

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

OPTION: Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Synthèse de la commande équivalente par
modes glissant avec orientation du champ.
Application pour une machine synchrone
à aimant permanent.*

Proposé par :

M^r F. BOUDJEMA
M^r M.O. MAHMOUDI

Etudié par :

ACHOUR ABUEL YAZID
ZIZI ALI

Dirigé par

M^r F. BOUDJEMA
M^r M.O. MAHMOUDI

• PROMOTION
juin 1995

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

OPTION : *Automatique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Synthèse de la commande équivalente par
modes glissant avec orientation du champ.
Application pour une machine synchrone
à aimant permanent.*

Proposé par :

M^r F. BOUDJEMA

M^r M.O. MAHMOUDI

Etudié par :

ACHOUR ABUEL YAZID

ZIZI ALI

Dirigé par

M^r F. BOUDJEMA

M^r M.O. MAHMOUDI

PROMOTION
juin 1995

المدسة الوطنفة المفعدة الففنفاف
BIBLIOTHEQUE — المفففبفة
Ecole Nationale Polytechnique

Dédicaces

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail :

- * A mes parents.
- * A mes soeurs et frères.
- * A la mémoire de ma grande-mère L'DJIDA.
- * A la mémoire de mon oncle YOUCEF.
- * A mes neveux et nieces.
- * A toute ma famille.
- * A tous mes amis.

YAZID.

Dedicaces

Je dedie ce modeste travail à:

- La mémoire de mon père.
- Mon frère aîné.
- Ma mère.
- Mes frères et sœurs.
- Mes amis: Nordine, Zahir, Rabia, Boualem, Azzedine,
Dob, Laid, Mourad.
- Toute la famille ZIZI et KARRI.

- Ali -

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique, dirigé par messieurs F. BOUDJEMA docteur d'état en automatique et MO.MAHMOUDI chargé de cour à l'ENP.

Nous remercions vivement Messieurs MO.MAHMOUDI et F.BOUDJEMA pour leurs conseils et critiques durant l'élaboration de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à NASSIM, ALI, TAREK étudiants en post graduation dans notre département et A. BELLOUZE informaticien à l'ENSI.

Nous remercions aussi DJABRI A/KARIM pour son aide considérable ainsi que les étudiants de cinquième année automatique, et cela pour l'ambiance qu'ils ont créée durant toute notre formation et pour leur soutien moral pendant l'élaboration de ce mémoire.

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

On exprime nos vifs remerciements à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

TABLE D'INDICES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

R_a	: Résistance statorique
L_{so}	: L'inductance propre d'un bobinage statorique
M_{so}	: L'inductance mutuelle entre deux bobinages statoriques
L_{s2}	: L'inductance propre de l'harmonique d'ordre "2" de la série de Fourier
P	: Nombre de paire de pôles
J	: Moment d'inertie du moteur
B	: Coefficient de frottement visqueux
T_r	: Couple constant de charge
T_{em}	: Couple électromagnétique
ϕ_r	: Coefficient caractérisant les aimants permanents au rotor
$[\phi]$: Vecteur flux dans l'entrefer
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	: Les flux dans l'entrefer suivant les trois phases a,b,c respectivement
$[V]$: Vecteur de tension statorique
V_a, V_b, V_c	: Les tensions dans les trois phases
$[L_s]$: Matrice inductance
θ	: L'angle électrique
(θ_r)	: L'angle mécanique, (rotorique)
ω	: Pulsation électrique
ω_r	: Vitesse de rotation rotorique, (mécanique)
$P(\theta)$: Matrice de PARK
$\phi(d, q)$: Composante du flux suivant l'axe direct et quadrature respectivement dans le repère de PARK
L_d, L_q	: Les inductances suivant l'axe direct et quadrature respectivement dans le repère de PARK
V_d, V_q	: Les tensions dans le repère de PARK
i_d, i_q	: Les courants dans le repère de PARK
$P_e(t)$: Puissance électrique instantanée
\mathbf{A}	: Matrice dynamique du moteur
U	: Vecteur des variables de commande
$g(x)$: Matrice de commande
$e_1(t), e_2(t), e_3(t)$: Tensions du réseau
V	: Valeur efficace de la tension de phase

TABLE D'INDICES

f	: Fréquence d'alimentation
Vred	: Tension à la sortie du redresseur
Ired	: Courant à la sortie du redresseur
Ed	: La tension à l'entrée de l'onduleur
R	: Résistance du filtre
C	: Capacité du filtre
I0	: Courant à l'entrée de l'onduleur
L	: L'inductance du filtre
fc	: Fréquence propre du filtre
D(i, j)	: Diode du redresseur reliant l'entrée i à la sortie j
Ti	: Le ième transistor de l'onduleur
Di	: La ième diode monté en antiparallèle avec le transistor Ti dans l'onduleur
Tei	: L'interrupteur équivalent à Di et Ti de l'onduleur
Vrefi	: Tension de référence instantanée
Vrefmax	: Valeur maximale des tensions de référence
Fp	: Fréquence de la porteuse
m	: L'indice de modulation
r	: Coefficient de réglage en tension
Vp(t)	: Tension triangulaire (porteuse onmodulante)
Vp	: Valeur de crête de la porteuse
Tp	: Période de la porteuse
Si(t)	: Fonction logique associé à chaque bras de l'onduleur
VaN(t)	: Valeur efficace de la composante fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur
Ki	: Coefficient de contre réaction d'état lié au courant iq
Kωr	: Coefficient de contre réaction d'état lié à la vitesse mécanique ωr
Kw	: Coefficient de contre réaction d'état lié à la consigne
Kr	: Coefficient de contre réaction d'état lié au régulateur intégrateur
Kθ	: Coefficient de contre réaction d'état lié à la position
Kc	: Coefficient de correction du régulateur intégrateur dans le cas de présence du limiteur de courant.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
 BIBLIOTHEQUE — المكتبة
 Ecole Nationale Polytechnique

*****SOMMAIRE*****

Introduction generale,1

1ière PARTIE

CHAPITRE I: MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHROME
A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction	3
I.2 Les caractéristiques de la MSAP.....	4
I.3 Les équations électriques.....	5
I.4 Transformation de PARK.....	8
I.4.1 Choix du référentiel.....	9
I.4.2 Modelisation de la MSAP dans le repere de PARK.....	9
I.5 Mise sous forme d'équation d'état.....	12
- Résultats de simulation.....	13
- Conclusion.....	13

2ième PARTIE

CHAPITRE II: COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX
DE LA MSAP

II.1 Introduction.....	15
II.2 Commande par orientation du champs de la MSAP..	16
II.3 Application de la commande par orientation du champs dans l'espace d'état.....	18
- Conclusion.....	22

CHAPITRE III: ASSOCIATION MACHINE-ONDULEUR DE TENSION COMMANDÉ PAR MLI TRIANGULO-SINUSIODALE

III.1 Introduction.....	23
III.2 Conditions de fonctionnement à vitesse variable.	23
III.3 Présentation et modelisation de l'alimentation..	24
III.4 presentation du redresseur et le filtre.....	24
III.5 Modelisation de l'onduleur.....	26
III.6 Modelisation du bloc de commande par MLI.....	28
III.7 Fonctionnement à flux constant.....	30
III.8 Mise en oeuvre de la loi de commande par MLI....	30
*Remarque.....	30
- Résultats de simulation.....	31
- Conclusion.....	32

CHAPITRE IV: COMMANDE PAR LES MODES GLISSANTS

IV.1 Introduction.....	38
IV.2 Configuration pour l'etablissement du modèle.....	38
IV.3 Principe de la commande par les modes glissants..	39
IV.4 Méthode d'UTKIN "COMMANDE EQUIVALENTE".....	41
IV.5 Trajectoire d'etat en mode de glissement.....	41
IV.6 Limite du domaine de glissements.....	42

IV.7 Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'etat.....	43
IV.8 Solution de l'equation d'etat en mode de glissement.	44
IV.9 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.....	45
IV.9.1 Détermination des grandeurs d'etat en régime stationnaire.....	45
IV.9.2 Calcul de Kw.....	46
IV.10 Limite du domaine de glissement.....	46
IV.11 Méthode d'imposition des pôles	48
IV.11.1 Détermination des coefficients de la contre réaction d'etat par la méthode de placement de pôles.....	48
IV.11.2 Forme canonique de réglage.....	48
IV.12 Limitation des grandeurs d'etats.....	52
IV.13 Considérations concernant le choix des pôles.....	53

CHAPITRE V: APPLICATION DE LA COMMANDE EQUIVALENTE PAR LES MODES GLISSANTS A LA MSAP.

V.1 Modélisation dynamique pour la commande de vitesse....	54
V.1.1 Vérification de la commandabilité du système....	54
V.1.2 Emploi du régulateur intégrateur.....	55
V.1.3 Choix de la surface de commutation.....	55
V.1.4 Limitation des grandeurs d'etats.....	58

V.2 Modisation dynamique pour la commande de position.....	60
V.2.1 Vérification de la commandabilité du système.....	60
V.2.2 Choix de la surface de commutation.....	61
V.2.3 Limitation de la grandeur d'état i_q	62
V.3 Mise en oeuvre de la commande.....	64
<u>V-4</u> Remarque et interprétation des résultats de simulation de la commande de vitesse.....	65
<u>V-5</u> Résultats de simulation de la commande de position.....	67
<u>V-6</u> Conclusion.....	68

CONCLUSION GENERALRE, 93

PERSPECTIVE, 94

BIBLIOGRAPHIE, 95

ANNEXES, 96

INTRODUCTION GENERALE:

La commande par mode de glissement est une technique de commande particulière qui s'applique à des systèmes à structure variable (ssv).

Ce mode de fonctionnement a été étudié pour la première fois en UNION SOVIETIQUE, à l'issue des travaux du mathématicien F.G FILLIPOV sur les équations différentielles au second membre discontinu [1];[2].

La théorie des ssv et les modes glissants (en anglais sliding mode) associés est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité lors du passage par la surface de commutation ou surface de glissement [12].

Parmi les avantages de la commande par mode de glissement on cite la robustesse vis à vis des paramètres variables de la machine.

Muni de deux commandes différentes à savoir la commande vectorielle et la commande équivalente par mode de glissement, nous avons synthétiser la commande de la MSAP. Cette dernière a fait l'objet de plusieurs travaux [5];[6];[8] ces dernières années. La MSAP est souvent utilisée en robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulière (domestique), car elle présente plusieurs avantages 'encombrement réduit, puissance massique élevée, très grande vitesse,....).

En rédigeant ce mémoire, nous l'avons scindé en deux grandes parties:

La première partie n'est composée que du chapitre I qui donne le modèle physique de la machine, ce dernier est non linéaire, couplé et multivariable, puis le modèle mathématique dans le repère de PARK dans le but d'avoir un modèle plus simple qui ne contient que des termes couplés.

A la fin de ce chapitre on représente le modèle de la machine sous forme d'équation d'état.

La deuxième partie est destinée à établir les commandes à concevoir, elle est composée de quatre chapitres:

Le chapitre II présente la technique d'orientation du flux suivant l'axe quadratique du repère de park, cette technique de commande nous permet d'avoir un modèle découplé analogue à celui du moteur à courant continu.

INTRODUCTION GENERALE

Le chapitre III est consacré à présenter l'association onduleur-machine en boucle ouverte, en mode de fonctionnement à flux constant et la commande des interrupteurs de l'onduleur qui est la MLI ainsi les paramètres (m,r) de cette dernière.

Le chapitre IV présente une étude théorique sur les modes glissants, le choix de la surface de glissement et les étapes à suivre pour la synthèse de la commande équivalente.

Le chapitre V qui présente la partie principale de notre travail, donne l'application des modes glissants à la MSAP. On a synthétisé la commande équivalente qui nous permet la régulation de la vitesse ou de la position.

Nous avons terminé ce chapitre par la mise en oeuvre de la commande vitesse puis de position.

Enfin, nous avons clôturé ce mémoire par une conclusion générale puis perspectives.

CHAPITRE I

**MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS
PERMANENTS**

I.1 Introduction:

La machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est une machine à courant alternatif qui fonctionne à la vitesse de synchronisme; donc la vitesse est liée uniquement à la fréquence d'alimentation. La MSAP nous permet d'obtenir de la puissance mécanique à partir du réseau alternatif [4] .

Le stator de la MSAP est comme le stator de toutes les machines triphasées à courant alternatif. L'excitation est obtenue par des aimants permanents monté à la surface du rotor [4].

La MSAP est simple, robuste et fiable, car elle ne contient pas le système balais-collecteur. Il n'y a pas des pertes joule au rotor, car elle ne possède pas de circuit rotorique. Le prix de revient est le plus faible pour une puissance donnée, en la comparant à d'autres machines à courant alternatif, car on n'a pas besoin d'une source électrique au rotor [4], [10].

Le modèle physique est complexe malgré les hypothèses simplificatrice posées. On obtient un modèle fortement non linéaire (coefficients variables, couplage des grandeurs statoriques), ce qui rend sa résolution très difficile.

Dans ce chapitre, on présente les caractéristiques de la MSAP, son modèle physique, ainsi que le modèle mathématique dans le repère de PARK.

I.2. Les caractéristiques de la MSAP :

La MSAP possède des caractéristiques très intéressantes par-rapport à d'autres machines asynchrones et synchrone à rotor bobiné présentées ci-dessous [4] :

- * L'absence du système collecteur-balais facilite sa maintenance, donc sa fiabilité augmente.
- * La présence des aimants au rotor qui remplace le circuit rotorique permet d'obtenir une excitation sans pertes joules et le flux magnétique est mieux localisé.
- * Elle a une puissance massique (puissance/masse de la MSAP), élevée et un couple dépassant deux fois son couple nominal.
- * La puissance de la MSAP est proportionnelle à la densité d'énergie des aimants utilisés.
- * La MSAP avec sa structure présente une grande souplesse et un encombrement très réduit.

Les caractéristiques de la MSAP dépendent de la qualité et de la manière qu'on équipe le rotor des aimants.

Parmi les aimants les plus utilisés on site deux types qui sont :

- Les aimants permanents «terres rares», : SnCo, Nd FeB,....
- Les aimants à alliages métalliques : Ferrites, Alnico,...

Le premier groupe est le plus utilisé, car ces aimants ont une induction rémanente (B_r) est un champ coercitif H_c (A/m) plus élevés Ils permettent une réduction importante du poids, donc une puissance massique plus élevée. Ils réduisent aussi l'encombrement de la MSAP pour une même puissance.

On présente ci-dessous la courbe de désaimantation des différents aimants cités ci-dessus :

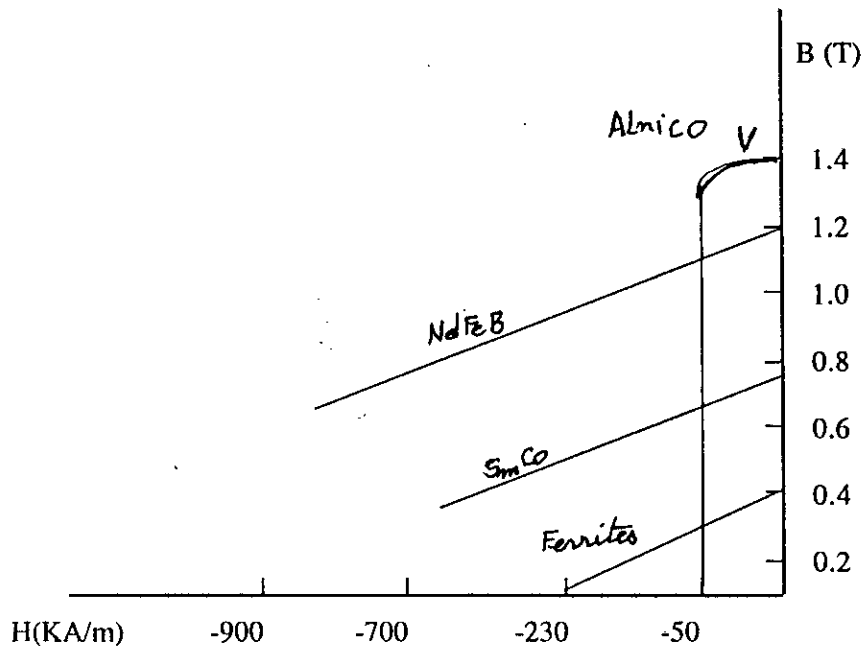


Fig. I.1. Courbe de désaimantation des différents aimants

La MSAP se présente en deux configurations de base qui sont :

- Machine utilisant des aimants montés à la surface du rotor
- Machine utilisant des aimants incorporés dans le rotor.

I.3. Les équations électriques :

La MSAP dans sa configuration exacte est complexe. Afin de présenter un modèle qui correspond à une configuration exacte de la machine, il est indispensable d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes [4],[10] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ^{et} est parfaitement feuilleté. La machine ne contient pas de circuit amortisseur .

- La f.c.e.m est à distribution sinusoidale et les harmoniques d'espace sont négligés.

- Les enroulements statoriques sont décalés de 120°, donc la machine est équilibrée.

- La perméabilité des aimants de type terres-rares est presque égale à celle de l'air, donc l'effet de saillante est négligé pour des aimants disposés à la surface du rotor.

- L'aimantation est rigide.

Les équations électriques de la machine sous forme matricielle sont données à partir de la figure (I.1) par :

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

Où:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [i] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad [\Phi] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

avec :

$$[R_a] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \quad \text{.....(I.2)}$$

Les flux de la MSAP sont donnés par :

$$[\Phi] = [L_s].[I] + [\phi_r] \quad \text{.....(I.3)}$$

Le flux rotorique vu des trois phases du stator est :

$$[\phi_r] = \phi_r \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ -\sin(\theta-2\pi/3) \\ -\sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{.....(I.4)}$$

avec :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad \text{.....(I.5)}$$

où :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad \text{.....(I.6)}$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.7)$$

La relation entre l'angle électrique et mécanique est donnée par :

$$\theta = p \cdot \theta_r \dots\dots\dots(1.8)$$

où : L_{so} : L'inductance propre d'un bobinage statorique

M_{so} : L'inductance mutuelle entre deux bobinages statoriques

θ : L'angle électrique

θ_r : L'angle mécanique, c'est l'angle entre l'axe des pôles saillants et la phase «a» du stator.

P : Le nombre de paire de pôles

ϕ_f : Le coefficient caractérisant les aimants permanents au rotor.

En remplaçant (I.3) dans (I.1), on obtient:

$$[V] = [L_s] \frac{d[i]}{dt} + \{[R_s] + \omega \frac{d[L_s]}{d\theta}\} [i] \dots\dots\dots(1.8)$$

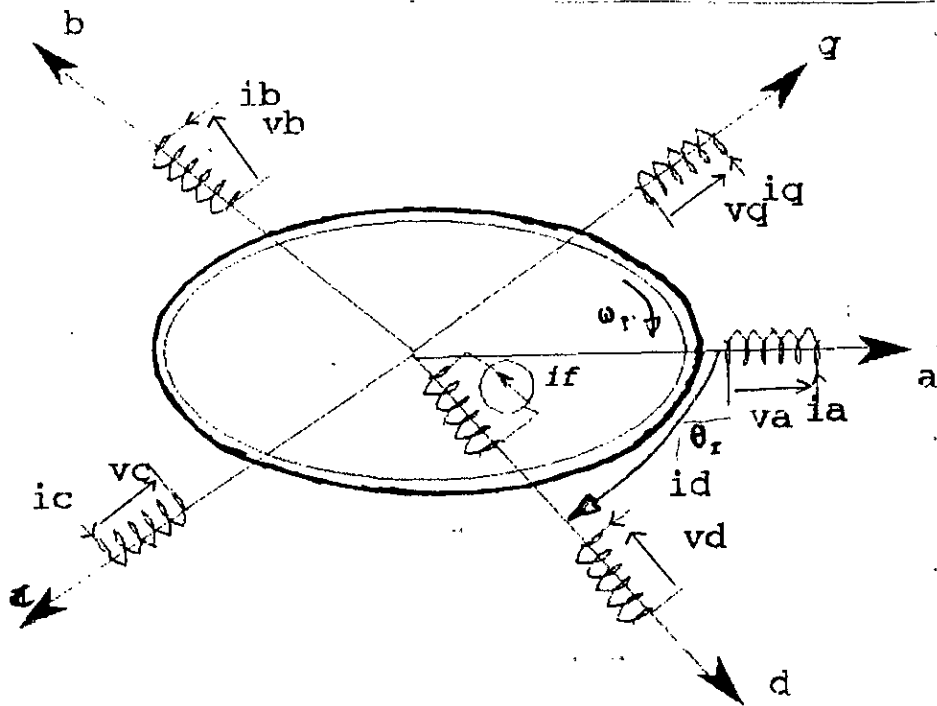
avec : $\omega = \frac{d\theta}{dt} \dots\dots\dots(1.9)$

Le couple électromagnétique développé par le moteur s'écrit

$$T_{em} = P [i]^T \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \dots\dots\dots(1.10)$$

On remarque, que le système d'équation décrivant le système sont à coefficients variables en fonction de l'angle électrique θ , et contiennent des termes couplés. La résolution analytique qui est la méthode adoptée dans notre travail reste très difficile.

Donc, il est nécessaire d'effectuer une transformation trigonométrique vers un autre repère, où les équations du système seront à coefficients constants et le nombre de variables se réduit.



I.4 Transformation de PARK [3]:

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

La transformation de PARK nous permet en plus d'avoir des coefficients constants, de réduire le nombre de variables de la machine. On passe d'un repère à trois dimensions abc symétrique à un repère à deux dimensions d-q orthogonale. Ce passage est rendu possible grâce à la matrice de PARK $P(\theta)$ qui est donnée par [3] :

$$P(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} +\cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (I.11)$$

La matrice de PARK qu'on a adoptée est modifiée, car la matrice de PARK est orthogonale, or celle utilisée est orthonormée. Ce qui nous permet d'avoir des grandeurs efficaces égales dans les deux repères. L'énergie sera donc conservée.

On a alors :

$$P^{-1}(\theta) = p^T(\theta) \dots\dots\dots (I.12)$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (I.13).$$

I.4.1 Choix du référentiel :

Les équations de la machine écrites dans le repère de PARK dépendent de la vitesse du référentiel qu'on lie le repère de PARK.:

a - Référentiel lié au stator :

Pour ce choix, la vitesse du repère de PARK est nulle car le stator est immobile, dans ce cas la phase «a» du repère a-b-c se concide avec la phase d du repère d-q.

b - Référentiel lié au rotor :

La vitesse du repère d-q est celle du rotor c'est à dire ω_r .

c - référentiel lié au champs tournant :

La vitesse du repère de PARK est celle du champs tournant c'est à dire la pulsation électrique ω (de l'alimentation).

Pour une machine synchrone, le choix le mieux adapté est le référentiel lié au rotor. Puisque la pulsation électrique est relative à la vitesse du rotor. La relation entre la pulsation électrique est la vitesse du rotor est donnée par :

$$\omega = P \omega_r \dots\dots\dots (I.14)$$

I.4.2 Modélisation du MSAP dans le repère de PARK :

Le référentiel choisi est celui lié au champ tournant, alors, le repère de PARK tourne à la vitesse de ce dernier .

Les tensions, les courants statoriques et les flux sont transformés de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [V_{dq}] &= P(\theta) \cdot [V_{a', b', c'}] \\ [i_{dq}] &= P(\theta) \cdot [i_{a', b', c'}] \dots\dots\dots(I.15) \\ [\phi_{dq}] &= P(\theta) \cdot [\phi_{a', b', c'}] \end{aligned}$$

Dans le repère de PARK les équations électriques (I.1) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_a i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \phi_q \\ V_q = R_a i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega \phi_d \end{cases} \dots\dots\dots(I.16)$$

Les relations entre les flux et les courants dans la nouvelle base d-q sont :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_r \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \dots\dots\dots(I.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_d = L_{so} + M_{so} + 3/2 L_{s2} \\ L_q = L_{so} + M_{so} - 3/2 L_{s2} \end{cases} \dots\dots\dots(I.18)$$

En remplaçant (I.17) dans (I.16) on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_a i_d - L_q \omega \cdot i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_q = R_a i_q + L_d \omega \cdot i_d + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \phi_r \end{cases} \dots\dots\dots(I.19)$$

Equation mécanique :

La puissance instantanée de la MSAP est donné par :

$$\begin{aligned} P_c(t) &= [V_{a', b', c'}]^T [i_{a', b', c'}] \\ P_c(t) &= V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \dots\dots\dots(I.20) \end{aligned}$$

En remplaçant ces grandeurs par leurs valeurs données par (I.15) on obtient :

$$P_e(t) = [V_{d,q}]^T P^{-1}(\theta) \cdot P(\theta) [i_{d,q}] \dots\dots\dots(I.21)$$

$$P_e(t) = V_q i_q + v_d i_d$$

Les relations (I.19) et (I.21) nous permettent d'écrire :

$$P_e(t) = R_a (i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + \omega(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \dots\dots\dots(I.22)$$

La puissance instantanée est composée des trois termes suivants

$R_a (i_d^2 + i_q^2)$: Représente les pertes joules au stator.

$(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt})$: Traduit la variation de l'énergie électromagnétique dans la machine.

$\omega(\phi_d i_q - \phi_q i_d)$: Représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique transmise du stator au rotor.

Du troisième terme ci-dessus, on déduit que le couple électromagnétique dans la machine est donné par :

$$T_{em} = P[(\phi_d i_q - \phi_q i_d)]$$

$$= P[(\phi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q)] \dots\dots\dots(I.22)$$

avec :

$P(\phi_f i_q)$: C'est le couple électromagnétique qu'on obtient avec une machine à pôles lisses. C'est le couple développé à cause de l'excitation du rotor.

$P(L_d - L_q) i_d i_q$: Couple électromagnétique dû à l'effet de saillance

L'équation mécanique est formulée ainsi :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - T_r - B\omega_r \dots\dots\dots(I.24)$$

I.5 Mise sous forme d'équation d'état :

La forme la plus adaptée qui représente le système, pour la résolution analytique est la forme d'état.

En rassemblant les équations électriques (I.13) et les équations électromagnétiques (I.23) et (I.24), on obtient la forme d'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = f(X) + g(X) U \quad \dots\dots\dots(I.25)$$

avec :

$$X = [id \ iq \ \omega r]^T \quad \dots\dots\dots(I.26)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} (-Raid + Lq.P.\omega r . iq) /Ld \\ (-Raiq + Ld.P.\omega r . id) /Lq - \frac{\phi fP}{Lq} \omega r \\ \{P [\phi f.iq + (Ld - Lq) id.iq - B\omega r - T_r]\} / J \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (I.27)$$

$$g(X) = \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 \\ 0 & 1/Lq \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} Ud \\ Uq \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(I.28)$$

Résultat de simulation

Les paramètres de la machine utilisé sont indiqués à l'annexe (3).

Après simulation, on représente la réponse de la machine à la figure (1.1) pour un fonctionnement en boucle ouverte alimenté du réseau et à vide.

On remarque que la vitesse atteint sa valeur nominale après 3s qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications. Le courant de ligne i_a présente un pic élevé dû au régime transitoire, en pratique ce dépassement est destructeur. Pour avoir un courant au démarrage qui ne dépasse pas la valeur nominale, on utilise un réostat de démarrage.

La figure (1.2) donne la réponse de la machine avec charge à $t=3s$, on remarque l'atténuation de la vitesse. Afin que la machine rejette la perturbation, c'est à dire l'arbre de la machine tourne à une vitesse désirée où atteint une position précise et avec un temps de réponse minimum, il est nécessaire d'introduire une commande. L'augmentation du courant à l'instant où on applique la charge est dû à l'énergie que le moteur dépense pour maintenir la vitesse à une valeur différente de zéro.

Conclusion

Malgré les hypothèses simplificatrices qu'on introduit et le modèle établie dans le repère orthogonale de PARK. La machine synchrone à aimant permanent présente un modèle complexe à cause de la non linéarité, le couplage de ces variables d'états et le multivariable.

Afin d'avoir un modèle traitable, qui nous permettra de synthétiser la commande équivalente, on adopte une technique de commande présentée au chapitre II.

Le choix des variables d'état et les variables de commande est fixé par la technique de commande utilisée.

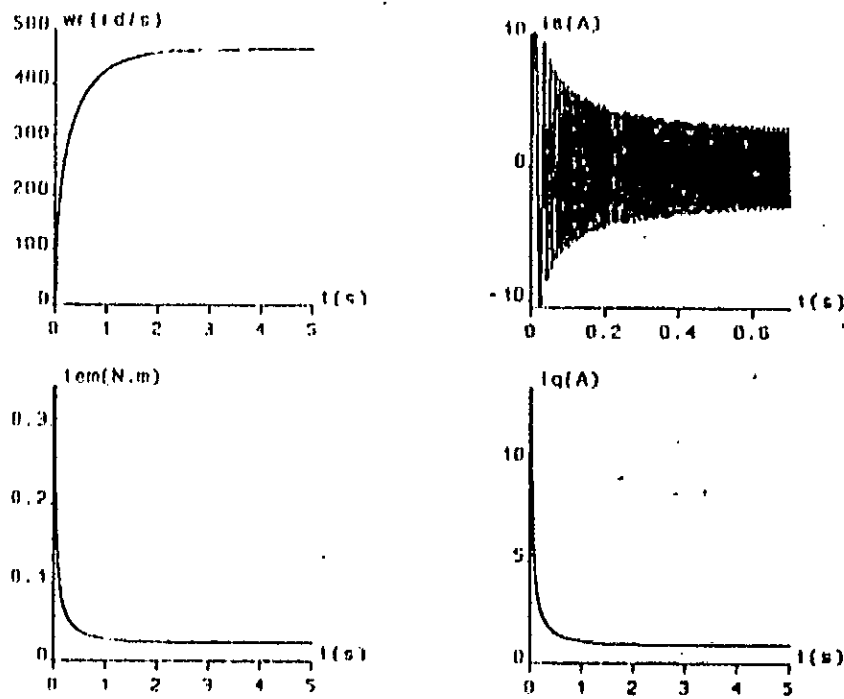


FIGURE 1-1: Fonctionnement de la machine à vide alimentée de la source

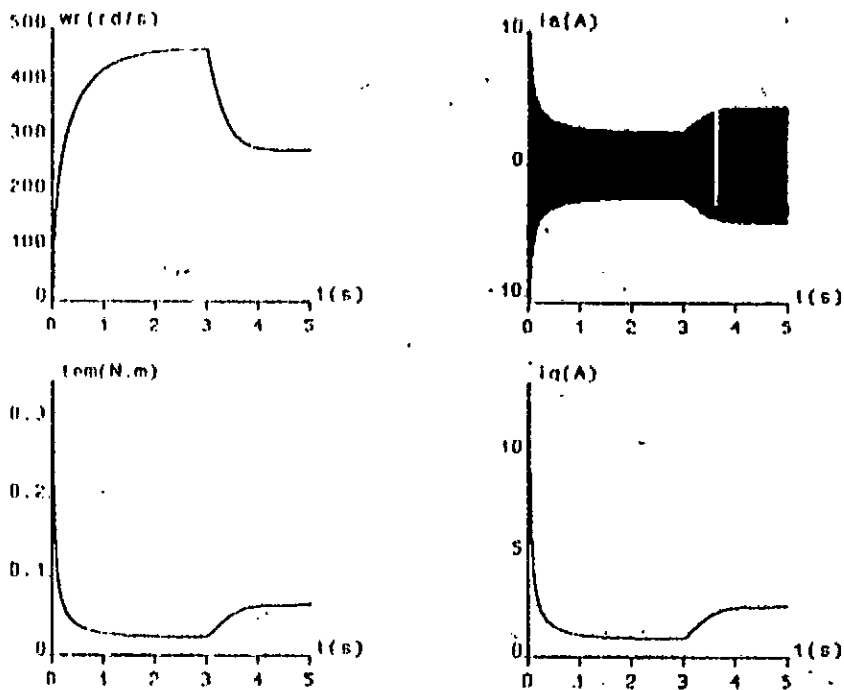


FIGURE 1-2: Fonctionnement de la machine en charge à $t=3s$ alimentée de la source.

CHAPITRE II

COMMANDE PAR ORIENTATION

DU FLUX DE LA MACHINE

SYNCHRONNE A AIMANTS

PERMANENTS

Introduction :

Le moteur à courant continu constituait jusqu'à ces dernières années la solution la plus répandue pour obtenir un contrôle de vitesse ou de position nécessitant des performances dynamiques et statiques élevées, mais, si la commande de ce dernier est relativement simple, sa construction limite la puissance et la vitesse maximale, à cause de la commutation mécanique sous forme de balais collecteur qui impose des restrictions au milieu ambiant, et nécessite une maintenance importante [9].

Pour remédier à ce problème, on utilise la machine à courant alternatif dont les avantages sont :

- Une structure simple et robuste
- Un rendement élevé
- Une robustesse vis à vis des **surcharges**, ... etc.

Par contre, l'inconvénient de ces machines réside dans la difficulté de les commander et cela à cause du couplage complexe entre le stator et le rotor. Pour résoudre le problème de ce couplage, on utilise la commande par orientation du champs qui nous permettra de rendre le modèle de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) analogue à celui du moteur à courant continu (MCC) et cela est pratiquement réalisable aujourd'hui grâce au développement de microprocesseurs et de convertisseurs de puissance performants.

II.2 Commande par orientation du champs (commande vectorielle) de la MSAP :

La commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe direct, c'est à dire, orienter le flux dans l'entrefer suivant l'axe quadrature, cela est obtenu en imposant à (i_d) une valeur nulle et commander la vitesse et la position par (U_q) et (i_q) seulement.

Physiquement cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (c'est à dire de le réduire à la seule composante (i_q]) comme il est illustré à la figure (II.1), où les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant continu (I_f) constant qui produit un flux équivalent à celui des aimants [8].

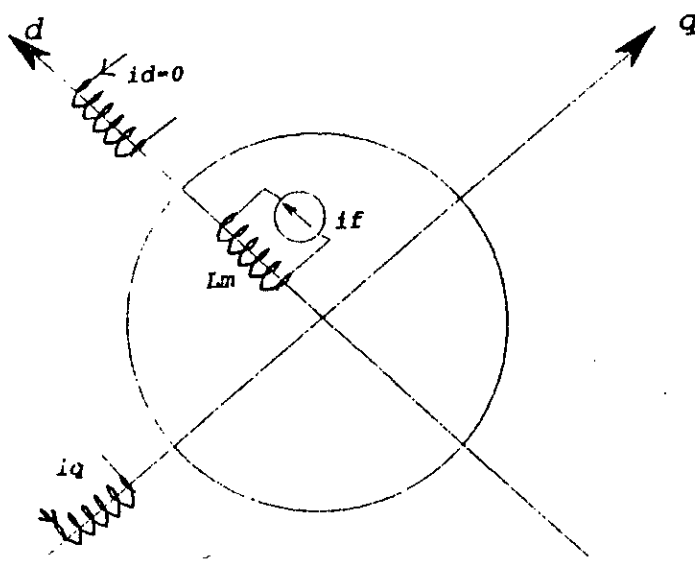


FIG [II.1]

On a :

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f$$

$$\phi_q = L_q i_q$$

avec :

$$\phi_f = L_m I_f \dots\dots\dots(II.1)$$

L_m : L'inductance magnétisante ($L_m = L_{md} = L_{mq}$)

L'expression du couple électromagnétique dans le repère de park est :

$$T_{em} = P [\phi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q] \dots\dots\dots(II.2)$$

mais en imposant « $i_d = 0$ » on aura :

$$T_{em} = P \phi_f i_q = P L_m I_f i_q \dots\dots\dots(II.3)$$

On remarque que l'expression du couple est la même que celle du moteur à courant continu où (I_f) et (i_q) produisent respectivement les flux dans l'inducteur et l'induit séparément.

Soit α_s la phase de (i_s) par rapport à l'axe direct statorique (D_s) du référentiel fixe statorique, d'où la phase de (i_s) par rapport à l'axe direct du référentiel rotorique est ($\alpha_s - \theta_r$).

alors on a:

$$i_q = I_s \sin(\alpha_s - \theta_r) \dots\dots\dots(II.4)$$

d'où:

$$T_{em} = P \phi_f I_s \sin(\alpha_s - \theta_r) \dots\dots\dots(II.5)$$

On remarque que d'après l'équation (II.5) qu'on peut commander le couple à partir du courant I_s , mais pour avoir ($i_d = 0$) il faut fixer ($\alpha_s - \theta_r$) à $\pi/2$ d'où le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale.

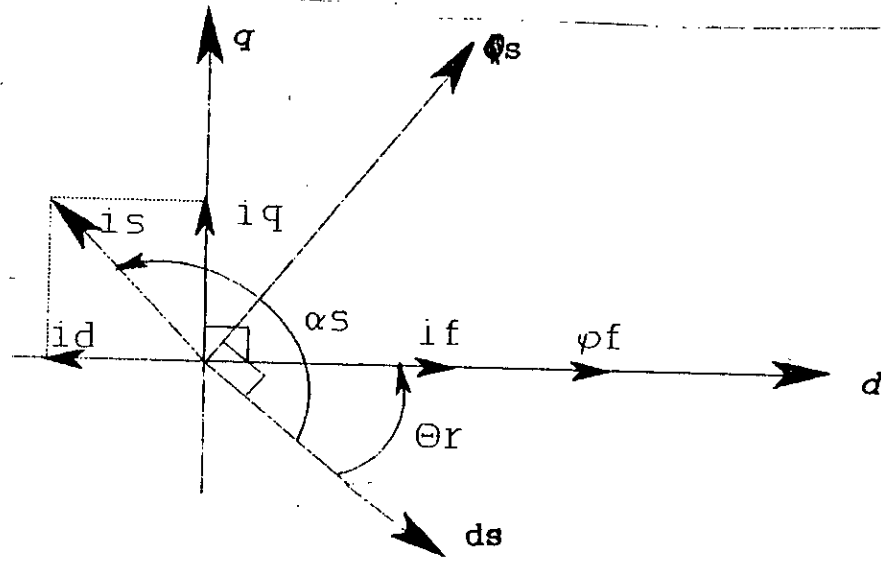


Figure (II.2) : Vecteur flux rotorique et statorique et flux d'excitation de la MSAP.

II.3. Application de la commande par orientation du champs dans l'espace d'état :

On a l'équation d'état de la MSAP dans le référentiel park donnée par l'équation (I-25) est:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & \frac{L_q \omega}{L_d} \\ \frac{L_d \omega}{L_q} & -\frac{R_a}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_f \omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée d'après l'équation (I-23) par :

$$T_{em} = P [\phi_f iq - (L_d - L_q) id iq]$$

l'équation mécanique donnée d'après l'équation (I-24) est :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = [T_{em} - T_c - B\omega_r]/J$$

Le schéma bloc des équations ci-dessus est illustré à la fig [II.3]

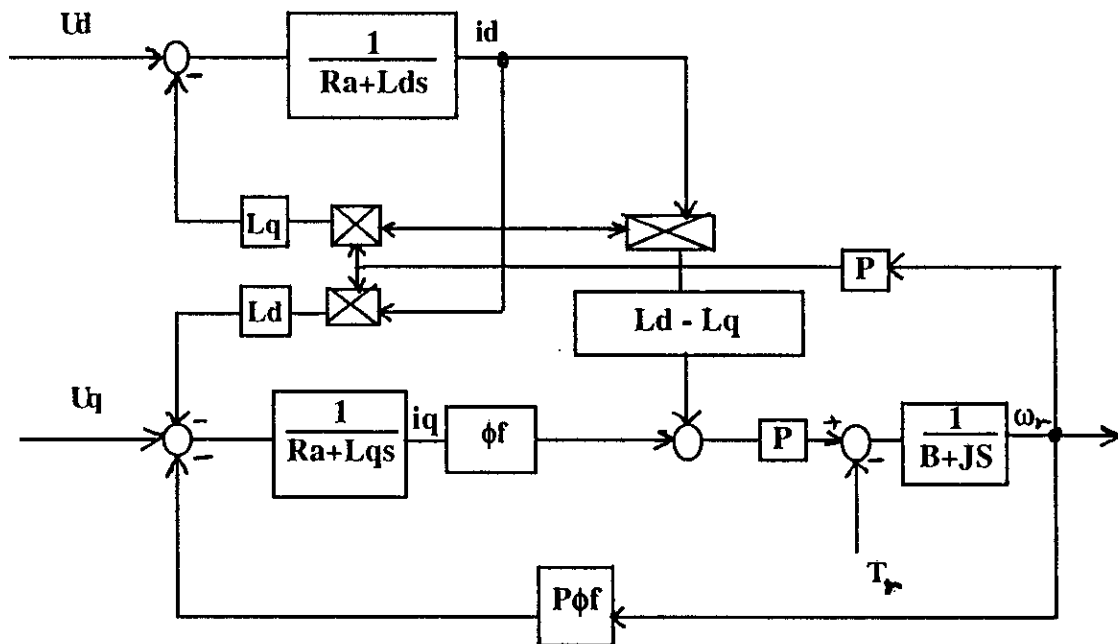


Figure (II.3)

La commande par orientation du champs consiste à annuler le courant (i_d) et cela est possible par un retour d'état approprié en prenant $U_d = -L_q \omega_i q$ illustré à la fig (II.4) où le retour d'état est en traits discontinus

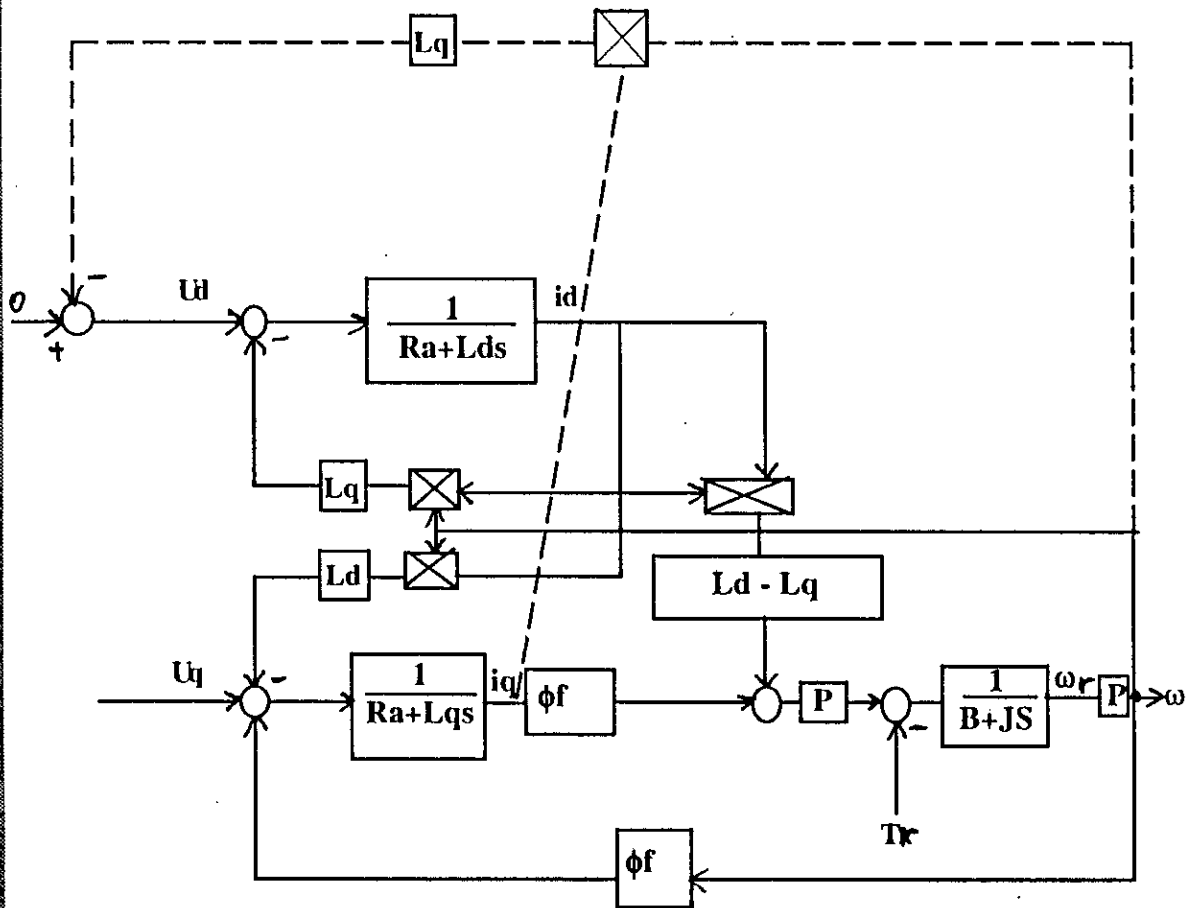


Figure (II.4)

D'où les équations de la MSAP après orientation du flux, deviennent :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_a}{L_d} & 0 \\ \frac{-L_d \omega}{L_q} & \frac{-R_a}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_q \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_f \omega}{L_q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (II-5)$$

L'équation du couple devient :

$$T_{em} = P\phi_f i_q \dots\dots\dots(II.6)$$

L'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = [P\phi_f i_q - T_r - B\omega_r] / J \dots\dots\dots(II.7)$$

On remarque que : $\frac{did}{dt} + \frac{Ra}{Ld} id = 0$

équation différentielle

premier ordre admet comme solution $id(t) = \text{Exp} [-Zt]$

avec:

$$Z = \frac{Ra}{Ld} \text{ grand ce qui impose } (id = 0).$$

d'où l'équation du système de couplé en prenant comme variables d'état $[i_q, \omega_r]$ est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Ra}{Lq} & \frac{-\phi_f P}{Lq} \\ \frac{P\phi_f}{J} & \frac{-B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Lq} \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} T_r \dots\dots\dots(II.8)$$

CHAPITRE III

**ASSOCIATION MACHINE
ONDULEUR DE TENSION
COMMANDÉ PAR MLI
TRIANGULO-SINUSIODALE**

MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS ALIMENTEE PAR ONDULEUR DE TENSION COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) TRIANGULO-SINUSOIDALE.

III.1. Introduction :

Le développement de nouvelles structures électromécaniques de conversion associant machines et convertisseurs statiques ont permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques à vitesse variable. C'est pour ces types de machines que l'apport de l'électronique de puissance a été le plus sensible, alors de nombreux dispositifs utilisant ces machines ont été imaginés dans le domaine des entraînements réglables [7]

Afin d'obtenir un fonctionnement à vitesse variable des machines à courant alternatif en particulier de la MSAP, il est indispensable de l'alimenter à fréquence variable. La technique la plus adaptée est de l'alimenter à travers un onduleur de tension [7]

III.2. Condition de fonctionnement à vitesse variable :

La caractéristique essentielle et intrinsèque des machines synchrones est que leur vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation. De plus ces machines exigent que leurs angles internes δ entre les tensions statoriques (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) et la force électro-motrice (f.e.m), soient rigoureusement contrôlés, de manière à éviter tout risque de décrochage c'est à dire perdre le synchronisme [11].

Or pour la machine à courant alternatif en général et pour la MSAP en particulier le fonctionnement le mieux adapté est celui à flux constant [12]. Afin d'obtenir ce mode de fonctionnement il suffit de maintenir le rapport (V/f) constant. Cela revient à faire varier la tension efficace de ligne en fonction de la fréquence d'alimentation.

Une première manière d'utiliser la MSAP en régime de vitesse variable, consiste à l'alimenter en boucle ouverte par un convertisseur statique (Onduleur). Ce dernier fonctionne à fréquence variable, grâce à une commande générée par un dispositif extérieur à la machine.

Pour le travail qu'on effectue, on commande les interrupteurs de l'onduleur par un MLI triangulo-sinusoidal.

III.3. Présentation et modélisation de l'alimentation :

La source d'énergie est le réseau triphasé de fréquence 50Hz. Ce dernier délivre trois tensions décalées de 120°. Ces tensions seront redressées par un redresseur à diodes qui délivre une tension continue qui sera filtrée par un filtre RLC. La tension attaque un onduleur triphasé de tension. Les six interrupteurs de ce dernier seront commandés par un dispositif extérieur qui représente le bloc de commande.

Le but d'alimenter la MSAP à travers un onduleur de tension est d'avoir un système de tension triphasée variable en amplitude et en fréquence suivant la loi fixée par la commande des interrupteurs de l'onduleur. Ce qui nous permettra de réaliser le fonctionnement à vitesse variable de la machine.[2]

Le schéma de principe du système global est représenté à la fig (III-a):

Les tensions délivrées par le réseau sont données par :

$$\begin{aligned} e_1(t) &= V \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ e_2(t) &= V \sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ e_3(t) &= V \sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(III.1)$$

Avec :

$$\omega = 2\pi f \quad \dots\dots\dots(III.2)$$

III.4 Mise en équation du redresseur et du filtre :

Les tensions (e_1, e_2, e_3), du réseau seront redressées par un redresseur à pont de gréatz à diode. Ce dernier est caractérisé par sa simplicité, son faible coût et un facteur de puissance très intéressant.

Le filtre RLC permet d'obtenir une tension presque constante à l'entrée de l'onduleur et un courant I_o légèrement ondulé. La capacité C supprime les brusques variations de la tension E_d durant la commutation des interrupteurs de l'onduleur. La self L élimine les ondulations du courant I_{red} à la sortie du redresseur.

Les équations du filtre sont données ci-dessous :

$$U_{red} = R I_{red} + L \frac{d I_{red}}{dt} + E_d \dots\dots\dots(III.3)$$

$$\frac{d E_d}{dt} = \frac{1}{C} (I_{red} - I_o) \dots\dots\dots(III.4)$$

Des équations (III.3) et (III.4), on déduit que la fréquence propre du filtre est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(III.5)$$

En supposant que les diodes du redresseur sont des interrupteurs parfaits, les diodes conduisent quand la tension entre leurs bornes est positive sinon elles sont bloquées. On représente alors les diodes par les fonctions logiques ci-dessous :

$$D(i, j) = \begin{cases} 1 & \text{si la diode D conduit} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \dots\dots\dots(III.6)$$

i= 1, 2, 3 numéro des entrées
j= 1, 2 numéro des sorties

Le redresseur est représenté par le schéma ci-dessous :

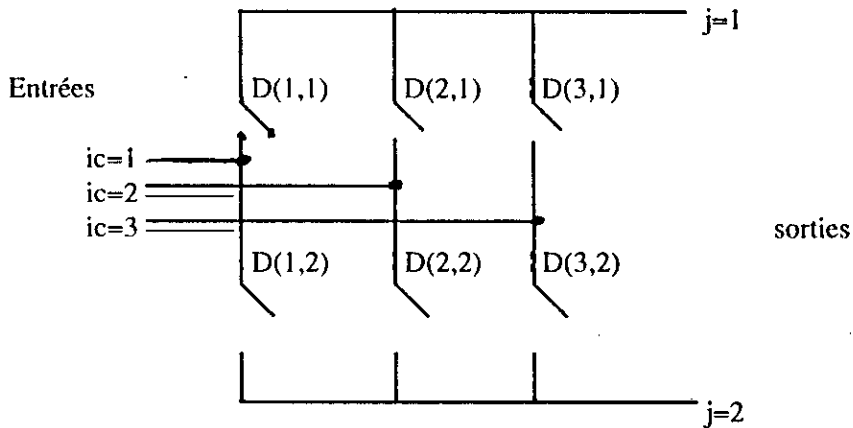


Figure II-2: Schéma de fonctionnement du pont redresseur à diode .

III.5. Modélisation de l'onduleur [2]:

L'onduleur est composé de six transistors (T1 à T6) associés à des diodes (D1 à D6) montées en antiparallèle. On suppose que chaque transistor et chaque diode comme des interrupteurs idéaux.

On représente les semi-conducteurs de l'onduleur par les fonctions suivantes:

$$T_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est conducteur} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \dots\dots\dots(III.7)$$

$i = \overline{1,6}$: numéro des transistors dans l'onduleur.

De même on représente les diodes par les fonctions logiques suivantes:

$$D_i = \begin{cases} 1 & \text{si la diode } D_i \text{ est conductrice} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \dots\dots\dots(III.8)$$

$i = \overline{1,6}$: numéro des diodes dans l'onduleur.

Afin de simplifier la représentation des interrupteurs de l'onduleur, on définit un interrupteur équivalent «Tei» constitué du transistor T_i et d'une diode D_i monté en antiparallèle.

On représente chaque bras de l'onduleur par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} T_{ei} = T_i \llcorner \lrcorner D_i \\ T_{ei+3} = T_{i+3} \llcorner \lrcorner D_{i+3} \end{cases} \dots\dots\dots(III.9)$$

$i = 1,2,3$: numéro des bras de l'onduleur

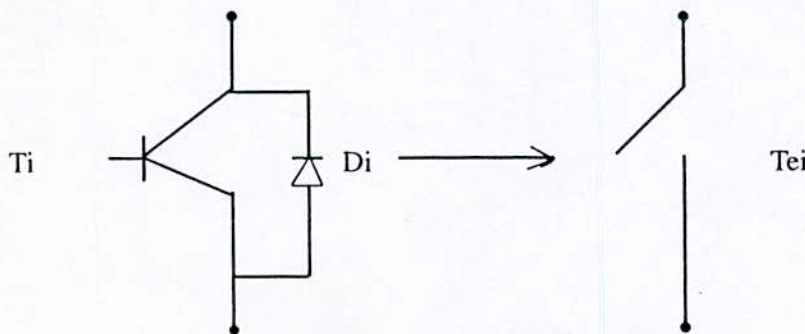


Figure II.3 Interrupteur logique

On représente l'onduleur par la matrice suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} Te1 & Te4 \\ Te2 & Te5 \\ Te3 & Te6 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(III.10)$$

Le schéma représentant l'association onduleur-machine est représenté ci-dessous :

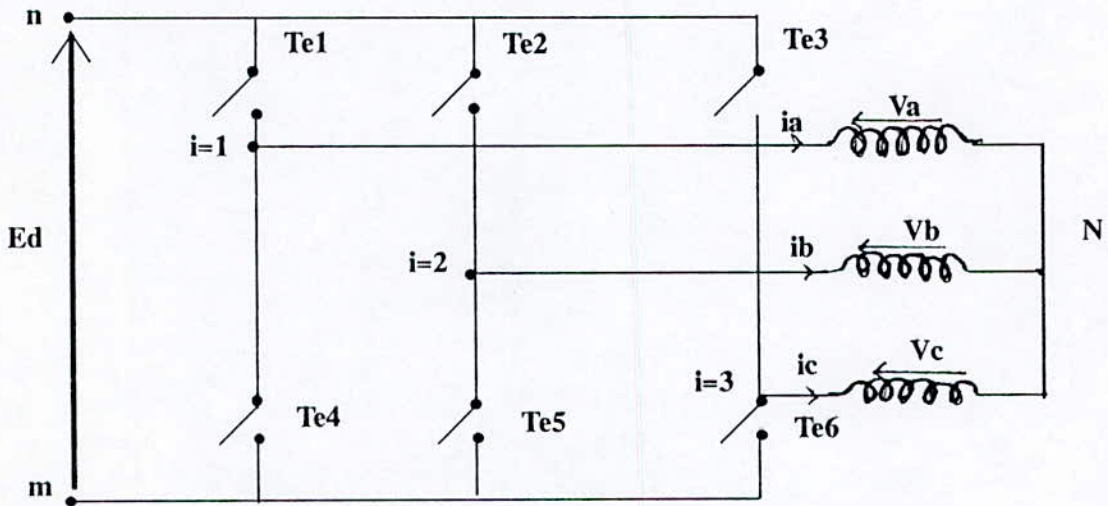


Figure II.4 : Représentation équivalente de l'association onduleur -machine

Donc les tensions dans chaque bras de l'onduleur sont données par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Vim1 \\ Vim2 \\ Vim3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Te1 & Te4 \\ Te2 & Te5 \\ Te3 & Te6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ed \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(III.11)$$

Les tensions appliquées aux bornes de chaque phase du moteur sont données par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} Vim1 &= VaN + VmN \\ Vim2 &= VbN + VmN \dots\dots\dots(III.12) \\ Vim3 &= VcN + VmN \end{aligned}$$

Puisqu'on commande les interrupteurs de l'onduleur par MLI triangulo-sinusoïdale, alors les trois phases de la machine conduisent en même temps et on suppose que les tensions statoriques sont équilibrées par rapport au neutre N de la machine. On peut écrire l'équation:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad \dots\dots\dots(III.13)$$

Des équations (III.13) et (III.12) on déduit que :

$$V_{im1} + V_{im2} + V_{im3} = 3V_{mn} \quad \dots\dots\dots(III.14)$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{aN} &= V_a \\ V_{bN} &= V_b \\ V_{cN} &= V_c \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(III.15)$$

Des équations (III.12) ; (III.13) et (III.14) on déduit que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{e1} & T_{e4} \\ T_{e2} & T_{e5} \\ T_{e3} & T_{e6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(III.16)$$

L'équation (III-16) donne les tensions appliquées à la machine quand on l'alimente à travers un onduleur de tension triphasée dont la tension d'entrée est E_d

III.6 Modélisation du bloc de commande de l'onduleur :

Le but de commander les interrupteurs de l'onduleur par MLI triangulo-sinusoïdale, est d'avoir plusieurs créneaux de même amplitude et de largeur convenable par alternance. Cette commande nous permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de phase à la sortie de l'onduleur et de repousser les harmoniques de cette tension à des fréquence élevées, ce qui va faciliter leur filtrage.

Les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par l'intersecion de deux types d'ondes, les trois signaux de référence sinusoïdale de même fréquence f et un signal triangulaire de fréquence f_p plus élevée, cette technique de commande est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence de la porteuse (modulante) à la fréquence de référence.

$$m = \frac{f_p}{f} \dots\dots\dots(III.17)$$

- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de la porteuse :

$$r = \frac{V_{ref \max}}{\frac{E_d}{2}} \dots\dots\dots(III.18)$$

Les signaux de référence sont décalés de 120° de fréquences f données par l'équation ci-dessous :

$$V_{ref i} = V_{ref \max} \sin(2 \pi f t - (i-1) 2\pi/3) \dots\dots\dots (III.19)$$

Avec :

$$i = 1,2,3$$

La porteuse est un signal triangulaire de fréquence f_p composé d'une succession de segments de droite de pente positive et négative alternativement.

Sur une période T_p la modulante est donnée par :

$$\begin{cases} V_p(t) = 2 V_p \left(-2 \frac{t}{T_p} + \frac{1}{2} \right) \text{ pour } t \in [0, T_p/2] \\ V_p(t) = 2 V_p \left(2 \frac{t}{T_p} - \frac{3}{2} \right) \text{ pour } t \in [T_p/2, T_p] \end{cases}$$

Avec : V_p : L'amplitude de la porteuse
 T_p : La période de la porteuse

A chaque intersection de la porteuse et d'une des tensions de référence, détermine l'instant de commutations des interrupteurs de convertisseur.

III.7 - Fonctionnement à flux constant [11]:

La commande d'une machine synchrone à aimants permanents à flux constant correspond à un réglage de vitesse très performant [12]

La technique qu'on adopte pour avoir le mode de fonctionnement à flux constant est de varier l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de phase de la machine proportionnellement à la fréquence d'alimentation, de telle manière que le rapport V/f reste constant pendant le régime transitoire. Ceci est vrai d'autant que les chutes de tension au stator sont négligeables.[11]

En régime permanent l'amplitude de la tension de référence est égale à la force contre électromotrice « f.c.e.m », plus un terme qui représente les pertes joule.

$$V_{ref\ max} = \phi \omega + R_s I_o \dots\dots\dots(III -21)$$

Avec :

I_o : Le courant qui correspond au couple de charge.

III. 8 - Mise en oeuvre de loi de commande [12]:

Dans ce paragraphe on présentera le schéma de principe qu'on a adopté. Il est composé de trois blocs, l'onduleur, la commande de ce dernier et la machine. Le schéma est donné à la figure (IIEb)

On associe à chaque bras de l'onduleur la fonction logique suivante [12]:

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est fermé} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \dots\dots\dots(III - 22)$$

Remarque :

La modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale élimine les harmoniques de bas ordre et repousse d'autres à des fréquences très élevées, mais elle ne réduit pas le taux d'harmonique qui est indépendant de m. [2]

La composante fondamentale des tensions de phase, ont une valeur efficace, qui est une fonction linéaire du coefficient de réglage en tension r du MLI. [2]


Pour la phase «a» par exemple, le fondamental a la valeur efficace suivante :

$$V_{an(1)} = \frac{E_d}{2} \frac{r}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(III.23)$$

Dans notre travail, le cahier de charge nous donne la valeur efficace de la tension de phase de la machine. En négligeant les hamoniques et en choisissant un coefficient de réglage en tension «r» approprié, on peut alors calculer la tension E_d continue qu'ont doit appliquer à l'onduleur.

Résultat de simulation :

La figure (3-1) illustre la réponse du moteur alimenté du réseau triphasé à vide en boucle ouverte et à flux constant. Le fonctionnement à flux constant est obtenu en augmentant la valeur efficace des tensions d'alimentation, pendant la phase du démarrage de la machine. Ce mode de fonctionnement est remarqué en régime transitoire des grandeurs « i_a » et « v_a » qui augmentent d'une manière amortie suivant deux pentes symétriques.

La figure (3.2) donne le fonctionnement de la machine :  avec charge $T_r = 0,05\text{N.m}$ à $t = 3\text{s}$

La figure (3-3) représente la réponse du système onduleur-machine en boucle ouverte à vide et à flux constant. La tension appliquée à la machine est composée de créneaux de valeur maximale 40V qui dépend essentiellement de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur ($E_d = 60\text{V}$). L'allure de la composante fondamentale de cette tension de phase est la même que les tensions de référence c'est à dire qu'elle est sinusoïdale.

A cause de la modulation, le couple électromagnétique présente des ondulation, qui dépendent de l'indice de modulation m .

Le courant de ligne i_a varie selon une forme sinusoïdale présentant des pointes qui sont dues essentiellement à la modulation.

Nous représentons aussi le signal « S_a » de commande de l'un des bras (bras a) de l'onduleur qui possède deux valeurs: zéro et un.

De même la figure (3-4) présente l'évolution des mêmes grandeurs de la figure (3-3), dans le cas du moteur avec charge nominale à $t = 3\text{s}$. On remarque l'atténuation de la vitesse à cet instant car on a un fonctionnement en boucle ouverte.

Les paramètres du MLI utilisé sont $r = 0.9$ et $m = 21$

III.10 Conclusion:

La machine synchrone à aimant permanent est mieux adaptée à fonctionner à flux constant, car on a un régime transitoire bien amorti, et l'utilisation du réhostat de démarrage pour le fonctionnement en boucle ouverte est plus rassurant de point de vu sécurité de la machine.

L'alimentation de la machine à travers l'onduleur nous permet d'imposer la valeur efficace et la fréquence de la tension de phase.

Le but du travail effectué dans ce chapitre est de tester le fonctionnement de système onduleur-machine afin d'utiliser dans la mise en oeuvre de la commande.

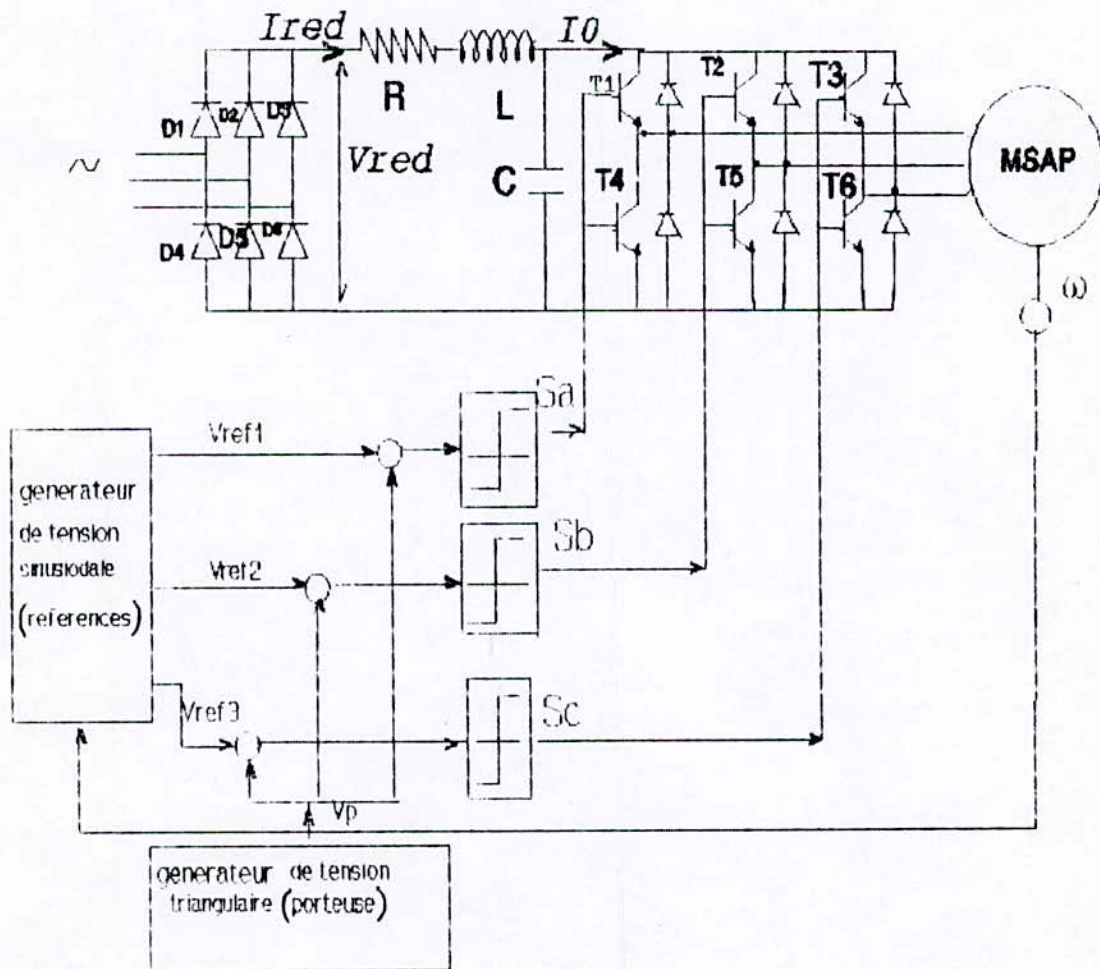


FIGURE III a: Association onduleur-machine synchrone à aimants permanents en boucle ouverte

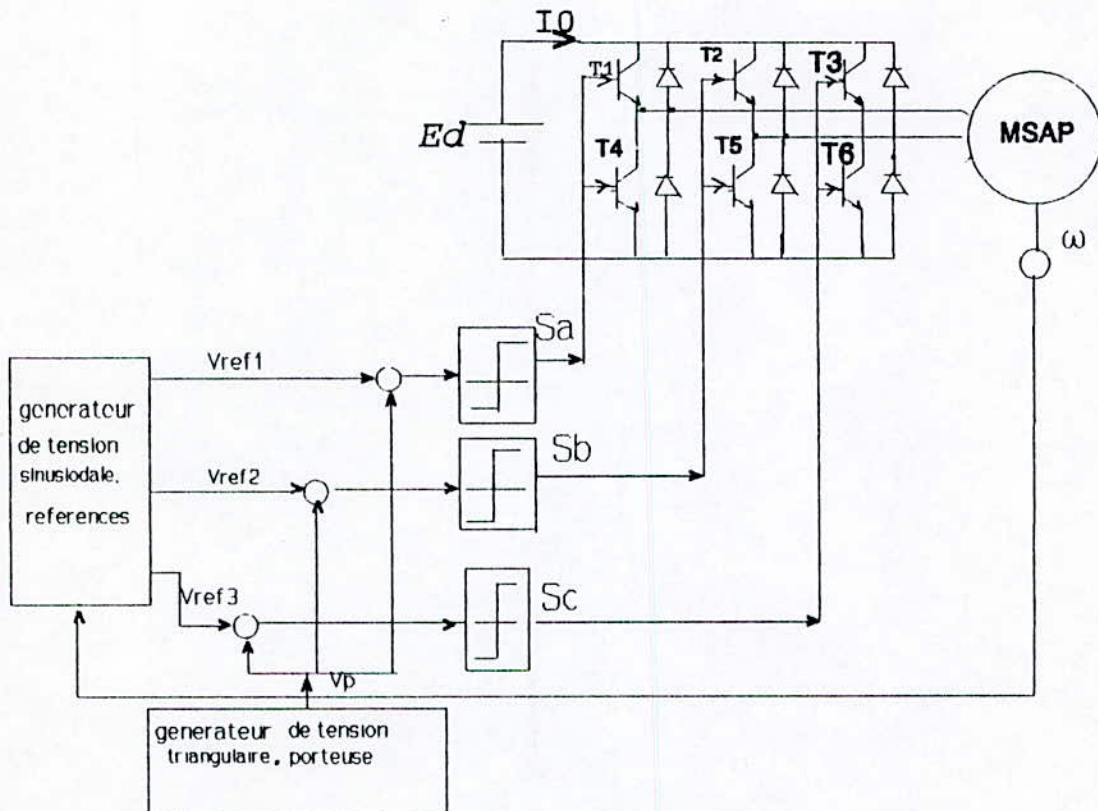


FIGURE III·b: Association onduleur-machine synchrone à aimants permanents en boucle ouverte

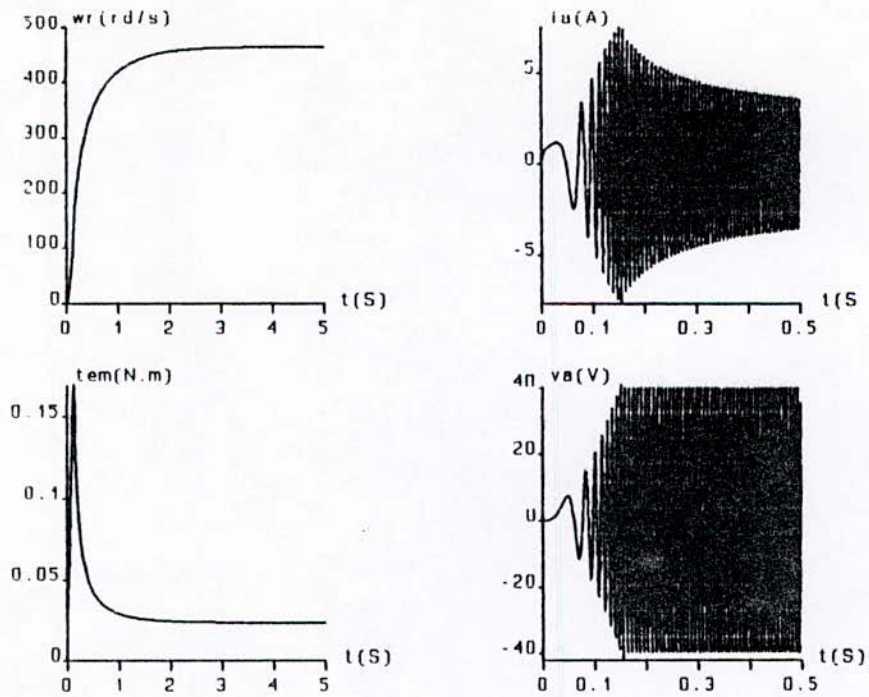


FIGURE 3-1: Fonctionnement du moteur à vide à flux constant

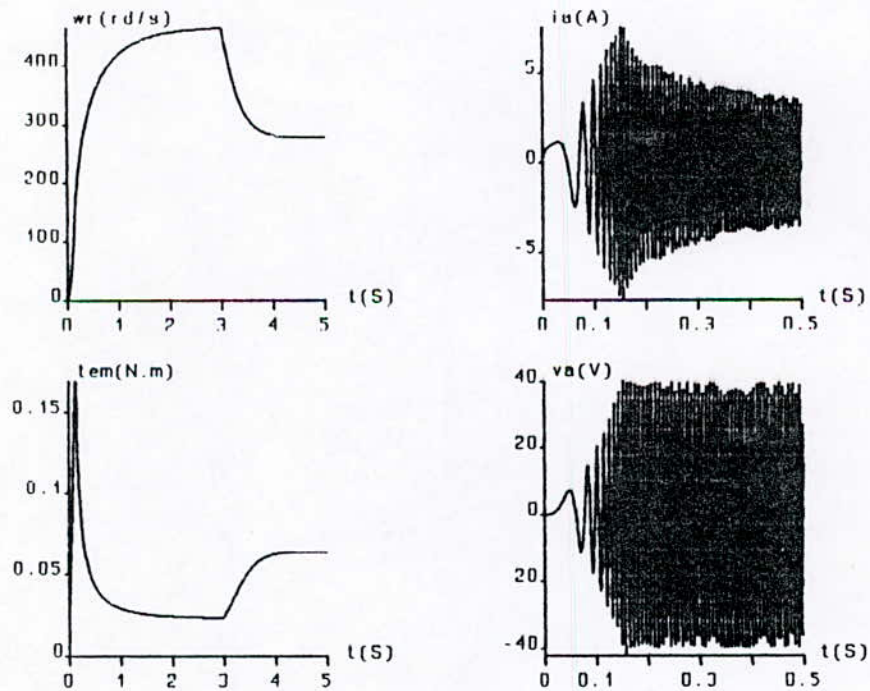


FIGURE 3-2: Fonctionnement du moteur en charge à $t = 3s$ à flux constant

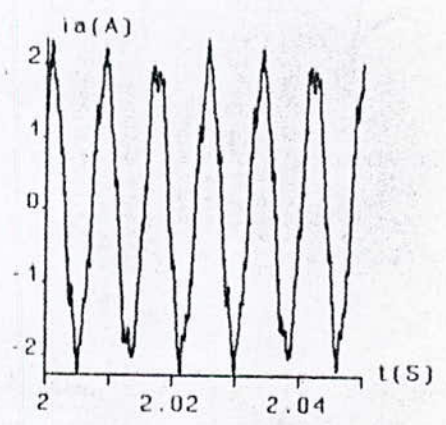
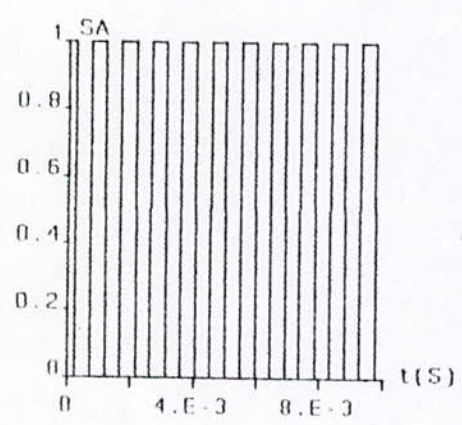
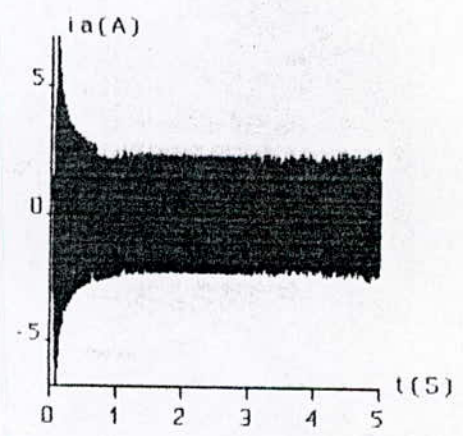
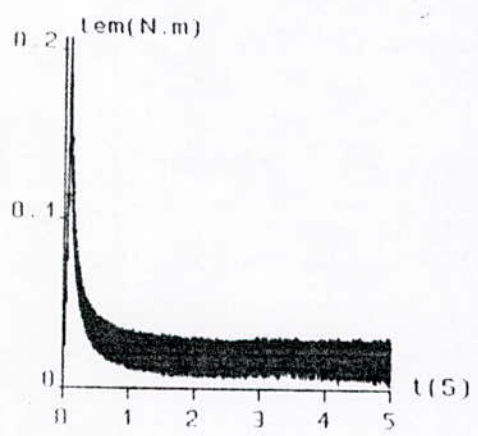
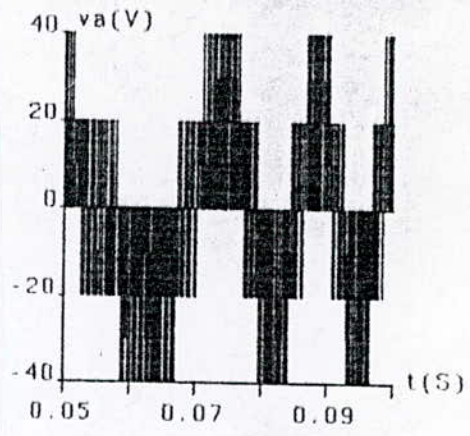
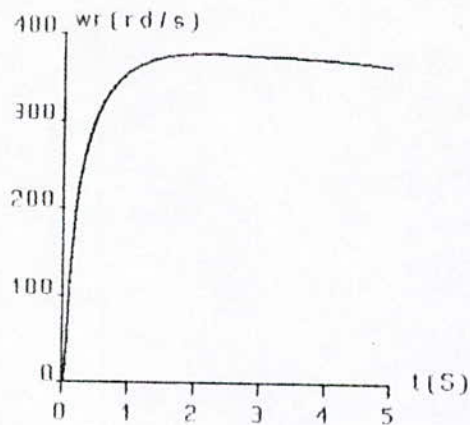


FIGURE 3-3: Réponse du système (moteur associé à l'onduleur) en boucle ouverte à flux constant

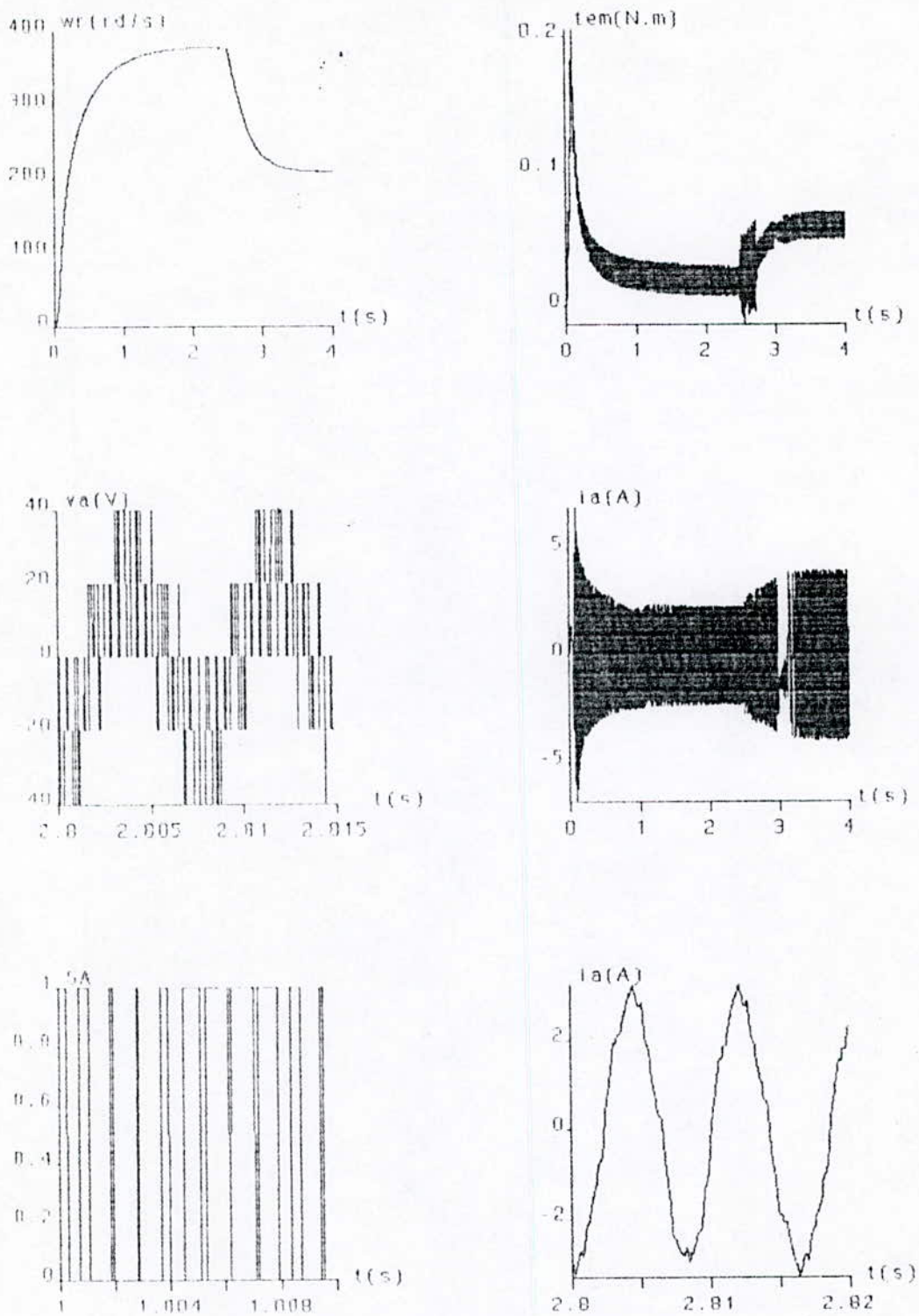


FIGURE 3-4: réponse du moteur à flux constant en charge à $t=3s$

CHAPITRE IV

**COMMANDE PAR LES MODES
GLISSANTS**

IV.1 Introduction :

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Ce type de système a été étudié d'abord en Union Soviétique par la suite, cette technique de réglage a été développée ailleurs théoriquement et pratiquement. Mais, à cette époque son application s'avère impossible à cause de l'inexistence des composants électroniques qui permettent des commutations à grande fréquence. Par contre récemment, et grâce au développement de l'électronique de puissance qui répond parfaitement aux exigences du cahier de charge nous a permis de mettre en oeuvre la commande.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux types de configurations dont l'une qu'on va utiliser. Cette configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

IV.2 Configuration candidate pour l'établissement du modèle: [1]

Cette configuration est illustrée à la figure [IV.1]

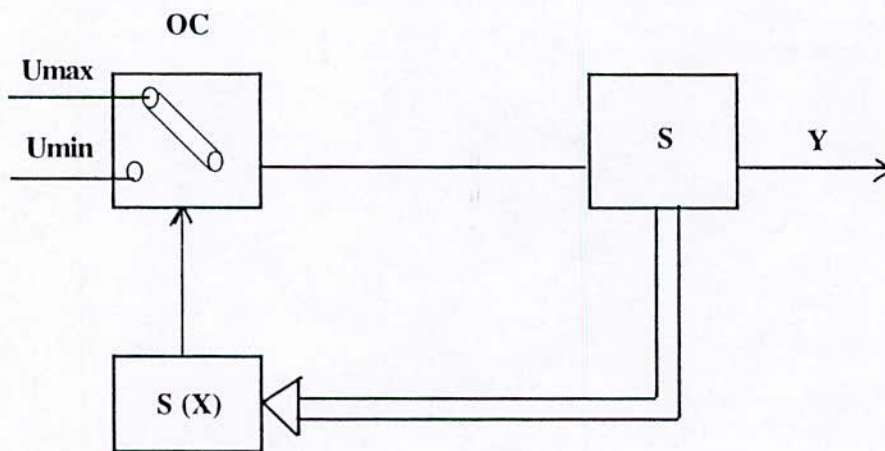


Figure (IV.1)

Dans cette configuration, la commande U commute entre Umax et Umin (deux valeurs limites) selon le signe de la surface S(x).

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \dots\dots\dots(IV.1)$$

Avec :

- Umax et Umin représentent respectivement la valeur maximale et minimale que peut prendre la commande U

- Le régime glissant est atteint lorsque S(x) = 0, d'où, la commande par mode de glissement consiste à ramener les états du système à la surface de glissement.

Remarque :

Il est évident qu'avant de commander un système quelconque, il faut vérifier que ce dernier est commandable, et cela à l'aide du théorème de KALMAN [5]

LEMME un système décrit par l'équation d'état :

$$\dot{X} = AX + bU + BvV$$

Avec :

$\dim X = n \times 1$, $\dim A = n \times n$, $\dim b = n \times 1$ est commandable si et seulement si la matrice de commandabilité Q_c est de rang n .

Avec :

$$Q_c = [b, bA, bA^2, \dots, bA^{n-1}] \dots \dots \dots (IV.2)$$

IV.3 Principe de la commande par mode de glissement :

Soit le système dynamique non linéaire analytique :

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t) u \dots \dots \dots (IV.3)$$

où : $x \in X$, un ouvert de R^n et u la fonction de commande (discontinue)

$u : R^n \rightarrow R$ $f(x,t)$ et $g(x,t)$ des champs de vecteurs définis dans un ouvert R^m avec :

$$g(x,t) \neq 0 \forall x \in X \dots \dots \dots (IV.4)$$

Soit S une fonction continue $S : X \rightarrow R$ dont le gradient est non nul.

$$S = \{x \in R^n : S(x) = 0\} \dots \dots \dots (IV.5)$$

S : définit une surface régulière de dimension $(n-1)$ dans X connue comme surface de glissement.

LEMME 1 [14] : Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversabilité [IV.6] doit être localement satisfaite sur S.

$$L_g S \neq 0 \text{ (IV.6)}$$

LEMME 2 [14] : La commande équivalente lorsqu'elle existe localement sur S est unique.

LEMME 3 [14] : Si le régime glissant existe localement sur S alors :

$$L_g S < 0 \text{ (IV.7)}$$

Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est :

$$\left\{ \begin{array}{l} (L_f + g_{\min} S) \frac{\delta s}{\delta t} < 0 \\ S \rightarrow 0^+ \dots\dots\dots \text{(IV.8)} \\ (L_f + g_{\max} S) \frac{\delta s}{\delta t} > 0 \\ S \rightarrow 0^- \end{array} \right.$$

Avec :

$L_g S$ est la dérivée de LIE de la quantité S suivant le champ de vecteur g et est donnée par :

$$L_g S = \frac{\delta s}{\delta x} g ; \frac{\delta s}{\delta x} = \begin{bmatrix} \frac{\delta s}{\delta x_1} \\ \frac{\delta s}{\delta x_2} \\ \vdots \\ \frac{\delta s}{\delta x_n} \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(IV.9)}$$

L'inégalité (IV.8) nous permet de délimiter les états du système (IV.3) par ces paramètres, d'où nous délimitons le domaine d'existence des régimes glissants.

IV.4 Méthode d'UTKIN : Commande équivalente

Pour le système (IV.1), s'il existe un glissement idéal on a :

$$S(x,t) = 0 \dots\dots\dots(IV.10)$$

D'où on a la dérivée de S par rapport au temps est toujours nulle.

$$\dot{S}(x,t) = 0 \dots\dots(IV.11)$$

Par conséquent :

$$\frac{ds(x,t)}{dt} = \left(\frac{\delta s}{\delta X} \right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\delta s}{\delta t}$$

$$= \left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T [f(x,t) + g(x,t) U_{eq}] + \frac{\delta s}{\delta t} = 0 \dots\dots\dots(IV.12)$$

Avec la condition :

$$\left[\left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T g(x,t) \right] \neq 0 \dots\dots\dots(IV.13)$$

On tire Ueq :

$$U_{eq} = - \left[\left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T g(x,t) \right]^{-1} \left\{ \left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T f(x,t) + \frac{\delta s}{\delta t} \right\} \dots\dots\dots(IV.14)$$

IV.5 La trajectoire d'état en mode de glissement :

En remplaçant Ueq dans (IV.3), on trouve cette trajectoire d'état

$$\frac{dx}{dt} = \left\{ 1 - g(x,t) \left[\left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T g(x,t) \right]^{-1} \left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T \right\} f(x,t) - g(x,t) \left[\left(\frac{\delta s}{\delta x} \right)^T g(x,t) \right]^{-1} \left(\frac{\delta s}{\delta t} \right) \dots\dots(IV.15)$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant les moyenne des commutations successives de U entre Umax et Umin.

Théorème [14] : Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants sur S est que localement dans X : $U_{min}(X) \leq U_{eq}(X) \leq U_{max}(X)$ (IV.16)

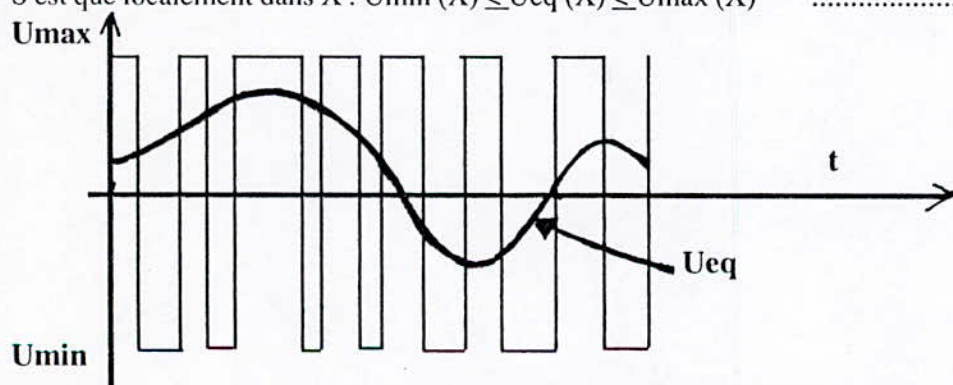


Figure (IV.2) Commande équivalente et réelle.

IV.6 - Limite du domaine de glissement :

Il est évident que les régimes glissants n'existe pas sur toute la surface de commutation sauf lorsque la relation (IV.10) est vérifiée, d'où on peut tirer les limites de glissement pour le système linéaire et même non linéaire.

Soit ds le gradient de $s(x)$ et $\langle \cdot, \cdot \rangle$ le produit scalaire de deux vecteurs ou co. vecteurs.

Pour une valeur de consigne fixe, le syst (IV.3) devient

$$\left\{ \begin{array}{l} Lf + gu - S < 0 \\ S \text{ -----} > 0+ \\ Lf + gu + S > 0 \\ S \text{ -----} > 0- \end{array} \right. \dots\dots\dots(IV.17)$$

d'où :

$$\lim_{S \text{ -----} > 0+} \langle ds, f + gu + \cdot \rangle < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{S \text{ -----} > 0-} \langle ds, f + gu - \cdot \rangle > 0 \quad \dots\dots\dots(IV.18)$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections du champ de vecteur $f + gu_{max}$ et $f + gu_{min}$ sur le vecteur gradient de S sont des signes contraires, par conséquent les champ commandés se dirigent vers la surface de commutation S .

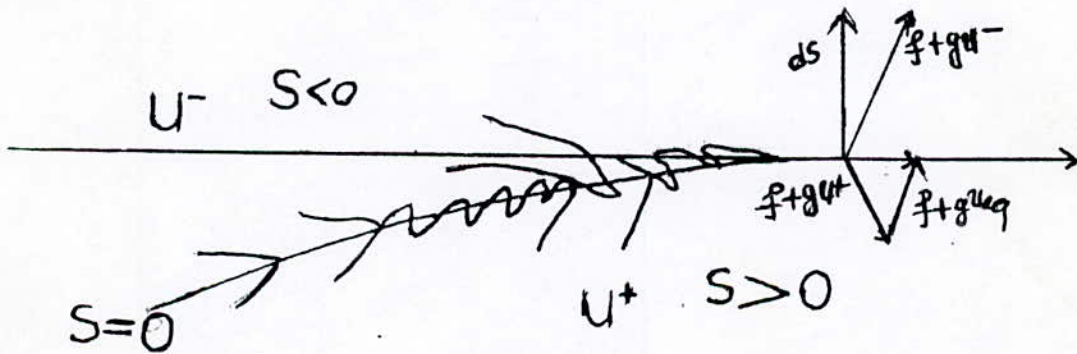


Fig [IV.3] : Commutation de champs de vecteurs (régime glissant) sur la surface de commutation.

IV.7 - Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande:

Elle présente deux configurations, la première est sans régulateur intégrateur et l'autre avec régulateur intégrateur qui seront représentées aux figures (IV.4) et (IV.5).

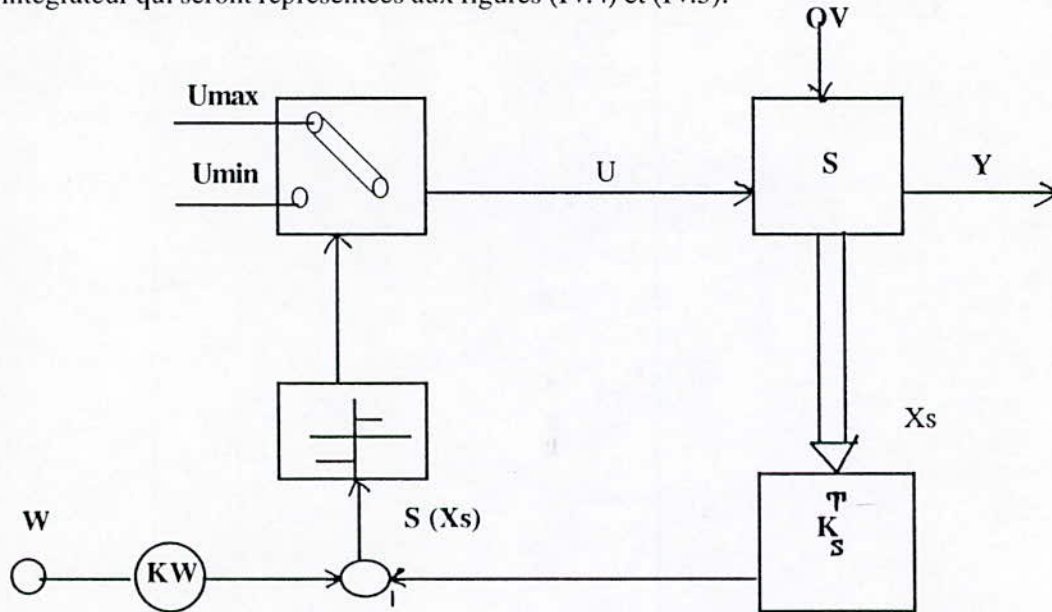


Figure (IV.4) Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état au niveau de l'organe de commande régulateur intégrateur.

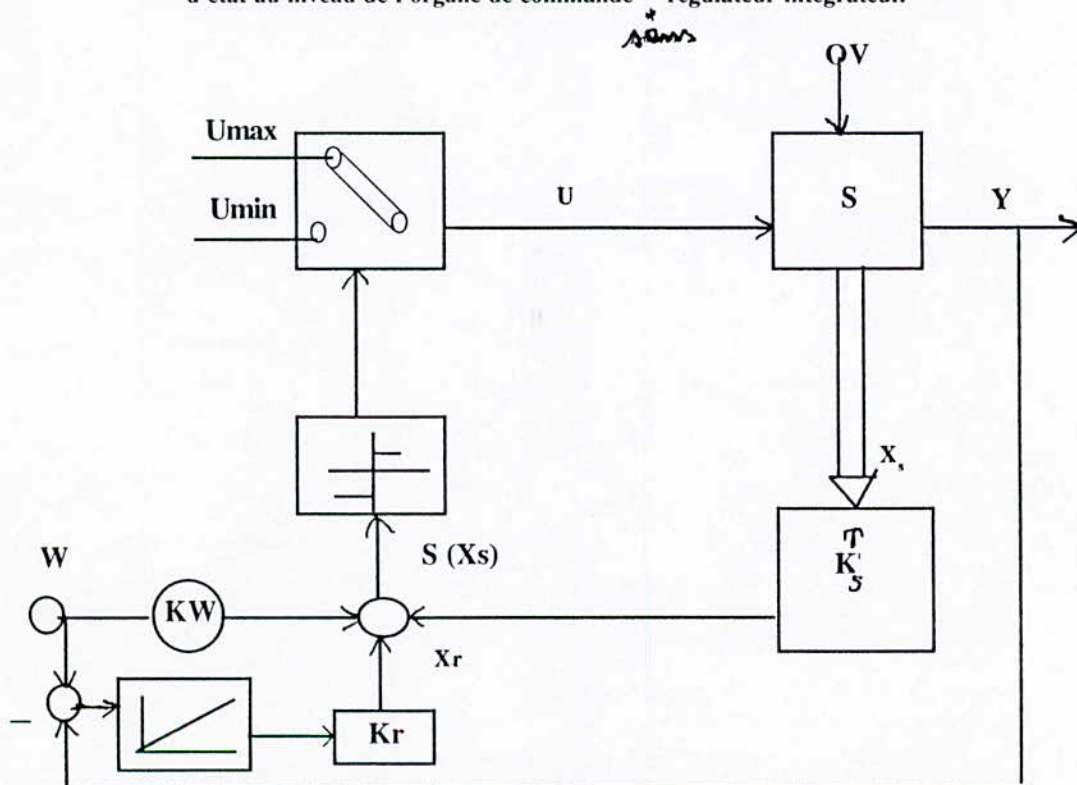


Figure (IV.5) Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état au niveau de l'organe de commande et régulateur intégrateur .

Considérons un système linéaire globale donné par l'équation d'état (IV-3):

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + bu + bvV + bwW \\ Y &= C^T s Xs \end{aligned}$$

Avec la loi de commutation : $S(x,t) = -K^T X + K_w W$ (IV-19)

Avec:

$X = [Xs \ Xr]^T$ vecteur du système globale de dimension $n = n_s + 1$
 $K = [Ks \ Kr]^T$ gain du vecteur d'état global,

$$A = \begin{bmatrix} As & 0 \\ C^T s & 0 \\ \hline & \\ Ti & \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} bs \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(IV.20)$$

$$bv = \begin{bmatrix} bs_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad bw = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/Ti \end{bmatrix}$$

Remarque : L'indice S pour système sans régulateur intégrateur

IV.8 - Solution de l'équation d'état en mode de glissement :

On a en régime glissant $S(x) = 0 \implies \dot{S}(x) = 0$

$$\implies -K^T \dot{X} + K_w \dot{W} = 0 \quad \dots\dots\dots(IV.21)$$

On remplace \dot{X} dans (IV.21) on trouve :

$$\begin{aligned} -K^T (AX + bU_{eq} + bvV + bwW) + K_w \dot{W} &= 0 \\ \implies U_{eq} &= -\frac{1}{K^T b} K^T [AX + bvV + bwW] + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{W} \quad \dots\dots\dots(IV.22) \end{aligned}$$

Avec la condition : $K^T b \neq 0$ (IV-23)

d'où l'équation d'état en mode de glissement s'écrit :

$$\dot{X} = A^* X + bv^* V + bw^* W + b\dot{w}^* \dot{W} \quad \dots\dots\dots(IV-24)$$

Avec :

$$A^* = \left[I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right] A \quad bv^* = \left[I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right] b$$

$$bw^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) bw + \frac{K_w}{K^T b} b$$

IV.9 - Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne KW :

Pour déterminer le coefficient KW, il faut tout d'abord déterminer les grandeurs d'état en régime stationnaire.

IV.9.1. Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire:

Puisque le point d'équilibre est sur la droite de commutation (régime établi) alors on a :

$$S(X) = 0$$

$$\implies -K_s^T X_s^S + K_r X_r^S + K_w W^S = 0 \quad \dots\dots\dots(IV.26)$$

Remarque : L'indice S désigne que la grandeur est en régime stationnaire, de

(IV.26) on peut écrire:

$$X_r^S = \frac{K_s^T}{K_r} X_s^S - \frac{K_w}{K_r} W^S \quad \dots\dots\dots(IV.27)$$

d'où le vecteur d'état global en régime stationnaire est :

$$X^S = \begin{bmatrix} X_s^S \\ X_r^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{n_s} \\ \frac{K_s^T}{K_r} \end{bmatrix} X_s^S + \begin{bmatrix} O_{n_s} \\ \frac{-K_w}{K_r} \end{bmatrix} W^S \quad \dots\dots\dots(IV.28)$$

avec :
 Ins : matrice identité ($n_s \times n_s$)
 Ons : Vecteur nul ($n_s \times 1$)

d'autre part, en régime stationnaire on a :

$$0 = AX^S + bU^{Seq} + bvV^S + bw W^S \quad \dots\dots\dots(IV.29)$$

En remplaçant (IV.27) des (IV.28) on trouve :

$$F \begin{bmatrix} X_s^S \\ U^{Seq} \end{bmatrix} + bvV^S + (bw+A \begin{bmatrix} O_{n_s} \\ \frac{-K_w}{K_r} \end{bmatrix}) W^S = 0 \quad \dots\dots\dots(IV.30)$$

avec :
 F : matrice carrée ($n \times n$) régulière donnée par :

$$F = \begin{bmatrix} A & \begin{bmatrix} I_{n_s} \\ K_s^T \\ \hline K_r \end{bmatrix} & b \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(IV.31)$$

d'où on obtient en régime stationnaire :

$$\begin{bmatrix} X_s^s \\ U_{eq}^s \end{bmatrix} = -F^{-1} \left[bvV^s + (b_w + A \begin{bmatrix} O_{ns} \\ -K_w \\ K_r \end{bmatrix}) W^s \right] \dots\dots\dots (IV.32)$$

IV.9.2 - Calcul de Kw :

Kw influe seulement sur la valeur de la grandeur d'état X_r^s en régime stationnaire.

Dans ce régime on a :

$X_r^s = 0$, d'où d'après (IV.26) on a :

$$K_w = \frac{1}{W^s} K_s^T X_s^s \dots\dots\dots (IV.33)$$

X_s^s est calculé à partir de l'équation (IV.29)

IV.10 - Limite du domaine de mode de glissement :

Si la consigne W est constante, la condition donnant la limite du fonctionnement en mode de glissement en tenant compte de l' expression de Ueq est :

$$K^T (bU_{lim} + AX + bvV + bwW) = 0 \dots\dots\dots (IV.34)$$

Avec :

$$U_{eq} = U_{lim} \cdot \frac{t_q}{t_{lim}} \quad U_{lim} = U_{max} \text{ ou } U_{min}$$

X : vecteur délimitant le domaine de glissement

d'où on a d'après (IV.12)

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} Ins \\ K_s^T \end{bmatrix} \cdot \hat{X}_s + \begin{bmatrix} Ons \\ K_w \\ K_r \end{bmatrix} W \dots\dots\dots (IV.36)$$

En remplaçant X par la formule de \hat{X} on trouve :

$$K^T (bU_{lim} + A \begin{bmatrix} Ins \\ K_s^T \\ K_r \end{bmatrix} \hat{X}_s + bvV + (Bw + A \begin{bmatrix} Ons \\ -K_w \\ K_r \end{bmatrix}) W) = 0 \dots\dots\dots (IV.37)$$

Cette équation peut s'écrire sous la forme:

$$f^T X_s + g = 0 \quad \dots\dots\dots(IV.38)$$

L'équation (IV.15) décrit un hyperplan d'ordre (n-2) car le vecteur X_s est de dimension $n_s = n - 1$

avec :

$$f^T = K^T A \begin{bmatrix} I_{n_s} \\ K_s^T \\ \hline K_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(IV.39)$$

$$g = K^T b U_{lim} + K^T b_v V + K^T (b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n_s} \\ -K_w \\ \hline K_r \end{bmatrix}) W \quad \dots\dots\dots(IV.40)$$

f : Vecteur ligne déterminant l'inclinaison de l'hyperplan
 g : Sectaire déterminant sa position.

Remarque :

- On remarque que le coefficient K_w n'intervient pas dans la limite du domaine de glissement étant donné que :

$$A \begin{bmatrix} 0_{n_s} \\ -K_w \\ \hline K_r \end{bmatrix} = 0 \quad \dots\dots\dots(IV.41)$$

On remarque d'après g que la perturbation V et la consigne W provoquent un déplacement parallèle de l'hyperplan. Vu l'existence toujours de deux hyperplans pour fixer les limites du mode de glissement, ceci nous impose d'introduire U_{lim} respectivement U_{max} et U_{min}

IV.11. Méthode d'imposition des pôles :

Introduction :

La méthode d'imposition des pôles nous permet d'agir sur la dynamique du système, dans notre cas, cette méthode nous permet un réglage par mode de glissement idéal d'après l'expérience acquise. Elle a comme avantage :

L'invariance du mode de glissement par rapport à une transformation linéaire c'est à dire invariance de la commande équivalente et des pôles, pour la démonstration voir annexe [1] et [2].

IV.11.1. Détermination des coefficients de la contre réaction d'état par la méthode de placement des pôles :

La méthode de placement de pôles s'applique pour la commande des systèmes linéaires. Son extension pour le cas des systèmes commandés par les modes de glissement nous permet la synthèse de la surface de glissement, d'où le choix de la dynamique du système.

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est:

$$P(s) = \det (SI - A^*) = S^n + \alpha_{n-1} S^{n-1} + \alpha_{n-2} S^{n-2} + \dots + \alpha_1 S + \alpha_0 = 0 \dots\dots\dots(IV.42)$$

Les coefficients α_i sont déterminés par le théorème de VIETE par identification avec les pôles imposés selon: [5] :

$$P(s) = (S-p_1) (S-p_2)\dots\dots(S-p_n) \dots\dots\dots(IV.43)$$

Dans les réglages par les modes de glissement, cette méthode consiste à déterminer le vecteur ligne K^T de la contre réaction d'état, afin que la matrice A^* ait des valeurs propres égales aux pôles imposés P_i

IV.11.2. Forme canonique du réglage :

Soit T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b sur système à régler original (avec régulateur intégrateur) sous la forme canonique du réglage.

Avec :

$$ArT = TA \dots\dots\dots (IV -44)$$

$$br = Tb \dots\dots\dots(IV -45)$$

$$K^T = K_r^T T \dots\dots\dots(IV - 46)$$

où :

$$Ar = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} ; b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} ; K_r = \begin{bmatrix} K_{r1} \\ K_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ K_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(IV.47)$$

On décompose la matrice de transformation T comme suit:

$$T^T = [t_1^T \ t_2^T \ \dots \ t_n^T] \dots \dots \dots (IV.48)$$

Ainsi en prenant la relation (IV.44) on trouve :

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \dots & \dots & -a_{n-1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} A \dots \dots \dots (IV.49)$$

Après calcul on trouve :

$$\begin{cases} t_1^T = t_1^T A \\ t_2^T = t_2^T A = t_1^T A^2 \\ \vdots \\ \vdots \\ t_n^T = t_n^T A = t_1^T A^{n-1} \end{cases} \dots \dots \dots (IV.50)$$

et $-a_0 t_1^T - a_1 t_2^T - \dots - a_{n-1} t_n^T = t_n^T A$

Cette dernière équation est utile car on a d'après la relation(IV.45) :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} b \quad \text{.....(IV.51)}$$

après calcul intermédiaire on trouve :

$$\begin{cases} 0 = t_1^T b \\ 0 = t_2^T b = t_1^T A b \\ 0 = t_3^T b = t_1^T A^2 b \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 = t_{n-1}^T b = t_1^T A^{n-2} b \\ 1 = t_n^T b = t_1^T A^{n-1} b \end{cases} \quad \text{.....(IV.52)}$$

d'où :

$$t_1^T [b, Ab, \dots, A^{n-1}b] = [00 \dots 1] \quad \text{.....(IV.53)}$$

On remarque l'apparition de la matrice de commandation Qc :

d'où :

$$t_1^T = [00 \dots 1] Qc^{-1} \quad \text{.....(IV.54)}$$

Les autres lignes t_i^T seront calculées à partir de t_1^T

En faisant une identification entre les relations (IV.42) et (IV.43) et à l'aide du théorème de VIETE on trouve :

$$\begin{cases} \alpha_0 = (-1)^n P_1 P_2 \dots P_n \\ \vdots \\ \alpha_{n-1} = P_1 + P_2 + \dots + P_n \end{cases} \dots\dots\dots (IV.55)$$

Et vu l'imposition d'un pôle à l'origine on trouve $\alpha_0 = 0$ d'autre part on a :

$$A^*r = \left(1 - \frac{brK^Tr}{K^Trbr} \right) Ar = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & p\theta \\ -K_{r1} & -K_{r2} & \dots & -K_{rn-1} & 0 \\ \frac{K_{rn}}{K_{rn}} & \frac{K_{rn}}{K_{rn}} & \dots & \frac{K_{rn}}{K_{rn}} & \frac{K_{rn}}{K_{rn}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (IV.56)$$

et la matrice dynamique transformée désirée est :

$$Ar = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 - \alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (IV.57)$$

D'où on trouve :

$$K_{ri} = K_m \alpha_i \dots\dots\dots (IV.58)$$

Donc le vecteur ligne de contre réaction du système original s'obtient d'après (IV.46) et (IV.58) :

$$K^T = K_m [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{n-1}]^T$$

Ou :

$$K^T = K_m [\alpha_1 t^T + \alpha_2 [t^T A + t^T A^2] + \dots + \alpha_{n-1} [t^T A^{n-2} + t^T A^{n-1}]] \dots\dots\dots (IV.59)$$

avec :

$$t^T = t^T \dots\dots\dots (IV.60)$$

Remarque :

Le coefficient K_m peut être choisi librement (par exemple 1 dans notre cas).

IV.12. Limitation des grandeurs d'état : [1]

La limitation de certaines grandeurs d'état s'avère obligatoire pour la protection du système à commander lors de grandes variations des grandeurs d'état.

Le limiteur permet de fixer la grandeur d'état x_i à limiter entre $x_{i,max}$ et $x_{i,min}$ suivant les exigences du cahier de charge. Lorsqu'il y a plusieurs grandeurs d'état à limiter, il est souvent judicieux de faire appel à une chaîne de limiteurs comme il est illustré à la figure (IV.6).

Chaque limiteur fournit une grandeur de consigne W_i avec :

$$W_i = \begin{cases} W_{i,max} & \text{si } e_i > W_{i,max} \\ e_i & \text{si } W_{i,max} \geq e_i \geq W_{i,min} \\ W_{i,min} & \text{si } e_i \leq W_{i,min} \end{cases} \dots\dots\dots(IV.60)$$

Avec :

$$e_i = W_{i+1} - K_{s,i+1} X_{i+1} + K_r X_r \dots\dots\dots(IV.61)$$

Lors de la définition des grandeurs d'état $x_{s1} \dots x_{ns}$, il faut tenir compte de la hiérarchie des différentes limitations, si aucune limitation n'est active c'est à dire $W_{i,max} \geq e_i \geq W_{i,min}$ pour $i = 1, ns$, chaque grandeur d'état contribue normalement à la formation de la loi de commutation $S(x)$, si par contre la limitation (i) est active, il n'y a que les grandeurs d'état $x_{s1} \dots x_{si} \dots x_r$ qui participent à la loi de commutation c'est à dire:

$$K' = [-K_{s1} -K_{s2} \dots\dots\dots -K_{si} \ 0 \ \dots\dots\dots 0 \ K_{sr}] \dots\dots\dots(IV.62)$$

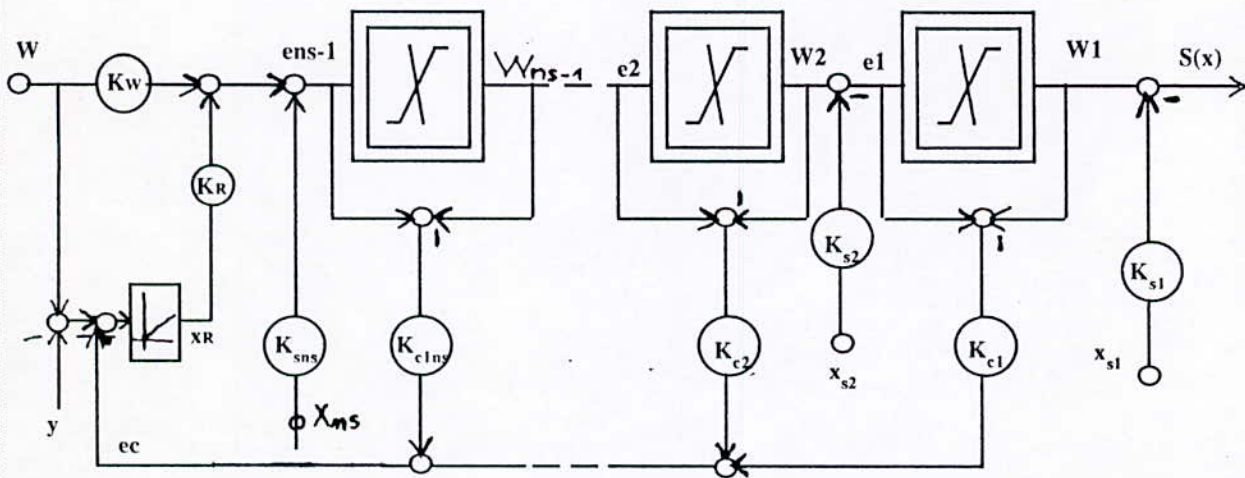


Figure IV.6

IV.13. Considération concernant le choix des pôles:

Du fait que la matrice A^* est singulière, ceci nous impose de prendre un pôle P_n à l'origine, les $(n-1)$ pôles peuvent être choisis librement.

Evidemment, il faut que la partie réelle de ces pôles soit négative pour avoir un système stable en mode de glissement.

Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués sur la même verticale dans le domaine délimité par deux droites de 45° (voir figure).

On obtient alors un amortissement optimal et pour garantir un amortissement relatif absolu minimal, il faut que la partie réelle se trouve à gauche d'une droite délimitée par $-p_{\min}$.

Plus on déplace les pôles vers la gauche, plus le réglage en mode de glissement devient rapide.

Cependant, pour un réglage très rapide, le domaine du mode de glissement peut se restreindre de manière inacceptable (1).

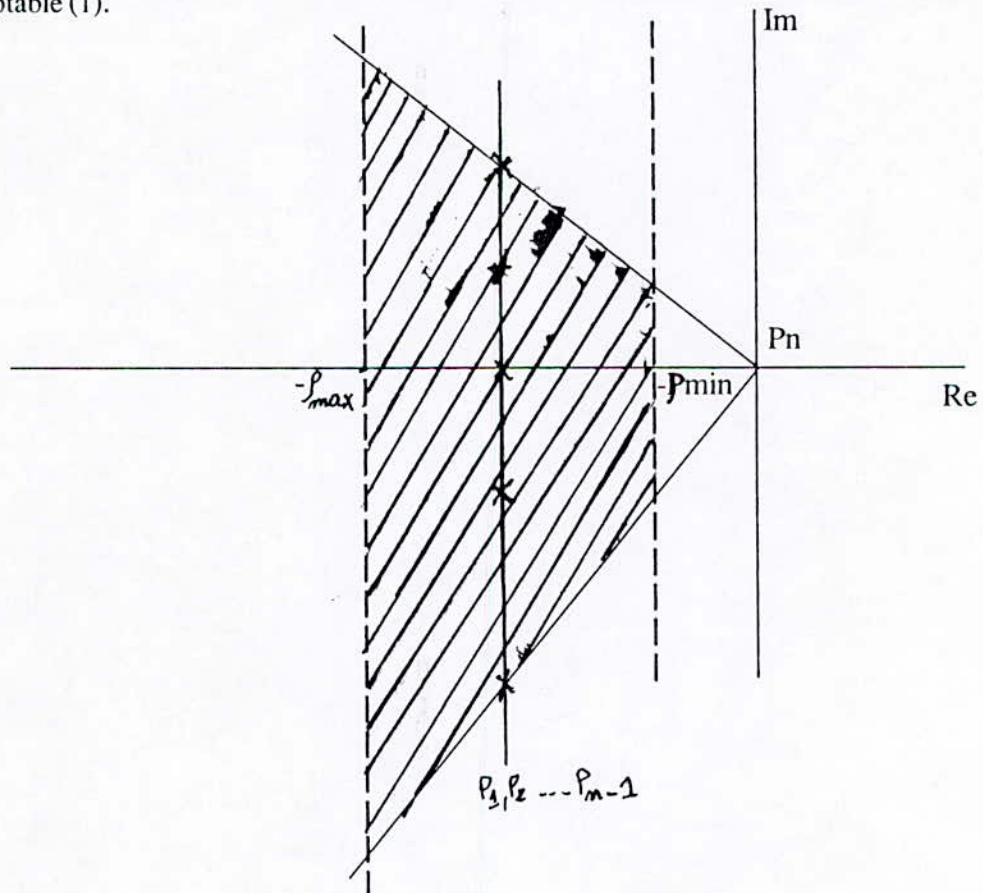


Figure (IV.7)

CHAPITRE V

**APPLICATION DE LA COMMANDE
EQUIVALENTE PAR LES MODES
GLISSANTS A LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS
PERMANENTS**

V.1 Modélisation dynamique pour la commande de vitesse :

Le modèle dynamique linéaire de la machine synchrone à aimant permanent obtenu après orientation du champs est donné par l'équation d'état (V.1)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a - \phi_f P & \\ L_q & L_q \\ P\phi_f/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_r \dots\dots\dots(V.1)$$

et le couple électromagnétique est donné par :

$$T_{EM} = P\phi_f i_q \dots\dots\dots(V.2)$$

Le modèle est du second ordre avec comme commande la tension suivant l'axe quadrature appartenant à l'ensemble discret $[U_{max}, U_{min}]$.

Le choix de la surface de commutation est la première exigence pour obtenir une commande de vitesse adéquate.

V.1.1 Vérification de la Commandabilité du système :

Avant d'appliquer la commande, il faut vérifier que le système est commandable. On a la matrice de comparabilité de KALMAN: Q_c , d'après l'équation (IV. 2)

$$Q_c = [b, Ab] = \begin{bmatrix} 1 & \\ -R_a & -\frac{R_a}{L_q} \\ L_q & P\phi_f \\ 0 & \frac{P\phi_f}{JL_q} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(V.3)$$

On a $\det Q_c = \frac{P\phi_f}{JL_q^2} \neq 0$, d'où le système est commandable.

V.12 Emploi du régulateur intégrateur :

Dans le but d'obtenir une erreur statique $e = W - \omega_r$ nulle ou minimale, on introduit un régulateur intégrateur décrit par l'équation d'état :

$$\frac{d X_R}{dt} = W - \omega_r \quad \dots\dots\dots(V.4)$$

avec :

W : La consigne
 ω_r : La vitesse de rotor à commander

d'où l'équation d'état du système global avec régulateur intégrateur devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & \phi_f P & 0 \\ L_q & L_q & 0 \\ P\phi_f & -B/J & 0 \\ J & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} Tr + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W \quad \dots\dots\dots(V.5)$$

V.13. Choix de la surface de commutation :

Cette surface de commutation est choisie à partir d'une loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur qui est :

$$S(X,t) = -K_i i_q - K_{\omega_r} \omega_r + K_r X_r + K_w W \equiv K^T X + K_w W \quad \dots\dots\dots(V.6)$$

avec :

$$K^T = [K_i \ K_{\omega_r} \ -K_r] \quad \dots\dots\dots(V.7)$$

d'où la configuration du système à régler devient :

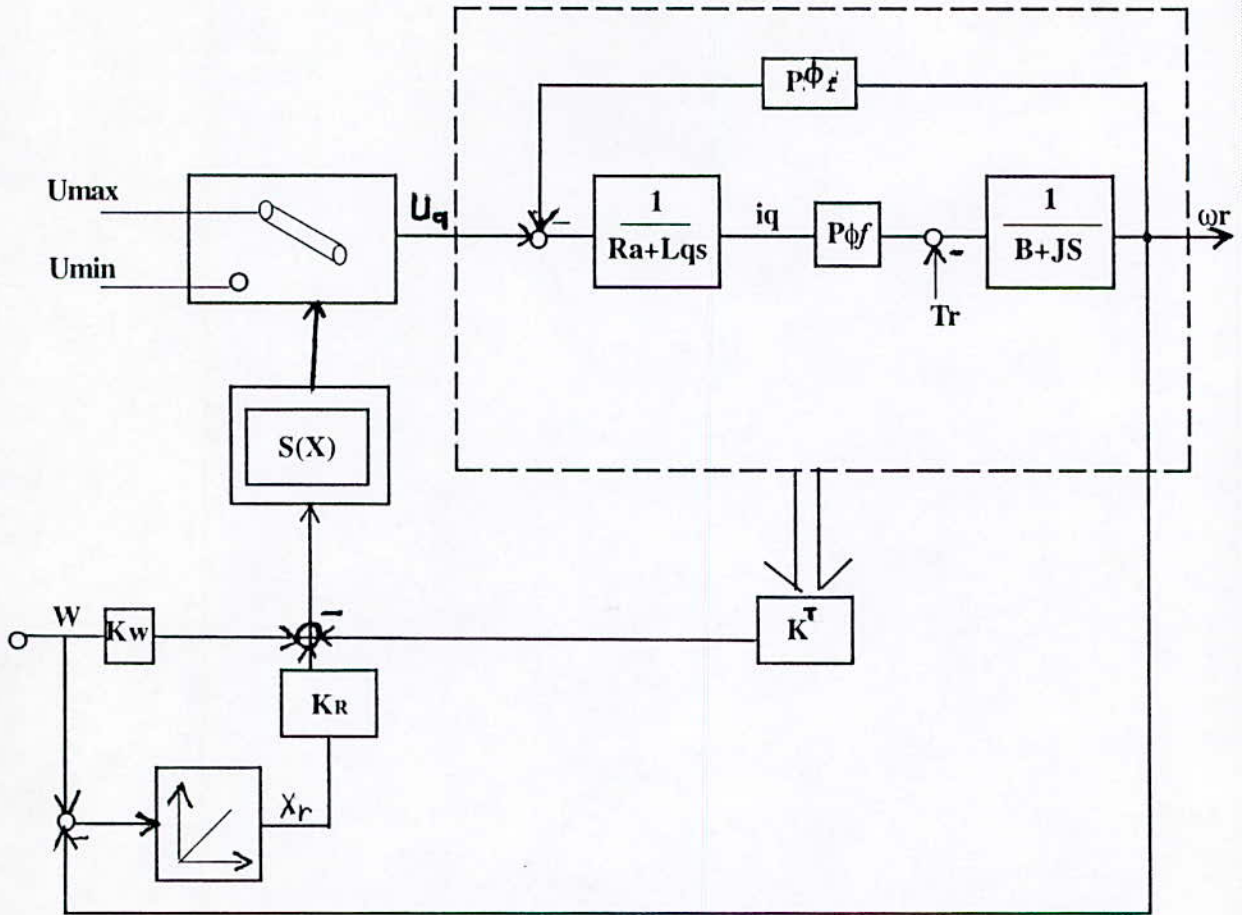


Figure (V.1)

La commande équivalente est selon (IV.20) pour une consigne constante par :

$$U_{eq} = (R_a i_q + \phi_f P \omega_r) - \frac{K_{\omega r}}{K_i} \frac{L_q}{J} (P \phi_f i_q - B \omega_r - Tr) + \frac{L_q K_r}{K_i} (W - \omega_r) \dots\dots\dots (V.8)$$

L'équation d'état en modèle glissement est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ X_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\phi_f P \omega_r & K_r & B & K_{\omega r} & 0 \\ JK_i & K_i & J & K_i & 0 \\ +\phi_f P/J & -B/J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ X_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{\omega r}}{K_i} \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} Tr + \begin{bmatrix} \frac{K_r}{K_i} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W \dots\dots\dots (V.9)$$

d'où l'équation caractéristique du système en mode de glissement est donnée par $\det(SI - A) = P(S)$

$$P(S) = S [S^2 + (\frac{P \phi_f}{J} \frac{K_{\omega r}}{K_i} + \frac{B}{J}) S + \frac{\phi_f P K_r}{JK_i}] \dots\dots\dots (V.10)$$

d'où les coefficients de la contre réaction d'état sont :

$$K_i = 1 \dots\dots\dots (V.11)$$

$$K_r = \frac{2J}{P \phi_f} \beta^2 \dots\dots\dots (V.12)$$

$$K_{\omega r} = (2\beta - B/J) J / (\phi_f P) \dots\dots\dots (V.13)$$

$$K_{\omega r} = \frac{Tr}{\phi_f P W} + 2\beta \frac{J}{\phi_f P} \dots\dots\dots (V.14)$$

et cela pour une imposition de pôles choisie comme suit :

$$P_{1,2} = -\beta \pm \beta j \text{ et le troisième pôle fixé déjà à l'origine } P_3 = 0 \text{ et } \beta > 0.$$

* donnée

D'après la relation (IV.35), le domaine du mode de glissement est délimité par deux droites (iq, wr) ou par deux plans dans l'espace (iq, wr, Xr). Ces deux droites sont obtenues en remplaçant Ueqlimpar Umax puis Umin dans l'équation ci dessous :

$$\left(\frac{P\phi_f K_{\omega_r}}{J} - \frac{R_a K_i}{L_q}\right) \hat{i}_q + \left(K_r - \frac{BK_{\omega_r}}{J} - \frac{\phi_f P K_i}{L_q}\right) \hat{\omega}_r + \frac{K_i U_{Lim}}{L_q} - \frac{K_{\omega_r} T_r}{J} - K_r W = 0 \dots (V.15)$$

V.1.2 Limitation des grandeurs d'état :

Dans notre application la limitation de la grandeur d'état (iq) s'avère très intéressant , le limiteur permet de fixer les bornes de iq entre iq_max et iq_min comme illustré à la figure (V.2).

L'écart (e1-c) entre l'entrée et la sortie du limiteur et après multiplication par Kc est injectée à l'entrée du régulateur intégrateur en formant le signal de correction ec. Si aucune limitation n'est active, ec est nulle, si par contre, elle est, ec est différent de zéro et provoque une correction sur la grandeur d'état xR du régulateur.

Surface de commutation avec limitation d'après l'équation (V.60):

$$S(x) = \begin{cases} -K_s^T X_s + K_R X_R + K_w W & \text{si } i_{q_{min}} \leq i_q \leq i_{q_{max}} \\ -K_i i_q + \text{Clim}_1 & \text{si } i_q > i_{q_{max}} \\ -K_i i_q + \text{Clim}_2 & \text{si } i_q < i_{q_{min}} \end{cases} \dots (V.16)$$

avec :

$$\text{Clim}_1 = K_i i_{q_{max}} , \quad \text{Clim}_2 = K_i i_{q_{min}}$$

On remarque qu'on ne perd pas le glissement car $S(x) = 0 \forall iq$

La variable d'état x_R devient :

$$\frac{d x_R}{dt} = W - \omega_r - K_c e_c \quad \dots\dots\dots(V.18)$$

avec :

$$e_c = e_1 - c \quad \text{et} \quad e_1 = -K_i \omega_r + K_r X_r + K_w W \quad \dots\dots\dots(V.19)$$

et :

$$c = \begin{cases} e_1 & \text{si } iq_{\min} \leq iq \leq iq_{\max} \\ K_i iq_{\max} & \text{si } iq > iq_{\max} \\ K_i iq_{\min} & \text{si } iq < iq_{\min} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(V.20)$$

Et la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq_{lim}} = \begin{cases} U_{eq} & \text{si } iq_{\min} \leq iq \leq iq_{\max} \\ Ra iq_{\max} + \phi_f P\omega_r & \text{si } iq > iq_{\max} \\ Ra iq_{\min} + \phi_f P\omega_r & \text{si } iq < iq_{\min} \end{cases} \quad \dots\dots\dots(V.21)$$

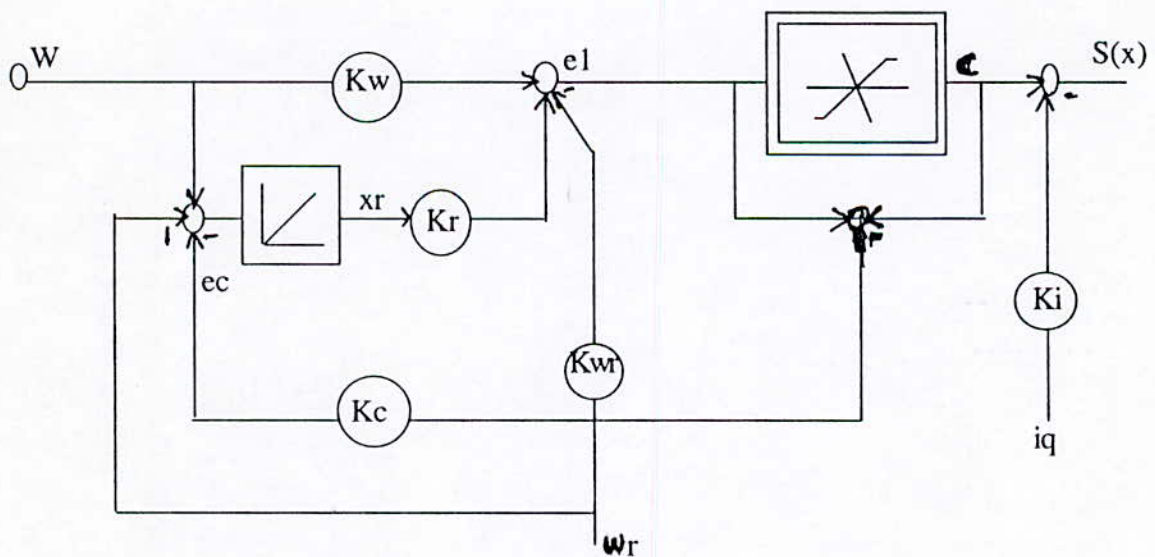


figure (V.2)

V.2. Modélisation dynamique pour la commande de position :

Le modèle dynamique de la commande de position avec régulateur intégrateur est obtenue à partir du modèle (V.2) en ajoutant comme variable d'état θ_r :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad \text{et } X_R \text{ devient : } \frac{dX_R}{dt} = W - \theta_r \dots\dots\dots (V.22)$$

donc , l'équation d'état du système global devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} iq \\ \omega_r \\ \theta_r \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ra}{Lq} & -\frac{\phi_f P}{Lq} & 0 & 0 \\ \frac{\phi_f P}{J} & -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iq \\ \omega_r \\ \theta_r \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/Lq \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W \dots\dots (V.23)$$

V.2.1. Vérification de la commandabilité du système:d'après l'équation (IV.2.)

$$\text{On a : } Q_c = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Ra^{-1}}{Lq} & \frac{Ra^2}{Lq^2} & \frac{(\phi_f P)^2}{J Lq^2} \\ 0 & \frac{\phi_f P}{J Lq} & \frac{-Ra P \phi_f}{J Lq} & \frac{B P \phi_f}{J^2 Lq} \\ 0 & 0 & \frac{\phi_f P}{J Lq} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (V.24)$$

$$\text{Det } Q_c = \left(\frac{1}{Lq^3}\right) \left(-\frac{\phi_f P}{J}\right)^2 \neq 0 \dots\dots\dots (V.25)$$

====> le système est commandable

V.2.2. Choix de la surface de commutation :

La surface de commutation devient :

$$s(X,t) = -K_{ii}q - K_{\omega_r} \omega_r - K_{\theta_r} \theta_r + K_r X_r + K_w W \dots\dots\dots(V.26)$$

La grandeur de la commande équivalente devient :

$$U_{eq} = (R_{ai}q + P \Phi_f \omega_r) + \left(\frac{K_{\omega_r} L_q}{K_i} \right) \left(-\omega_r + \frac{T_r}{J} \frac{EM}{J} \right) - \frac{K_{\theta_r} L_q}{K_i} \theta_r + \frac{K_r}{K_i} L_q (W - \theta) \dots\dots\dots(V.27)$$

La matrice dynamique en mode de glissement est d'après l'équation (IV.25):

$$A^* = \begin{bmatrix} \frac{\Phi_f P}{J} & \frac{K_{\omega_r}}{K_i} & \frac{B}{J} & \frac{K_{\omega_r}}{K_i} & \frac{K_{\theta_r}}{K_i} & \frac{K_r}{K_i} & 0 \\ \frac{\Phi_f P}{J} & -B/J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(V.28)$$

d'où l'équation caractéristique devient :

$$P(S) = S \left[\left[\frac{\Phi_f P}{J} \left(\frac{K_{\omega_r}}{K_i} \right) + B/J \right] S^2 + \left(\frac{\Phi_f P}{J} \right) \left(\frac{K_{\theta_r}}{K_i} \right) S + \left(\frac{\Phi_f P}{J} \right) \left(\frac{K_r}{K_i} \right) + S^3 \right] \dots\dots\dots(V.29)$$

et pour un placement de pôle $P_1 = 0$; $P_{2,3} = -\rho \pm j$; $P_4 = -\rho$ on trouve:

$$\left| \begin{array}{l} K_i = 1 \\ K_{\omega_r} = [3\rho - B/J](J/\Phi_f P) \\ K_{\theta_r} = \frac{4\rho^2 J}{\Phi_f P} \dots\dots\dots(V.30) \\ K_r = \frac{2\rho^3 J}{\Phi_f P} \end{array} \right.$$

V.2.3. Limitation de la grandeur d'état i_q :

On a :

$$\frac{dX_r}{dt} = W - \theta_r - K_c e_c \dots \dots \dots (IV-31)$$

Avec :

$$e_c = e_1 - c \dots \dots \dots (V.32)$$

Et :

$$e_1 = -K_{\theta_r} \theta_r + K_r X_r - K_{\omega_r} \omega_r \dots \dots \dots (V.33)$$

Avec :

$$c = \begin{cases} e_1 & \text{si } i_{qmin} \leq i_q \leq i_{qmax} \\ K_i i_{qmax} & \text{si } i_q \geq i_{qmax} \dots \dots \dots (V.34) \\ K_i i_{qmin} & \text{si } i_q \leq i_{qmin} \end{cases}$$

D'ou la surface de glissement devient :

$$S(X) = \begin{cases} -K^T X + K_w W & \text{si } i_{qmin} \leq i_q \leq i_{qmax} \\ -K_i i_{qmax} + c_{max} & \text{si } i_q \geq i_{qmax} \dots (V.35) \\ -K_i i_{qmin} + c_{min} & \text{si } i_q \leq i_{qmin} \end{cases}$$

Avec :

$$c_{max} = K_i I_{qmax} \quad \text{et} \quad c_{min} = K_i i_{qmin}$$

La commande équivalente avec limitation devient :

$$U_{eqlim} = \begin{cases} U_{eq} & \text{si } i_{qmin} \leq i_q \leq i_{qmax} \\ (R_a i_{qmax} + \phi_f D \omega_r) & \text{si } i_q \geq i_{qmax} \dots (V.36) \\ (R_a i_{qmin} + \phi_f D \omega_r) & \text{si } i_q \leq i_{qmin} \end{cases}$$

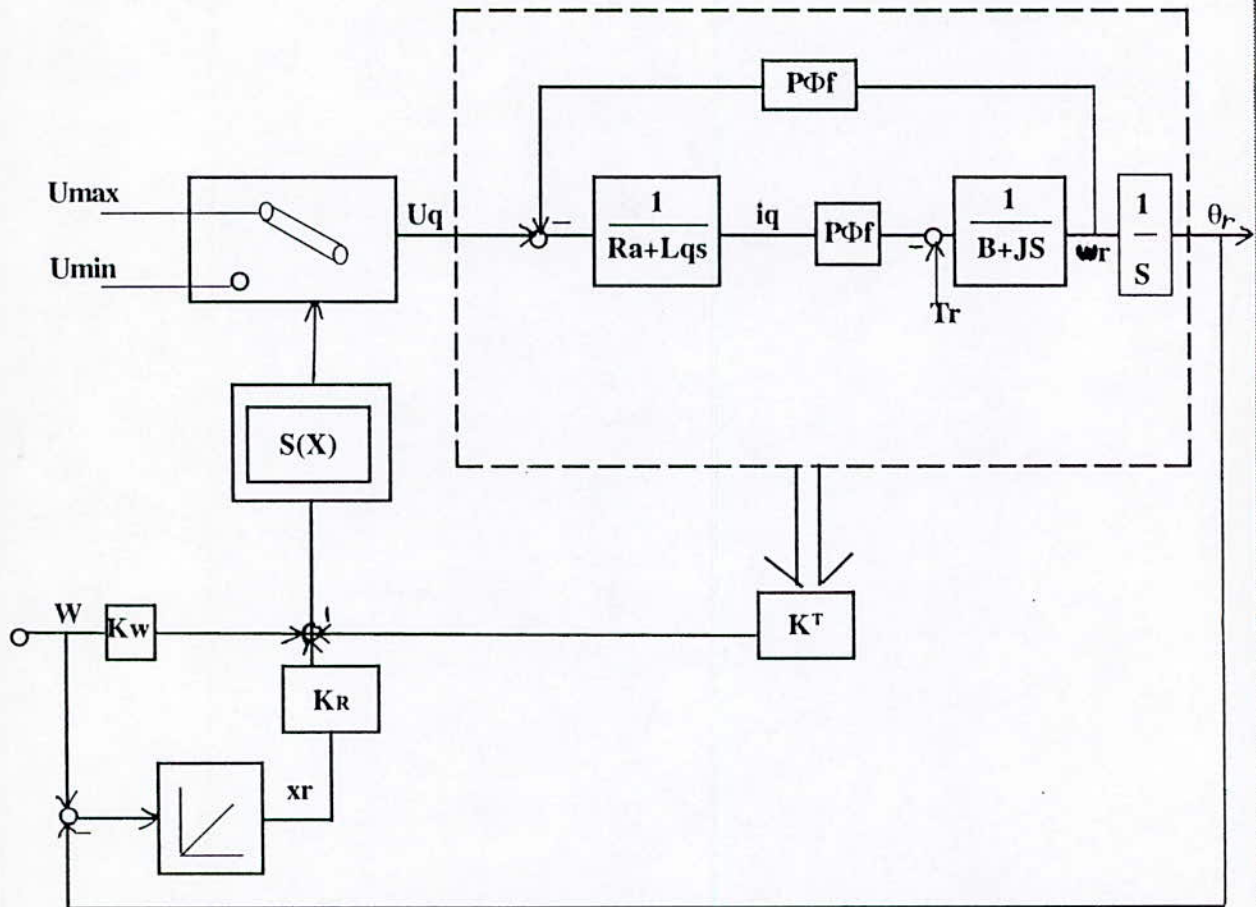


Figure (V.3) Configuration du système à régler la position

V.3. Mise en oeuvre de la commande:

Dans ce paragraphe, on présentera l'association de la machine synchrone à aimant permanent à un onduleur triphasé de tension commandé par MLI (triangulo-sinusoidale). Ces deux blocs seront commandés par un bloc de commande qui génère deux types de commandes, qui sont :

- La commande U_d , qui oriente le champs magnétique suivant l'axe quadratique dans le repère de PARK, en annulant le courant i_d suivant l'axe direct

- La commande équivalente U_{eq} qui nous permettra de réguler la vitesse ou la position

La manière de synthétiser ces deux commandes est montrée dans le chapitre (II) pour U_d et dans **ce** chapitre pour U_{eq} . La modélisation de l'onduleur et la machine est donnée dans les chapitres (III) et (I) respectivement.

Les tensions de référence sont générées à partir des deux commandes, en effectuant la transformation inverse de PARK. Ces tensions seront normalisées, afin de les comparer à une porteuse générée par un générateur de tension triangulaire.

Pour une éventuelle mise en oeuvre de la commande, la figure (V.4) donne une vue globale de l'algorithme de commande en vitesse réalisé par un micro-processeur, de même pour la figure (V.5) pour la commande en position.

La différence entre ces deux schémas est au niveau du bloc de commande, tel que la commande U_{eq} est plus complexe dans le cas de commande en position et on a un intégrateur en plus.

La stratégie de commande des interrupteurs de l'onduleur, la vitesse et la position du modèle non linéaire du moteur sont données par les courbes de simulation à la figure (V-9) et (V-10) pour la vitesse et (V.21) (V.22) pour la commande en position.

V.4. Remarque et interprétation des résultats de la commande de la vitesse :

Le test de simulation sur le système après orientation du champ montre qu'il a une réponse parfaite, du point de vue temps de réponse qui ne dépasse pas 0,5 seconde et dépassement qui est optimal comme illustré à la figure (5-2) et cela pour un placement de pôles de $(-15 \mp 15j)$.

D'après la figure (5.1), la condition d'existence des modes glissants est vérifiée car $U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max}$ avec $U_{\max} = -U_{\min} = 28$ V.

Pour les tensions et courants de ligne, on remarque qu'il y a un dépassement à cause du régime transitoire, puis, ils se stabilisent. Et pour tester l'efficacité de la commande appliquée, on a soumis le système à une perturbation de charge égale à 0,05 N.m à $t = 1$ S et on voit bien que le système rejette la perturbation immédiatement (voir figure 5.3), ce qui est très intéressant car la machine tourne à la même vitesse de consigne malgré l'effet de la charge et cela entraîne que la tension de ligne augmente, en effet, la machine doit dépenser de l'énergie pour éliminer l'effet de la charge.

La figure (5-4) montre que le système répond aussi parfaitement pour un changement de consigne à $t=1$ S après un temps minimum de 0,45s, mais il y a un grand dépassement du courant et de la tension. Pour remédier à ce problème c'est à dire éliminer tout risque de détérioration de la machine, on a limité le courant entre $I_{\max} = 2,5$ A et $I_{\min} = -2,5$ A comme illustré aux figures (5-5), (5-6) et (5-7). Le résultat le plus intéressant est celui de la figure (5-7) car on a réussi à diminuer la valeur du courant de 10A à 2,5A et même la tension.

Pour la mise en oeuvre de la commande de vitesse, les résultats de simulation sont représentés aux figures (5-9) et (5-10), on remarque que ces résultats sont similaires à ceux des figures (5-2) et (5-3) sauf que dans les premières figures la commande, le couple et la vitesse présentent des ondulations, en effet, puisque dans notre simulation, on a appliqué au système non linéaire les tensions délivrées par l'onduleur de tension (voir V.4). Ces tensions sont générées à partir de la comparaison des tensions (V_a, V_b, V_c) générées à partir de U_d et U_{eq} synthétisées à partir du système linéarisé et une porteuse triangulaire d'amplitude V_p .

Le résultat qui mérite d'être sollicité est celui de la figure (5-10) car le système rejette la perturbation, et cela, malgré que ce système soit non linéaire.

Les résultats de simulation sont obtenus pour $r = 0,9$; $m = 21$ et une consigne de vitesse de $(50\pi \text{ rad/s})$

Pour tester la robustesse du système par rapport aux variations de ces paramètres comme la constante électrique $T_e = R_a/L_q$ et le moment d'inertie J . Nous avons simulé le système pour plusieurs valeurs de T_e et J sans faire varier ces derniers dans l'expression de U_{eq} et U_d .

Nous avons constaté que le système est robuste par rapport à T_e , en effet, la dynamique du système dépend uniquement de son équation caractéristique, et cette dernière (V.10) ne contient pas « T_e », mais les petites variations sont dues à la deuxième commande U_d qui oriente le champ et contient « L_q ».

Par contre la figure (5-8) montre que le système : *est sensible* pour les grandes variations de J , par exemple pour ($J_6 = 2J$).

V.5. Résultats de simulation pour la commande en position :

La figure (5-11) montre la réponse de la machine à un échelon de consigne de 2π rd pour un fonctionnement à vide, et un placement de pôles $P_{1,2} = 15(-1 \mp j)$ et $P_3 = -15$.

On remarque que la commande équivalente s'annule après un régime transitoire de durée inférieure à 0.5s, c'est à dire que l'arbre de la machine fait un tour et se positionne, de même le couple électromagnétique et les grandeurs de ligne i_a , v_a s'annulent après ce régime transitoire.

Afin de tester la commande on applique à la machine un couple de charge $t_r=0.05N.m$ à $t=1s$, le système répond d'une manière efficace et rejette la perturbation immédiatement ce qu'illustre la figure (5-12).

La commande équivalente est différente de zéro car la machine a besoin d'un apport d'énergie pour compenser l'effet de la charge. De même, pour le couple électromagnétique atteint une valeur supérieure à T_r .

Un créneau de position est appliqué à la machine, c'est à dire inverse la position à $t=1s$, alors le système répond avec succès et suit le créneau de consigne. Après que l'arbre de la machine fait un tour au sens inverse du sens de rotation initiale (avant l'instant $t=1s$), les autres grandeurs illustrées à la figure (5-13) s'annulent après un régime transitoire.

Pour une consigne de $\pm 2\pi$ rd le courant i_a de ligne ne dépasse pas le courant nominal qui est de 2 Ampères.

Afin de tester la limitation du courant, on applique un échelon de consigne de 20π rd. Le courant un grand pic, d'où la nécessité d'introduire un limiteur de courant, afin que ce dernier ne dépasse pas 1.5 fois sa valeur nominale. On limite le courant dans le cas d'une réponse à vide, en charge et pour un changement de consigne dans les figures (5-17), (5-18) et (5-19) illustrant respectivement ces réponses. Les figures (5-14), (5-15) et (5-16) montrent les réponses du système sans limitation.

Après le test de simulation, on choisit le coefficient de correction K_c du régulateur integrateur $K_c= 200$.

Dans le but de tester la sensibilité de l'arbre de la machine vis à vis des variations des paramètres de la machine tel que J et T_e ($T_e=R_a/L_q$), on fait varier ces grandeurs et on simule le système comme le montre la figure (5-20).

On remarque que la commande équivalente par mode glissant est robuste par rapport à J et T_e , Or le temps de réponse augmente avec l'augmentation de J , tandis pour la variation de T_e constante électrique statorique la réponse du système est presque insensible.

La mise en oeuvre de la commande en position est simulé à la figure (5-21) pour un fonctionnement à vide et à la figure (5-22) pour une machine chargée à l'instant $t=0.8s$ avec un couple de charge $T_r = 0.05N.m$, le système rejette la perturbations et suit la consigne.

Les ondulations qu'on remarque dans la commande équivalente U_{eq} et le couple électromagnétique et de même pour la position sont dues à l'alimentation de la machine à travers l'onduleur.

Les paramètres du MLI utilisés sont $r=0.9$ et $m = 21$.

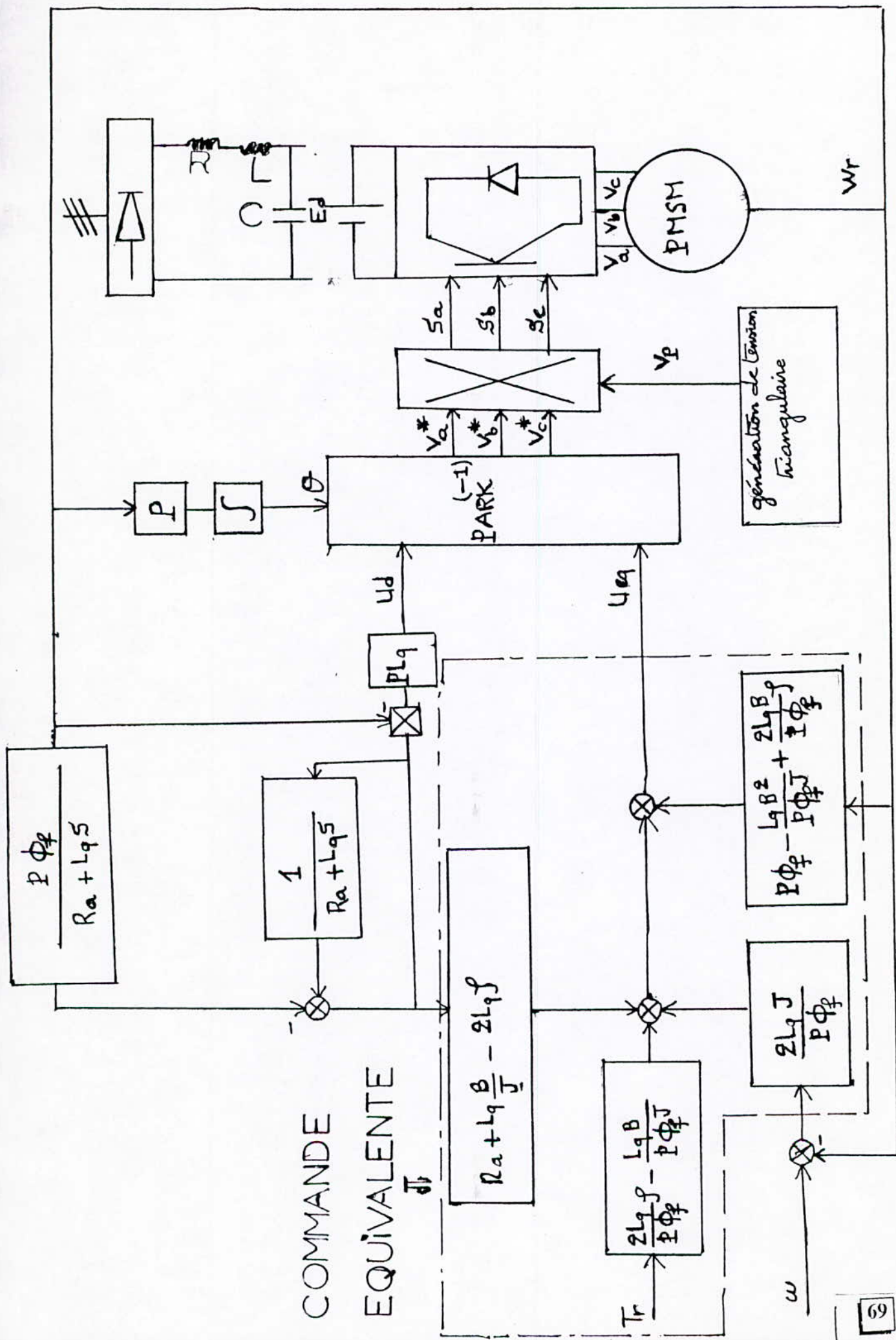
Le choix de m relativement élevé est dans le but d'avoir plusieurs commutations par alternance des interrupteurs de l'onduleur.

Le signal S_a de commande d'un bras de l'onduleur (bras a) est illustré à la figure (5-21).

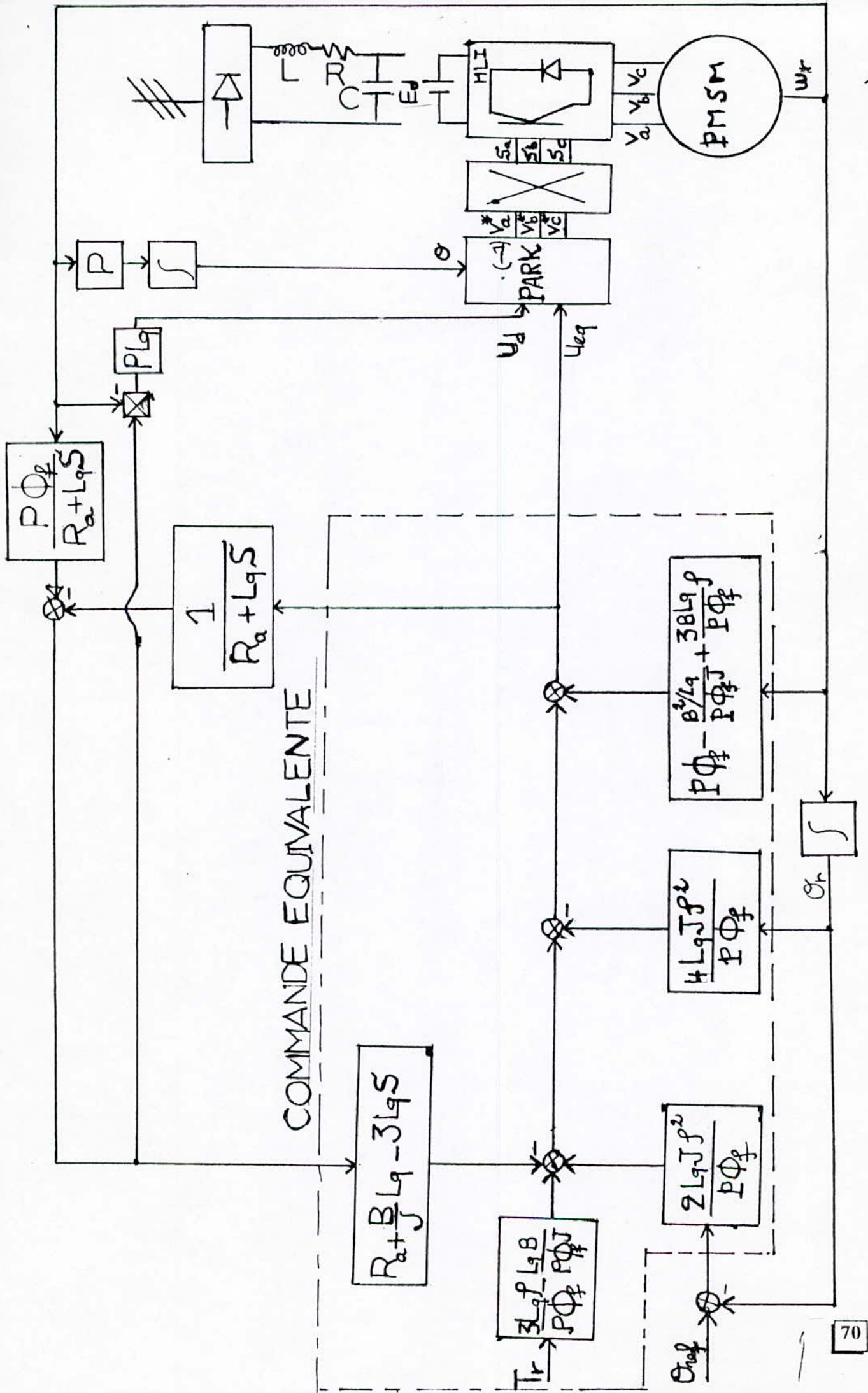
V.6. Conclusion:

Dans ce chapitre la synthèse de la commande équivalente appliquée à la machine synchrone à aimant permanent a donné des résultats intéressants, voir, la robustesse par rapport aux variations des paramètres internes de la machine et la réponse du système pour une consigne donnée des points de vue temps de réponse et erreur statique nulle à cause de l'introduction du régulateur intégrateur et cela malgré que le domaine où les régimes glissants existent soit délimité. Malgré les dépassements inadmissibles du courant surtout pour la commande en position, la technique de limitation appliquée répond avec succès aux exigences du cahier de charge pour ne pas détériorer la machine.

L'avantage de cette technique de commande réside dans la simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande. On a introduit cette stratégie de commande dans la mise en oeuvre pratique, et on a obtenu des résultats intéressants, à savoir le rejet de la perturbation. Mais pour réaliser cette mise en oeuvre on est obligé d'avoir des composants électroniques qui commutent à fréquence presque infinie ce qui est délimité en pratique.



MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE EN VITESSE. (FIG IV/4)



MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE EN POSITION. (FIG. V-5)

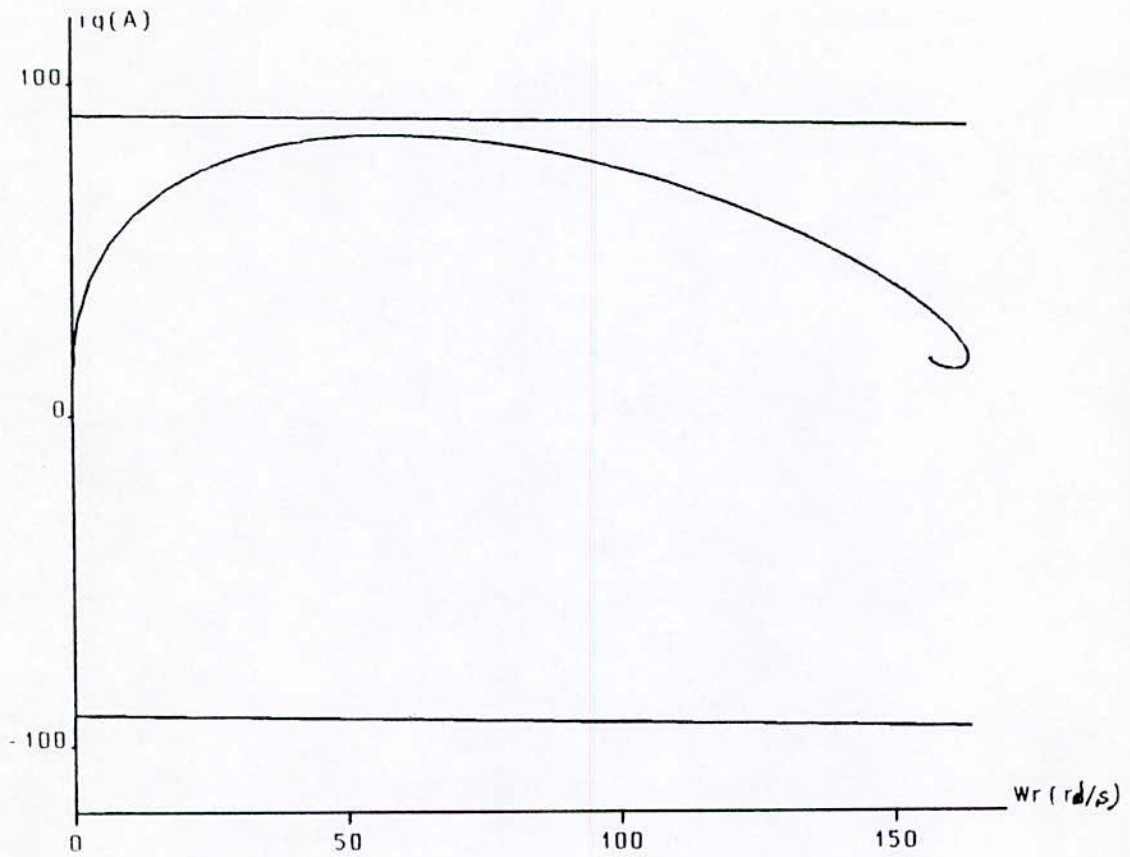


FIGURE 5-1: Evolution de la trajectoire d'état dans le plan (w_r, i_q)

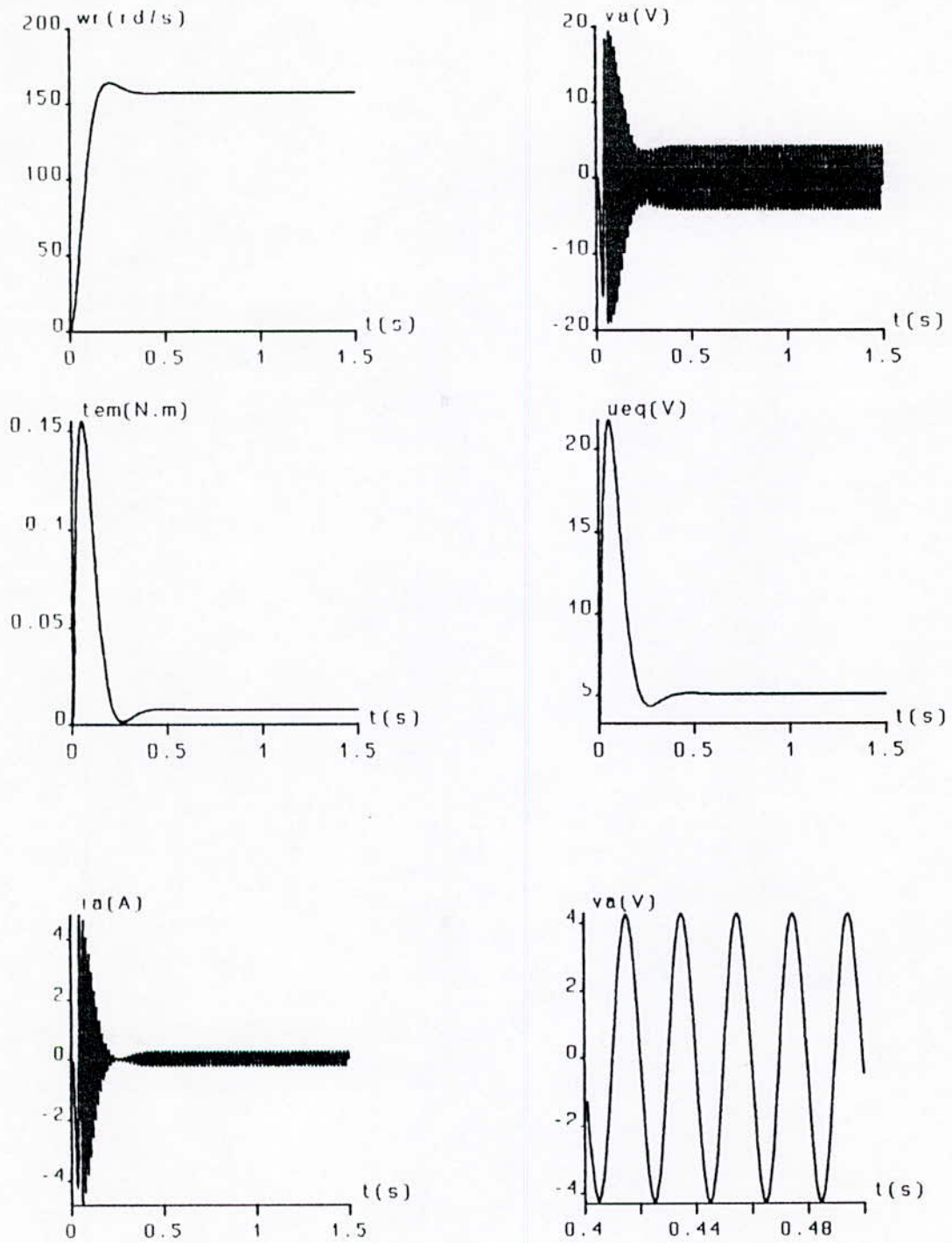


FIGURE 5-2: Réponse du système à vide pour un échelon de vitesse (50π rd/s)

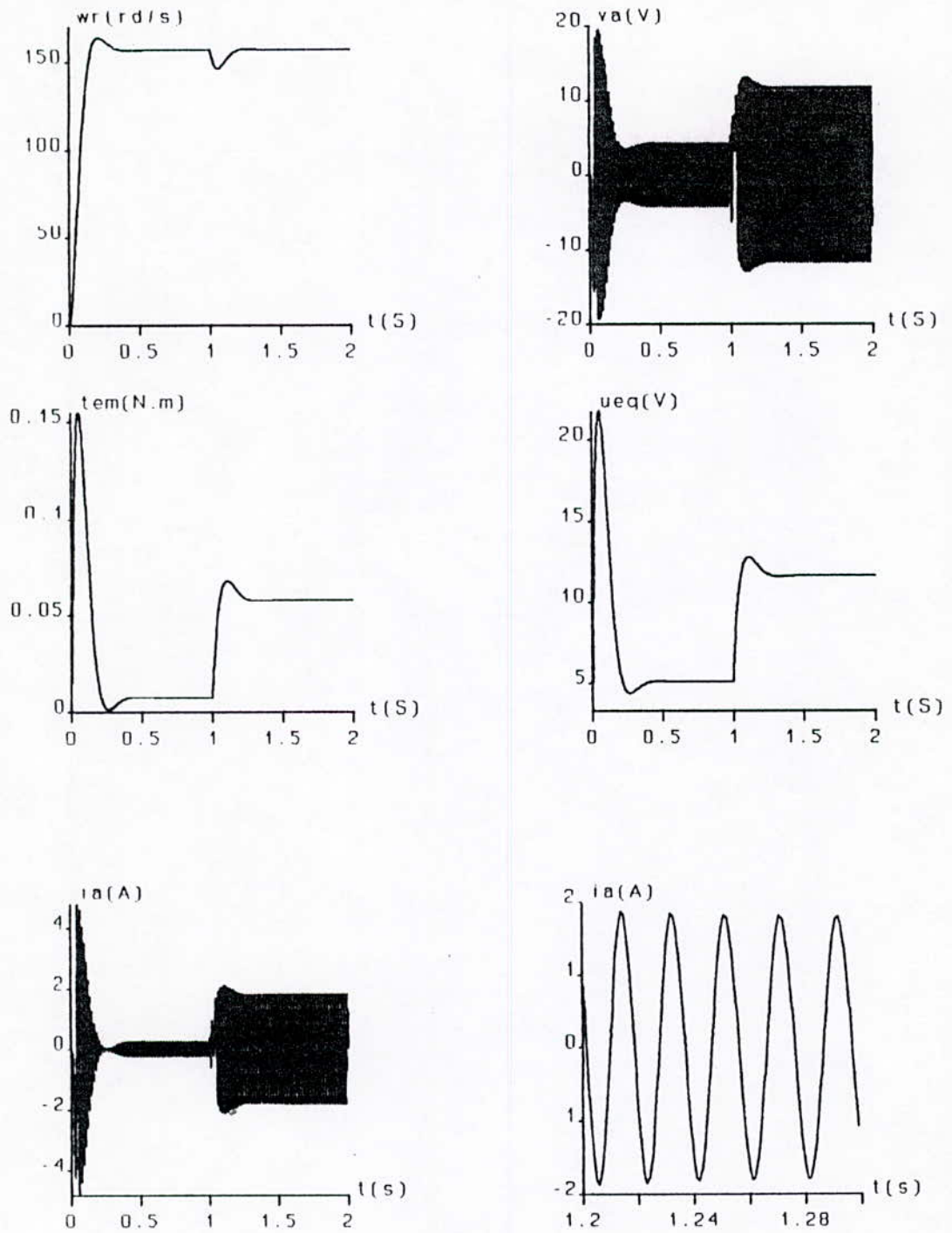


FIGURE 5-3: Réponse du moteur avec charge de 0.05 N.m à $t=1$ s pour un échelon de consigne de 50π rd/s

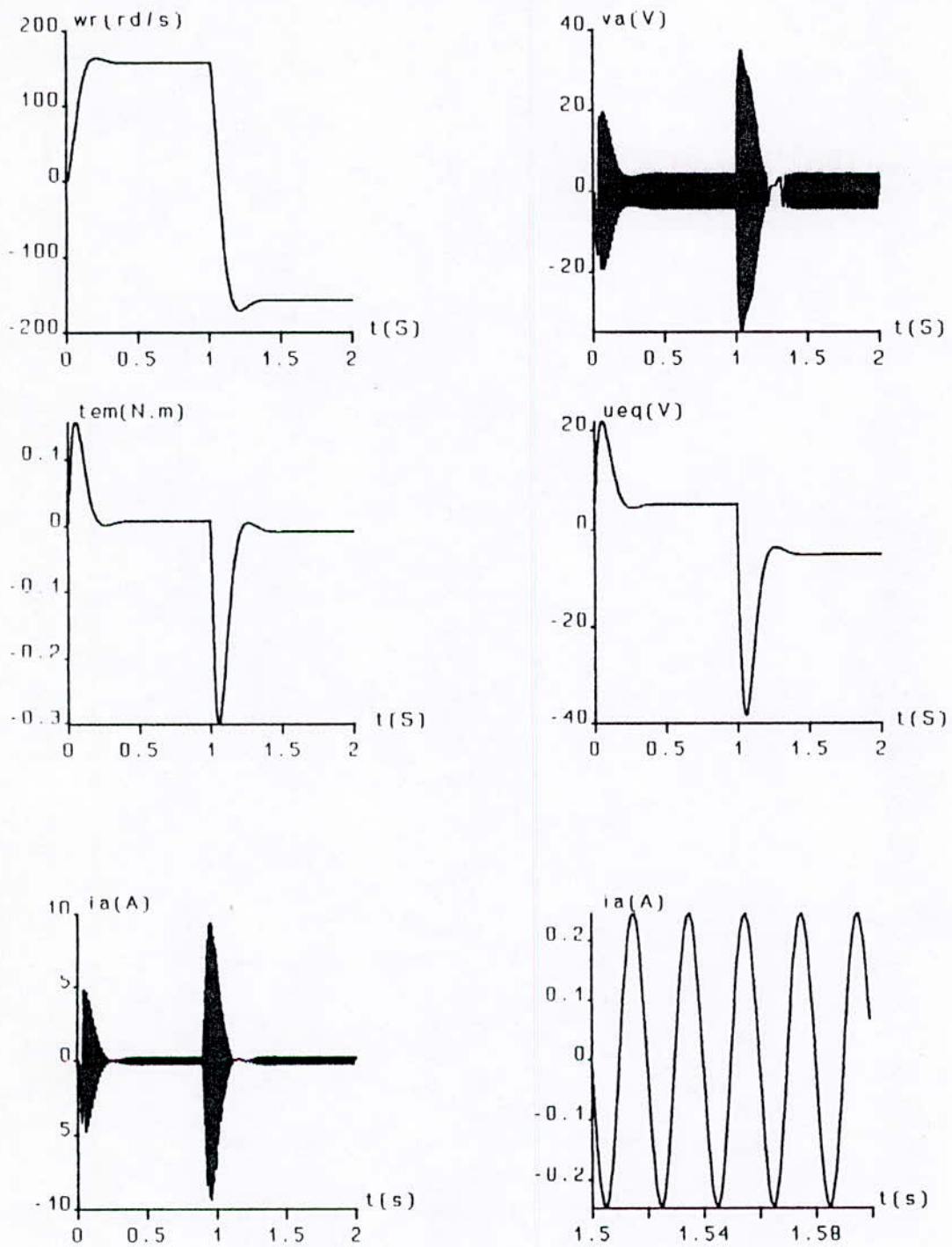


FIGURE 5-4: Réponse du système pour un changement de consigne ($w=50\pi$ rd/s pour $t < 1$ s et $w=-50\pi$ rd/s pour $t > 1$ s)

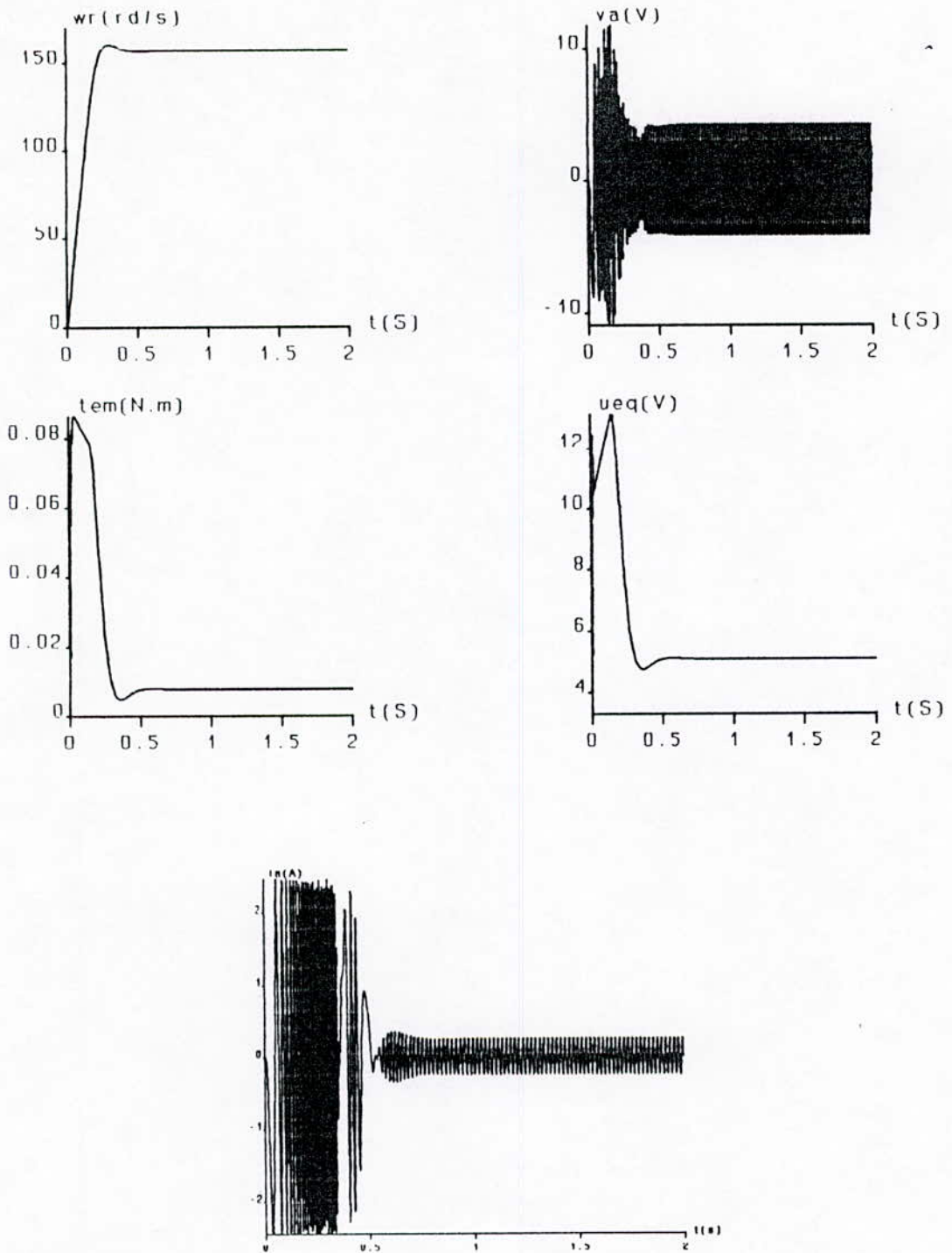


FIGURE 5-5: Réponse du moteur à vide pour un échelon de consigne de 50π rd/s en présence de limiteur de courant.

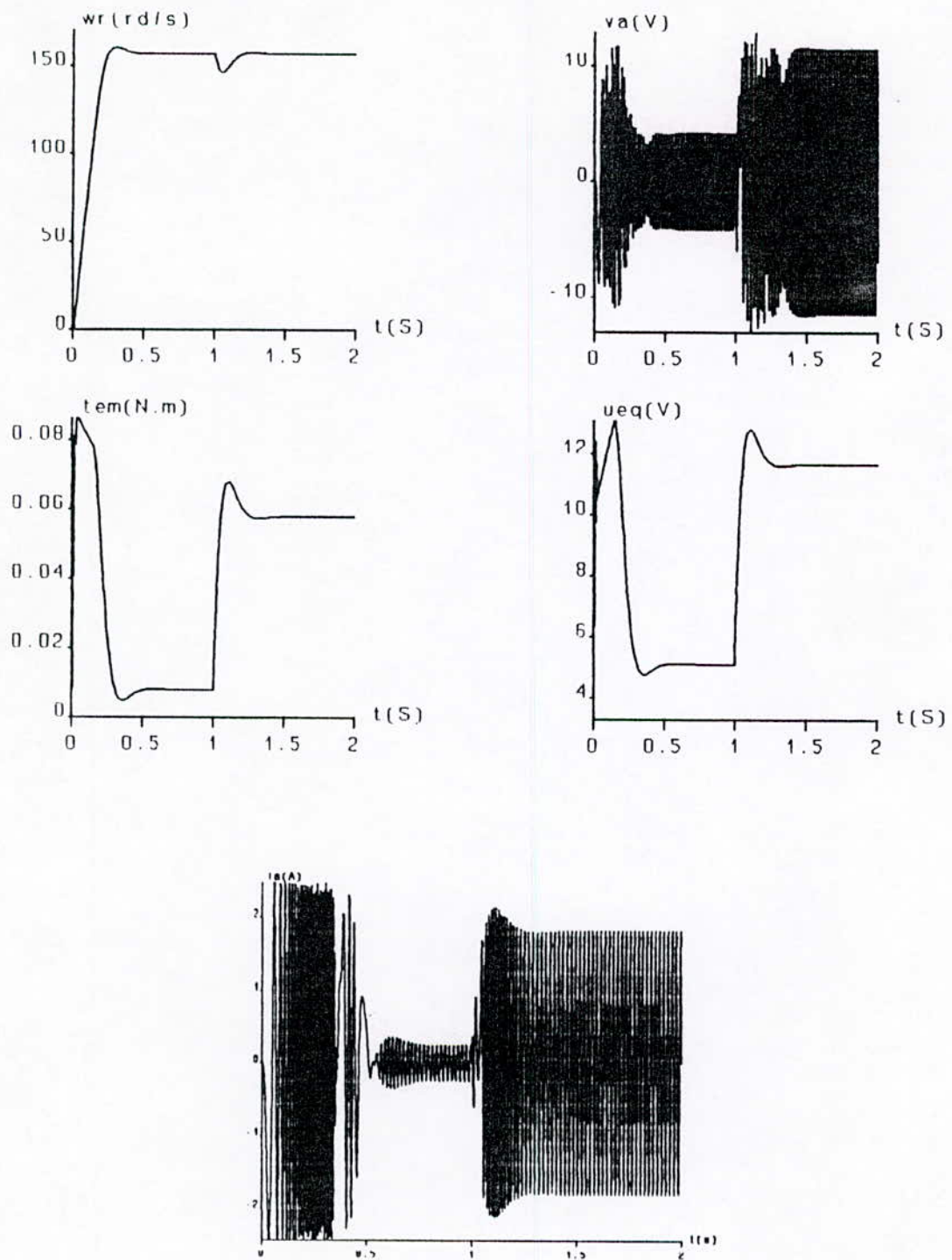


FIGURE 5-6: Réponse du système avec une charge de 0.05 N.m à $t=1$ s en présence de limiteur de courant

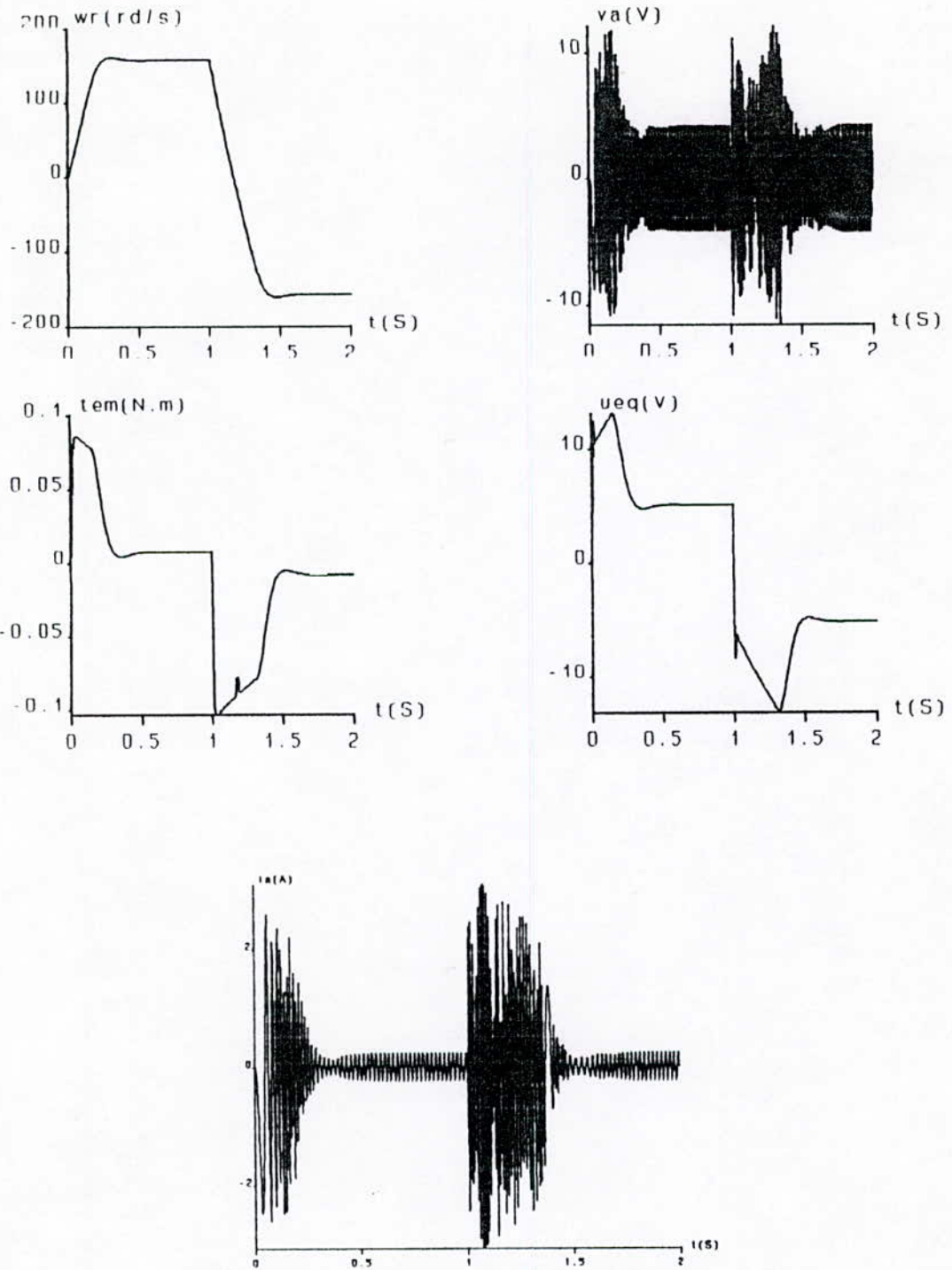


FIGURE 5-7: Réponse du système en présence de limiteur de courant pour un saut de consigne de vitesse à $t=1s$

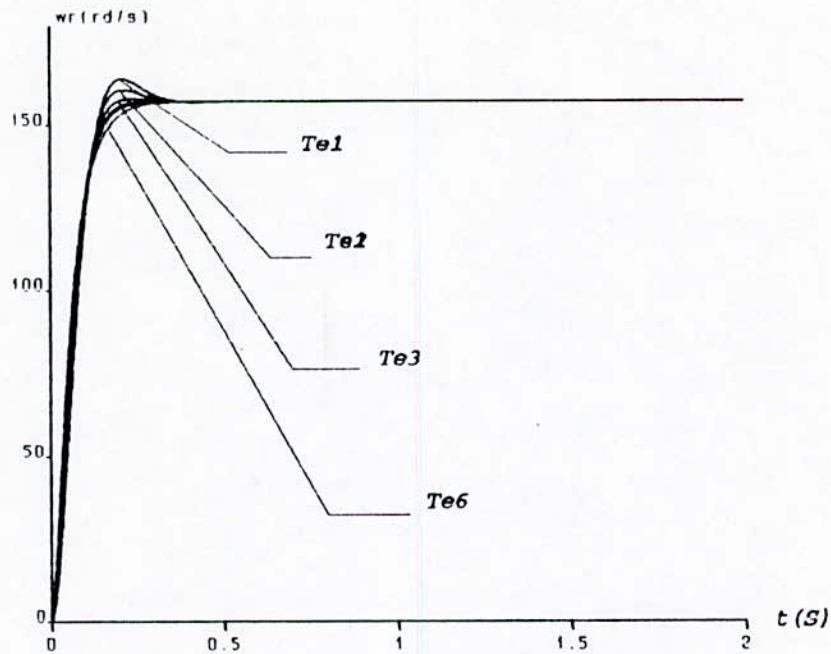


FIGURE 5-8-a: Test de robustesse vis a vis de T_e pour une variation de: 0%, 20%, 50%, 80%, 100% et 200% (commande de vitesse)

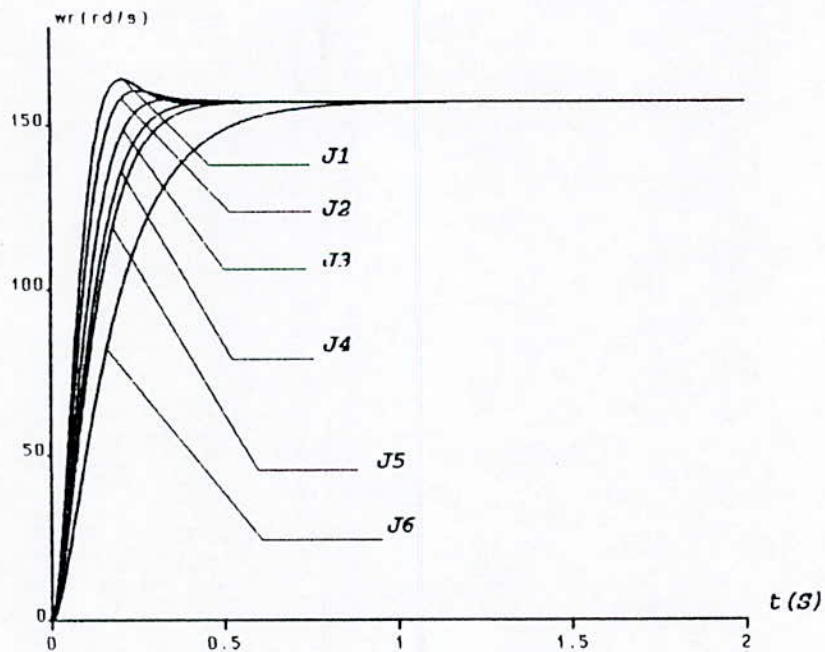


FIGURE 5-8-b: Test de robustesse vis a vis de J pour une variation de: 0%, 20%, 50%, 80%, 100% et 200% (commande de vitesse)

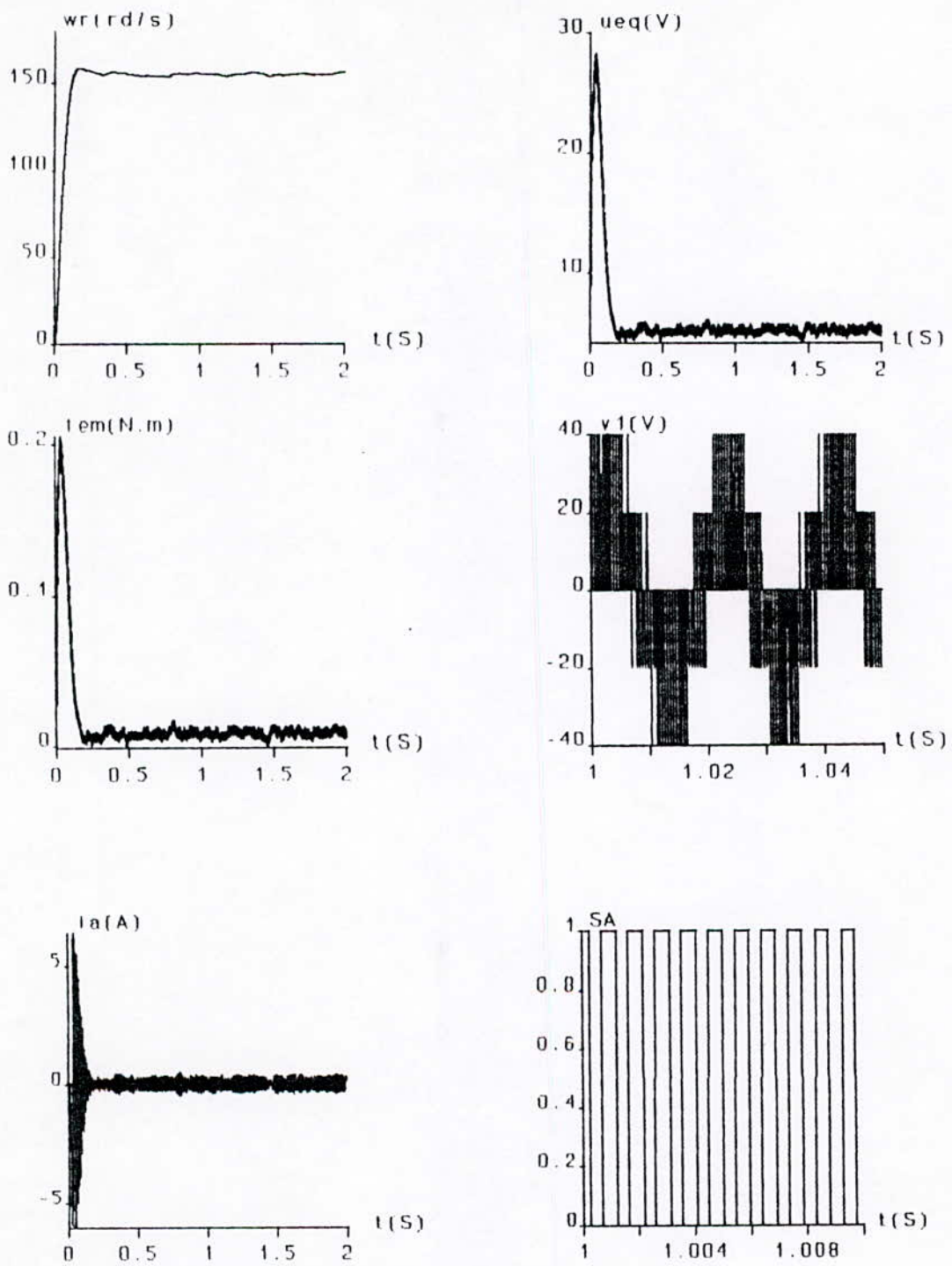


FIGURE 5-9: Mise en oeuvre de la commande de vitesse (moteur à vide)

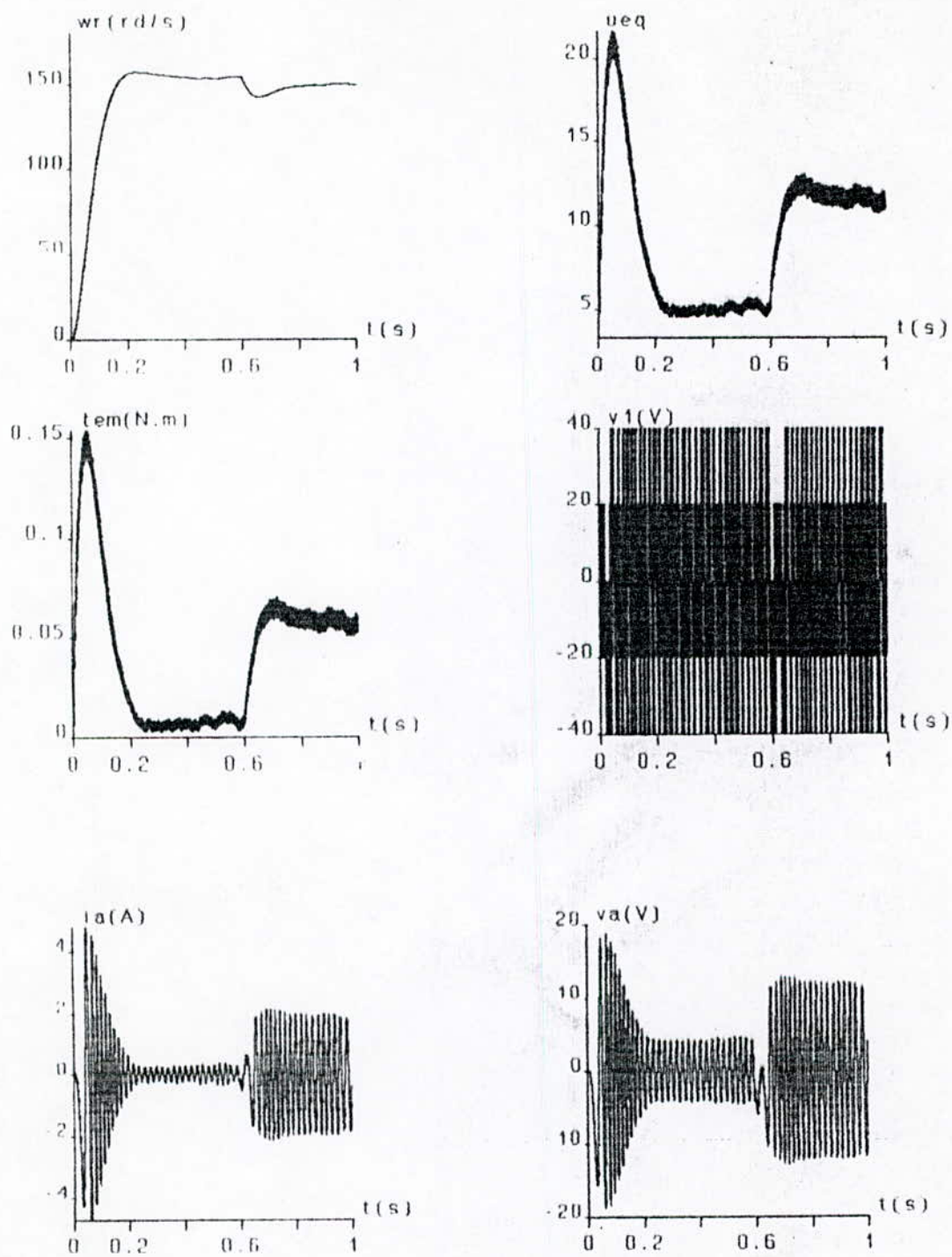


FIGURE 5-10: Mise en oeuvre de la commande de vitesse (moteur avec charge de 0.05 N.m à $t=0.8$ s)

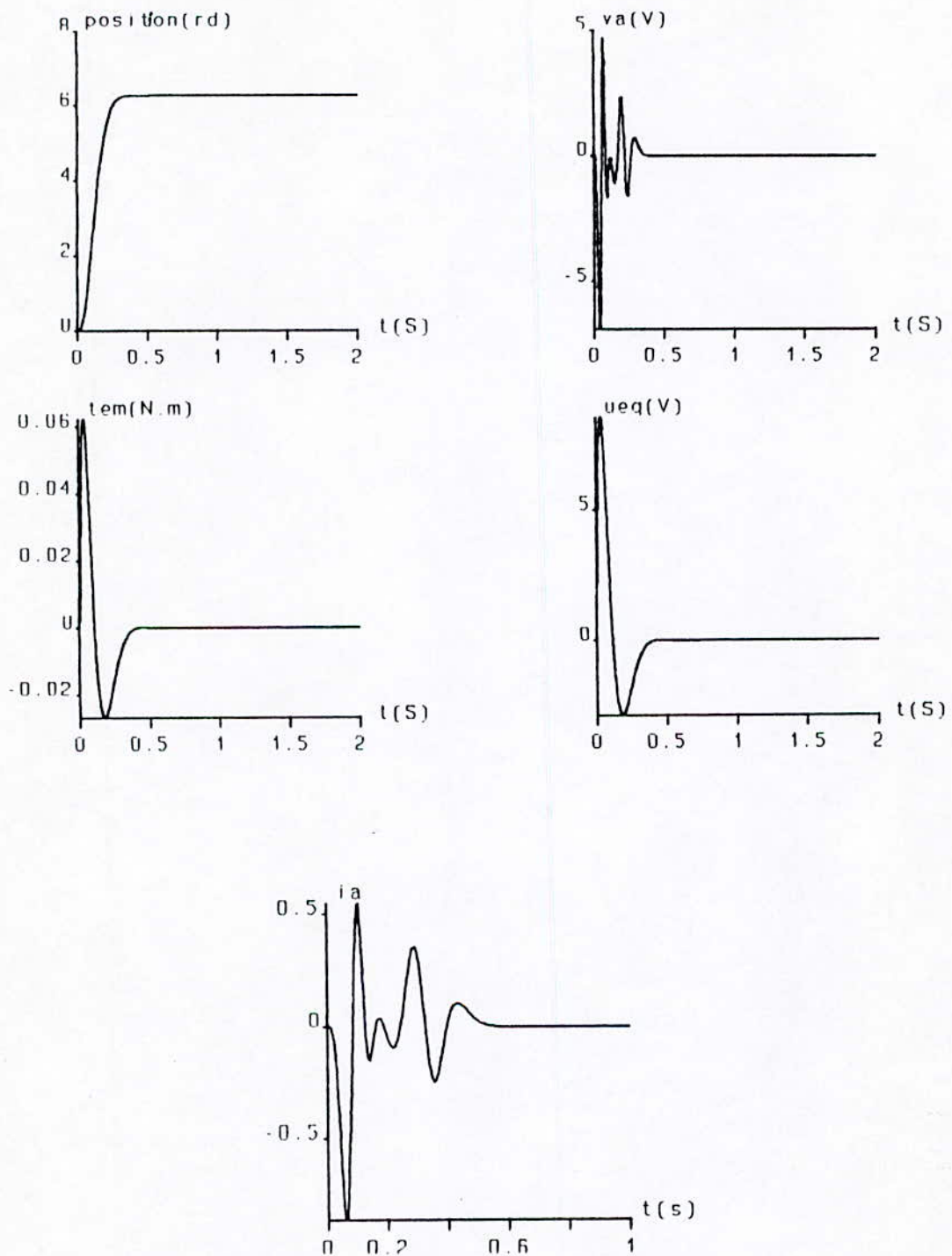


FIGURE 5-11: Réponse du système à vide pour un échelon de consigne (position) de 2π rd

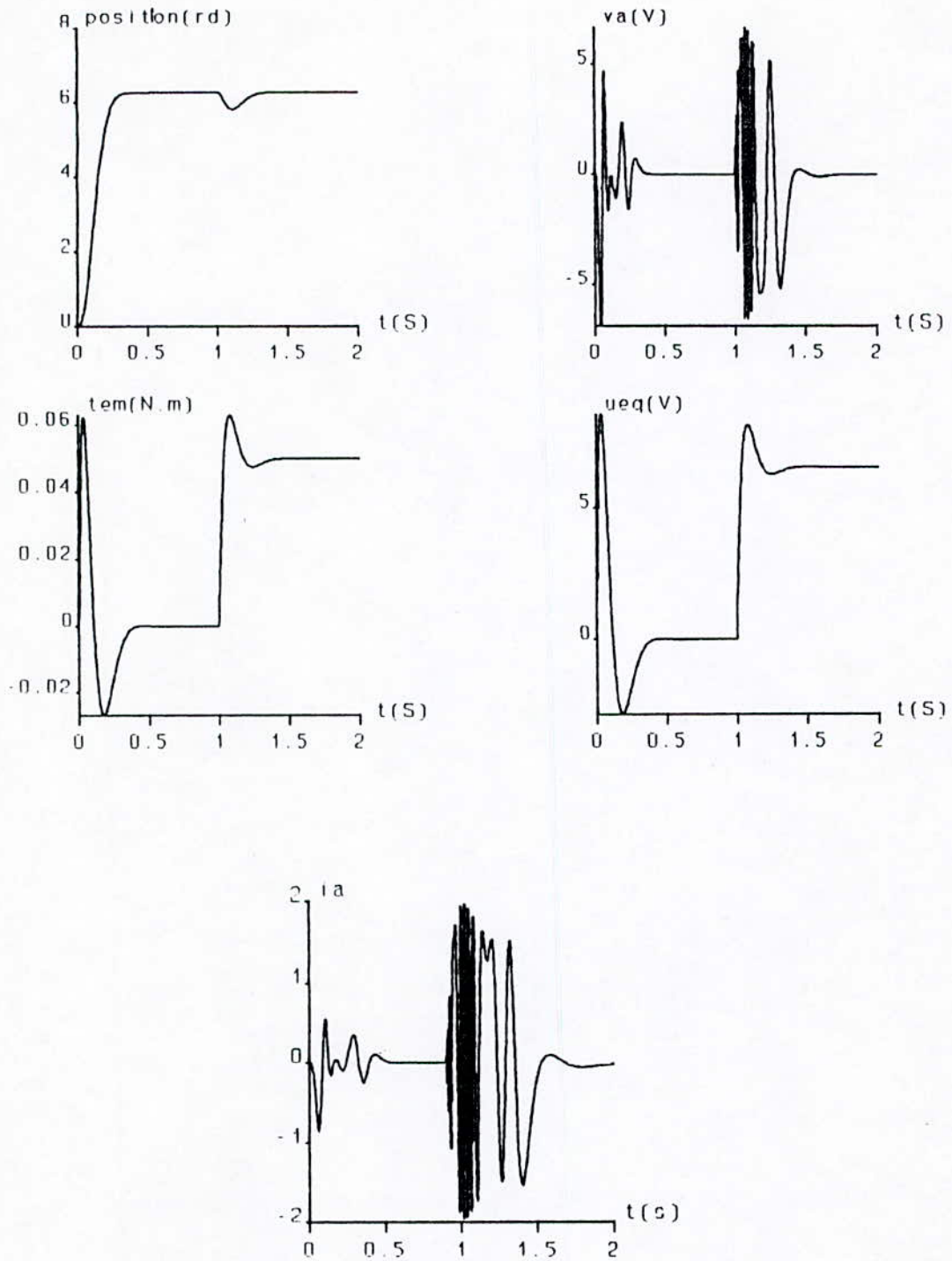


FIGURE 5-12: Réponse du système avec charge de 0.05 N.m à $t=1$ s pour un échelon de consigne (position) de 2π rd

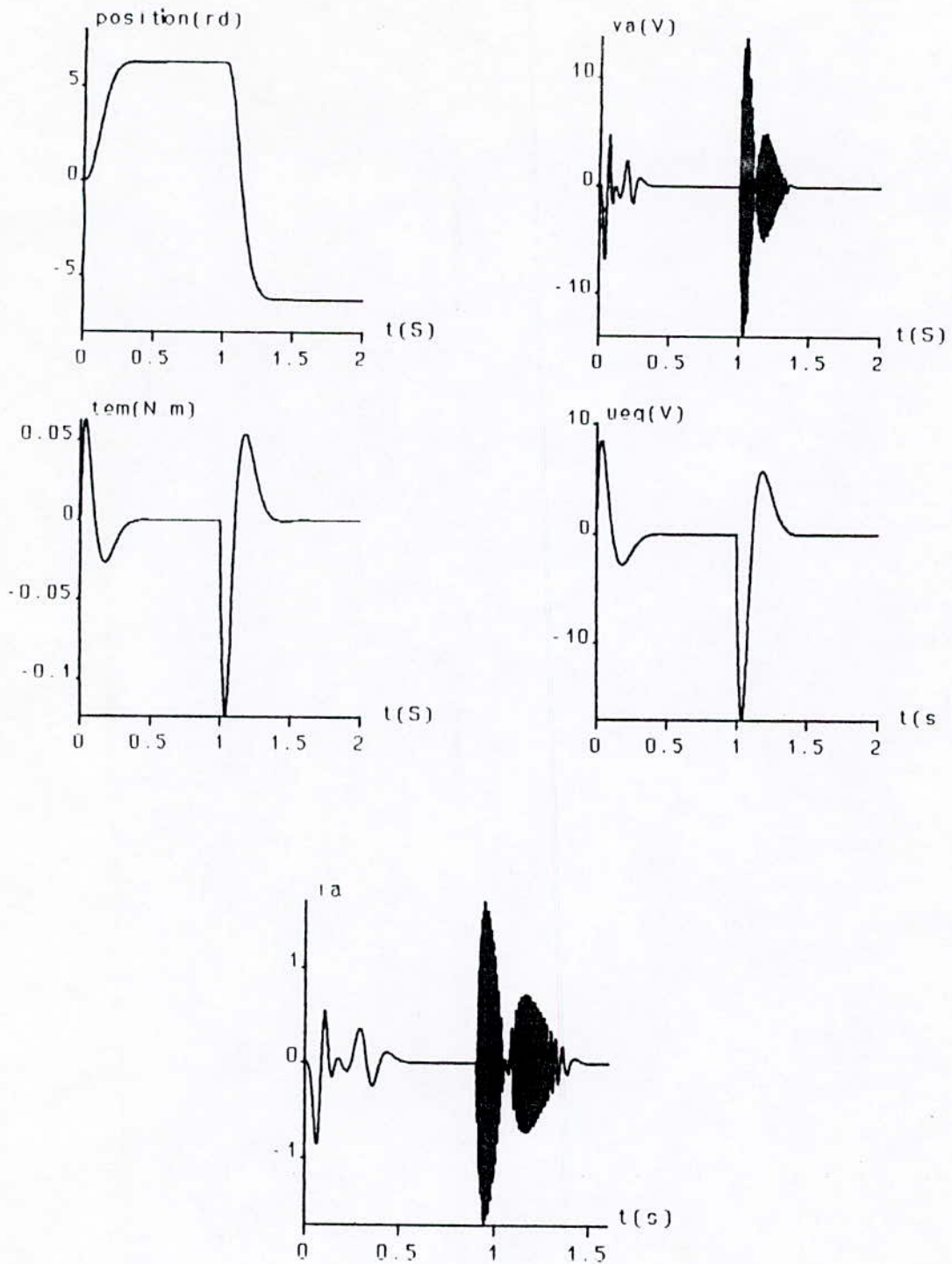


FIGURE 5-13: Réponse du système à un changement de consigne ($w=2\pi$ rd/s pour $t < 1$ s et $w=-2\pi$ rd/s pour $t > 1$ s)

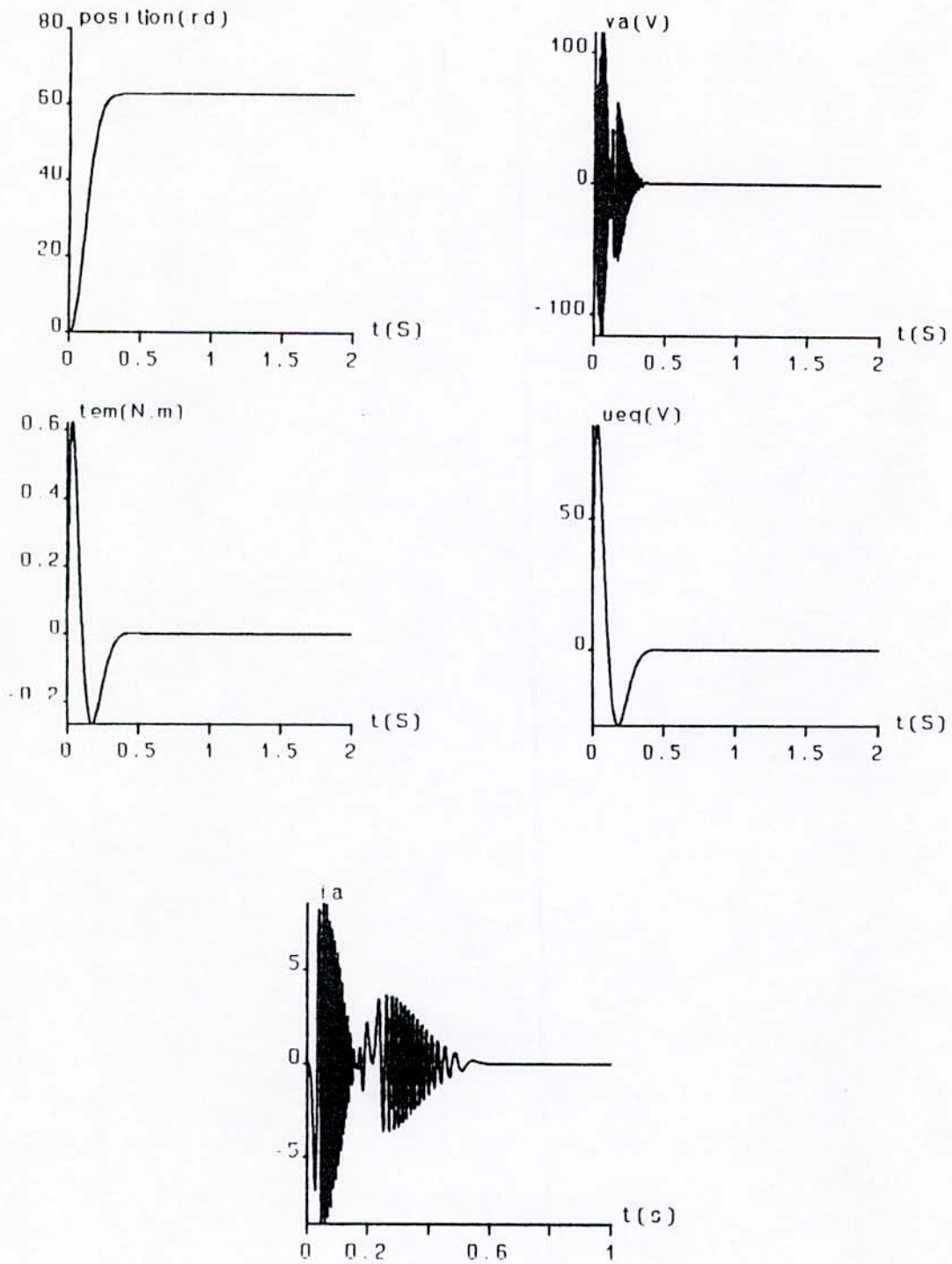


FIGURE 5-14: Réponse du système à vide pour une consigne de position de 20π rd

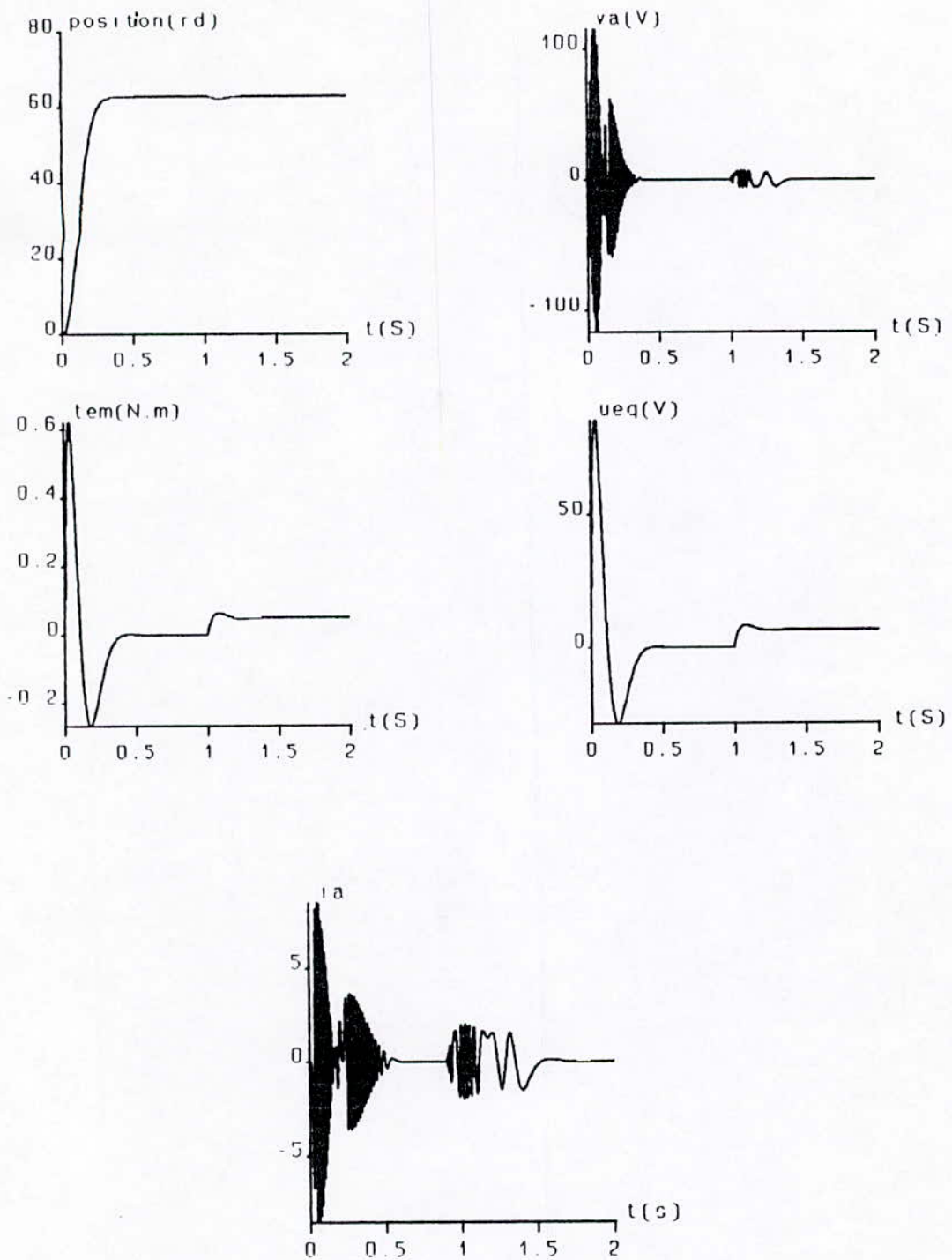


FIGURE 5-15: Réponse du système en charge à $t=1s$ pour une consigne de position de 20π rd

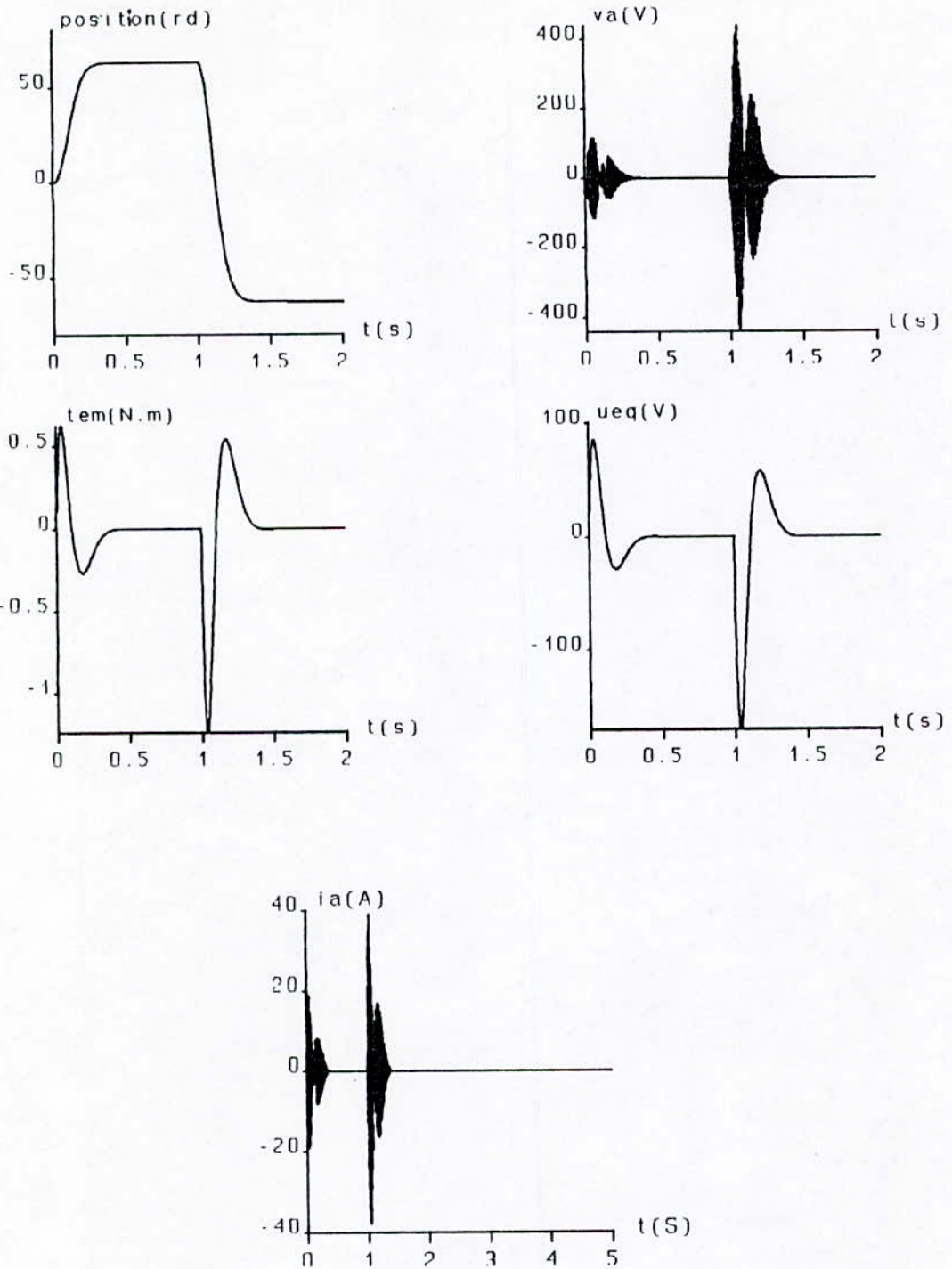


FIGURE 5-16: Réponse du système pour un saut de consigne ($w=20\pi$ rd si $t<1$ s et $w=-20\pi$ rd si $t>1$)

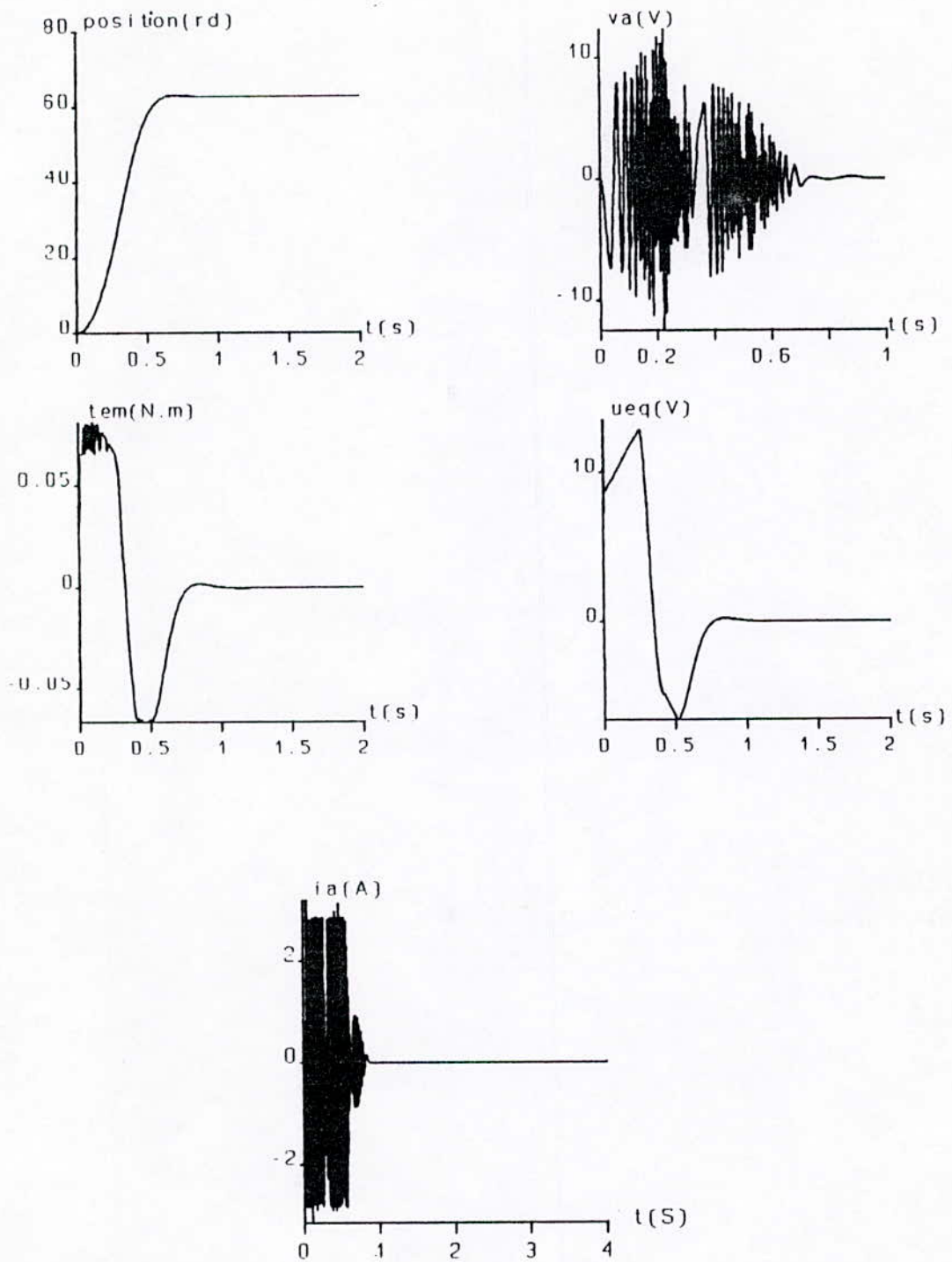


FIGURE 5-17: Réponse du système à vide en présence de limitation de courant pour un échelon de consigne (position) de 20π rd

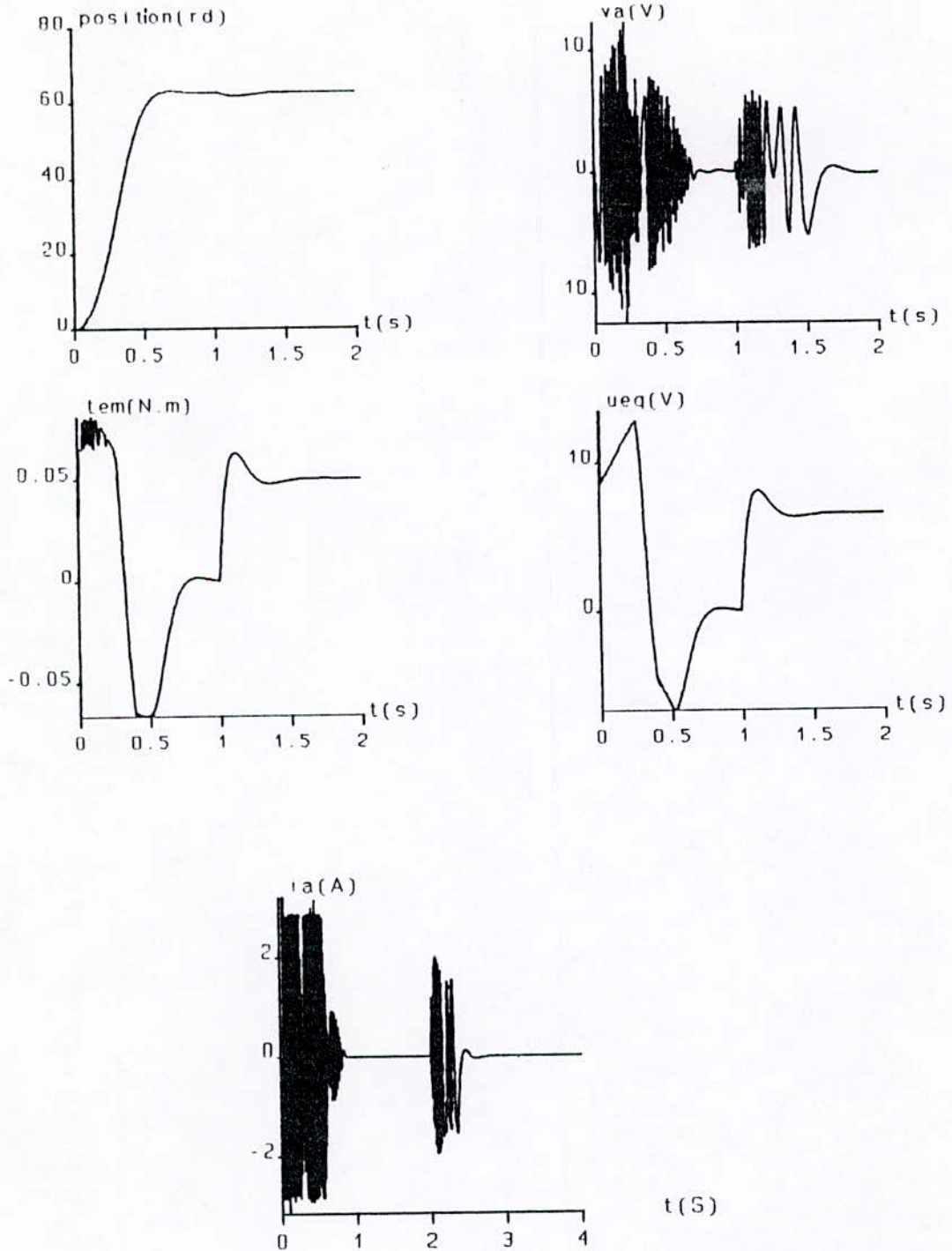


FIGURE 5-18: Réponse du système avec charge de 0.05 N.m à $t=1$ s en présence de limiteur de courant pour un échelon de consigne (position) de 20π rd

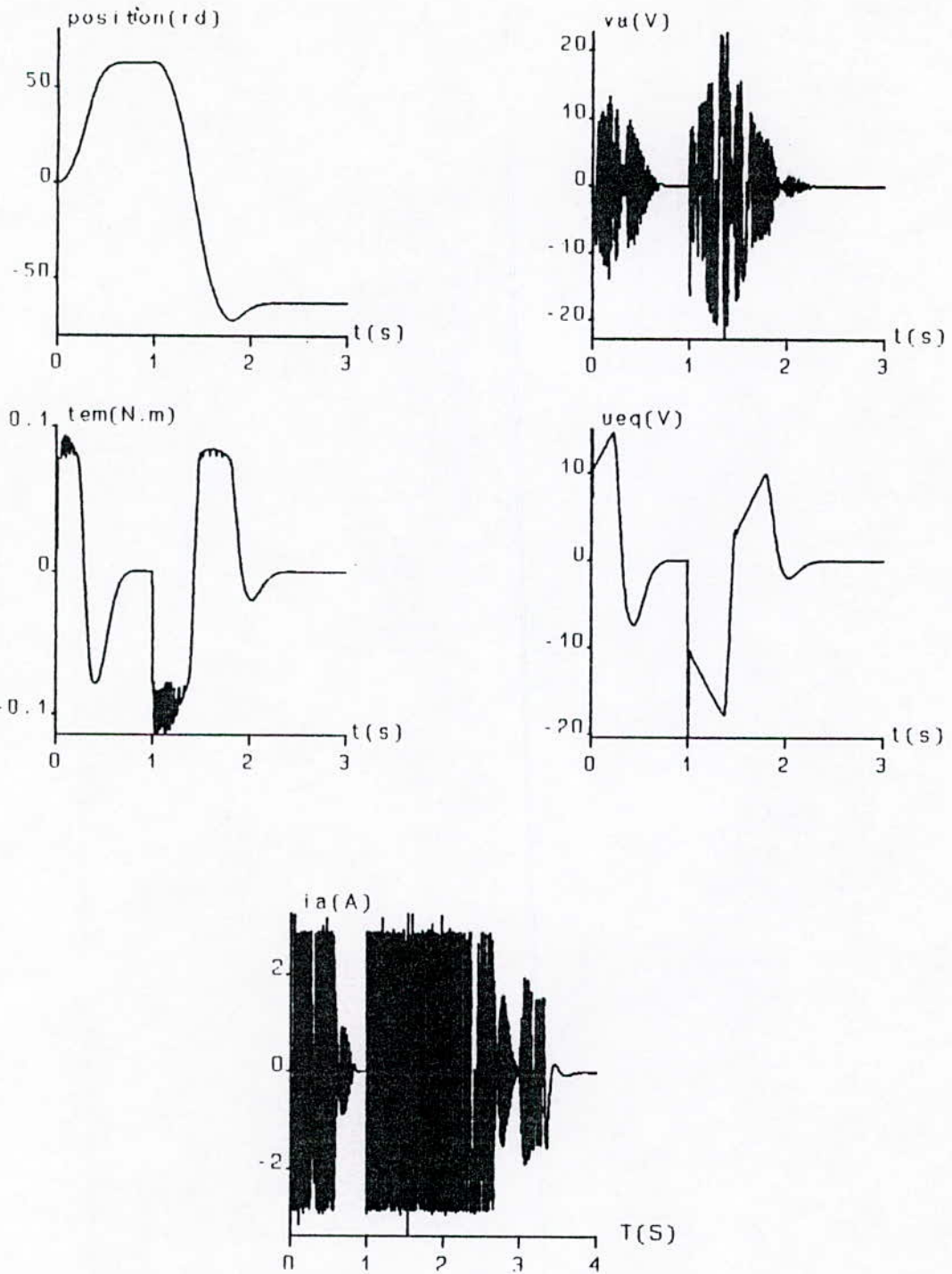


FIGURE 5-19: Réponse du système en présence de limiteur de courant pour un changement de consigne (position) (20π rd si $t < 1$ s et -20π rd si $t > 1$ s)

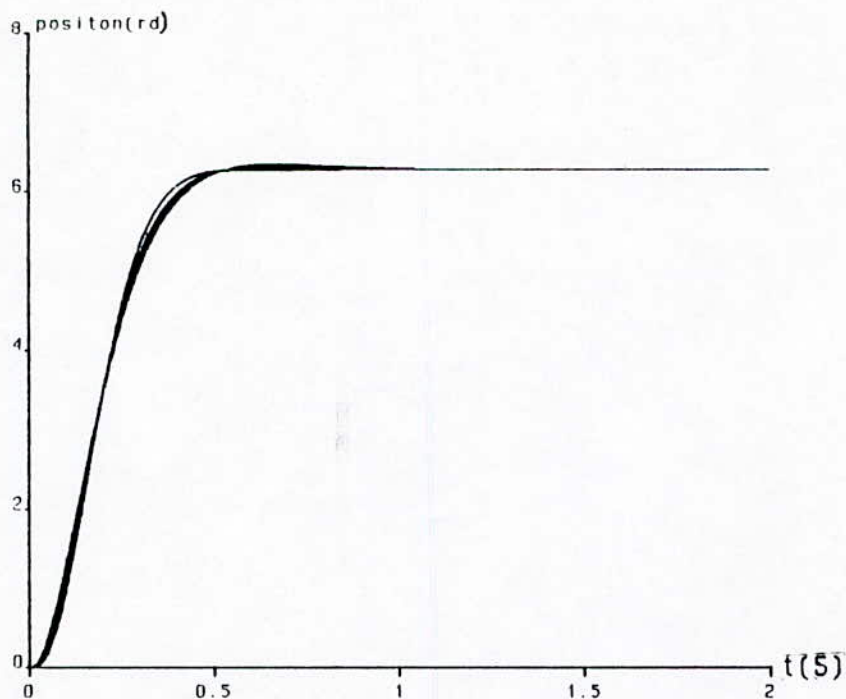


FIGURE 5-20-a: Test de robustesse vis a vis de T_e pour une variation de 0%,100%,200%,300% et 400%

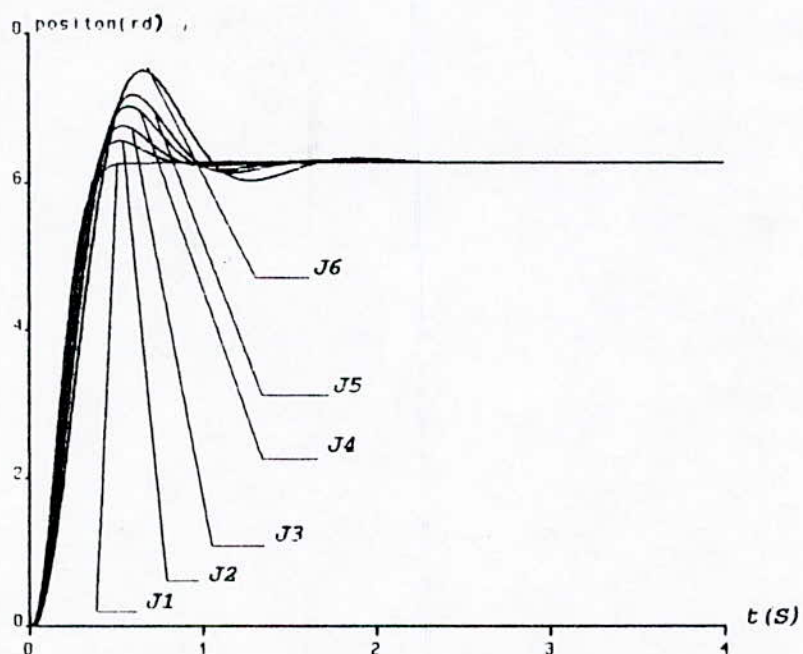


FIGURE 5-20-b: Test de robustesse vis a vis de J pour une variation de 0%,20%,50%,80%,100% et 200% (commande de position)

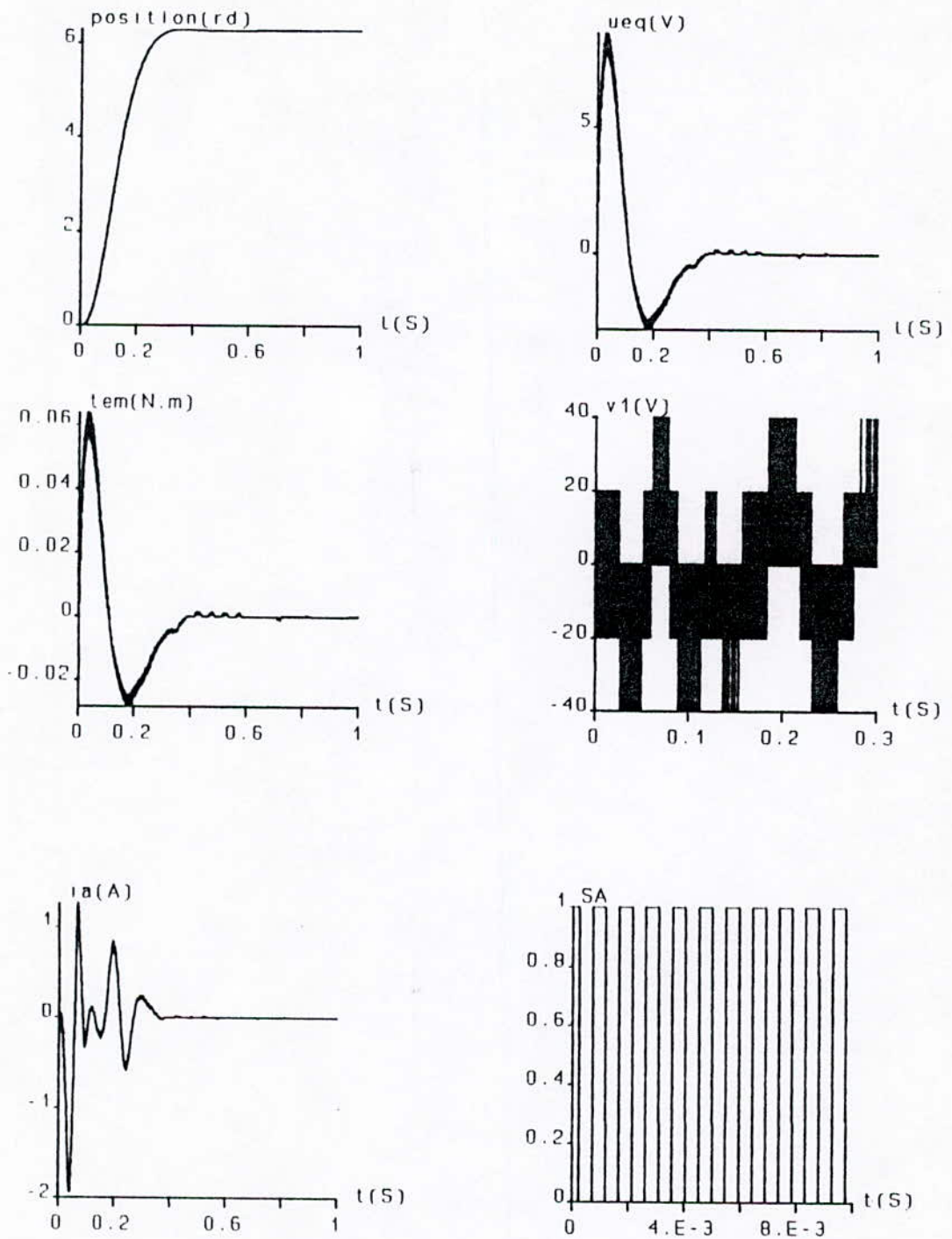


FIGURE 5-21: Mise en oeuvre de la commande de position (moteur à vide)

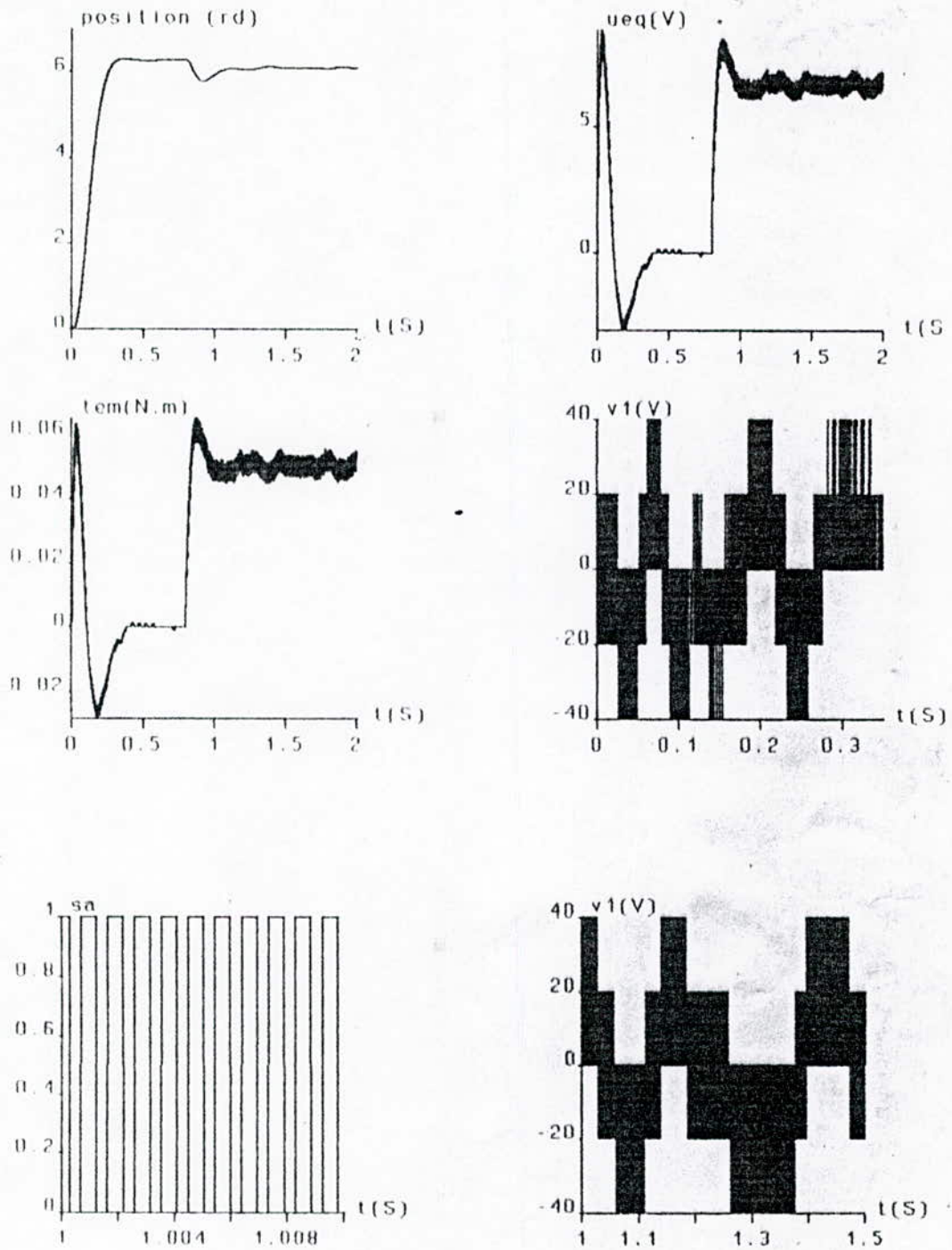


FIGURE 5-22: Mise en oeuvre de la commande de position (moteur en charge à $t = 0.8$ s)

CONCLUSION GENERALE

Le travail essentiel de cette thèse est de synthétiser la commande équivalente par les modes glissants pour l'appliquer à la machine synchrone à aimants permanents.

Mais, la complexité du modèle de cette dernière dans le repère de PARK nous a menés à combiner deux techniques de commande à savoir; les modes glissants et l'orientation du champ. La deuxième technique avait comme objectif de simplifier le modèle du départ en le rendant analogue à celui du moteur à courant continu, donc, la synthèse de la commande équivalente sera plus simple.

Cette simplicité a permis à la méthode de placement de pôles d'être à l'origine de la synthèse de la surface de commutation.

Des résultats satisfaisants ont été obtenus à savoir, la robustesse par rapport aux variations des paramètres internes de la machine (constante électrique et moment d'inertie) et la réponse du système pour une consigne donnée de vitesse ou de position du point de vue temps de réponse et erreur statique.

Le problème majeur rencontré était les dépassements inadmissibles du courant dont on a pu réduire à une valeur qui ne dépasse pas 1.5 fois la valeur nominale par un limiteur de courant approprié.

Comme toute technique de commande n'a d'intérêt que si elle est réalisable en pratique, on a procédé à la mise en oeuvre cette commande dans les deux cas voir, commande de vitesse ou de position, et cela, en se basant sur le travail effectué au chapitre (III). des résultats encourageants ont été obtenus, les plus importants sont le rejet de la perturbation (la charge nominale), le temps de réponse et l'erreur statique qui est nulle.

BIBLIOGRAPHIE**I. Ouvrages :**

- [1] : H.Buhler «*Réglage par mode de glissement*» PPR Lausanne 1986
- [2] : G. Segulier, F -Labrique, "*Les convertisseurs de L'électronique de puissance*" Tome IV, Ed Tec et Doc Lavoisier 1989
- [3] : Chatelain, «*Machine électrique*» PPR Lansanne 1983
- [4] : B-K-BOSE «*Power electronics and Ac drives*» - Edition lientice Hall 1986.
- [5] : H. Buhler «*Conception des systèmes automatiques*» PPR Lausanne

II. Articles :

- [6] : H.Buyse, Th canon, F.Labrique, P, Sente "*Digital field oriented control of a PM synchronous Actuator Without currents sensoors*" EPE Aachen 1989.
- [7] : P. Pillay ; R-Krishnan «*Modeling, simulation and analyois of permanent magnet motor drives. Part I : The perment magnet synchronous motor drive IEEE troms on ind adaptation, Vol 25, N°2 March (April 1989).*
- [8] : M.L Mazenc «*L'alimentation et la commande des machines synchronnes*» Journée du club «EEA électronique» Toulouse 14-15 Mars 1991.
- [9] : B.Robins «*Commande numérique des machines synchrones et asynchrones*» Séminaire sur les entraînements électriques Robot 1991.
- [10] : M.O. Mohamoudi «*Cours de magister*» Commandes des machines alternatives

III. Thèses

- [11] : Mme Rekioua née Djamila Ziani "*Etude et modélisation des machines synchrones à aimant permanents associés à des onduleurs de tension*", Thèse de Magister en électrotechnique ENP 93
- [12] : Y. Aït Gougam "*Etude des stratégies de modulation de longueur d'impulsions pour onduleur de tensions alimentant un onduleur asynchrone*" «Thèse de Magister en électrotechnique ENP 1992.
- [13] : T. Merouani, R.B Bouyadjra "*Synthèse de commande équivalente par modes glissants avec orientation du champs et de la commande par linéairé Sation étendu*"
Application pour un MAS»
- [14] : Mr Fares Boudjema "*Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques*" Thèse de docteur en AUTOMATIQUE de l'université Paul Sabatier de Toulouse 1991.

ANNEXE [1]

Démonstration de l'invariance de la grandeur équivalente [1]

Soit la transformation linéaire sur le vecteur d'état x :

$$x_1 = Tx$$

où :

x_1 : Le vecteur d'état transformation de dimension x

x : Le vecteur d'état original

T : Matrice carrée régulière

On remplace x dans l'équation d'état () on trouve :

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + b_1 u + b_{v1} V + b_{w1} W$$

Avec :

$$A_1 = TAT^{-1} ; b_1 = Tb ; b_{v1} = Tb_v ; b_{w1} = Tb_w$$

d'où la loi de commande devient :

$$s(x,t) = K_1^T x_1 + K_w W$$

avec :

$$K_1^T = K^T T^{-1}$$

La commande équivalente devient :

$$U_{eq} = \frac{1}{K_1^T b_1} (A_1 x_1 + b_{v1} V + b_{w1} W) + \frac{1}{K_1^T b_1} K_w W \dots\dots\dots(1)$$

On remarque que U_{eq} est invariante et doit être comprise entre U_{max} et U_{min} en effet on a :

$$\begin{aligned} K_1^T b_1 &= K^T T^{-1} Tb = K^T b \\ K_1^T A_1 x_1 &= K^T T^{-1} TAT^{-1} Tx = K^T Ax \\ K_1^T b_{v1} V &= K^T T^{-1} Tb_v V = K^T b_v V \\ K_1^T b_{w1} W &= K^T T^{-1} Tb_w W = K^T b_w W \end{aligned}$$

Si on remplace ces équations dans (1) on trouve la formule (II)

ANNEXE [2]Démonstration de l'invariance des pôles [1]

On a l'équation d'état en mode de glissement après transformation linéaire :

$$\dot{x}_t^o = A_t^* x_t + b_{vt}^* V + b_{wt}^* W + b_{\dot{w}_c}^* \dot{W}$$

avec :

$$*A_t^* = \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t^T K_t^T \right) A_t$$

$$b_{vt}^* = \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t^T K_t^T \right) b_{vt}$$

$$b_{wt}^* = \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t^T K_t^T \right) b_{wt}$$

$$b_{\dot{w}_c}^* = \frac{K_w}{K_t^T b_t} b_t$$

On s'intéresse à l'invariance des pôles en fonctionnement en mode déglissement où on doit étudier les pôles de A_t^* .

On a :

$$A_t^* = (T T^{-1} - \frac{1}{K^T T^{-1} T b} T b K^T T^{-1}) T^{-1} A^{-1} T^{-1}$$

$$= T \left(1 - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) T^{-1} A^{-1} T^{-1} = T A^{-1} T^{-1}$$

avec A^* : La matrice du système non transformé

Pour les pôles du système on a l'équation caractéristique

$$\det (sI - A_t^*) = \det (sT T^{-1} - T A^{-1} T^{-1}) = \det [T (sI - A^{-1}) T^{-1}]$$

$$= \det T \det (sI - A^{-1}) \det T^{-1} = \det (sI - A^{-1}) = 0 \text{ c.q.f.d.}$$

étant donné que $\det T = \frac{1}{\det T^{-1}}$

On remarque que les valeurs propres de la matrice A_t^* sont donc les mêmes que celles de la matrice A^* , c'est à dire, elles sont invariantes par rapport à une transformation linéaires.

ANNEXE [3]

PARAMETRE DE LA MACHINE [9]

La machine utilisée pour la simulation est une machine synchrone à aimant permanent du type SmCo à distribution sinusoïdale, dont les paramètres sont les suivants :

La tension nominale	$U_n = 28(V)$
La puissance nominale	$P_n = 100 W$
La résistance statorique	$R_a = 3,4 (\Omega)$
Les inductances L_d et L_q	$L_d = L_q = 0.0121 (H)$
Le flux dû à l'aimant permanent	$\Phi_f = 0.013 (Vs/rd)$
Le moment d'inertie	$J = 0.0001 (Nm.s^2/rd)$
Le coefficient de frottement visqueux	$B = 0.00005 (Ns/rd)$
Le couple résistant	$T_p = 0.05 N.m$
Le nombre de paires de pôles	$P = 2$
La constante électrique	$T_e = 3,55 mS$
La constante électromécanique	$T_{em} = 0,5 mS$