant i_a .
 K_p : Coefficients du régulateur de position.
 L_a , L_q : Inductances cyclique directe et en quadrature.
 L_f : Inductance de filtrage
 p : Nombre de paires de pôles.
 R_s : Résistance d'une phase statorique.
 S : Opérateur de Laplace.
 T_e , T_m : Constantes de temps électrique et mécanique.
 $V_{a,b,c}$: Tensions instantanées des phases statoriques
 V_{de} , V_{qe} : Tensions statorique d'axe direct et en quadrature.
 U_f , i_e : Tension et courant à l'entrée de l'onduleur
 U_a , i : Tension et courant aux bornes du redresseur.
 $\psi_{a,b,c}$: flux instantanés des phases statoriques.
 ψ_{de} , ψ_{qe} : flux statoriques d'axe direct et en quadrature.
 ω_r : vitesse angulaire du rotor.
 θ_r : Position du rotor.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur à courant continu, généralement à aimant permanent dans le domaine des faibles puissances, constitue jusqu'à ces dernières années la solution la plus répandue pour obtenir un contrôle de vitesse et de position nécessitant des performances statiques et dynamiques élevées. Mais si la commande de ce moteur est relativement simple, la nécessité d'une commutation mécanique sous forme de système balais-collecteur limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine, impose des restrictions aux milieux ambiants et nécessite une maintenance importante [2]. C'est pourquoi les machines à courants alternatifs remplacent de plus en plus les machines à courant continu à balais dans de nombreux domaines; dont les servomoteurs.

Les servomoteurs doivent avoir des performances dynamiques élevées. Pour cela des recherches approfondies sont effectuées dans divers laboratoires afin de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple les aimants permanents à base de terre rare. Ces derniers permettent d'obtenir des machines synchrones qui présentent par rapport aux autres types de machines - à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone - beaucoup d'avantages, entre autres une inertie faible et un couple massique élevé.

Les machines pour lesquelles les aimants sont placés dans l'entrefer permettent d'obtenir de faibles constantes de temps électriques et des machines silencieuses [10].

Aujourd'hui, grâce au développement des microprocesseurs et des convertisseurs de puissance, toujours plus performants, a ouvert la voie au contrôle en temps réel des machines électriques.

Notre travail concerne l'étude et la mise au point par simulation numérique de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface, alimentée par un onduleur de tension.

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la **MSAP** associé à un onduleur de tension commandé par la stratégie de modélisation de largeur d'impulsion **MLI**.

Dans le second chapitre nous présenterons le principe de base de la commande vectorielle de la **MSAP**, puis nous passerons à la description du système global à étudier en faisant une analogie entre la machine à courant continu.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude par simulation numérique de la commande vectorielle en boucle ouverte, après un survol des principales stratégies de mise en oeuvre, une stratégie particulière est développée plus longuement à titre d'exemple l'intérêt de celle-ci est qu'elle fournit un algorithme de commande relativement simple.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude en boucle fermée de la commande dont le positionnement de la machine par régulation de la position, de la vitesse et du courant ids est mise au point.

CHAPITRE I

PRESENTATION ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

I.1 / Présentation de la machine synchrone à aimants permanents:**I.1.1 / Introduction :**

Le développement de nouvelles structures électro-mécaniques de conversion associant machines et convertisseurs statiques ont permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques à vitesse variable.

Les aimants permanents; procurent un certain nombre d'améliorations et d'avantages (inertie faible; couple élevé;...) aux machines synchrones, par rapport aux autres types de machines (à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone) [5].

I.1.2 / Machines à aimants permanents :-**a / Généralités :-**

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 les flux magnétiques.

Les caractéristiques des machines à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé; en effet, la puissance électrique est directement proportionnelle à la densité d'énergie dans l'entrefer. [10]

b / Avantages des machines synchrones à aimants permanents :-

Les machines synchrones à aimants permanents présentent par rapport à tous les autres types de machines, à courant continu, synchrone à excitation et asynchrone; plusieurs avantages qu'on peut citer:[3,4]

-Morphologie très souple; à savoir :

- * un grande nombre de pôles;
- * très grandes vitesses.

- Il n'y a pas de pertes résistives au rotor ce qui facilite l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la machine, donc pas d'équipement de refroidissement au rotor.

-L'absence de bagues et de balais réduit les problèmes de maintenance, et permet à la machine de travailler dans une ambiance hostile.

En dehors de tous ces avantages: grâce au développement de l'électronique de puissance; l'association machine à aimants-convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans des domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).[3,8]

c / Choix de la machine à aimants permanents à étudier :-

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale, qui ne comporte ni amortisseurs, ni pièces pôlaires. Donc, seuls les enroulements de l'induit sont parcourus par des courants. En raison de l'absence de pièces pôlaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terres rares (SmCo,NdFeB) [5].

I.2 / Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents:

L'étude analytique des systèmes électro-mécaniques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

La méthode de modélisation du système global étudie à la particularité de composer le système complet en sous-systèmes;ou blocs séparés.

Une telle structure modulaire nous permet de faciliter le développement des programmes de simulation.

I.2.1 / Hypothèses simplificatrices:-

Nous faisons les hypothèses suivantes[15]:

- 1) L'effet d'hysteresis et les pertes dans l'acier sont négligeable;
- 2) La machine fonctionne dans un régime non saturé;
- 3) Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor;
- 4) La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale; ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase de l'induit.

I.2.2 / Mise en équations de la machine :-

La figure(I.1) présente schématiquement la machine synchrone à aimants permanents considérée.

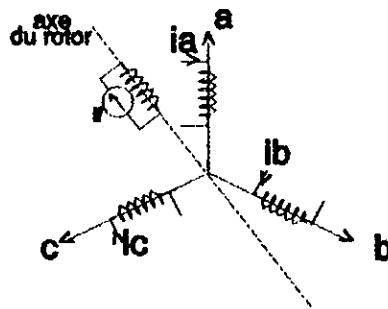


Fig I.1: Schéma de la machine synchrone à aimants permanents.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents sans amortisseurs, s'écrivent :

$$\begin{aligned} [V] &= [R] [i] + \frac{d}{dt} [\Phi] \\ [\Phi] &= [L_s] [i] + \Phi_f \end{aligned} \quad (I.1)$$

tel que :

$[V] = (V_a, V_b, V_c)^T$ vecteur tension statorique.

$[i] = (i_a, i_b, i_c)^T$ vecteur courant statorique

$[R] = R_s [I]$; $[I]$: matrice identité

$[L_s]$: matrice inductance (propres et mutuelles statoriques).

Donc le système (I.1) devient :

$$\begin{aligned}
 V_a &= R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\
 V_b &= R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\
 V_c &= R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.2}$$

Equation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f)
 \tag{I.3}$$

Avec :

$\Omega = \omega_r / p$: vitesse de rotation de la machine.

C_r : couple résistant.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_f : couple de frottement.

J : moment d'inertie de la partie tournante.

P : nombre de paires de pôles.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

1.2.3/Transformation de park:

Pour supprimer la non linéarité du système des équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasés; ce changement de variables consiste à transformer les trois enroulements des phases à des enroulements orthogonaux (d,q) tournant à une vitesse ω [14,15], comme représenté à la figure (I.2).

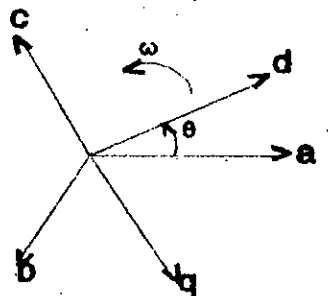


Figure 1.2: Passage triphasé-biphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système (d,q) est donnée par:

$$F_{dqo} = K_p F_{abc} \quad (I.4)$$

avec:

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

Le facteur $\sqrt{2/3}$ est choisi de façon à ce que la matrice K_p soit orthogonale ce qui facilite le calcul de $[K_p]^{-1}$ [16].

L'angle θ est définie comme suit:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$$

tel que:

θ : angle entre l'axe magnétique a et l'axe longitudinal d.

w : vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de w: on distingue:

w=0 référentiel statorique.

w= ω_s référentiel de synchronisme.

w= ω_r référentiel rotorique.

1.2.4/ Equations électriques dans le référentiel de Park:

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles: le passage du système triphasé au système (d,q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park:

$$[V_{dq}] = [K_s] [V_{abc}] \quad (I.6)$$

En faisant un calcul élémentaire sur les équations précédentes nous obtenons les expressions des tensions données par le système suivant:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \end{aligned} \quad (I.7)$$

Les flux sont donnés dans le système (a,b,c) par:

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

L_{cs} : inductance cyclique principale.

Nous passons au système (d,q):

$$[\phi_{dq}] = [k_s] [\phi_{abc}] \quad (I.8)$$

Après le calcul, nous obtenons:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_d i_{ds} + \phi_f \\ \phi_{qs} &= L_q i_{qs} \end{aligned} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions de ϕ_a et ϕ_b dans le système (I.6): nous obtenons:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_f \end{aligned} \quad (I.10)$$

avec:

ϕ_f : flux dûe aux aimants.

R_s : résistance d'une phase statorique.

L_d : inductance suivant l'axe d.

L_q : inductance suivant l'axe q.

ω_r : pulsation des tensions et des courants triphasés.

*)Equation mécanique:-

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

$$\text{où: } C_{em} = P[\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}] - P[\phi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}]$$

$\phi_f i_{ds}$: couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

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

I.2.5 / Simulation:-

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée en tension figure (I.3); pour deux essais typiques:

1-Démarrage à vide de la MSAP;

2-Démarrage puis application d'un échelon de couple en régime permanent.

Interprétation:-

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à une valeur de 465 (rd/s) au bout d'un temps de 2s environ, la dynamique de la machine est un peu lente.

Le courant i_{ds} d'axe direct se fixe à une valeur égale à 3 A, après avoir atteint sa valeur de crête égale à 6.5 A environ.

La composante i_{qs} d'axe q varie de la même façon que celle de l'axe direct; elle se stabilise en effet à une valeur égale à 0.8 A.

Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant

i_{ae} : il se stabilise à une valeur égale à 0.02 N.m qui compense les pertes par frottement et ventilation. après un régime transitoire caractérisé par un couple maximum égale à 0.16 N.m environ.

On remarque un appel considérable du courant au démarrage (environ 8 A) ce régime a une durée équivalente au temps de démarrage et s'atténue par la suite jusqu'à se fixer en régime permanent à une valeur égale à 1.62 A.

L'introduction de la perturbation provoque une diminution de la vitesse; le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée; et les pertes environ 0.05 Nm.

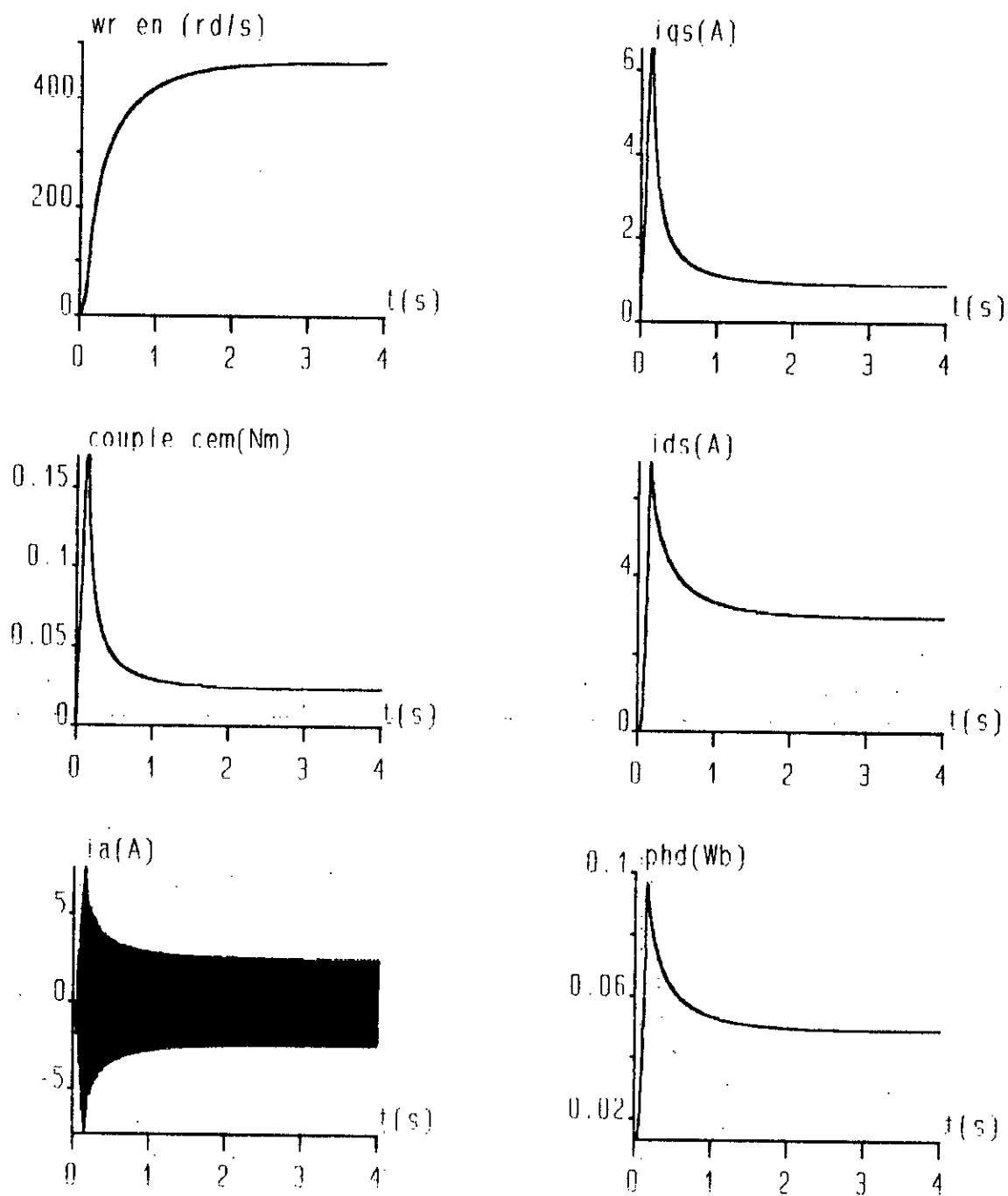


Figure I.3a: Les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanent à vide.

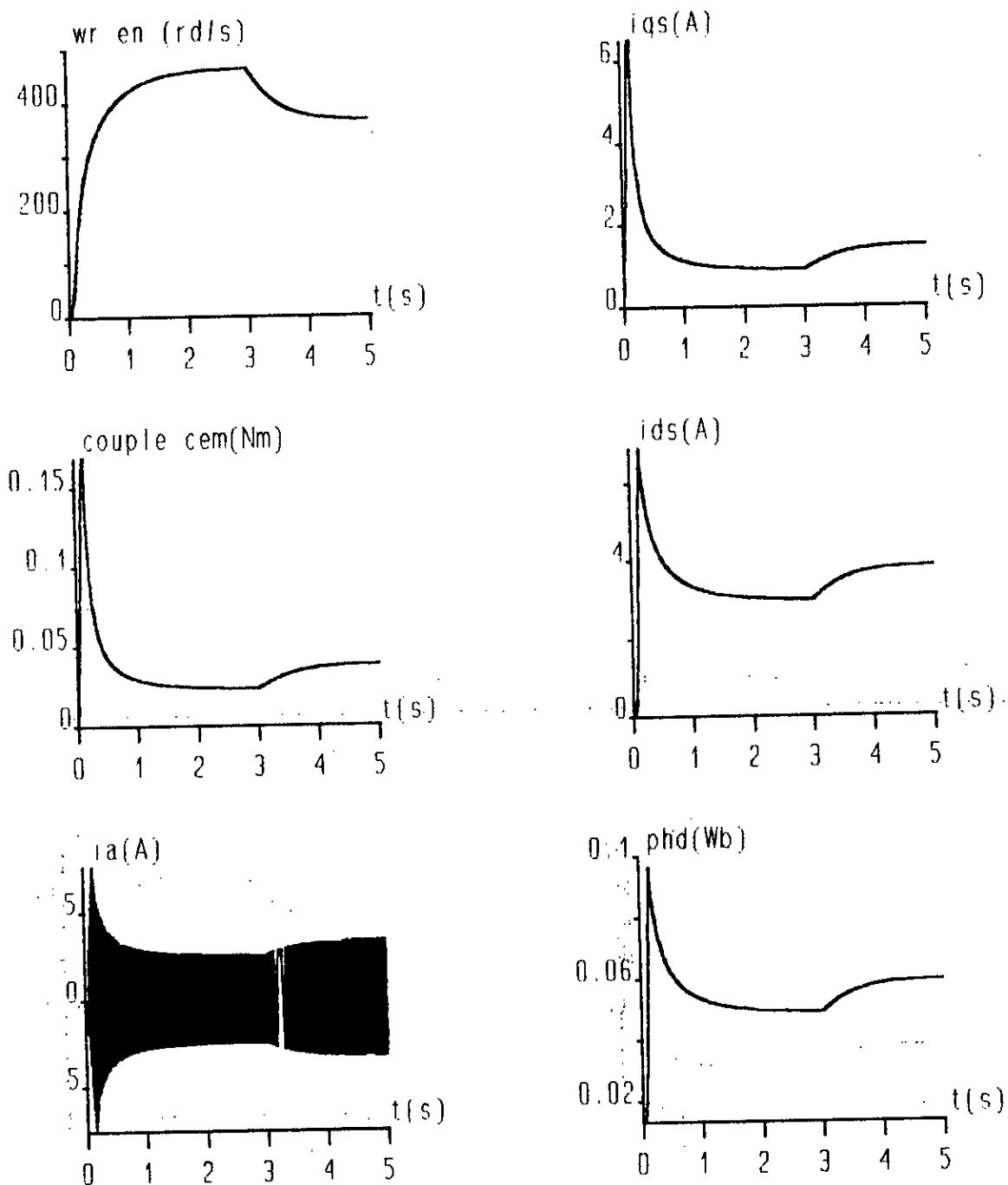


Figure I.3b: Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage à charge nulle, puis application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r = 0.05 \text{ N.m}$).

I.3. Modélisation de l'alimentation de la machine:-

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. Il est alimenté par une source de tension redressée et filtrée comme l'illustré dans la figure(I.4).

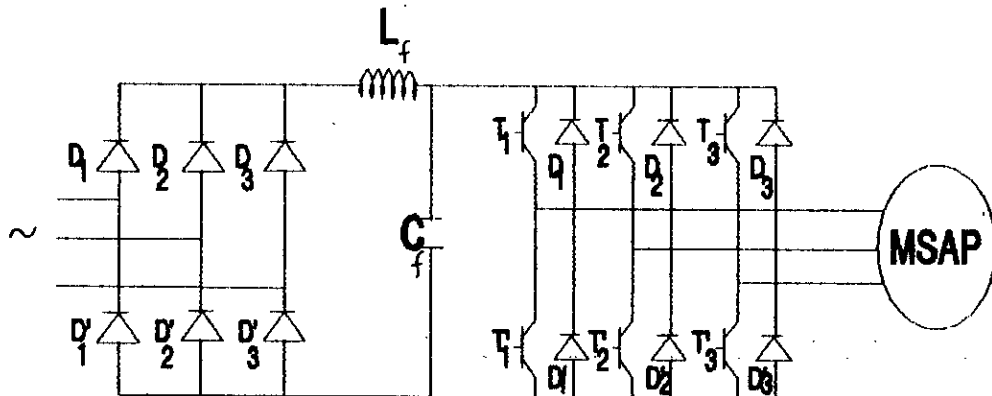


Figure I.4 : Association redresseur à diode-filtre-onduleur de tension-machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 / Modélisation du redresseur:-

La tension continue alimentant l'onduleur est obtenue par redressement de la tension alternative du réseau. le redresseur peut être à base de diodes ou de thyristors. Le redresseur est schématisé par la figure(I.5).

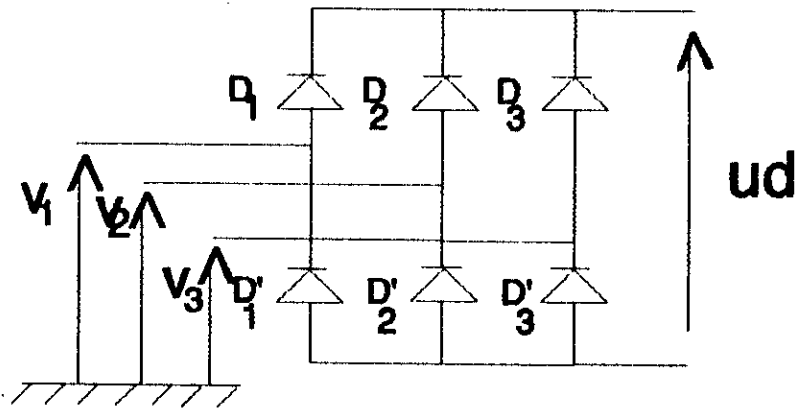


Figure I.5 : redresseur à diodes

Les diodes D_3 et D_3' sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de connexion G_j et G_j' ($j=1,2,3$) définie comme suit :

$$G_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_j \text{ est la plus positive } (j=1,2,3) \\ 0 & \text{si } V_j \text{ est la plus négative } (j=1,2,3) \end{cases}$$

(I.12)

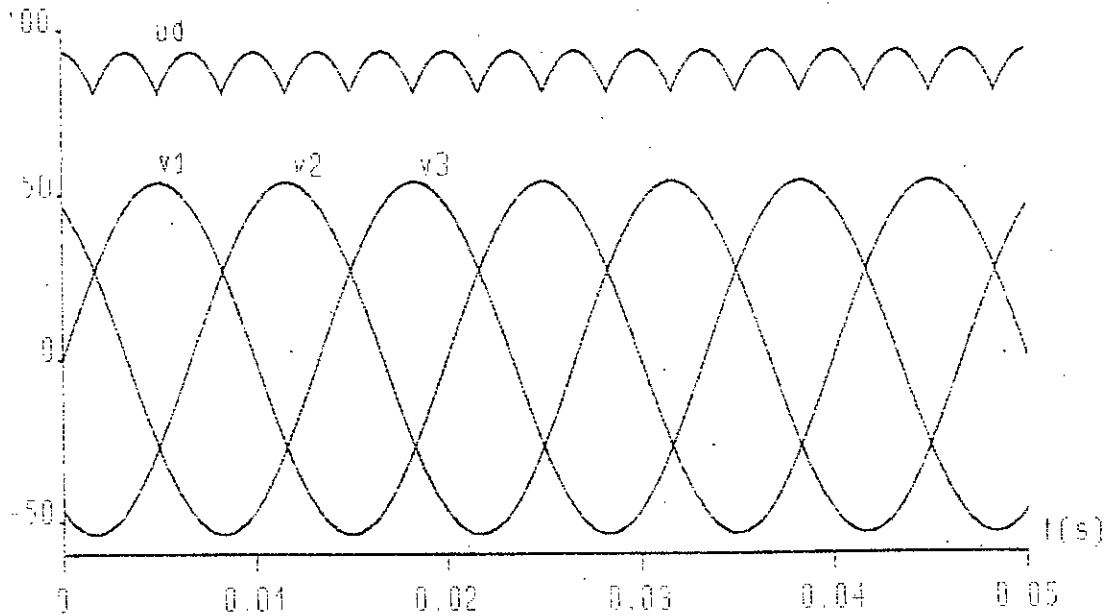
$$G_j' = \begin{cases} 0 & \text{si } V_j \text{ est la plus positive } (j=1,2,3) \\ 1 & \text{si } V_j \text{ est la plus négative } (j=1,2,3) \end{cases}$$

La tension redressée s'écrit :

$$U_d = (G_1 - G'_1) V_1 + (G_2 - G'_2) V_2 + (G_3 - G'_3) V_3 \quad (I.13)$$

Simulation numérique :-

Les résultats de la simulation du redresseur sont représentés à la figure(I.6).



Figure(I.6) : Tension redressée

I.3.2 / Modélisation du filtre :-

Un filtre LC est inséré entre le redresseur et l'onduleur à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et un courant légèrement ondulé. La capacité C_f supprime les brusques variations de la tension V_f durant les intervalles de commutation, ainsi qu'absorbe le courant négatif restitué par la charge à travers les diodes de récupération.

La self L_f permet de rendre sensiblement constant le courant i pris à la source, alors que i_a absorbé par l'onduleur est fortement ondulé [16]. Ce filtre est schématisé par la fig(I.7).

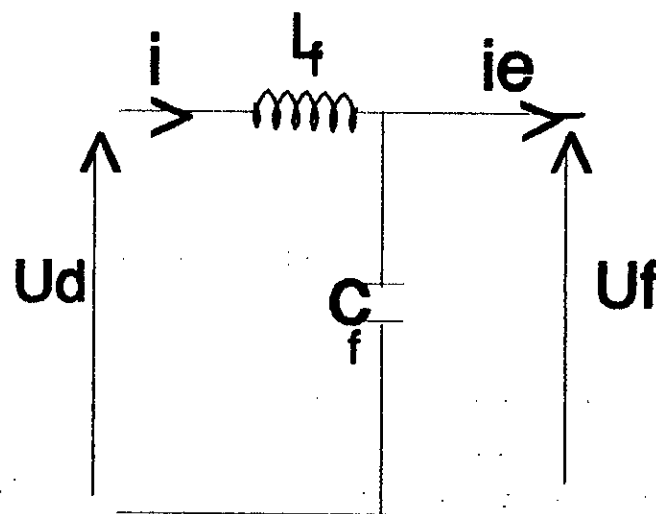


Figure I.7 : Filtre LC

Les équations du filtre sont :

$$\begin{aligned}
 U_d - L_f \frac{di}{dt} + U_f \\
 \frac{dU_f}{dt} - \frac{1}{C_f} (i - i_o)
 \end{aligned}
 \tag{I.14}$$

Calcul des paramètres du filtre :

Le système (I.14) conduit à la fonction de transfert du filtre G_f telle que :

$$G_f = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2}
 \tag{I.15}$$

Afin de faciliter le filtrage des harmoniques d'ordre élevé provoquées par le fonctionnement de l'onduleur, nous avons choisi un filtre passe-bas dont la fréquence de résonance f_r est loin de la fréquence d'utilisation, pour qu'il n'y ait pas d'interaction entre les fréquences. La relation qui permet de déterminer les paramètres du filtre s'écrit [6] :

$$L_f \omega_0 C_f > 1$$

Nous choisissons L_f et ω_0 , la capacité C_f peut être déterminée par la relation :

$$C_f > \frac{1}{L_f \omega_0^2}$$

Les paramètres choisis sont :

$$L_f = 20 \text{ mH}$$

$$C_f = 300 \text{ uF}$$

I.3.3 / Modélisation de l'onduleur de tension :-

Le schéma détaillé de l'onduleur de tension associé au MSAP est donné par la figure (I.8). Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_1 et T_2 commandés à l'ouverture et à la fermeture, shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération D_1 et D_2 .

Les interrupteurs T_j et T_j^{-} sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

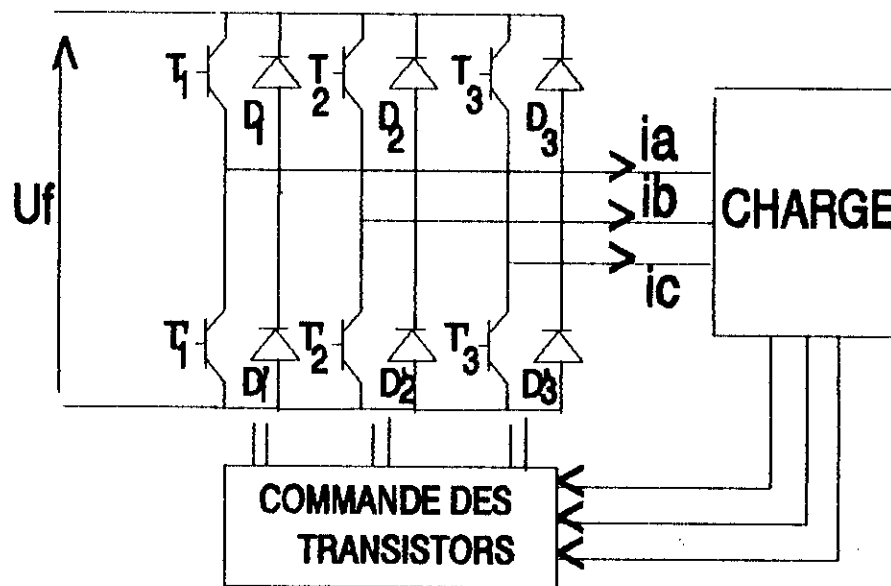


Figure I.8 : Onduleur de tension

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composant parfait). Ainsi à chaque bras de l'onduleur est associée une fonction logique de connexion F_j ($j=1,2,3$). (fig(I.9)) définie comme suit :

$$\begin{aligned}
 F_j &= 1 \text{ Si } K_j \text{ est connecté à la borne } + \text{ de la source.} \\
 F_j &= -1 \text{ Si } K_j \text{ est connecté à la borne } - \text{ de la source.}
 \end{aligned}
 \tag{I.16}$$

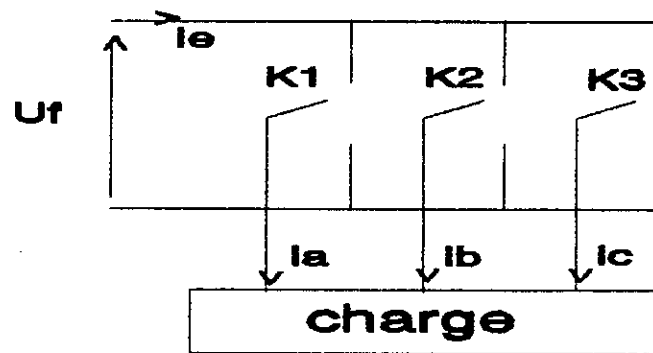


Figure I.9 :Représentation des transistors par des interrupteurs

Il en découle de ce qui à précédé :

$$U_{ab} = \frac{1}{2} U_f (F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = \frac{1}{2} U_f (F_2 - F_3) \quad (\text{I.17})$$

$$U_{ca} = \frac{1}{2} U_f (F_3 - F_1)$$

Par conséquent, les tensions simples V_a, V_b, V_c s'expriment en fonction des fonctions logiques F_3 par la relation suivante:

$$[V] = U_f [C] \cdot [F] \quad (\text{I.18})$$

Avec:

$$[V] = (V_a \ V_b \ V_c)^T$$

$$[F] = (F_1 \ F_2 \ F_3)^T$$

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

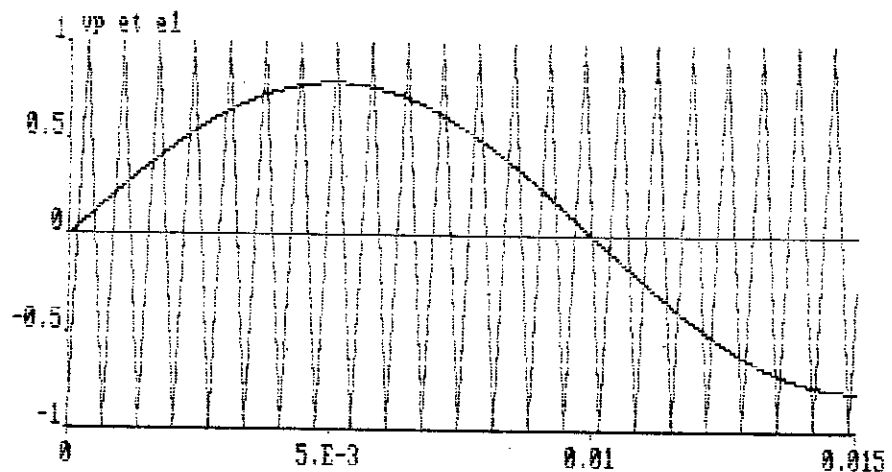
$$C = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix}$$

$$i_o = [F] [I]^T \\ = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques F_3 . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I.3.4 / Commande par modulation de largeur d'impulsion :-

Pour notre étude, la stratégie triangulo-sinusoidale synchrone est appliquée. Dont le principe consiste à comparer un signal triangulaire (V_p) d'amplitude et de fréquence fixe appelé porteuse, à un signal de fréquence (R_s) d'amplitude et de fréquence variable appelé référence, l'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs fig(I.10).



Figure(I.10): principe de la modulation triangulo sinusoidale.

La porteuse triangulaire est décrite par les équations suivantes :

- La partie ascendante de U_p est donnée par :

$$U_{pa} = \left(\frac{U_f}{2}\right) \left(-1 + 4 \frac{t}{tp}\right)$$

- La partie descendante de U_p est donnée par :

$$U_{pa}' = \left(\frac{U_f}{2}\right) \left(3 - 4 \frac{t}{tp}\right)$$

Les signaux modulants sont donnés par :

$$e_j = V_m \sin(\omega_r \cdot t - 2(j-1) \frac{\pi}{3})$$

avec: $j=1, 2, 3$

On définit les paramètres suivants:

- Le coefficient de réglage en tension :

$$r = \frac{V_m}{(U_f/2)}$$

- Le rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence (indice de modulation) : $M=f_p/f$.

Pour une alimentation en MLI l'harmonique le plus gênant est celui qui correspond à la fréquence de modulation, pour l'éliminer on considère le récepteur est sans neutre, et on choisit une fréquence de modulation telle que le rapport de cette dernière par celle du fondamentale (indice de modulation) soit multiple de trois [7].

En plus l'augmentation de M permet de repousser les harmoniques d'ordre bas vers les fréquences les plus élevées, ce qui permet la réduction des pertes causées par les harmoniques dans la machine.

Cependant, l'augmentation de M conduit aussi à l'augmentation des pertes liées à la commutation dans le convertisseur.

L'apparition récente des transistors avec un temps de recouvrement très faible (1 μ s) pour les moyennes puissances, nous autorise à utiliser des fréquences de fonctionnement maximales de plus en plus élevées [9], ce qui

nous a permis de choisir $M=21$ à 50 Hz, donc la fréquence de la porteuse est de 1.05 kHz. le rapport cyclique r est relié à la fréquence des modulantes par le rapport $r/f=cste$, afin de maintenir le flux statorique quasiment constant.

I.3.5 / Modélisation de l'association convertisseur-MSAP :-

Cette association est schématisée par la fig(I.11).

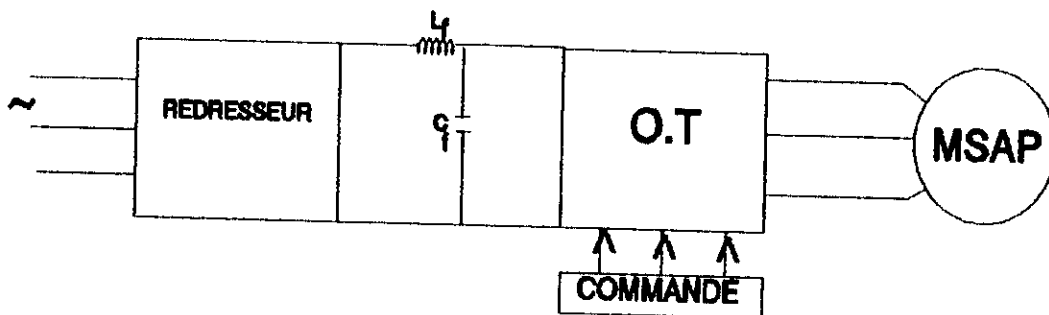


Figure I.11 : L'association convertisseur-MSAP.

Tension du réseau :

$$e_j = V_m \sin(\omega_r t - 2(j-1) \frac{\pi}{3})$$

avec: $j=1, 2, 3$

Tension redressée :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j)$$

avec $j=1, 2, 3$

Tension filtrée :

Tensions à la sortie de l'onduleur.

$$U_d = U_f + L_f \frac{di}{dt}$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i - i_o)$$

$$[V] = U_f \cdot [C] \cdot [F]$$

Transformation a.b.c vers d.q :

$$[Udq] = [P(\theta)] \cdot [V] = U_f [P(\theta)] [C] [F]$$

$$\text{avec } [Udq] = (U_d \ U_q)^T$$

Les équations électriques s'écrivent :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs}' \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } U_{qs}' = U_{qs} - \phi_f \omega_r L_q$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} [P(\phi_{dsi_{qs}} - \phi_{qsi_{ds}} - f_c \frac{\omega_r}{p} - C_r)]$$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau$$

La résolution numérique des équations différentielles du système associé à l'onduleur s'obtient par l'utilisation de l'algorithme de Rung-Kutta du quatrième ordre.

1.3.4 / Simulation numérique :-

Pour évaluer le comportement de la MSAP alimentée par un pont à diodes qui alimente à travers un filtre un onduleur de tension MLI. Nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble.

Les fig(I12,I13) donnent les formes d'onde de l'évolution de la vitesse ω_r , du couple C_{em} , du courant i_{ae} (i_{ae}), du courant de phase i_a et de la tension de phase V_a pour deux essais :

- 1)-Démarrage à vide;
- 2)-Démarrage puis l'introduction d'une perturbation au régime permanent.

Comparaison et Commentaires :-

La comparaison des résultats obtenus de l'association onduleur de tension **MSAP** avec ceux obtenus pour l'alimentation par un système de tension sinusoidales montre de ressemblance notable, et on peut dire que les résultats sont sensiblement identiques. Cependant, la technique de modulation choisie ainsi que le pas de simulation choisi engendrent une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoqueraient une pulsation du couple autour de sa valeur moyenne, ces ondulations ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble puisqu'ils sont à haute fréquence [16].

I.3.7 / Conclusion :-

Dans ce chapitre, la modélisation de la **MSAP** alimentée en tension est synthétisée, dont le modèle de **PARK** est utilisé sous forme de fonction de transfert. Les résultats obtenus montrent que, la **MSAP** alimentée par un onduleur de tension contrôlé en tension ne diffère de celle alimentée par un réseau de tension sinusoidales que par l'ondulation des caractéristiques, cette ondulation peut être réduite en diminuant le pas de simulation.

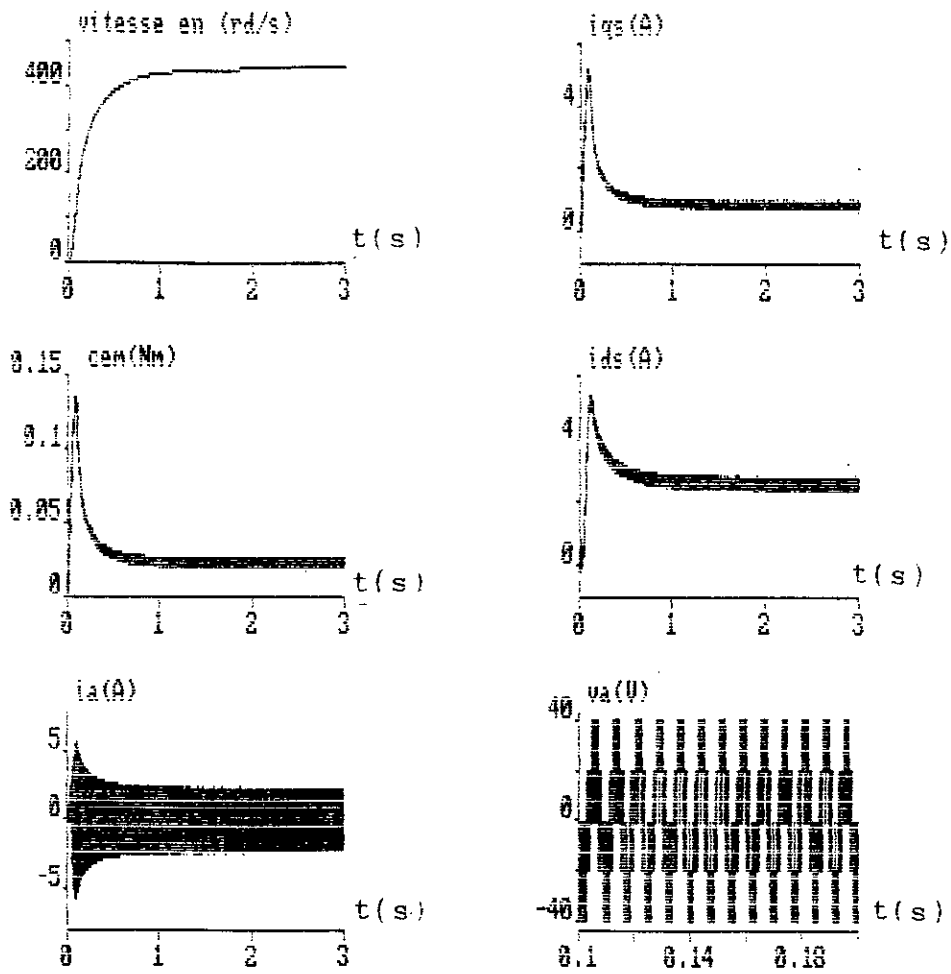
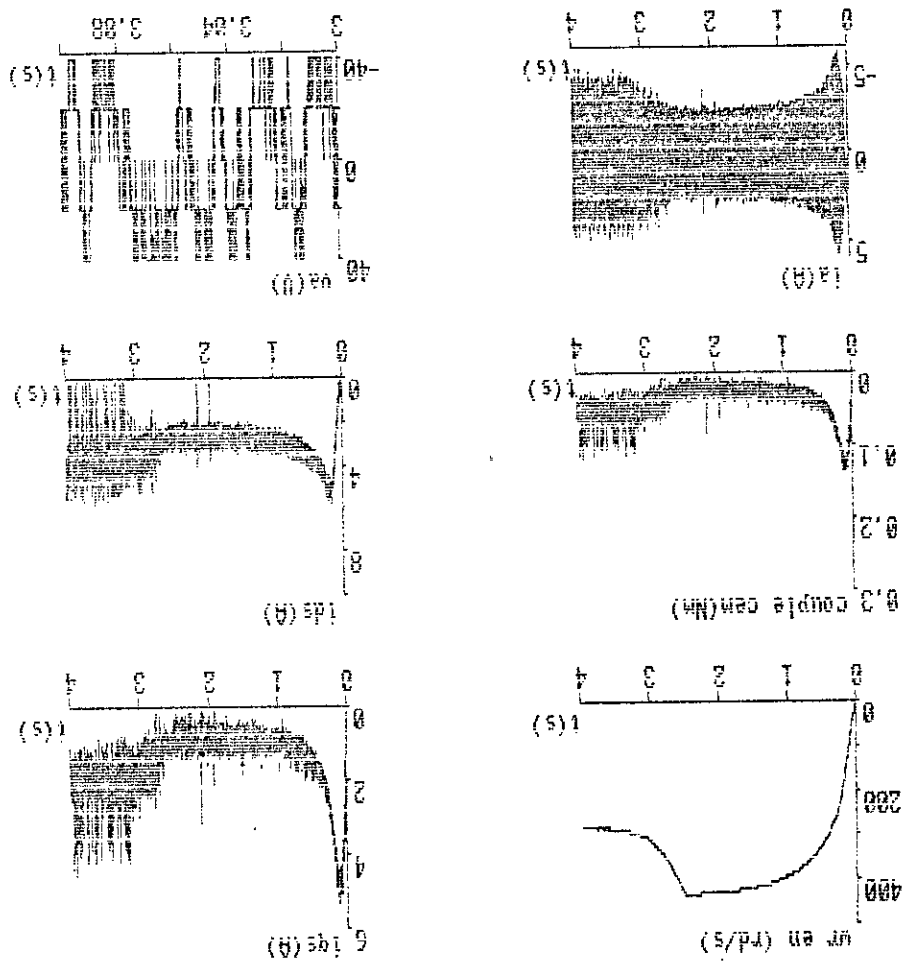


Figure I.12: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur de tension MLI-MSAP à vide.

Figure I.13: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur MLI-MSAP avec application d'une charge au régime établi.



CHAPITRE II

COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

Introduction :-

La difficulté pour commander une machine alternative réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée; les variables de sortie et les variables internes.

Une méthode de commande classique consisté à rendre la machine synchrone comme une machine à courant continu dite autopilotage, ce type de commande ne peut donner des performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissance sur les variables internes de la machine [17].

En 1971; Blachke 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. Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques; de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatifs[17]. Dans ce chapitre; nous présenterons le modèle de la machine commandée en tension, a savoir le modèle de courants statoriques.

II.1 / Modèle en tension de la machine synchrone à aimants permanents:-

Lorsque les tensions statoriques sont imposées (machine contrôlée en tension) le modèle de la machine synchrone à aimants permanents se réduit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \end{aligned} \quad (II.1)$$

Par ailleurs, pour réaliser le contrôle vectoriel; il consisté à maintenir le courant i_{ds} nul; et réguler la vitesse ou la position par i_{qs} à travers U_{qs} ; ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique [8].

II.2 / Modèle de courant statorique commande en tension:-

Ce modèle s'exprime dans l'espace d'état par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} - \omega_r i_{qs} + \frac{1}{L_d} U_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{\omega_r L_d}{L_q} i_{ds} - \frac{R_s}{L_d} i_{qs} + \frac{1}{L_q} U_{qs} - \omega_r \phi_f \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_{em} - C_r - F_c \Omega_r \end{aligned} \tag{II.2}$$

ou $C_{em} = P(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{sq} i_{ds}) = P(i_{qs} \phi_f - (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds})$
 $P \phi_f = K_T ; \omega_r = P \cdot \Omega_r$

Dans ce modèle les variables d'états sont la vitesse du rotor Ω_r et les composantes du courants statoriques i_{ds} et i_{qs} .

Schéma bloque:-

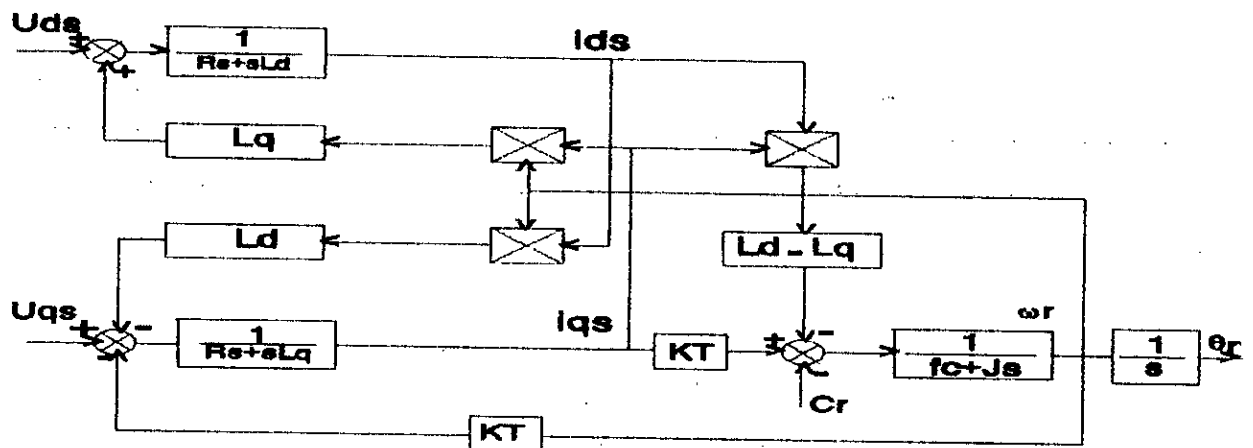


Figure II.1 : Modèle de courant statorique statorique commandé en tension.

II.3 / Stratégie de commande:-

Le modèle en tension de la machine synchrone à aimants permanents est le suivant

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s i_{ds}}{L_d} - \omega_r i_{qs} + \frac{1}{L_d} U_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{\omega_r L_d i_{ds}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_d} + \frac{1}{L_q} U_{qs} - \omega \phi_f \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - F_c \Omega) \end{aligned} \quad \text{II.3}$$

A travers ces expressions, nous relevons que la machine synchrone à aimants est un système :

- non linéaire;
- multivariable;
- couplé.

Ce dernier caractère est celui qui nous intéresse. En effet : les deux variables d'état i_{ds} et i_{qs} de ce fait; le couple électromagnétique C_{em} dépend à la fois des deux grandeurs i_{ds} et i_{qs} .

La commande vectorielle a pour but d'obtenir les modèles réduits découplés de la machine synchrone. Observons l'expression du couple:

$$\begin{aligned} C_{em} &= P(i_{ds}\phi_{qs} - i_{qs}\phi_{ds}) \\ \phi_{ds} &= \phi_f + L_d i_d \end{aligned} \quad \text{II.4}$$

Si on choisit U_{ds} et U_{qs} de telle sorte que la composante i_{qs} soit nulle, cette expression devient :

$$C_{em} = P\phi_f i_s \quad \text{II.5}$$

Cette expression nous rappelle celle de la machine à courant continu :

K : Coefficient qui dépend de la machine.

$$C_{em} = K\phi I_a$$

ϕ : Flux inducteur.

I_a : Courant induit.

D'autre part, les équations (II.3) se réduisent à la seule équation :

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \omega_r \phi_f + \frac{U_{qs}}{L_q}$$

On obtient donc un modèle où i_{as} (assuré par U_{as}) commande le couple C_{em} .

II.4 / Modèle où le courant i_{as} est nul :-

On annule le courant i_{as} en disposant le courant i_s sur l'axe q.

Ainsi :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= 0 \\ i_{qs} &= i_s \end{aligned} \quad (II.6)$$

Les équations du modèle s'écrivent :

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \omega_r \phi_f + \frac{1}{L_q} U_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ C_{em} &= P\phi_f i_s \quad \phi_f = cte \end{aligned} \quad II.7$$

La structure de la fig(II.1) peut se simplifier en tenant compte du fait que le courant i_{as} de référence est constant; qui de plus est nul. Il est en effet possible; en annulant l'effet de l'axe q sur l'axe d d'imposer $i_{as} = 0$ en boucle ouverte au moyen de U_{as} . Ceci est représenté à la figure(II.2) en traits discontinus.

Schéma bloc :

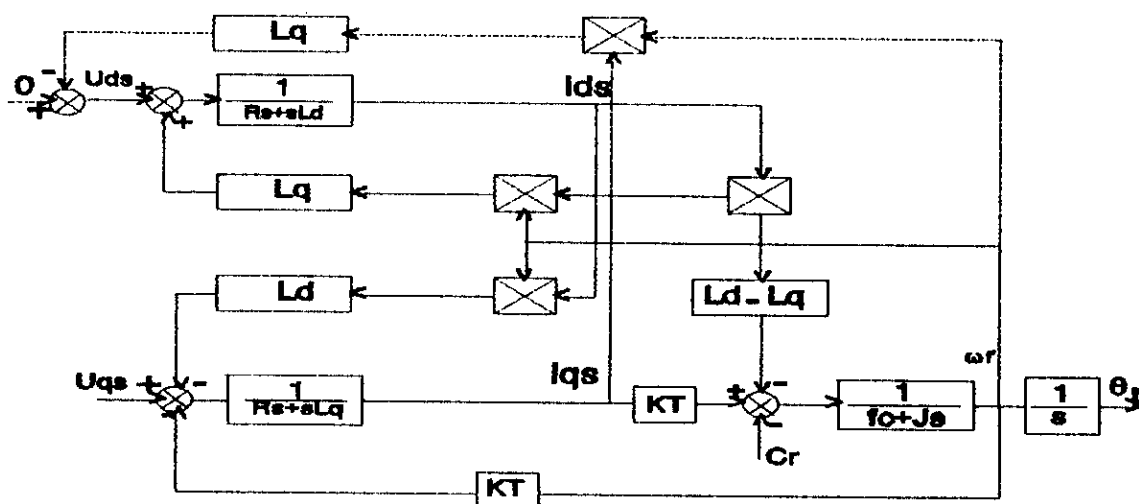


Figure II.2 : Structure de découplage simplifiée.

Lorsque le découplage de l'axe d et de l'axe q est réalisé et que i_{ae} est maintenu nul, la figure (II.2) montre que l'axe q de la machine se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. [1]

Schéma bloc :

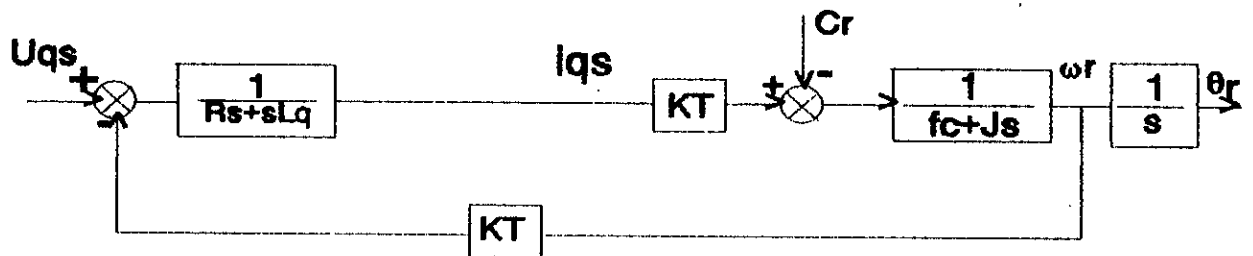


Figure II.3 :Modèle en tension avec annulation de composante i_{ds} du courant statorique.

II.5 / Simulation :-

Nous avons simulé le modèle en boucle ouverte, les résultats de simulation sont donnés à la figure(II.4).

Interprétation :-

La composante du courant en quadrature i_{qs} est parfaitement identique au module du courant i_s (vecteur courant statorique), alors que la composante directe s'annule en régime établi, le vecteur courant statorique est donc bien orienté suivant l'axe q .

Le couple électromagnétique étant proportionnel au module du courant statorique i_s , il se stabilise à une valeur compensant les pertes.

Le flux ϕ_{ds} se fixe en régime établi à la valeur de 0.013 Wb qui est égale à la valeur du flux des aimants; ainsi le vecteur flux direct est en quadrature avec le courant statorique i_s .

II.6 Conclusion:-

L'étude précédente a montré que la technique d'orientation de flux permet la commande indépendante du flux et du couple; ce qui permet de rendre le moteur synchrone à aimant permanent analogue à un moteur à courant continu dont les performances dynamiques seront nettement améliorées.

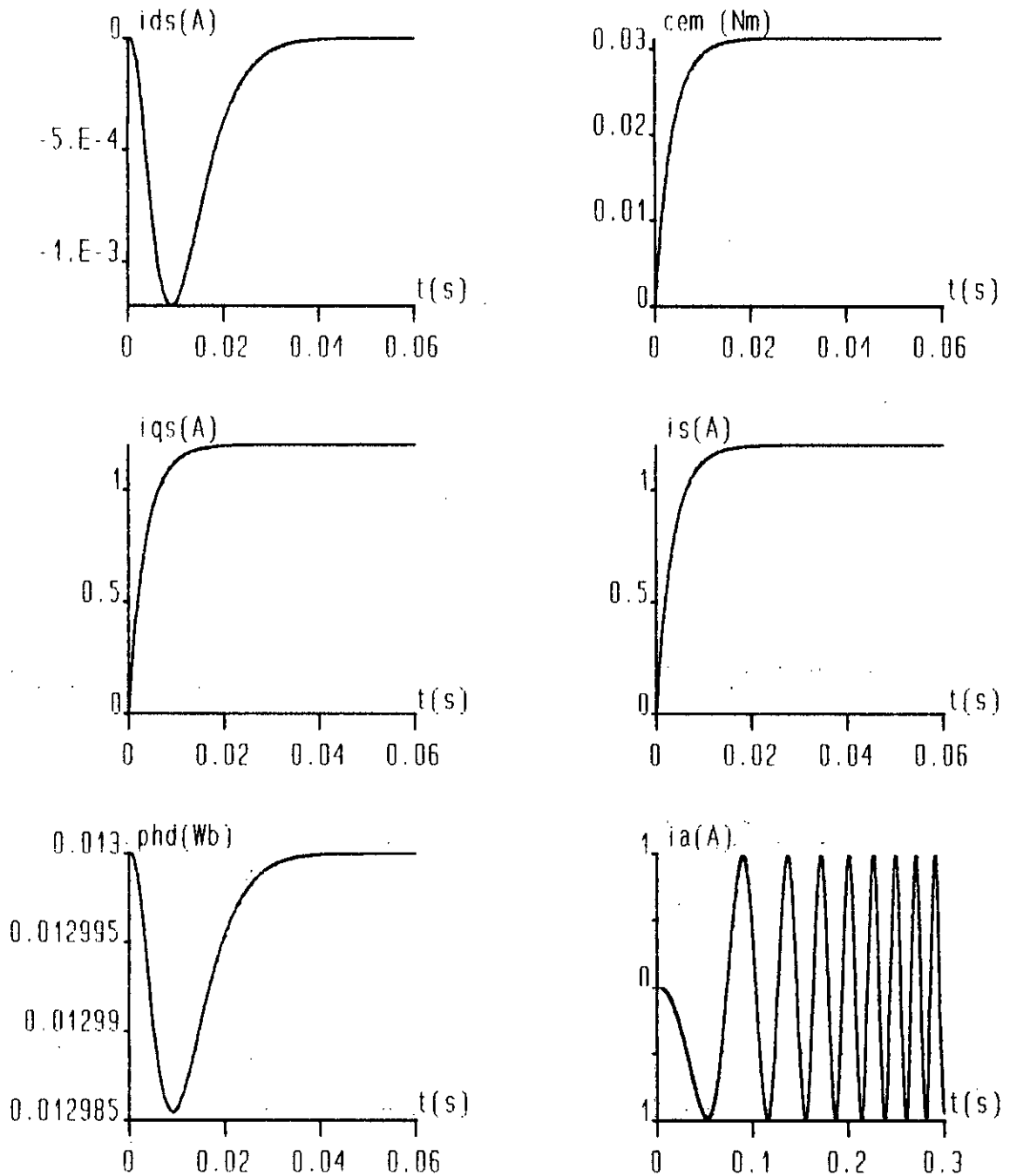


Figure II.4: Modèle en courant contrôlé en tension de la MSAP avec annulation du courant i_{ds} .

CHAPITRE III

MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Introduction:-

Dans le chapitre précédent, nous avons montré qu'il est possible d'aligner le vecteur courant statorique i_s sur l'axe q , en faisant annuler sa composante directe i_{ds} ; et en disposant le référentiel d'observation (d,q) de telle manière qu'il ait la même vitesse que le vecteur i_s ; et ainsi nous obtenons un modèle de machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur l'un sans influencer l'autre.

Dans ce chapitre nous abordons l'aspect de la réalisation pratique, à fin de montrer qu'effectivement la commande par orientation de flux permet d'avoir un découplage réel de la machine à aimants permanents.

III.1 / Méthode d'orientation:-

Dans la pratique: le contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants trouve son utilisation surtout dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées et plus particulièrement dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique en raison de son rapport puissance/masse élevé). [8,2,18]

Un entraînement à vitesse variable utilisant le principe de la commande vectorielle est représenté par le schéma de la figure (III.1). Les courants i_{ds} et i_{qs} peuvent être contrôlés en construisant les régulateurs à partir du modèle de Park de la machine. Le courant i_{ds} est contrôlé par U_{ds} , le courant i_{qs} par la tension U_{qs} et à travers i_{qs} on contrôle la vitesse et la position [1].

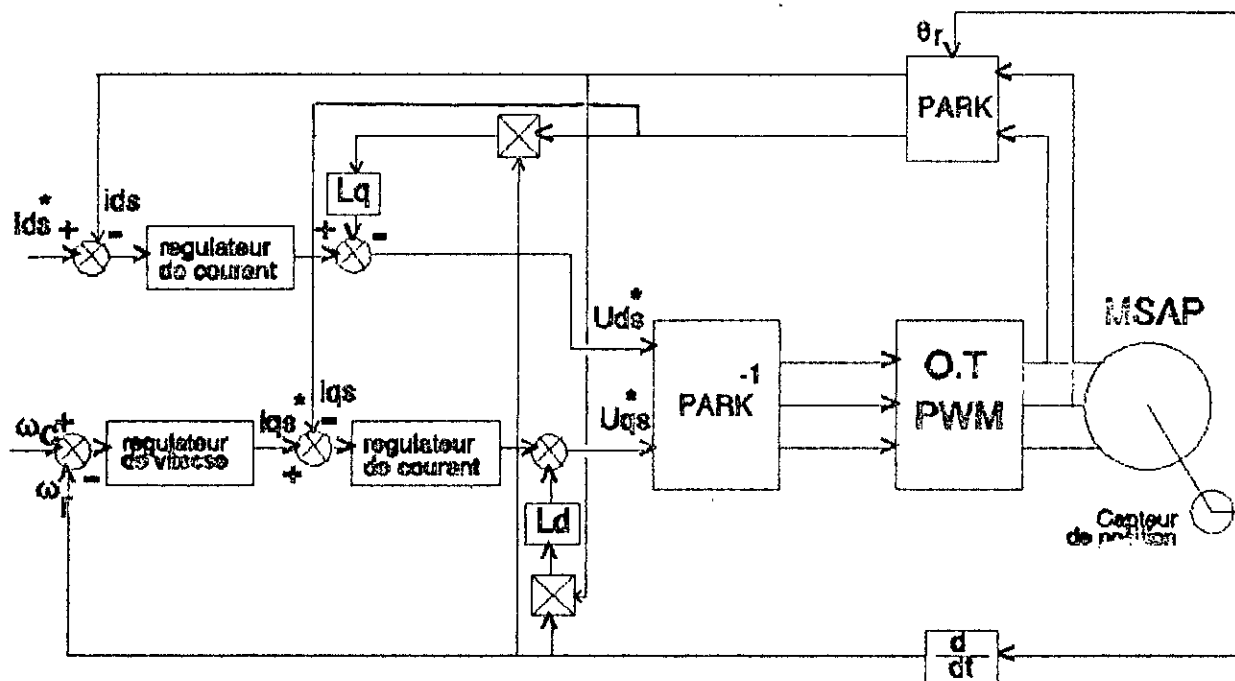


Figure III.1 : Schéma de principe de la commande vectorielle de la MSAP.

III.2 / Commande vectorielle simplifiée:-

L'intérêt d'une commande simplifiée est de réduire la complexité de la réalisation pratique et donc son coût. Ce but sera atteint s'il est possible d'utiliser des microprocesseurs peu coûteux ou encore de réduire le nombre de capteurs nécessaires à la commande.

Chapitre III Mise en oeuvre de la commande par flux orienté

Cependant les microprocesseurs peu couteux ont une puissance de calcul limitée. Des lors, afin de travailler avec une période d'échantillonnage raisonnable, il faut: [2]

- Réduire la complexité de l'algorithme de commande, on a déjà montrer au chapitre précédent comment arriver a cette réduction.
- Eviter, si cela n'est pas absolument nécessaire, la mesure de grandeurs variant rapidement comme le cas pour les courants. Ceci est réalisable dans le cas d'un controle de vitesse ou de position ou les courants peuvent etre considerés comme variables intermediaires; et ce dernier cas c'est celui qui nous intéresse (voir figure (III.2)).

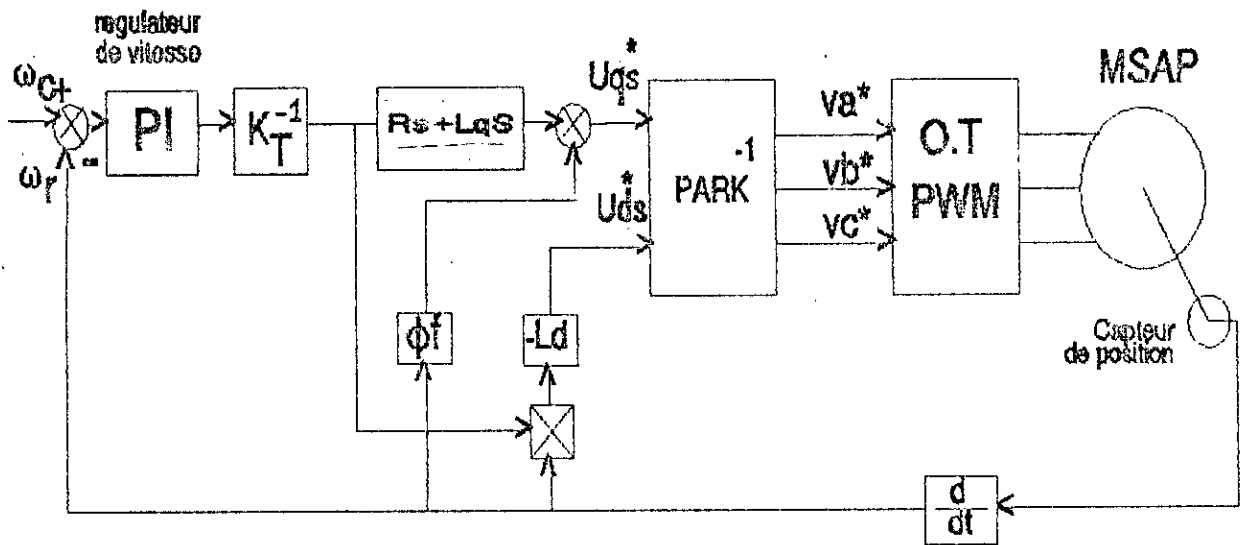


Figure III.2 : Schéma de principe de contrôle vectoriel simplifié.

III.3 / Structure de commande de l'orientation de flux:-

Elle est donnée par les équations suivantes:

$$U_{ds}^* = -\omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^* - \omega_r \cdot L_q \cdot \frac{C_{em}^*}{p \cdot \phi_f}$$

$$U_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{p \cdot \phi_f} + \frac{L_q}{p \cdot \phi_f} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \cdot \phi_f$$

Schema bloc:-

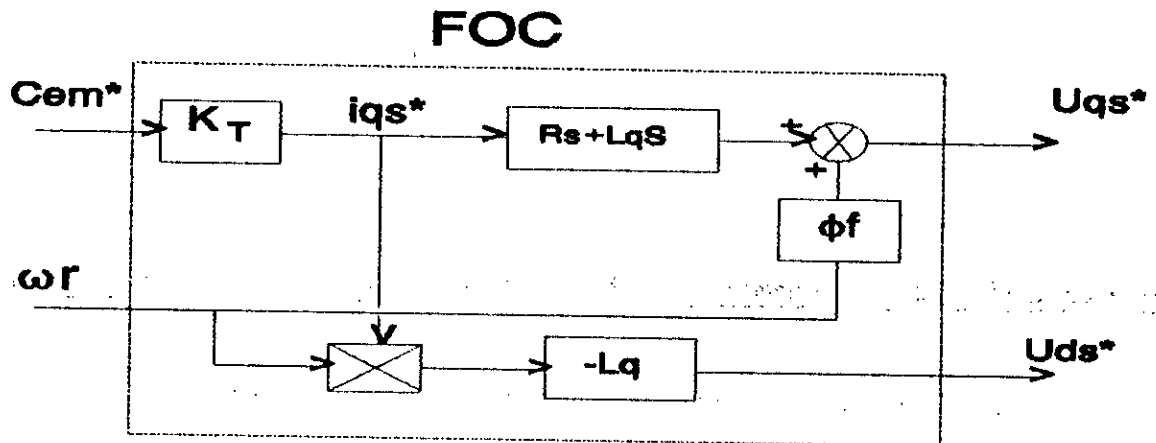


Figure III.3: Structure du contrôle vectoriel.

La simulation numérique de cette structure de commande a été faite en imposant le couple de commande comme indique la figure suivante (fig III.4):

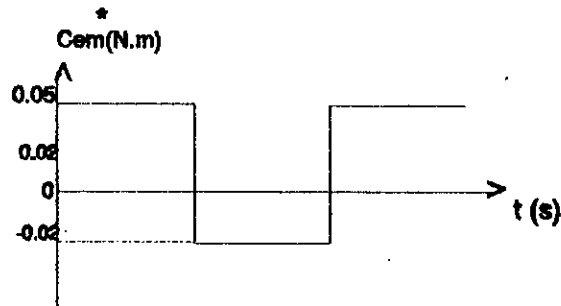


Figure III.4: couple de commande

Simulation numérique:

Pour valider la structure de commande de l'orientation du flux; nous l'avons appliquée au modèle de la machine alimentée en tension. Les résultats de la simulation sont représentés à la figure (III.5).

Interpretation:-

Le couple électromagnétique C_{em} suit parfaitement la référence C_{em}^* et reprend instantanément et sans dépassement, ni erreur statique. La composante i_{as} du courant statorique est parfaitement identique au module de i_a , alors que la composante directe i_{ds} s'annule en régime permanent; ce qui montre clairement l'orientation du courant statorique.

On remarque l'apparition des piques sur la composante directe i_{ds} à cause de la variation brusque du couple de référence.

Remarquons que la composante directe ψ_d du flux ne réagit pas à la variation du couple électromagnétique, mais à part les piques, ce qui prouve le découplage parfait de ces deux grandeurs.

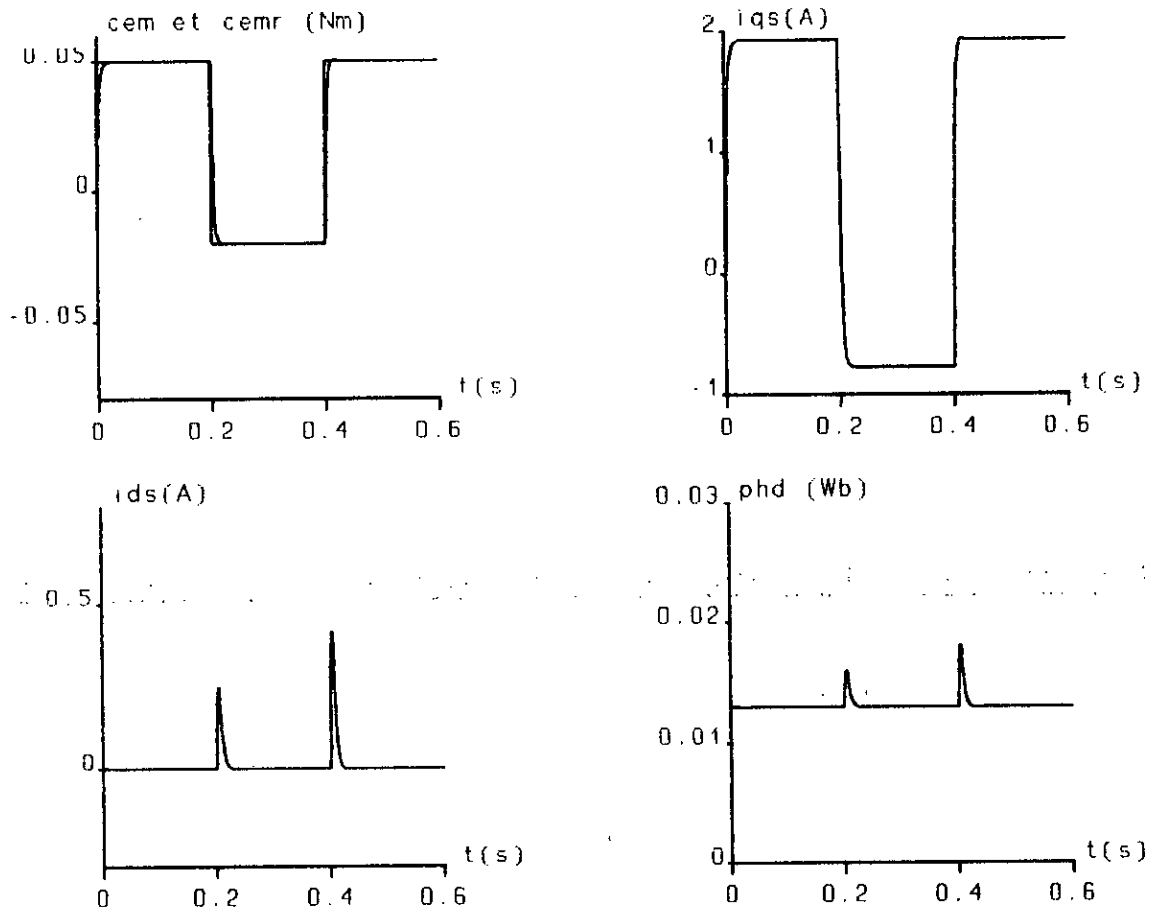


Figure III.5: Commande vectorielle en boucle ouverte application sur le modèle de la MSAP.

III.5 Association onduleur MSAP:--

pour s'approcher plus de la réalité physique nous consacrons cette partie à l'application de la stratégie de découplage à la machine MSAP associée à un onduleur de tension contrôlé par la technique PWM.

Dans le chapitre II nous avons vu que pour pouvoir régler le contrôle vectoriel et avoir un modèle découplé il faudra que les tensions de références soient:

$$U_{ds}^* = -\omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^*$$

$$U_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_f$$

$$\text{avec } i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p \cdot \Phi_f}$$

Avant choisi la référence de couple C_{em}^* , les commandes U_{ds}^* et U_{qs}^* seront calculées par la structure de commande représentée sur la figure (III.6) par un bloc avec les lettres FOC (fig III.3) (en anglais Field oriented controller).

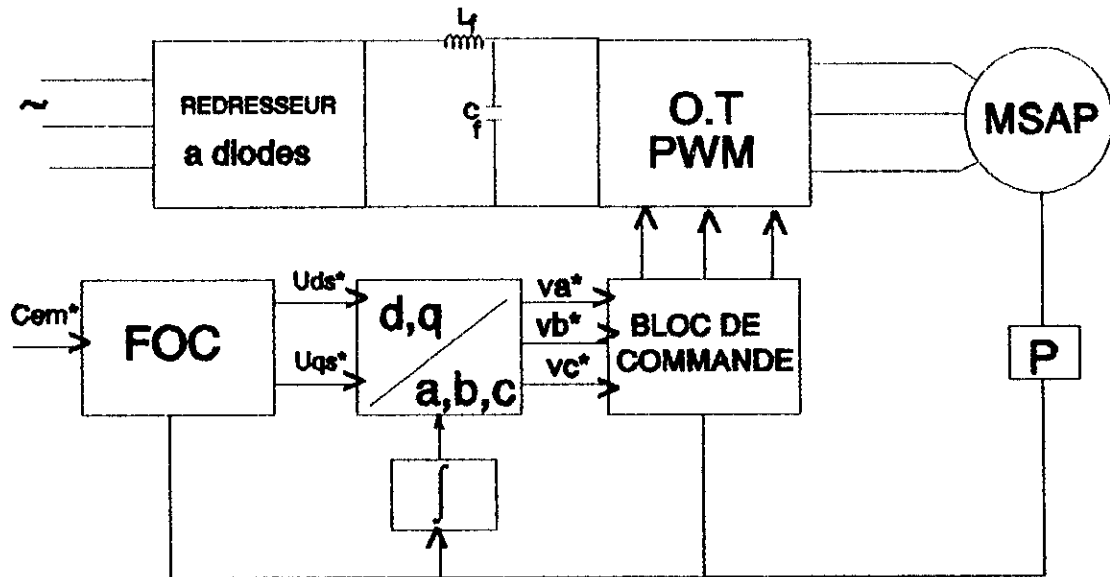


figure III.6:contrôle vectoriel de l'association onduleur-machine en boucle ouverte.

Un passage du repère (d,q) au repere (a,b,c) est nécessaire,ce passage s'effectue par la transformation suivante:

$$V_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_{ds}^* \cos(\theta_s) + U_{qs}^* \sin(\theta_s)]$$

$$V_b^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_{ds}^* \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + U_{qs}^* \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})]$$

$$V_c^* = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_{ds}^* \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) + U_{qs}^* \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3})]$$

Pour effectuer ces transformation de coordonnées: il faut connaître

Chapitre III Mise en oeuvre de la commande par flux orienté

l'angle θ_a instantanément ou du moins à des intervalles de temps suffisamment courtes afin de réaliser la commande .

III.7 / Simulation numérique:-

Nous avons simulé la commande vectorielle de la MSAP en boucle ouverte en imposant un couple de référence variant comme l'indique la figure (III.4). Les résultats de simulation sont illustrés à la figure (III.7).

Interprétation:

Le couple électromagnétique suit comme il a été remarqué dans le cas d'alimentation sans onduleur, la référence imposée avec légères dépassement causé par la variation brusque de la consigne.

La composante quadrature du courant est l'image du couple tandis que la composante directe est sensiblement nulle avec l'apparition de faibles pointes.

Avec une diminution du pas de simulation on peut réduire considérablement les ondulations des différentes grandeurs.

III.8 / Conclusion:-

Dans le présent chapitre nous avons présentés les stratégies de mise en oeuvre du contrôle vectoriel de la MSAP. L'étude de la commande simplifiée a montré que les résultats sont satisfaisants et le découplage est parfait.

L'intérêt d'une telle stratégie de commande est qu'elle permet de fournir un algorithme de commande relativement simple, qui peut être implémenté par microprocesseur dont la seule grandeur mesurée est la position au moyen d'un capteur de position.

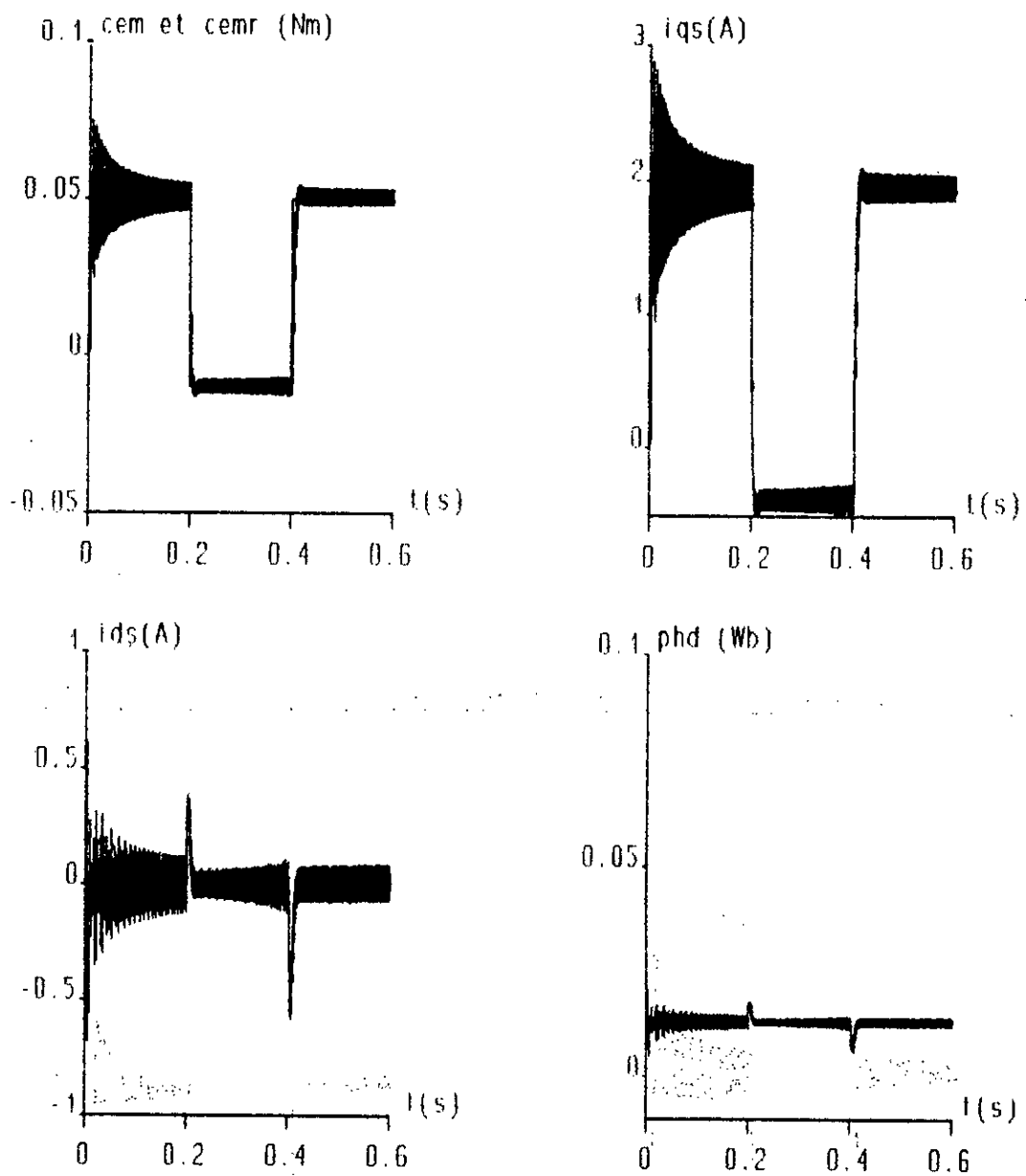


Figure III.7 : Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur de tension MSAP.

CHAPITRE IV

POSITIONNEMENT DE LA MACHINE

SYNCHRONNE A AIMANTS

PERMANENTS

Introduction:-

Dans le chapitre précédent nous avons étudié la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur MLI.

Dans ce chapitre nous abordons l'étude de la régulation en vitesse et en position. Plusieurs types de réglages peuvent être utilisés; le plus simple étant le réglage classique.

Nous nous limitons à l'étude du réglage de la vitesse de rotation (courant i_{ae} , position), mais d'autres grandeurs peuvent également être régulées telle que la composante en quadrature i_{qe} , le couple électromagnétique...etc.

Pour le réglage de la vitesse, un régulateur PI suffit normalement pour avoir une bonne réponse dynamique, dont les paramètres seront déterminés sur la base du modèle réduit de la machine.

IV.1 / Réglage de vitesse:-**IV.1.1 / Fonction de transfert en boucle ouverte:-**

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisé par la figure (IV.1).

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_{em}^* est donnée par:

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)}$$

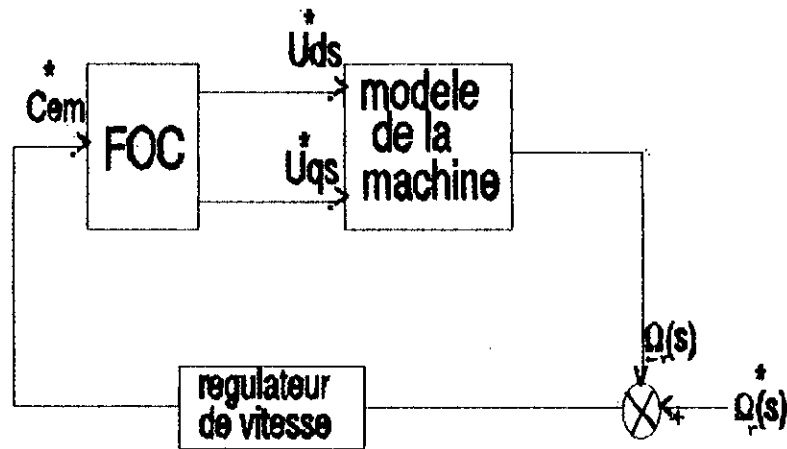


Figure IV.1: Boucle de régulation.

Pour obtenir l'expression finale de $Fo(s)$ nous utilisons les équations de la machine suivantes:

$$\begin{aligned}
 U_{ds} &= R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\
 U_{qs} &= R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\
 Cem &= p(\phi_f \cdot i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\
 \text{tel que : } \phi_{qs} &= L_q \cdot i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{IV.1}$$

Les commandes U_{ds} et U_{qs} sont données par la structure de commande. (voir figure III.3).

$$\begin{aligned}
 U_{ds} &= U_{ds}^* - L_q \cdot \omega_r \cdot i_{qs}^* \\
 U_{qs} &= U_{qs}^* - R_s \cdot i_{qs}^* + \omega_r \cdot \phi_f \\
 i_{qs}^* &= \frac{Cem^*}{p \cdot \phi_f}
 \end{aligned}
 \tag{IV.2}$$

Par l'injection de ces grandeurs dans le système (IV.1) et après la transformation de Laplace, nous obtenons les équations suivantes:

$$i_{qs} - \frac{R_s i_{qs}}{R_s + L_q S} = \frac{i_{qs}^*}{1 + \frac{L_q}{R_s} S} = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e S}$$

$$\text{donc } C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e S}$$

A partir de l'équation mécanique nous calculons la transformée de Laplace de la vitesse de rotation:

$$(f_c + J.S) \cdot \Omega = C_{em} - Cr$$

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - Cr}{f_c + J.S} = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S) (1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{f_c (1 + \tau_m S)} Cr$$

d'où la fonction de transfert en boucle ouverte:

$$F_o(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S) (1 + \tau_m S)}$$

Schéma structurel:-

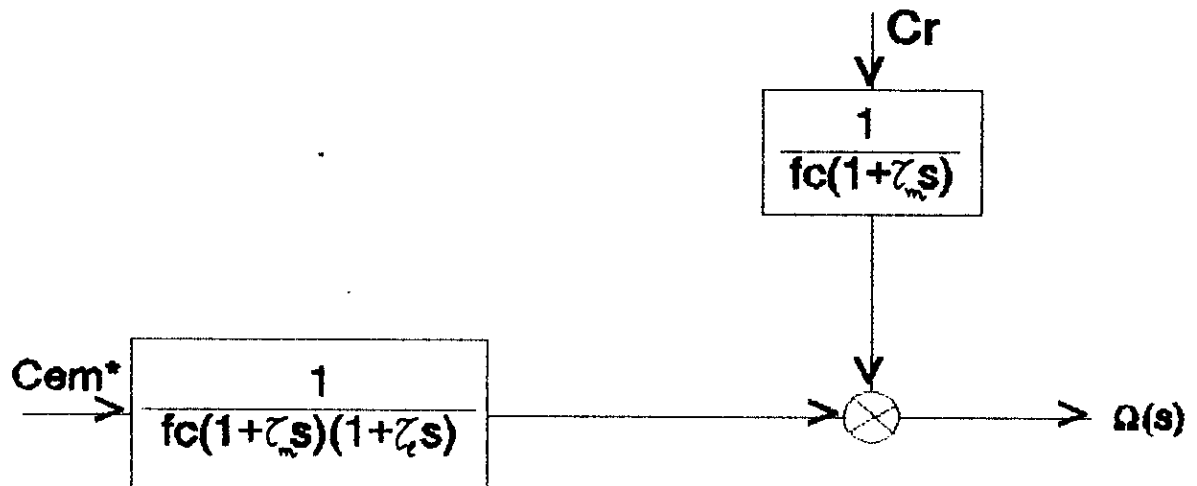
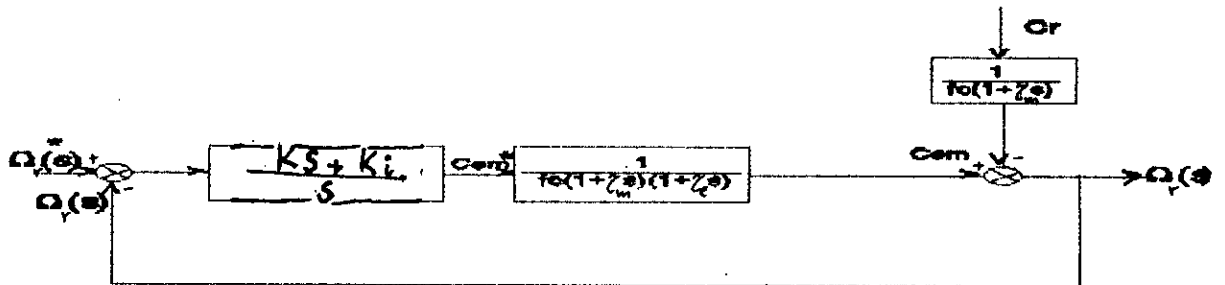


Figure IV.2 : Schéma structurel du système à régler.

IV.2 / Fonction de transfert en boucle fermée:-

On insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée se représente comme suit:



La fonction de transfert de régulateur est:

$$F_r(s) = \frac{Ks + K_i}{s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée se calcul par la relation suivante:

$$F_f(s) = \frac{F_r(s) \cdot F_o(s)}{1 + F_r(s) \cdot F_o(s)}$$

et à pour expression finale:

$$F_f(S) = \frac{(K_p \cdot S + K_I)}{S} \cdot \left[\frac{1}{f_c(1+\tau_o \cdot S)(1+\tau_m \cdot S)} \right] \frac{1 + (K_p \cdot S + K_I)}{S} \frac{1}{f_c(1+\tau_o \cdot S)(1+\tau_m \cdot S)}$$

$$F_f(S) = \frac{(K_p \cdot S + K_I)}{S(1+\tau_o \cdot S)(1+\tau_m \cdot S) f_c + (K_p \cdot S + K_I)} \quad (\text{IV.3})$$

$$F_f(S) = \frac{N(S)}{D(S)}$$

$$D(S) = J \cdot \tau_o \cdot S^3 + (J + f_c \cdot \tau_o) S^2 + S \cdot K_p + (f_c + K_I)$$

Dans notre cas on peut négliger:

$$J \tau_o \rightarrow 0$$

$$f_c \tau_o \rightarrow 0$$

Donc le dénominateur $D(s)$ devient:

$$D(S) = J \cdot S^2 + S \cdot K_p + (f_c + K_I)$$

Nous imposons les pôles du système qui soient conjugués, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire.

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal [13], les paramètres du régulateur sont:

$$K_I = 2 \rho^2 J - f_c$$

$$K_p = \frac{2 \rho}{J}$$

telle que ρ représente le module de la partie réelle (partie imaginaire) des deux pôles.

IV.1.3 / Application sur le modèle de la machine:-

On a appliqué la régulation au modèle de la machine et les résultats de simulation sont données a la Figure (IV.3)

L'application de la régulation au modèle de la machine est observée pour trois essais typiques:

- Le premier essai concerne le démarrage de MSAP en pleine charge, pour une consigne de vitesse de 300 rd/s fig (IV.3.a).
- Le second essai concerne le démarrage de la machine puis l'application brusque d'un couple résistant nominal, entre ($t=0.4$ et $t=0.6$)s pour une consigne 300 rd/s fig (IV.3.b).
- Dans le troisième nous avons appliqué une variation du sens de rotation en pleine charge fig (IV.3.c).

Interprétation:-

La vitesse de rotation atteint rapidement sa valeur de consigne en quelques dixièmes de seconde (0.15 s environ), du fait comme démarre à couple maximal ($i_{a0}=0$). Le vecteur courant statorique i_a est parfaitement superposable avec la composante en quadrature i_{q0} et la composante i_{d0} est maintenue nulle en régime établi.

Le couple électromagnétique compense en régime établi la charge appliquée ainsi que les pertes, avec un dépassement appréciable (0.38Nm), ce dépassement peut être évité en utilisant un limiteur de couple, mais ceci va influencer la réponse dynamique du système (allongement de temps de démarrage).

Lors de l'application de l'échelon de couple résistant à l'instant $t=0.4$ s fig (IV.3.b), Les mêmes constatations peuvent être faites concernant le courant statorique et ses composantes i_{d0} et i_{q0} , le couple électromagnétique répond à la perturbation sollicitée, et on remarque une légère diminution de la vitesse

qu'est vite compensée grâce à l'effet de compensation du régulateur (0.1s environ) les mêmes remarques sont faites lorsque la charge est supprimée.

L'inversion du sens de rotation de la machine fait passer la vitesse de 300 rd/s à -300 rd/s au bout 0.15s environ, sans influencer le courant $i_{a\alpha}$; les performances du réglage pour cette inversion sont satisfaisantes, néanmoins nous notons un déplacement du couple (courant) qui nécessite une limitation.

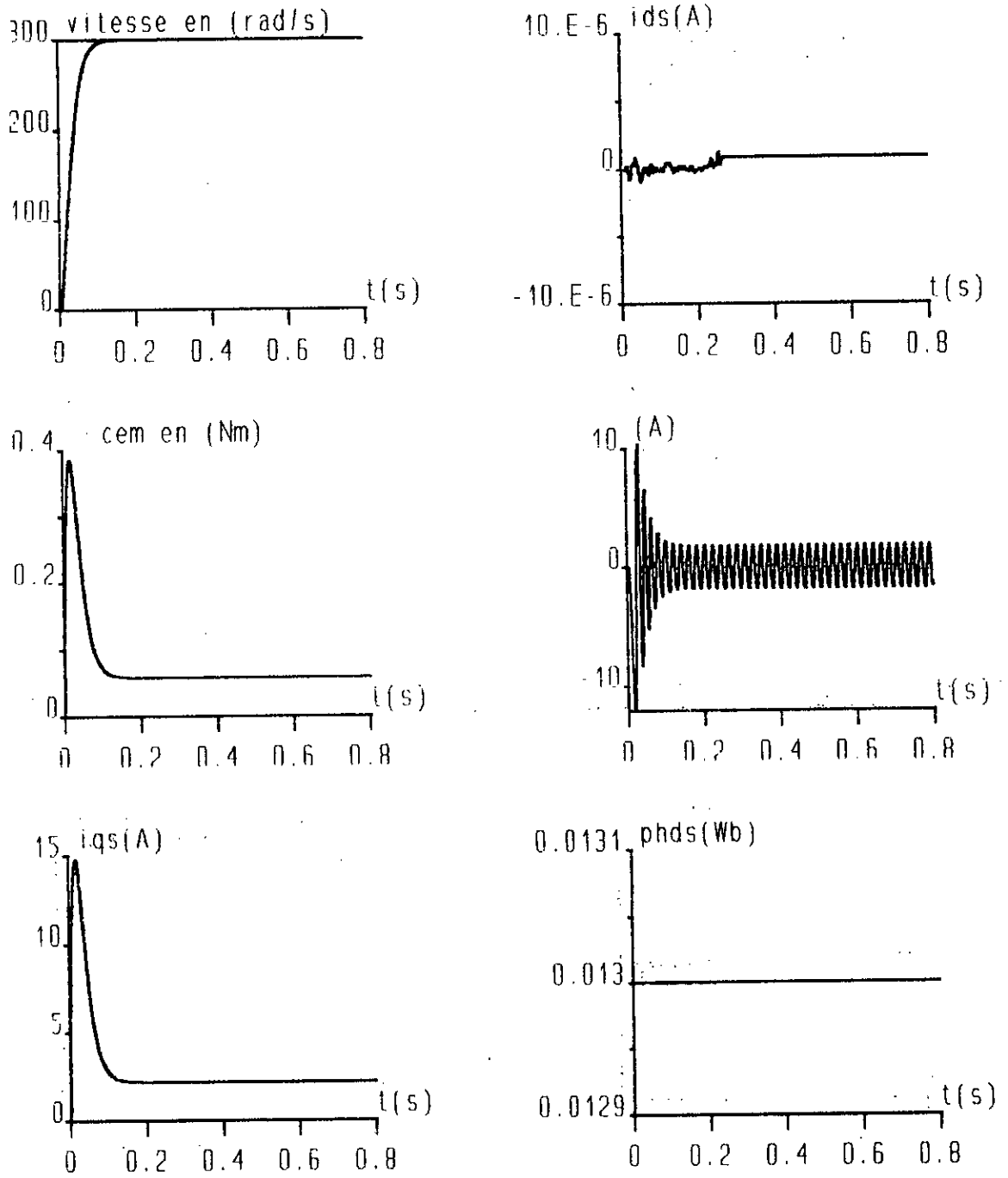


Figure IV.3a: Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage pour une consigne de vitesse 300 rad/s à charge nominale ($C_r=0.05$ N.m) avec $\rho=25$.

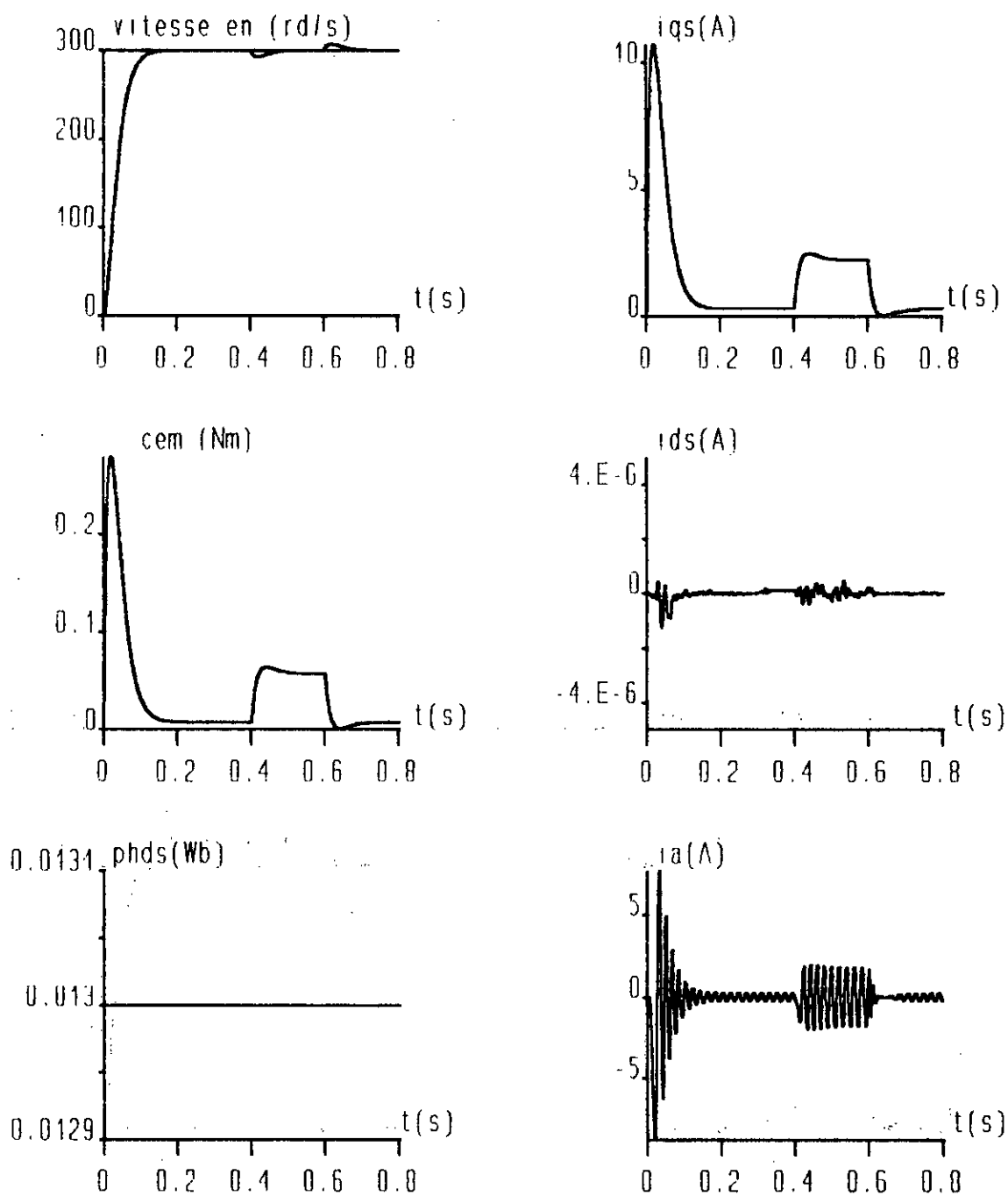


Figure IV.3.b: Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage à vide puis application d'une perturbation $p=25$.

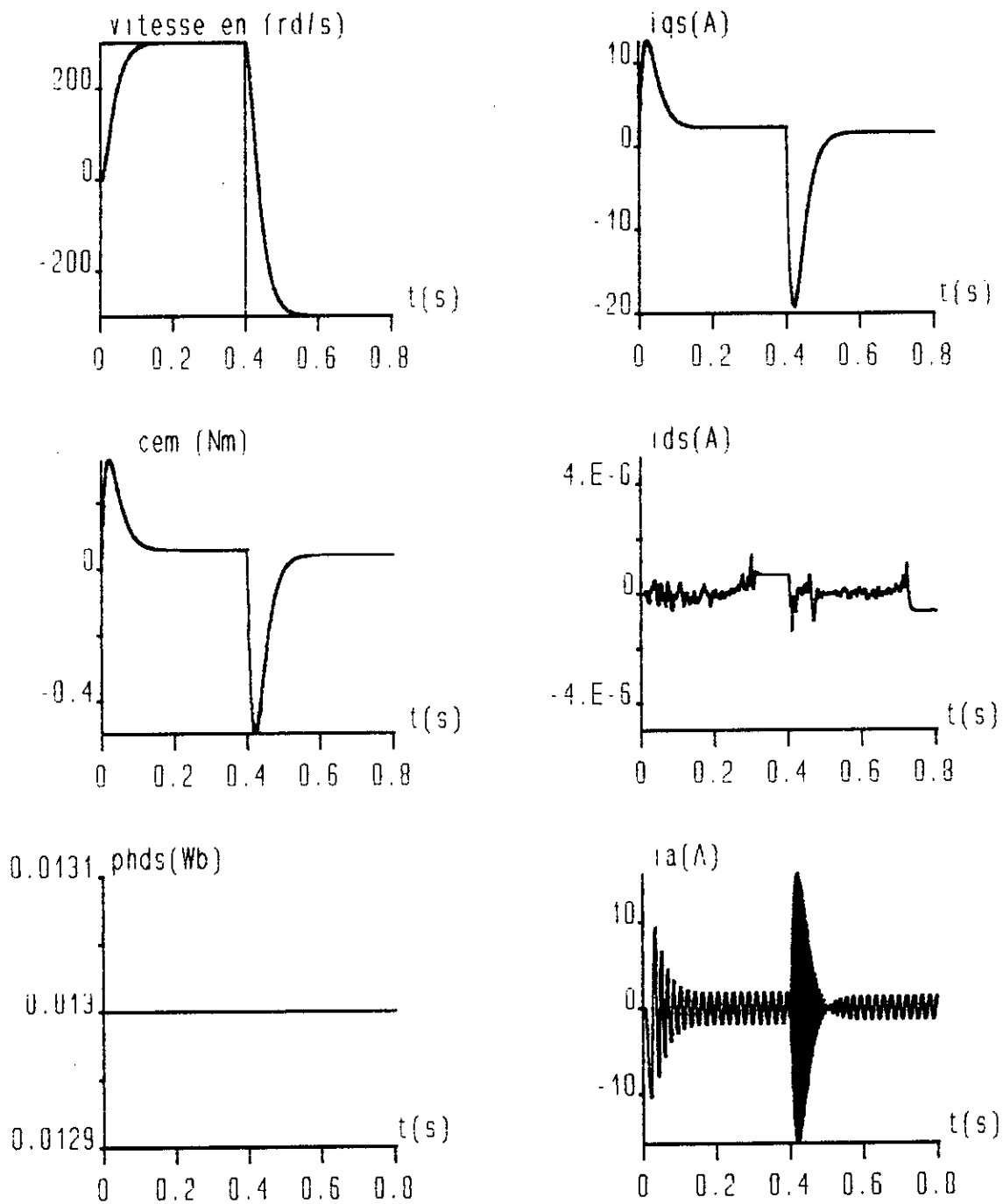


Figure IV.3.c: Caractéristiques dynamiques lors de l'inversion de la vitesse à charge nominale ($c_r=0.05$ Nm) $p=25$.

IV.1.4 / Application sur l'association onduleur-machine:-

Le schéma global de l'association onduleur de tension MSAP avec application du contrôle vectoriel et réglage de vitesse est représentée à la figure (IV.4).

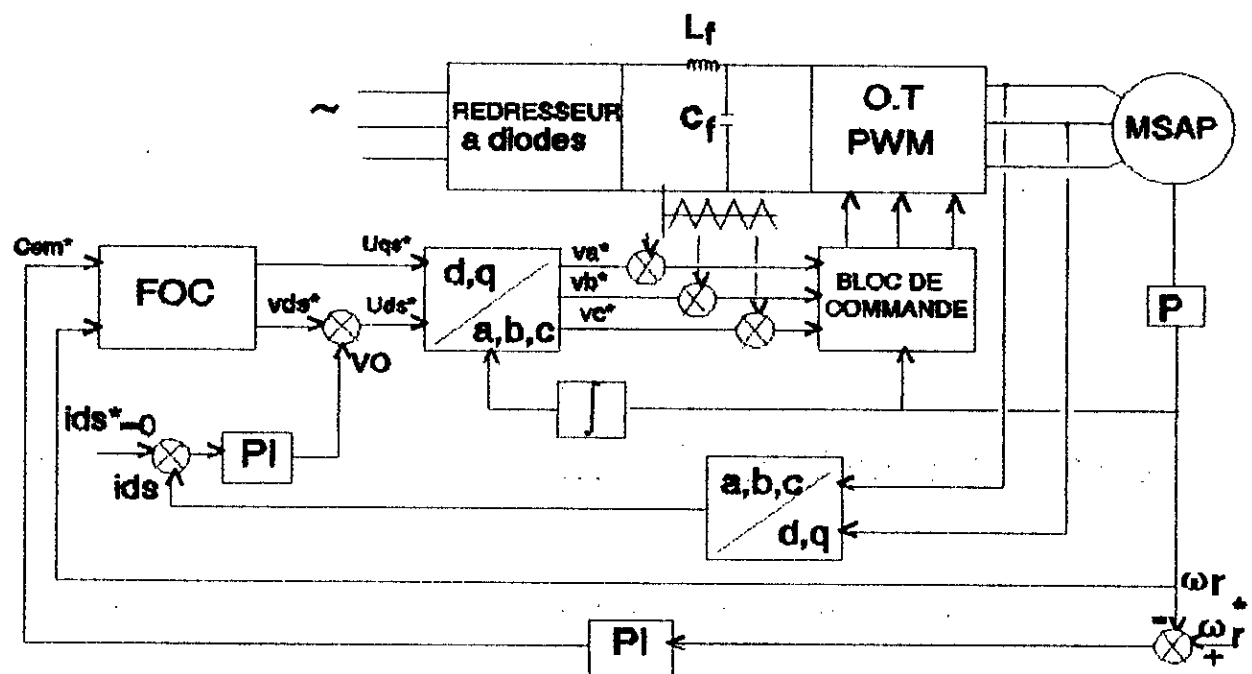


Figure IV.4 : Contrôle vectoriel de l'association onduleur machine-commande en boucle fermée avec régulation du courant d'axe d.

IV.1.5 / Simulation numérique:-

Pour évaluer les performances du contrôle vectoriel de la MSAP munie du réglage de la vitesse et du courant i_{ds} avec alimentation à travers un onduleur de tension, nous simulons le fonctionnement globale de l'ensemble.

La figure (IV.5) donnent les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse w_r , du couple C_{em} , des courants statoriques i_{ae} (i_{ae}) et du courant de phase i_a pour trois essais:

- 1-Démarrage en pleine charge.
- 2-Démarrage puis application d'une perturbation au régime établi.
- 3-Inversion du sens de rotation en pleine charge.

Interpretation:-

L'analyse des courbes de simulation montre que les performances de poursuite pour une consigne de vitesse de 300rd/s sont satisfaisantes (pas de déplacement dynamique), le rejet de la perturbation est rapide et l'orientation du champ est mise en évidence, cependant le couple résistant ainsi que l'inversion du sens de rotation (de 300 rd/s a -300 rd/s) influencent la composante directe du courant statorique, une régulation de i_{ae} semble donc indispensable (la simulation de l'ensemble onduleur-MSAP sans régulation du courant i_{ae} ne peut donner des résultats satisfaisants). Il est assez souvent nécessaire de limiter le couple (courant) lors de l'inversion du sens de rotation pour éviter une intervention trop brutale de ces grandeurs.

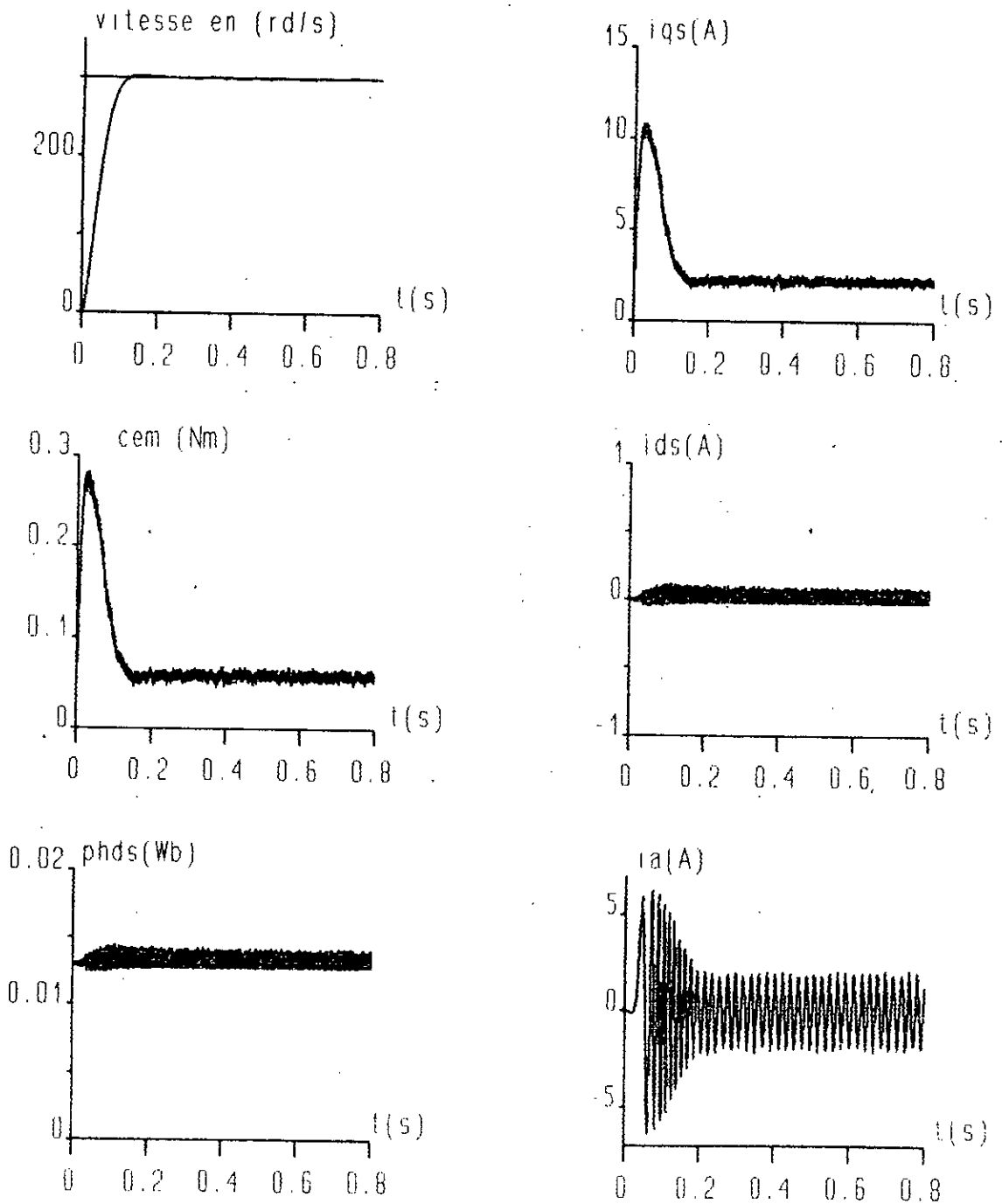


Figure IV.5: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP lors du démarrage à pleine charge pour une consigne de vitesse de 300 rd/s , $\rho=11$, $K_{p1}=1000$, $K_{i1}=160$.

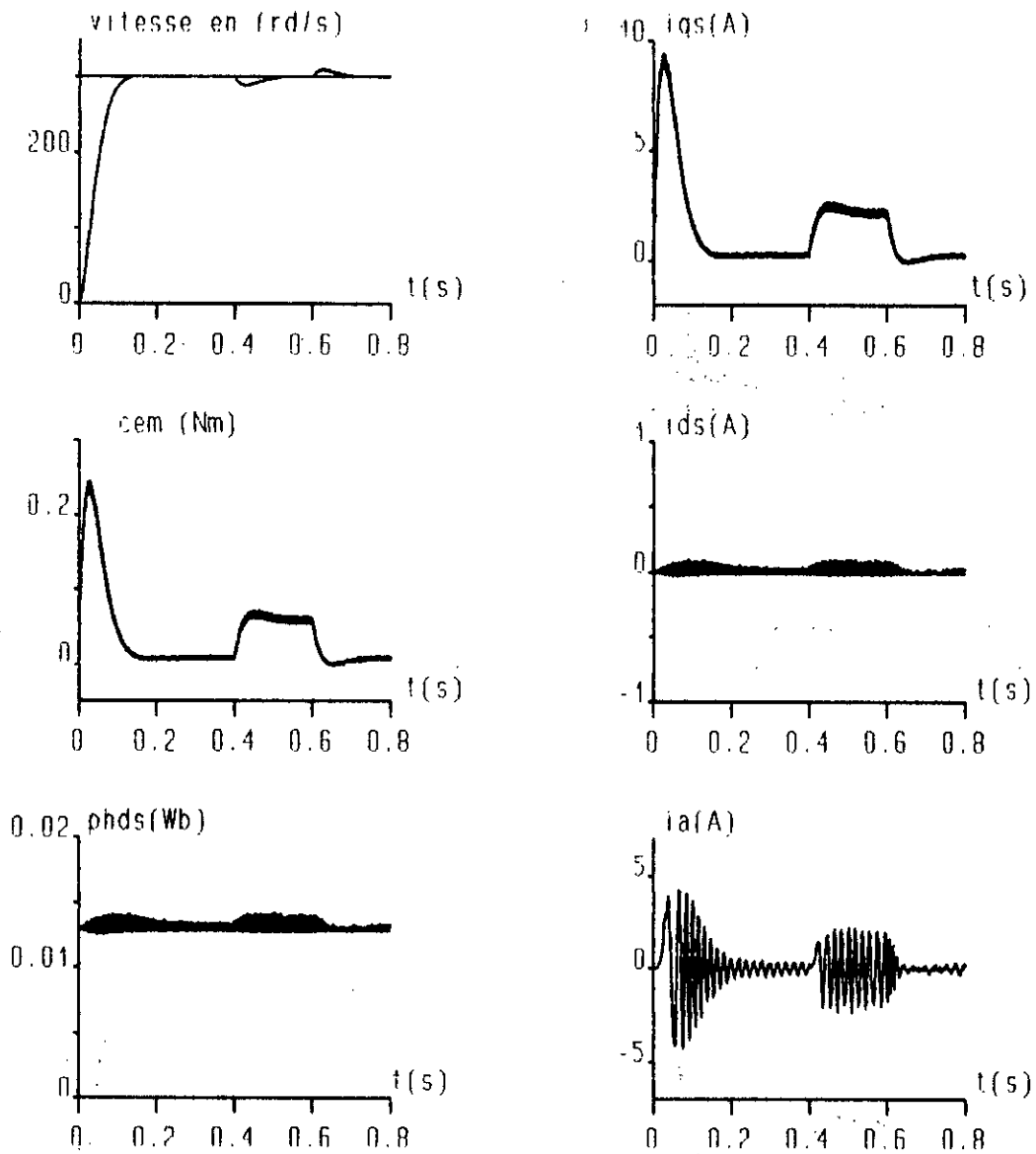


Figure IV.6 : Caracteristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300 rd/s avec variation de la charge ($C_r=0.05$ Nm) $\rho=11$, $K_{p1}=1000$, $K_{i1}=160$.

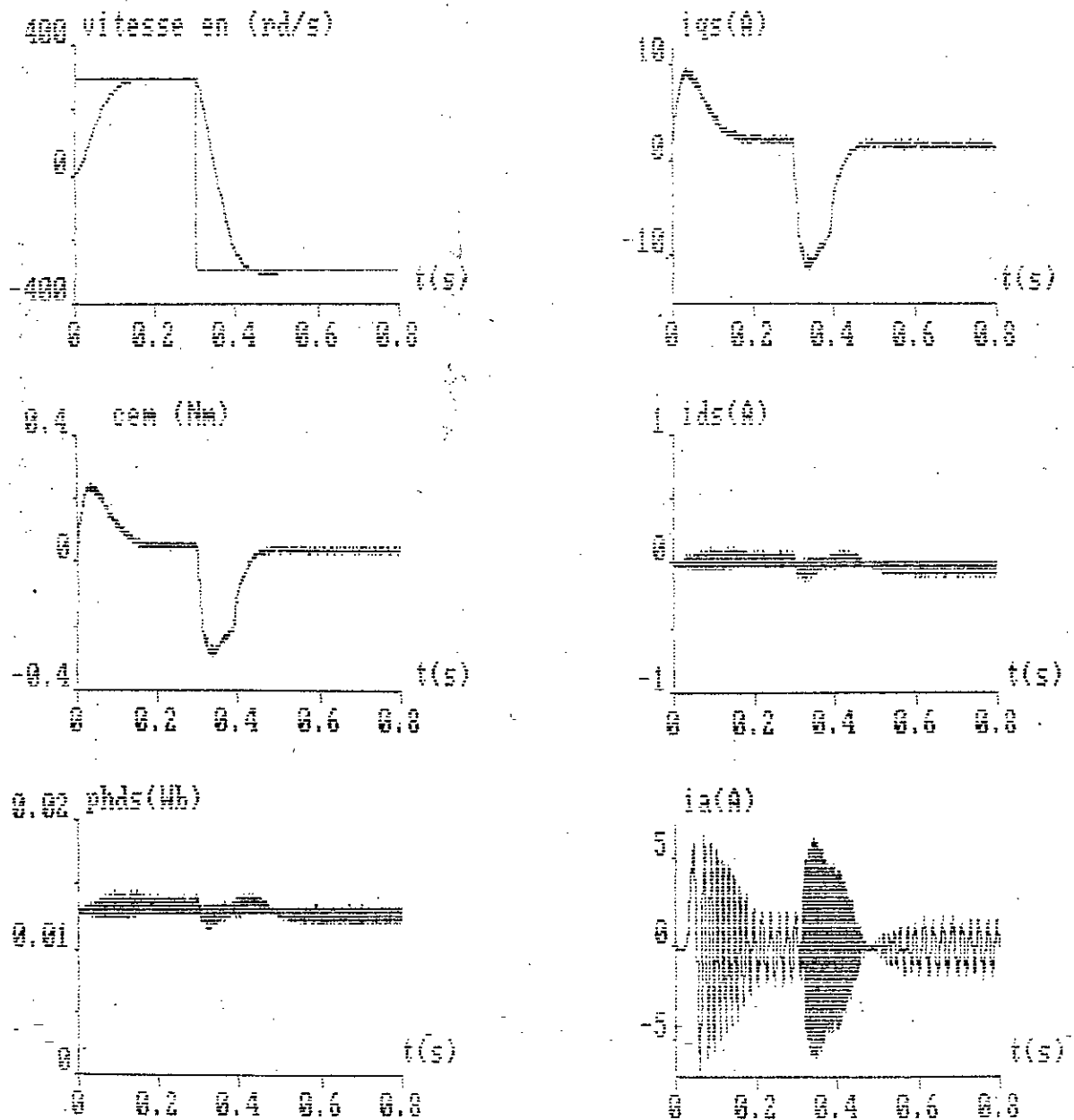


Figure IV.7: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur MLI-MSAP lors de l'inversion de la vitesse (300rd/s \rightarrow -300rd/s).
 $\rho=11, k_{pl}=1000, k_{il}=160.$

IV.2 / Réglage de position:-

Introduction :-

Le réglage de position trouve son utilisation dans certaines applications nécessitant des performances dynamiques élevées (par exemple le positionnement d'un bras de robot).

Dans cette section on va étudier les performances du contrôle vectoriel lorsqu'on applique le réglage de position à la MSAP.

IV.2.1 / Structure globale du contrôle vectoriel avec réglage de position :-

Le schéma global de l'association onduleur de tension dans le repère (dq)-MSAP avec application du contrôle vectoriel et réglage de position, vitesse et courant i_{ds} est illustré à la fig(IV.6).

La position peut être contrôlée au moyen d'un régulateur proportionnel en cascade avec le régulateur de vitesse, la combinaison de ces deux régulateurs est équivalente à un régulateur PID où la partie dérivée n'agit pas sur la consigne de position évitant l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon.

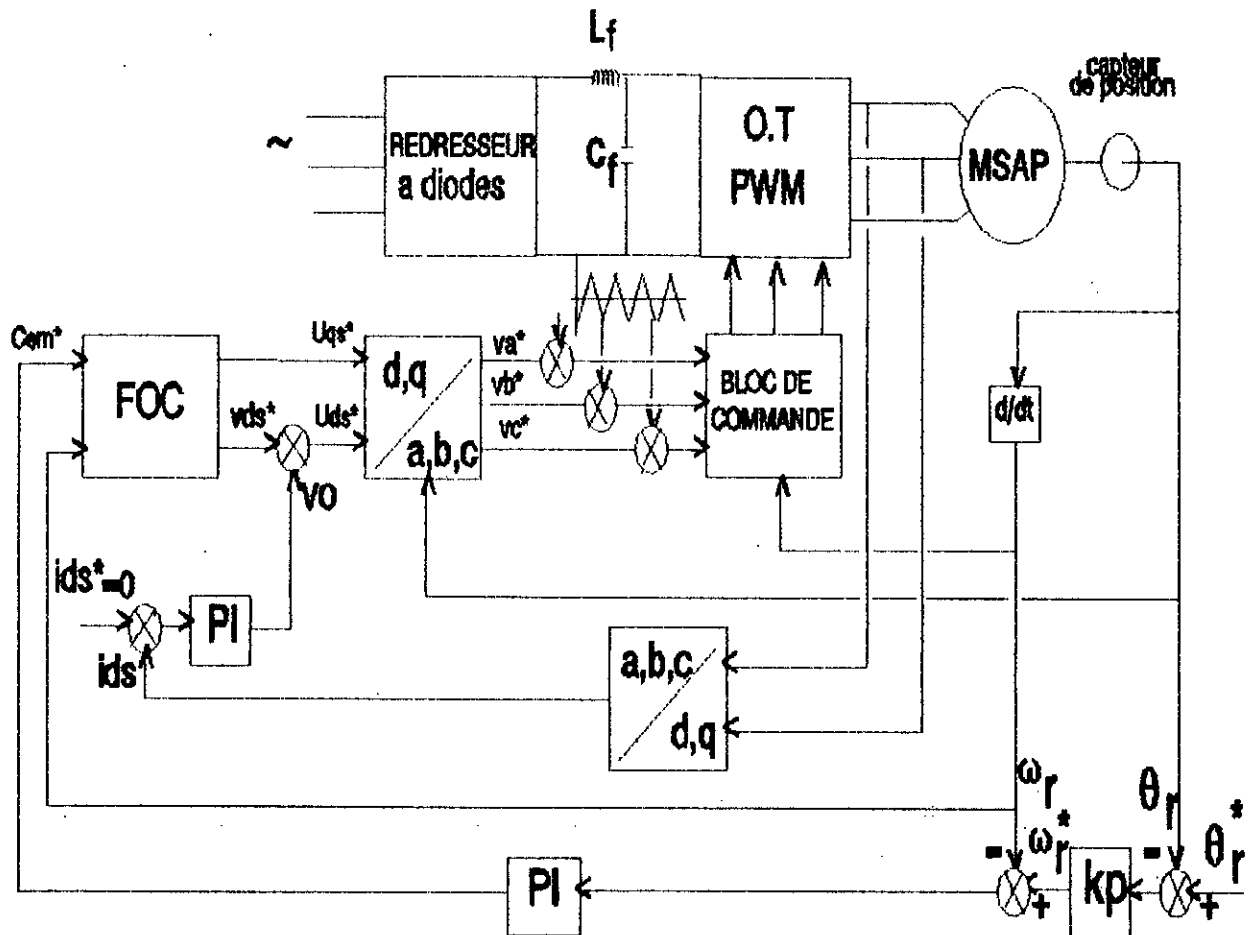


Figure IV.6: contrôle vectoriel de l'association onduleur-MSAP avec réglage de position, vitesse et courant i_{ds} .

IV.2.3 Simulation numérique :-

Afin d'évaluer le comportement de la MSAP avec contrôle vectoriel munie des réglage de position, de vitesse et du courant i_{ae} , nous avons effectué pour une consigne de position (10 rd) les simulations suivantes :

- 1- Positionnement puis introduction d'une perturbation au régime permanent.
- 2- Inversion de la position en pleine charge.

Il est simulé le comportement de la position, de la vitesse, du couple, des courants statoriques i_{as} , i_{bs} et du flux ϕ_{fd} fig(IV.7).

Interprétation et commentaire :-

Nous constatons que les performances de poursuite pour la position et la vitesse sont satisfaisantes (pas de dépassement, temps de réponse faible), le rejet de la perturbation est meilleur et la variation de la consigne n'influe pratiquement pas sur les performances du réglage, alors que l'inversion du positionnement du moteur occasionne un dépassement du courant nécessitant une limitation appropriée. Il faut noter que la simulation du même modèle sans onduleur et réglage du courant i_{ae} donne des résultats tout à fait satisfaisants avec des temps de réponses plus faibles.

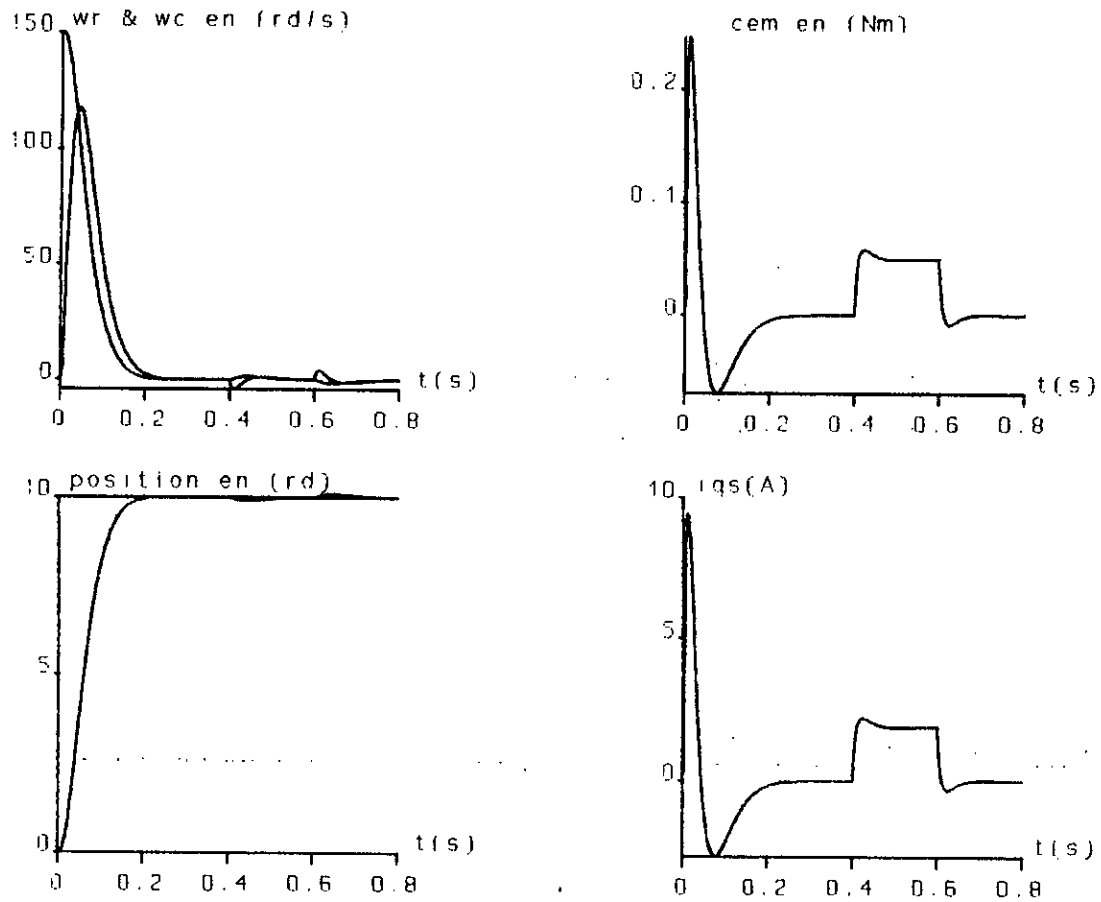


Figure IV.7.2: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de position de 10 rad avec variation de la charge $\rho=45$, $K_p=15$, $K_i=0.0008$, $K_p=8000$.

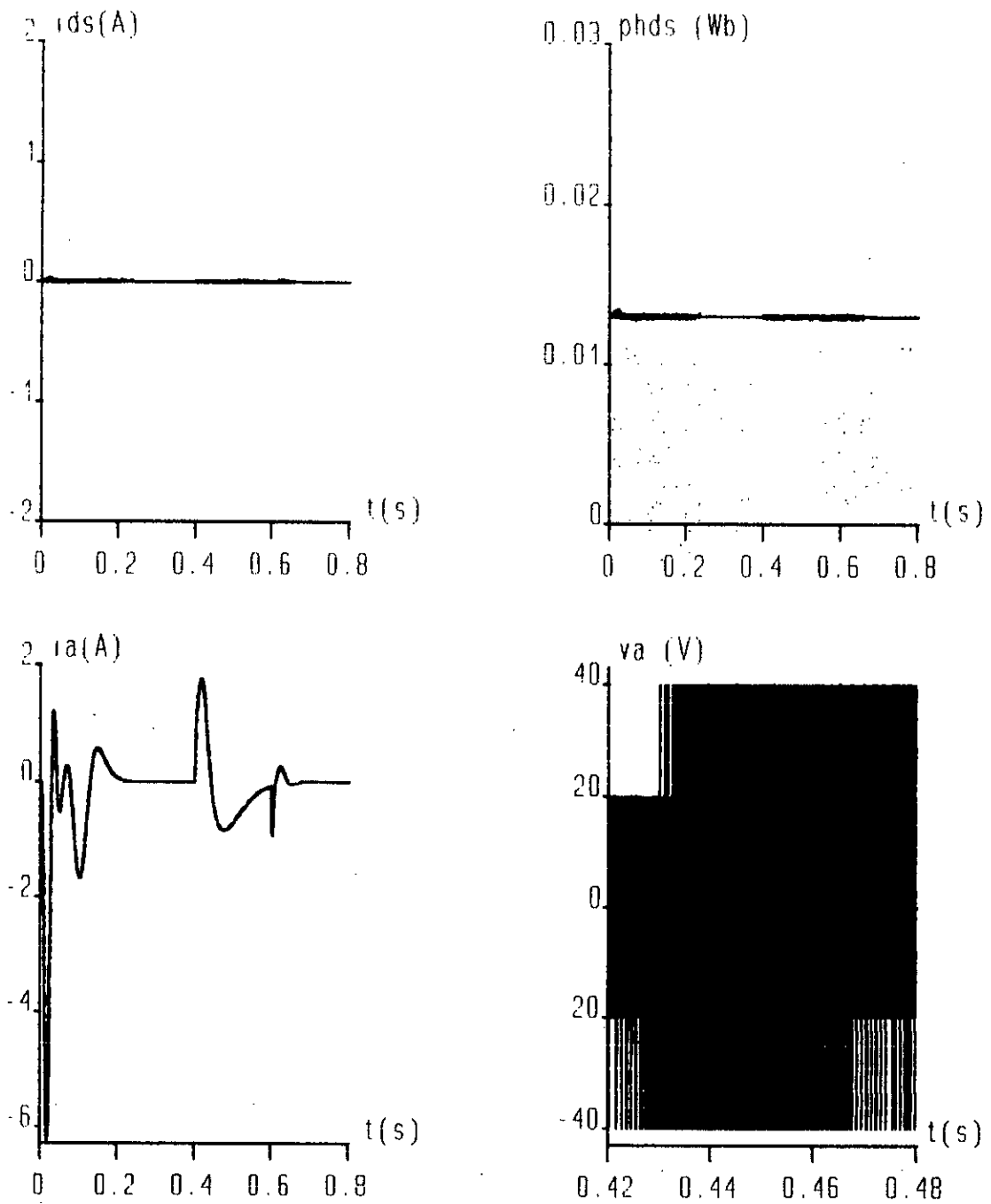


Figure IV.7.b: Caracteristiques dynamiques de l'ensemble onduleur MSAP pour une consigne de 10rd/s avec variation de la charge. $\rho=45$, $k_p=15$, $k_{i1}=0.0008$, $k_{p1}=8000$.

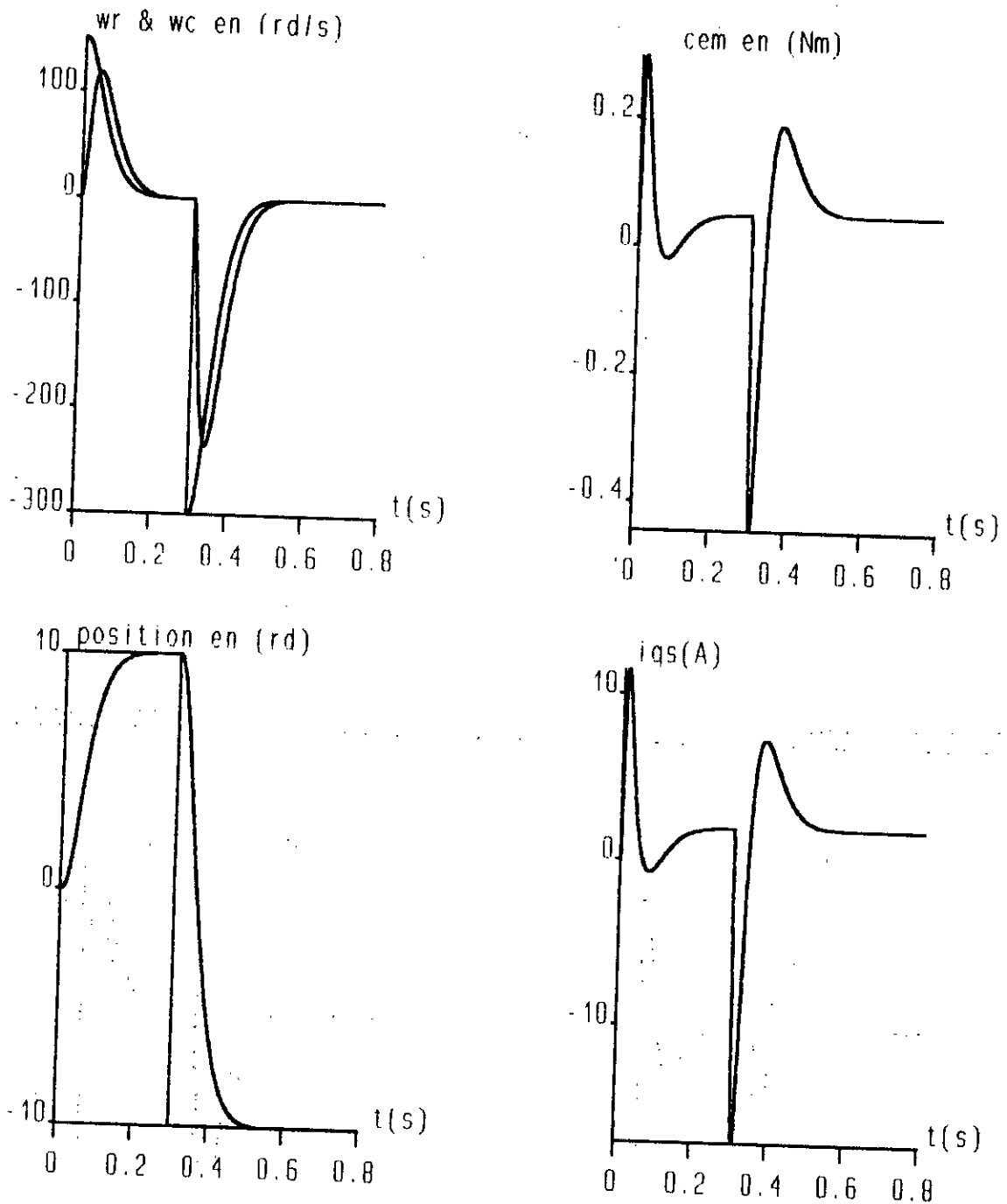


Figure IV.7C: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur MLI-MSAP lors de l'inversion de position à charge nominale.
 $\rho=45$, $K_p=15$, $K_{i1}=0.0008$, $K_{p1}=8000$.

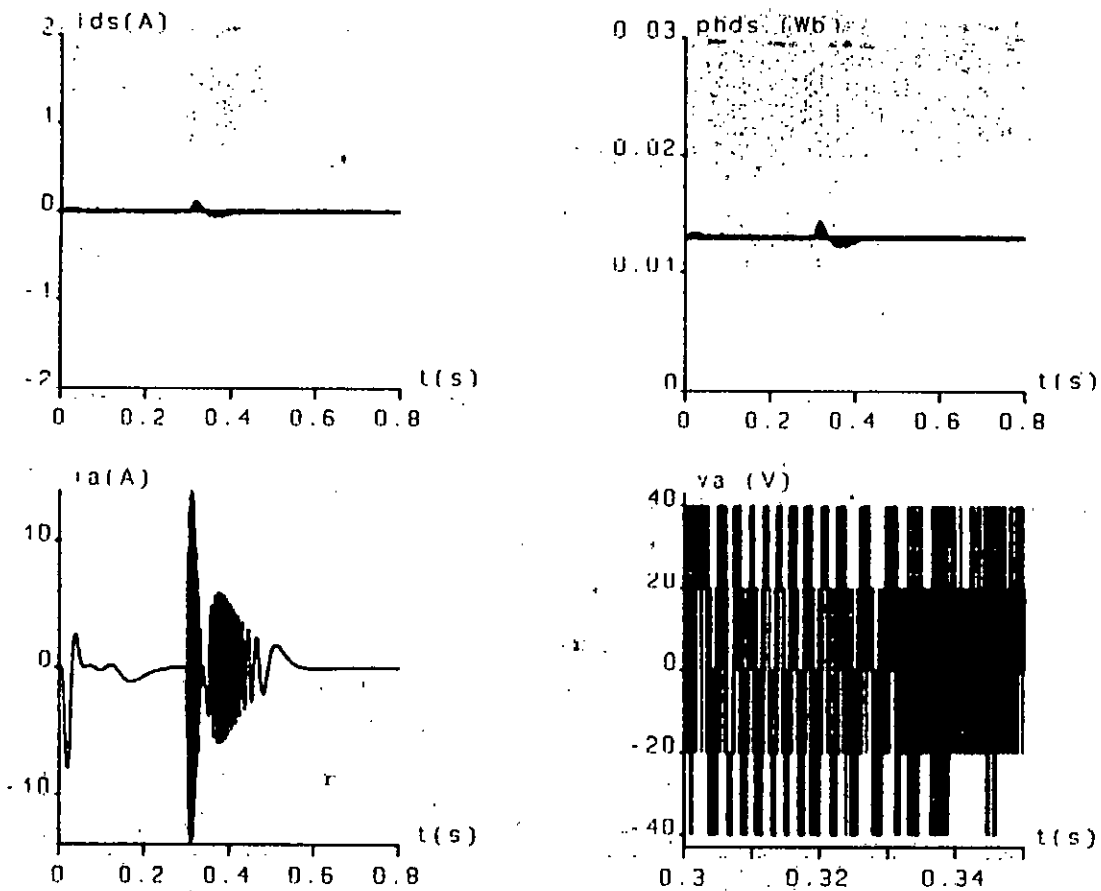


Figure IV.7.d: Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP lors de l'inversion de la position à charge nominale avec $\rho=45$, $K_p=15$, $K_i=0.0008$, $K_{p1}=8000$.

La figure(IV.8b) représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique, le courant i_{ds} et le courant i_a pour une consigne de 300 rd/s. Nous notons un temps de réponse légèrement supérieur à celui du cas normal, avec en plus un léger dépassement de la vitesse.

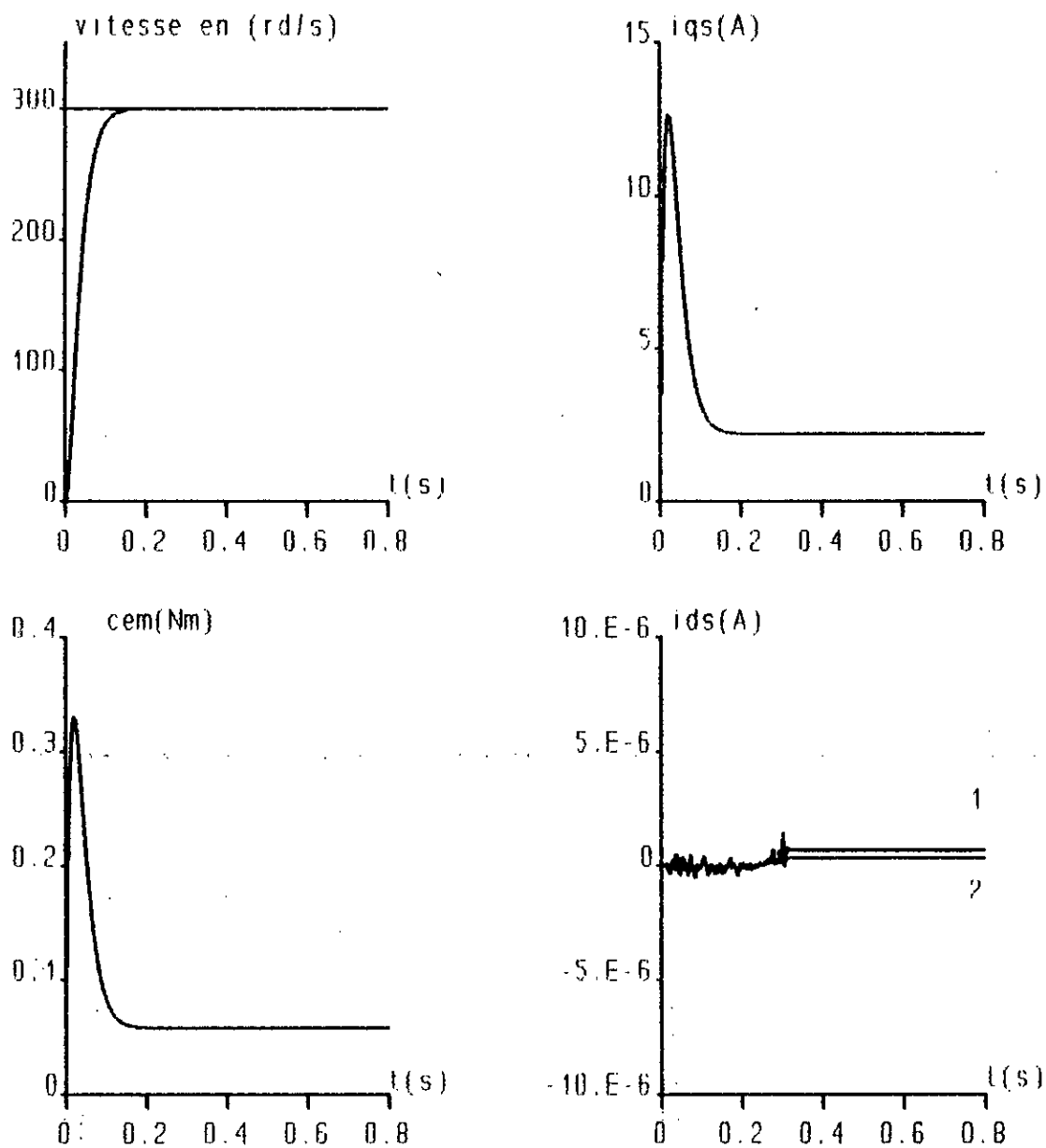


Figure IV.8.2: Robustesse du réglage vis-à-vis de la variation de la résistance R_s .
 1: R_s 2: $2R_s$

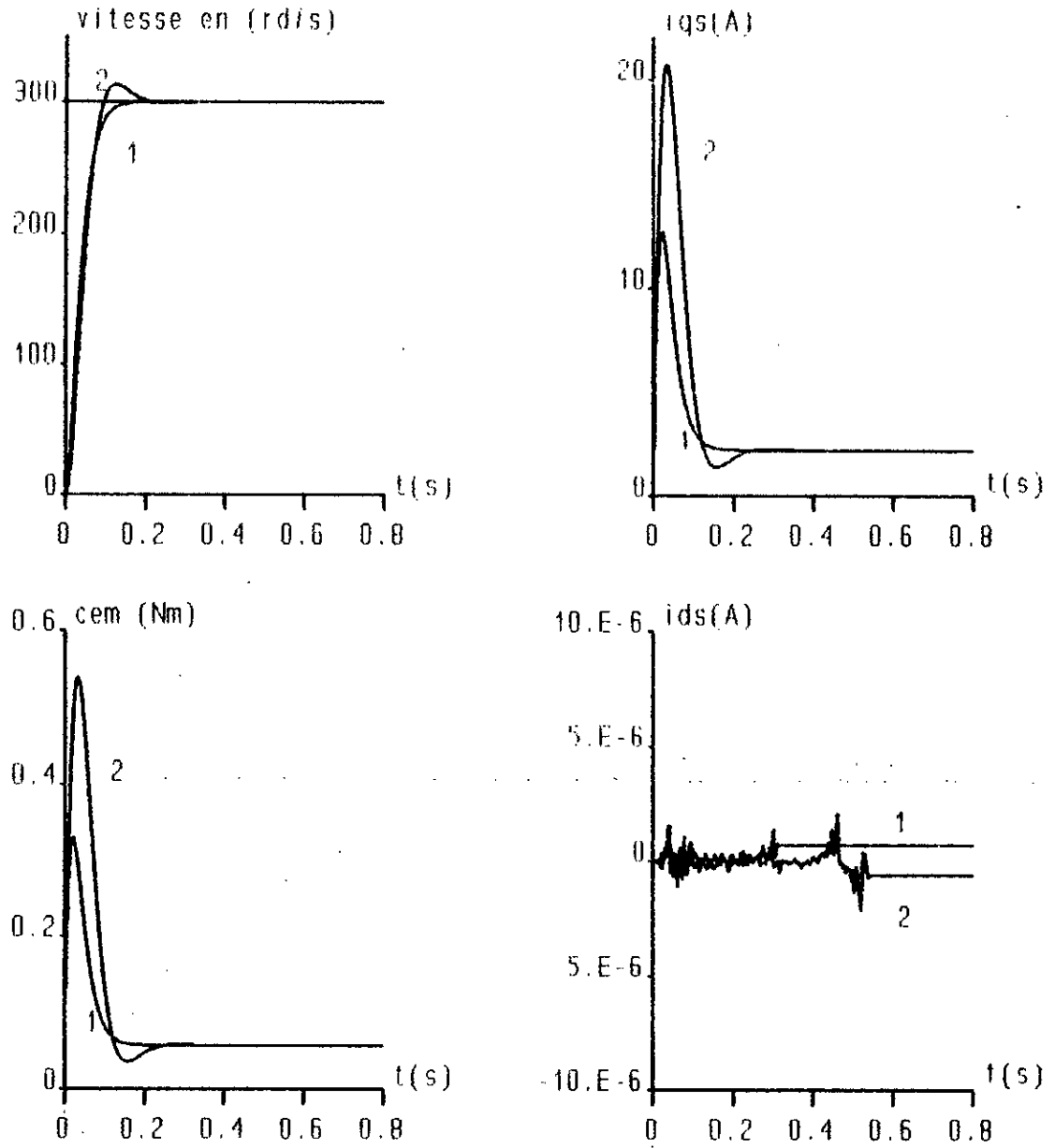


Figure IV.8.b: Robustesse du réglage vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.
 1: J 2: 1.5J

IV.2.4 / Conclusion :-

Dans ce chapitre le control vectoriel de la MSAP en boucle fermée est synthétise, les résultats obtenus pour les deux réglages montrent que les performances du contrôle sont satisfaisant, la prise en compte du couple résistant est meilleur (rejet rapide de la perturbation), et le découplage entre couple et flux est parfait. *de plus il faut noter que la régulation appliquée à la MSAP présente une caractéristique importante qui est la robustesse des algorithmes de commande vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine.*

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce projet, nous a permis d'étudier la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.

Dans la première partie de nos travaux nous avons étudié par simulation numérique l'autopilotage de la machine à aimants, ceci a permis de valider le modèle de modélisation et de vérifier la précision de la méthode de simulation.

Dans la seconde partie, nous avons appliqué la commande par orientation du champ à la machine et nous avons testé les performances du réglage.

A l'issue de ce travail nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

-La mise en oeuvre de la commande vectorielle de la MSAP permet d'avoir un couple proportionnel au courant statorique, ce qui conduit à un contrôle direct du couple comme dans le cas d'une machine à courant continu.

-La commande de la machine par l'intermédiaire du courant i_{ae} à permet d'améliorer la dynamique de poursuite de la machine et une prise en compte efficace des perturbations.

Il apparaît important de noter que les tests de robustesse vis-à-vis à la variation des paramètres de la machine ainsi que du couple résistant sont tout à fait satisfaisants.

En outre, il est à noter que la stratégie de commande développée peut être implantée autour d'un micro-processeur assez simple, travaillant avec des périodes d'échantillonnage de quelques ms.

Notre travail loin d'être achevé, pourrait être prolongé dans plusieurs directions, en particulier, il sera extrêmement intéressant de continuer cette étude par :

-Réalisation pratique d'un prototype d'essai;

- l'étude de la commande par contrôle des courants (commande par hystérisis).

- l'étude de l'influence de la saturation de la machine et de la présence des amortisseurs.

- étendre l'étude aux machines synchrones à excitation électrique.

ANNEXE

ANNEXE

La machine utilisée pour la simulation est une machine synchrone à aimants permanents du type SmCo à distribution sinusoïdale, dont les paramètres sont les suivant :

Puissance nominale:	$P_n=100 \text{ w}$
Tension nominale:	$V_n=28 \text{ v}$
Resistance d'une phase statorique:	$R_s=3.4 \Omega$
Inductance cyclique:	$L_d=L_q=0.021 \text{ H}$
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:	$C_r=0.05 \text{ Nm}$
Nombre de paires de poles:	$P=2$

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] H.Boyse, TH.Canon, J.ph.Conard, F.Labrique, P.Sente,
"Digital field oriented control of a PM
synchronous actuator without current sensors",
EPE. Aachen 1989.
- [2] B.Robyns
"Commande numerique des moteurs synchrones et
asynchrone".Siminaire sur les entrainements
électrique à vitesse variable". RABAT Avril 1992.
- [3] B.K Bose
"A micro computer based-control and simulation of
an advanced IPM synchronous machine drive system of
electric vehicle propulsion"
IEEE Trans.Ind.Elc,pp.547-558. Vol 34 N°4,November 1988.
- [4] A.Gueraud
"Evolution des performances et nouvelles
applications des machines à aimants permanents"
RGE N°5 Avril 1991.
- [5] M^{me} Rekioua
"Modélisation des machines synchrones à aimants
permanents"
Thèse de magister. ENP 1993, Alger.
- [6] S.Grouni
"Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de
tension alimentant un moteur asynchrone"
Thèse de magister. ENP 1992, Alger.
- [7] N.Boudjerda
"Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la
traingulo-sinusoidale : étude de leur effets sur le

comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension"

thèse de magister.1993. ENP.Algerie.

[8] **P.Vas**

"Vector control of AC machine",pp.63-117.
clarendon press oxford.1990.USA.

[9] **W.Leonard**

"Control of electrical drives"
spring verlage,1990

[10] **T.Rekioua**

"Contrubition à la modélisation de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permants"

thèse de docteur ingénieur Nancy,1991,France.

[11] **P.Krause**

"Analys of electrical machinery"
Mc Graw-Hill international editions,1986.

[12] **J.Lesenne et F.Nolet et G.Seguir**

"Introduction à l'électrotechnique approfondie"
Tec et Doc Lavoisier 1981..

[13] **H.Buhler**

"conception de système automatique"
Presses Polytechniques Romandes,1988.

[14] **P.Barret**

"Régime transitoire des machines tournantes"

[15] **J.Chatelin**

"Machines électriques",vol 2,Dunond 1983

- [16] G.Seguir et F.Labrique
"Les convertisseurs de l'électronique de puissance:
la conversion continu alternatif"
Tome 4.Tec et doc Lavoisier,1989.
- [17] B.K Bose
"Power electronics and AC drives"
Printic-hall,1986
- [18] T.H.Liu, C.M. Young, and C.H. Liu
"Micro processor-based controller design and simulation
for a permanent magnet synchronous motor drive"
IEEE.Trans Ind Elc,pp.516-523 vol. 15 N° 4,Nov 1988.