



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et la
Recherche Scientifique
Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued



FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE

MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science Technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème :

**COMMANDES PAR RETOUR D'ETAT NON
LINEAIRE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE**

Présenté par :

Soltani Seddik

Allaoua Kamal Kamar Eddine

Nacer Heythem

Dhouib Mohammed Seghir

Supervisé par :

Djokhrab Ala Eddine

2022-2023



REMERCIEMENTS

*Je remercie Dieu tout puissant par-dessus Tout
Courage de faire ce petit commerce.*

*Je voudrais exprimer ma gratitude à Le superviseur,
le Dr Djokhrab Ala Eddine, pour son suivi Trucs et astuces*

*Je remercie les membres du jury pour
Assister et le consacrer à l'évaluation de ce travail.*


*Je remercie sincèrement tout le monde
Membres de la halle technologique du département
Génie mécanique.*

*Je tiens également à remercier tous mes amis
et camarades de classe*

Enfin, je tiens à adresser mes sincères Remerciements

*Tous les enseignants du Département de
génie mécanique , spécialité électromécanique .*

*Et tous ceux qui ont participé de près ou de loin
Pour faire le travail*



LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Modélisation de la Machine asynchrone

Fig : I-1 « Modèle généralisée de la M.AS triphasé»

Fig : I-2 « Passage du repère triphaseé au repère biphaseé»

Fig : I-3 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (α β)»

Fig : I-4 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)»

Fig : I-5 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (d q)»

Fig : I-6 « Schéma de simulation de la MAS»

Fig : I-7 « Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels(d,q) et (α, β)»

Chapitre II : Principe de la commande vectorielle

Fig : II-1 « Schéma du principe de linéarisations entrées – sorties »

Fig : II-2 « Schéma bloc de la Commande non linéaire de la MAS »

Fig : II-3 « Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide »

Chapitre III : Commande par mode glissant de la machine asynchrone

Fig : III-1 « Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement»

Fig : III-2 « Les modes de trajectoire dans le plan de phase »

Fig : III-3 « Configuration par changement de retour d'état»

Fig : III-4 « Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande»

Fig : III-5 « Démonstration du mode de glissement»

Fig : III-6 « Commande par retour de position»

Fig : III-7 « Retour de position et de vitesse »

Fig : III-8 « Glissement du système sur la droite Δ »

Fig : III-9 « Réticence»

Fig : III-10 « Réticence, allure de la vitesse»

Fig : III-11 « Réticence»

Fig : III-12 « Réticence, allure de la vitesse»

Fig : III-13 « Commande par mode glissant de la MAS»

Fig : III-14 « Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS. en charge nominale après un démarrage à vide»

Fig : III-15 « Comparaison au niveau de la variation de vitesse »

Fig : III-16 « Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique»

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

Indice

- r : grandeur rotor ou de repère rotor (R)
s : grandeur stator ou de repère stator (S)
 α : Axe α du repère stator (S) = (α, β)
 β : Axe β du repère stator (S) = (α, β)
d : Axe d du repère tournant (d, q)
q : Axe q du repère tournant (d, q)
a, b, c : Indices correspondants aux trois phases

Principale grandeur

- Φ : flux
 Φ_r : flux rotorique
 Φ_s : flux statorique
 Φ_m : flux magnétique
 V_{ds} : tension statorique instantanée dans l'axe d
 V_{qs} : tension statorique instantanée dans l'axe q
 I_{ds} : courant statorique instantanée dans l'axe d
 I_{qs} : courant statorique instantanée dans l'axe q
 $V_{s\alpha}$: tension statorique instantanée dans l'axe α
 $V_{s\beta}$: tension statorique instantanée dans l'axe β
f : fréquence de réseau
 θ : position du rotor
 θ_s : angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe

(S) lié au stator, $\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$

- θ_{sl} : Angle de glissement
f : coefficient de frottement
 σ : coefficient de dispersion
 ω_s : pulsation statorique

Ω : vitesse de rotation mécanique

C_{em} : couple électromécanique

C_r : couple résistant

$S=d/dt$: opérateur de laplace

principaux paramètres moteur asynchrone

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

L_s : inductance cyclique statorique

L_r : inductance cyclique rotorique

L_m : inductance magnétisante

P : nombre de pair de pole

T_r : constante de temps rotorique

T_s : constante de temps statorique

J : moment d'inertie

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES**NOTATIONS ET ABREVIATIONS****Introduction Générale** 01**CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE**

I-1	Introduction	03
I.2	Description de la machine asynchrone triphasée	03
I.3	Hypothèses simplificatrices	03
I.4	Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	04
I-5	Transformation de PARK	07
I-6	Choix du référentiel	11
I-6-1	Référentiel lié au stator	11
I-6-2	Référentiel lié au rotor	11
I-6-3	Référentiel lié au champ tournant	12
I-7	Représentation d'état	13
I-8	Simulation de la machine asynchrone	15
I-9	Interprétation des résultats de simulation	16
I-10	conclusion	18

**CHAPITRE II : COMMANDE NON LINEAIRE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

II-1	Introduction	19
II.2	La linéarisation entrée-sortie	19
II-3	Procédé d'orientation du flux	27
II.2.1	Principe de linéarisation entrée – sortie	20
II.2.2	Dérivée de LIE	20
II.2.3	Elaboration de la commande non linéaire	21
II.3	Application au modèle de la machine asynchrone	23
II.3.1	Modélisation de la machine asynchrone commandée en tension	23
II.3.2	Choix des grandeurs de sortie	24
II.3.3	Calcul du degré relatif	24
II.3.4	Linéarisation du système	25
II.3.5	Synthèse des régulateurs	26
III.4	BLOC DE SIMULATION	26
II.5	RESULTAT DE SIMULATION	27
II-6	conclusion	28

**CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT
DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

III-1	Introduction	29
III.2	CONCEPTS GENERAUX DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	29
III.2.1	Historique	29
III.2.2	Obejectif de la commande par mode glissant	30
III.2.3	Principe	30
III.2.4	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	31

III.2.5-Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)	32
III.2.6-Condition d'existence du mode glissant	33
III.2.7-Fonction de LY APUNOV	34
III.2.8-La commande robuste par mode glissant	34
III.2.8.1- Notion de glissement	34
III.2.8.2-Recherche d'une commande assurant un mode glissant	35
III.3-APPLICATION DE MODE GLISSANT A LA MACHINE ASYNCHRONE	38
III.3.1-Modèle du moteur asynchrone	38
III.3.2-Choix des surfaces de glissements	39
III.3.3-Conditions de convergence	40
III.3.4- Loi de commande par mode glissant	40
III.4-BLOC DE SIMULATION	43
III.5-RESULTAT DE SIMULATION	44
III.6 COMPARAISON AU NIVEAU DU REGIME STATIQUE ET DYNAMIQUE	45
III.6.1- Test de robustesse pour la variation de vitesse	45
III.6.2-Test de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	45
III.7 CHOIX DE LA COMMANDE	48
III-8 Conclusion	49
CONCLUSION GENERALE	50
ANNEX.	52
BIBLIOGRAPHIE.	
RESUME	



Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Grâce au développement de la technologie moderne en électronique de puissance, le domaine des moteurs électriques à vitesse variable a connu une croissance fulgurante ces dernières années. dans ce domaine.

De nos jours, les machines asynchrones sont de plus en plus utilisées pour effectuer des changements de vitesse ou de positionnement, et elles présentent l'avantage d'être robustes et peu coûteuses. Malgré toutes les qualités précédemment citées, le contrôle des machines asynchrones pose plusieurs problèmes car leur base non linéaire et fortement couplée modèle est contre la simplicité de sa structure. Une complication de ce modèle est que les paramètres d'un moteur asynchrone sont presque universels et peuvent changer avec le temps .

Le contrôle des systèmes en général est un problème complexe causé par la non-linéarité et la turbulence difficiles à mesurer et de nombreuses incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Lorsque la partie échantillonnée du processus est un peu floue, les algorithmes de contrôle traditionnels peuvent suffire si les exigences de précision et de performance du système ne sont pas très strictes. Dans le cas contraire, notamment lorsque sa partie contrôlée est exposée à plusieurs facteurs non linéaires et variables temporelles forts, des algorithmes de contrôle doivent être conçus pour assurer la robustesse du comportement du procédé vis-à-vis des incertitudes sur ses paramètres et variables.

Le réglage de la position de coulissement est l'une des commandes puissantes. Il présente plusieurs avantages indiscutables par rapport à un système mal paramétré ou aux paramètres variables. La nature changeante (discontinue) de cette technique peut entraîner un effet de chatter, connu en anglais sous le nom de "chatter". Tant que les conditions de glissement sont sécurisées, la dynamique du système reste insensible aux changements de paramètres de processus, aux erreurs de modélisation et à peu de perturbations .

La principale caractéristique de ces systèmes est de basculer leurs règles de commande sur une surface préalablement choisie, appelée surface de glissement.

Le choix de cette surface dépend de la dynamique souhaitée et du mode d'installation du système en boucle fermée .

L'objectif de notre travail est la régulation des sorties d'un moteur asynchrone alimentée en tension, en l'occurrence la vitesse mécanique et le flux rotorique, au moyen des deux commandes par retour d'état non linéaire, telles que la commande non linéaire et celle par mode de glissement. Par la suite, et afin de mettre en évidence les avantages de la commande par mode de glissement, une étude comparative des résultats de simulation obtenus avec ces deux techniques de commande sera effectuée.

Ce travail est structuré en trois chapitres comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle dans les deux repères, le repère synchrone et celui lié au stator sera effectuée.
- Dans le deuxième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande non linéaire et nous ferons l'application sur le modèle de la machine asynchrone.
- Dans le troisième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande par mode glissant. A partir des conditions de stabilité de "Lyapunov", on présentera les principes théoriques de cette commande en l'occurrence toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application sur la machine asynchrone. et Afin de positionner les deux méthodes de point de vue performances statiques et dynamiques et aussi pour montrer l'efficacité et la robustesse de la commande par mode glissant, une étude comparative est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine asynchrone.



CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie. Son principal avantage est l'absence de contacts électriques glissants, ce qui se traduit par une structure modeste et robuste facile à installer. Et avec la réalisation des variateurs de vitesse, la place que vous conquérez dans ce domaine ne cesse d'augmenter.

Dans les villes industrielles, plus de 60 % de l'énergie électrique utilisée est convertie en énergie mécanique par la conduite à l'aide de moteurs électriques.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone (MAS) simplifie son étude et peut être piloté dans tous les systèmes d'exploitation .

I.2 Description de la machine asynchrone triphasée

Les composés de machines asynchrones sont une partie fixe composée d'un corps à l'intérieur duquel se trouve un circuit magnétique et la bobine du stator d'une part, et elle contient également une partie mobile appelée rotor d'autre part, les deux parties sont dispersées entre elles à l'aide d'un entrefer pour arrêter les pertes magnétiques .

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone est basé sur l'induction de courants dans l'enroulement du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la rotation des courants polyphasiques dans le stator. Ce champ tournant va produire un couple moteur qui va agir sur les conducteurs des courants induits, le faisant ainsi démarrer et tourner dans le même sens que le champ tournant

I.3 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes :

- entrefer constant.
- effet des encoches négligé.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- pertes ferromagnétiques négligeables.

- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte. Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux.
- la constance des inductances propres.
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse . . . etc

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la Figure (1.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle mêmes. θ_r est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

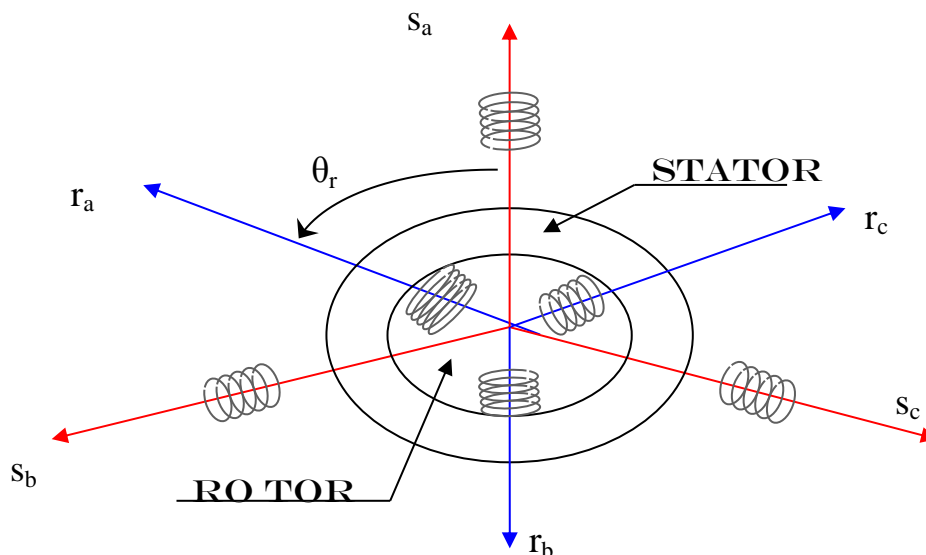


Fig : I-1 « Modèle généralisée de la M.AS triphasé »

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

a- Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I-01)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I-02)$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-01) et (I-02) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:
pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-03)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I-04)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-05)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (I-06)$$

b-equation magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

Pour le stator:

$$\begin{aligned} [\Phi_{rabc}] &= [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \\ [\Phi_{sabc}] &= [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \end{aligned} \quad (I-07)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I-08)$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (I-09)$$

On désigne par: $[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Avec : L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

c -Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I-13)$$

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P [i_{sa} i_{sb} i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (I-14)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I-5 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

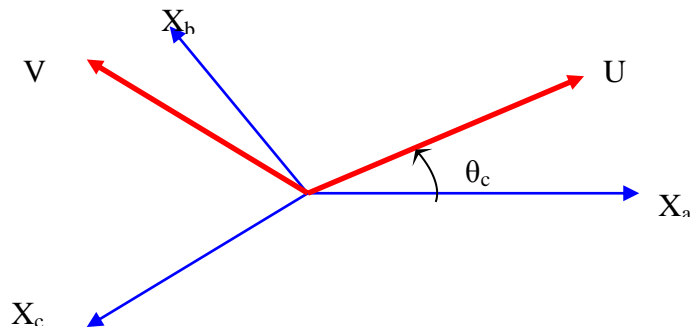


Fig : I-2 « Passage du repère triphasé au repère biphasé »

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [uv] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_c)][X_{abc}] \quad (I-15)$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1}[X_{uvo}] \quad (I-16)$$

Telque:

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{\text{coor}})]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonomée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

θ_c : La position angulaire du système d'axes(uv) par rapport au système d'axes réel (abc)

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c \quad : \text{Vitesse de coordonnée.}$$

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

a- Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I-04) et (I-06), et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_c \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_c \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_c \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_c \Phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_c - \omega_r)$ par rapport au rotor.

b- Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (I-07) et (I-08) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

Avec:

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

c- Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} \quad (\text{I-21})$$

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{éle}}{P} \quad (I-22)$$

Avec: W_e : Energie émmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$: Ecart angulaire de la partie (rotor parrapport au stator)

P : Nmbre de paires de pôle

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} \quad (I-23)$$

$$P(t) = V_{su}i_{su} + V_{sv}i_{sv} + V_{so}i_{so} \quad (I-24)$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su}i_{su} + V_{sv}i_{sv}] \quad (I-25)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que:

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-26)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

(Représente les chutes ohmiques). $[r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2]$

(Représente la variation de l'énergie magnétique). $\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$

(Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique)).

$$\omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$$

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (I-27)$$

Alors: $C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-28)$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I-29)$$

I-6 Choix du référentiel

Le référentiel est choix en fonction de l'étude à réaliser dans la pratique il existe trois type de référentiels.

I-6-1 Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \tag{I-30}$$

Et on remplaçant l'indice«u» par «α» et «v» par «β», on obtient :

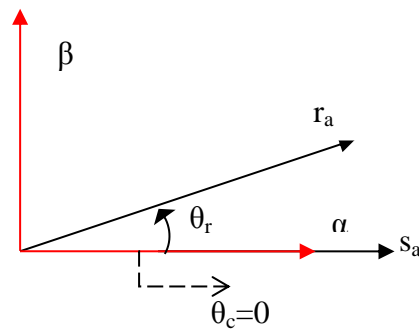


Fig : I-3 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (α β)»

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \tag{I-31}$$

Les tensions dans ce système varient en fonction du temps comme des valeurs sinusoïdales. le courant $I_{s\alpha}$ dans ce système est un courant réel d'une phase statorique. C'est un avantage pour ce système d'axes puisqu'il ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

Ce système peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du rotor.

I-6-2 Référentiel immobile au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \tag{I-32}$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y».

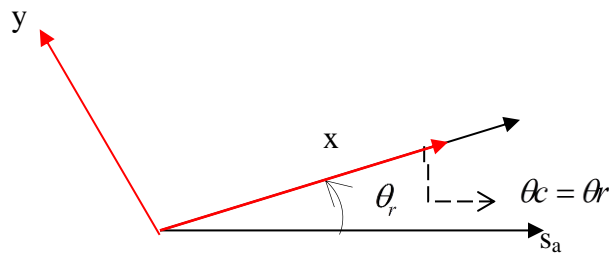


Fig : I-4 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)»

Les équations de système (I-17) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (I-33)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I-6-3 Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \quad (I-34)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»

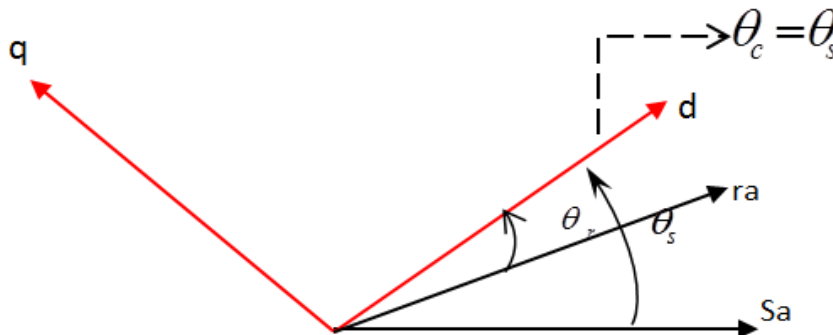


Fig : I-5 « Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (d q)»

Les équations de système (I-19) prennent la forme:

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-35)$$

Avec:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (I-36)$$

Ce choix est préférable pour l'étude de la commande de la machine où l'on a besoin d'une orientation du flux il est à remarque que ce repère est le seul qui n'introduit pas de simplification dans l'équation de la machine.

I-7 Représentation d'état

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β). Considérons les tensions ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$), la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état et le couple résistant comme perturbation.

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (α, β).

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-37)$$

En substituant le système (I-22) dans (I-33), on obtient à :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma l_s & 0 & \frac{M}{l_r} & 0 \\ 0 & \sigma l_s & 0 & \frac{M}{l_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état le modèle sera de la forme

$$[X'] = [A] [X] + [B] [U] \quad (I-39)$$

Telque :

$$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

Après tout les calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-40)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-41)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} : \text{Le coefficient du fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{l_s}{r_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{l_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

L'équation du couple électromagnétique et de mouvement sont définis comme suit:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \tag{I-42}$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f\Omega_r \tag{I-43}$$

$$\omega_r = P\Omega_r \tag{I-44}$$

Avec : J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

ω_r : Vitesse électrique rotorique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I-8 Simulation de la machine asynchrone

La simulation a été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab».

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

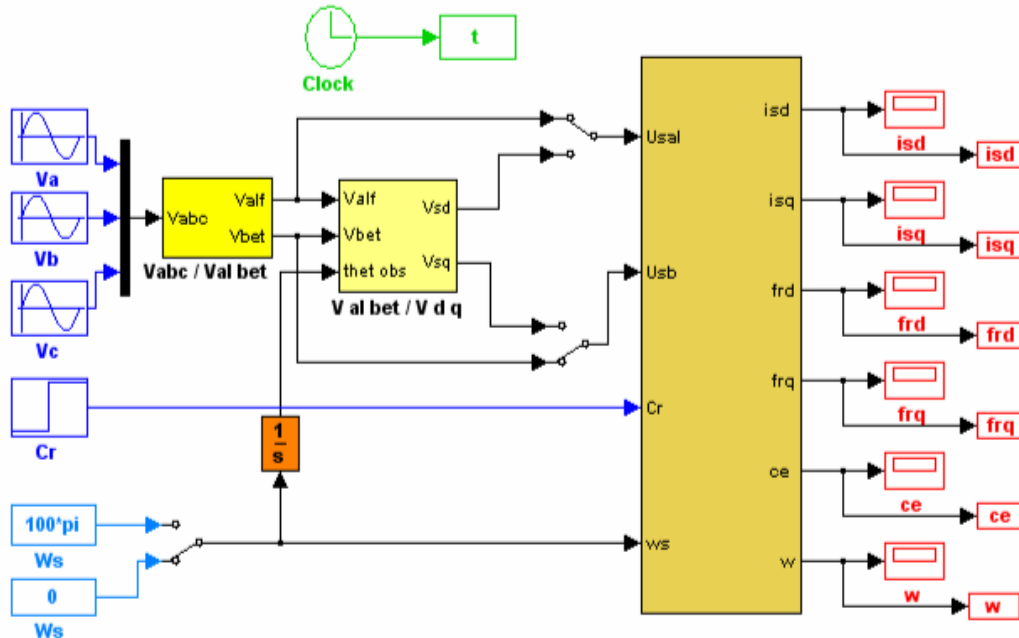


Fig : I-6 « Schéma de simulation de la MAS »

I-9 Interprétation des résultats de simulation

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A).

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

L'examen des courbes de la figure (I-06) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.4s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

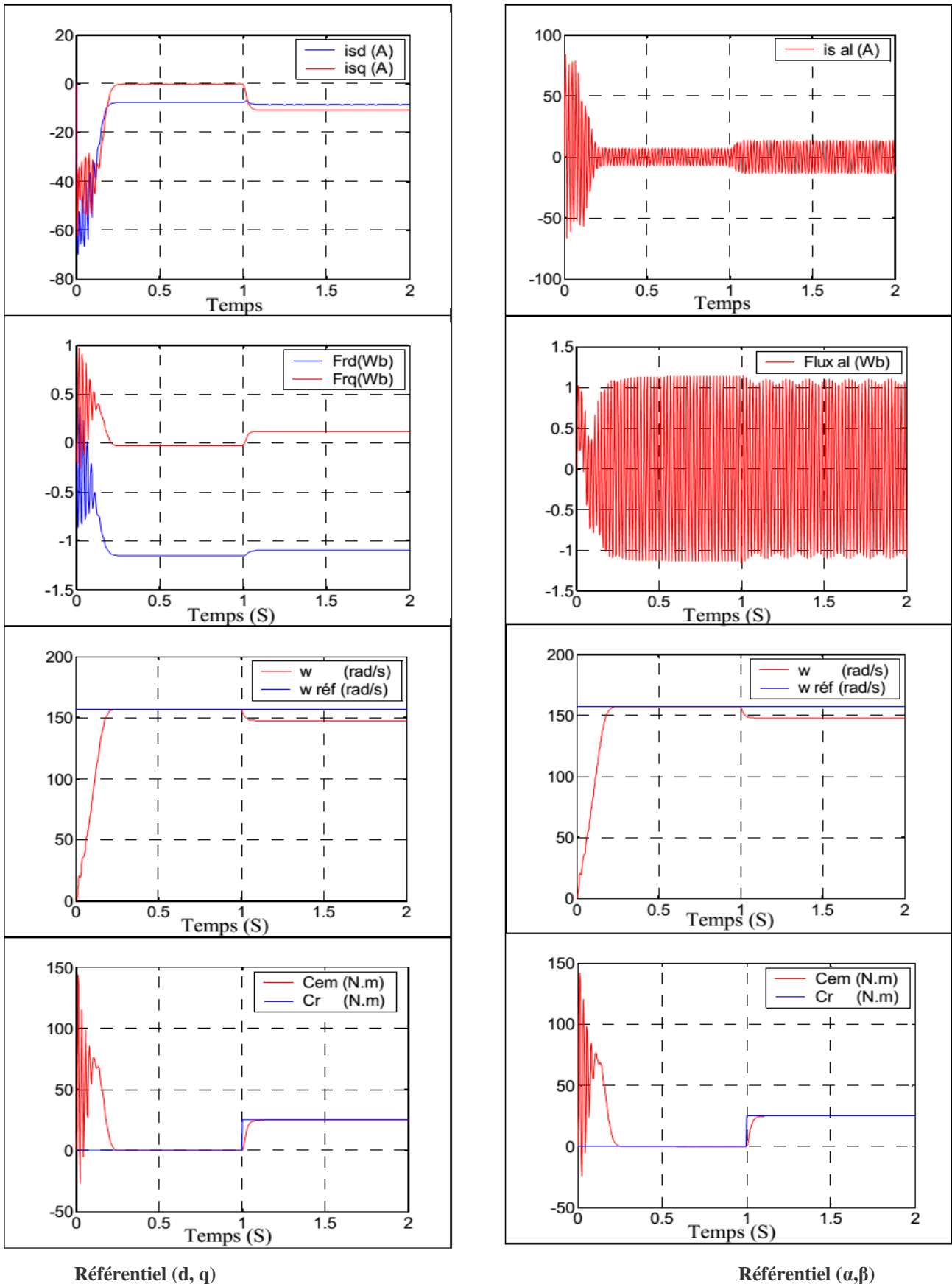
Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=5N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1.5s$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I-7):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.



Référentiel (d, q)

Référentiel (α,β)

Fig : I-7 « Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels(d,q) et (α, β)»

I-10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.



CHAPITRE II : COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Chapitre II

COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

Un modèle linéaire est suffisant pour représenter un grand nombre de Systèmes physiques permettant l'analyse des lois de commande à l'aide des outils suivants Automatiques linéaires ; cependant, ces modèles simples conviennent généralement aux Champs limités et certaines contraintes. Donc, les modèles non linéaires généralement Le plus grand nombre de phénomènes à prendre en compte pour contrôler l'évolution Dynamique du système [6]. Alors, qu'est-ce qu'un système de contrôle non linéaire ?

Systèmes contrôlés non linéaires, décrivant l'évolution temporelle de l'état du système, et Dépend d'un nombre fini de variables indépendantes, appelées variables d'entrée ou de contrôle Ou, simplement dicter, avec la liberté de choisir lequel pour atteindre certains objectifs. L'entrée peut être sélectionnée en fonction du temps (boucle ouverte) ou en Boucle fermée, en fonction de la grandeur mesurée, appelée mesure ou observation, Signaler l'état du système à tout moment.

Le contrôle non linéaire est un domaine d'étude intensive et de nombreux outils Les mathématiques ont émergé au cours des dernières décennies, en particulier la géométrie La différenciation, qui constitue un outil d'analyse et de synthèse moderne et puissant. La linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage) est une méthode La conception de la commande non linéaire a attiré l'attention des chercheurs ces dernières années.

L'idée de base de cette approche est un traitement algébrique de la dynamique du système, plutôt que Complètement ou partiellement linéaire et sa transformation en systèmelineaire.

La linéarisation via le retour d'état peut être utilisée pour le développement du contrôleur Robuste, il est donc utilisé avec succès pour résoudre les problèmes de contrôle La pratique comprend le contrôle d'hélicoptères, d'avions à hautes performances et de robots Équipements industriels et médicaux [7].

II.2-La linéarisation entrée-sortie

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par le retour d'état a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires [2].

Parmi les techniques développées on peut notamment citer la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie (commande de linéarisation entrée-sortie).

II.2.1-Principe de linéarisation entrée – sortie

Le but de cette technique est de transformer le système multi entrée non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaire [8].

Considérons un système d'ordre n , à entrées multiples et à sorties multiples, représenté par des états non décrits parla ligne suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

u et y : vecteur de commande (d'entrée), vecteur de sortie, respectivement.

$f(x)$, $g(x)$: champs de vecteurs.

$h(x)$: vecteur de sortie.

Les éléments des champs vectoriels f , g et h sont des fonctions lisses.

Si l'on considère le cas des systèmes avec m entrées et m sorties, on cherche un bouclage statique de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, tel que le comportement entrée – sortie du système (II.1) après bouclage soit linéaire et découplé. Ainsi on obtient un ensemble de m sous systèmes mono sortie indépendants où les entrées du sous-système i n'affectent pas la sortie y_j et réciproquement [8].

Avec : v : nouvelle variable de commande du système linéaire, $v \in R^m$

β : Matrice non singulière de dimension $m \times m$

α : Vecteur de dimension $m \times 1$.

On utilise souvent des notions de la géométrie différentielle et de topologie, telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involutivité. Toutes ces notions sont présentées dans l'annexe [C].

La nouvelle commande v restaure système, défini par l'équation (II.1) comme un système linéaire, en différenciant y_i est dérivé de la sortie système jusqu'à ce que l'ancienne commande u_i apparaisse en utilisant mensonge.

II.2.2-Dérivée de LIE :

La fonction scalaire $h_i(x)$ sachant $R^n \rightarrow R$ et le champ vectoriel $f(x)$ Continuité définie de $R^n \rightarrow R^n$, $h_i(x)$ selon la dérivée LIE du champ vectoriel direction $f(x)$ Il est défini comme suit:

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \quad (\text{II.2})$$

La dérivée de LIE d'ordre k est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial(L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \quad (\text{II.3})$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalier $L_g L_f h_i(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h_i (x) = \frac{\partial(L_f h_i)}{\partial x} g(x) \tag{II.4}$$

II.2.3-Elaboration de la commande non linéaire

L'application de la dérivée de LIE à la sortie y_i du système (II.1), donne la première

Dérivée comme :

$$\dot{y}_f = L_f h_j + \sum_{i=1}^m u_i L_{g_i} h_j \tag{II.5}$$

Lorsque la dérivée première de y_i ne dépend d'aucune entrée, alors $L_{g_i} h_i = 0, \forall i \in \{1, \dots, m\}$

Et la commande ne s'affiche pas.

Continuez à dériver y_i jusqu'à ce que l'un des coefficients de contrôle soit différent de zéro.

Dans ce cas, nous pouvons écrire :

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j u_i \tag{II.6}$$

Avec, $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j \neq 0, \forall x \in \Omega$ Ω : ensemble des états.

On appelle r_j le degré relatif de la sortie y_j est défini comme étant le plus entier pour lequel la commande u apparaît explicitement dans la dérivée d'ordre r_j de la sortie y_j .

En faisant de même pour chaque sortie du système, on obtient :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} l_{g_1} l^{r_1-1} h_1 & \dots & l_{g_m} l^{r_1-1} h_1 \\ \vdots & & \vdots \\ l_{g_1} l^{r_m-1} h_m & \dots & l_{g_m} l^{r_m-1} h_m \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

La matrice $E(x)$ est appelée matrice de découplage (II.1) du système multivarié.

Le système (II.1) est statiquement découplable sur un ensemble de R^n défini Ω

Et seulement quand [9] :

Rang $E(x) = m \times m \in \Omega$ (m=nombre de sortie)

Si cette condition est satisfaite, le retour d'état statique qui linéarise le système est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = -E(x)^{-1} + \begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

Le système par lequel la boucle de rétroaction d'état se traduit par un système différentiel linéaire entre les sorties

Y et nouvelle entrée v :

$$y_j^{(r_j)} = v_j \quad 1 \leq j \leq m \tag{II.9}$$

On note $u = [u_1 \dots u_m]^T$ et $v = [v_1 \dots v_m]^T$, le vecteur v représente la nouvelle commande

Conçu pour imposer une nouvelle dynamique. Nous pouvons écrire :

$$u = + \beta(x)v \tag{II.10}$$

$$\alpha(x) = -E(x)^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix}, \beta(x) = E(x)^{-1} \tag{II.11}$$

Le schéma fonctionnel de la linéarisation des entrées-sorties est illustré à la Figure (II.1)

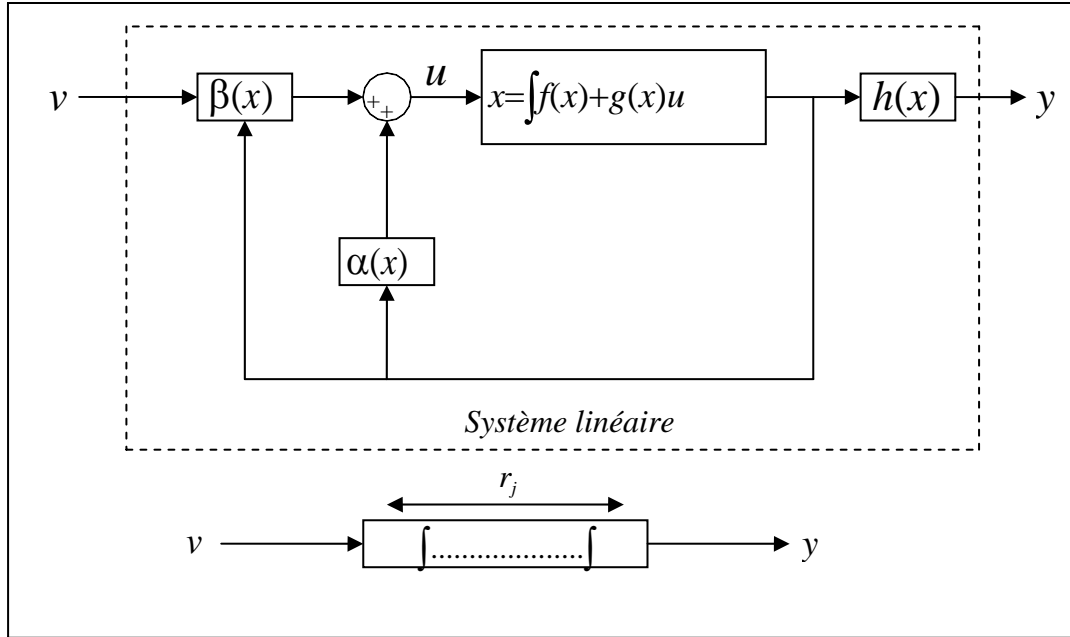


Fig : II-1 « Schéma du principe de linéarisations entrées – sorties »

Lorsque les conditions nécessaires et suffisantes pour la réversibilité ci-dessus $E(x)$ sont Une fois cela fait, nous pouvons sélectionner les changements dans les variables d'état écrites dans (II.12) pour obtenir la forme canonique de Brunovsky.

Soit le vecteur d'état $x = [x_{11} \dots x_{1r_1} \dots x_{21} \dots x_{2r_2} \dots x_{mr_m}]$, le changement d'état proposé est :

$$\begin{cases} x_{11} = y_1 \\ \vdots \\ x_{mr_m} = y_m^{(r_m-1)} \end{cases} \tag{II.12}$$

La forme canonique s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_{1r_1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{m1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{mr_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ 0 & 0 & 0 & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & 0 & & & \ddots \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ \vdots \\ x_{1r_1} \\ \vdots \\ x_{m1} \\ \vdots \\ x_{mr_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} v_1 + \dots + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} v_m \tag{II.13}$$

On appelle $r = \sum_{i=1}^m r_i$ Le degré relatif global du système. Deux situations peuvent dépendre Valeur r.

- $\sum_{i=1}^m r_i = r < n$

Il reste encore $(n - r)$ variables d'état non représentées dans (II.12). Elles sont appelées

Le point zéro du système linéarisé. Le système ne peut pas observer l'île (II.13).

Afin d'appliquer la linéarisation entrée-sortie, il est nécessaire de démontrer leur stabilité

Cinétique.

- $\sum_{i=1}^m r_i = r = n$

Toutes les variables d'état sont linéarisables. Le système circulaire résultant tel que le système (II.13)

Est linéairement contrôlable et observable.

II.3-Application au modèle de la machine asynchrone :

Application de la technologie de linéarisation du découplage entrée-sortie dans le modèle MAS, qui permet de contrôler indépendamment le débit et la vitesse. Avec ça Technique de commande, le modèle moteur est décomposé en deux systèmes linéaires Seule variable indépendante.

Chaque sous-système représente une boucle de contrôle indépendante pour une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc.). La dynamique du système lié est choisie par le placement Pôle.

II.3.1-Modélisation de la machine asynchrone commandée en tension

Pour le contrôle de tension du MAS, le modèle complet correspondant est en

Obtenir une référence liée au stator en considérant le vecteur d'état

$$x = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^T = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} \Phi_{r\beta} \Omega]^T \text{ et le vecteur de commande } u = [u_{s\alpha} u_{s\beta}]^T.$$

Ce modèle est régi par :

$$\dot{x} = f(x) + g_\alpha u_{s\alpha} + g_\beta u_{s\beta} \quad (\text{II.14})$$

où les champs vectoriels f, g_α, g_β sont :

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s L_r^2 M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\alpha} + \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\beta} \\ -\left(\frac{R_s L_r^2 M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\beta} \\ \frac{MR_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{MR_r}{L_r} i_{s\beta} + p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{pM}{J L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_s}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$g_\alpha = [\alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, g_\beta = [0 \ \alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (\text{II.16})$$

Posons : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\beta_0 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$, $\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}$, $\alpha_0 = \frac{1}{\sigma L_s}$ et $\mu = \frac{PM}{JL_r}$

On réécrit f(x) comme suit :

$$F(x) \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{\beta_0}{T_r} x_3 + p\beta_0 x_4 x_5 \\ -\gamma x_2 - p\beta_0 x_4 x_5 + \frac{\beta_0}{T_r} x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + p x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ \mu(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

II.3.2-Choix des grandeurs de sortie :

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle, qui comprennent le contrôle de deux Pour les quantités de flux et de vitesse, sélectionnez les variables de sortie suivantes :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 = \varphi_r \\ x_5 = \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.3.3-Calcul du degré relatif :

Vérifie si la condition de linéarisation est autorisée pour un système non linéaire

La linéarisation entrée-sortie est le degré d'ordre relatif du système [10].

Calculer le degré de corrélation r_i de chaque grandeur de sortie sélectionnée y_i correspondant à

Le nombre de fois que cette sortie doit être exportée pour en faire l'une des quantités de la commande.

Dans notre cas, la première occurrence de la commande est dans la dérivée seconde [10].

$$\text{Sortie } y_1 : \begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g\alpha} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Sortie } y_2 : \begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g\alpha} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2M}{T_r} f_1 - \frac{2}{T_r} \Phi_r \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \frac{M^2}{T_r^2} f_3 - \left(\frac{2M\gamma}{T_r} + \frac{6M}{T_r^2} \right) f_1 + 2p \frac{M}{T_r} x_5 f_2 + \left(\frac{4}{T_r^2} + \frac{2}{T_r^2} M\beta_0 \right) \varphi_r \\ L_{g\alpha} L_f h_1(x) = 2\beta_0 R_r x_3 \\ L_{g\beta} L_f h_1(x) = 2\beta_0 R_r x_4 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = \mu f_2 - \frac{c_r}{J} \\ L_f^2 h_2(x) = -p\mu x_5 f_1 - \mu \left(\frac{1}{T_R} + \gamma \right) f_2 - p\mu \beta_0 x_5 \varphi_r \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) = -\mu \alpha_0 x_4 \\ L_{g\beta} L_f h_2(x) = \mu \alpha_0 x_3 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Où :

$$f_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4, f_2 = x_2 x_3 - x_1 x_4, \text{Et } f_3 = x_1^2 + x_2^2$$

Les degrés relatifs associés aux grandeurs y_1 de sortie et y_2 sont respectivement $r_1=2$ et $r_2=2$.

L'ordre cinétique interne associé à cette linéarisation est égal à :

$$n - (r_1 + r_2) = 1$$

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n=5$).

Cette dynamique interne n'est pas observable à partir de la sortie choisie par la loi.

Commande. Il devient donc impératif de vérifier sa stabilité [10]. Dans [8], choisissez La position du flux du rotor par rapport au stator est implémentée comme une coordonnée. Position.

Est une quantité comprise entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$ et garantit la stabilité dynamique inobservable.

II.3.4-Linéarisation du système :

Afin de linéariser la dynamique d'entrée et de sortie du moteur, nous ne considérons que

Dérivé de la sortie. On a:

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Avec

$$E(x) = \begin{pmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\beta_0 R_R x_3 & 2\beta_0 R_R x_4 \\ -\mu \alpha_0 x_4 & \mu \alpha_0 x_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Donc :

$$\text{Det}[E(x)] = -2\mu \beta_0 \alpha_0 R_r \varphi_r \quad (\text{II.26})$$

Le déterminant d'une matrice $E(x)$ est toujours non nul, donc $E(x)$ est une matrice Réversible.

Par conséquent, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie est

Les paramètres de retour d'état du moteur sont :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left[\begin{pmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right] \quad (\text{II.27})$$

Où $v = [v_1 \ v_2]^T$ donne Un nouveau vecteur représentant les variables d'entrée. Le régulateur est linéarisé et Le découplage du système permet :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 \end{cases} \quad (II.28)$$

Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre '2

II.3.5-Synthèse des régulateurs :

Assure une parfaite régulation du débit et de la vitesse à leurs valeurs de référence

Les calculs suivants sont effectués pour les variables ϕ_{Rref} et Ω_{Rref} v_1 et v_2 respectivement [10].

$$\frac{d^2 \phi_r}{dt^2} = v_1 = k_{\phi 1}(\phi_{rref} - \phi_r) + k_{\phi 2} \left(\frac{d\phi_{rref}}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} \right) + \frac{d^2 \phi_{rref}}{dt^2} \quad (II.29)$$

$$\frac{d^2 \Omega}{dt^2} = v_2 = k_{\Omega 1}(\Omega_{rref} - \Omega) + k_{\Omega 2} \left(\frac{d\Omega_{rref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \right) + \frac{d^2 \Omega_{rref}}{dt^2} \quad (II.30)$$

Choisir les coefficients $k_{\phi 1}, k_{\phi 2}, k_{\Omega 1}, k_{\Omega 2}$ tels que $s^2 + k_{\phi 2}s + k_{\phi 1}$ et $s^2 + k_{\Omega 2}s + k_{\Omega 1}$

Sont des polynômes *d'Hurwitz*. Ces coefficients sont calculés pour le placement des pôles

Ainsi : $\zeta = 1, w_{n\phi} = 150, w_{n\Omega} = 25$

III.4-BLOC DE SIMULATION

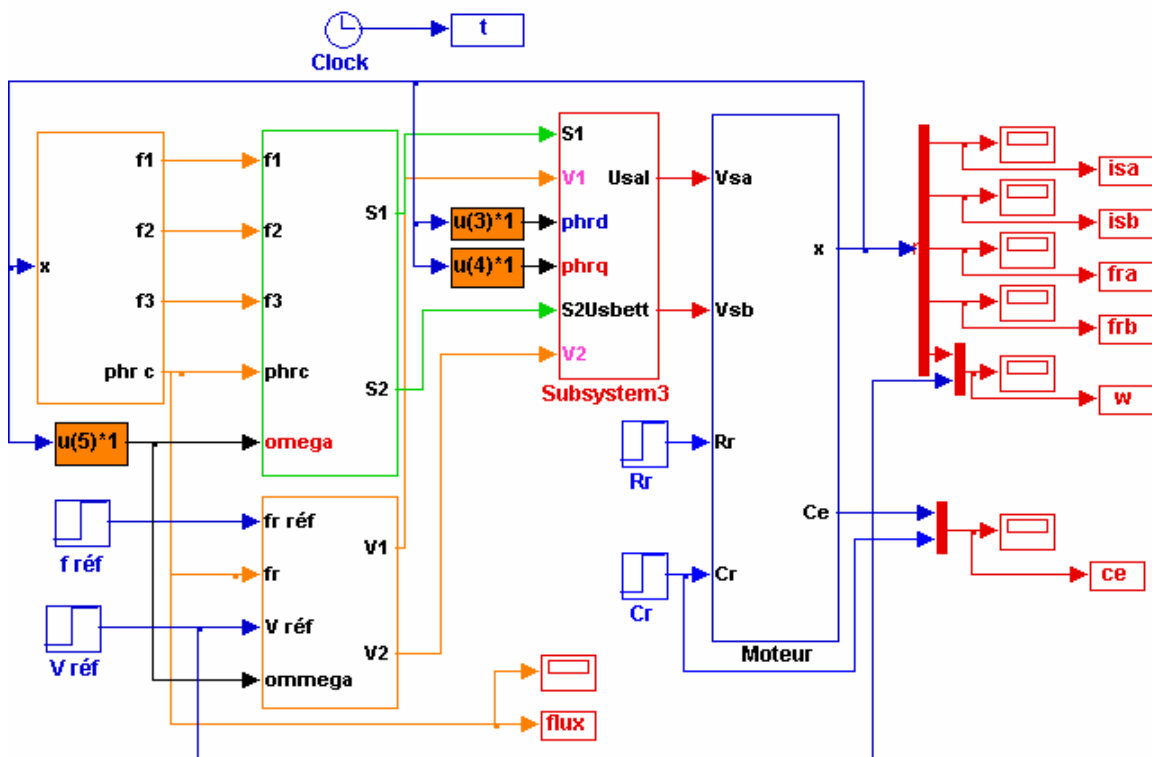


Fig : II-2 « Schéma bloc de la Commande non linéaire de la MAS »

II.5-RSULTAT DE SIMULATION

Performances statiques et dynamiques de la linéarisation entrée-sortie La machine asynchrone est représentée sur la Figure (II.3). Avec consigne de flux rotorique Un découplage constant et idéal vis-à-vis du couple a été obtenu, la vitesse obtenue sans Les dépassements et les poursuites se font naturellement en fonction de la dynamique des exigences des pièces Mécanique. La suppression des perturbations peut également être obtenue en revenant au point de consigne vitesse. (La double intégration avec la vérification des erreurs de second ordre élimine le décalage).

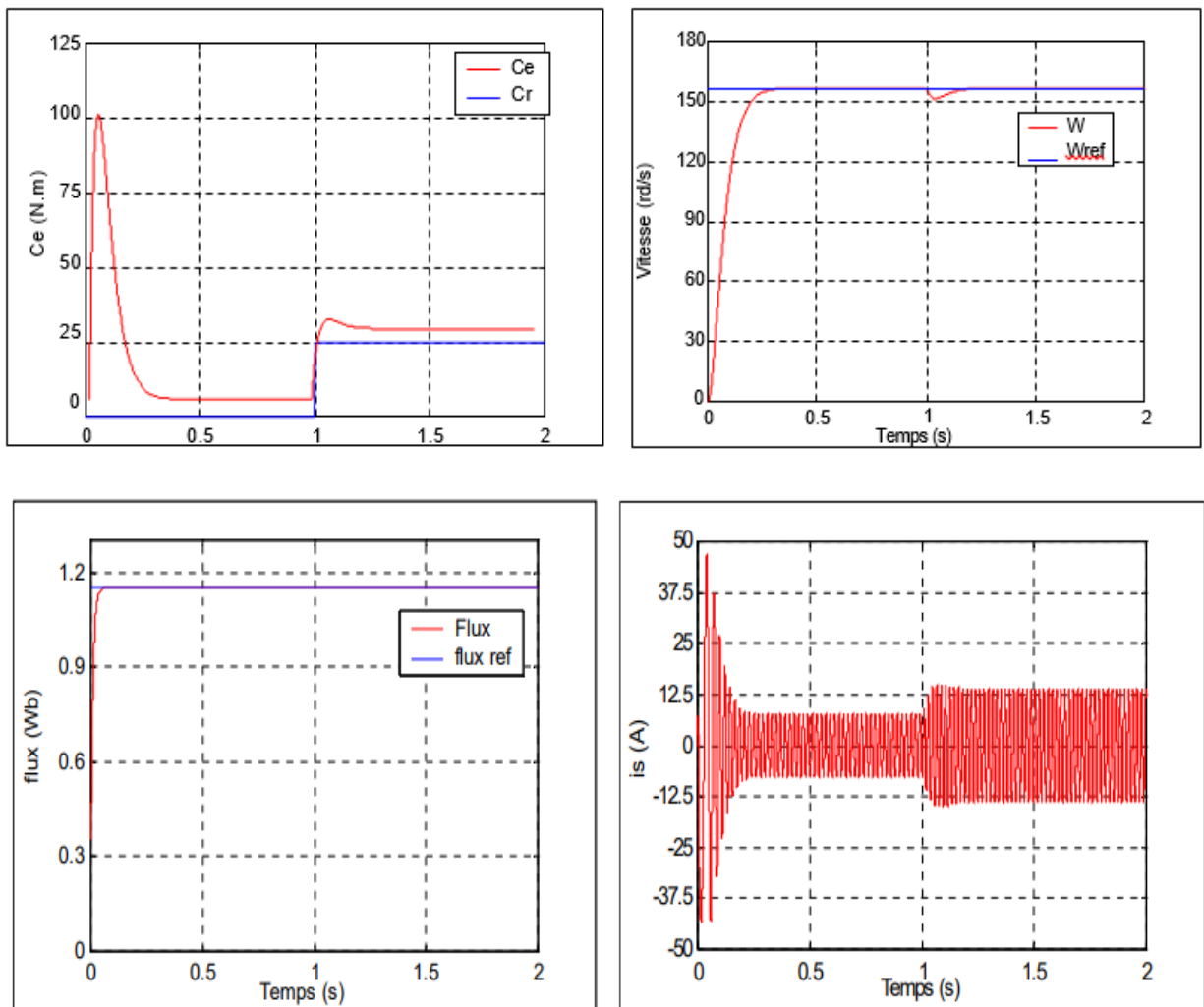


Fig : II-3 « Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MAS
En charge nominale après un démarrage à vide »

II.6-CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire par le biais de la linéarisation entrée-sortie et son application sur le modèle de la machine. Nous avons vu que le modèle réduit de la machine asynchrone, dans le référentiel lié au stator avec la vitesse et le flux comme grandeurs de sorties, admet une linéarisation partielle avec une dynamique interne. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande non linéaire permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux. De même, le modèle ainsi linéaire est rempli au moyen de la technique de régulation appropriée aux systèmes linéaires telle que placement de pôles. Par la suite, ce type de commande sera appliqué en utilisant les régulateurs en mode glissant.



CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Chapitre III

COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [11].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure Variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suive une trajectoire $S(x)=0$ Dans l'espace d'état [11].

Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander.

III.2-CONCEPTS GENERAUX DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

III.2.1-Historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes de glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [12]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique (Emelyanove 1967, Utikin 1974), et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao et Hung 1993). Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la

dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées [12].

III.2.2-Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels [10]:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.2.3-Principe de la commande par mode glissant

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [13].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$):

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les champs de vecteurs u_+ et u_- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suit :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.3})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à « n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f_+ et f_- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .

- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration, figure (III-1) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé "mode de glissement".

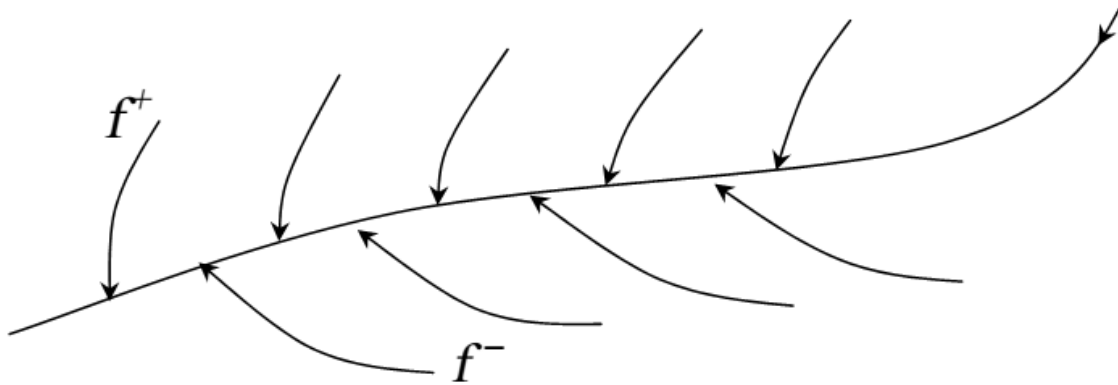


Fig : III-1 « Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement »

III.2-4-Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener 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 jusqu'au point d'équilibre [13]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [14], figure (III-2) :

a- Le mode de convergence (MC) :

Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

b- Mode de glissement (MG) :

C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

c- Le mode de régime permanent (MRP) :

Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

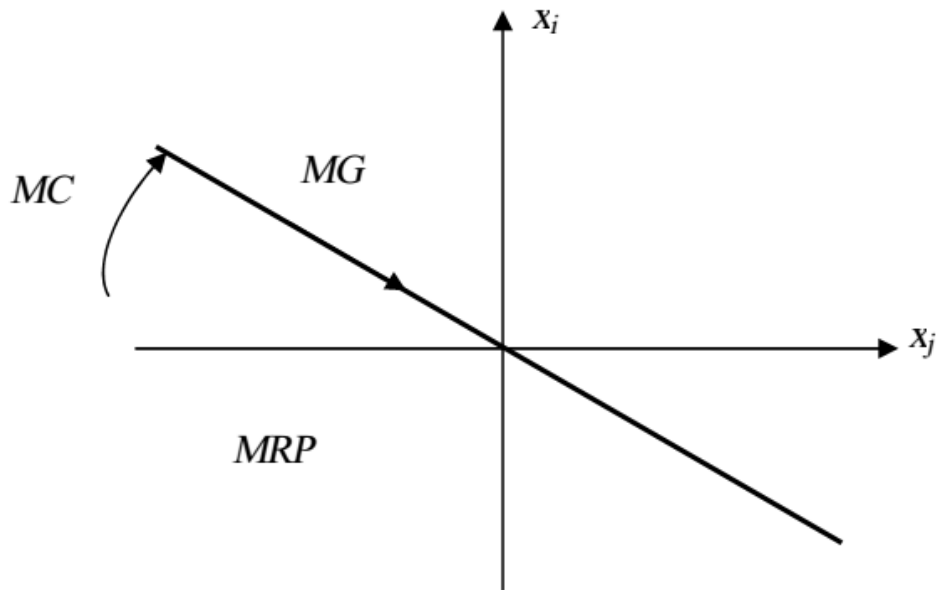


Fig : III-2 « Les modes de trajectoire dans le plan de phase »

III.2.5-Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable [13]. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent, figure (III.3).

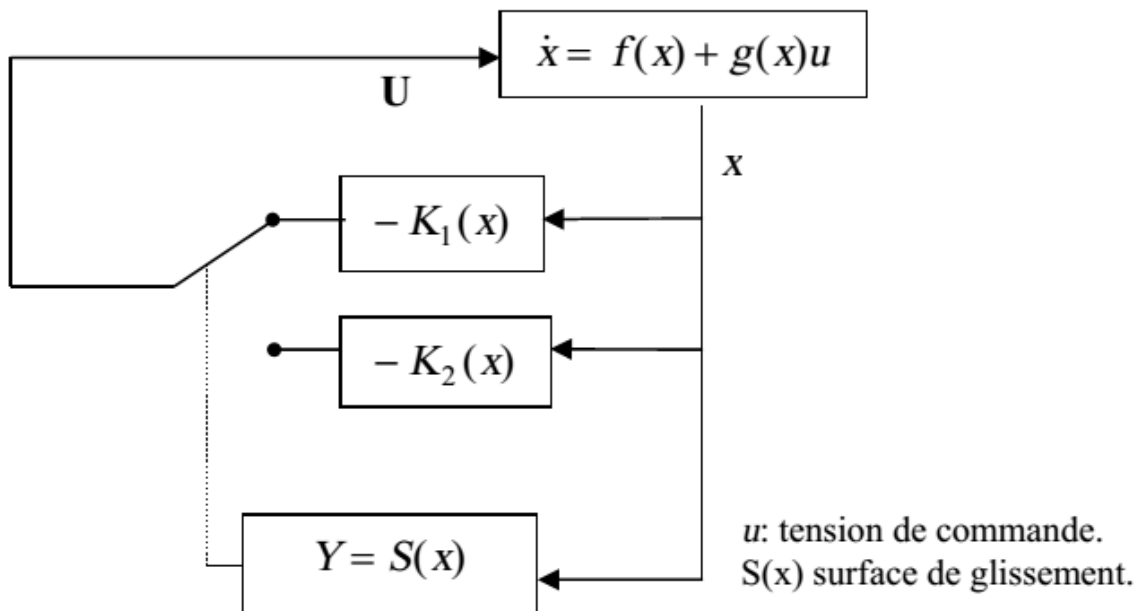


Fig : III-3 « Configuration par changement de retour d'état »

Suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par :

$$\begin{cases} u = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ u = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.4)$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x) = 0$. Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que deux valeurs constantes u_{max} et u_{min} figure (III.4).

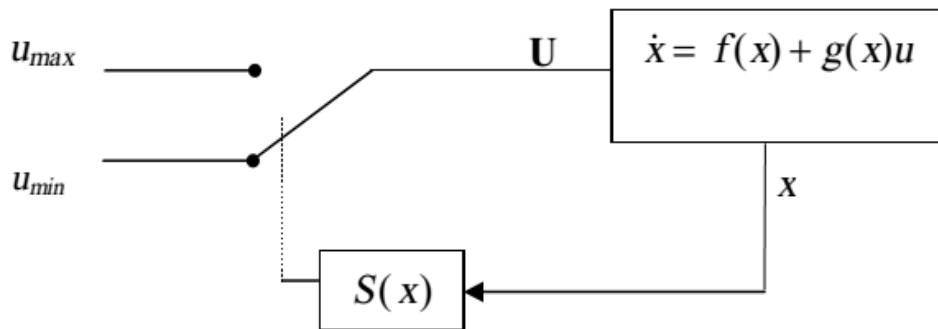


Fig : III-4 « Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande »

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon:

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ u_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.5)$$

III.2.6-Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{max} et u_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III.5) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 [13].

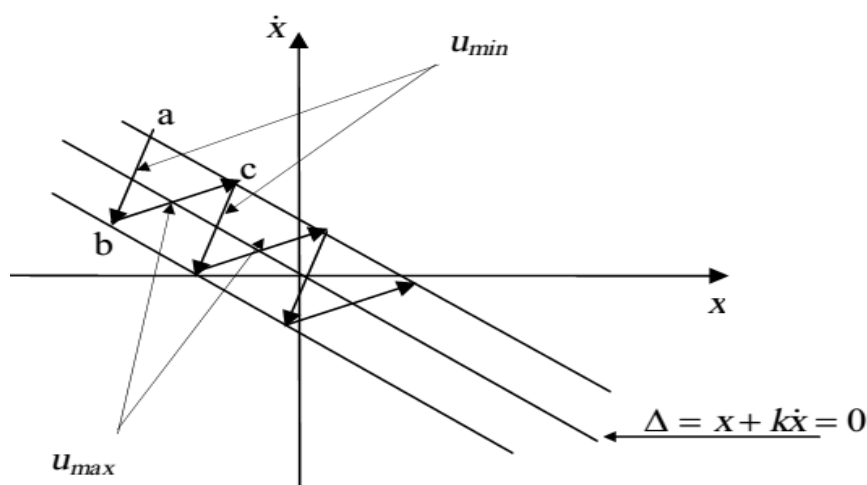


Fig : III-5 « Démonstration du mode de glissement »

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $u = u_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $u = u_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $u = u_{\min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.2.7-Fonction de LY APUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.7})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$.

III.2.8-La commande robuste par mode glissant

III.2.8.1- Notion de glissement

Considérons le système suivant:

$$\dot{x} = u + P(t) \quad (\text{III.8})$$

Où : x : La position d'un mobile, u : La force appliquée, $P(t)$: Une force de résistance quelconque.

Si la commande est de type tout ou rien alors $u = \pm u$, et les trajectoires sont donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \pm u + \dot{x}(0) + \int_0^1 p(t) dt \\ x(t) &= \pm \frac{1}{2} u t^2 + \dot{x}(0) + \iint_t p(t) dt \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Pour $P(t) = 0$, ce sont des paraboles dans le plan (x, \dot{x}) . L'objectif de commande étant maintenant de ramener x à l'origine, on constate que la commande est bouclée avec un retour de position :

$$u = -v \cdot \text{sign}(x) \quad (\text{III.10})$$

Ne permet pas de stabiliser le système, les trajectoires en l'absence de force résistante étant périodiques, figure (III.6). Pour remédier à ce problème, il vaut mieux utiliser : un retour de la forme:

$$u = -v \cdot \text{sign}(x + k\dot{x}) \quad (\text{III.11})$$

Qui donne la convergence, figure(III.7).

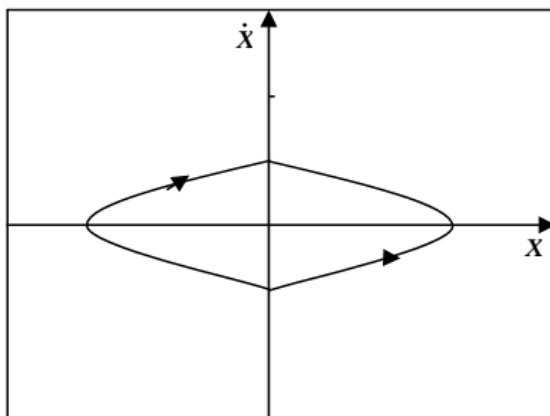


Fig : III-6 « Commande par retour de position »

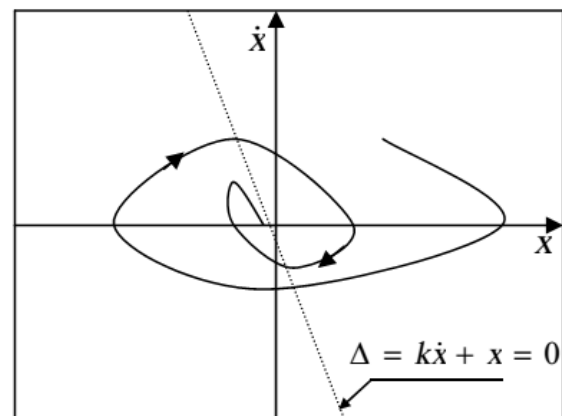


Fig : III-7 « Retour de position et de vitesse »

La droite (Δ) de la figure (III.7) est appelée «droite de commutation ». A partir d'une certaine valeur de k , la trajectoire ne peut plus quitter la droite de commutation, figure (III.7), et est astreinte à s'y déplacer jusqu'à l'origine. On dit que le système « glisse » sur la droite.

III.2.8.2-Recherche d'une commande assurant un mode glissant

La commande de la figure (III.8) présente les effets de réticence due aux retards de commutation figure (III.9) et (III.10) : raison pour laquelle la commande a été jugée néfaste, brutale et peu efficace, sollicitant fortement les organes de commande.

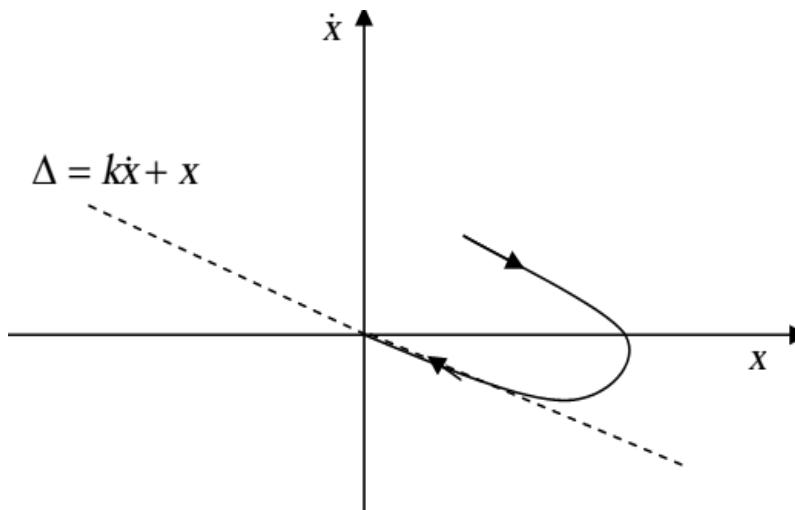


Fig : III-8 « Glissement du système sur la droite Δ »

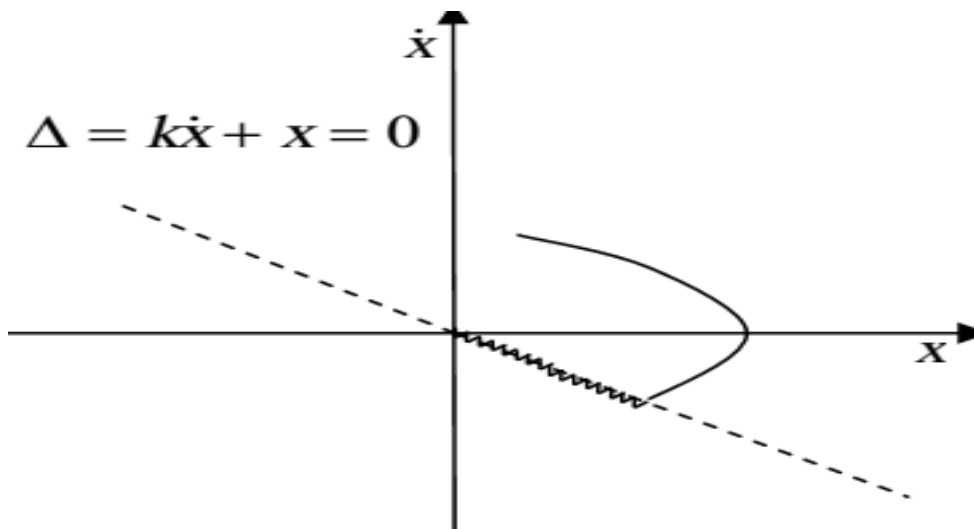


Fig : III-9 « Réticence »

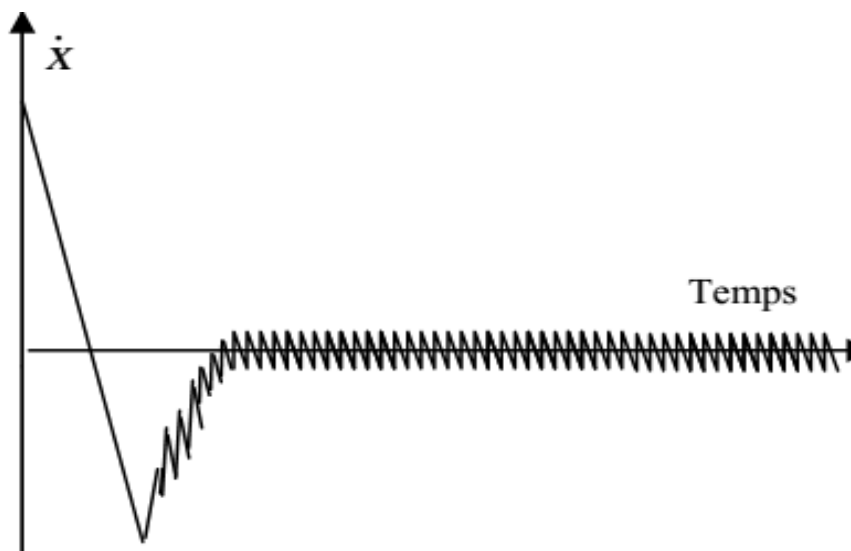


Fig : III-10 « Réticence, allure de la vitesse »

Les trajectoires obtenues sont largement insensibles aux perturbations, et la dynamique du procédé peut être choisie avec une grande liberté. Notons pour l'instant que la commande tout ou rien présente l'intérêt remarquable d'être plus rapide qu'une commande linéaire bornée.

Pour remédier au problème de réticence on doit choisir une courbe de commutation par exemple la droite $\Delta = x + kx'$.

Le but que nous recherchons est de rejoindre à partir de l'état initial la droite (Δ), puis obliger la trajectoire à rester sur cette droite.

Alors, la dynamique du système sera fixée par l'équation de la droite, et l'origine sera rejointe avec la constante de temps k . Posons donc :

$$S = (x + k\dot{x}) \quad (\text{III.12})$$

En dérivant, il vient :

$$\dot{S} = \dot{x} + k(u + p(t)) \quad (\text{III.13})$$

Lorsque $P(t)$ est nulle, la commande sera :

$$U_{\text{eq}} = -\frac{x}{k} \quad (\text{III.14})$$

Cela garantit que $S=0$, ce qui signifie que la trajectoire est contrainte à demeurer sur la droite S sur laquelle elle se trouve. Cette droite est donc invariante en l'absence de perturbation. u_{eq} est appelé « Commande Equivalente ».

Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit à présent de rendre $S=0$ attractive. Pour cela, on ajoute une commande commutant u_c à la commande équivalant u_{eq} sous la forme :

$$\begin{cases} u_c = -v \cdot \text{sign}(S) \\ u = u_{\text{eq}} + u_c \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

En choisissant v assez grande :

$$v > |P|_{\text{max}} \quad (\text{III.16})$$

Alors la condition $S \cdot \dot{S} < 0$ est toujours réalisée, ce qui prouve que $S=0$ est attractive et invariante, malgré P .

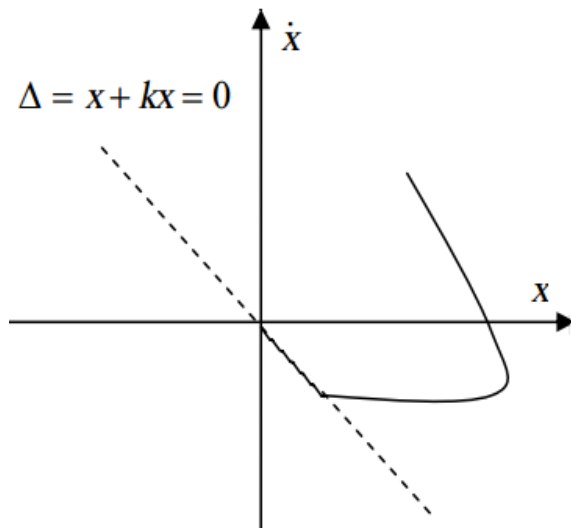


Fig : III-11 « Réticence »

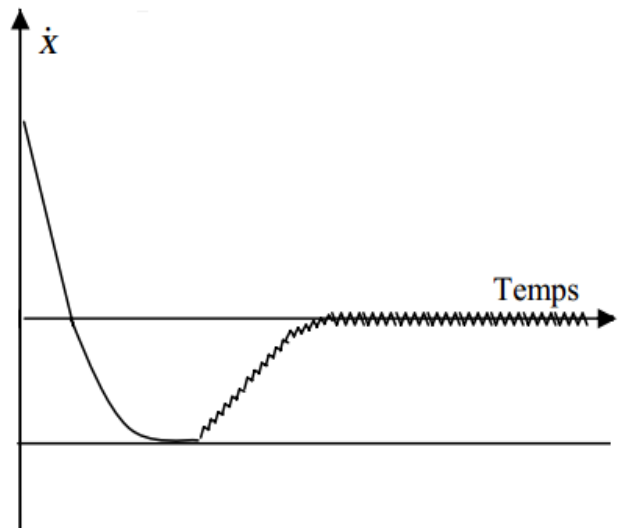


Fig : III-12 « Réticence, allure de la vitesse »

Le résultat obtenu avec la commande (III.15) est illustré sur les figures (III.11) et (III.12). On peut y observer le ralliement de l'origine avec une dynamique de premier ordre, donné par la valeur de k.

En effet, il existe un large domaine d'application pour cette technique moderne, mais elle est peu connue jusqu'à présent.

III.3-APPLICATION DE MODE GLISSANT A LA MACHINE ASYNCHRONE

III.3.1-Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé au chapitre (I) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle (α - β). Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \tag{III.17}$$

Avec :

$$\begin{cases} u &= [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \\ x &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega_r]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \end{cases} \tag{III.18}$$

Les variables x sont composées de deux états électriques ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\gamma x_1 + \frac{\beta_0}{T_r} x_3 + p\beta_0 x_4 x_5 + \alpha_0 u_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\gamma x_2 + \frac{\beta_0}{T_r} x_4 - p\beta_0 x_5 x_3 + \alpha_0 u_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = \mu(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \beta_0 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \\ \alpha_0 = \frac{1}{\sigma L_s} \\ \mu = \frac{pM}{JL_r} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.3.2-Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

- Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1(\Omega_r - \Omega_{r\text{ref}}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r\text{ref}}) \quad (\text{III.21})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{r\text{ref}} \quad (\text{III.22})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (\text{III.23})$$

- Flux ϕ_r

$$S_2 = K_2(\phi_r - \phi_{r\text{mf}}) + (\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{r\text{mf}}) \quad (\text{III.24})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{r\text{ref}} \quad (\text{III.25})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\phi_r} \quad (\text{III.26})$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.3.3-Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1(\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\phi_r - \phi_{rref}) + K_2(\phi_r - \phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (III.27)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre $\Omega_{r.ref}$ et $\phi_{r.ref}$, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionné par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

III.3.4- Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont: La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, ϕ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra [10]:

$$\phi_r = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (III.28)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\phi}_r = 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 \quad (III.29)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1(x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) \\ S_2 = K_2(\phi_r - \phi_{rref}) + (\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{rref}) \end{cases} \quad (III.30)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1(\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}) \\ \dot{S}_2 = K_2(\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{rref}) + (\ddot{\phi}_r - \ddot{\phi}_{rref}) \end{cases} \quad (III.31)$$

En utilisant le système d'équation (III.17), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \mu(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \mu(\dot{x}_2x_3 + \dot{x}_3x_2 - \dot{x}_1x_4 - \dot{x}_4x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\varphi}_r = \frac{2M}{T_r}(x_1x_3 + x_2x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\varphi}_r = \frac{2M}{T_r}(\dot{x}_1x_3 + \dot{x}_3x_1 + \dot{x}_2x_4 + \dot{x}_4x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r}\left(\frac{2M}{T_r}(x_1x_3 + x_2x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2)\right) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \gamma\right)\mu h_2 - K \frac{C_r}{J} - px_5\mu(h_1 + \beta_0\varphi_r) \\ \quad - K_1\dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \alpha_0\mu(x_3u_{s\beta} - x_4u_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r}\left(\frac{2+M\beta_0}{T_r} - K_2\right)\varphi_r + \frac{2M}{T_r}\left(\frac{M}{T_r}h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \gamma\right)h_1 \right. \\ \quad \left. + px_5h_2\right) - K_2\dot{\varphi}_{rref} - \ddot{\varphi}_{rref} + \frac{2\alpha_0}{T_r}M(x_4u_{s\beta} + x_3u_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1x_3 + x_2x_4 \\ h_2 = x_2x_3 - x_1x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Le système (III.30) peut être réorganiser dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\alpha_0x_4 & \alpha_0x_3 \\ \alpha_0Mx_3 & \alpha_0Mx_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \gamma\right)h_2 - \frac{K_1}{J\mu}C_r - px_5(h_1 + \beta_0\varphi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\mu}\dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{\mu}\ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = \left(\frac{2+M\beta_0}{T_r} - K_2\right)\varphi_r + M\left(\frac{M}{T_r}h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \gamma\right)h_1 \right. \\ \quad \left. + px_5h_2\right) - \frac{T_rK_2}{2}\dot{\varphi}_{rref} - \frac{T_r}{2}\ddot{\varphi}_{rref} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Sous la forme condensée (III.32) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + Du \quad (\text{III.37})$$

Où :
$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -\alpha_0 x_4 & \alpha_0 x_3 \\ \alpha_0 M x_3 & \alpha_0 M x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapouov ($S_i \cdot S'_i < 0$) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \tag{III.38}$$

En égalisant (4.21) et (4.22) on aura :

$$u = -D^{-1}v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1}F \tag{III.39}$$

La loi de commande est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_c \tag{III.40}$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{eq} = -D^{-1}F \\ u_c = -D^{-1}v \cdot \text{Sgn}(s) \end{cases} \tag{III.41}$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot S'_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cq\alpha} \\ u_{cq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \tag{III.42}$$

- Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \tag{III.43}$$

- Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \tag{III.44}$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand [10].

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \tag{III.45}$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\alpha_0^2 M \varphi_r \neq 0 \tag{III.46}$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\alpha_0 \varphi_r} x_4 & \frac{1}{M \alpha_0 \varphi_r} x_3 \\ \frac{1}{\alpha_0 \varphi_r} x_3 & \frac{1}{M \alpha_0 \varphi_r} x_4 \end{bmatrix} \tag{III.47}$$

III.4-BLOC DE SIMULATION

La figure (III.13) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente).

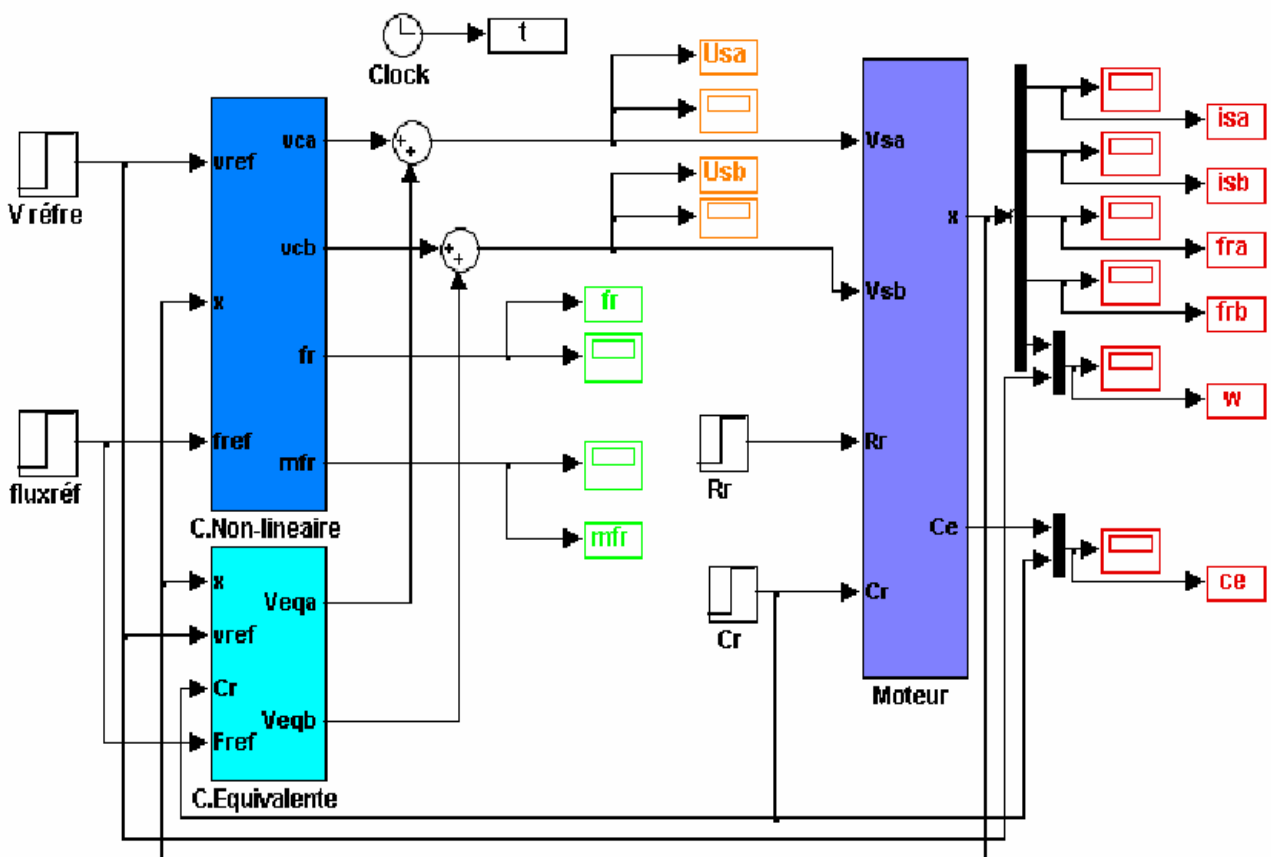


Fig : III-13 « Commande par mode glissant de la MAS »

III.5-RESULTAT DE SIMULATION

La figure (III.14) illustre les résultats de simulation de la commande non linéaire par mode glissant. On note que la variation du couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui permet d'affirmer que le découplage entre les grandeurs couple et flux rotorique est parfaitement réalisé. La précision en poursuite de la vitesse n'est pas modifiée. Au démarrage, les réponses en couple et en courant passent par des transitoires, dont les valeurs sont admissibles, ce qui permet à la MAS de fonctionner régulièrement sans échauffement.

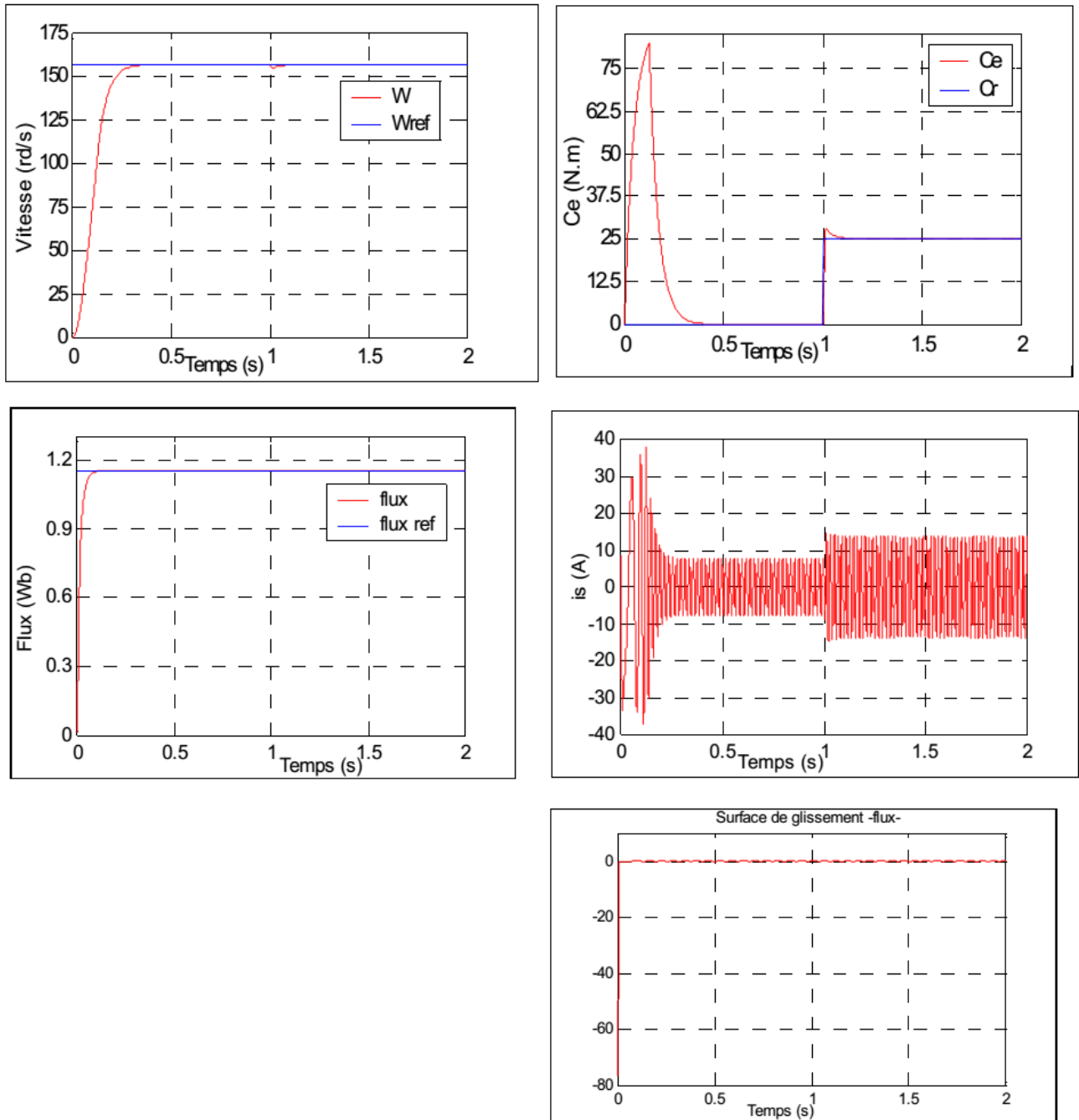


Fig : III-14 « Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS. en charge nominale après un démarrage à vide »

III.6 COMPARAISON AU NIVEAU DU REGIME STATIQUE ET DYNAMIQUE

Dans le cas des machines électriques, lorsqu'on applique une tension, il se produit un régime transitoire dont la finalité est l'établissement du régime permanent des flux et des courants. La rapidité avec laquelle ces flux et courants s'établissent implique la rapidité avec laquelle la machine prend mouvement. Ainsi, le meilleur des contrôles est celui où la durée de cette transition qui est la plus courte possible, peut être caractérisée par le temps de réponse.

Les performances des commandes considérées sont testées par la simulation pour le moteur dont les paramètres sont donnés en annexe A.

III.6.1- Test de robustesse pour la variation de vitesse

On teste la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis de l'inversion du sens de rotation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide. On introduit un changement de la consigne de vitesse de référence de 175rd/s à 30 rd/s (faibles vitesses) et puis à -100 rd/s.

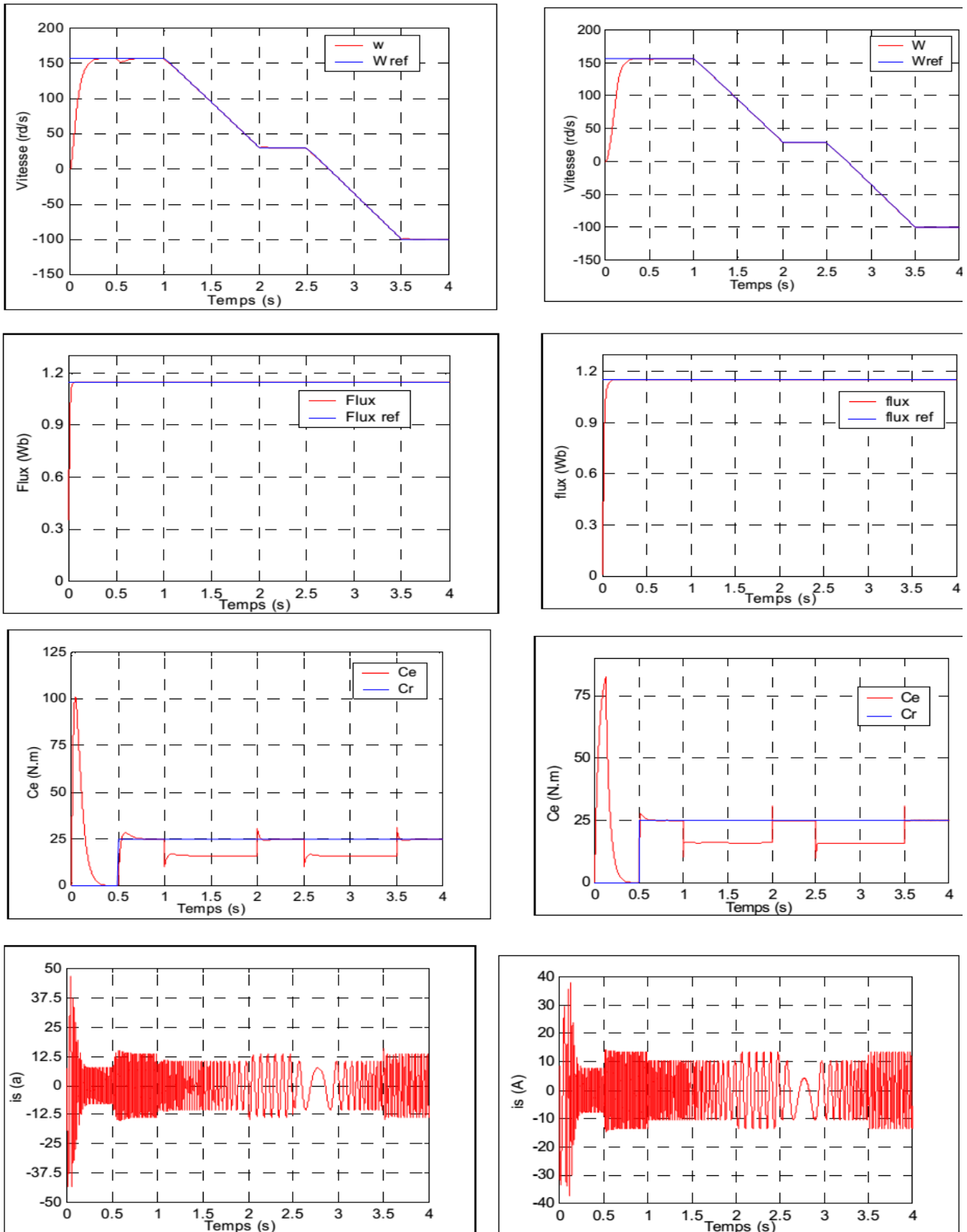
La figure (III.15) montre les résultats de simulation obtenus. On remarque que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande, il apparaît que la technique de commande par mode glissant présente de bonne performance pour le démarrage et le rejet de perturbation.

III.6.2-Test de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

L'insensibilité des deux techniques de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique, figure (III.16) pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide,

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la figure (III.16). Ces résultats montrent la dynamique de réglage de la vitesse et du rejet de perturbation. On note pour les deux commandes, que la variation du couple de charge à une seconde n'affecte pas le flux, ce qui nous a permis d'affirmer que le découplage entre les deux grandeurs couple et flux rotorique est parfaitement réalisé.

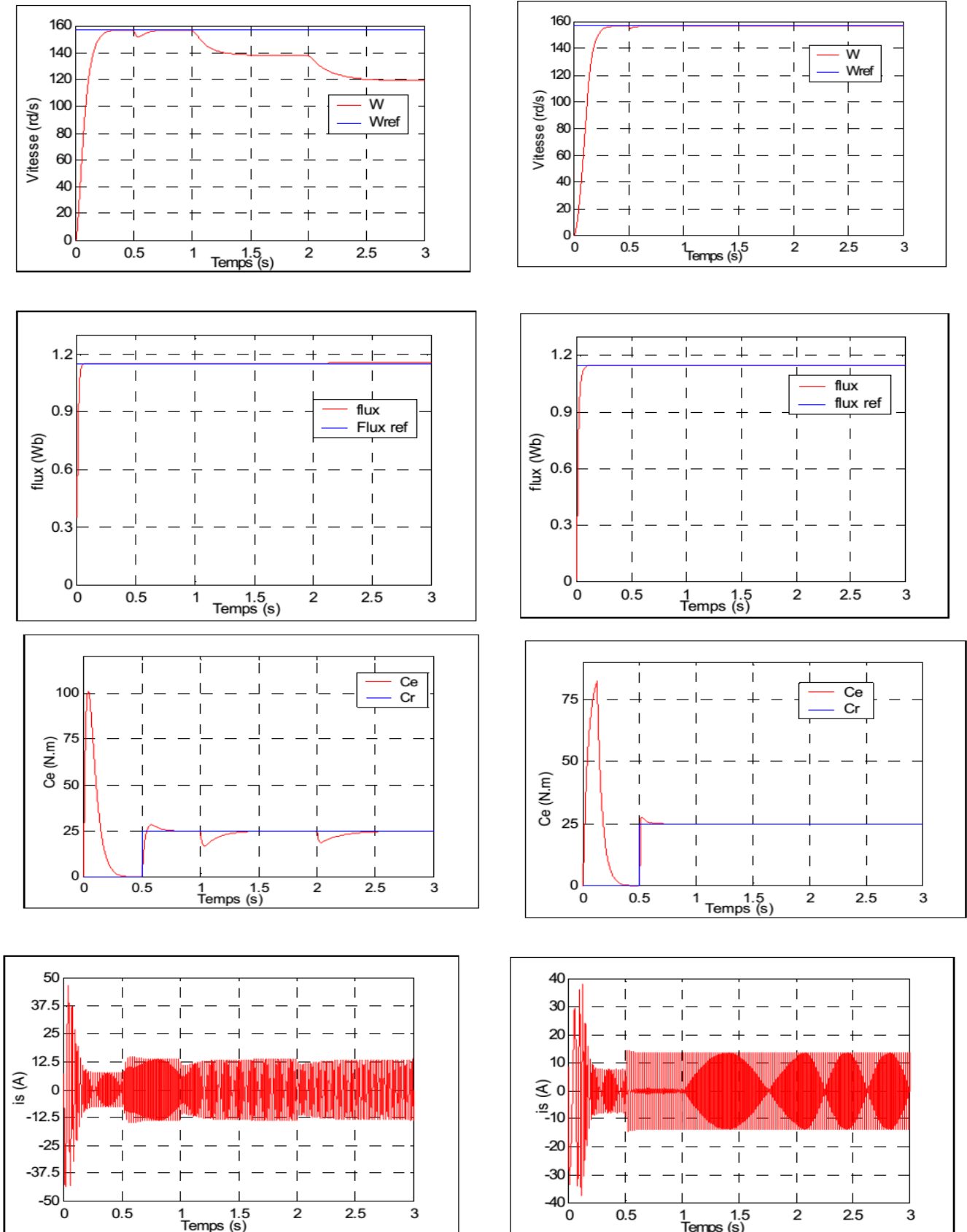
Pour une augmentation de 50% sur la résistance rotorique, la réponse obtenue avec la commande non linéaire est détériorée, on remarque une erreur d'amplitude très importante sur la réponse.



Commande non linéaire

Commande par mode glissant

Fig : III-15 « Comparaison au niveau de la variation de vitesse »



Commande non linéaire

Commande par mode glissant

Fig : III-16 « Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique »

III.7 CHOIX DE LA COMMANDE

En résumé, on peut choisir entre les deux types de commande: la commande non linéaire par le biais de linéarisation entrées-sorties et la commande par mode de glissement. Les deux techniques sont intéressantes sur une plage de vitesse, elles permettent en outre un découplage parfait entre le flux et le couple, de même elles ne nécessitent pas le passage entre les cordonnées (en grandeurs continues).

Le tableau (III.13), résume les performances de deux commandes. Une simple inspection visuelle révèle de ce tableau, que la commande par mode glissant est une commande robuste, performante et rapide pour être universellement implantée.

Type de commande	Commande non linéaire	Commande par mode glissant
Rapidité	Rapide	Plus rapide
Dépassement (couple)	Acceptable	Acceptable
Régulation	Satisfaisante	Très satisfaisante
Poursuite de vitesse	Erreur nulle	Erreur nulle
Découplage	Parfait	Parfait
Fonctionnement aux faibles vitesses	Bon	Bon
Variation vis-à-vis de R_R	Non robuste	Robuste

Tableau (III.1): Etude comparative des deux commandes non linéaire et par mode de glissement.


III.8-CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone. Nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande à structure variable qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

Pour montrer l'efficacité et la robustesse de la commande par mode glissant, une étude comparative de cette dernière et la commande non linéaire sera présentée dans le chapitre suivant.

Et nous avons présenté dans ce dernier chapitre, une étude comparative des résultats obtenus par la commande non linéaire et par mode de glissement. Les paramètres des contrôleurs, de ces commandes précitées, ont été conçus dans les limites de fonctionnement de la MAS. Le choix convenable des surfaces de commutation a permis d'obtenir de très bonnes performances suite à la nature du CMG qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

Les différents résultats obtenus en simulation montrent la robustesse du réglage par mode de glissement vis-à-vis des perturbations de la résistance rotorique et de la charge. D'autre part, la poursuite de la vitesse sans dépassement, le découplage, l'échauffement régulier, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de fonctionnement. Les résultats obtenus par le mode de glissement sont excellents comparativement au réglage classique en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité).



Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, aux quelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte.

L'objectif principal de ce mémoire a été de synthétiser une loi de commande par retour d'état non linéaire pour la commande de la machine asynchrone et allant de paire entre limitation d'énergie aux bornes du stator et performances automatiques optimales. Deux commandes sont considérées: la linéarisation entrée-sortie et la commande par mode glissant.

Pour la commande non linéaire, le découplage obtenu par la commande du flux et du couple repose sur un modèle à paramètres constants. Or, les variations de ces derniers inhérentes au fonctionnement de la machine et les non linéarités très prononcées qui en résultent peuvent éloigner de manière notable la dynamique de la machine de son fonctionnement optimal. Pour améliorer les performances de cette commande et parvenir à des meilleurs résultats, l'identification en ligne des paramètres de la machine s'avère indispensable.

La commande par mode glissant est par nature une commande non linéaire, sa loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées. Tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation ce qui permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle de la machine asynchrone, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de

réglage par rapport à la commande non linéaire, donc la commande par mode glissant offre certains avantages :

- * Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.

- * Une dynamique très performante “temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle”.

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement et la rapidité de la réponse dépend du couple maximal que peut donner la machine.

En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par:

- * L'adjonction de l'onduleur qui est un système à commutation. Car pour ce genre de système, il est tout naturel d'utiliser des lois de commandes à commutation, tels que les modes glissants.

- * Dans un souci de réduction de coût, le capteur de vitesse peut être remplacé par un observateur de flux et de vitesse.



ANNEXE

Paramètres Et Caractéristiques De La M.AS. Utilisée

CARACTERISTIQUES	PARAMETRES
$P_n = 4 \text{ KW}$	$R_S = 1.2 \Omega$
$V_n = 220/380$	$R_R = 1.8 \Omega$
$I_{Sn} = 15/8 \text{ A}$	$L_S = 0.158 \text{ H}$
$f_S = 50 \text{ Hz}$	$L_R = 0.156 \text{ H}$
$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$	$M = 0.15 \text{ H}$
$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$	$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$
$\cos\phi_n = 0.8$	$p = 2$



BIBLIOGRAPHIE



BIBLIOGRAPHIE

- [1] M . Bellier et A. Galichon. “Machines Electriques ”. Delagrave, 1972.
- [2] A. Isodori. “Nonlinear Control Systems: Communication and Control”. Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, second edition, 1989.
- [3] H.BUHLER : " Réglage échantillonné, traitement par la transformation en Z", presses polytechniques Romandes 1982.
- [4] J. P. Caron et J. P. Hautier. “Modélisation et commande de la machine asynchrone ”. Editions Technip, Paris, 1995.
- [5] R . Abdessemed et M . Kadjoudj. “Modélisation des machines électriques”. Batna, 1997.
- [6] M. Benyahia “Commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone”. Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [7] S. Zaidi. “Commande non linéaire d'un moteur à induction”. Thèse de magistère Université de Batna. –
- [8] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, “ Adaptative Input-Output Linearizing Control of Induction Motors”, IEEE Transcations on Automatic Control, vol.38, N° .2, pp. 208- 221, February 1993.
- [9] C. Canudas, “Commande des moteurs asynchrones : Optimisation, Discrétisation et Observateurs”. Vol. 2, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [10] F. Belazoui and all. “ Nonlinear Feedback Controls of the Induction Motor”, IEEE, Power Electrical Systems, vol.2, pp. 208-221, March , Souse-Tunisia-2005.
- [11] D.Mohamed et G.salim. “Commande multivariable par mode glissant d'une machine Asynchrone ”. Mémoire d'ingénieur, Université de Constantine. 2001.
- [12] Th.WILDI . “Electrotechnique ”, 3 eme édition 2004.
- [13] H. Bühler. “Réglage par mode de glissement”, 1 ère édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [14] L. Fadila et G. Hakima. “Etude comparative de la commande par mode de glissement et la commande vectorielle d'une machine asynchrone”, Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2004.
- [15] H. Chennoufi, “Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant ”. Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2001.

Résumé : Il s'agit de contrôler la vitesse et le flux d'une machine asynchrone alimentée en tension et piloté par deux commandes par retour d'état non linéaire, à savoir la commande non linéaire et celle à mode glissant.

La commande non linéaire peut être insuffisante car elle est moins robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. La commande par mode de glissement présente plusieurs avantages à savoir la robustesse, précision et la stabilité.

Afin de maîtriser le comportement dynamique du système du réglage, une étude comparative des deux commandes a été faite pour des variations de la vitesse, variations de charge et finalement les variations paramétriques.

Mots Clefs : Machine asynchrone (M.A.S). Commande non linéaire. Commande par mode glissant.

المخلص : يتعلق الأمر بالتحكم في سرعة وتدفق آلة غير متزامنة مُغذاة بالجهد ومُشغلة بواسطة اثنتين من أوامر التغذية المرجعية غير الخطية، وهما القيادة غير الخطية والقيادة بوضع انزلاقي.

قد تكون القيادة غير الخطية غير كافية لأنها أقل متانة خاصةً عندما تكون المتطلبات المتعلقة بالدقة والخصائص الديناميكية الأخرى للنظام صارمة. توفر القيادة بواسطة وضع الانزلاق عدة مزايا، بما في ذلك القوة والدقة والاستقرار.

لضبط سلوك النظام الديناميكي للتحكم، تم إجراء دراسة مقارنة للأوامر الاثنتين لتغيرات السرعة، وتغيرات الحمل، وأخيراً التغيرات المعلمة.

الكلمات المفتاحية : الماكينة غير المتزامنة (M.A.S). القيادة غير الخطية. القيادة بوضع انزلاقي.

Summary : The paragraph is about controlling the speed and flux of a voltage-fed asynchronous machine using two nonlinear state feedback controls: nonlinear control and sliding mode control.

Nonlinear control may be insufficient as it is less robust, especially when strict requirements are imposed on the precision and other dynamic characteristics of the system. Sliding mode control offers several advantages, including robustness, precision, and stability.

In order to master the dynamic behavior of the control system, a comparative study of the two controls was conducted for variations in speed, load variations, and ultimately parameter variations.

Keywords: Asynchronous machine (A.M). nonlinear control. sliding mode control.