

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المكتبة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

option Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Synthèse de commande équivalente par
mode glissants avec orientation du champ
et de la commande par linéarisation étendue.
Application pour un moteur à synchrone.*

Proposé par :

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

Etudié par :

MEROUANI Tarek
BACHIR BOUYADJRA R

Dirigé par

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

PROMOTION

Juin 1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT *Genie Electrique*
option Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Synthèse de commande équivalente par
modes glissants avec orientation des champs
et de la commande par linéarisation étendue
Application pour un moteur à synchronisme.*

Proposé par :

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

Etudié par :

MEROUANI Tarek
BACHIR BOUYAOJRA R

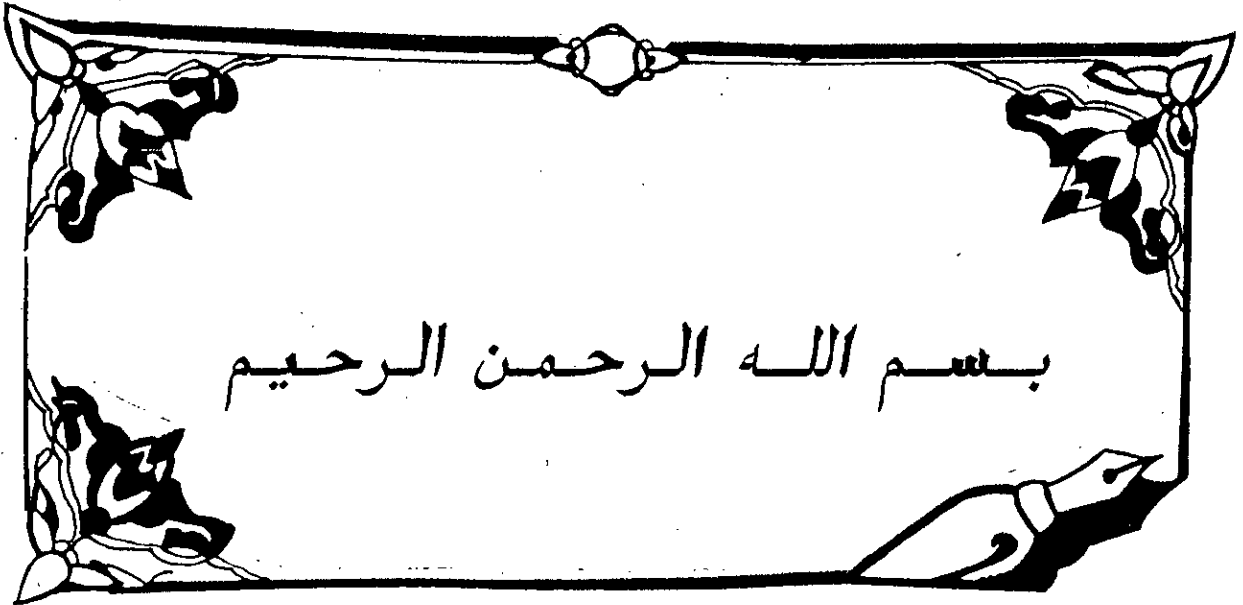
Dirigé par

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

PROMOTION

Juin 1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الإهداء:

- ◆ إلى والدي أطلال الله في عمرها.
- ◆ إلى جدي وجدتي حفظهما الله.
- ◆ إلى أخوالي وخالاتي.
- ◆ إلى اخوتي وأخواتي وكر أفراد العائلة

إلى الحركة الواعية وأبنائها ...

أهدي لهذا العمل المتواضع

رشيد

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail

A ma très chère mère

A la mémoire de mon père

A ma soeur

A mes frères

A toute la famille

A tout mes amis, en particulier F.Chetouane.

Tarek

REMERCIEMENTS

Nous ne saurons commencés la présentation de cette étude sans exprimer notre profonde gratitude à monsieurs M.O.MAHMOUDI et F.BOUDJEMA qui se sont largement dépensés pour nous conseiller et nous guider tout le long de cette étude.

Nous tenons à remercier également monsieurs M.NIBOUCHE , R.KESSASERA ,MADANI pour leurs valeureuse collaboration.

Que tout les enseignants qui ont contribués à notre formation trouvent ici nos sincères remerciements.

Nos remerciements vont aussi à tous ceux qui ont participés à l'élaboration de ce projet.

Sommaire

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale,1

1^{ière} Partie -----

Modélisation,3

Chapitre I : Modélisation du moteur asynchrone,3

I.1 Introduction.....	3
I.2 Equations électriques.....	4
I.3 Transformation de PARK.....	6
I.4 Modélisation dans le repère de PARK.....	8
- Choix du référentiel.....	8
I.5 Equation mécanique.....	9
I.6 Mise sous forme d'équations d'état.....	10
I.7 Résultats de simulation.....	11
I.8 Conclusion.....	12

2^{ième} Partie -----

Commande par mode de glissement
Application au modèle du M.AS avec
orientation du champs

Chapitre II : Technique du flux orienté,14

II.1 Introduction.....	14
II.2 Analogie avec la M.C.C.....	15
II.3 Principe de la technique du flux orienté.....	16
II.3.1 Equations électriques.....	17
II.3.2 Stratégies de commande.....	18
II.4 Conclusion.....	21

**Chapitre III : Principe de la commande par mode de glissement
sous les S.S.V,22**

III.1 Généralités.....	22
III.1.1 Configuration conditade pour l'établissement dumodèle.....	23
III.2 Principe de la commande par M.G.....	24
III.2.1 Commande équivalente[Méthoded'Utkin].....	26
Trajectoire d'état en M.G.....	26
III.2.2 Limites du domaine de glissement.....	27
III.3 Relations relatives à la commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.....	29
III.3.1 Equations d'état en M.G.....	30
III.3.2 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire.....	31
III.3.3 Limites du domaine du mode de glissement.....	32
III.3.4 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode de placement de pôles.....	34
- Détermination du coefficient k_p	37
- Choix des pôles en boucle fermée.....	38

Chapitre IV : Application à la commande du M.AS,39

IV.1 Modélisation dynamique pour la commande en vitesse.....	39
IV.1.1 Surface de glissement condidate.....	40
IV.1.2 Limitation des grandeurs d'état.....	43
IV.2 Modélisation dynamique pour la commande en position.....	45
IV.3 Mise en oeuvre de la commande.....	47
IV.3.1 Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).....	47
IV.3.2 Onduleur M.L.I.....	48
I.V.4 Résultats de simulation.....	51
IV.5 Conclusion.....	53

Conception de la commande nonlinéaire par la linéarisation étendue

Chapitre V : Théorie de la linéarisation étendue, 61

V.1 Notions de paramétrisation.....	61
V.1.1 Introduction.....	61
V.1.2 Linéarisation autour d'un point.....	61
V.1.3 Différentes formes de paramétrisation.....	63
V.1.4 Famille de linéarisation.....	64
V.2 Commande par la linéarisation étendue.....	66
V.2.1 Introduction.....	66
- Principe.....	66
V.2.2 Formulation théorique.....	68
- Expression générale de $s(x,w)$	75
Conclusion.....	77

Chapitre VI: Application de la commande par linéarisation étendue, 79

VI.1 Application à un bras manipulateur.....	79
-Résultats de simulation.....	87
VI.2 Application au moteur asynchrone.....	88
-Résultats de simulation.....	96

Conclusion générale, 105

Bibliographie, 107

Annexe, 110

INTRODUCTION GENERALE

Des problèmes nonlinéaire se posent couramment à l'ingénieur des systèmes. Inspiré par des travaux récents dans le domaine de la commande menés sur la technique S.S.V , commande nonlinéaire ... et pour pouvoir affronter ces problème ,il met à sa disposition ces différents outils et tend à les combiners pour atteindre un objectif précis.

Partant de cette idée,et muni de deux techniques différentes à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement , notre travail est une contribution comme beaucoup d'autre tentatives [7] [20] à la conception de la commande du moteur asynchrone connu par sa complexité et dont l'utilisation s'impose de plus en plus dans l'industrie.

La plupart des approches de la commande nonlinéaire réduisent le problème à celui où la théorie de la commande linéaire puisse être appliquée, ceci est dû surement à la difficulté rencontrée lorsque la théorie nonlinéaire est abordée.

Une nouvelle approche est apparue récemment pour remédier à cette entrave et élargir le domaine d'application de la théorie linéaire qui étant jusqu'à présent valable uniquement autour d'un point de fonctionnement.En effet, la linéarisation étendue permet d'affronter différents problèmes nonlinéaires sans avoir la nécessité de plonger dans la théorie des systèmes nonlinéaires.

Rédigeant le présent travail, nous nous sommes proposés de l'entammer en trois grandes parties.

La premiere partie est destinée à établir en un seul chapitre le modèle du moteur asynchrone dans le repère de Park. Pour rendre

possible l'application de la technique des modes glissants sur le moteur asynchrone, il apparait essentiel d'établir le passage permettant d'aboutir à un modèle linéaire équivalent. Ainsi la seconde partie sera présentée en trois chapitres comme suit:

Le chapitre II sera consacré à une présentation de la technique d'orientation du flux dont le résultat sera l'obtention d'un modèle linéaire réduit.

Dans le chapitre III nous introduirons la technique de la commande par mode de glissement en se basant sur la théorie des S.S.V.

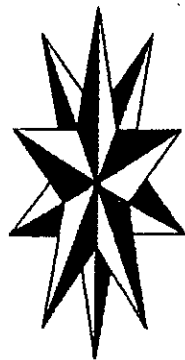
En se penchant de façon particulière sur les expressions relatives à un choix usuel de la surface de glissement, celle ci est synthétisée à partir d'une contre-réaction d'état tenant compte d'un régulateur intégrateur. La commande en vitesse et en position seront synthétisées au chapitre IV, une éventuelle mise en oeuvre de la commande suivit d'une conclusion clotent cette deuxième partie.

Finalement est c'est peut être la motivation principale de ce travail, la commande par la linéarisation étendue sera développée dans la troisième partie. On introduira dans le chapitre V la notion de paramétrisation puis la théorie de cette approche. Le chapitre VI est réservé uniquement à l'application de cette approche sur un bras manipulateur à deux degrés de liberté ensuite le moteur asynchrone.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale, quelques comparaisons entre les différents résultats obtenus, et puis des perspectives dont nous avons juger utile à mentionner.

PARTIE I

MODELISATION



CHAPITRE I

modélisation de la machine asynchrone

I-1 INTRODUCTION:

Le moteur asynchrone est le moteur d'induction le plus répandu pour obtenir de la puissance mécanique à partir du réseau alternatif. Simple et robuste de construction (car il ne possède pas de collecteur), c'est le moteur le moins onéreux dont le prix de revient est le plus faible pour une puissance donnée surtout s'il est à cage d'écureuil.

le modèle physique malgré les hypothèses simplificatrices posées demeure compliqué, car en fin de compte nous sommes confrontés à de fortes nonlinéarités du système où il est difficile d'établir un modèle mathématique adéquat et encore plus difficile à résoudre.

Ce chapitre est consacré à établir un modèle mathématique souple et facilement traitable permettant ainsi de commander le système.

I-2 EQUATIONS ELECTRIQUES [3]

La machine asynchrone, avec sa répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Afin de considérer les inductances propres constantes et les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoidale de θ , on suppose que la machine est symétrique et à entrefer constant.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé et est parfaitement feuilleté, donc seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- Les résistances des enroulements sont considérées insensibles à toute variation de température.

Les équations électriques peuvent être exprimées de manière concise par la forme matricielle suivante:

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I-1)$$

$$[0] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r]$$

où :

$$[V_s] = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix}, \quad [i_{s,r}] = \begin{pmatrix} i_{as,r} \\ i_{bs,r} \\ i_{cs,r} \end{pmatrix}, \quad [\phi_{s,r}] = \begin{pmatrix} \phi_{as,r} \\ \phi_{bs,r} \\ \phi_{cs,r} \end{pmatrix}$$

les flux sont données par :

$$[\phi_s] = L_s [i_s] + M_{sr} [i_r] \quad (I-2)$$

$$[\phi_r] = L_r [i_r] + M_{sr}^T [i_s]$$

avec :

$$L_s = \begin{pmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad L_r = \begin{pmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{pmatrix}$$

L'inductance mutuelle s'écrit :

$$m_{sr}(\theta) = m_0 \cos \theta_{sr}$$

Avec θ : l'angle électrique entre l'axe de référence du stator et du rotor.

θ_{sr} : l'angle électrique entre phase quelconque statorique et rotorique.

m_0 : valeur de la mutuelle lorsque les phases statoriques coïncident avec celles du rotor.

La matrice de couplage entre le stator et le rotor est :

$$M_{sr} = m_0 \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (I-3)$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1) on obtient :

$$[v_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} M_{sr} [i_r] + L_s \frac{d}{dt} [i_s] \quad (I.4)$$

$$[0] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} M_{sr}^T [i_s] + L_r \frac{d}{dt} [i_r]$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur s'écrit:

$$C_{em} = p [i_s]^T \frac{d}{d\theta} M_{sr} [i_r] \quad (I.5)$$

On voit bien que notre système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ . Sa résolution analytique dans ce repère reste insurmontable. D'où la nécessité de faire une transformation trigonométrique vers un autre repère afin d'aboutir à un système d'équations à coefficients constants.

I-3 TRANSFORMATION DE PARK [3]

Des transformations orthogonales sont utilisées pour la modélisation mathématique du système. Elles sont introduites pour la simplification des équations par des changements de variables. Parmi ces transformations on cite celle de PARK.

La transformation de PARK consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible par la matrice de PARK $P(\theta_s)$ pour la transformation des grandeurs physiques.

$P(\theta_s)$ est donnée par:

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante:

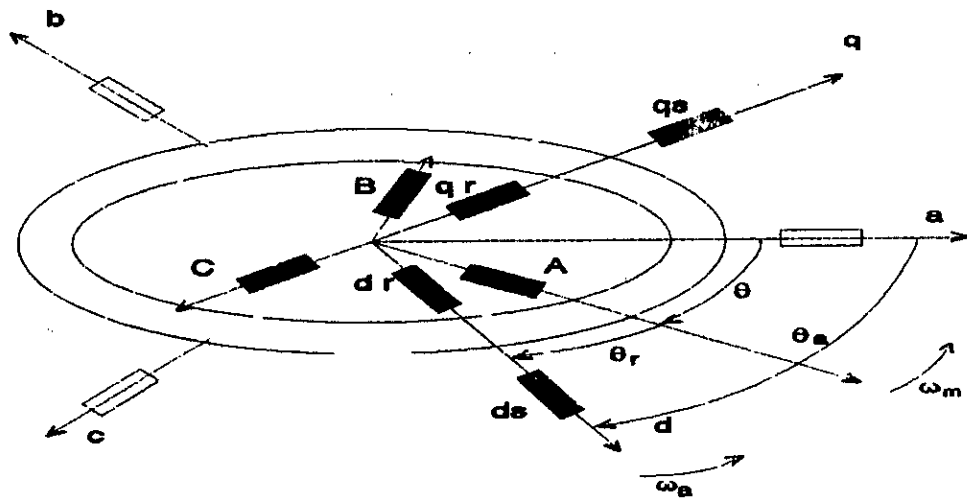
$$\begin{aligned}
 [i_{dq}]_{sr} &= P(\theta_s) [i_{a,b,c}]_{sr} \\
 [V_{dq}]_{sr} &= P(\theta_s) [V_{a,b,c}]_{sr} \\
 [\phi_{dq}]_{sr} &= P(\theta_s) [\phi_{a,b,c}]_{sr}
 \end{aligned}
 \tag{I.6.1}$$

La matrice de park écrite sous cette forme est orthogonale ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. Ainsi donc, l'énergie sera conservée pour ce changement de repère $P_{abc} = P_{dq}$. L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$P^{-1}(\theta_s) = P^T(\theta_s)
 \tag{I.7}$$

alors:

$$P^{-1}(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}
 \tag{I.8}$$



fig(I.1) Transformation de PARK

I-4 MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK:

Dans le repère biphasé de PARK, les équations électriques (I.1) et (I.2) s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{qs} \\
 v_{qs} - R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \omega_a \phi_{ds} \\
 0 - R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \phi_{qr} \\
 0 - R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I.9}$$

ω_a et ω_m représentent respectivement la vitesse du repère de PARK et la pulsation mécanique.

Les relations entre flux et courants sont données par:

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{I.10}$$

CHOIX DU REFERENTIEL:

Les équations de la machine asynchrone (I.9) peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse qu'on peut attribuer au repère (d-q).

a/ référentiel lié au stator:

Pour ce type de choix $\theta_s = 0$ ainsi $\omega_a = 0$, dans ce cas les phases as et d se coincident. ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

b/référentiel lié au rotor:

Dans ce référentiel ,la vitesse électrique du repère (d,q) est la pulsation mécanique ω_r du rotor: $\omega_e = \omega_r$

c/ référentiel lié au champs tournant:

Dans ce référentiel ,la vitesse ω_s du repère (d,q) étant ω_s celle du champs tournant.le système d'équations (I.9) s'écrit:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.11)$$

où: $\omega_r = \omega_s - \omega_g$ est la pulsation des courants rotoriques.

I-5 EQUATION MECANIQUE:

La puissance instantannée de la M.AS est donnée par:

$$P_e(t) = [V_s]^t [i_s] = V_{as} i_{as} + V_{bs} i_{bs} + V_{cs} i_{cs} \quad (I.12)$$

La transformation décrite par (I.6.1) conduit à :

$$\begin{aligned} P_e(t) &= [v_{ds}]_s^t (P(\theta_s))^{-1} P(\theta_s)^{-1} [i_{dq}]_s \\ &= V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \end{aligned} \quad (I.13)$$

Dans un référentiel lié au champs tournant, l'énergie électrique au stator pendant le temps dt vaut:

$$\begin{aligned} dW_{es} = P_e(t) = & [R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) dt] \\ & + [d\phi_{qs} i_{qs} + d\phi_{ds} i_{ds}] \\ & + [\omega_s (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) dt] \end{aligned} \quad (I.14)$$

Du troisième terme, on tire l'expression du couple électromagnétique:

$$\begin{aligned} C_{em} = & p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ & - \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (I.15)$$

ainsi, l'équation mécanique peut être formulée par:

$$\frac{J}{p} \frac{d}{dt} \omega_m = C_{em} - \frac{f}{p} \omega_m - C_r \quad (I.16)$$

I-6 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT

Vue la nécessité de représenter le modèle nonlinéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état, et en manipulant les équations des flux totalisés (I.10) ainsi que les équations électriques (I.9), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad \text{avec}$$

$$x = [\phi_{dr} \ \phi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \omega_m]^T \quad \text{et}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -R_r \frac{\phi_{dr}}{L_r} + L_m R_r \frac{i_{ds}}{L_r} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ -R_r \frac{\phi_{qr}}{L_r} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} + L_m R_r \frac{i_{qs}}{L_r} \\ \beta L_m \frac{\phi_{dr}}{L_s L_r} + L_m \omega_m \frac{\phi_{qr}}{\sigma L_s L_r} + [-(\alpha + \beta) + \sigma \beta] i_{ds} + \omega_s i_{qs} \\ -L_m \omega_m \frac{\phi_{dr}}{\sigma L_s L_r} + \beta L_m \frac{\phi_{qr}}{L_s L_r} - \omega_s i_{ds} + [-(\alpha + \beta) + \sigma \beta] i_{qs} \end{bmatrix}$$

(I.17)

et

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

avec:

$$\alpha = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{R_r}{\sigma L_r}$$

I-7 RESULTATS DE SIMULATION

Pour les tests de simulation, les paramètres de la machine utilisée sont indiqués en Annexe.

Les figures (I.2) et (I.3) représentent les réponses du moteur asynchrone en boucle ouverte à vide et en cas de charge nominale.

Les résultats de simulation ont montrés que :

- l'établissement de la vitesse du moteur à sa valeur nominale $(\omega_m)_n = 1799$ (tr/min) est assez rapide ,avec un glissement $g = 0.05 \%$.
- Le dépassement du courant i_s en régime transitoire est important ,dû principalement au temps d'établissement rapide de la vitesse.En pratique ce dépassement est destructeur ,ce qui évoque la nécessité d'introduire le rhéostat de démarrage.
- Le flux rotorique est maintenue à sa valeur nominale $\phi_r = 0.5$ wb ..

Pour mettre en évidence la nécessité d'introduire une commande, on introduit une charge nominale de $T_r = 1.32$ N.m à $t = 1$ s fig (I.3).L'atténuation de la vitesse est naturelle ,et le flux rotorique est également affecté par cette perturbation ,ce qui explique le couplage existant dans le moteur asynchrone .

CONCLUSION

Malgré les hypothèses simplificatrices et la transformation orthogonale de PARK introduite le modèle du M.AS reste difficilement traitable du fait qu'il englobe :

- la nonlinéarité.
- le multivariable.
- le couplage.

Le choix du modèle d'état est gouverné par la commande utilisée (choix des états et variables de commande [7]).

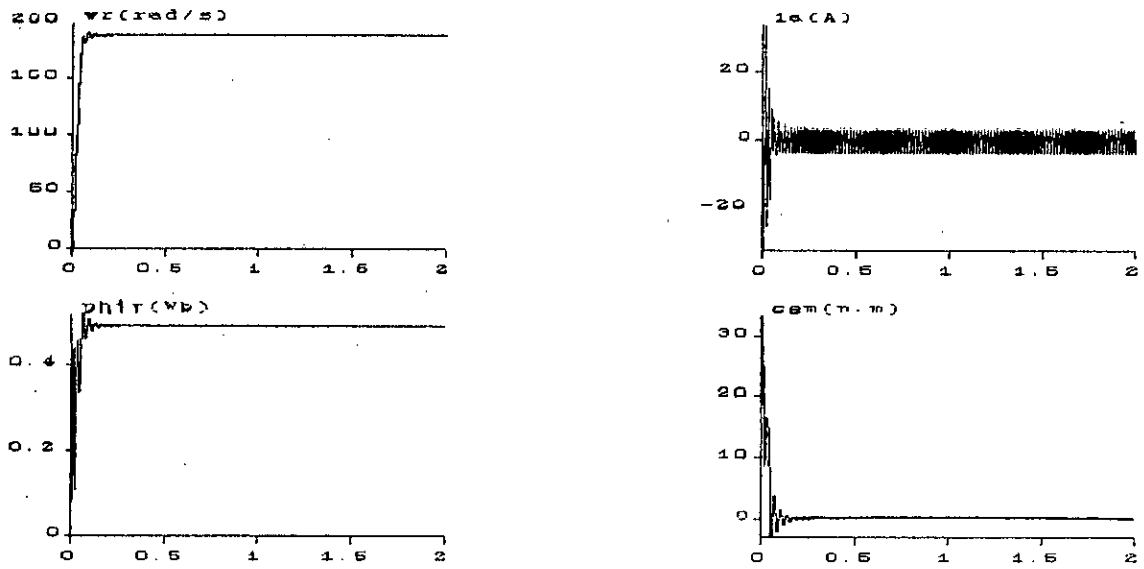


fig (I.2)
fonctionnement à vide

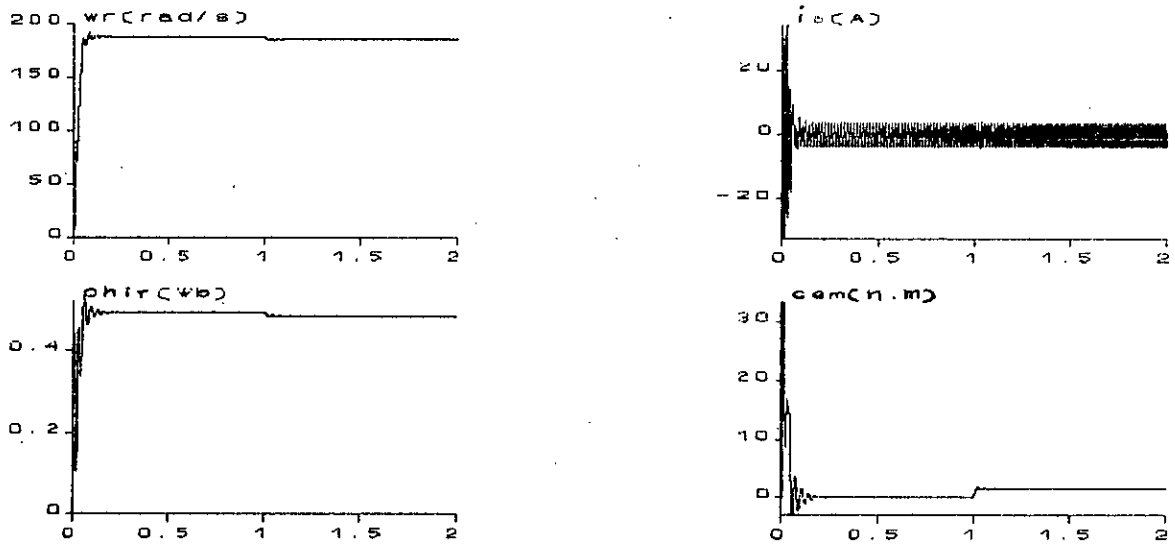


fig (I.3)
fonctionnement en charge avec $T_r=1.3$ N.m à $t=1$ s

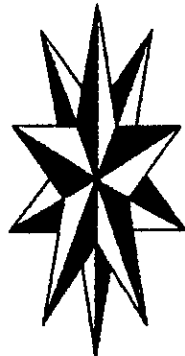
PARTIE II

COMMANDE PAR MODE

DE GLISSEMENT

APPLICATION AU MODELE DU M.AS

AVEC ORIENTATION DU CHAMPS



CHAPITRE II

TECHNIQUE DU FLUX ORIENTE

II-1 INTRODUCTION

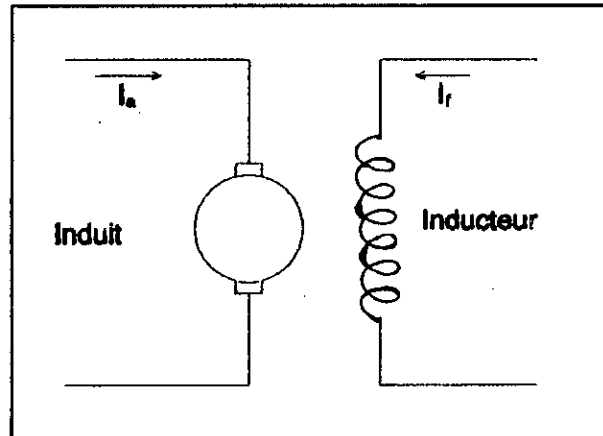
La simplicité de commander le moteur à courant continu a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toute fois sa structure et par présence du collecteur mécanique, nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises [20]. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que le modèle mathématique du système dans la configuration de PARK est nonlinéaire, multivariable et fortement couplé c.a.d qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures: stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport: tension / fréquence, n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donner donc des performances dynamiques appréciables.

Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au dessus ont vus le jour grâce à BLASCHKE et HASSE qui ont réalisés la première commande découplée de la machine asynchrone [20].

I-2 ANALOGIE AVEC LA M.C.C [14]

La figure (II.1) représente une machine à courant continu à excitation séparée.



fig(II.1) Analogie avec un M.C.C.

Pour une M.C.C la relation du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = k\phi_a I_a \quad (II.1)$$

$$\phi_a = k_f I_f$$

et par conséquent on obtient:

$$C_{em} = k\phi_a I_a = k I_a I_f$$

le courant d'induit I_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation I_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à C.C tout ce passe comme si les variables de commandes I_a et I_f sont orthogonales c.a.d. que le flux est commandé par le courant I_f et le couple par le courant I_a . On dit alors que l'induit et l'inducteur sont découplés.

Pour une machine asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante:

$$C_{em} = \frac{pl_m}{l_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})$$

En partant de cette équation, on peut réaliser un découplage de tel façon que le couple sera commandé uniquement par le courant i_{qs} et ainsi donc le flux par le courant i_{ds} , la relation finale du couple est:

$$C_{em} = \frac{pl_m}{l_r} \phi_r i_{qs} - k i_{ds} i_{qs} \tag{II-2}$$

expression semblable à (II.1) rendant la machine asynchrone similaire à la M.C.C.

II-3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE:

L'expression du couple électromagnétique de la M.AS montre qu'un couplage complexe existe entre les composantes statoriques et rotoriques, et delà contrairement à une machine à C.C une interaction entre la commande du couple, vitesse ou position d'un coté et la commande du flux d'un autre coté. Pour résoudre ce problème on applique la commande vectorielle qui consiste à alligner le vecteur du flux rotorique (où d'entrefer) sur l'axe directe du repère lié au champs tournant d'axe d-q soit:

$$\begin{aligned} \phi_r &= \phi_{dr} \\ \phi_{qr} &= 0 \end{aligned} \tag{II.3}$$

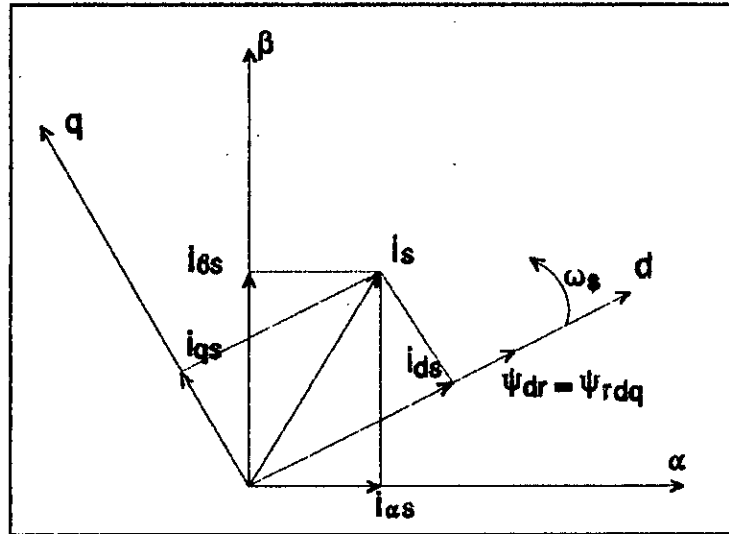


FIG (II.2) Alignement du flux sur l'axe d

II-3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES:

En partant des équations électriques de la M.AS dans un référentiel lié au champs tournant, et en supposant que la position de ce dernier a été choisie afin d'obeir à (II.3), ces équations deviennent [15]:

$$U_d - R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} d \frac{\phi_{dr}}{dt} - \omega \sigma L_s i_{qs}$$

$$U_q - R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \omega \sigma L_s i_{ds}$$

$$L_m i_{ds} = \phi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} d \frac{\phi_{dr}}{dt} \tag{II.4}$$

$$\omega = \omega_m + L_m \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}}, \quad \omega_m = p\Omega$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs}$$

On remarque que seule la composante directe du courant i_{ds}

determine l'amplitude du flux rotorique, alors que si ce dernier est maintenu constant le couple est commandé uniquement par i_{qs} .

Le schéma bloc représentant les équations (II.4) associées à la partie mécanique du système est représenté à la figure II.3

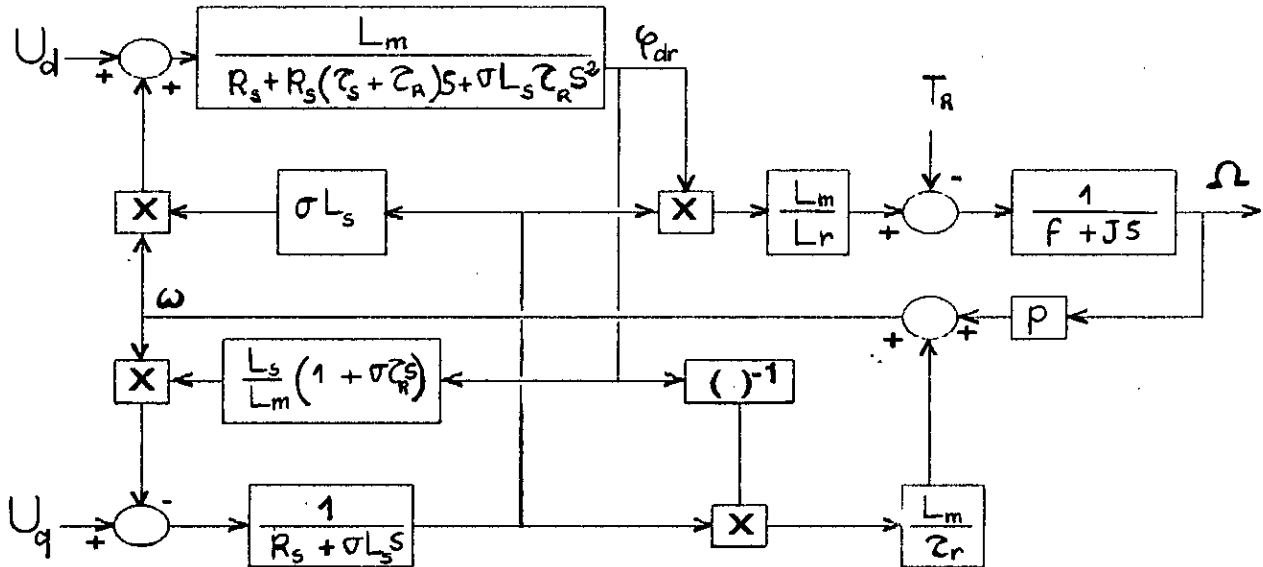


Fig.II.3 Diagramme fonctionnel du M.AS

II.3.2 STRATEGIE DE COMMANDE:

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux.

Différentes approches de la commande ont été envisagés ,elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux.

II-3.2.1 METHODE DIRECTE OU COMMANDE AVEC MESURE DU FLUX:

Cette méthode a été l'initiative de BLASCHKE, elle consiste à utiliser des capteurs de flux tel que: capteurs à effet Hall ou bobines de flux dans l'entrefer de la machine pour mesurer le flux (amplitude et position). Son inconvénient principale réside dans le fait que les capteurs de flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.

II-3.2.2 COMMANDE AVEC CONTROLE INDIRECTE DU FLUX:

Cette commande se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la M.AS avec la commande vectorielle.

Le schéma bloc de la figure (II.3) se simplifie en supposant le flux rotorique maintenu à sa valeur de référence, et en modifiant les équations (II.4) on obtient:

$$U_d = \frac{R_s}{L_m} (\Phi_{dr})_{ref} - \sigma L_s \omega i_{qs}$$

(II.5)

$$\omega = \omega_m + L_m \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{(\Phi_{dr})_{ref}}$$

On constate que l'action de l'axe q sur l'axe d a été annuler par un retour d'état schématisé à la figure (II.4)

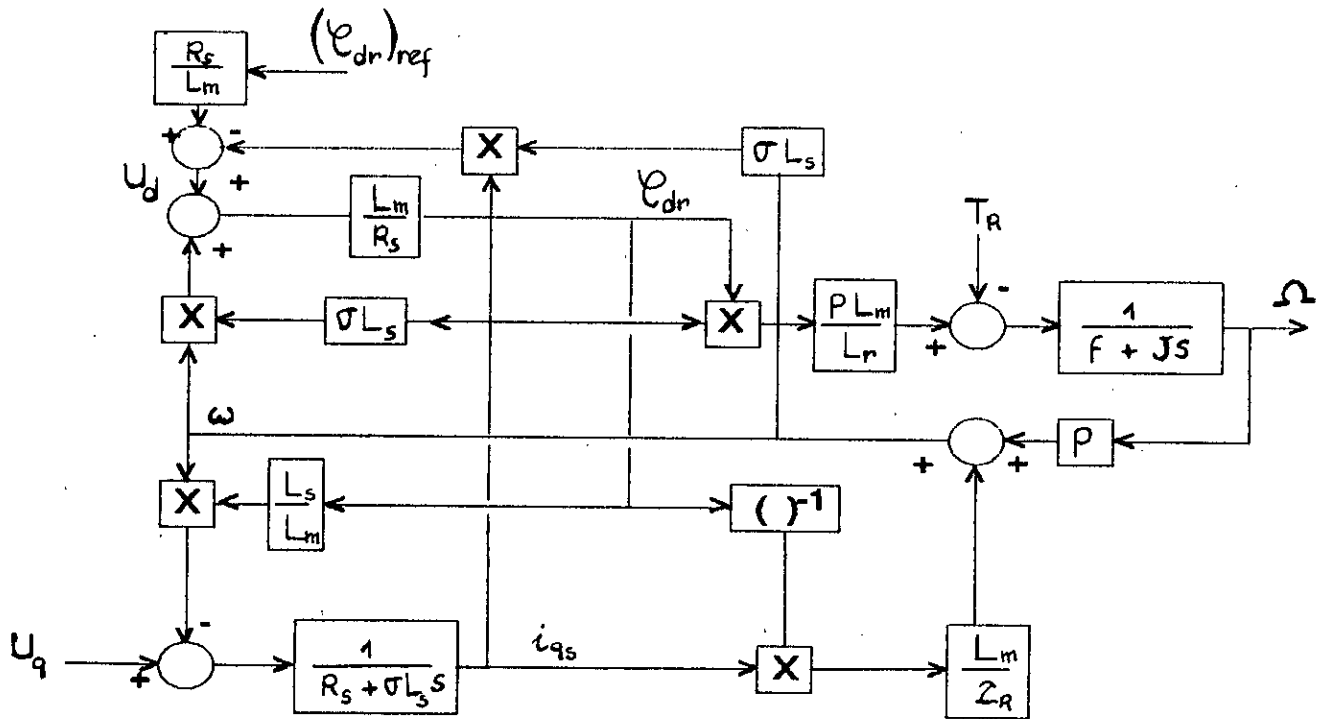


Fig.II.4 Schema fonctionnel du M.AS avec action de découplage.

Après réalisation du découplage et maintien du flux, la figure (II.4) se simplifie à un schéma bloc semblable à celui d'une M.C.C à excitation séparée alimentée par la tension U_q .

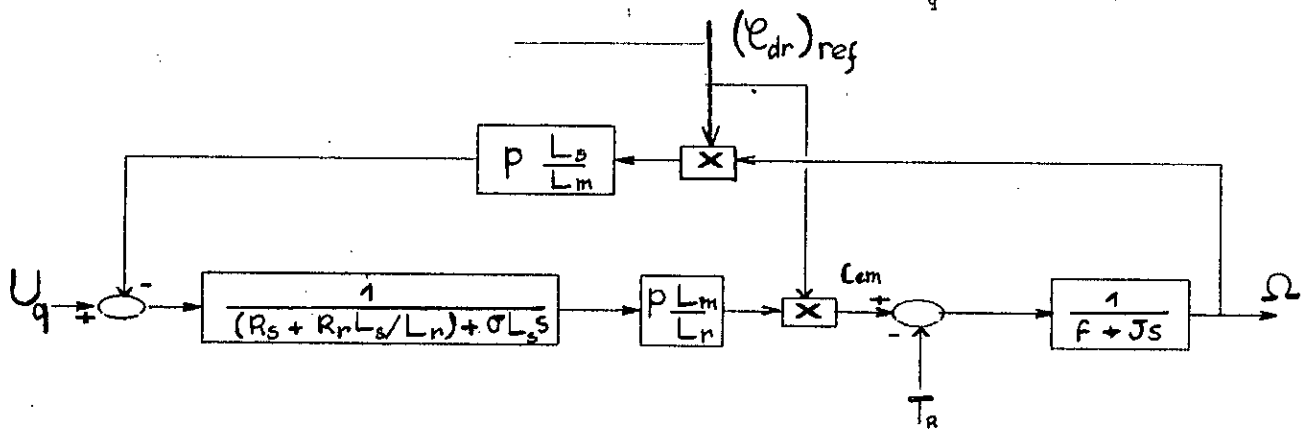


Fig.II.5 Modèle simplifié équivalent du M.AS.

EQUATION D'ETAT DU SYSTEME REDUIT:

D'après le schéma bloc de la figure (II.5) le modèle réduit de la machine asynchrone à deux états: i_{qs} et ω_m et une entrée de commande U_q avec une perturbation de charge T_r . Le modèle étant linéaire monovariante, il peut s'écrire sous la forme d'état suivante:

$$\dot{X} = AX + BU + B_v T_r \quad (II.6)$$

avec:

$$X = \begin{pmatrix} \omega_m \\ i_{qs} \end{pmatrix}, \quad U = U_q, \quad A = \begin{pmatrix} R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} & -\frac{\phi_{dr}}{\sigma L_m} \\ L_m \phi_{dr} \frac{p^2}{L_r j} & -\frac{f}{j} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \end{bmatrix}$$

Dans la commande de la position de l'actionneur asynchrone on est ramené à introduire la position comme variable d'état avec:

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$$

CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons présentés d'une manière succincte la technique du flux orienté avec les différentes stratégies de commande du M.AS. Nous avons vu que la commande indirecte est la plus utilisée et est facilement implémentée. On a vu aussi que cette technique nous a permis d'avoir un modèle linéaire monovariante.

Ce modèle va nous permettre de commander le M.AS en utilisant une technique de commande moderne qui est la commande par mode de glissement.

CHAPITRE III

Principe de la commande par mode de glissement sous les S.S.V

III-1 GENERALITES:

Le réglage par mode de glissement (en anglais:sliding mode) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (S.S.V).Il est caractérisé par la discontinuité de la commande aux passage par une surface de commutation .Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement.

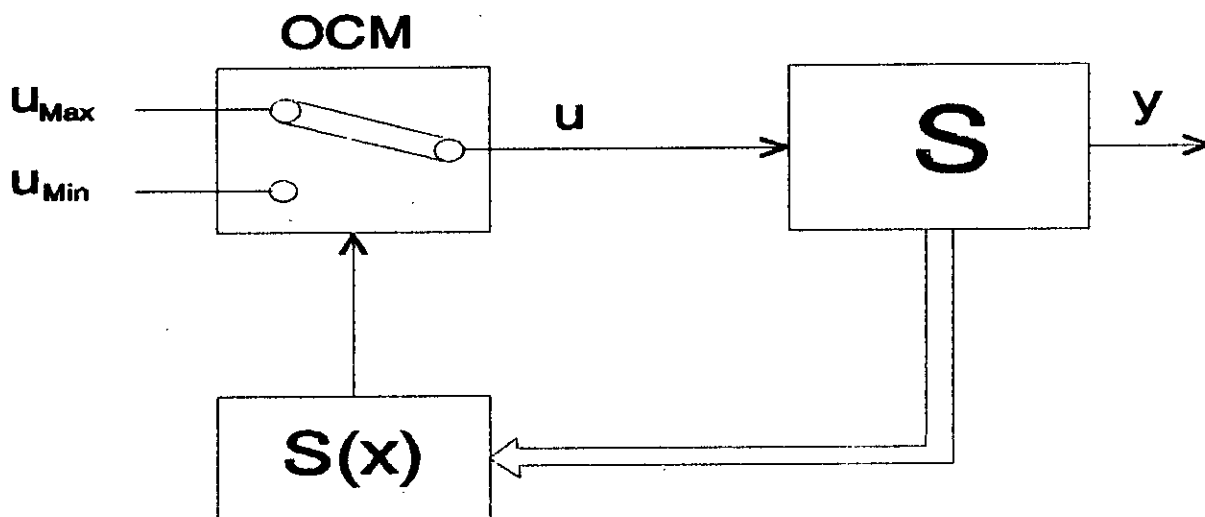
La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle ci jusqu'au point d'équilibre,d'où le phénomène de glissement.Parmis les propriétés des modes glissent [17]:

- La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieur à celle de l'espace d'état.Par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dans la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- Cette technique est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.

Grâce au développement de la micro-électronique, cette technique de commande s'avère très intéressante, cela est dû à la disponibilité d'interrupteurs de plus en plus performants. Néanmoins, la fréquence de commutation des composants semi-conducteurs reste toujours limitée.

CONFIGURATION CANDIDATE POUR L'ETABLISSEMENT DU MODELE:

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base dont l'une sera retenue pour notre étude. Cette dernière est appelée configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande fig(III.1).



fig(III.1) configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

Seule l'information sur le signe de $s(x)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur.

la logique de commutation est donnée par:

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où U_{\max} et U_{\min} représentent les bornes extrémales de la fonction de commande.

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x)=0$.

III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR M.G:

Soit le système dynamique nonlinéaire analytique:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t) u \quad (\text{III.2})$$

Où $x \in X$, un ouvert de R^n et u la fonction commande (discontinue) $u: R^n \rightarrow R$, $f(x, t)$ et $g(x, t)$ des champs de vecteurs définies dans un ouvert de $R^n \times X$ avec $g(x, t) \neq 0 \quad \forall x \in X$.

Soit s une fonction continue $s: X \rightarrow R$, dont le gradient est non nul sur X , l'ensemble:

$$S = \{ x \in R^n : s(x) = 0 \}$$

définie une surface régulière de dimension $n-1$ dans X , appelée aussi surface de glissement

LEMME 1 [17]:

Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversalité (III.4) doit être localement satisfaite sur s .

$$L_g s \neq 0 \quad (\text{III.3})$$

LEMME 2 [17]:

Si le régime glissant existe localement sur s alors :

$$L_g s < 0 \quad (\text{III.4})$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donnée par le système:

$$\left\{ \begin{array}{l} (L_f + g u_{\min} s) + \frac{\partial s}{\partial t} < 0 \\ \quad \quad \quad s \rightarrow 0^+ \\ (L_f + g u_{\max} s) + \frac{\partial s}{\partial t} > 0 \\ \quad \quad \quad s \rightarrow 0^- \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

Où $L_g s$ est la dérivée de Lie de la quantité s suivant le champs de vecteur g et est donnée par:

$$L_g s = \frac{\partial s}{\partial x} g \quad , \quad \frac{\partial s}{\partial x} = \begin{pmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{\partial s}{\partial x_n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

à partir du système d'inégalité (III.5) on arrive à borner les

états du système (III.2) par les paramètres de celui ci. Ceci nous conduit donc à délimiter le domaine d'existence des régimes glissants.

III.2.1 COMMANDE EQUIVALENTE (methode d'Utkin):

Pour le système décrit par l'équation d'état (III.2), en régime de glissement idéal on a:

$$s(x, t) = 0 \quad (\text{III.7})$$

Par conséquent, la dérivée par rapport au temps doit aussi toujours être nulle:

$$\dot{s}(x, t) = 0 \quad (\text{III.8})$$

alors:

$$\frac{ds(x, t)}{dt} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} \quad (\text{III.9})$$

$$- \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T [f(x, t) + g(x, t) u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0$$

avec u_{eq} équivalente tirée de (III.9).

$$U_{eq}(x, t) = - \left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x, t) \right]^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f(x, t) + \frac{\partial s}{\partial t} \right\} \quad (\text{III.10})$$

avec:

$$\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x, t) \right] \neq 0$$

étant la condition de transversalité.

Trajectoire d'état en mode de glissement:

Elle est déterminée en remplaçant (III.10) dans (III.2).

$$\frac{dx}{dt} = (1 - g(x, t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \right) f(x, t) - g(x, t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} \quad (\text{III.11})$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de u entre u_{\max} et u_{\min} .

Théoreme: [17]

une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants sur s est que localement dans X on a :

$$u_{\min} < u_{eq} < u_{\max} \quad (\text{III.12})$$

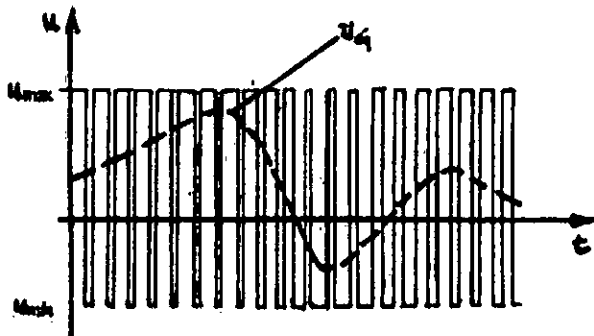


Fig. III.2 COMMANDE EQUIVALENTE ET REELLE

III.2.2 LIMITE DU DOMAINE DE GLISSEMENT:

Le régime glissant n'existe nécessairement pas sur toute la

surface de commutation. Comme il a été déjà mentionner, les limites du glissement peuvent être déterminer à partir du système (III.5) qui est une expression générale pour n'importe quel système linéaire ou nonlinéaire.

Pour une valeur de consigne fixe ,le système (III.5) se réduit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{f+gu^-} S < 0 \\ S \rightarrow 0^+ \\ L_{f+gu^+} S > 0 \\ S \rightarrow 0^- \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

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

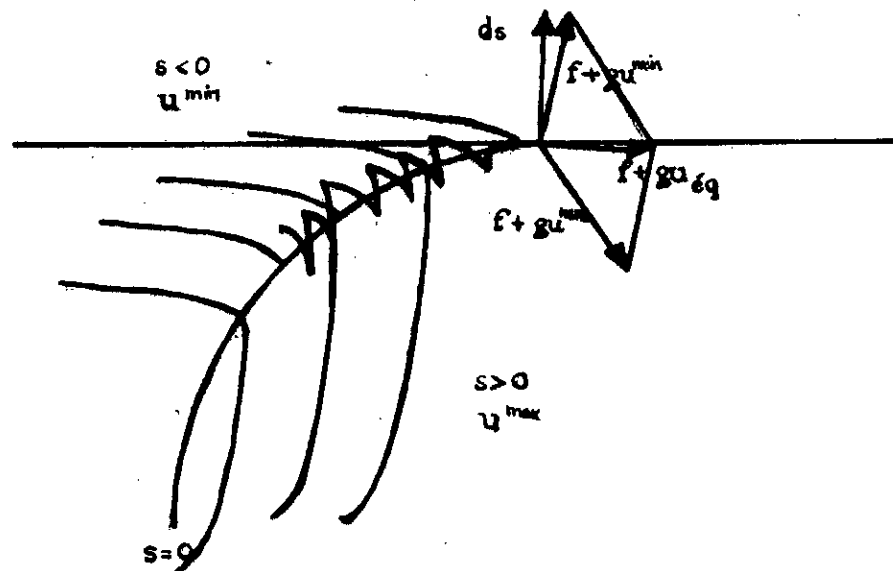


Fig. III.3 Commutations de champs de vecteur sur la surface de commutation

Le domaine de glissement peut être dimensionné pour un

système linéaire (dans la surface s est calculé par la méthode de placement de poles) par une autre procédure autre que (III.5) comme on le verra à la section (III.3.3).

III.3 RELATIONS RELATIVES A LA COMMUTATION PAR CONTRE REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR

Considerons le cas d'un système linéaire (III.14). La figure (III.4) montre la configuration d'un système de réglage avec loi de commutation par contre-réaction d'état au niveau de l'organe de commande et régulateur intégrateur.

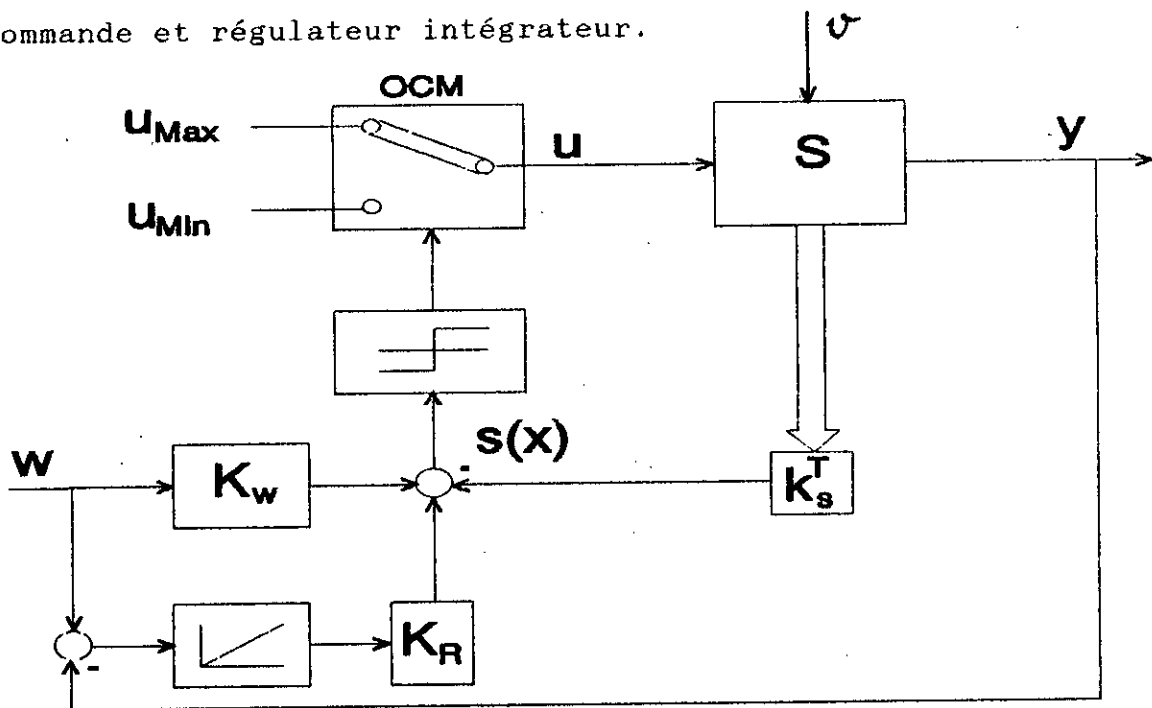


Fig.III.4 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

L'équation d'état du système globale est donnée par : [1]

$$\dot{x} = Ax + bu + b_v v + b_w w$$

(III.14)

$$y = C_s^T x_s$$

avec la loi de commutation

$$s(x, t) = -K^T x + k_w w \quad (\text{III.15})$$

Où: $x = [x_s \ x_r]^T$ vecteur d'état du système globale de dimension $n = n_s + 1$

$K = [k_s \ -k_r]^T$ gains du retour d'état globale.

et

$$A = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s^T}{T_i} & 0 \end{pmatrix}, \quad b = \begin{pmatrix} b_s \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$b_v = \begin{pmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad b_w = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix}$$

III.3.1 EQUATION D'ETAT EN MODE DE GLISSEMENT:

La commande équivalente est tirée à partir de (III.10), (III.14), (III.15):

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} k_w \dot{w} \quad (\text{III.16})$$

avec la condition: $K^T b \neq 0$.

L'équation d'état en mode de glissement s'écrit:

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_w^* \dot{w} \quad (\text{III.17})$$

avec:

$$A^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) A, \quad b_v^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_v$$

$$b_w^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_w, \quad b_w^* = \frac{k_w}{K^T b} b$$

Comme on le verra plus loin, la nouvelle matrice du système A^* est singulière et possède une valeur propre en $s=0$. En effet, les grandeurs d'état présentent une dépendance linéaire à cause de la condition (III.7).

III.3.2 DETERMINATION DES GRANDEURS D'ETAT EN REGIME STATIONNAIRE:

Etant donné que le point d'équilibre se situe sur la droite de commutation, alors de (III.15) on a:

$$-K_s^T X_s^s + k_I X_I^s + k_w W^s = 0 \quad (\text{III.18})$$

avec i^s désigne la grandeur i en régime stationnaire.

La dépendance linéaire des grandeurs d'état dans (III.18) nous permet d'écrire:

$$X_I^s = \frac{K_s^T}{k_I} X_s^s - \frac{k_w}{k_I} W^s \quad (\text{III.19})$$

ainsi le vecteur d'état global peut être formulé par:

$$X^s = \begin{pmatrix} X_s^s \\ X_I^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{ns} \\ \frac{K_s^T}{k_I} \end{pmatrix} X_s^s + \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_I} \end{pmatrix} W^s \quad (\text{III.20})$$

I_{ns} : matrice identité ($n_s \times n_s$)

0_{ns} : vecteur nul ($n_s \times 1$)

en régime stationnaire on a:

$$0 = AX^s + bU_{eq} + b_v v^s + b_w W^s \quad (\text{III.21})$$

En introduisant l'équation (III.20) (III.21) on aura:

$$F \begin{pmatrix} X_s^s \\ u_{eq}^s \end{pmatrix} + b_v v^s + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{pmatrix}) w^s = 0 \quad (\text{III.22})$$

Où F est une matrice carrée (n x n) régulière donnée par:

$$F = \begin{pmatrix} I_{ns} \\ A \begin{pmatrix} k^T \\ k_r \end{pmatrix} \end{pmatrix} b$$

ainsi, les gradeurs d'état et la commande équivalente sont connus en régime stationnaire par :

$$\begin{pmatrix} X_s^s \\ u_{eq}^s \end{pmatrix} = -F^{-1} \left\{ b_v v^s + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{pmatrix}) w^s \right\} \quad (\text{III.23})$$

III.3.3 LIMITE DU DOMAINE DE GLISSEMENT:

Etant donné une grandeur de consigne W constante, la condition donnant la limite du fonctionnement en mode de glissement tenant compte de (III.16) serait:

$$k^T (b u_{lim} + Ax + b_v v + b_w w) = 0 \quad (\text{III.24})$$

En remplaçant u_{eq} par u_{lim} avec $u_{lim} = u_{max}$ ou u_{min} où x désigne le vecteur d'état délimitant le domaine de glissement. Celui ci doit vérifier la loi de commutation (III.7) .

L'équation (III.20) s'écrit au limite :

$$\hat{x} = \begin{pmatrix} I_{nc} \\ \frac{k_s^T}{k_r} \end{pmatrix} \hat{x}_s + \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{pmatrix} w \quad (\text{III.25})$$

introduire (III.25) dans (III.24) donne la relation:

$$k^T (bu_{lim} + A \begin{pmatrix} I_{ns} \\ \frac{k_s^T}{k_r} \end{pmatrix} x_s + b_v v + (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{pmatrix}) w) = 0 \quad (\text{III.26})$$

Cette expression peut être exprimée sous la forme suivante:

$$f^T x_s + g = 0 \quad (\text{III.27})$$

(III.27) décrit un hyperplan d'ordre (n-2) étant donnée que le vecteur x_s possède la dimension $n_s = n-1$.

où:

$$f^T = k^T A \begin{pmatrix} I_{ns} \\ \frac{k_s^T}{k_r} \end{pmatrix}, \quad g = k^T b u_{lim} + k^T b_v v + k^T (b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{pmatrix}) w$$

f: vecteur ligne déterminant l'inclinaison de l'hyperplan.
g: scalaire déterminant sa position.

D'après l'expression de g, il apparaît clairement que la perturbation v et la consigne w provoquent un déplacement parallèle de l'hyperplan. A noter qu'il existe toujours deux hyperplans pour fixer les limites du mode de glissement vu la nécessité d'introduire pour u_{lim} respectivement u_{max} et u_{min} .

III.3.4 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTIOND'ETAT PAR LA METHODE DE PLACEMENT DES Pôles:

La méthode de placement des pôles est simple dans son principe et se prête bien pour la commande des systèmes linéaires. son extension pour le cas des systèmes commandés par les modes de glissement, permet une grande simplicité dans la synthèse de la surface de glissement, donc dans le choix de la dynamique du système en M.G.

Notons T la matrice de transformation qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système à régler originale y compris éventuellement un régulateur intégrateur sous la forme canonique de réglage.

$$A_r T - T A \quad (III.28)$$

$$b_r = T b \quad (III.29)$$

$$K^T = K_r^T T \quad (III.30)$$

où :

$$A_r = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{pmatrix}, \quad b_r = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{pmatrix}, \quad K_r = \begin{pmatrix} k_{r1} \\ k_{r2} \\ k_{r3} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ k_{rn} \end{pmatrix}$$

T étant décomposée en ses lignes selon :

$$T^T = [t_1^T \ t_2^T \ \dots \ t_n^T] \quad (\text{III.31})$$

Après quelques calculs intermédiaires, on trouve [1]:

$$t_1^T = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 1] Q_c^{-1} \quad (\text{III.32})$$

avec:

$$\begin{aligned} t_2^T &= t_1^T A \\ t_3^T &= t_1^T A^2 \\ &\vdots \\ t_n^T &= t_1^T A^{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

Q_c étant la matrice de commandabilité du système.

Pour simplifier l'écriture on désignera t_1^T par t^T .

ainsi la matrice de transformation T sera calculée selon:

$$T^T = [t^T \ t^T A \ \dots \ t^T A^{n-1}] \quad (\text{III.34})$$

D'autre part, l'équation caractéristique du système en mode de glissement est:

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (\text{III.35})$$

Les coefficients α_i sont en relation avec les pôles p_i imposés selon:

$$P(s) = (s - p_1) (s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (\text{III.36})$$

On obtient les coefficients α_i à l'aide du théorème de Viète [2]

Comme α_0 est en relation avec le produit des pôles imposés et vu la condition d'imposition d'un pôle à l'origine, α_0 serait nul.

Par l'identification entre la matrice d'état du système transformé en mode de glissement

$$\left. \begin{aligned}
 \alpha_{n-1} &= p_1 + p_2 + \dots + p_n \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 \alpha_0 &= (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n
 \end{aligned} \right\} \text{(III.37)}$$

$$\mathbf{A}_r^* = \left(\mathbf{I} - \frac{1}{k_r^T b_r} b_r k_r^T \right) \mathbf{A}_r - \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{k_{r1}}{k_{rn}} & -\frac{k_{r2}}{k_{rn}} & \dots & 0 \end{bmatrix} \text{(III.38)}$$

et la matrice transformée dynamique désirée

$$\mathbf{A}_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & \dots & \alpha_{n-1} \end{bmatrix} \text{(III.39)}$$

$$\text{on arrive à: } k_{ri} = k_{rn} \alpha_i \text{(III.40)}$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système original s'obtient donc d'après (III.30) et (III.40) par:

$$k^T = k_{rn} [a^T \quad 1]^T \quad (\text{III.41})$$

$$\text{où } a^T = [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{n-1}] \quad (\text{III.42})$$

le coefficient k_{rn} peut être choisit librement par exemple en posant $k_{rn} = 1$.

- DETERMINATION DU COEFFICIENT k_w

le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne k_w n'a aucune influence sur le domaine du mode de glissement lorsqu'il y a un régulateur intégrateur du fait qu'on obtient dans (III.27)

$$A \begin{bmatrix} 0_{ns} \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{bmatrix} = 0$$

la seule influence de k_w s'obtient selon (III.19) sur la valeur de la grandeur d'état x_r^s en régime stationnaire. En posant $x_r^s = 0$, (III.19) donne:

$$k_w = \frac{1}{w^s} K_s^T x_s^s \quad (\text{III.43})$$

avec x_s^s tiré à partir de (III.23).

- CHOIX DES PÔLES en B.F:

Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués portés sur les deux droites inclinées à $\pm 45^\circ$, correspondant à des pôles dont la partie réelle est égale à la partie imaginaire, le choix de ces pôles correspond à un amortissement relatif optimale. De plus, il faut garantir un amortissement absolu minimale en délimitant la partie réelle des pôles par une droite limite à $-p_{\text{min}}$.

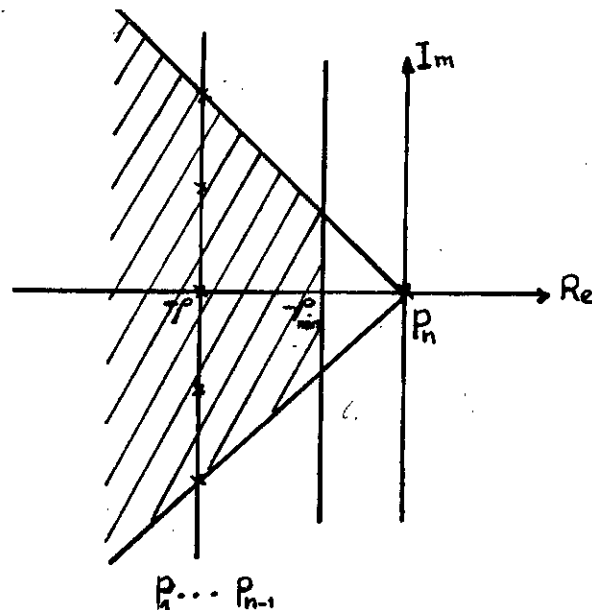


Fig. III.5 CHOIX DU PLACEMENT DE POLES

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].

CHAPITRE IV

application a la commande du M.As

IV.1 MODELISATION DYNAMIQUE POUR LA COMMANDE EN VITESSE

le modèle dynamique linéaire du moteur asynchrone obtenu par orientation du flux est donné par la forme matricielle (IV.1). Il est établi dans le but de réguler la vitesse du moteur asynchrone.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_{dr}}{\sigma L_m} \\ L_m \frac{\phi_{dr}}{L_r J} p^2 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} T_r \quad (IV.1)$$

le modèle linéaire obtenu est DU second ordre avec une commande u_q appartenant à l'ensemble discret $[u_{q\max}, u_{q\min}]$. le problème fondamental qui se pose est celui du choix de la surface de commutation.

la régulation de la vitesse du M.AS fait en sorte à ce que l'erreur statique: $e = w - \omega_p$ soit minimale ou nulle, ceci entraine l'intervention de l'action intégrale décrites par la variable d'état x_i donnée par :

$$\frac{dx_i}{dt} = w - \omega_m$$

VI.1.2 SURFACE DE GLISSEMENT CANDIDATE

Cette surface est élaborée à partir d'une loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

la configuration du système à régler devient:

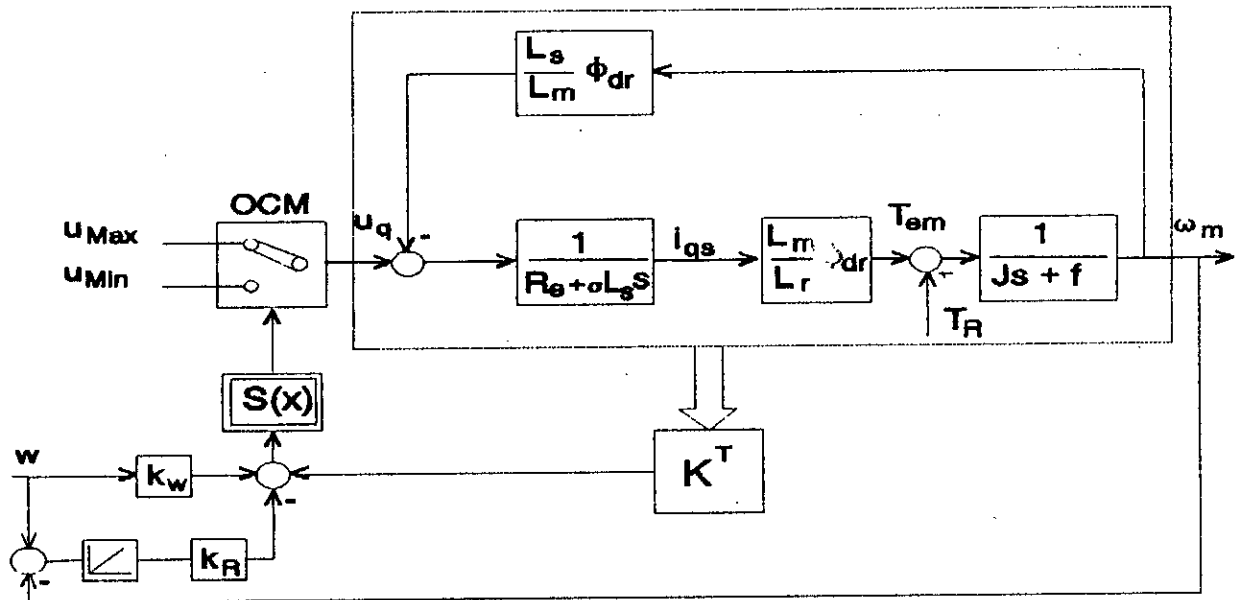


fig (VI.1) système à régler et boucle de commande

La représentation d'état en tenant compte de l'action intégrale est:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_{dr}}{\sigma L_m} & 0 \\ \frac{L_m \phi_{dr} D^2}{L_r j} & -\frac{f}{j} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W$$

(IV.2)

Pour une loi de commutation de la forme (III.15)

$$s(x,t) = -k_i i_{qs} - k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w W \quad (\text{IV.3})$$

la commande équivalente est donnée selon (III.16) pour une consigne de W constante par:

$$\begin{aligned} U_{eq} = \sigma \frac{L_s}{k_i} \{ & k_i \left[\frac{i_{qs}}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + \phi_{dr} \frac{\omega_m}{\sigma L_m} \right] \\ & + k_\omega \left[-i_{qs} p^2 L_m \frac{\phi_{dr}}{L_r j} + \frac{f}{j} \omega_m + p \frac{T_r}{j} \right] \\ & + k_r (W - \omega_m) \} \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état tirés à partir de la méthode de placement des pôles seront:

$$k_i = 1$$

$$k_\omega = (2\rho - \frac{f}{j}) \frac{L_r j}{p^2 L_m \phi_{dr}} \quad (\text{IV.5})$$

$$k_r = \frac{2\rho^2 L_r j}{p^2 L_m \phi_{dr}}$$

et

$$k_w = \frac{1}{p^2 L_m \phi_{dr}} (f T_r \frac{p}{W} + f^2 + (2\rho - \frac{f}{j}) L_r j) \quad (\text{IV.6})$$

pour une imposition de pôles choisie comme suit:

une paire de pôles complexes conjugués $p_{12} = -\rho \pm j\rho$ et le troisième pôle déjà fixé à l'origine: $p_3 = 0$.

D'après la relation (III.27) le domaine du mode de glissement est délimité par deux droites dans le plan (i_{qs}, ω_m) ou par deux plans dans l'espace (i_{qs}, ω_m, x_r) . Les deux droites limitants cette surface de glissement sont obtenus en remplaçant u_{lim} par u_{max} puis u_{min} .

$$\begin{aligned} & \left[-\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + (2\rho - \frac{f}{j}) \right] \hat{i}_{qs} + \\ & \left[-\frac{\phi_{dr}}{\sigma L_m} - \frac{f}{j} (2\rho - \frac{f}{j}) \frac{L_r j}{P^2 L_m \phi_{dr}} + \frac{2\rho^2 L_r j}{P^2 L_m \phi_{dr}} \right] \omega_m + \\ & \left[\frac{1}{\sigma L_s} u_{lim} - (2\rho - \frac{f}{j}) \frac{L_r T_r}{P L_m \phi_{dr}} - \frac{2\rho^2 L_r j W}{P^2 L_m \phi_{dr}} \right] = 0 \end{aligned} \quad (IV.7)$$

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue de (III.27):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-k_\omega P^2 L_m \phi_{dr}}{k_i L_r j} & \frac{k_\omega f}{k_i j} - \frac{k_r}{k_i} & 0 \\ \frac{L_m \phi_{dr} P^2}{L_r j} & -\frac{f}{j} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P \frac{k_r}{k_i j} \\ -\frac{P}{j} \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} \frac{k_r}{k_i} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W$$

(IV.8)

L'équation caractéristique associée à (IV.8) est donnée par le déterminant de $(sI - A^*)$:

$$P(s) = s \left[s^2 + s \left(\frac{k_\omega P^2}{k_i} \frac{L_m \phi_{dr}}{L_r j} + \frac{f}{j} \right) + \frac{k_r P^2}{k_i} \frac{L_m \phi_{dr}}{L_r j} \right] = 0$$

(IV.9)

La dynamique du système en mode de glissement pour la surface (IV.3) est robuste par rapport aux variations des paramètres internes de la machine R_s, R_r, L_s .

On retrouve ainsi les propriétés de robustesse connues pour cette technique de commande.

IV.1.2 LIMITATION DES GRANDEURS D'ETAT

(avec régulateur intégrateur)

La limitation de certaines grandeurs d'état s'avère très importante pour la protection du système lors d'un grand dépassement de ses états. Dans notre application, le limiteur permet de fixer les bornes limites du courant i_{qs} entre $i_{qs(max)}$ et $i_{qs(min)}$.

une correction pareille est représentée à la figure (IV.2) qui montre l'emplacement du limiteur dans la boucle.

L'écart $(e_i - C)$ entre l'entrée et la sortie du limiteur est injecté à l'entrée du régulateur intégrateur en formant le signal de correction e_c . Cette mesure, permet ^{éviter} au régulateur d'intégrer une différence de réglage $(y - W)$ élevée qui risquerait de faire sortir x_r du domaine de glissement. si la limitation n'est pas activée, le signal e_c est nul. Par contre si elle l'est, e_c est différent de zéro et provoque une correction sur x_r [1].

SURFACE DE COMMUTATION:

En fonctionnement normale la loi de commutation est donnée par (IV.3). Par contre lors du fonctionnement en limitation:

$$s(x) = -k_i i_{qs} + C_{lin} \quad (IV.10)$$

avec:

$$C_{lin} = C_{max} = k_i i_{qs(max)} \text{ ou } C_{lin} = C_{min} = k_i i_{qs(min)}$$

la variable d'état x_r est donnée par:

$$\frac{dx_r}{dt} = W - \omega_m - e_c k_c$$

$$e_c = e_1 - C \quad (\text{IV.11})$$

$$e_1 = -k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w W$$

$$C = \begin{cases} e_1 & \text{si } i_{qs(\min)} \leq i_{qs} \leq i_{qs(\max)} \\ k_i i_{qs(\max)} & \text{si } i_{qs} > i_{qs(\max)} \\ k_i i_{qs(\min)} & \text{si } i_{qs} < i_{qs(\min)} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

ainsi, la surface $s(x)$ prendra la forme:

$$s(x) = \begin{cases} -k_i i_{qs} - k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w W & \text{si } i_{qs(\min)} \leq i_{qs} \leq i_{qs(\max)} \\ -k_i i_{qs} + C_{\max} & \text{si } i_{qs} > i_{qs(\max)} \\ -k_i i_{qs} + C_{\min} & \text{si } i_{qs} < i_{qs(\min)} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

En mode de limitation, la commande équivalente sera donnée par:

$$(U_{eq})_{\lim} = (i_{qs})_{\lim} \left(R_s + L_s \frac{R_r}{L_r} \right) + \Phi_{dr} L_s \frac{\omega_m}{L_m}$$

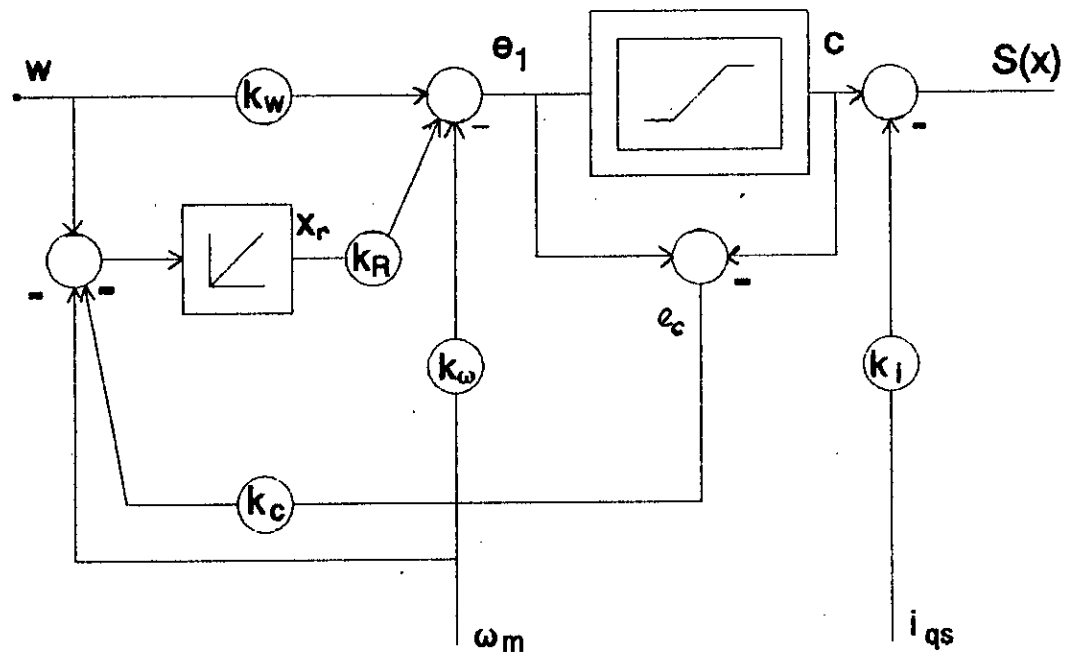


Fig. I M.2 Structure de réglage en présence de limitation et de régulateur intégrateur

IV.2 MODELISATION DYNAMIQUE POUR LA COMMANDE EN POSITION:

Le modèle dynamique pour la commande en position en tenant compte d'un régulateur intégrateur est:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_{dr}}{\sigma L_m} & 0 & 0 \\ p^2 L_m \frac{\phi_{dr}}{L_r j} & -\frac{f}{j} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \theta \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W$$

(IV.14)

Avec une surface de commutation décrite par (III.15):

$$s(x, t) = -k_i i_{qs} - k_\omega \omega_m - k_\theta \theta + k_r x_r + k_w W \quad (\text{IV.15})$$

La commande équivalente devient:

$$U_{eq} = \frac{\sigma L_s}{k_i} \left\{ k_i \left[\frac{i_{qs}}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) + \phi_{dr} \frac{\omega}{\sigma L_m} \right] + k_\omega \left[-p^2 L_m \phi_{dr} \frac{i_{qs}}{L_r j} + \frac{f}{j} \omega_m + \frac{p T_r}{j} \right] + k_r (W - \theta) - k_\theta \omega_m \right\} \quad (\text{IV.16})$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_i = 1 \\ k_\omega = \frac{L_r (3\rho j - f)}{p^2 L_m \phi_{dr}} \\ k_\theta = \frac{4\rho^2 L_r j}{p^2 L_m \phi_{dr}} \\ k_r = \frac{2\rho^3 L_r j}{p^2 L_m \phi_{dr}} \\ k_w = \frac{L_r T_r}{W L_m \phi_{dr} p} + \frac{4\rho^2 L_r j}{L_m \phi_{dr} p^2} \end{array} \right. \quad (\text{IV.17})$$

pour un placement de pôles imposé sur la même verticale à $-\rho$.

On procède de la même manière que pour la commande en vitesse pour retrouver les limites du domaine du mode de glissement.

IV.4 MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE:

Dans cette section on présentera l'association du moteur asynchrone à un onduleur triphasé commandé par M.L.I (triangulo-sinusoidale).

IV.4.1 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (M.L.I):[4]

La M.L.I permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux. Pour aboutir à cela, on adopte une certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur.

La M.L.I est caractérisée par deux paramètres:

* l'indice de modulation m : représente le rapport de la fréquence de la porteuse (modulante) à la fréquence de référence:

$$m = \frac{f_p}{f}$$

* le coefficient de réglage en tension r : représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de la porteuse:

$$r = \frac{A_{v_{ref}}}{\frac{V}{2}}$$

les instants de commutation sont obtenus par comparaison de trois signaux de référence correspondants aux tensions de sortie désirées de fréquence f à un signal triangulaire de fréquence f_p nettement supérieure à f .

IV.4.2 ONDULEUR M.L.I [13]

Tout d'abord, il est important de noter que la commutation des interrupteurs (composants électroniques: thyristors, transistores, ... schuntés en anti-parallèle par des diodes) est supposée instantanée. Chaque bras de l'onduleur triphasé est considéré comme un inverseur que l'on associe une fonction logique.

$$S_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ fermé, } \hat{T}_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } \hat{T}_i \text{ fermé, } T_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

La schématisation de l'association onduleur-M.A.S est représentée par la figure suivante:

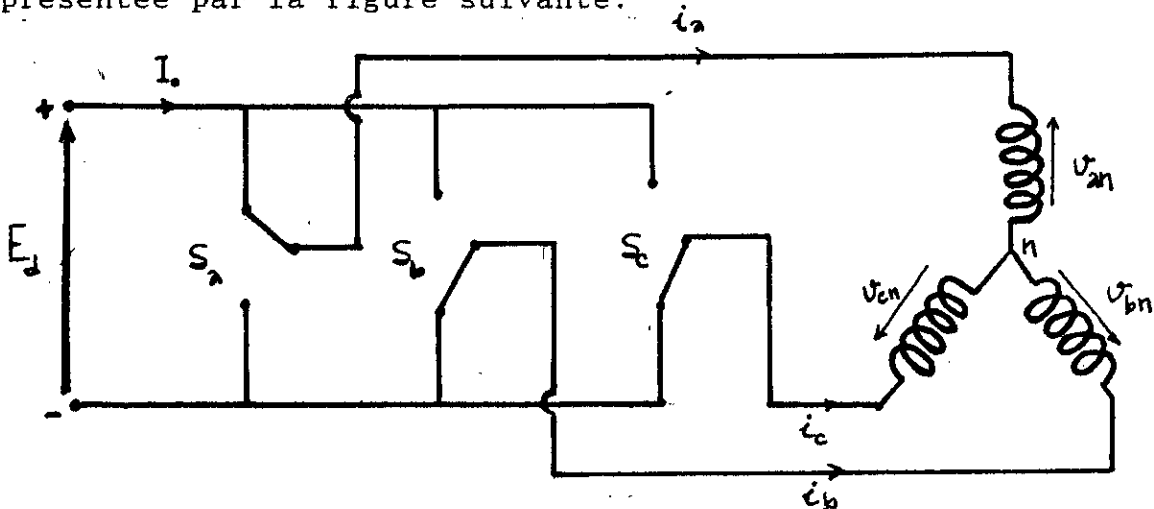


fig (IV.3)

- tensions simples et tensions composées:

Les tensions à la sortie de l'onduleur sont données par [13][19] :

Dans un référentiel lié au stator, et à partir de (IM.19) les tensions biphasés seront données par:

$$\begin{bmatrix} U_{ad} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = E_d \begin{bmatrix} s_a - s_b \\ s_b - s_c \\ s_c - s_a \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E_d}{3} \begin{bmatrix} 2s_a - s_b - s_c \\ 2s_b - s_a - s_c \\ 2s_c - s_a - s_b \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E_d \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

Quant au couple électromagnétique, il s'écrit d'après (I.15):

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (i_\alpha \phi_{dr} - i_\beta \phi_{qr}) \quad (\text{IV.21})$$

L'équation mécanique d'après (I.16) est:

$$T_{em} = j \frac{d\omega_m}{dt} + f\omega_m + T_r \quad (\text{IV.22})$$

Pour une éventuelle mise en oeuvre de la commande, la figure (IV.4) donne une vue globale de l'algorithme de commande implémentée par microprocesseur, la stratégie de commande des interrupteurs, ainsi que la vitesse à la sortie du modèle non linéaire du M.A.S sont données par les courbes de simulation à la figure (IV.12).

Note:

$$\alpha = \frac{k_R}{k_i} \cdot \frac{\sigma L_s}{J}, \quad \beta = \frac{k_R}{k_i} \cdot \sigma L_s$$

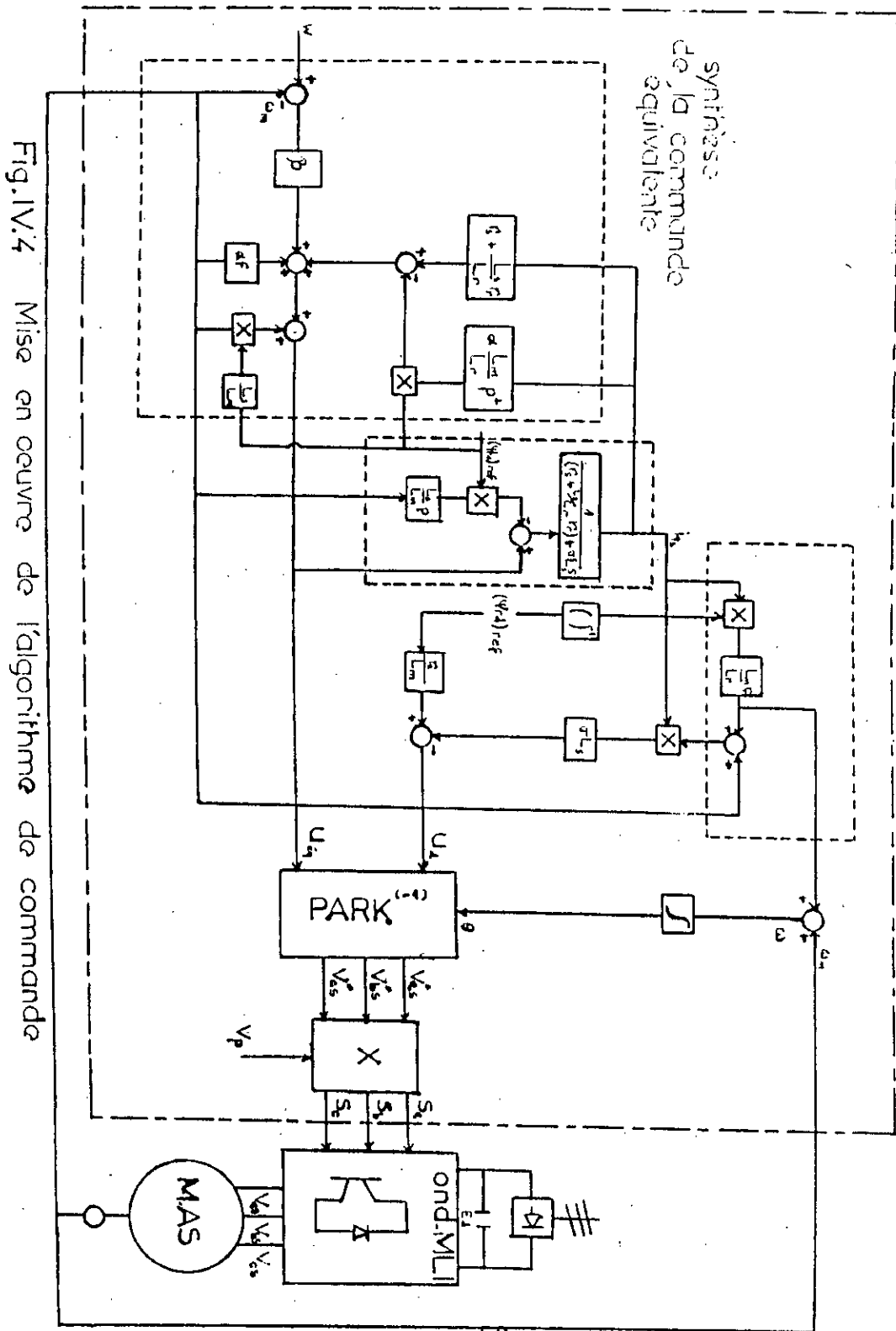


Fig.IV.4 Mise en oeuvre de l'algorithme de commande

RESULTATS DE SIMULATION :

Après un teste d'imposition de pôles par simulation ,le bon placement correspondant a un faible dépassement de la grandeur de sortie et un temps d'établissement rapide correspond à $P_i = -10 \pm j10$. Noté que l'introduction directe du régulateur intégrateur dans le modèle, permet domblé d'éliminer toute erreur statique .

La figure (IV.1) montre la réponse du système à une consigne de vitesse constante 150(rad/s) .La projection de la surface de glissement sur le plant (i_{qs}, w_m) montre clairement la trajectoire d'état emprintée pour atteindre la consigne désirée ,les droites délimitants le domaine de glissement y sont également représenté. On a remarqué que le choix des pôles influence le domaine du môde de glissement ,plus leurs partie réelle est situées à gauche du plan s plus le système est rapide et plus le domaine de glissement est petit ,ainsi le choix des pôles est un compromis entre la rapidité du système est le domaine de glissement . Les grandeurs de flux tendent vers les valeurs fixés par la stratégie de commande étudier ,soit la valeur nominale de $\phi_{dr} = 0.5$ wb.

La commande équivalente correspondante au réglage vérifie d'après la figure (IV.2) la condition $U_{min} \leq U_{\acute{e}q} \leq U_{max}$ avec :

$$U_{max} = U_{min} = 200v .$$

Pour mettre en vigueur l'efficacité de la commande ,une perturbation [couple de charge $T_r = 13N.m$]est testé sur la réponse du système à $t=1s$.Celui la rejète la perturbation immédiatement comme le montre la figure (IV.3). Un résultat important mérite d'être mentionnée ,c'est que le flux réste insensible à toute perturbation.Un crénaux de vitesse est également testé .En effet à $t=1.5$ s on introduit une consigne de vitesse inverse de -150(rad/s) ,le système répond avec succé ,quoique le dépassement du courant est inaccéptable figure (IV.4).

Pour assurer une protection du système contre d'éventuel pic de courant en cas de changement brusque de consigne ou d'éventuelle surcharge, on a introduit une limitation. La limitation fictive du courant i_{qs} engendre celle du courant de ligne i_a . Dans notre cas on admet 1.5 à 2 fois le courant nominale (i_a)_n, soit une borne de ± 5 A. Le comportement du système en insérant la limitation et simulée à la figure (IV.5).

Afin de tester la sensibilité de la vitesse vis à vis des variations des paramètres du système tel que R_p et J nous avons simulés le modèle du système pour différentes valeurs de ces grandeurs fig (IV.6). Nous avons constatés que la commande par mode de glissement est robuste par rapport à R_p tandis que le temps de réponse de la vitesse augmente avec l'augmentation de J .

De façon similaire la commande en position serait testée. La figure (IV.7) montre la réponse à une consigne de position de 100 (rad). la commande équivalente s'annule au moment où le moteur atteint^(*) la position désirée figure (IV.8). On fait subir au système à l'instant $t=2s$ une perturbation de charge figure (IV.9), à ce moment là le courant devient différent de zéro et évolue sinusoidalement. Ceci est un résultat prévue puisque le système dépense de l'énergie pour pouvoir affronter la perturbation et maintenir l'arbre du moteur à la position désirée. Les deux figures (IV.9), (IV.10) évoquent la nécessité d'introduire une limitation de courant. Le résultat de cette dernière apparait à la figure (IV.11).

La mise en oeuvre de la commande est simulée à la figure (IV.12). Le résultat est obtenue pour une vitesse de 150 rad/s avec $m=21$ et $r=0.7$.

(*) : la position

CONCLUSION

Dans cette partie ,le moteur asynchrone a pû être commandé et testé avec succès en manipulant uniquement son modèle réduit fictif. Vue la simplicité du modèle linéaire obtenue, le choix de la surface de commutation par retour d'état a simplifié énormément la synthèse des coefficients de la surface de glissement.

Malgré que le domaine où le régime glissant existe soit délimité comme il à été montré, cette technique apporte certains avantages incontestables tel que la robustesse par rapport aux variations de certains paramètres internes de la machine; à savoir les grandeurs R_r , R_s , et L_r , sans oublier la simplicitée de l'implémentation de l'algorithme de commande. Pour cet effet, une mise en oeuvre pratique de cette stratégie de commande à été introduite. Néomoin, la commande équivalente reste une commande idéale nécessitant une fréquence de commutation infinie de l'organe de commande ce qui engendre une limitation pratique.

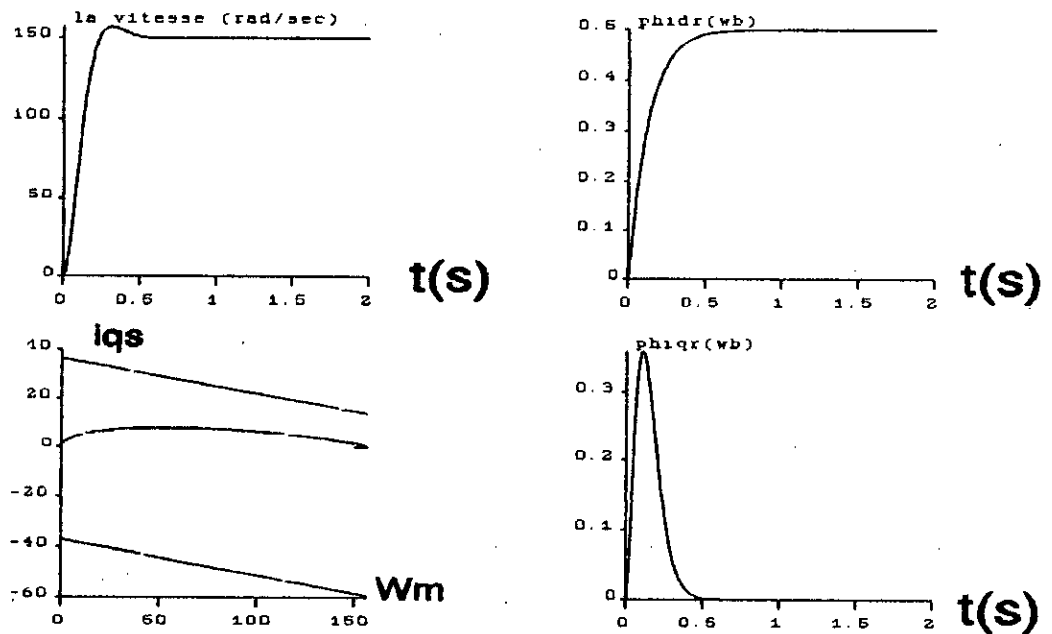


Fig.IV.1 Evolution de la trajectoire d'état (i_{qs}, W_m) et des composants du flux rotorique.

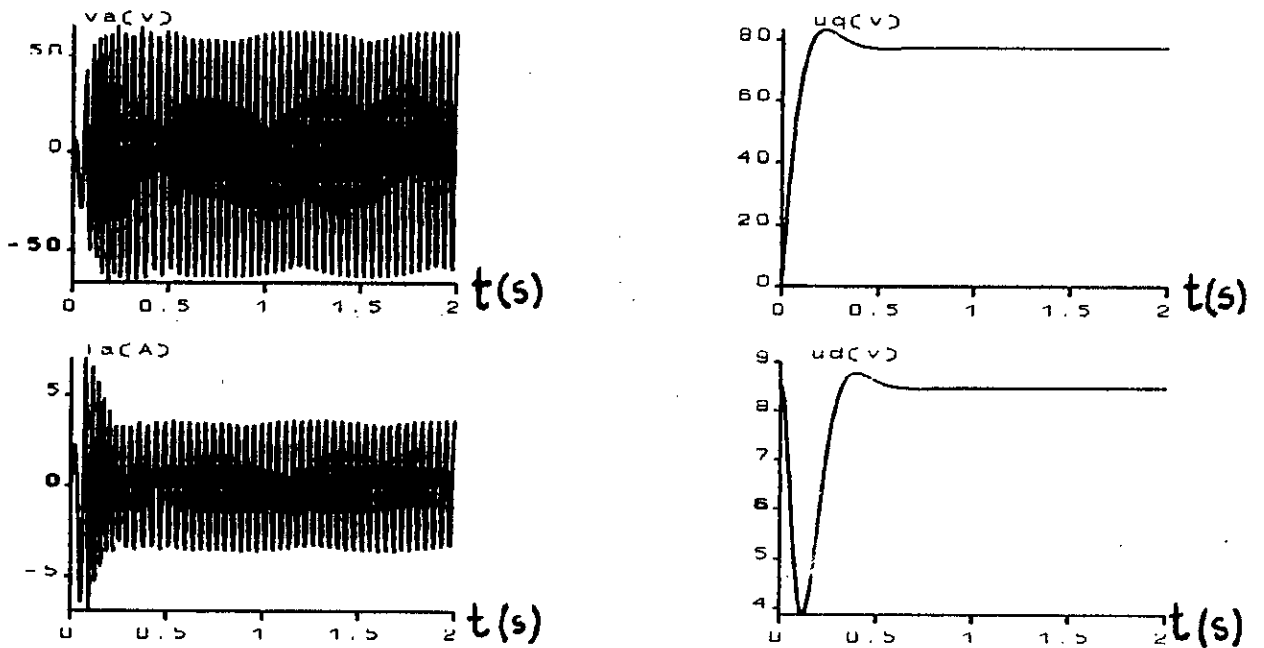


Fig.IV.2 Evolution de la commande équivalente U_q et des grandeurs de ligne i_a, v_a .

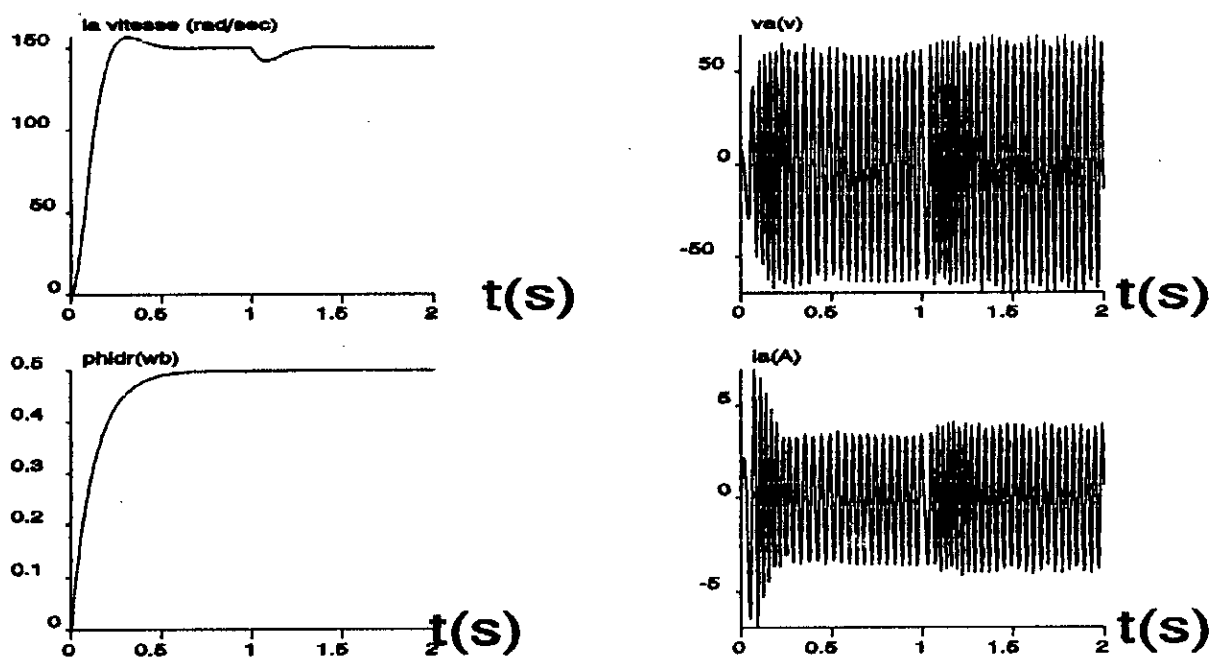


Fig.IV.3 Réponse du système à une perturbation de charge $T_r=1.32$ Nm à $t=1$ s.

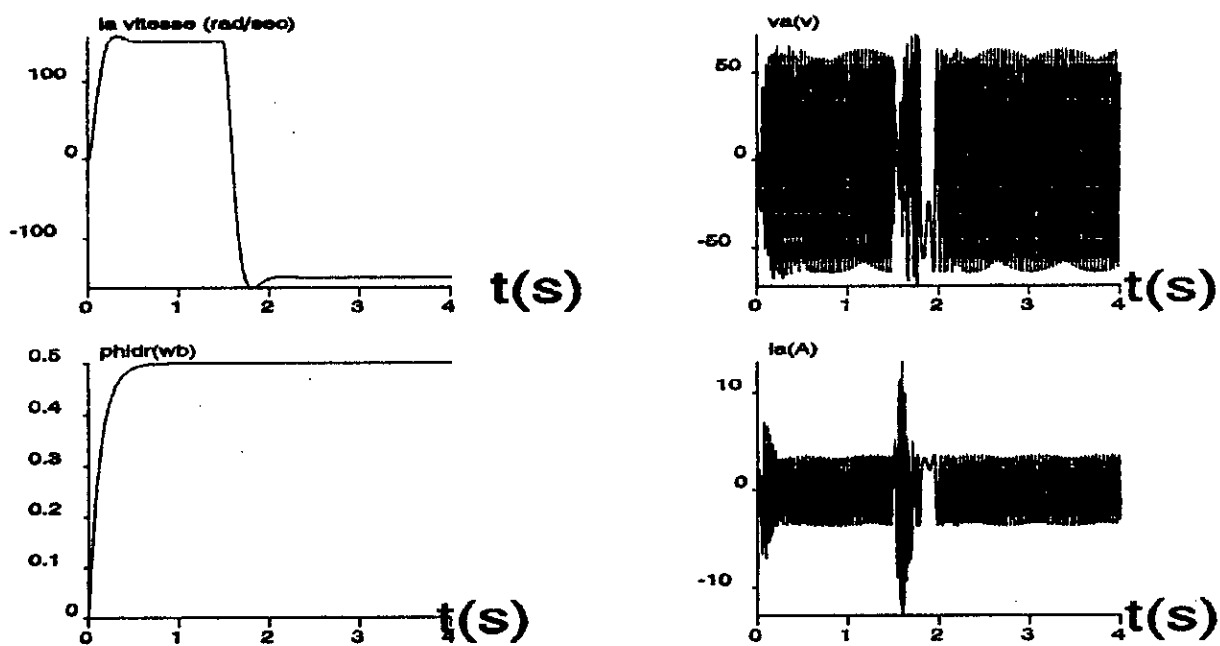


Fig.IV.4 Evolution du système à un Changement de consigne de vitesse à $t=1.5$ s.

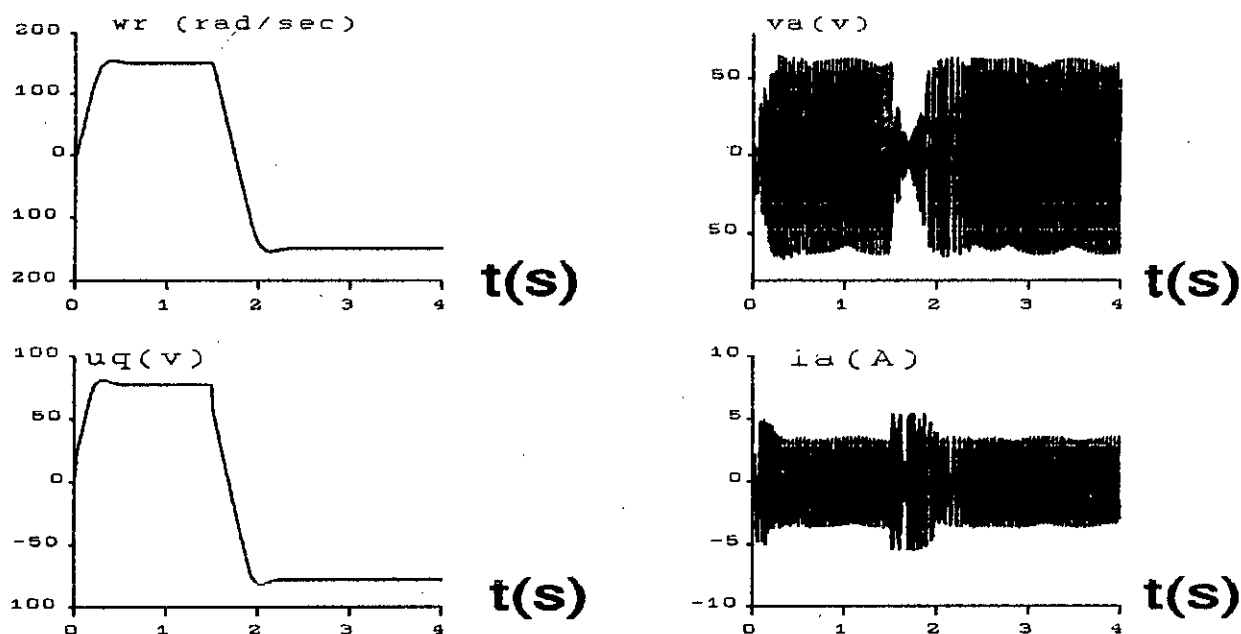


FIG.IV.5 Evolution des grandeurs de ligne et de U_q en présence de limitation de courant.

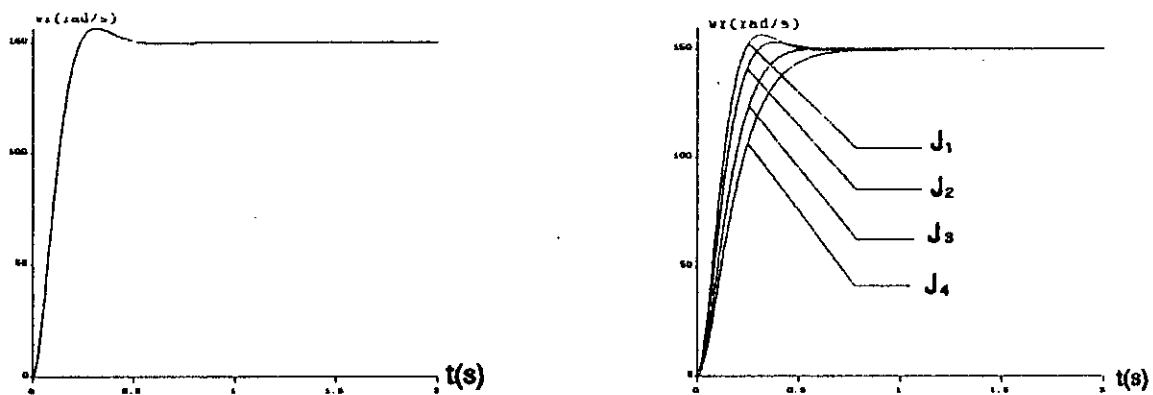


Fig.IV.6 Test de robustesse vis à vis de R_r et de J .
Variation de 0%, 50%, 100%, 200% pour R_r et 0%, 20%, 60%, 100% pour J .

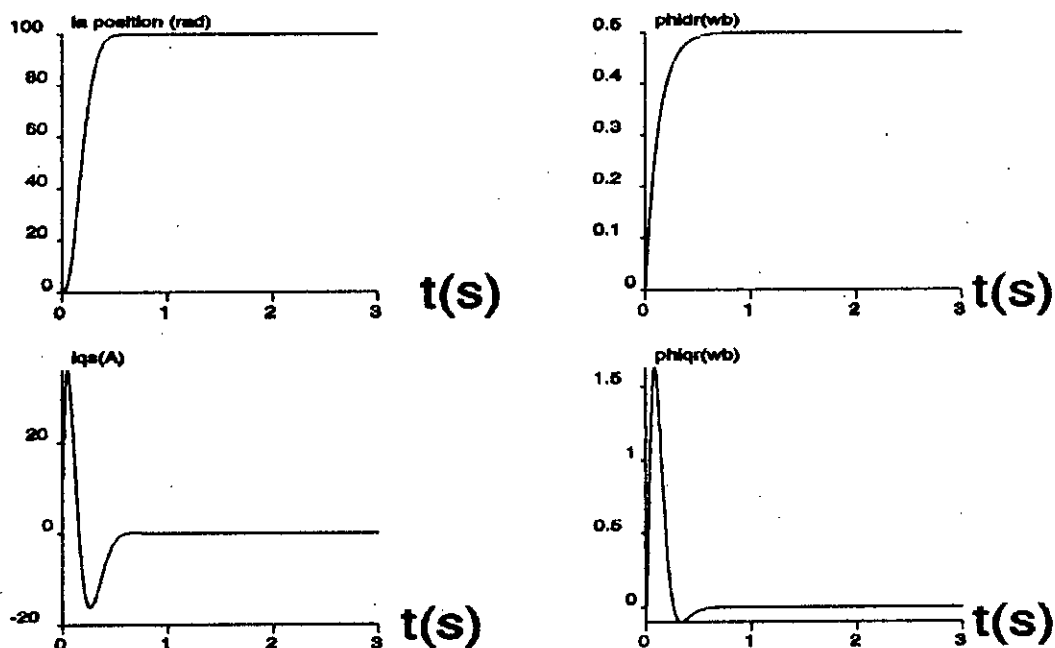


Fig.IV.7 Réponse en position du système et évolution des composants du flux rotorique.

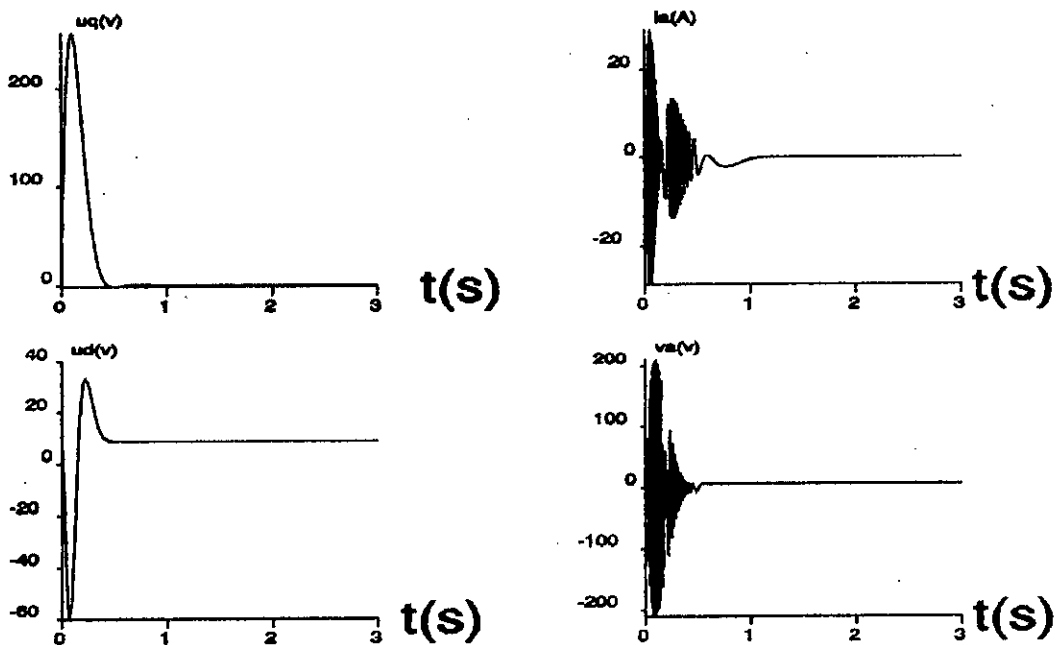


Fig.IV.8 Evolution des variables de commande U_d, U_q et celles de ligne i_a, v_a .

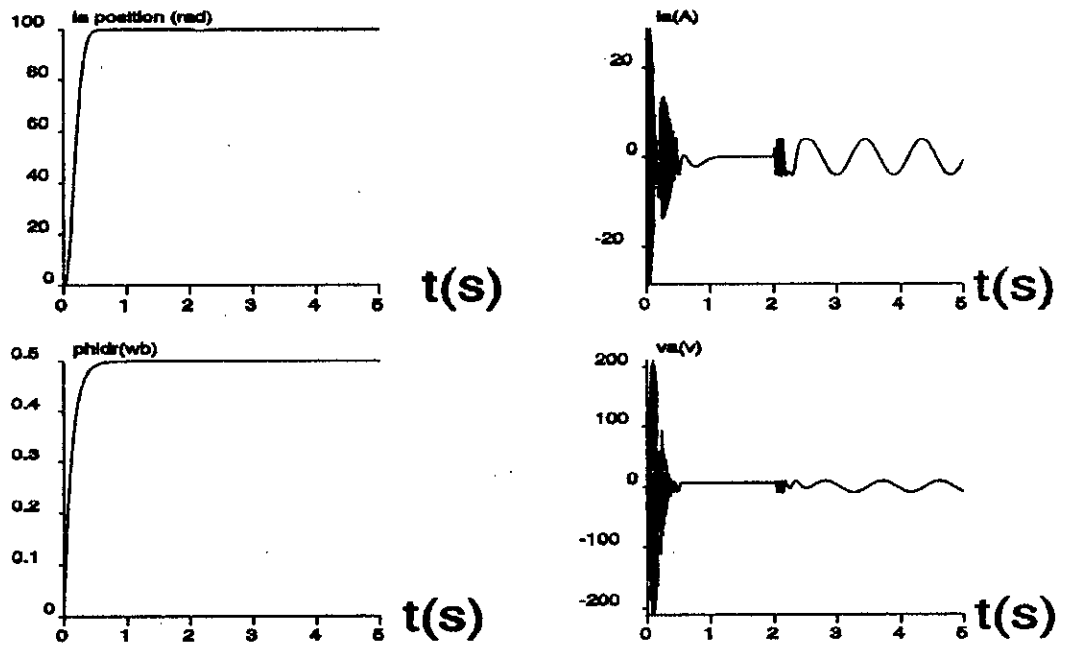


Fig.IV.9 Réponse du système à une perturbation de charge $T_r=1.32$ Nm à $t=2$ s.

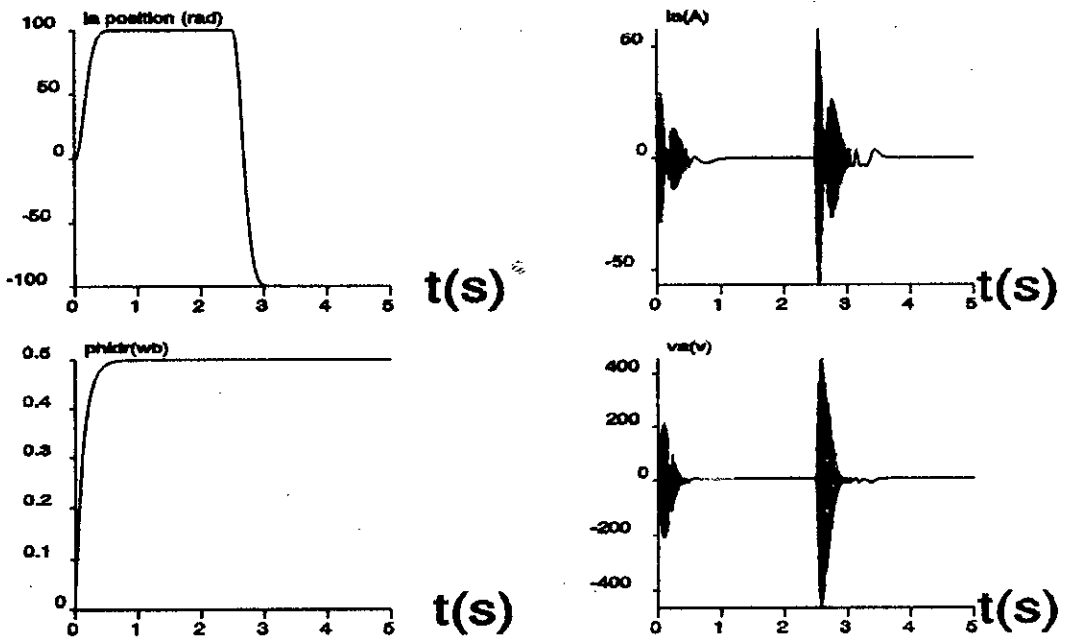


Fig.IV.10 Réponse du système à un changement de consigne de position à $t=2.5$ s.

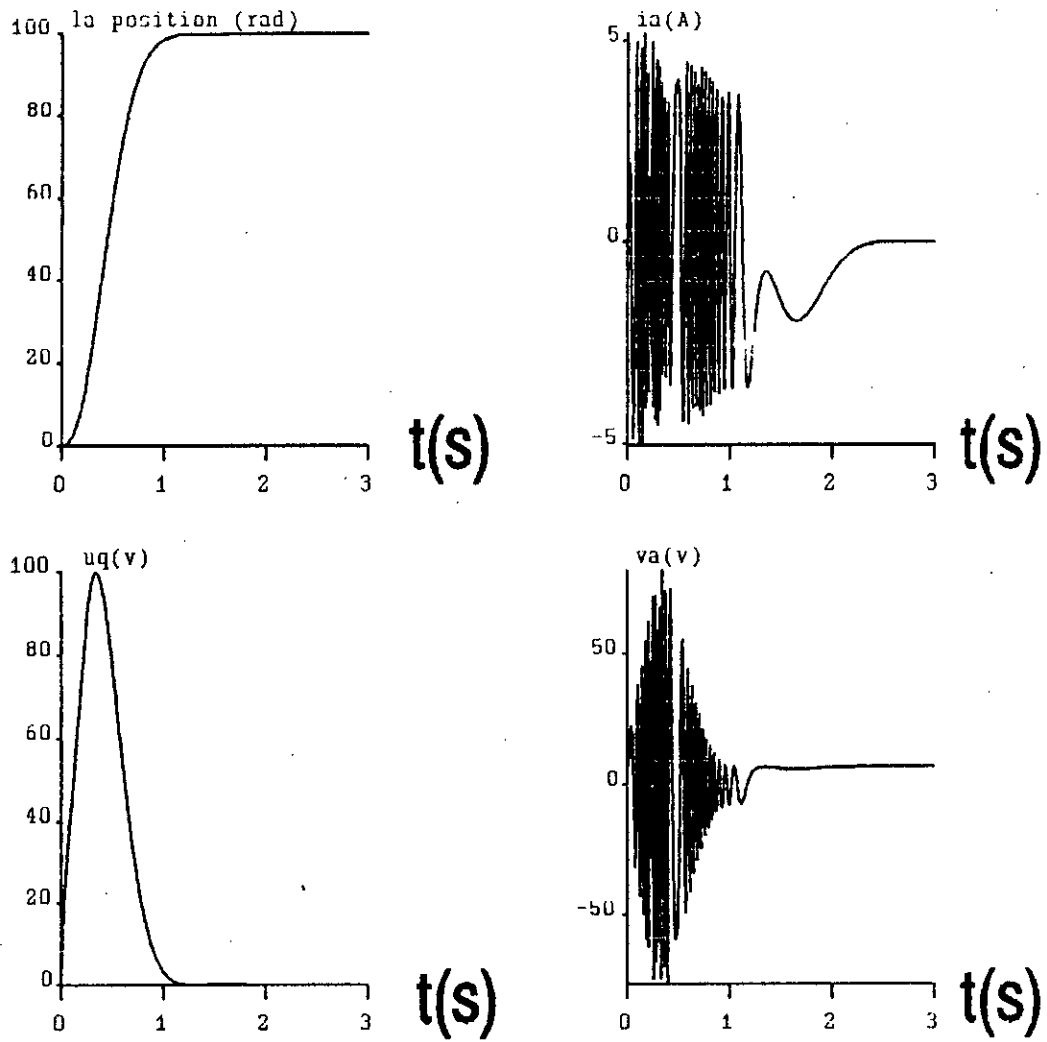


Fig.IV.11 Evolution des grandeurs de ligne et de commande U_q en présence d'une limitation en courant.

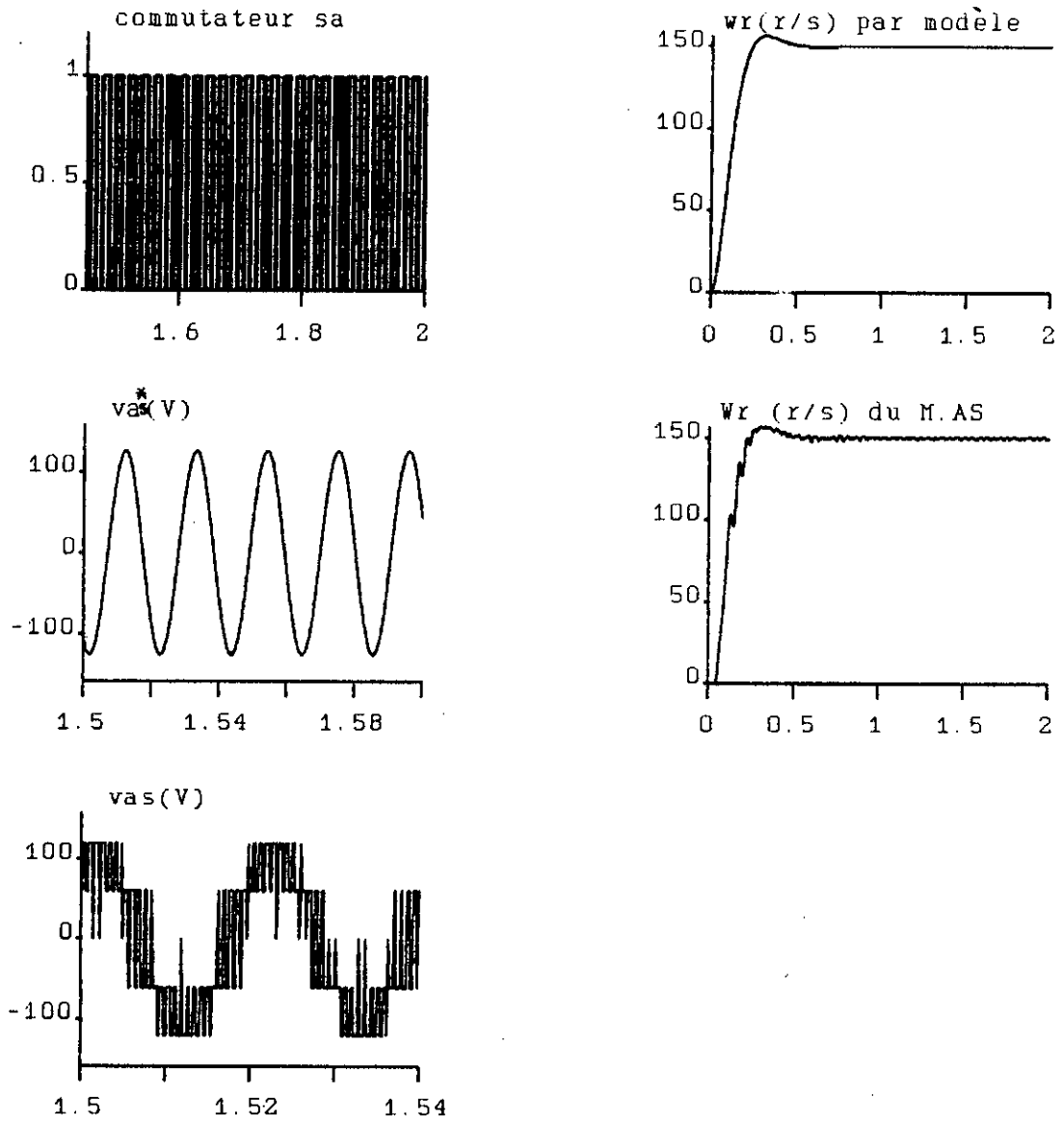


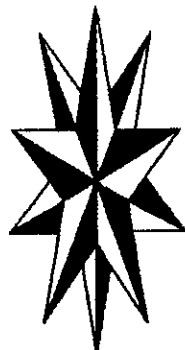
Fig.IV.12 Mise en oeuvre de la commande équivalente.

PARTIE III

CONCEPTION DE LA COMMANDE

NONLINEAIRE PAR

LA LINEARISATION ETENDUE



CHAPITRE V

théorie de la linéarisation étendue

V.1 NOTIONS DE PARAMETRISATION

V.1.1 INTRODUCTION

Cette section sera consacrée à étudier quelques problèmes traitants les rapports existants entre le système nonlinéaire et ses familles de linéarisations autour des points de fonctionnements (points d'équilibre) constants. On étudiera en particulier le cas où le système linéaire paramétrisé est une famille de linéarisation de quelques systèmes nonlinéaires .

La motivation de cette étude devra être claire du fait que l'utilisation des systèmes linéarisés dans l'analyse et la synthèse des commandes nonlinéaires est une pratique habituelle.

Une motivation spécifique provient des travaux récents développés dans le cadre des approches nommées: la pseudo-linéarisation et la linéarisation étendue.[10],[9]

V.1.2 LINEARISATION AUTOUR D'UN POINT

Soit le système nonlinéaire représenté par l'équation d'état et l'équation de sortie suivantes:[9]

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}(t), u(t)) \\ y = h(\mathbf{x}(t), u(t)) \end{cases} \quad (V.1)$$

où:

$$f(\cdot, \cdot) : R^n \times R^m \rightarrow R^n \quad , \quad h(\cdot, \cdot) : R^n \times R^m \rightarrow R^p$$

$$1 \leq m \leq p \leq n < \infty$$

f et h sont continuellement différentiables, avec $f(0,0)=0, h(0,0)=0$. Les variables d'état sont choisies de telle façon que le système a un point de fonctionnement (nominale) constant en zéro dans $R^n \times R^m$. Bien sûr, la location en zéro du point nominale n'est autre qu'un choix de convenance pour la présentation de cette étude.

Le système linéarisé correspondant est:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) - \frac{\partial f(0,0)}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{x}(t) + \frac{\partial f(0,0)}{\partial \mathbf{u}} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) - \frac{\partial h(0,0)}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{x}(t) + \frac{\partial h(0,0)}{\partial \mathbf{u}} \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

On s'intéresse à la situation où le système nonlinéaire possédé une famille de points d'équilibres constants correspondants à des entrées et sorties différentes de zéro, au moins dans le voisinage ouvert autour du point nominal zéro.

Définissant l'ensemble de points de fonctionnements du système (V.1) comme suit:

$$E = \{ (\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{u}}, \hat{\mathbf{y}}) \in R^n \times R^m \times R^p \mid f(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{u}}) = 0 \quad , \quad \hat{\mathbf{y}} = h(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{u}}) \}$$

(V.3)

La linéarisation autour d'un point de l'ensemble s'écrit:

$$\begin{cases} \dot{x}_\delta(t) = \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial x} x_\delta(t) + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial u} u_\delta \\ y_\delta(t) = \frac{\partial h(\hat{x}, \hat{u})}{\partial x} x_\delta(t) + \frac{\partial h(\hat{x}, \hat{u})}{\partial u} y_\delta(t) \end{cases} \quad (V.4)$$

où: $x_\delta(t) = x(t) - \hat{x}$, $u_\delta(t) = u(t) - \hat{u}$, $y_\delta(t) = y(t) - \hat{y}$.

V.1.3 DIFFERENTES FORMES DE PARAMETRISATION

Deux choix naturels pour paramétriser le système d'équation (V.4) se reflètent importants: paramétrisation par une grandeur de consigne constante β , ou bien par le signal de commande u [10,12].

PROPOSITION : [9]

On suppose que le système nonlinéaire (V.1) satisfait:

$$\text{rang} \left[\frac{\partial f(0,0)}{\partial x} \right] = n \quad (V.5)$$

alors dans un voisinage de l'origine dans \mathbb{R}^n , il existe une fonction continuellement différentiable $\hat{x}(\cdot): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ avec $\hat{x}(0)=0$ et:

$$f(\hat{x}(u), u) = 0 \text{ et } y(u) = h(\hat{x}(u), u) \quad (V.6)$$

équivalent à :

$$f(\hat{x}(\beta), \beta) = 0 \text{ et } y = h(\hat{x}(\beta), \beta) \quad (V.6.1)$$

Pour la démonstration, il suffit d'appliquer le théorème de la

fonction implicite à $f(\hat{x}, \hat{u})=0$ on utilisant (V.5).

V.1.4 FAMILLE DE LINEARISATION

La linéarisation du système nonlinéaire (V.1) autour de sa famille de points d'équilibre (V.3) produit une famille de systèmes linéaires dites " famille de linéarisation".

Selon la proposition cette famille est:

$$\begin{cases} \dot{x} - \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{u})}{\partial x} [x(t) - \hat{x}(\hat{u})] + \frac{\partial f(\hat{x}(\hat{u}), \hat{u})}{\partial u} [u(t) - \hat{u}] \\ y(t) - \hat{y}(\hat{u}) - \frac{\partial h(\hat{x}(\hat{u}), \hat{u})}{\partial x} [x(t) - \hat{x}(\hat{u})] + \frac{\partial h(\hat{x}(\hat{u}), \hat{u})}{\partial u} [u(t) - \hat{u}] \end{cases}$$

(V.7)

où les matrices sont fonctions du paramètre \hat{u} .

Le problème de la paramétrisation peut se poser de la façon suivante:

Soit l'équation d'état linéaire paramétrisée par $\alpha \in \mathbb{R}^q$:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) - A(\alpha) [x(t) - \hat{x}(\alpha)] + B(\alpha) [u(t) - \hat{u}(\alpha)] \\ y(t) - \hat{y}(\alpha) - C(\alpha) [x(t) - \hat{x}(\alpha)] + D(\alpha) [u(t) - \hat{u}(\alpha)] \end{cases}$$

(V.8)

où: $A(\cdot): \mathbb{R}^q \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n}$; $B(\cdot): \mathbb{R}^q \rightarrow \mathbb{R}^{n \times m}$

$C(\cdot): \mathbb{R}^q \rightarrow \mathbb{R}^{p \times n}$; $D(\cdot): \mathbb{R}^q \rightarrow \mathbb{R}^{p \times m}$

sont continuellement différentiables et $\hat{x}(\cdot), \hat{y}(\cdot), \hat{u}(\cdot)$ sont supposés nulles à l'origine de \mathbb{R}^1 et $1 \leq q \leq m \leq p \leq n < \infty$.

DEFINITION [9]

S'il existe un système nonlinéaire de la forme (V.1) satisfaisant au voisinage de l'origine de \mathbb{R}^1 les conditions:

$$\left| \begin{array}{l} f(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha)) = 0 \\ \frac{\partial f(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha))}{\partial x} = A(\alpha) \\ \frac{\partial f(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha))}{\partial u} = B(\alpha) \end{array} \right. \quad \left| \begin{array}{l} h(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha)) = \hat{y}(\alpha) \\ \frac{\partial h(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha))}{\partial x} = C(\alpha) \\ \frac{\partial h(\hat{x}(\alpha), \hat{u}(\alpha))}{\partial u} = D(\alpha) \end{array} \right.$$

(V.9)

alors l'équation d'état linéaire paramétrisée (V.8) est dite une famille de linéarisation du système nonlinéaire.

V.2 COMMANDE PAR LINEARISATION ETENDUE

V.2.1 INTRODUCTION

La plupart des approches concernant la commande nonlinéaire réduisent le problème à celui où la théorie de la commande linéaire puisse être utilisée. En effet, la commande d'un système nonlinéaire est approchée par la linéarisation de ce dernier autour d'un point de fonctionnement nominal, et de là, appliquer les méthodes de la commande linéaire.

D'une telle conception linéaire on peut s'attendre à des résultats satisfaisants aussi longtemps que le système fonctionne dans une zone suffisamment fermée sur ce point nominal. Lorsque le système est conduit à fonctionner au delà de cette plage, cette procédure de linéarisation est répétée pour un ensemble de points et la commande est réadaptée à ce changement.

Récemment, une autre approche a été développée et qui s'adapte bien pour le cas où un modèle nonlinéaire exact du système serait disponible. Cette approche appelée commande par linéarisation étendue (L.E), a été étudiée principalement dans le domaine temporel par W.BAUMANN et J.RUGH en 1986.

PRINCIPE

Le système nonlinéaire est supposé avoir une famille continue

de points fonctionnement fixes paramétrisés, et les dynamiques du système sont représentées par la famille de linéarisation paramétrisée correspondante. Basée sur cette idée, la commande linéaire est conçue tel que pour chaque valeur du paramètre, c.à.d en chaque point fixe la boucle fermée linéaire obtenue aura les caractéristiques désirées.

Finalement, et c'est peut être l'innovation majeur, une commande nonlinéaire est calculée de façon à ce que si elle est linéarisée autour de n'importe quel point de fonctionnement, la même conception linéaire de la commande sera obtenue. [12]

Par conséquent, la boucle fermée nonlinéaire devrait donner satisfaction lorsqu'elle opère dans le voisinage de n'importe quel point de fonctionnement, par contre les performances non locales sont examinées par moyen de simulation. En d'autres termes, les objectifs tracés par cette approche revient à assembler toute une famille de retour d'état linéaire en un seul retour d'état nonlinéaire global. Ainsi aussi longtemps que le système nonlinéaire opère dans une région suffisamment fermée sur surface formée par la famille de point de fonctionnement, le comportement du système devrait atteindre les objectifs désirés. [5]

L'approche de la linéarisation étendue pour les conceptions du retour d'état nonlinéaire constitue une technique très attractive et pour montrer que la méthodologie de celle-ci peut s'adresser à une classe très large de système, l'application de cette technique va être focalisée sur la conception d'une commande nonlinéaire d'un bras manipulateur à deux liaisons planes puis ensuite l'application éventuelle sur le modèle nonlinéaire de la machine asynchrone.

V.2.2 APPROCHE THEORIQUE:

On considère le système nonlinéaire décrit par:[8]

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (V.10)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, f est continuellement différentiable, et $f(0,0)=0$.

Sous des suppositions peut rigoureuses, ce système (au moins localement) possède une famille continue de points d'équilibre, et ainsi une famille continue de linéarisation.

On va explorer dans ce travail la contre-réaction générale de la forme:

$$u = s(x, w) \quad (V.11)$$

ou

$s(\cdot, \cdot): \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$ est continuellement différentiable avec $s(0,0)=0$.

On entreprendra dans ce qui suit, la notation suivante:

Si $f(x, y): \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ alors: $D_1 f$ représente la dérivation partielle suivant x , et $D_2 f$ la dérivation partielle suivant y .

L'évaluation de la dérivative en un point est: $D_1 f(x_0, y_0)$.

Il va être supposé partout que $D_1 f(0,0)$ est inversible.

Les points d'équilibres (x_0, u_0) du système (V.10) vont être

paramétrisés par $\alpha \in \mathbb{R}^n$ tel que :

$$f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = 0 \quad (\text{V.13})$$

Pour tout α dans le voisinage A de l'origine tel que :

$x_0(0)=0$, $u_0(0)=0$ et $Du_0(0)$ est inversible.

Considérons à présent le retour d'état nonlinéaire de la forme (V.11) , alors le système nonlinéaire en boucle fermée est :

$$\dot{x} = f(x, s(x, w)) \quad (\text{V.14})$$

Si $D_1f(0,0) + D_2f(0,0)D_1s(0,0)$ est inversible , alors pour chaque valeur constante de l'entrée $w(t) = \beta$, dans le voisinage $B \subset \mathbb{R}^m$ de l'origine , le système (V.14) a un état d'équilibre $x_c(\beta)$ unique donnée par :

$$f(x_c(\beta), s(x_c(\beta), \beta)) = 0 \quad (\text{V.15})$$

Du fait que $Du_0(0)$ est inversible, il existe une fonction $a(\cdot) : B \rightarrow A$ reliant les points d'équilibre de la boucle ouverte avec ceux de la boucle fermée telle :

$$u_0(a(\beta)) = s(x_c(\beta), \beta) \quad (V.16)$$

Due à l'unicité des états d'équilibres, ceci implique que :

$$x_c(\beta) = x_0(a(\beta))$$

Il va être supposé que $D_2s(0,0)$ est inversible, et par conséquent $a(\cdot)$ est inversible.

NOTE:

On note par la suite que $u_0(a)$ et $x_0(a)$ vont être écrites à la place de $s(x_c(\beta), \beta)$ et $x_c(\beta)$ respectivement lorsqu'on considère la boucle fermée. Il est également compris que $a = a(\beta)$.

La linéarisation du système en boucle ouverte (V.10) autour d'un point d'équilibre $u(t) = u_0(a)$, $x(t) = x_0(a)$ donne l'équation :

$$\dot{x} = D_1 f(x_0(a), u_0(a))x + D_2 f(x_0(a), u_0(a))u \quad (V.17)$$

x et u représentent la variation autour des valeurs d'équilibres.

Le problème de commande des systèmes de la forme (V.17) peut être résolu par l'application d'un retour d'état linéaire de la forme :

$$u = -G(a)x + H(a)W \quad (V.18)$$

où

$$G(.) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n} \quad \text{et} \quad H(.) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n} .$$

L'application du retour d'état (V.18) à la boucle ouverte (V.17) conduit à l'équation d'état du système linéarisé en boucle fermée

$$\dot{x} = [D_1 f(x_0, u_0) - D_2 f(x_0, u_0) G(\alpha)] x + D_2 f(x_0, u_0) H(\alpha) w \quad (V.19)$$

D'un autre coté la linéarisation du système en boucle fermée (V.14) autour du point d'équilibre $x(t) = x_c(\beta) = x_0(\alpha), W(t) = \beta$ est donnée par :

$$\dot{x} = [D_1 f(x_0, u_0) + D_2 f(x_0, u_0) D_1 s(x_c, \beta)] x + D_2 f(x_0, u_0) D_2 s(x_c, \beta) W \quad (V.20)$$

Le problème qui se pose maintenant, est comment choisir une telle fonction $s(.,.)$ telque la boucle fermée linéarisée (V.20) est égale à (V.19) , avec $\alpha = \alpha(\beta)$ en chaque point d'équilibre , en d'autre termes en chaque point d'équilibre la boucle fermée linéarisée est identique à la boucle ouverte linéarisée soumise au retour d'état (V.18) conçus par la théorie de commande linéaire .

THEOREME: [8]

Supposant le système nonlinère (V.10) et la fonction $G(.) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n}$ satisfait :

$$\begin{cases} \text{rang}[D_1 f(0,0)] = n \\ \text{rang}[D_1 f(0,0) - D_2 f(0,0)G(0)] = n \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Alors, il existe des fonctions $s(\cdot, \cdot) : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, avec $s(0,0)=0$, et $H(\cdot) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n}$, avec $H(0)$ inversible, tel que :

L'équation (V.20) est égale à l'équation (V.19) avec $a=a(\beta)$ en chaque point d'équilibre de la boucle fermée dans le voisinage du point nominale d'équilibre ($w=0, x=0$).

L'identification entre (V.19) et (V.20) donne :

$$\begin{cases} D_1 s(x_c(\beta), \beta) = -G(a(\beta)) \\ D_2 s(x_c(\beta), \beta) = H(a(\beta)) \end{cases} \quad (\text{V.22})$$

Telque : $D_1 s(x_c(\beta), \beta)$ et $D_2 s(x_c(\beta), \beta)$ spécifient le gradient de la fonction $s(\cdot, \cdot)$ en chaque point de la variété (surface) d'équilibre $E = \{(x, w) / x = x_c(w)\}$ et $H(\cdot)$ fonction à déterminer. La différentielle de (V.16) suivant β donne :

$$\begin{aligned} Da(\beta) &= [Du_0(a(\beta))]^{-1} [D_1 s(x_c(\beta), \beta) Dx_c(\beta) + D_2 s(x_c(\beta), \beta)] \\ &= [Du_0(a(\beta))]^{-1} [-G(a(\beta)) Dx_c(\beta) + H(a(\beta))] \end{aligned} \quad (\text{V.23})$$

Choisissons $H(\cdot)$ telque :

$$D_2^S(x_c(\beta), \beta) = H(a(\beta)) = G(a(\beta)) D x_c(\beta) + D u_0(a(\beta)) \quad (V.24)$$

Ceci conduit à: $D a(\beta) = I$ dont la solution est : $a(\beta) = \beta$ c.à.d

$$a = \beta \quad (V.25.1)$$

Reste à montrer que $D_2 s(0,0) = H(0)$ est inversible .
La différentielle de (V.15) suivant β conduit à:

$$D x_c(\beta) = - [D_1 f(x_0, u_0) - D_2 f(x_0, u_0) G(a)]^{-1} D_2 s(x_c, \beta) D_2 f(x_0, u_0)$$

La substitution de cette expression dans (V.24) donne :

$$D_2 s(x_c, \beta) = \{ I + G(a) [D_1 f(x_0, u_0) - D_2 f(x_0, u_0) G(a)]^{-1} D_2 f(x_0, u_0) \}^{-1} D u_0(a) \quad (V.25)$$

L'utilisation du résultat matriciel suivant :

$$(I + BCD)^{-1} = I - B(DB + C^{-1})^{-1} D \quad (V.26)$$

simplifie (V.25) en :

$$D_2 s(x_c, \beta) = [I - G(a) D_1 f(x_0, u_0)^{-1} D_2 f(x_0, u_0)] D u_0(a(\beta)) \quad (V.27)$$

De (V.26) il est vu que la matrice

$$[I - G(a) D_1 f(x_0, u_0)^{-1} D_2 f(x_0, u_0)] \quad (V.28)$$

est inversible tant que la matrice $[D_1 f(x_0, u_0) - D_2 f(x_0, u_0)G(\alpha)]$ est inversible. Cependant, par hypothèse, (V.28) est inversible en $\alpha = \beta = 0$, et par conséquent $D_2 s(0,0)$ est inversible.

Les équations (V.22) et (V.24) peuvent être maintenant écrites :

$$\left\{ \begin{array}{l} D_1 s(x_c(\beta), \beta) = -G(\alpha) \Big|_{\alpha=\beta} \\ D_2 s(x_c(\beta), \beta) = [I - G(\alpha)D_1 f(x_0, u_0)^{-1}D_2 s(x_0, u_0)Du_0(\alpha)] \Big|_{\alpha=\beta} \end{array} \right. \quad (V.29)$$

Une solution directe s'obtient facilement en développant $s(x,w)$ jusqu'au premier ordre autour des points d'équilibre $x(t) = x_c(\beta) = x_0(\alpha) \Big|_{\alpha=\beta}$, $w(t) = \beta$:

$$\Delta s(x,w) = D_1 s(x_0, \beta)\Delta x + D_2 s(x_0, \beta)\Delta w \quad (V.30)$$

comme $s(x,w) = s_0(x,w) + \Delta s(x,w)$ alors

$$s(x,w) = s_0(x,w) + D_1 s(x_c(\beta), \beta)(x - x_c(\beta)) + D_2 s(x_c(\beta), \beta)(w - \beta) \quad (V.31)$$

sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_0(x,w) = s(x_c(\beta), \beta) = u_0(\beta) \\ w = \beta \end{array} \right.$$

on abouti finalement à :

$$s(x, w) = u_0(w) - G(w)[x - x_0(w)] \tag{V.32}$$

EXPRESSION GENERALE POUR S(x, w) :

Il y a plusieurs choix pour $H(\cdot)$ qui conduisent à résoudre l'équation différentielle totale (V.23). Le choix fait dans (V.24) conduit à une relation simple entre le paramètre du point d'équilibre en boucle ouverte et celui en boucle fermée, qui est donné par (V.25). Il est important de noter que $H(\cdot)$ ne peut pas être choisi arbitrairement.

La solution précédente de $s(\cdot, \cdot)$ n'est donc pas unique, et l'analyse faite au dessus suggère différentes possibilités pour synthétiser la commande (V.18).

soit $Z_e = [z_1, z_2, \dots, z_n, \dots, z_{n+m}]^T$ le vecteur comprenant les $n+m$ variables état/entrée (x, w) , et z le vecteur de dimension m restreint du vecteur Z_e .

$z = [z_1, \dots, z_m]^T$ vérifie :

$$\text{Det} \left[\frac{\partial}{\partial \beta} \left\{ z \middle| \begin{array}{l} x - x_c(\beta) \\ w - \beta \end{array} \right\} \right] \neq 0 \tag{V.33}$$

Appliquons le théorème de la fonction inverse, (V.33) implique qu'il existe une fonction $\Phi(\cdot) : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$ telle que :

$$\beta = \Phi \left(z \middle| \begin{array}{l} x - x_c(\beta) \\ w - \beta \end{array} \right)$$

Faisons le développement de Taylor de $s(x,w)$ autour de $(x=x_0(\Phi(z)), w=\Phi(z))$:

$$s(x,w) = s(x_0(\Phi(z)), \Phi(z)) + \sum_{j=1}^{m+n} \frac{\partial s}{\partial z_j} \Big|_{\substack{x=x_0(\Phi(z)) \\ w=\Phi(z)}} [z_j - z_j \Big|_{\substack{x=x_0(\Phi(z)) \\ w=\Phi(z)}}] \tag{V.34}$$

Notant :

$$\frac{\partial s}{\partial z_j} \Big|_{\substack{x=x_0(\Phi(z)) \\ w=\Phi(z)}} = k_j(\Phi(z))$$

d'après l'équation (V.16) :

$$s(x_0(\Phi(z)), \Phi(z)) = u_0(\Phi(z)) \tag{V.35}$$

comme W est constante l'expression de $s(x,w)$ se réduit à :

$$s(z) = s(x,w) = u_0(\Phi(z)) + \sum_{j=m+1}^{m+n} k_j(\Phi(z)) [z_j - z_j \Big|_{\substack{x=x_0(\Phi(z)) \\ w=\Phi(z)}}] \tag{V.36}$$

REMARQUES :

Le choix du vecteur z , fourni différentes alternatives à la loi de commande :

- Le choix $z = W = [w_1, \dots, w_n]^T$ conduit à une commande nonlinéaire appelée : retour d'entrées-préprogrammées [en anglais: input scheduled feedback], ceci car les gains

deviennent en fonction des entrées (consignes) w_i , et l'expression (V.36) se réduit à l'expression (V.32).

- Le choix le plus utilisé est celui de $z = [x_1, \dots, x_m]^T$ qui conduit à une commande nonlinéaire appelée : retour d'états préprogrammés [en anglais: state scheduled feedback] ceci car les gains deviennent fonctions des états x de dimension m .

CONCLUSION:

Lorsqu'on linéarise le système nonlinéaire autour d'un point d'équilibre, on dit qu'aussi longtemps qu'il opère dans une région suffisamment fermée autour de ce point, la linéarisation devrait refléter exactement son comportement. Cette théorie a été devancée par l'apparition d'une nouvelle approche de linéarisation, c'est la linéarisation étendue.

Dans son contexte, cette nouvelle approche peut donner satisfaction du comportement du système en boucle fermée au delà d'une large zone de fonctionnement.

La synthèse des lois de commande par cette approche, permet la préprogrammation des familles de linéarisation du système, selon son point de fonctionnement paramétrisé. Ainsi on peut dire, qu'aussi longtemps que le système nonlinéaire opère dans une région suffisamment fermée autour de la surface comptenant-dans l'espace (états/entrées)- les points de fonctionnement paramétrisés, le comportement du système atteindra les objectifs désirés, évidemment la simulation est utilisée pour valider ces avancées. [5]

L'avantage majeur de la conception par la linéarisation étendue c'est qu'elle exige des hypothèses peu rigoureuses sur le système nonlinéaire pour l'application de son idée de base.

Très importante pour plusieurs commandes, la transformation des coordonnées n'est pas exigée comme c'est le cas pour beaucoup d'autres approches, alors les variables utilisées dans la modélisation du système sont maintenues pendant la conception de la commande.

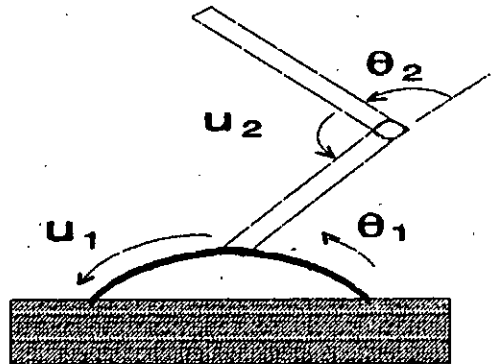
Enfin, il est important de noter que les commandes utilisées dans ce travail (états préprogrammés/entrées préprogrammées) ainsi que le choix de la fonction $a(\cdot)$ ne sont pas uniques, et malgré qu'ils donnent le même comportement local, leurs comportements globaux vis à vis du système diffèrent de façon marquée. Ceci conduit à poser la question suivante: comment synthétiser une loi de commande qui satisfait le comportement aussi bien local que global du système.

CHAPITRE VI

APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LINEARISATION ETENDUE

VI.1 APPLICATION DE LA COMMANDE NONLINEAIRE A UN BRAS MANIPULATEUR

Le bras manipulateur à deux liaisons schématisé à la figure (VI.1.1) est un exemple familier et simple pour illustrer l'application de cette technique à la commande des processus.



fig(VI.1.1):-Bras manipulateur à deux liaisons planes-

En supposant que la masse de chaque liaison est concentrée à l'extrémité et que tous les longueurs et masses sont égales à leurs unités, les équations du mouvement régissant le système sont:[8]

$$u_1 = 3\ddot{\theta}_1 + \ddot{\theta}_2 + (2\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2) \cos\theta_2 - \dot{\theta}_2^2 \sin\theta_2 - 2\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \sin\theta_2 + g \cos(\theta_1 + \theta_2) + 2g \cos\theta_1 \quad (\text{VI.1.1})$$

$$u_2 = \ddot{\theta}_1 + \ddot{\theta}_2 + \dot{\theta}_1 \cos\theta_2 + \dot{\theta}_1^2 \sin\theta_2 + g \cos(\theta_1 + \theta_2)$$

où g est l'accélération due à la gravité et les u_i sont les couples de commande appliqués à chaque articulation.

Les équations (VI.1.1) peuvent être écrites dans un espace d'état avec les variables d'états définies comme suit:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \dot{\theta}_1 \\ \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.1.2})$$

L'équation d'état du système est donc: [11]

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (\text{VI.1.3})$$

Avec:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{1}{1 + \sin^2 x_3} [x_4^2 \sin x_3 + 2x_2 x_4 \sin x_3 - g \cos(x_1 + x_3) - 2g \cos x_1] \\ + \frac{1 + \cos x_3}{1 + \sin^2 x_3} [x_2^2 \sin x_3 + g \cos(x_1 + x_3)] \\ x_4 \\ - \frac{1 + \cos x_3}{1 + \sin^2 x_3} [x_4^2 \sin x_3 + 2x_2 x_4 \sin x_3 - g \cos(x_1 + x_3) - 2g \cos x_1] \\ + \frac{3 + 2 \cos x_3}{1 + \sin^2 x_3} [-x_2^2 \sin x_3 - g \cos(x_1 + x_3)] \end{bmatrix}$$

et:

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{1 + \sin^2 x_3} & 0 & -\frac{(1 + \cos x_3)}{1 + \sin^2 x_3} \\ 0 & -\frac{(1 + \cos x_3)}{1 + \sin^2 x_3} & 0 & \frac{3 + 2\cos x_3}{1 + \sin^2 x_3} \end{bmatrix}^T$$

Pour commander simultanément les deux positions θ_1 et θ_2 , le point d'équilibre (x_0, u_0) peut être paramétriser par $\alpha \in \mathbb{R}^2$ avec $\alpha = [\theta_1^* \ \theta_2^*]^T$ et θ_i^* valeur de la référence de la position θ_i donc :

$$x_0(\alpha) = [\alpha_1 \ 0 \ \alpha_2 \ 0]^T$$

et :

$$u_0(\alpha) = \begin{pmatrix} g(2\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_1 + \alpha_2)) \\ g\cos(\alpha_1 + \alpha_2) \end{pmatrix} \quad (\text{VI.1.4})$$

La linéarisation du système (VI.1.3) autour du point d'équilibre paramétrisé $(x_0(\alpha), u_0(\alpha))$ donne le système linéaire paramétrisé décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = D_1 F(x_0(\alpha), u_0(\alpha))x + D_2 F(x_0(\alpha), u_0(\alpha))u$$

avec

(VI.1.5)

$$D_1 F(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ b_3 & 0 & b_4 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_2F(x_0, u_0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ c_1 & c_2 \\ 0 & 0 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix}$$

les b_i et c_i sont fonction de α avec

$$b_1 = \frac{g(2\sin\alpha_1 - \cos\alpha_2 \sin(\alpha_1 + \alpha_2))}{1 + \sin^2\alpha_2}$$

$$b_2 = \frac{-g\sin(\alpha_1 + \alpha_2) \cos\alpha_2}{1 + \sin^2\alpha_2}$$

$$b_3 = \frac{[g(3 + 2\cos\alpha_2) \sin(\alpha_1 + \alpha_2) - (1 + \cos\alpha_2)(g\sin(\alpha_1 + \alpha_2) + 2g\sin\alpha_1)]}{1 + \sin^2\alpha_2}$$

$$b_4 = \frac{g\sin(\alpha_1 + \alpha_2)(2 + \cos\alpha_2)}{1 + \sin^2\alpha_2}$$

$$c_1 = \frac{1}{1 + \sin^2\alpha_2} \quad c_2 = c_3 = \frac{-(1 + \cos\alpha_2)}{1 + \sin^2\alpha_2} \quad c_4 = \frac{3 + 2\cos\alpha_2}{1 + \sin^2\alpha_2}$$

En appliquant au système décrit par (VI.1.5) le retour d'état linéaire (V.18) c.a.d $u = -G(\alpha)x + H(\alpha)w$ on obtient le système linéaire en B.F suivant:

$$\dot{x} = [D_1F(x_0, u_0) - D_2F(x_0, u_0)G(\alpha)]x + D_2F(x_0, u_0)H(\alpha)w$$

(VI.1.6)

avec $w = [\theta_1^* \ \theta_2^*]^t$

Par placement de pôles, on impose à la matrice dynamique de ce système d'être sous forme compagne de commande .

$$A_G = [D_1 F(x_0, u_0) - D_2 F(x_0, u_0) G(\alpha)] = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & -k_4 \end{pmatrix}$$

(VI.1.7)

comme

$$D_2 F(x_0, u_0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ c_1 & c_2 \\ 0 & 0 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix}$$

la matrice $G(\alpha)$ est tout simplement égale à :

$$G(\alpha) = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 & 0 & b_2-1 & 0 \\ b_3+k_1 & k_2 & b_4+k_3 & k_4 \end{pmatrix} \quad (\text{VI.1.8})$$

CALCUL DE LA COMMANDE NONLINEAIRE $S(X, W)$:

1- COMMANDE AVEC ENTREES - PREPROGRAMMEES :

On a $s(x, w) = u_0(w) - G(w)[x(t) - x_0(w)]$

Tout calcul fait nous donne :

$$\begin{cases} u_1 = g(2\cos w_1 + \cos(w_1 + w_2)) - [k_1(1 + \cos w_1) + 2g\sin w_1 + g\sin(w_1 + w_2)](x_1 - w_1) \\ \quad - [(k_3 - 3) + (k_3 - 2)\cos w_2 + g\sin(w_1 + w_2)](x_3 - w_2) \\ \quad - [k_4(1 + \cos w_2)]x_4 - [k_2(1 + \cos w_2)]x_4 \\ u_2 = g\cos(w_1 + w_2) - [k_1 + g\sin(w_1 + w_2)](x_1 - w_1) - k_2 x_2 - k_4 x_4 \\ \quad - [k_3 - 1 - \cos w_2 + g\sin(w_1 + w_2)](x_3 - w_2) \end{cases}$$

(VI.1.9)

Remarques:

- La commande est dite avec entrées-préprogrammées car les gains sont fonctions des entrées (w_1, w_2).
- Puisque les entrées (références) sont constants la commande $S(x, w)$ est équivalente à une commande linéaire.

2- COMMANDE AVEC ETATS-PREPROGRAMMES:

On utilise dans ce cas la forme générale de la commande nonlineaire :

$$S(x, w) = u_0(\phi(z)) + \sum_{j=m+1}^{m+n} k_j(\phi(z)) (z_j - z_j \Big|_{\substack{x=x_0(\phi(z)) \\ w=\phi(z)}}) \quad (\text{VI.1.10})$$

On choisit le vecteur Z comme suit:

$$Z = [x_1 \ x_3]^T$$

et

$$\beta = \phi(z_0) \rightarrow \beta = \phi(\beta) \rightarrow \phi = I$$

donc:

$$u_0(\phi(z)) = u_0(z) = u_0(x_1, x_2)$$

et de plus on a

$$Z_j = (x_2, x_4, w_1, w_2) \text{ avec } j = \overline{3, 6}$$

$$\text{donc: } Z_j = (0, 0, x_1, x_3)$$

• Calcul des $k_j(\phi(z))$:

$$k_3(z) = k_3(x_1, x_3) = D_{x_2} S(x_c, \beta)$$

$$k_4(z) = k_4(x_1, x_3) = D_{x_4} S(x_c, \beta)$$

$$k_5(z) = k_5(x_1, x_3) = D_{w_1} S(x_c, \beta)$$

$$k_6(z) = k_6(x_1, x_3) = D_{w_2} S(x_c, \beta)$$

Calcul de $H(a)$:

$$\text{On a } H(a) = G(a) D x_0(a) + D u_0(a)$$

Tout calcul fait nous donne:

$$H(\alpha) = \begin{pmatrix} k_1(1+\cos\alpha_2) & k_3(1+\cos\alpha_2) - 3 - 2\cos\alpha_2 \\ k_1 & k_3 - (1+\cos\alpha_2) \end{pmatrix}$$

(VI.1.11)

Et enfin la commande nonlinéaire est exprimée par

$$s(x, w) = U$$

avec:

$$\begin{aligned} u_1 = & g[2\cos x_1 + \cos(x_1 + x_2)] - k_2(1 + \cos x_3)x_2 - k_4(1 + \cos x_3)x_4 \\ & - k_1(1 + \cos x_3)(w_1 - x_1) + [(k_3 - 3) + (k_3 - 2)\cos x_3](w_2 - x_3) \\ u_2 = & g\cos(x_1 + x_3) - k_2x_2 - k_4x_4 + k_1(w_1 - x_1) + (k_3 - 1 - \cos x_3)(w_2 - x_3) \end{aligned}$$

(VI.1.12)

RESULTAT DE SIMULATION:

Afin d'évaluer les performances des deux lois de commande traitées dans cette application, différentes simulations ont été faites. En premier lieu, le vecteur d'entrée W a été maintenu constant à $w_1 = \pi/2$ et $w_2 = 0$ (commander le bras à sa position verticale) pour différentes conditions initiales $\dot{\theta}_1(0) = \dot{\theta}_2(0) = \theta_2(0) = 0$ et $\theta_1(0) = 0.3, 0.9, 1.3$ rad.

Les réponses de l'angle θ_1 sont représentées à la figure (VI.1.2). Pour la condition initiale $\theta_1(0) = 1.3$ rad, les réponses aux deux lois de commande sont presque identiques et la position θ_1 s'établit au point d'équilibre à $t = 3.5$ s pour un placement de pôles à $p_1 = -2$ s⁻¹.

les deux autres simulations, nous ont montrés que plus $\theta_1(0)$ s'éloigne de l'angle de référence $w_1(t)$ plus la dynamique de la commande N.L avec états prés-programmée devient plus performante, cette remarque

a été validée par l'apparition des oscillations dans le régime transitoire dans le cas de la commande avec entrées pré-programmées.

A la figure (VI.1.3) nous avons représentés la réponse de l'angle θ_1 pour $w_2(t)=0$, $w_1(t)=1.4, 1.3, 1.2$ rad et $\theta_1(0)=\pi/2$ rad. Nous avons constatés que pour une position de commande $w_1(t)=1.4$ rad qui est au voisinage du point d'équilibre initiale, les réponses aux deux lois de commande sont les mêmes et satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne. pour les autres positions de commande $w_1(t)=1.3, 1.2$ rad la simulation a montrée une dynamique plus performante pour la commande avec états pré-programmées contrairement à l'autre commande qui commence à diverger pour $w_1(t)=1.3$ rad et diverge totalement pour $w_1(t)=1.2$ rad.

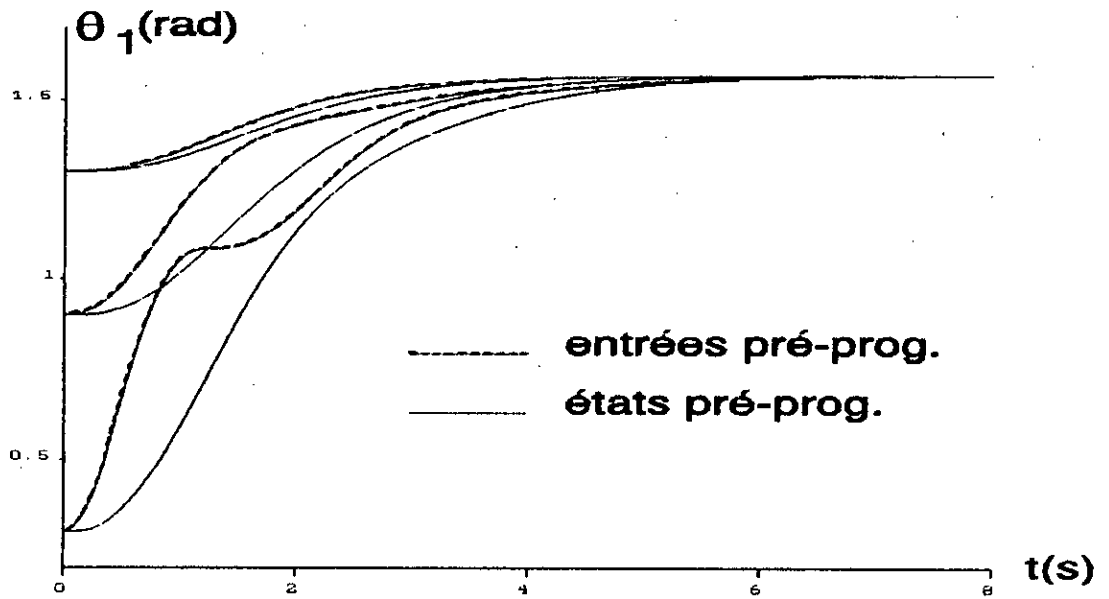


Fig.VI.4.2 REPONSE DE θ_1 A L'ENTREE $w_1(t)=\pi/2$, $w_2(t)=0$,
 AVEC $\dot{\theta}_2(0)=\dot{\theta}_1(0)=\theta_2(0)=0$, $\theta_1(0)=0.3, 0.9, 1.3$ rad.

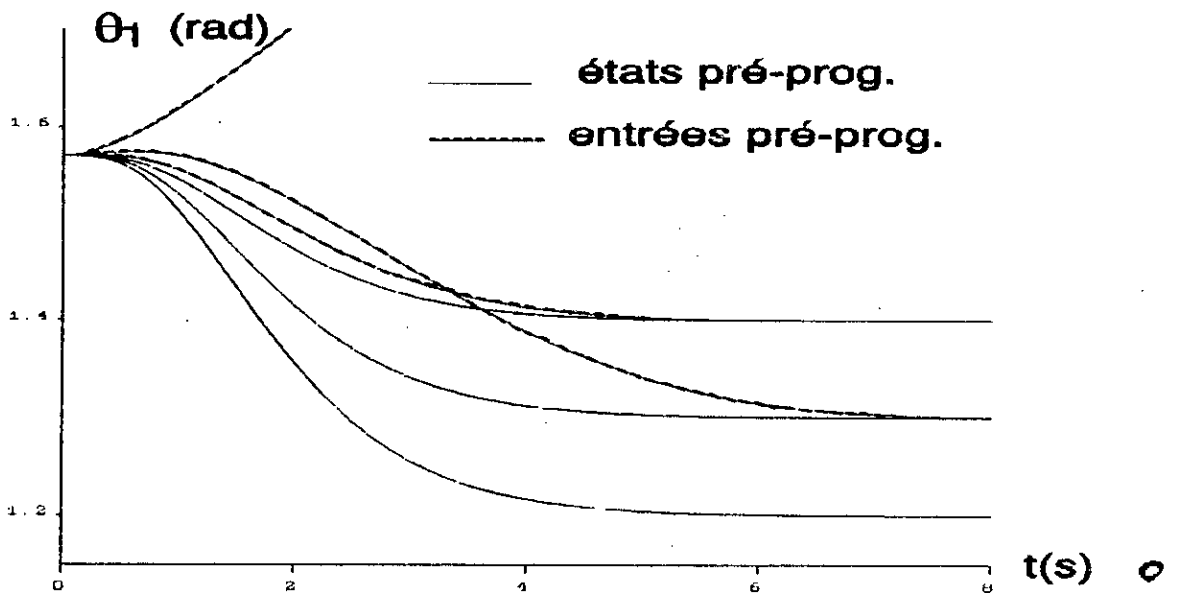


Fig.VI.4.3 REPONSE DE θ_1 AUX ENTRES $w_2(t)=0$, $w_1(t)=1.4, 1.3, 1.2$ rad
 AVEC $\dot{\theta}_2(0)=\dot{\theta}_1(0)=\theta_2(0)=0$ et $\theta_1(0)=\pi/2$ rad.

VI.2 APPLICATION AU M.A.S

Afin de résoudre le problème de paramétrisation et d'appliquer la commande par linéarisation étendue à la M.A.S, il est convenable de représenter son modèle mathématique dans un espace d'état X dont les éléments x sont définies comme suit:

$$x = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$$

avec

$$x_0 = \theta \quad (\text{position de l'actionneur})$$

$$x_1 = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{La vitesse})$$

$$x_2 = T_{em} = \frac{pX_m}{X_r} (\phi_r^T p i_s) \quad (\text{couple électromagnétique})$$

$$x_3 = (\phi_r^T \phi_r)^{1/2} \quad (\text{module du flux rotorique})$$

$$x_4 = \frac{dx_3}{dt}$$

(VI.2.1)

Le modèle mathématique de la machine asynchrone peut donc être représenté dans la forme d'état suivante [7]:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dx_0}{dt} &= x_1 \\ \frac{dx_1}{dt} &= \frac{1}{j} (x_2 - f x_1) \\ \frac{dx_2}{dt} &= - \left(\frac{x_3 x_4}{R_r} - \frac{x_3^2}{\sigma X_r} \right) x_1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{X_s} + \frac{R_r}{X_r} \right) x_2 + \frac{1 - \sigma}{\sigma X_m} x_3 U_d \\ \frac{dx_3}{dt} &= x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} &= R_r x_2 \frac{x_1}{x_3} + R_r \frac{x_2^2}{x_3^3} - \frac{R_s R_r}{\sigma X_s X_r} x_3 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{X_s} + \frac{R_r}{X_r} \right) x_4 + R_r \frac{1 - \sigma}{\sigma X_m} U_d \end{aligned} \right.$$

(VI.2.2)

avec $\sigma = 1 - x_g^2 / (x_g x_r)$: coefficient de dispersion de la machine.
on pose :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{J} & , & & a_2 &= -\frac{f}{J} & , & & a_3 &= -\frac{1}{R_r} & , & & a_4 &= \frac{1}{\sigma x_r} \\ a_5 &= -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_g}{x_g} + \frac{R_r}{x_r} \right) & , & & a_6 &= \frac{1-\sigma}{\sigma x_m} & , & & a_7 &= R_r \\ a_8 &= R_r^2 & , & & a_9 &= -\frac{R_r R_g}{\sigma x_g x_r} & , & & b &= a_8 a_7. & & & P &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Le choix de ces variables d'état est judicieux pour commander simultanément le flux rotorique et l'un des états: θ, n, T_{em} .

VI.2.1- COMMANDE EN POSITION:

Pour commander la position du moteur et le flux rotorique, le point d'équilibre (x_0, u_0) peut être paramétriser par $\alpha \in \mathbb{R}^2$ tel que:

$$\alpha = [\theta^* \quad \|\phi_r^*\|]^T \quad (\text{VI.2.3})$$

avec $\theta^*, \|\phi_r^*\|$ sont respectivement la consigne de la position et du flux rotorique.

A l'équilibre on a:

$$n - T_{em} - x_4 = 0 \quad \text{et} \quad \theta - \theta^* - \alpha_1, \quad \|\phi_r\| - \|\phi_r^*\| - \alpha_2$$

donc:

$$\begin{cases} x_0(\alpha) = [\alpha_1 & 0 & 0 & \alpha_2 & 0]^T \\ u_0(\alpha) = [-a_9 \frac{\alpha_2}{b} & 0]^T \end{cases} \quad (\text{VI.2.4})$$

La linéarisation de (VI.2.2) autour du point d'équilibre $(x_0(\alpha), u_0(\alpha))$ donne le système linéaire paramétrisé d'écrit par l'équation:

$$\dot{x} = D_1 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha))x + D_2 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha))u$$

(VI.2.5)

avec:

$$D_1 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & a_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & a_9 & a_5 \end{bmatrix} \quad \text{et}$$

$$D_2 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & c_1 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec: } b_1 = a_4 a_2^2 \text{ et } c_1 = a_6 a_2$$

En appliquant à (VI.2.2) le retour d'état linéaire (V.18), on obtiendra le système linéaire en B.F (V.19) avec W donnée par (VI.2.3).

La matrice dynamique du système linéaire en B.F est imposée pour avoir un placement de poles qui assure la stabilité du système

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & -k_4 & -k_5 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.2.6})$$

Comme:

$$D_2 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & c_1 \\ b & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.2.7})$$

La matrice des gains $G(\alpha)$ est tout simplement égale à:

$$G(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & c_1 \\ b & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & b_1 & a_5 & -1 & 0 \\ k_1 & k_2 & k_3 & k_4+a_4 & k_5+a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.2.8})$$

calcul de la commande nonlinéaire $s(x, w)$:

1- commande avec entrées-préprogrammées:

A partir de (V.32) tout calcul fait nous donne:

$$\begin{cases} u_1 = -a_9 \frac{w_2}{b} - \frac{k_1}{b} (x_0 - w_1) - \frac{k_2}{b} x_1 - \frac{k_3}{b} x_2 - \frac{(k_4 + a_4)}{b} (x_3 - w_2) - \frac{(k_5 + a_5)}{b} x_4 \\ u_2 = -a_4 w_2 \frac{x_1}{a_6} - a_5 \frac{x_2}{a_6 w_2} - \frac{(x_3 - w_2)}{a_6 w_2} \end{cases} \quad (\text{VI.2.9})$$

Remarques:

- Cette commande est dite avec "entrées-préprogrammées" car les gains sont fonctions des entrées (w_1, w_2) .

- Cette commande est équivalente à une commande linéaire car les entrées (w_1, w_2) sont constants.

2- commande avec états-préprogrammées:

On utilise dans ce cas la forme générale de la commande nonlinéaire $s(x, w)$ donnée par (V.38). On choisit le vecteur z comme suit:

$$z = [x_0 \quad x_3]^T \quad \text{ainsi}$$

$$\beta = \phi(z \Big|_{\substack{x=x_c(\beta) \\ w=\beta}}) \Rightarrow \phi = I \Rightarrow u_0(\phi(z)) = u_0(x_0, x_3)$$

- calcul de $H(\alpha)$

$$k_j(\beta) = D_{z_j} s(x_c(\beta), \beta) \quad \text{avec}$$

$$z_j = [w_1 \ w_2 \ x_1 \ x_2 \ x_4]^T \quad j = \overline{3,7}$$

$$\Rightarrow z_j \Big|_{\substack{x = x_0(\phi(z)) \\ w = \phi(z)}} = [x_0 \ x_3 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$k_3(x_0, x_3) = D_{w_1} s(x_c(\beta), \beta)$$

$$k_4(x_0, x_3) = D_{w_2} s(x_c(\beta), \beta)$$

$$k_5(x_0, x_3) = D_{x_1} s(x_c(\beta), \beta)$$

$$k_6(x_0, x_3) = D_{x_2} s(x_c(\beta), \beta)$$

$$k_7(x_0, x_3) = D_{x_4} s(x_c(\beta), \beta)$$

$$H(\alpha) = G(\alpha)DX_0(\alpha) + Du_0(\alpha) = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{b} & \frac{k_4}{b} \\ 0 & -\frac{1}{a_6 \alpha_2} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.2.10})$$

la commande $s(x, w)$ est donc égale à :

$$u_1 = -\frac{a_3}{b} x_3 + \frac{k_1}{b} (w_1 - x_0) + \frac{k_4}{b} (w_2 - x_3) - \frac{k_2}{b} x_1 - \frac{k_3}{b} x_2 - \frac{(a_5 + k_5)}{b} x_4$$

$$u_2 = -\frac{1}{a_6 x_3} (w_2 - x_3) - a_5 \frac{x_2}{a_6 x_3} - a_4 x_3 \frac{x_1}{a_6}$$

(VI.2.11)

• Remarque :

Les gains k_i sont fonction des pôles à placés selon le théorème de VIET .

VI.2.2 COMMANDE EN VITESSE:

Avec:

$$D_1 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & 0 & 1 \\ b_1 & a_5 & b_2 & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ b_4 & b_5 & b_6 & a_5 \end{bmatrix} \quad , \text{et}$$

$$D_2 f(x_0(\alpha), u_0(\alpha)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & c_1 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \end{bmatrix}$$

Les b_i et c_1 sont fonction du paramètre α :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = a_4 \alpha_2^2 \\ b_2 = a_4 \alpha_1 \alpha_2 + a_2 a_5 \frac{\alpha_1}{a_1 \alpha_2} \\ b_3 = a_3 \alpha_1 \alpha_2 \\ b_4 = -a_2 a_7 \frac{\alpha_1}{a_1 \alpha_2} \\ b_5 = a_7 \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - 2 a_8 a_2 \frac{\alpha_1}{a_1 \alpha_2^3} \\ b_6 = a_9 + \frac{a_7 a_2 \alpha_1^2}{a_1 \alpha_2^2} - \frac{-3 a_8 a_2^2 \alpha_1^2}{a_1^2 \alpha_2^4} \\ c_1 = a_6 \alpha_2 \end{array} \right.$$

appliquant au système Linéarisé (VI.2.14) le retour d'état linéaire (V.18) avec $W = [n^t \quad |\phi_r^t|]^T$, on obtiendra le système décrit par (V.19) dont la matrice dynamique A_G :

$$A_G = \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & -k_4 \end{bmatrix}$$

$$G(\alpha) = \begin{bmatrix} 0 & c_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_1 & a_5 & b_2-1 & b_3 \\ k_1+b_4 & k_2+b_5 & k_3+b_6 & k_4+a_5 \end{bmatrix}$$

(VI.2.15)

calcul de la commande nonlinéaire $s(x,w)$:

1- commande avec entrées préprogrammées:

Les commandes (V.39) sont :

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1}{b} \left\{ \frac{a_2 a_7 w_1^2}{a_1 w_2} - \frac{a_8}{w_2^3} \left(\frac{a_2 w_1}{a_1} \right)^2 - a_9 w_2 \right\} - \frac{1}{b} \left\{ k_1 - a_2 a_7 \frac{w_1}{a_1 w_2} \right\} (x_1 - w_1) \\ &\quad - \frac{1}{b} \left\{ k_2 + a_7 \frac{w_1}{w_2} - 2 a_8 a_2 \frac{w_1}{a_1 w_2^3} \right\} (x_2 + a_2 \frac{w_1}{a_1}) - \frac{1}{b} (a_5 + k_5) x_4 \\ &\quad - \frac{1}{b} \left\{ k_3 + a_9 + a_2 \frac{a_7}{a_1} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 - 3 a_8 \left(\frac{a_2}{a_1} \right)^2 \frac{w_1^2}{w_2^4} \right\} (x_3 - w_2) \\ u_2 &= \frac{1}{a_6 w_2} \left\{ \frac{a_5 a_2 w_1}{a_1} - a_4 w_1 w_2^2 \right\} - \frac{a_4 w_2}{a_6} (x_1 - w_1) - \frac{a_5}{a_6 w_2} \left(x_2 + \frac{a_2 w_1}{a_1} \right) \\ &\quad - \left(\frac{a_4 w_1}{a_6} + \frac{a_2 a_5 w_1}{a_1 a_6 w_2^2} - \frac{1}{a_6 w_2} \right) (x_3 - w_2) - \frac{a_3 w_1 x_4}{a_6} \end{aligned} \quad (VI.2.16)$$

2- commande avec états préprogrammées:

De la même manière que pour la commande en position le calcul

donne:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \frac{1}{b} \left\{ \frac{a_2 a_7 x_1^2}{a_1 x_3} - \frac{a_8}{x_3^3} \left(a_2 \frac{x_1}{a_1} \right)^2 - a_9 x_3 \right\} - \frac{1}{b} \left\{ \frac{a_7 x_1}{x_3} - \frac{2 a_2 a_8 x_1}{a_1 x_3^3} + k_2 \right\} \left(x_2 + \frac{a_2 x_1}{a_1} \right) \\
 &\quad - \frac{1}{b} \left\{ a_5 + k_4 \right\} x_4 + \frac{1}{b} \left\{ k_1 - a_2 \frac{k_2}{a_1} \right\} (w_1 - x_1) + \frac{k_3}{b} (w_2 - x_3) \\
 u_2 &= \frac{-a_4 x_1 x_3}{a_6} - \frac{a_5 x_2}{a_6 x_3} - \frac{a_3 x_1 x_4}{a_6} - \frac{(w_2 - x_3)}{a_6 x_3}
 \end{aligned} \tag{VI.2.17}$$

RESULTATS DE SIMULATION:

Afin de comparer entre la commande par mode de glissement et celle qui fait l'objet de ce chapitre, nous avons considérés le même moteur dont les paramètres sont données en Annexe. Les résultats de simulations sont représentées au figures de (VI.2.1) à (VI.2.8).

Pour la commande en vitesse, nous avons simulés au figures (VI.2.1), (VI.2.2) les états du système ainsi que les deux commandes U_d et U_q pour deux placements de pôles $P_1 = -3$, $P_2 = -4 \text{ s}^{-1}$ et une consigne de vitesse $W_1 = 150 \text{ rad.s}^{-1}$ et du flux rotorique $W_2 = 0.5 \text{ Wb}$.

La simulation a montrée que le système répond lentement mais avec un temps de réponse netement inférieur à la constante du temps mécanique du moteur.

A la figure (VI.2.3) un changement de consigne de vitesse a été introduit, l'évolution du flux rotorique montre le couplage existant entre la commande de la vitesse et celle du flux

contrairement à la commande par M.G.

l'effet des variations de R_r et J sur la vitesse apparaît aux figures (VI.2.4) et (VI.2.5). moins bonne que pour les modes glissants, la réponse parrait sensible à toute variation de ces deux paramètres, puisque pour de faibles taux de variation les performances dynamiques du système changent.

Dans les mêmes conditions nous avons simulés l'évolution des états ainsi que les commandes U_d , U_q pour une commande en position fig (VI.2.6), (VI.2.7) et (VI.2.8). Les mêmes remarques peuvent être maintenues.

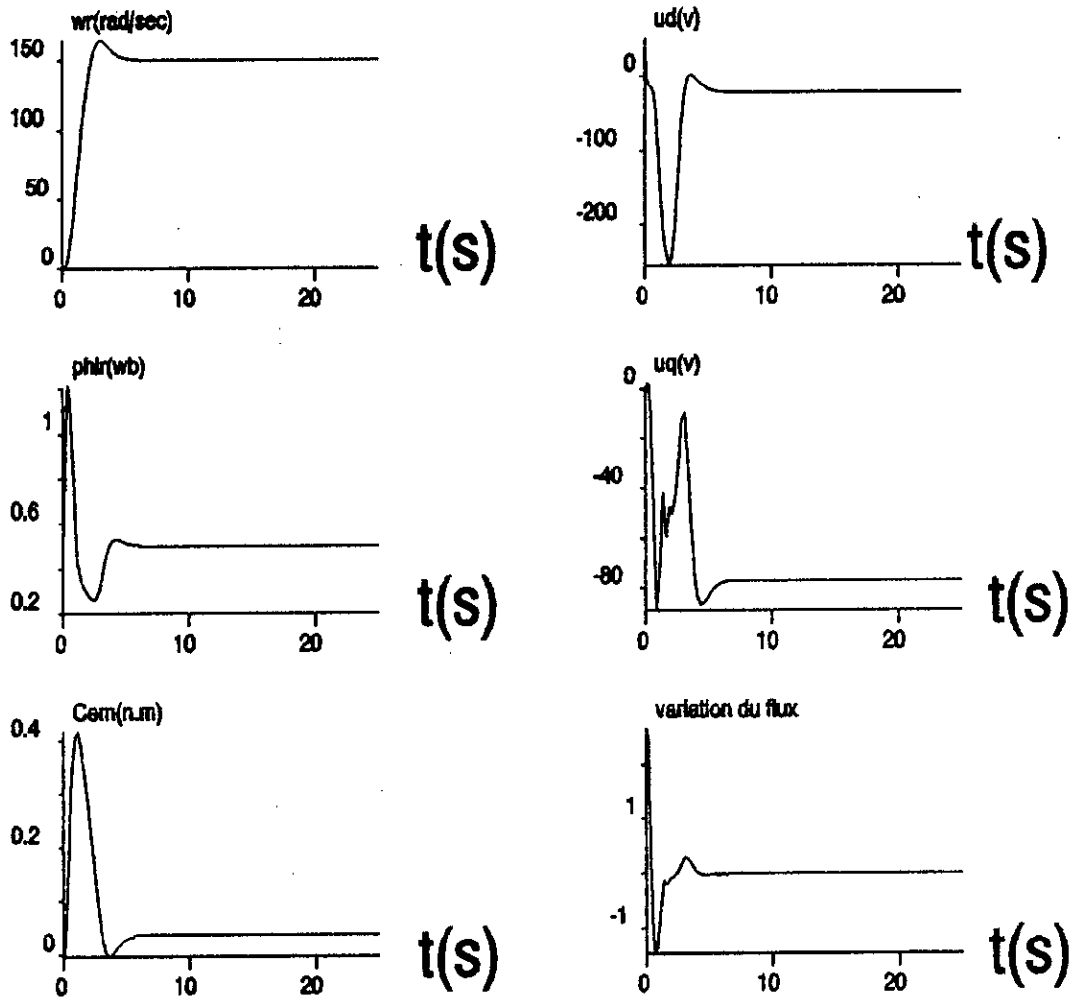


fig (VI.2.1) EVOLUTIONS DES COMMANDES ET DES ETATS DU SYSTEME
 POUR $P_i = -3 \text{ s}^{-1}$

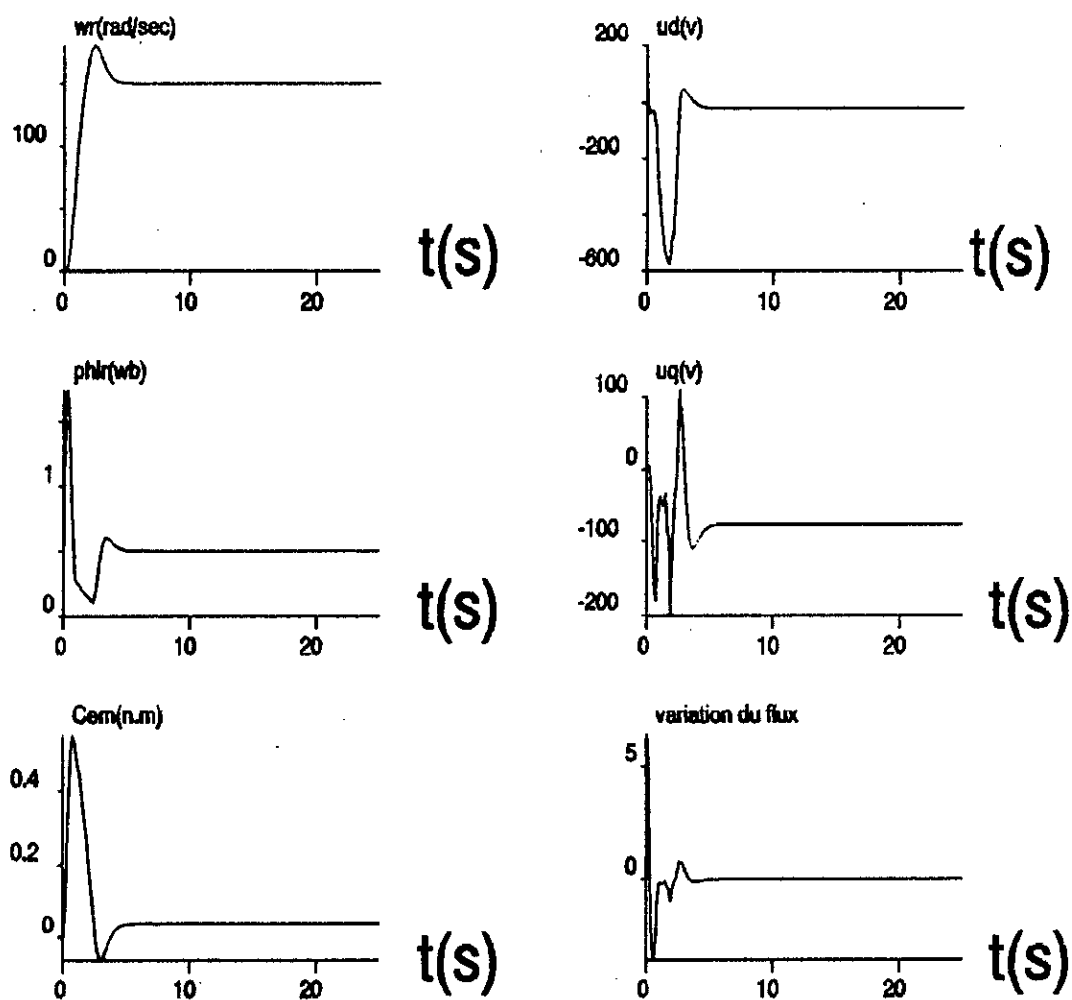


fig (VI.2.2) EVOLUTION DES COMMANDES ET DES ETATS DU SYSTEME
POUR $P_i = -4 \text{ s}^{-1}$

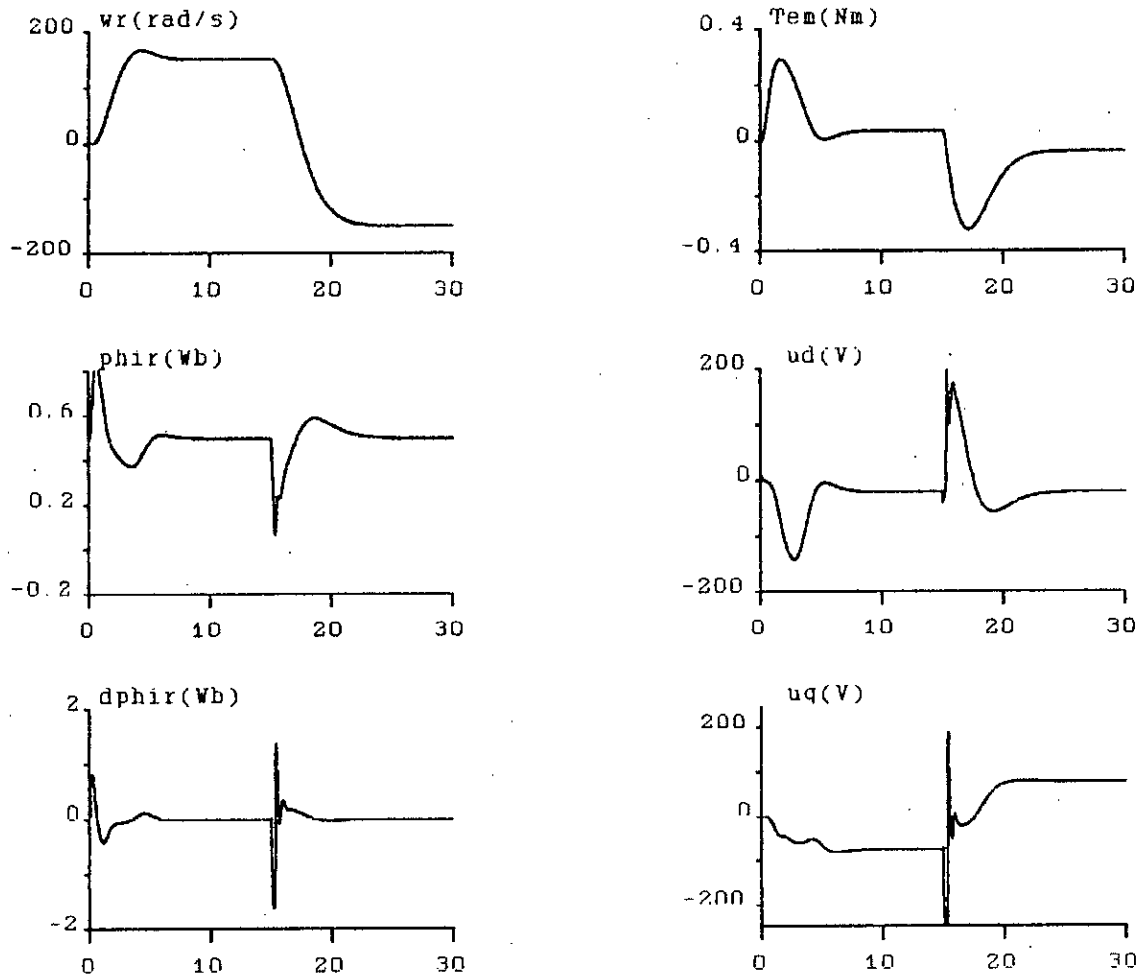
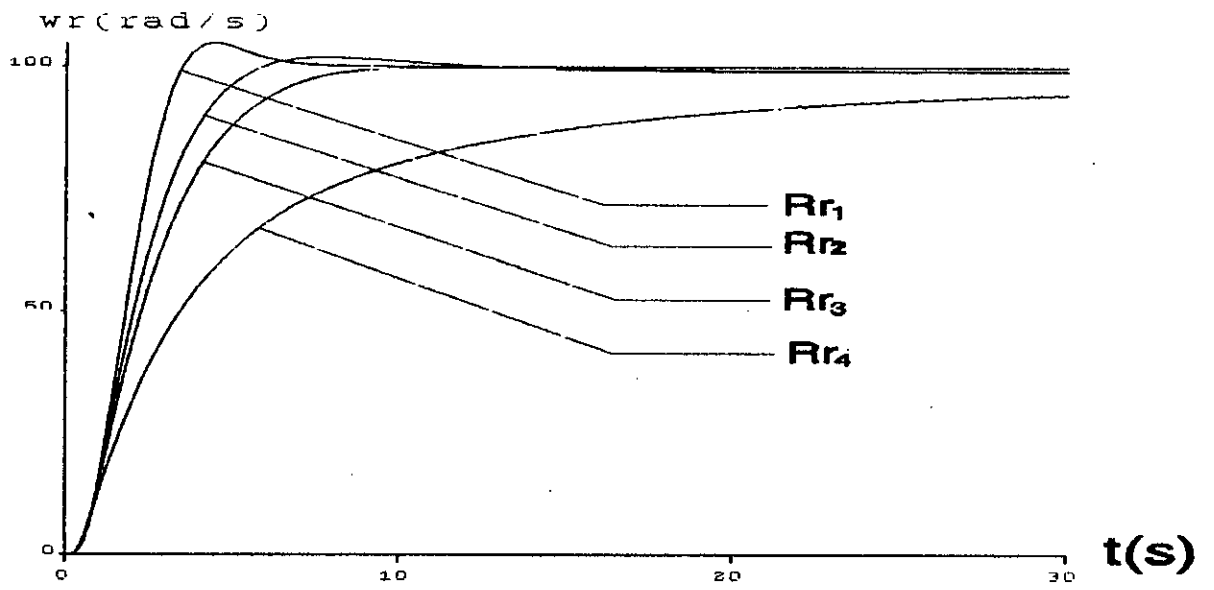


fig (VI.2.3) EVOLUTIONS DES COMMANDES ET DES ETATS POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE DE +150/-150 rad/s



Fig(VI.2.4) Influence de la variation de R_r sur la vitesse pour des perturbations de 0%, 5%, 10%, 50%.

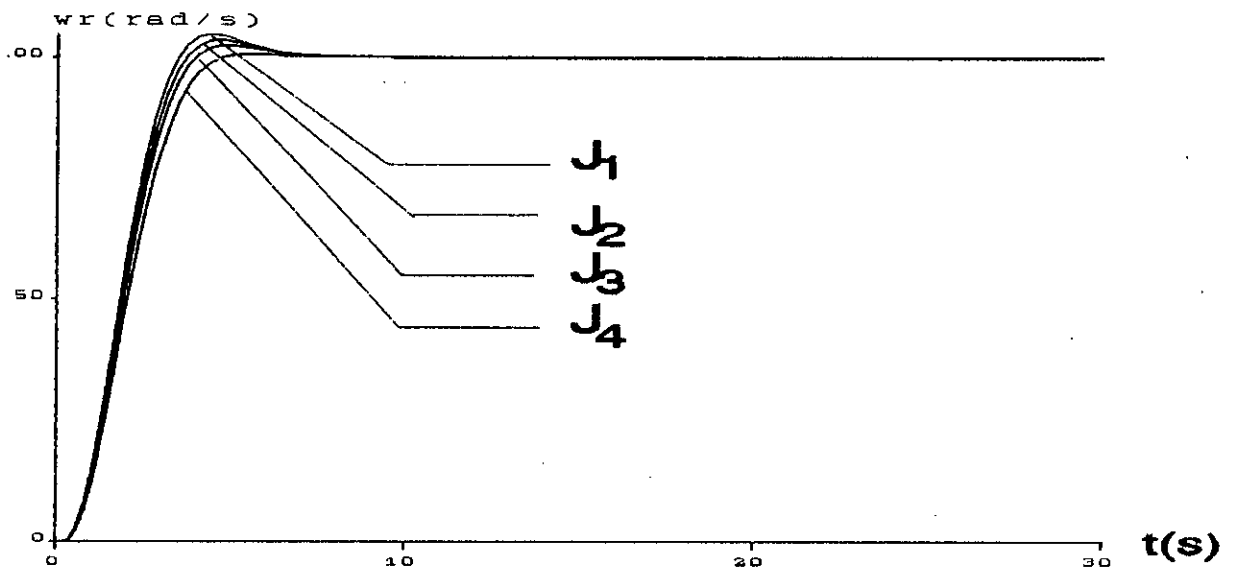


Fig (VI.2.5) Influence de la variation de J sur la vitesse pour des perturbations de 0%, 5%, 10%, 20%.

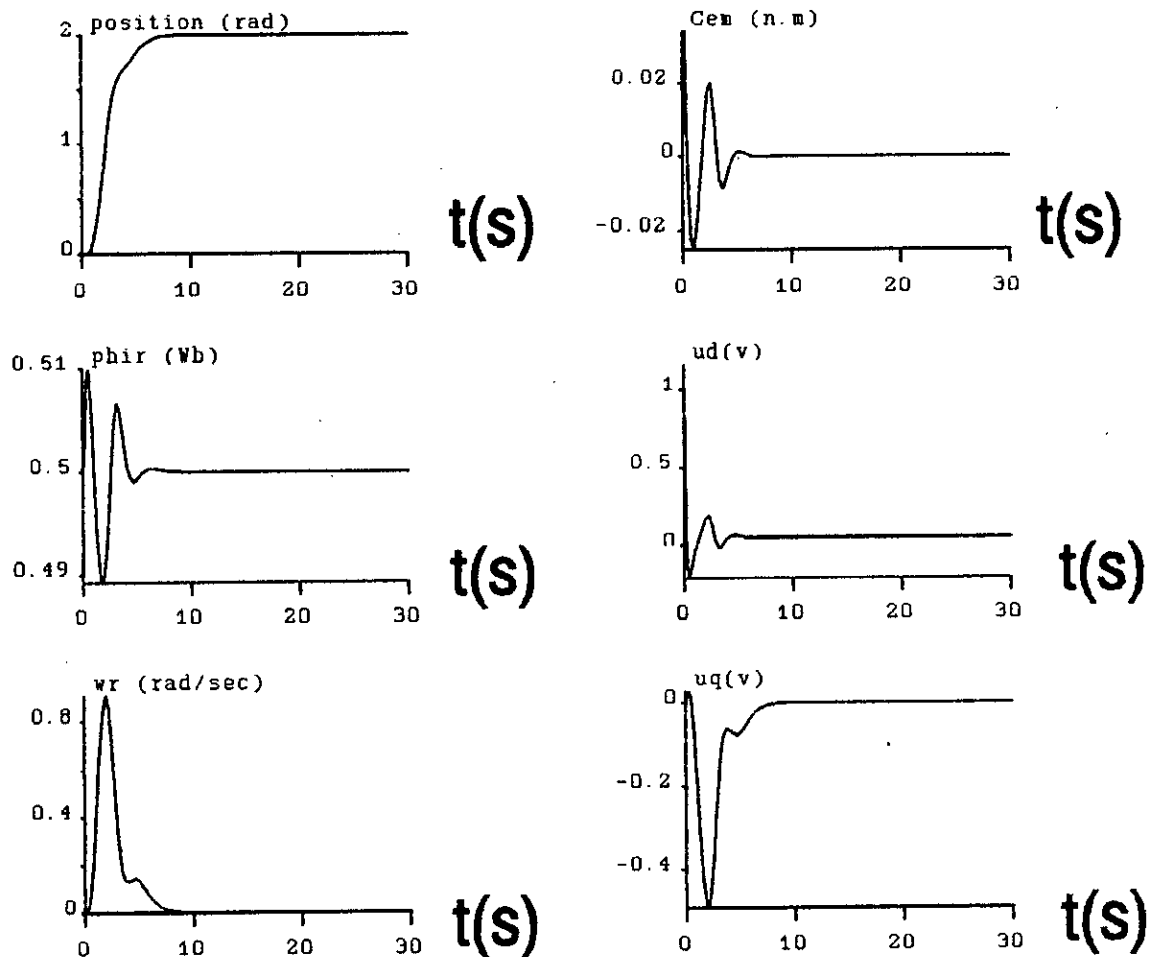


fig (VI.2.6) REPOSE EN POSITION POUR $P_i = -3 \text{ s}^{-1}$.

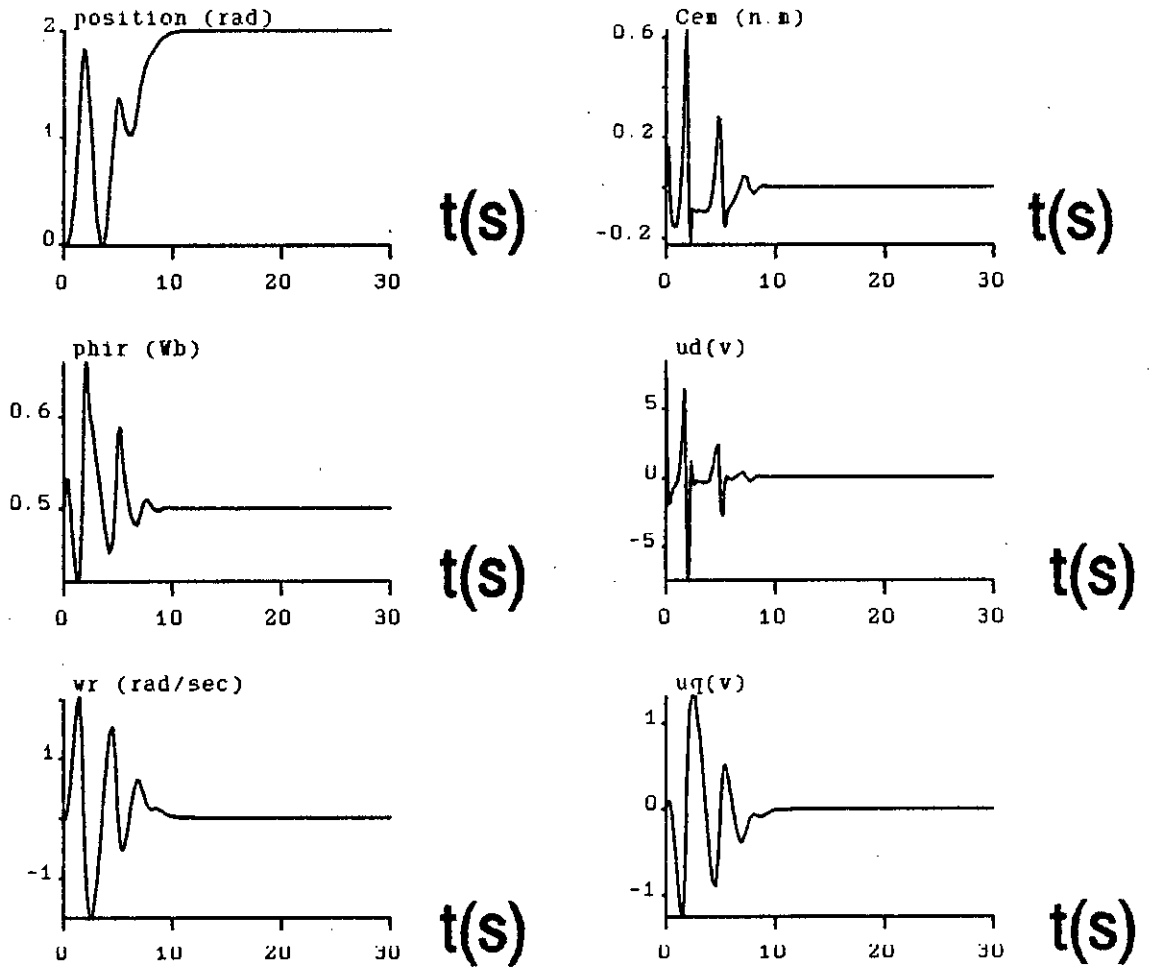


fig (VI.2.7) REPONSE EN POSITION POUR $P_i = -4 \text{ s}^{-1}$.

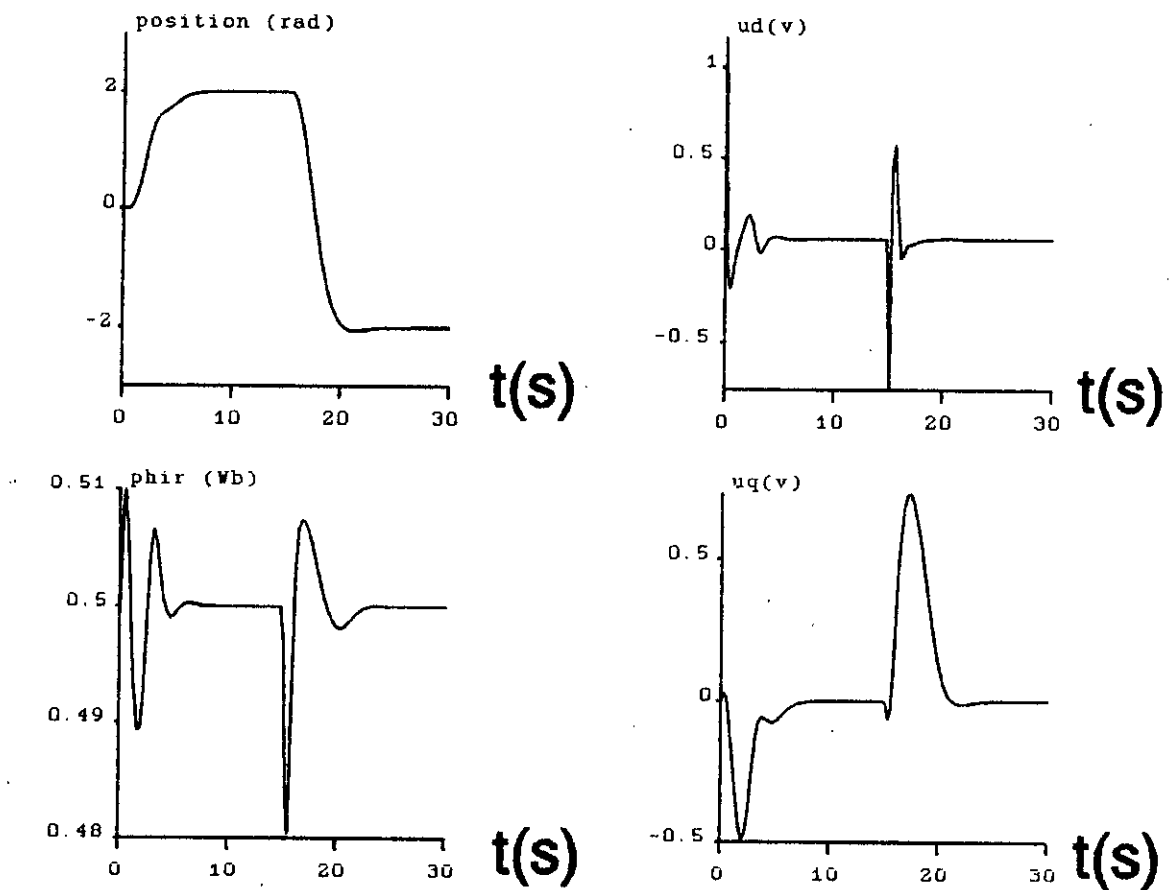


fig (VI.2.8) EVOLUTION DES GRANDEURS D'ETAT ET COMMANDES
 POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE DE POSITION

CONCLUSION GENERALE

Le contenu de cette thèse se veut d'être une contribution à la synthèse d'une commande par deux techniques différentes, à savoir les modes glissants et la linéarisation étendue (L.E)

La première technique dont la théorie est non-linéaire a été appliquée sur un modèle linéaire. La deuxième dont l'apparition est tout à fait récente et se basant sur des concepts linéaires a permis de synthétiser une loi de commande non-linéaire .

Comme toute théorie n'a d'intérêt que si elle peut être facilement appliquée, le moteur asynchrone a été ciblé pour être commandé par ces deux techniques.

En premier lieu et pour commander le flux indépendamment de la vitesse, on a fait appel à la technique du flux orienté qui nous a permis une application linéaire des modes glissants. Comme il a été explicité dans la deuxième partie, cette technique nous a permis de réduire le modèle non-linéaire du M.AS à un modèle linéaire S.I.S.O. En raison de sa simplicité, la méthode de placement des pôles était à l'origine de la synthèse de la surface de commutation. Des résultats satisfaisants en ont pu être obtenus, en particulier la robustesse de la commande vis à vis des fluctuations de certains paramètres tel que la résistance rotorique.

Nous avons essayé dans la dernière partie de notre travail d'aborder de façon restreinte l'approche de la linéarisation étendue. L'accent fut mis en premier lieu sur la notion de paramétrisation qui est la base de l'idée de cette approche.

Pour mettre en vigueur la loi de commande issue de cette technique, les résultats de son application sur un bras manipulateur puis sur le M.AS se sont révélés assez satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne.

Une brève étude comparative permet de confirmer ces avances. Par exemple pour la commande en position le moteur asynchrone commandé par la commande équivalente a pu être tester avec succès pour une consigne allant jusqu'à 100 rad .En contre partie la réponse du moteur commandé par la deuxième technique diverge à partir d'une consigne de 4.7 rad ce qui rend cette dernière efficace uniquement sur une plage restreinte de fonctionnement du moteur.

Nous avons remarqué également que le moteur commander par la linéarisation étendue était très sensible à toute perturbation de charge aussi petite qu'elle soit, ce qui n'est pas le cas avec la commande équivalente dont la réponse du moteur a donné satisfaction en plein charge.

Enfin l'avantage majeur de la commande par M.G est la robustesse vis à vis des variations de certains paramètres internes. Les réponses nous ont montré des performances dynamiques peut satisfaisantes surtout dans le cas de variation de R_f .

Malgré tout ces aspects contraignants à la commande par linéarisation étendue celle-ci reste une tentative à la synthèse de la commande non-linéaire, permettant ainsi d'approcher pas mal des problèmes non-linéaires, étant traités dans un cas linéaire, et de les abordés par une synthèse non-linéaire via la L.E.

• PERSPECTIVES

Pour élargir le champs d'application de la commande par linéarisation étendue, il nous semble intéressant de proposer l'application de celle-ci sur un exemple où cette méthode a pris part dans la synthèse du régulateur [12].

Dans [16], un régulateur non-linéaire PI, synthétisé par la L.E est proposé pour la régulation de la tension de sortie d'un convertisseur électrique. la commande continue générée par le régulateur PI n'est autre qu'une fonction continue des états représentant le rapport cyclique. A travers une modulation de largeurs d'impulsions, une commande va être synthétisée pour commander les interrupteurs du convertisseur. Le régulateur PI nonlinéaire est obtenue à partir d'une conception linéaire, d'une manière entièrement similaire à celle proposée par Rugh dans [12].

Ainsi, l'étude de ce cas serait très intéressante, et ouvrira la voie à la linéarisation étendue devant la commande des interrupteurs électriques.

Dans la deuxième partie, et en choisissant la stratégie de commande par contrôle indirecte du flux, nous avons supposé ce dernier mesurable, ce qui n'est par réellement le cas. Une étude plus rigoureuse considerera ce point par construction d'un observateur de flux.

Lors de l'étude de la sensibilité de la vitesse aux variations de certains paramètres, nous avons constaté une influence considérable de ces derniers, afin de surmonter ces problèmes, un dimensionnement robuste de pôles est nécessaire pour compléter l'étude de la robustesse des deux commandes traitées.

BIBLIOGRAPHIEI. OUVRAGE :

- [1] H. Buhler, " Réglage par mode de glissement", PPR, Lausanne 1986.
- [2] H. Buhler, " Conception des systèmes automatiques", PPR, Lausanne.
- [3] J. Chatelain, " Machines électriques", PPR, Lausanne 1983.
- [4] G. Segulier, F. Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Tome VI, Ed Tec et Doc - Lavoisier, 1989.
- [5] W. J. Rugh, " The Extended linearization approach for nonlinear systems problems", in Algebraic and Geometric Methods in nonlinear control theory M. Fliess and M. Hazewinkel Eds. Holland, 1986.

II ARTICLES :

- [6] J. Dente, R. Faria, F. Labrique et B. Robyns, " A low cost digital field oriented control system for induction actuator".
- [7] A. Sabanovic and D.B. Izocimov, " Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol IA.17, N°1, 1981.
- [8] W.T. Baumann, " Feedback control of multiinput nonlinear systems by Extended linearization", IEEE Trans. Automatic Control, Vol 33, N°2, 1988.
- [9] J.L. Wang and W.J. Rugh, "Parametrized linear systems and linearization families for nonlinear systems", IEEE Transaction Circuits and Systems, Vol CAS-34, N°6, 1987.

- [10] W.T. Baumann and W.J. Rugh, "Feedback Control of nonlinear systems by Extended linearization", IEEE Trans. Automatic Control, Vol 31, N°1, 1986.
- [11] H.Sira Ramirez, "Pulse Width Modulated control of robotic manipulators", Proceeding of the 29th conference of decision and control, 1990.
- [12] W.J. Rugh, "Design of nonlinear PID controllers", AICHE Journal, Vol 33, N°10, 1987.
- [13] M.O. Mahmoudi, "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur M.L.I", J.T.E.A, 1991.
- [14] M.O. Mahmoudi, " Cours de magister: commande des machines alternatives".
- [15] B. Robyns, " Commande numérique des machines synchrone et asynchrone", Seminaire sur les entrainements électriques RABAT-1991.
- [16] H. Sira Ramirez, " Nonlinear feedback regulator design of the CUK converter", IEEE Proceeding of 29th conf decision and control, 1990

III - THESES

- [17] F.Boudjema, " Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques", Thèse de doctorat en automatique, LAAS(CNRS), Toulouse, 1991, France.
- [18] A. E. Hor et Deradji, " Commande par mode de glissement d'un convertisseur électrique ", Projet de Fin d'Etudes, 1993, ENP, Alger, Algérie.
- [19] Y. Ait Gougam, " Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension", Thèse de Magister, 1992, ENP, Alger, Algérie.
- [20] Y. FU, " Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées", Thèse de doctorat, 1991, Univ. Montpellier II, France.

Annexe

Les paramètres du moteur asynchrone utilisés pour notre application tout au long de ce travail ont été ~~ent~~ tirés de [6], et sont :

$$V_{S_n} = 110 \text{ V}$$

$$P_n = 250 \text{ W}$$

$$\Omega_{S_n} = 1800 \text{ [tr/min]}$$

$$J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ [Kg.m}^2\text{]}$$

$$f = 2.5 \cdot 10^{-4} \text{ [Nm.s]}$$

$$R_s = 1.923 \text{ } \Omega$$

$$R_r = 1.739 \text{ } \Omega$$

$$L_s = 0.1157 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1154 \text{ H}$$

$$L_m = 0.1126 \text{ H}$$

$$P = 2$$

Pour l'onduleur M.L.I, la tension d'entrée est :

$$E_d = 180 \text{ V}$$