

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 :

**Commande par Mode de Glissement par Imposition des
Pôles d'une Machine à Induction Linéarisée par
Orientation du Flux.**

Présenté par :

Hafsi Mikail

Belloum Abderrahmane

Sahraoui Amer

Supervisé par :

Djokhrab Ala Eddine

2024-2025

A decorative border with intricate black floral and scrollwork patterns framing the text.

REMRECIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à DR Djokhrab Ala Eddine et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail.

Nous dédions ce travail à nos parents qui ont été pour nous la plus grande motivation pour terminer ce travail, c'est pourquoi nous aimerions dédier ce travail en leur honneur.

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie mécanique de la spécialité Electromécanique qui ont contribué à notre formation.

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2^{ème} année Master de la spécialité Electromécanique promotion 2024.

Nous remercions vivement toutes les personnes que ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Résumé:

Le contrôle des machines électriques a connu une activité croissante ces dernières années, en raison de leur efficacité et de leur compacité dans diverses applications industrielles. Ce travail se concentre sur l'application de la commande par logique floue à une machine asynchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur de tension contrôlé par modulation de largeur d'impulsions (MLI). La première partie aborde la modélisation de la machine et la commande vectorielle, simplifiant ainsi le système pour le rendre similaire à celui d'un moteur à courant continu. La deuxième partie porte sur le réglage de la vitesse de rotation à l'aide de régulateurs classiques (PI et IP) ainsi que de régulateurs flous modernes. Ces derniers se sont avérés efficaces en termes de rejet des perturbations

Abstract:

The control of electric machines has seen increasing activity in recent years due to their efficiency and compactness in various industrial applications. This work focuses on applying fuzzy logic control to a permanent magnet asynchronous machine, powered by a voltage inverter controlled by pulse width modulation (PWM). The first part deals with machine modeling and vector control, simplifying the system to make it similar to that of a DC motor. The second part focuses on speed regulation using classical controllers (PI and IP) as well as modern fuzzy controllers. The latter have proven to be effective in terms of disturbance rejection.

ملخص :

شهدت مجالات التحكم في الماكينات الكهربائية نشاطاً متزايداً في السنوات الأخيرة بسبب كفاءتها وصغر حجمها في مختلف التطبيقات الصناعية. يركز هذا العمل على تطبيق التحكم بالمنطق الضبابي على ماكينة ذات مغناطيس دائم الغير متزامنة، يتم تشغيلها بواسطة محول جهد يتم التحكم فيه بواسطة تعديل عرض تتعامل الجزء الأول من العمل مع تصميم الماكينة والتحكم الاتجاهي، مما يبسط (PWM) النبضات النظام لجعله مشابهاً لتلك الموجودة في محرك التيار المستمر. يركز الجزء الثاني على تنظيم السرعة بالإضافة إلى المتحكمات الضبابية الحديثة. أثبتت هذه الأخيرة (PI و IP) باستخدام المتحكمات التقليدية فعاليتها فيما يتعلق برفض التشويش.

INTRODUCTION 1

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 INTRODUCTION 3

I-2 DESCRIPTION DE LA M.AS TRIPHASEE 3

I-3 MODELE DE LA M.AS TRIPHASEE 4

I-4 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES 4

I-5 EQUATIONS GENERALES DE LA M.AS TRIPHASEE 5

 I-5.1 Equations électriques 5

 I-5.2 Equations magnétiques 5

 I-5.3 Equations mécaniques 6

I-6 TRANSFORMATION DE PARK 6

 I-6.1 Différents repères 7

 I-6.2 Application de la transformation de Park à la M.AS 7

 I-6.2.1 Equations électriques 8

 I-6.2.2 Equations magnétiques 9

 I-6.2.3 Equations mécaniques 9

I-7 ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 9

I-8 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA M.AS 10

I-9 SIMULATION DU MODELE DE LA M.AS EN TENSION 11

 I-9.1 Résultats de la simulation 12

I-10 CONCLUSION 14

Chapitre II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II-1 INTRODUCTION 15

II-2 PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE 15

II-3 CHOIX DE TYPE D'ORIENTATION DE FLUX 17

II-4 STRUCTURE DE COMMANDE 18

 II-4.1 Méthode de contrôle indirect du flux 18

 II-4.2 Méthode de contrôle directe du flux 18

II-5	STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA M.AS. EN TENSION.	18
II-6	ORGANISATION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE.	20
II-7	ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE.	21
II-8	CALCULS DES REGULATEURS.	22
II-8-1	Calcul du régulateur de flux	22
II-8.2	Calcul du régulateur de couple.	23
II-8.3	Calcul du régulateur de vitesse.	24
II-9	MODÈLE LINÉAIRE EQUIVALENT DE LA MAS. OBTENU PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.	25
II-10	RESULTATS DE SIMULATION	
II-11	CONCLUSION.	30

Chapitre III

APPLICATION DU MODE GLISSANT A LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III-1	INTRODUCTION	31
III-2	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.	31
III-3	SYSTÈME À STRUCTURE VARIABLE	33
III-3.1	Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre -réaction d'état variable	33
III-3.2	Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.	34
III-4	CONDITIONS D'EXISTENCE DU MODE GLISSANT.	34
III-5	FONCTION DE LYAPUNOV.	35
III-6	COMMANDE EQUIVALENTE (METHODE D'UTKIN).	36
III-7	LA LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE-REACTION D'ET.	36
III-8	EQUATION D'ETAT EN MODE GLISSANT.	37
III-9	RELATIONS RELATIVES A LA COMMANDE PAR CONTRE REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR.	38
III-10	DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTION D'ETAT PAR IMPOSITION DES POLES.	39
III-10.1	Détermination du vecteur de la contre réaction d'état.	39
III-10.2	Détermination du coefficient k_w .	40

III-11 CHOIX DES POLES EN BOUCLE FERMEE.....	41
III-12 DOMAINE D'APPLICATION DU REGLAGE PAR MODE GLISSANT.....	41
III-13 LES AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	42
III-14 APPLICATION DU MODE GLISSANT A LA COMMANDE DE LA M.AS.....	42
III-15 REGULATEUR DU FLUX ROTORIQUE.....	42
III-15.1 Modèle d'état.....	42
III-15.2 Surface de glissement candidate.....	43
III-15.3 La commande équivalente.....	43
III-15.4 Equation d'état en mode de glissement.....	43
III-15.5 Equation caractéristique.....	43
III-15.6 Détermination de k_w	34
III-16 REGULATION DE LA VITESSE.....	44
III-16.1 Modèle d'état.....	44
III-16.2 Surface de glissement candidate.....	44
III-16.3 La commande équivalente.....	44
III-16.4 Modèle d'état en mode de glissement.....	45
III-16.5 L'équation caractéristique.....	45
III-16.6 Détermination de k_w	46
III-17 RESULTATS DE SIMULATION.....	46
III-18 CONCLUSION.....	51
CONCLUSION GENERALE.....	52
ANNEXE.....	53

Notations et symboles

M.AS. : Machine Asynchrone.

FOC. : Commande vectorielle par orientation du Flux .
de l'anglais " Field Oriented Control".

M.G. : Mode glissant.

C.S.V. : Commande structure variable.

S, R : Indice du stator et du rotor, respectivement.

* : Indice de référence.

(d – q) : Indice du repère synchrone (lié au champ tournant).

($\alpha - \beta$) : Indice du repère fixe du stator.

ω : Pulsation électrique.

Ω : Vitesse mécanique.

g : Glissement ou la variation relative des vitesse statorique et rotorique

p : Nombre de paire de pôle.

V : Tension.

R : Résistance.

i : Courant .

Φ : Flux.

f : Fréquence.

θ : Angle entre axe du stator et un axe du rotor.

σ : Coefficient de dispersion Totale.

T_R : Constante de temps rotorique.

P.I : Correcteur, Proportionnel–Intégrateur.

J : Moment d'inertiel des masse tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

S : Opérateur dérivé de LAPLCE.

P(s) : Polynôme caractéristique.

$s(x_s)$: Surface de glissement.

☞ **Notations et symboles**

k_s^T : Vecteur ligne de la contre-réaction d'état.

x_s : Vecteur d'état du système à régler de dimension n_s .

w : Grandeur de consigne.

k_w : Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

A : Matrice d'état de système en mode de glissement.

b : Vecteur de commande.

k_R : Matrice de la contre-réaction du régulateur intégrateur.

$*$: Signe pour l'état du système en mode de glissement

T : Matrice de transformation

α_i : Coefficient du polynôme caractéristique.

Q_C : étant la matrice de commandabilité du système.

Max, (min) : indice indiquant le maximum (minimum).

P : Grandeur de perturbation.

ρ : Partie réelle.

ω : Partie imaginaire.

$e(x)$: Ecart de la variable à réguler.

- ❖ D'autres notations et symboles spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu.

INTRODUCTION GENERALE

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continue a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence :

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

L'évolution technologique notamment en matières de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions, courants d'amplitude et de fréquence réglable.

Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués. Cette disposition est indispensable pour retrouver avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique naturellement obtenue jusqu'alors avec les M.C.C.

L'idée est de retrouver, côté utilisateur, l'équivalent du moteur à courant continue sans les inconvénients qu'il présente. C'est dans cet esprit qu'a été inventée la commande vectorielle pour les machines à courant alternatif M.C.A par Blondel [1].

Enfin, grâce à cette dernière la commande de la M.C.A. devient maîtrisable au même titre que celui de la M.C.C. c'est-à-dire un contrôle tout à fait linéaire, toutefois cette méthode reste sensible aux variations paramétriques internes dues aux fonctionnements même de ces machines (température, saturation ...etc.). Il est important plutôt d'utiliser des méthodes de contrôle robuste, soient linéaires ou non linéaires. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [2].

L'objectif principal de ce travail est de remplacer les régulateurs classiques PI, par des régulateurs en mode de glissement par imposition des pôles en maintenant le découplage issu de la commande vectorielle dans toutes les conditions de fonctionnement de la MAS notamment face aux variations paramétriques.

Le présent mémoire est organisé de la manière suivante :

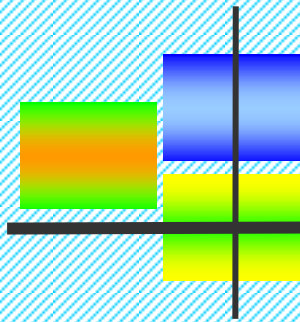
✎ **Le premier chapitre** sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle dans les deux repères, le repère synchrone et celui lié au stator sera effectuée.

✎ **Le deuxième chapitre** présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (FOC: Field Oriented Control) à la MAS, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MAS. Avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés. Un modèle linéaire équivalent (réduit) du moteur sera obtenu pour être utilisé dans la synthèse du régulateur en mode glissant par imposition des pôles.

Le troisième chapitre traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant à dynamique imposée appliquée au système linéaire. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement.

✎ **Le troisième chapitre** traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant à dynamique imposée appliquée au système linéaire. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. la synthèse du régulateur en mode glissant dynamique imposée. Une loi de commutation sera synthétisée pour le modèle linéaire équivalent. L'application de ce type de régulateur au modèle de commande en modélisation exacte de la machine asynchrone sera effectuée.

Enfin, une conclusion générale sera donnée.



Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB » dont les paramètres du ce modèle sont donnés en annexe.

I-2 DESCRIPTION DE LA M.AS TRIPHASEE

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, voir «**Fig.I-1**», et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [3].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [3].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_R exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_S exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_R est généralement inférieure à Ω_S et on a :

$$\Omega_S = \frac{\omega_s}{p} \quad (I-1)$$

avec : ω_s : Pulsation statorique , liée à la fréquence du stator.

p : nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_S , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

f_R : Fréquence de la vitesse rotorique.

On obtient les relations de glissement g [4] :

$$g = \frac{\Omega_S - \Omega}{\Omega_S} = \frac{f_s - f_R}{f_s} \quad (I-2)$$

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_S = \omega_g + \omega_R$ d'où $f_S = f_g + f_R$ est constamment satisfait. Quand la pulsation mécanique ω_R est égale à la pulsation du champ tournant ω_S , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

ω_g : Pulsation de glissement.

I-3 MODELE DE LA M.AS TRIPHASEE

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la «**Fig.I-1**» avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A , S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a , R_b et R_c , et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

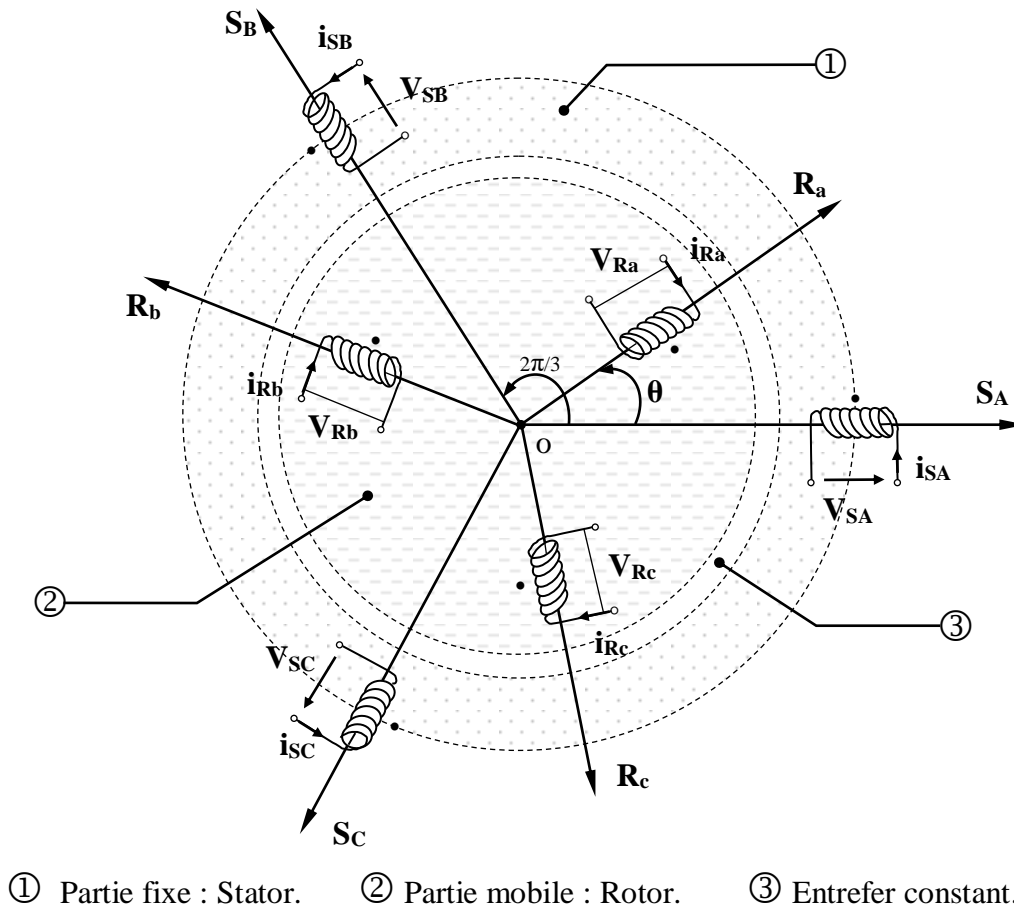


Fig.I-1 Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I-4 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [2] :

- ✓ Parfaite symétrie.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.

- ✓ Absence de saturation dans le circuit.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

I-5 EQUATIONS GENERALES DE LA M.AS TRIPHASEE

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir «**Fig.I-1**».

I-5.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

$$\blacktriangleright \text{ pour le stator } [\mathbf{V}_{S \text{ ABC}}] = \mathbf{R}_S [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S \text{ ABC}}] \quad (\text{I-3})$$

$$\blacktriangleright \text{ pour le rotor } [\mathbf{V}_{R \text{ abc}}] = \mathbf{R}_R [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{R \text{ abc}}] \quad (\text{I-4})$$

avec : R_S, R_R ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.
et :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{S \text{ ABC}}] &= [\mathbf{V}_{SA} \quad \mathbf{V}_{SB} \quad \mathbf{V}_{SC}]^T : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ [\mathbf{V}_{R \text{ abc}}] &= [\mathbf{V}_{Ra} \quad \mathbf{V}_{Rb} \quad \mathbf{V}_{Rc}]^T : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] &= [\mathbf{i}_{SA} \quad \mathbf{i}_{SB} \quad \mathbf{i}_{SC}]^T : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] &= [\mathbf{i}_{Ra} \quad \mathbf{i}_{Rb} \quad \mathbf{i}_{Rc}]^T : \text{Vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{S \text{ ABC}}] &= [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ [\Phi_{R \text{ abc}}] &= [\Phi_{Ra} \quad \Phi_{Rb} \quad \Phi_{Rc}]^T : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

I-5.2 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\blacktriangleright \text{ Pour le stator : } [\Phi_{S \text{ ABC}}] = [\mathbf{L}_S] [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] + [\mathbf{M}_{SR}] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] \quad (\text{I-5})$$

$$\blacktriangleright \text{ Pour le rotor : } [\Phi_{R \text{ abc}}] = [\mathbf{L}_R] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] + [\mathbf{M}_{SR}]^T [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}] \quad (\text{I-6})$$

où : $[\mathbf{L}_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[\mathbf{L}_R]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[\mathbf{M}_{SR}]$: Matrice des inductance mutuelles du couplage entre stator-rotor.

alors :

$$[\mathbf{L}_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \ell_S & \mathbf{M}_S \\ \mathbf{M}_S & \mathbf{M}_S & \ell_S \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{L}_R] = \begin{bmatrix} \ell_R & \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \ell_R & \mathbf{M}_R \\ \mathbf{M}_R & \mathbf{M}_R & \ell_R \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

ainsi :

$$[\mathbf{M}_{SR}] = [\mathbf{M}_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

où : 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_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

I-5.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [5] :

$$\mathbf{C}_{em} = \mathbf{P} [\mathbf{i}_{S \text{ ABC}}]^T \frac{d}{dt} [\mathbf{M}_{SR}] [\mathbf{i}_{R \text{ abc}}] \quad (\text{I-9})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$\mathbf{J} \frac{d}{dt} \Omega = \mathbf{C}_{em} - \mathbf{C}_r - f_r \Omega \quad (\text{I-10})$$

avec : \mathbf{J} : Moment d'inertie des masses tournantes.

\mathbf{C}_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

\mathbf{C}_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

I-6 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation

ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [2].

I-6.1 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- ❶ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \mathbf{0}$.
- ❷ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_R$.
- ❸ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_S$.

où : ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I-6.2 Application de la transformation de Park au modèle de la M.AS.

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes $(d - q)$ lié au champ tournant, voir «**Fig.I-2**», ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ♦ Direct selon l'axe (d) .
- ♦ Quadrature (transversal) selon l'axe (q) .
- ♦ Homopolaire (o) .

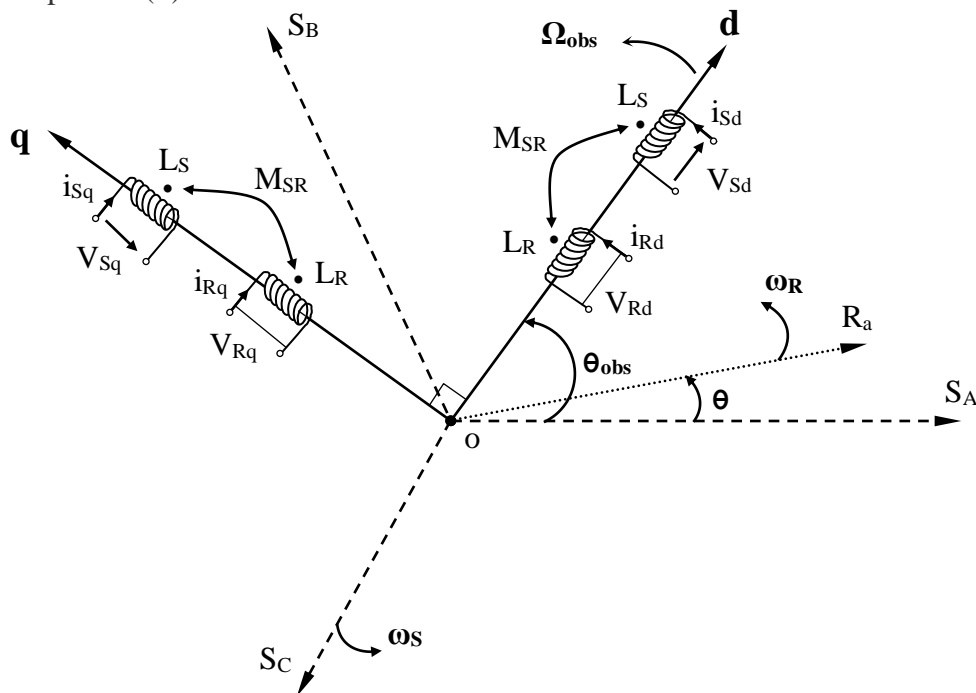


Fig.I-2 Référentiel tournant d'axes $(d - q)$.

où : $\theta_{\text{obs}} = \int \omega_{\text{obs}} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

- ▶ L'équivalent de tension : $[\mathbf{V}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{V}_{ABC}]$
- ▶ L'équivalent de courant : $[\mathbf{i}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{i}_{ABC}]$ (I-11)
- ▶ L'équivalent du flux : $[\mathbf{\Phi}_{dqo}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})][\mathbf{\Phi}_{ABC}]$

où : $[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]$ est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{V}_{dqo}] \\ [\mathbf{i}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{i}_{dqo}] \\ [\mathbf{\Phi}_{ABC}] = [\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^{-1}[\mathbf{\Phi}_{dqo}] \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

✓ Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [3].

$$[\mathbf{P}(\theta_{\text{obs}})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3) et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes:

I-6.2.1 Equations électriques

$$[\mathbf{V}_{Sd}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sd} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Phi}_{Sd} - \omega_S \mathbf{\Phi}_{Sq} \quad (\text{I-15})$$

$$[\mathbf{V}_{Sq}] = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sq} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Phi}_{Sq} + \omega_S \mathbf{\Phi}_{Sd} \quad (\text{I-16})$$

$$0 = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{Rd} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Phi}_{Rd} - (\omega_S - \omega_R) \mathbf{\Phi}_{Rq} \quad (\text{I-17})$$

$$0 = R_R i_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rd} \quad (\text{I-18})$$

I-6.2.2 Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \quad (\text{I-19})$$

$$\Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \quad (\text{I-20})$$

$$\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \quad (\text{I-21})$$

$$\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq} \quad (\text{I-22})$$

avec: $L_S = \ell_S - M$, $L_R = \ell_R - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I-6.2.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-9) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (\text{I-23})$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I-10).

I-7 ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_R comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, « Fig-I-3 ».

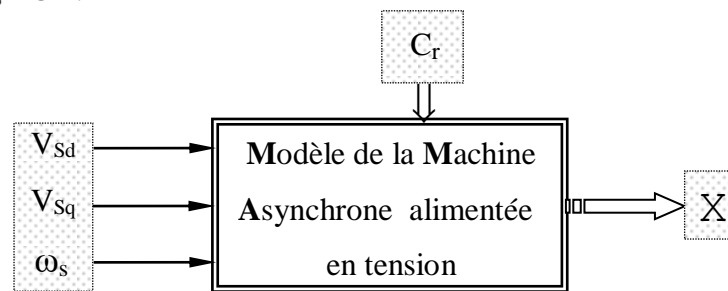


Fig.I-3 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T .$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T$.

I-8 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA M.AS.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I-24)$$

avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (I-25)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant ($d - q$), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_S}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_S}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_S} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

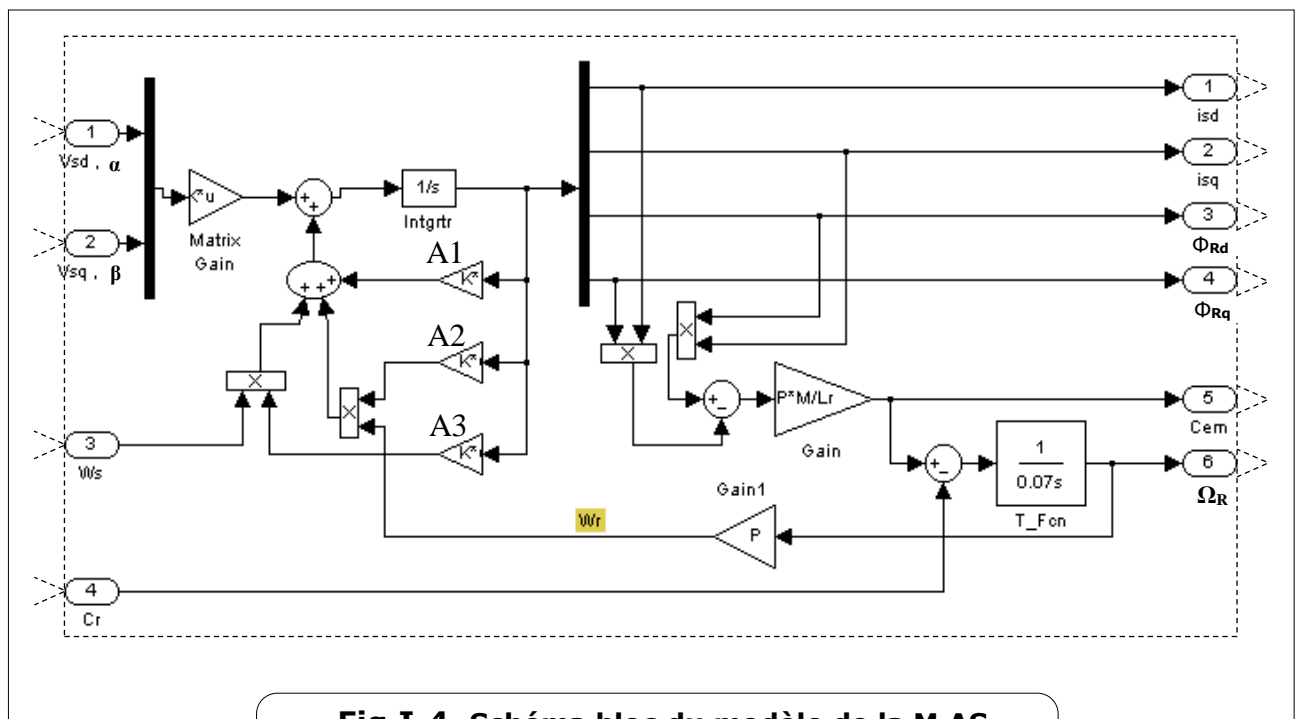
$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_R T_R} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

I-9 SIMULATION DU MODELE DE LA M.AS EN TENSION DOUBLE BOUBINE:

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, ...etc. [4].

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone est donné par la figure «**Fig.I-5**». Les commutateurs (Switch) indiqués sur la figure permettent le passage du modèle ($\alpha-\beta$) au modèle ($d-q$), et inversement.



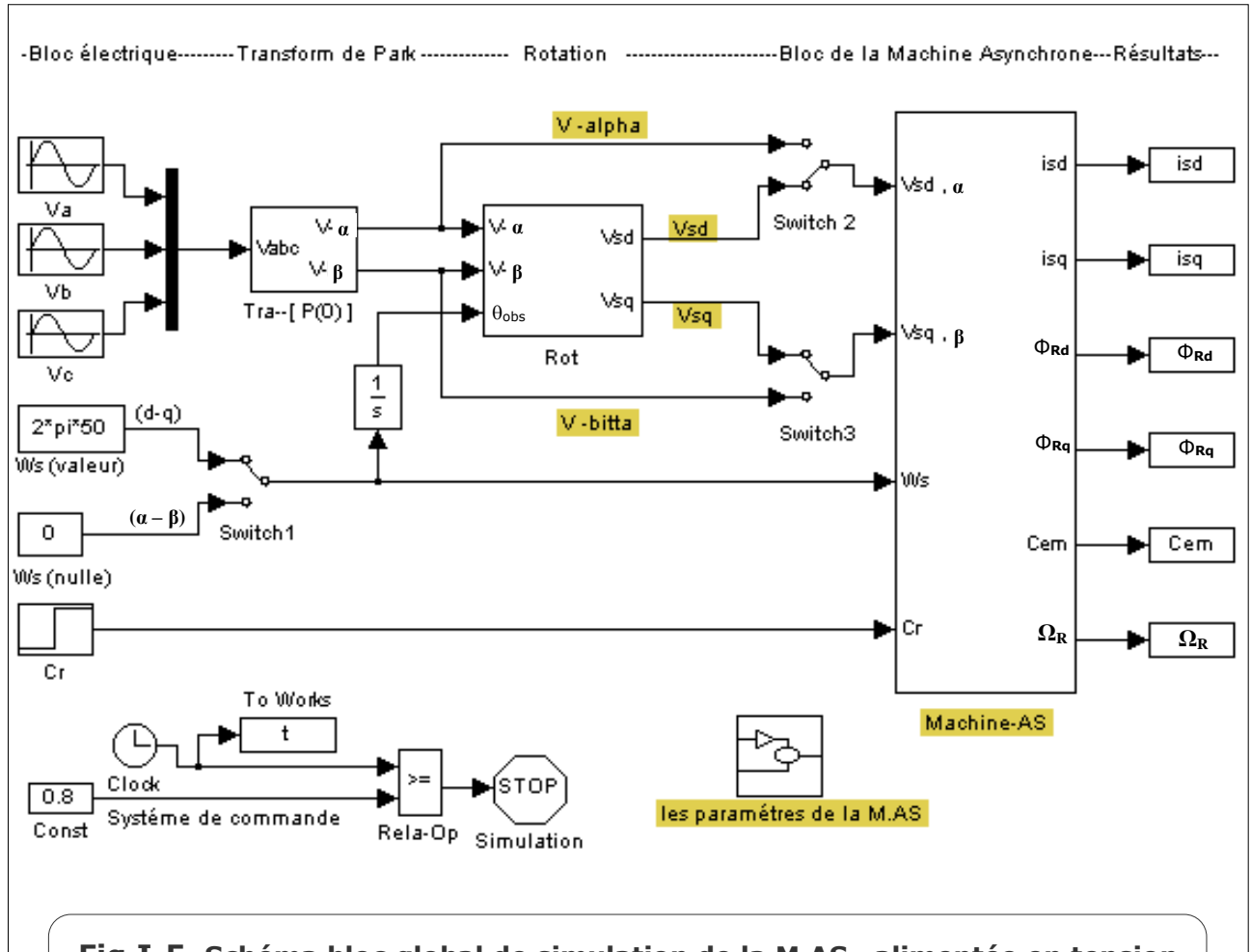


Fig.I-5 Schéma bloc global de simulation de la M.A.S. alimentée en tension.

I-9-1 Résultats de la simulation

La figure «**Fig.I-6**» représente les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée en tension dans les deux référentiel $(d - q)$ et $(\alpha - \beta)$, La machine asynchrone est simulée en charge nominale après un démarrage à vide.

Les allures des caractéristiques des flux et courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone $(d - q)$, ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone.

Lors de démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc un puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone.

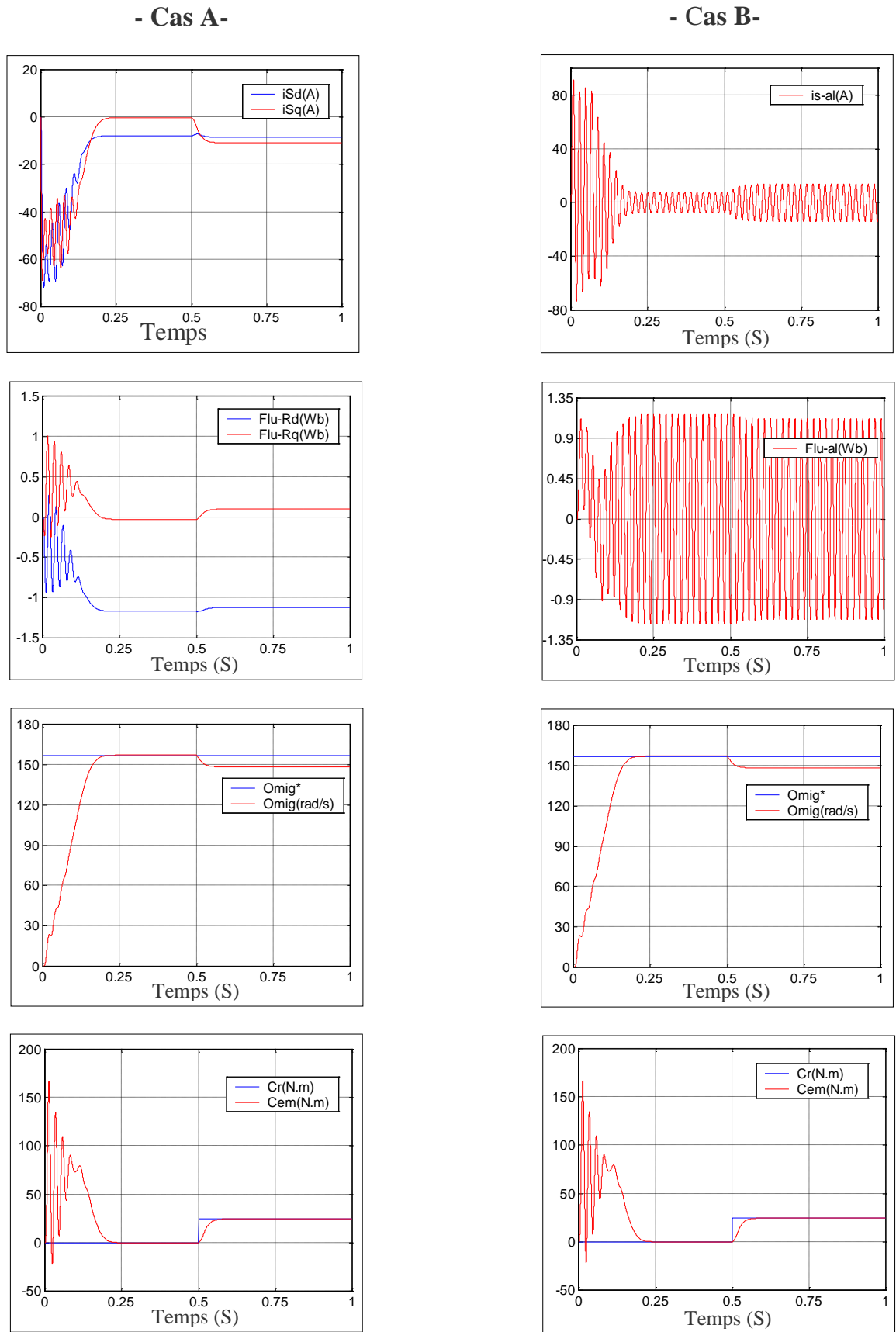


Fig.I-6 Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels :

- Référentiel (d, q) : - cas A-

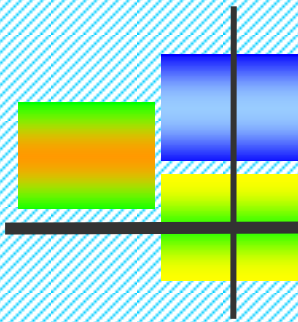
- Référentiel (α, β) : - cas B-

I-10 CONCLUSION

On a établi dans ce premier chapitre le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système biphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeur flux et couple spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.



Chapitre II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II-1 INTRODCUCTION

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

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, c.à.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 donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [1].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II-2 PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d – q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la M.AS. est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq} - \Phi_{Rq} i_{Sd}) \quad (II-1)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, «**Fig.II-1**»:

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (II-2)$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq}) \quad (II-3)$$

ou encore moyennant une constante K_t prés, C_{em} devient.

$$C_{em} = K'_t \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} \tag{II-4}$$

$$K'_t = P \frac{M}{L_R}$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

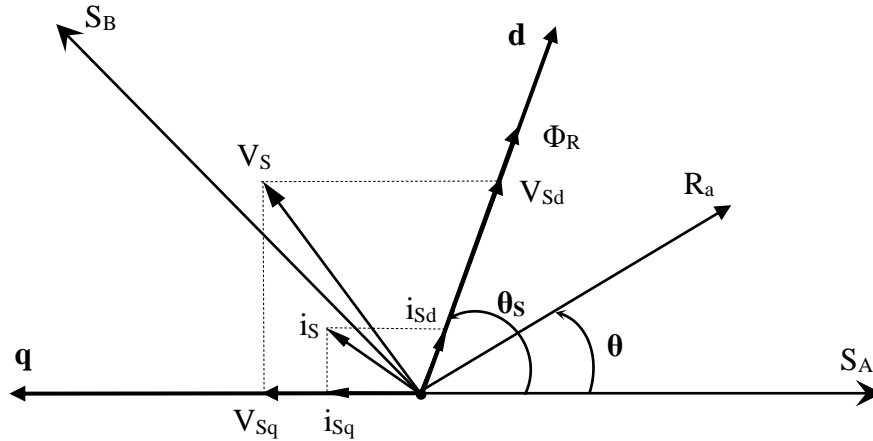


Fig.II-1 Référentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure «**Fig.II-2**» illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

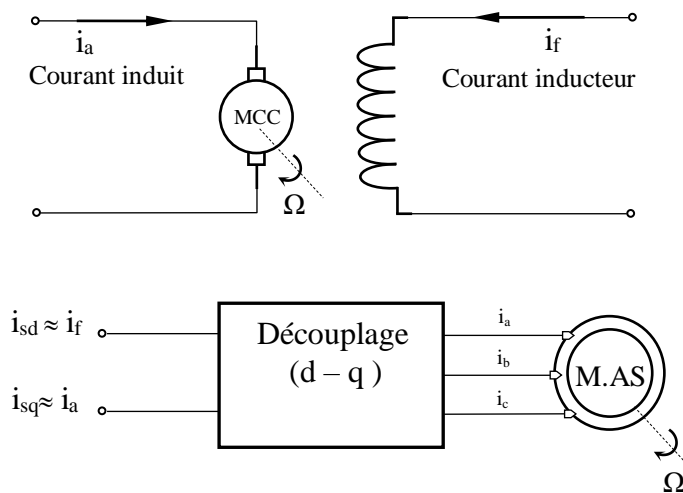


Fig.II-2 Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.AS.

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \tag{II-5}$$

$$C_e = K_t \cdot i_{sq} \cdot i_{sd} \tag{II-6}$$

i_a, i_{sq} : Composantes de couple.

i_f, i_{sd} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant .
 ✓ Selon l'orientation du repère (d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant .

✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition (II-2), dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage, «**Fig(II-3)**», ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} & \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \Phi_R = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} & \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

avec : Φ_R^* : Flux rotorique de référence .

$\Phi_{R \text{ nom}}$: Flux rotorique nominal .

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.

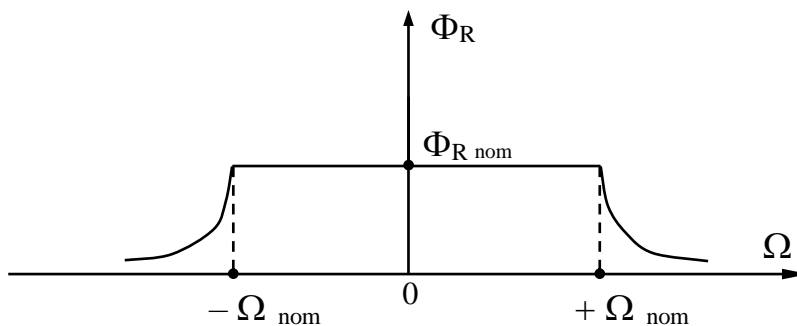


Fig.II-3 Région de fonctionnement à toutes vitesses.

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones, [6] .

II-3 CHOIX DE TYPE D'ORIENTATION DE FLUX

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [3], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

II-4 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 envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [7]. En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; celle dite indirecte et celle dite directe.

II-4.1 Méthode de contrôle indirect du flux

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est différente de la valeur réelle de T_R , on obtient une erreur sur la phase du flux par apport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [2].

II-4.2 Méthode de contrôle directe du flux

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [6].

II-5 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA M.AS. EN TENSION

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d du repère lié au champ tournant ($\Phi_{Rd} = \Phi_R$ et $\Phi_{Rq} = 0$), comme illustré sur la «**Fig.II-1**», on a alors :

- l'évolution du flux est donnée par :

$$\Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} = M i_{sd} \quad (\text{II-8})$$

- la pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = \frac{MR_R i_{sq}}{L_R \Phi_R^*} \quad (\text{II-9})$$

Pour une MAS alimentée en tension, V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande. L'orientation du flux rotorique appliquée au système (I.26) permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sd} - \left(\omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_R^2} R_R \Phi_R \right) \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R - \frac{M^2}{L_R T_R} i_{sq} \end{cases} \quad (II-10)$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par recteur d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation «**Fig.II-5**», en introduisons de nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} , le système (II.10) devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - f.e.m_d \\ V_{sq} = U_{sq} - f.e.m_q \end{cases} \quad (II-11)$$

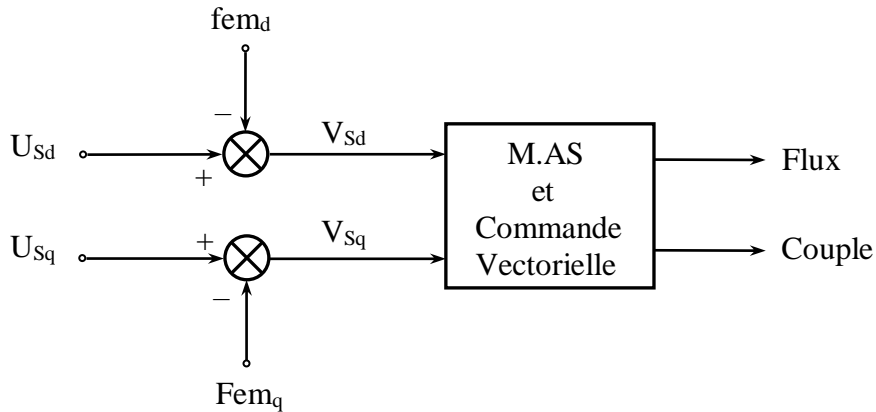


Fig.II-4 Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq} .

A partir du système d'équations (II-11), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations [2].

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_R} R_R \Phi_R \\ f.e.m_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R + \frac{M^2}{L_R T_R} i_{sq} \end{cases} \quad (II-12)$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système«**Fig.II-6**», pour lequel :

$$\begin{cases} U_{sd} = \sigma.L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} \\ U_{sq} = \sigma.L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} \end{cases} \quad (II-13)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

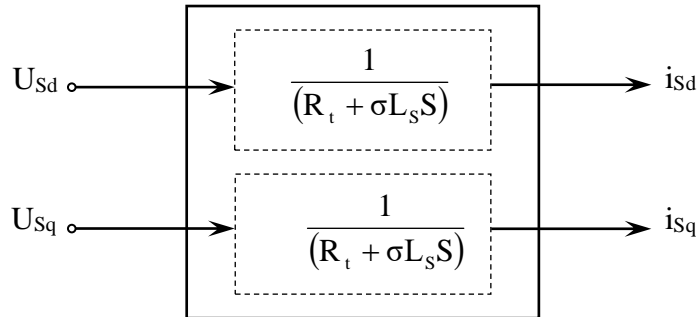


Fig.II-5 Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq} .

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

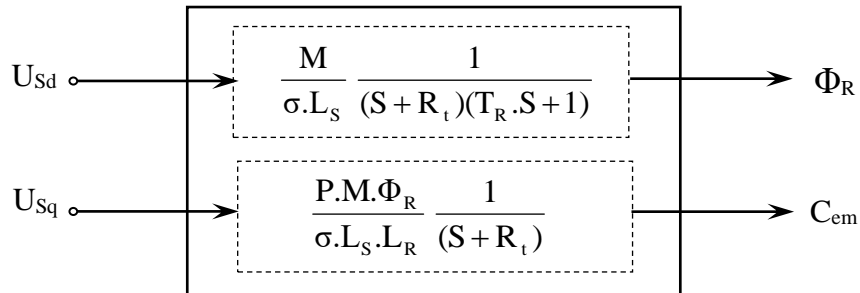


Fig.II-6 Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em} .

II-6 ORGANISATION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE

L'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués est donnée par «**Fig.II-7**», dans ce schéma de commande, le flux rotorique est régulé, donc il faut alors l'estimer ou plus rarement le mesurer [1].

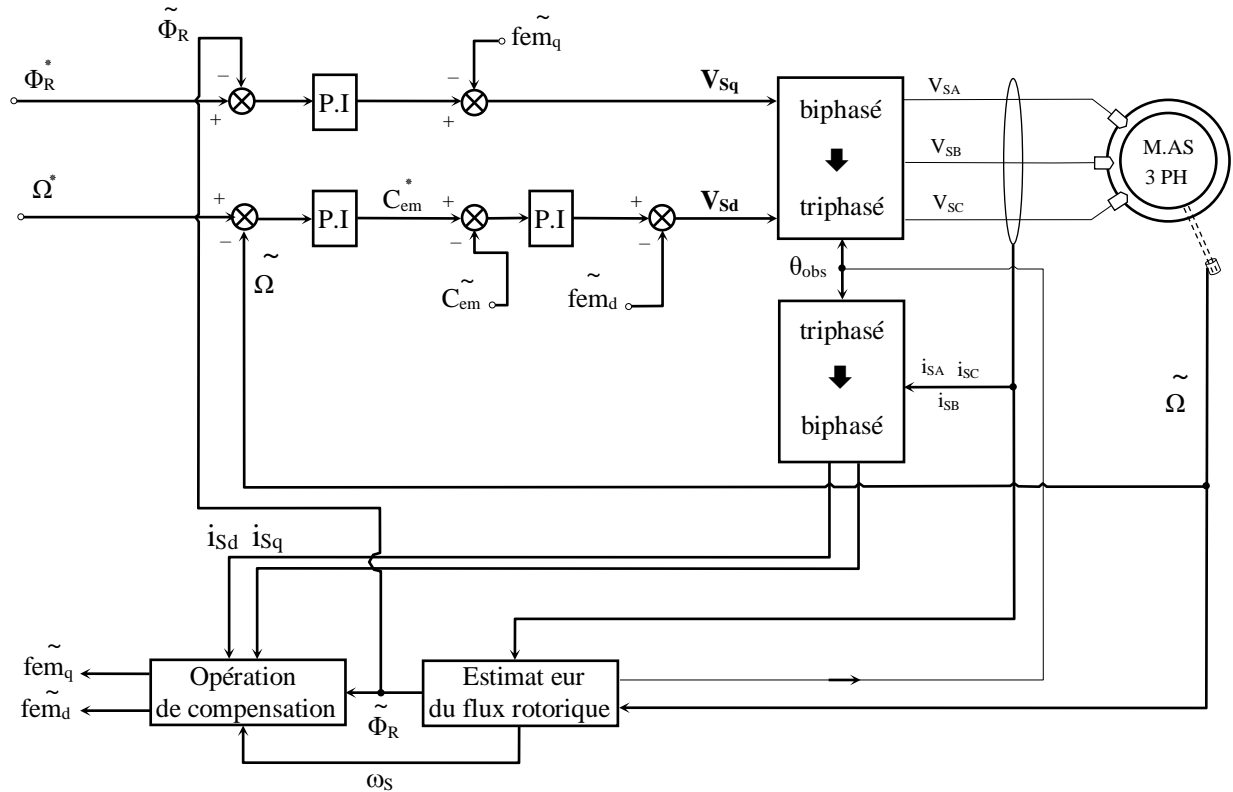


Fig.II-7 Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la M.A.S en tension.

II-7 ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [5].

Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère (α, β) à partir du système d'équations (I-27) est décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\alpha} - \omega \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\beta} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\beta} - \omega \Phi_{R\alpha} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Le modèle du flux est donné par:

$$\|\Phi_R\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \quad (\text{II-15})$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \quad (\text{II-16})$$

II-8 CALCULS DES REGULATEURS

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel – Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multivariable en deux systèmes mono-variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

II-8-1 Calcul du régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

Le découplage proposé, voir figure «**Fig.II-6**», permet d'écrire :

$$\begin{aligned}\Phi_R &= \frac{M}{(\sigma L_s S + R_t)(T_R S + 1)} U_{sd} \\ &= \frac{M}{R_t} \frac{1}{(T_{cs} S + 1)(T_R S + 1)} U_{sd}\end{aligned}\quad (\text{II-17})$$

$$\text{avec : } T_{cs} = \frac{\sigma L_s}{R_t}$$

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(S) = k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{S} = k_{i\phi} \frac{1 + \tau_\phi S}{S} \quad (\text{II-18})$$

$$\text{avec : } \tau_\phi = \frac{k_{p\phi}}{k_{i\phi}}$$

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la Figure «**Fig.II-7**»:

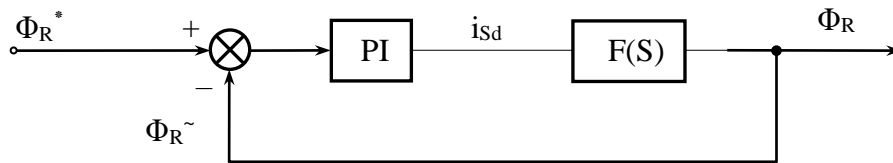


Fig.II-8 Schéma fonctionnel de régulation de flux.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit $\tau_\phi = T_R$. Après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrira alors :

$$FTBO(S) = \frac{k_{i\phi} M}{R_t} \frac{1}{S(T_{cs} S + 1)} \quad (\text{II-19})$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{T_{cs} R_t}{k_{i\phi} M} S^2 + \frac{R_t}{k_{i\phi} M} S + 1 = 0 \quad (II-20)$$

L'équation caractéristique peut se mettre sous forme fondamentale telles que :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{R_t T_{cs}}{K_{i\phi} M} \\ \frac{R_t}{K_{i\phi} M} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (II-21)$$

Les gains $k_{p\phi}$ et $k_{i\phi}$ sont donnés par :

$$k_{i\phi} = \frac{R_t}{T_{cs} M 4\xi^2} \quad \text{et} \quad k_{p\phi} = \frac{R_t T_R}{T_{cs} M 4\xi^2} \quad (II-22)$$

Numériquement : on choisit $\xi = 1$, d'où les gains du régulateur $k_{i\phi} = 1134,9$ et $k_{p\phi} = 98,86$

II-8.2 Calcul du régulateur de couple :

De même, les équations de découplage proposées, «**Fig.II-6**», permettent d'exprimer C_{em} comme suit :

$$C_{em} = \frac{\frac{k_c}{R_t}}{1 + T_{cs} S} \quad (II-23)$$

avec : $k_c = \frac{pM}{L_R} \Phi_{Rn}$

$$PI(s) = k_{ic} \frac{1 + \tau_c S}{S} \quad (II-24)$$

avec : $\tau_c = \frac{k_{pc}}{k_{ic}}$

Le schéma fonctionnel de bloc de la régulation de couple est présenté par la Figure «**Fig.II-9**»,:

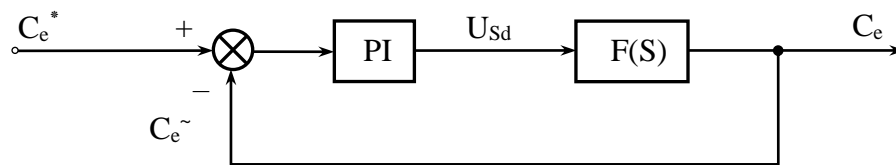


Fig.II-9 Schéma fonctionnel de régulation de couple.

Compensons le pôle, soit $\tau_c = T_{cs}$, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FTBO(S) = \frac{\frac{k_c k_{ic}}{R_t}}{S} \quad (II-25)$$

En boucle fermée, on obtient une réponse de type 1^{er} ordre de constants de temps $\frac{R_t}{k_c k_{ic}}$.

Pour un temps de réponse imposé $\tau = \frac{R_t}{k_c k_{ic}} = \frac{T_{cs}}{n}$, où $n \in \mathfrak{R}$, $n \geq 1$, n choisira le degré de rapidité ciblé, on obtient :

$$k_{ic} = \frac{R_t n}{k_c T_{cs}} \quad \text{et} \quad k_{pc} = k_{ic} T_{cs} \quad (\text{II-26})$$

Numériquement, on a : $n = 1$, $k_{pc} = 1,488$ et $k_{ic} = 355,91$. [10]

II-8.3 Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \quad (\text{II-27})$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI. est donné par la Figure «Fig.II-10»,

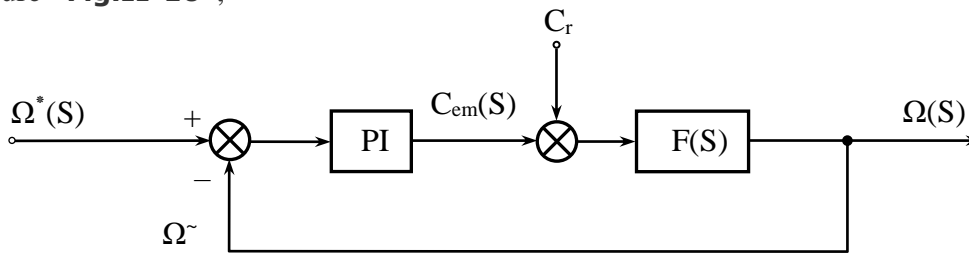


Fig.II-10 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega(s) = \frac{k_{i\Omega} (1 + \tau_{\Omega} s)}{s(JS + f)} (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{(JS + f)} C_r \quad (\text{II-28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\Omega = \frac{k_{i\Omega} (\tau_{\Omega} s + 1)}{JS^2 + (f + k_{i\Omega} \tau_{\Omega})s + k_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{JS^2 + (f + k_{i\Omega} \tau_{\Omega})s + k_{i\Omega}} C_r \quad (\text{II-29})$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{f + k_{i\Omega} \tau_{\Omega}}{k_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

$$k_{i\Omega} = \frac{4\xi^2 J}{\tau_{\Omega}} \quad \text{et} \quad k_{p\Omega} = k_{i\Omega} \tau_{\Omega}$$

Pour un amortissement critique, on aura pour $\tau_{\Omega} = 0.1s$,

Numériquement, on a : $k_{p\Omega} = 2.26$ et $k_{i\Omega} = 22.62$

II-9 MODÈLE LINÉAIRE EQUIVALENT DE LA MAS. OBTENU PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

A l'aide de la figure «**Fig.II-6**», représentant la commande découplée (expression de Φ_R et C_{em} et l'équation mécanique (II-27), on peut élaborer le schéma fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique sur un modèle linéaire simplifié, montré dans la Figure«**Fig.II-10**», associé à des régulateurs du type PI.

Si le flux se stabilise rapidement à sa valeur de référence, le découplage sera parfaitement réalisé entre les deux axes de commande. Ainsi, on obtient un modèle linéaire découplé du moteur, ce modèle sera utilisé ultérieurement dans la synthèse du régulateur par mode de glissement.

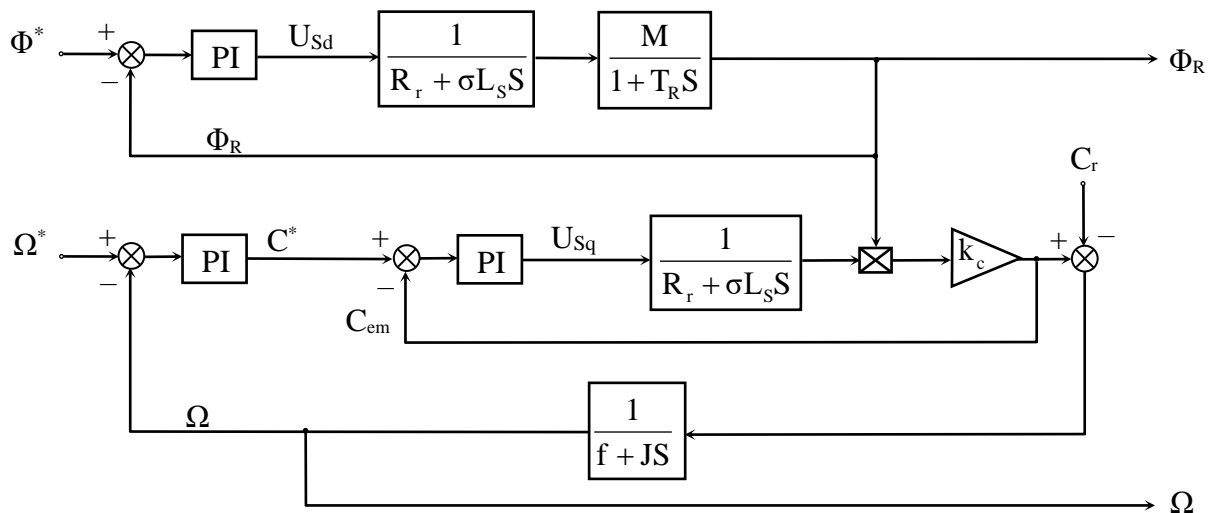


Fig.II-11 Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la M.A.S. par la commande vectorielle directe.

II-10 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par les figures «**Fig.II-12**», «**Fig.II-13**»et«**Fig.II-14**», Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à la variation de la charge, à l'inversion du sens de rotation et la variation vis-à-vis de la résistance rotorique.

➤ **Essai en charge nominale après un démarrage à vide.**

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près.

➤ **Essai d'inversion du sens de rotation.**

La régulation est testée suivant ce test de l'inversion du sens de rotation, les résultats montrent que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique.

Du point de vu commande, on peut conclure que les variables illustrées sont influées positivement par la variation de la vitesse d'où le système est parfaitement commandé.

➤ **Essai de variation de la résistance rotorique.**

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 50% de la résistance R_r fait engendrer des transitoires au niveau de toutes les grandeurs qui se stabilisent à leurs valeurs permanentes, ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

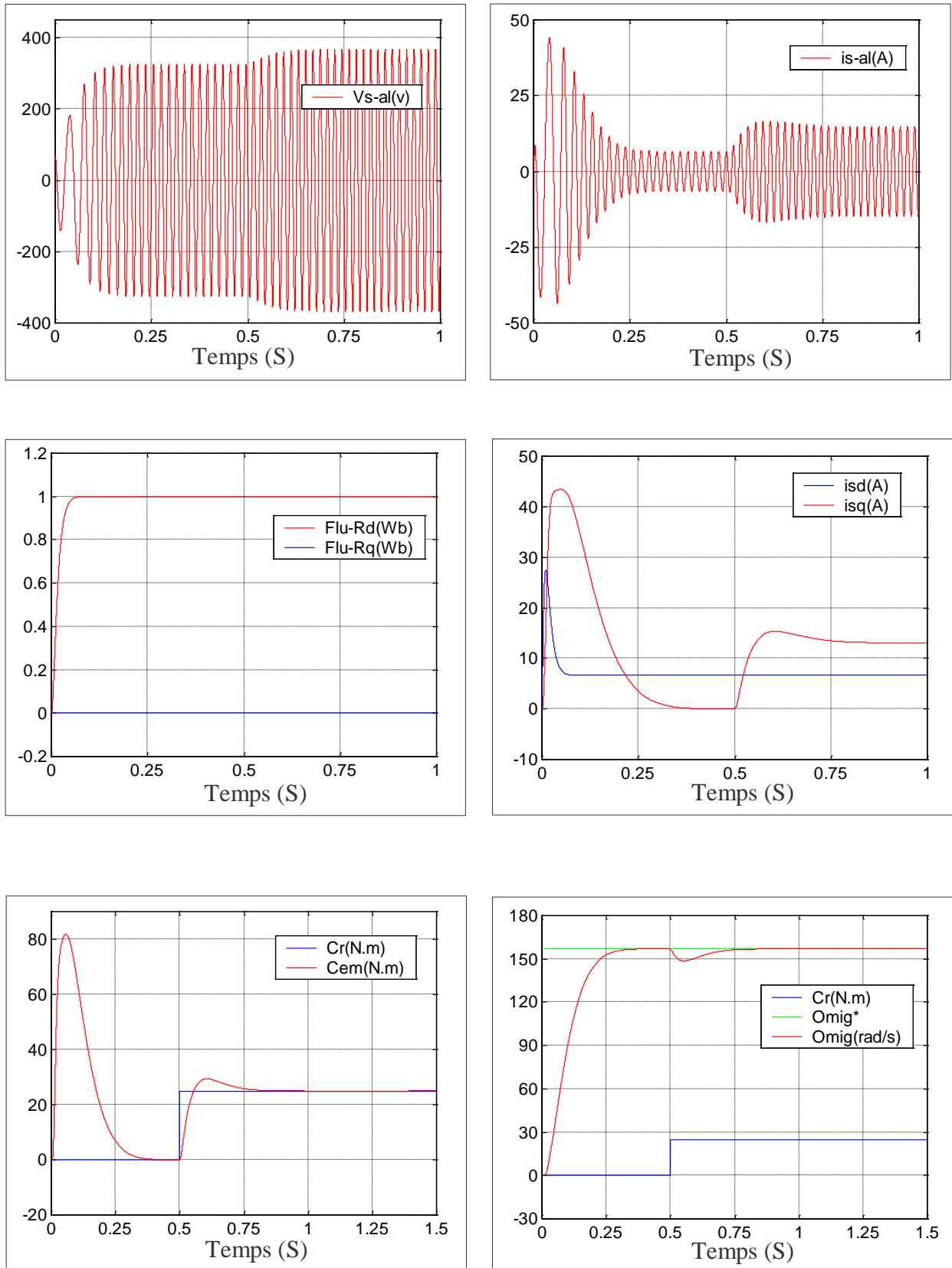


Fig.II-12 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la A.AS. en charge nominale après un démarrage à vide.

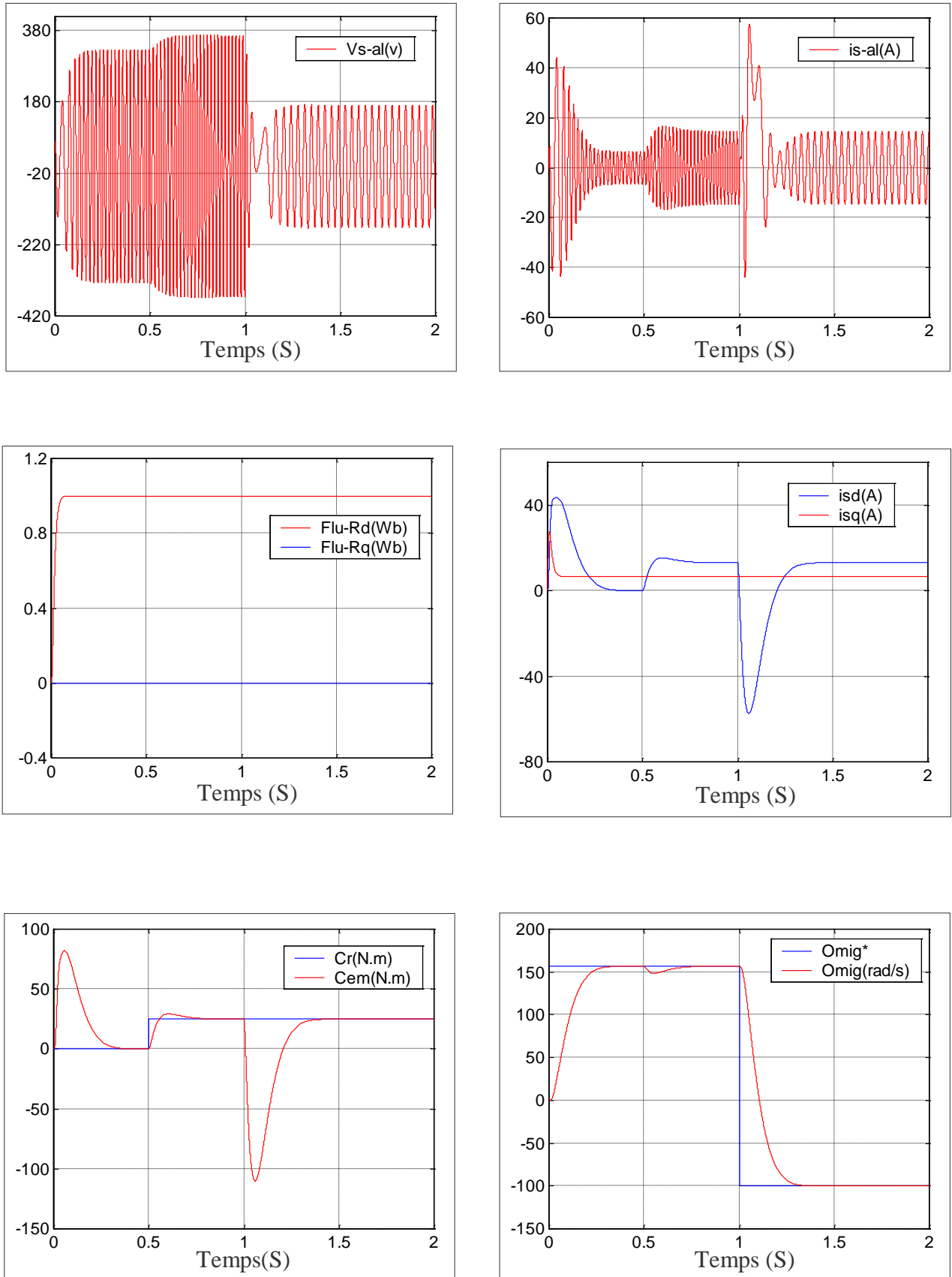


Fig.II-13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale avec inversion du sens de rotation.

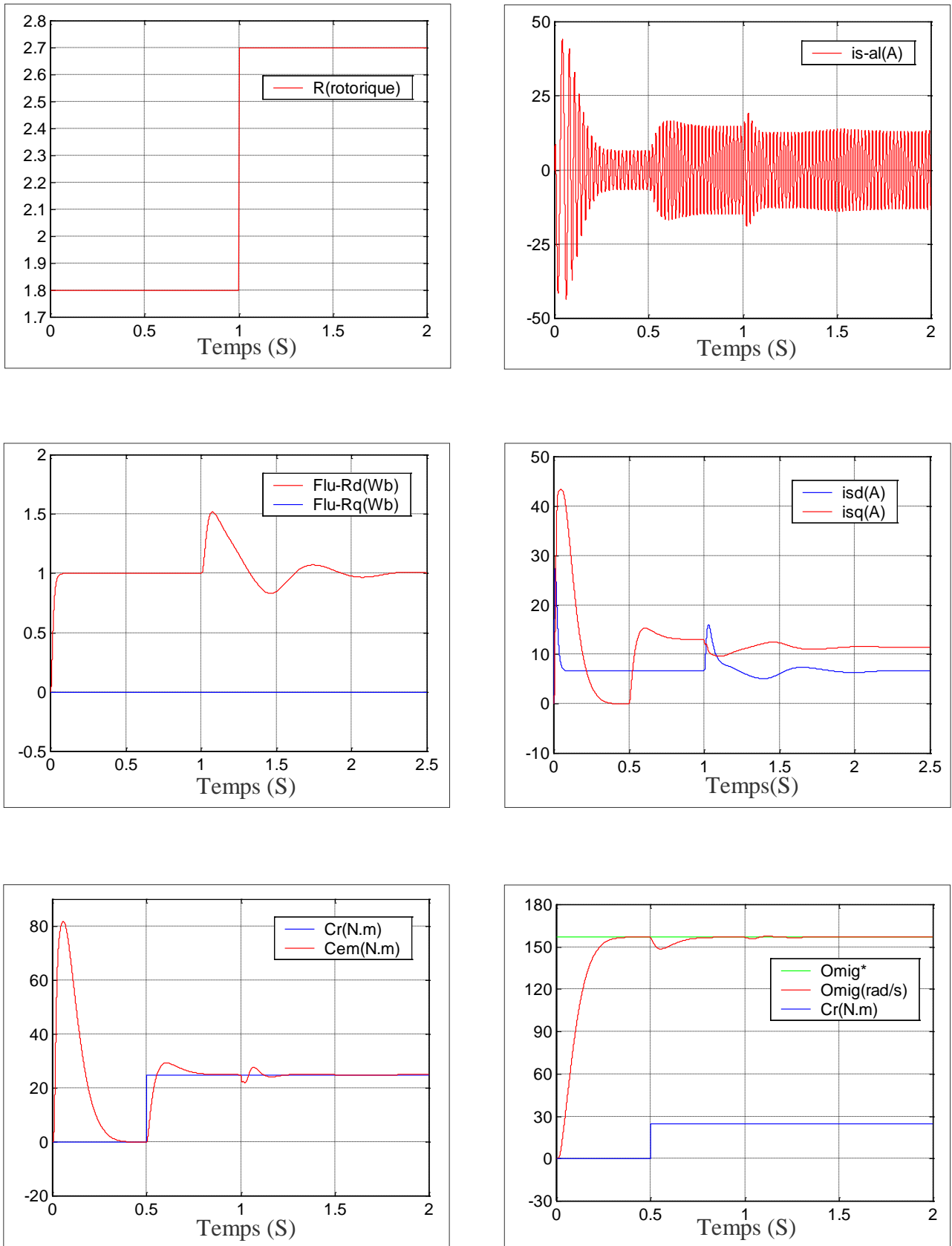


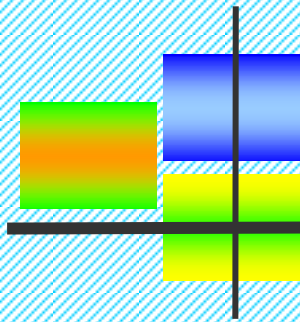
Fig.II-14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale avec la variation de la résistance rotorique.

II-7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradée par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour palier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de la commande de la M.A.S. qui se traduit par les modes de glissement. Elle s'appuie sur le modèle linéaire équivalent obtenu.



Chapitre III

**Application du M.G. à la
commande de la M.AS.**

III-1 INTRODUCTION

En générale, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse rapide, donc un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique (Emelynov, 1950). Par la suite, des travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [6].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [1].

La commande par mode de glissement (en anglais : **SOLIDING MODE**), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (**S.S.V**). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement.

Dans ce chapitre, en première étape, les configurations de base et les conditions d'existence des régimes glissants seront données. La formulation de la surface de glissement par une contre réaction d'état linéaire sans et avec un intégrateur sera notamment présentée. Ensuite, il sera question d'exposer la synthèse de la loi de commande par la méthode d'imposition des pôles en boucle fermée.

L'application de la théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associées au modèle linéaire de la machine asynchrone. La synthèse des régulateurs est effectuée pour le modèles équivalent réduit. Donc, l'objectif est de remplacer les correcteurs conventionnels de la F.O.C, par des régulateurs du type mode glissant dont la loi de commutation est donnée par un retour d'état linéaire afin de pouvoir contrôler le flux rotorique et la vitesse .

III-2 PRINCIPE DU REGLAGE PAR MODE GLISSANT

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 la phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [7] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure 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 dont 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.

– Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant [7] :

$$\frac{dx}{dt} = F(x, t) + g(x, t)U \quad (\text{III.1})$$

Où $x \in X$, un ouvert de \mathbb{R}^n et U est la fonction de commande (discontinue).

$U : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, $F(x, t)$ et $g(x, t)$; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de \mathbb{R}^n , avec $g(x, t) \neq 0, \forall : x \in X$.

Soit s une fonction continue $s : x \rightarrow \mathbb{R}$; dont le gradient est non nul sur x , l'ensemble $s = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\}$, définie une surface régulière de dimension $(n-1)$ dans x , appelée aussi surface de glissement.

Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversalité (III.3), doit être localement satisfaite sur s .

$$L_g s \neq 0 \quad (\text{III.2})$$

Si le régime glissant existe localement sur s alors :

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

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

$$\begin{cases} (L_F + g U_{\min} s) + \frac{\partial s}{\partial t} < 0 & \text{si } s \rightarrow 0^+ \\ (L_F + g U_{\max} s) + \frac{\partial s}{\partial t} > 0 & \text{si } s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

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

$$L_g s = \frac{\partial s}{\partial x} g, \quad \frac{\partial s}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial s}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

A partir du système d'inégalité (III.4), on arrive à donner les états du système (III.1) par les paramètres de celui-ci, ceci nous conduit donc à délimiter le domaine d'existence des régimes glissants [8].

III-3 SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE

Dans le système de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différente [6]:

- La première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable,
- La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

III-3.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux variables U_{cm1} et U_{cm2} , voir «Fig.III-2», ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande, cet inconvénient empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration.

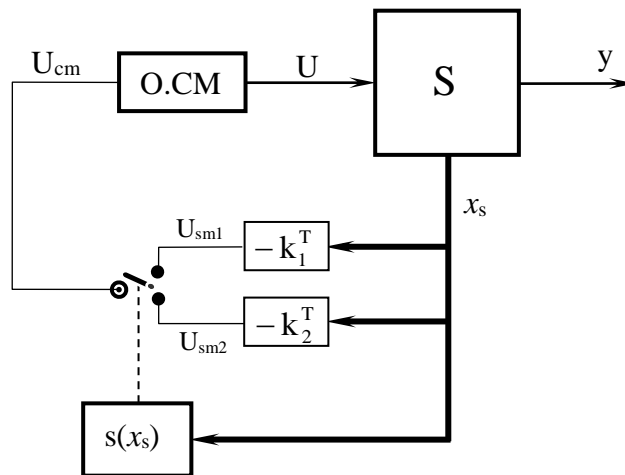


Fig.III-1 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

O.CM : organe de commande .

s: système à commander .

$s(x_s)$: surface de glissement .

u_{cm} : tension de commande .

x_s : vecteur d'état global de dimension n_s .

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par :

$$U_{cm} = \begin{cases} U_{cm1} = -k_1^T x_s & \text{pour } s(x_s) > 0 \\ U_{cm2} = -k_2^T x_s & \text{pour } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$k_{1,2}^T$: Gains du retour d'état.

III-3.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas l'organe de commande (O.CM) doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs U_{\max} et U_{\min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

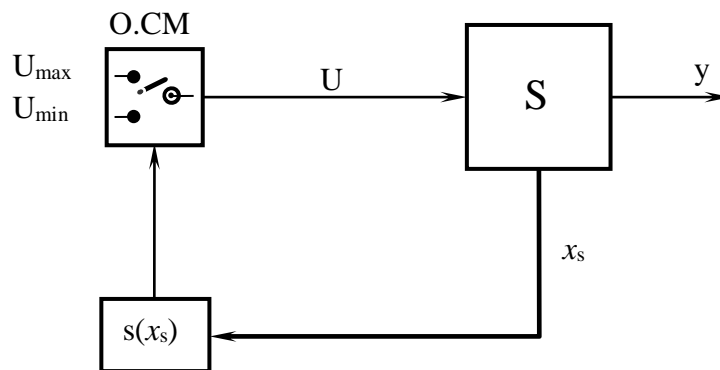


Fig.III-2 Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. L'électronique de puissance met à disposition un organe de commande qui répond parfaitement aux exigences posées ; c'est le variateur de courant continu à pulsation ; ce dernier est utilisé pour alimenter des moteurs à courant continu, il y a aussi des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation, qui sont employés pour l'alimentation du stator des machines à courant alternatif [6].

III-4 CONDITIONS D'EXISTENCE DU MODE GLISSANT

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement.

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} , ce phénomène est illustré dans la «**Fig.III-3**», pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{S1} et x_{S2} [9].

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $s(x_s) = 0$ (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s'_h$. 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'intérieure de la zone de hystérèse, elle touche au point «b» le seuil de basculement supérieure au à lieu une commutation sur $U = U_{\max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée

vers l'intérieure, elle touche au point «c» le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + w k_w = 0. \quad (\text{III.8})$$

Par conséquent le vecteur d'état x_s suit une trajectoire qui respecte cette condition, la fréquence est alors infiniment élevée.

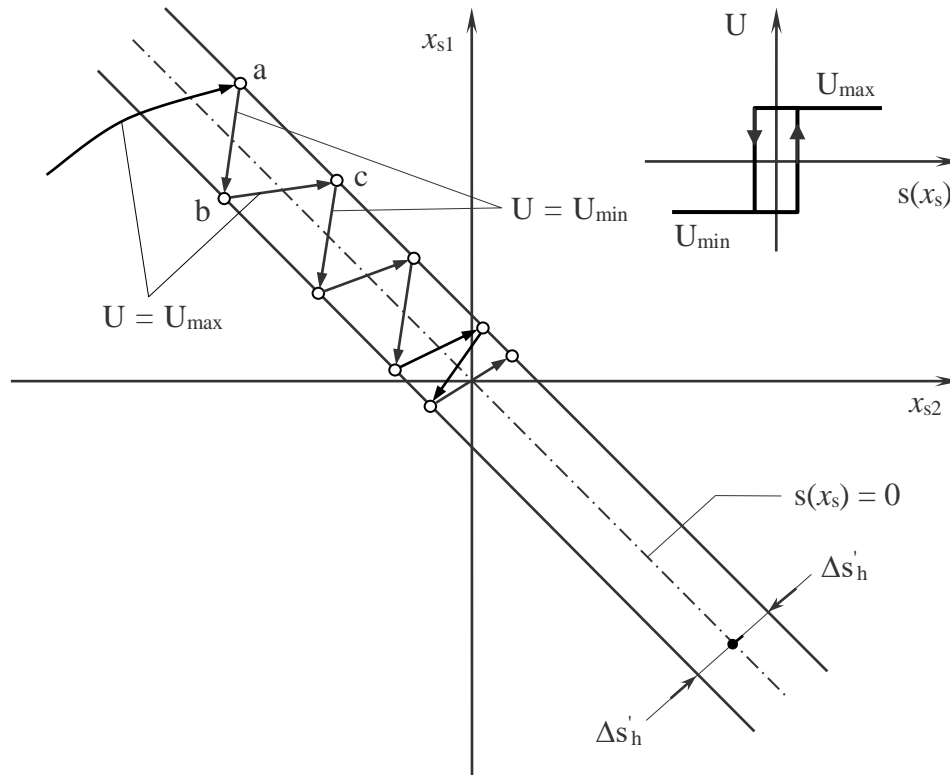


Fig.III-3 Démonstration du mode de glissement.

III-5 FONCTION DE LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive ; $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante [6] :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.9})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(s) = s(x) \dot{s}(x) \quad (\text{III.10})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer la condition:

$$V(x) = s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.11})$$

III-6 COMMANDE EQUIVALENTE (METHODE D'UTKIN)

Pour le système linéaire décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = c_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

v : La grandeur de perturbation intervient sur le système à régler.

En régime de glissement idéal on a:

$$s(x, T) = 0 \quad (\text{III.13})$$

Donc, la dérivée par rapport au temps doit aussi toujours être nulle [5] :

$$\dot{s}(x, T) = 0 \quad \text{et} \quad -k_s^T \dot{x}_s + \dot{w} k_w = 0 \quad (\text{III.14})$$

Alors :

$$U_{\text{éq}} = -\frac{1}{k_s^T b_s} k_s^T (A_s x_s + b_{sv} v) + \frac{1}{k_s^T b_s} \dot{w} k_w \quad (\text{III.15})$$

Pour que $U_{\text{éq}}$ prenne une valeur finie, il est indispensable que : $k_s^T b_s \neq 0$. Ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

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} [9]. Cette interprétation permet de formuler une condition pour l'existence du mode glissement.

$$U_{\text{min}} < U_{\text{éq}} < U_{\text{max}}. \quad (\text{III.16})$$

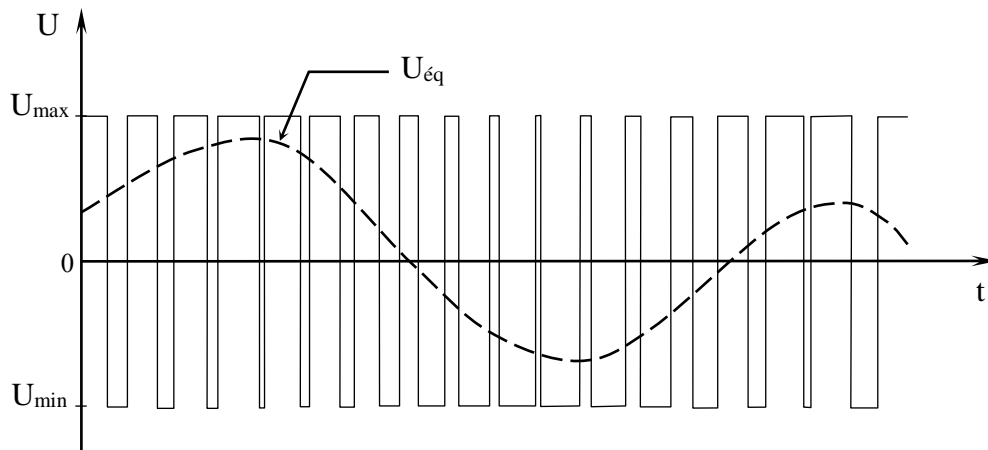


Fig.III-4 Commande équivalente et réelle.

III-7 LA LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE-REACTION D'ETAT

La configuration d'un système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande, présenté à la «**fig.III-5**» est exprimée par une contre-réaction d'état.

La loi de commutation choisie a la forme suivante [1], [9]:

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + w k_w \tag{III.17}$$

w : La grandeur de consigne.

k_s^T : Un vecteur ligne de dimension n_s qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état (vecteur ligne de la contre-réaction).

k_w : Coefficient et l'intervention directe de la grandeur de consigne.

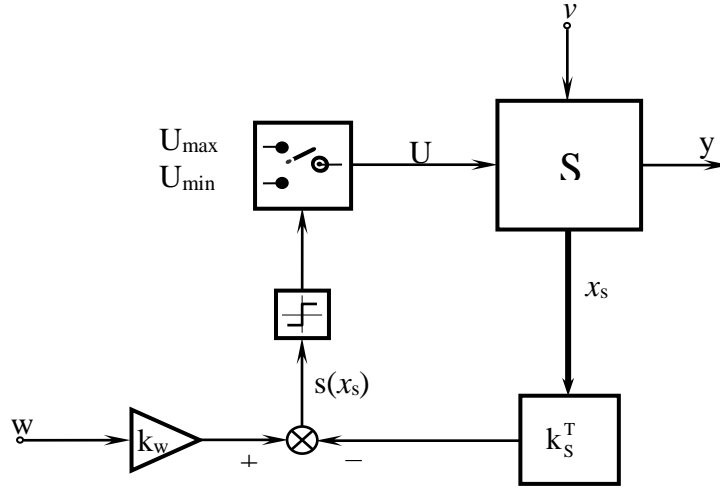


Fig.III-5 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état.

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(x_s)$ suffit pour la commutation d'interrupteurs, la logique de commutation est donnée d'une manière compacte par :

$$U = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \text{Sgn } s(x_s) \tag{III.18}$$

Où la fonction $\text{Sgn } s(x_s)$ est définie par :

$$\text{Sgn } s(x_s) = +1 \quad \text{pour} \quad s(x_s) > 0$$

$$\text{Sgn } s(x_s) = -1 \quad \text{pour} \quad s(x_s) < 0$$

III-8 EQUATION D'ETAT EN MODE GLISSANT

L'équation d'état du système en mode de glissement est déterminée en remplaçant dans le système initial, équation (III-12), la commande discrète U par la grandeur de commande équivalente U_{eq} , il vient donc :

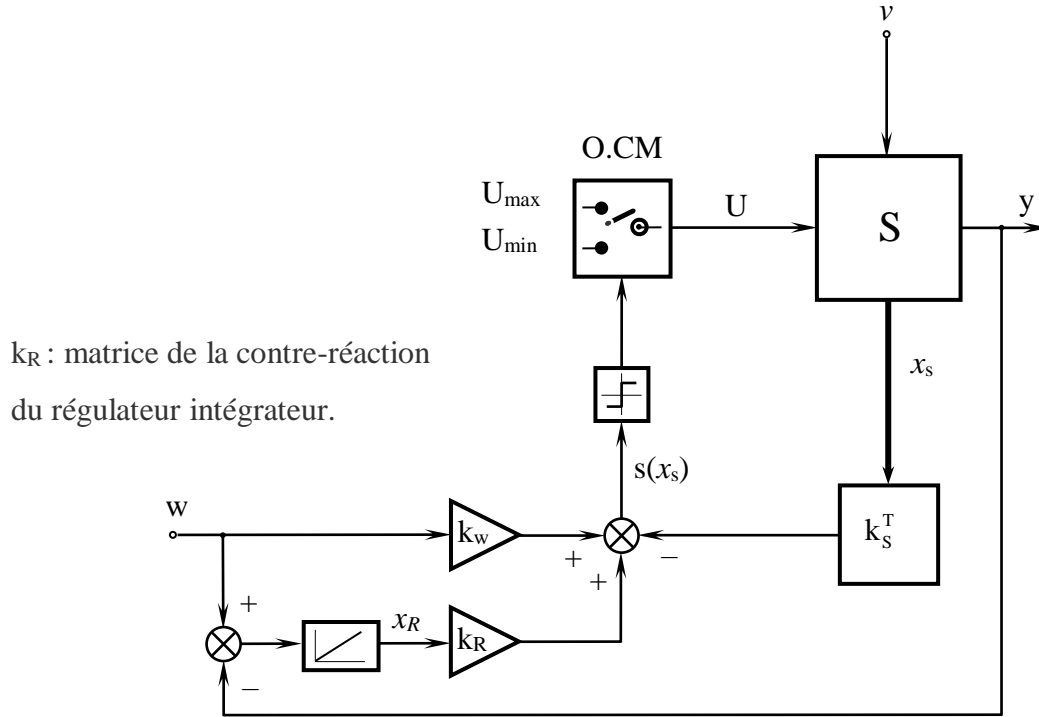
$$\dot{x}_s = A_s^* x_s + b_{sv}^* v + b_{sw}^* \dot{w} \tag{III.19}$$

avec :

$$\begin{cases} A_s^* = \left(1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T \right) A_s \\ b_{sp}^* = \left(1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T \right) b_s \\ b_{sw}^* = \left(\frac{k_w}{k_s^T b_s} \right) b_s \end{cases} \tag{III.20}$$

III-9 RELATIONS RELATIVES A LA COMMANDE PAR CONTRE REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR

Considérons le cas d'un système linéaire (III.21), la figure «fig.III-6», 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 [7].



k_R : matrice de la contre-réaction du régulateur intégrateur.

Fig. III-6 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et Régulateur intégrateur.

Le régulateur intégrateur peut être décrit par l'équation différentielle : $\dot{x}_r = \frac{1}{T_i}(w - y)$

Où T_i : est la constante de temps d'intégration.

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

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu + b_v v + w b_w \\ y = c_s^T x_s \end{cases} \tag{III.21}$$

Avec la loi de commutation :

$$s(x, T) = -k^T x + w k_w \tag{III.22}$$

où : $x = [x_s \ x_p]^T$: Vecteur d'état du système global de dimension $n = n_s + 1$.

$k = [k_s \ -k_r]^T$: Gains du recteur d'état global.

$$A = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s^T}{T_i} & 0 \end{pmatrix}, \quad b = \begin{pmatrix} b_s \\ 0 \end{pmatrix}, \quad b_v = \begin{pmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{pmatrix} \text{ et } b_w = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \tag{III.23}$$

En suivant la même démarche que le cas sans intégrateur, il vient alors :

$$U_{\text{éq}} = -\frac{1}{k^T b} k^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{1}{k^T b} k_w \dot{w} \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_{\dot{w}}^* \dot{w} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A^* = \left(I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) A \\ b_v^* = \left(I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) b_v \\ b_w^* = \left(I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) b_w \\ b_{\dot{w}}^* = \frac{k_w}{k^T b} b \end{array} \right. \quad (\text{III.26})$$

III-10 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTION D'ETAT PAR IMPOSITION DES POLES

La méthode de placement des pôles est simple dans son principe et se prête bien pour la commande des systèmes linéaire, son extension pour le cas des systèmes commandé 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, [9].

Le problème consiste en la détermination du vecteur de la contre réaction d'état, afin que la matrice d'état en mode glissant (système bouclé), prenne les valeurs propres qui sont égales aux pôles imposés. Dans ce cas, le système à régler (y compris un régulateur intégrateur) doit être commandable pour pouvoir appliquer la contre réaction d'état en fonctionnement en mode glissant

III-10.1 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état

Le mode glissant est invariant à une transformation linéaire, cette propriété permet la détermination du vecteur de la contre réaction d'état selon deux manières [9]:

- A l'aide de la forme canonique de réglage.
- Sans forme canonique de réglage.

Dans le cas général, k^T se présente par l'expression suivante :

$$k^T = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n] \quad (\text{III.27})$$

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

$$p(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (\text{III.28})$$

Les coefficients α_i du polynôme caractéristique $p(s)$ sont en relation avec les pôles imposés selon :

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (\text{III.29})$$

Si le système est présenté sous la forme canonique de réglage, on obtient:

$$\begin{cases} \alpha_0 = 0 \\ k_i = k_n \alpha_i \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Le coefficient α_0 du polynôme caractéristique est en relation avec le produit des pôles imposés, à savoir :

$$\alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n \quad (\text{III.31})$$

La condition $\alpha_0 = 0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine.

En effet, les éléments du vecteur k^T ne dépendent que des coefficients α_i de l'équation caractéristique de fonctionnement en mode glissant.

- Le vecteur k^T peut être déterminé sans transformer le système original sous la forme de commande, ainsi il est donné par [9] :

$$k^T = k_n [\alpha^T \quad 1] T \quad (\text{III.32})$$

où T : est la matrice de transformation linéaire.

$$T = \begin{bmatrix} t^T \\ t^T A \\ \vdots \\ t^T A^{n-1} \end{bmatrix}, \quad t^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1}, \quad Q_c = [b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1}b],$$

$$\text{et } \alpha^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}] \quad (\text{III.33})$$

Q_c : Matrice de commandabilité.

III-10.2 Détermination du coefficient k_w

Le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne k_w présente une influence sur la droite de glissement par rapport à l'origine, par conséquent le domaine du mode glissement varie aussi en fonction de k_w . k_w est donc choisi de telle sorte que le domaine du mode de glissement contient la région de fonctionnement désirée.

Pour le cas sans intégrateur, en régime stationnaire, on décompose k_s^T et c_s^T , k_w est déterminée par l'équation suivante [9].

$$k_w \frac{k_n}{c_a^T [d_a^T \quad 0] F^{-1} \delta} \quad (\text{III.34})$$

$$k_s^T = [k_a^T \quad k_n], \quad c_s^T = [c_a^T \quad c_n]$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{d}_a^T = \mathbf{C}_a^T - \frac{\mathbf{C}_n}{k_n} \mathbf{k}_a^T \\ \mathbf{F} = \left[\mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} \mathbf{k}_a^T \end{bmatrix} \right] \mathbf{b}_s \\ \delta = \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

III-11 CHOIX DES POLES EN BOUCLE FERMEE

Le domaine des pôles imposé est représenté à la «**fig.III-7**».

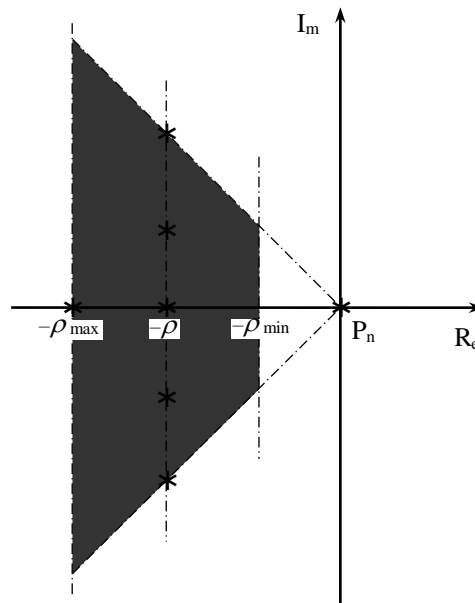


Fig.III-7 Domaine des pôles imposés dans le plan complexe.

Ce domaine est situé dans le demi-plan gauche du plan s , il est délimité par deux droites verticales correspondant respectivement à des valeurs réelles $-\rho_{\min}$ et $-\rho_{\max}$ et par deux droites inclinées à $\pm 45^\circ$, correspondant à des pôles complexes conjugués avec la partie réelle égale à la partie imaginaire, le choix de ces pôles correspond à un amortissement relatif optimal. De plus, il faut garantir un amortissement absolu minimal en démettant la partie réelle des pôles par une droite limite à $-\rho_{\min}$ [7].

III-12 DOMAINE D'APPLICATION DU REGLAGE PAR MODE GLISSANT

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment.

III-13 LES AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- ✓ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;
- ✓ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage ;
- ✓ Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- ✓ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de v .

III-14 APPLICATION DU MODE GLISSANT A LA COMMANDE DE LA M.AS.

Le modèle linéaire équivalent obtenu par la commande vectorielle est présenté par deux sous systèmes linéaires monovariabiles indépendants, chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une grandeur donnée, ce qui permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse.

III-15 REGULATEUR DU FLUX ROTORIQUE

La linéarisation FOC donne, sur l'axe d du flux, le schéma fonctionnel suivant

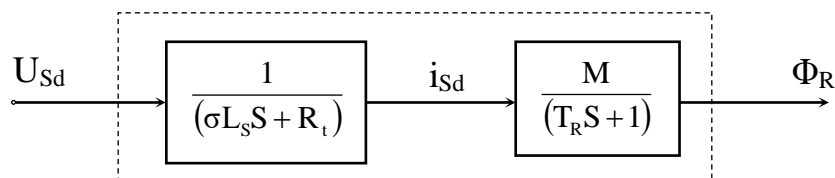


Fig.III-8 Schéma fonctionnel du flux.

III-15.1 Modèle d'état

Le modèle d'état est présenté sous la matrice de la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 \\ \frac{M}{T_R} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{\sigma L_s}{0} \end{bmatrix} U \quad (\text{III-36})$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-37})$$

avec :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \Phi_R \end{bmatrix} \quad (\text{III-38})$$

$U = U_{sd}$: représenté la nouvelle entrée du système linéaire selon l'axe d .

III-15.2 Surface de glissement candidate

Une surface de commutation constituée par un retour d'état est choisie, afin de faciliter la synthèse des coefficients de la surface du glissement : $s(x) = -k_s^T x_s + k_w w$

Avec : $k_s^T = [k_i \quad k_\phi]$ et $w = \Phi^*$

III-15.3 La commande équivalente

La commande équivalente pour la surface de glissement, équation (III-15), est donnée par :

$$U_{\text{éq}} = \sigma L_s k_1 \frac{R_t}{\sigma L_s} i_{sd} - \sigma L_s k_2 \left(\frac{M}{T_R} i_{sd} - \frac{\Phi_R}{T_R} \right) \quad (\text{III-39})$$

III-15.4 Equation d'état en mode de glissement

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant dans le système (III.36) la commande discontinue u par la commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_2 M}{k_1 T_R} & \frac{k_2}{k_1 T_R} \\ \frac{M}{T_R} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_w}{k_1} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{dw}{dt} \quad (\text{III-40})$$

III-15.5 Equation caractéristique

La dynamique du système en mode de glissement est donnée par l'équation caractéristique :

$$\begin{aligned} P(s) = \det(sI - A_s^*) &= s^2 + s \left(\frac{1}{T_R} + \frac{k_2 M}{k_1 T_R} \right) \\ &= s^2 + \alpha_1 s = s(s + \alpha_1) \end{aligned} \quad (\text{III-41})$$

Avec un pôle déjà placé à l'origine, il y a aura un seul pôle à placer : $s = -\alpha_1$, et $k_\phi, k_i > 0$

III-15.6 Détermination de k_w

Dans le cas sans intégrateur, le coefficient de l'intervention de la consigne est déterminé selon l'équation (III.24).

III-16 REGULATION DE LA VITESSE

Le schéma fonctionnel de la vitesse, du modèle linéaire équivalent donné par la commande vectorielle est présenté par la figure (Fig.III-9).

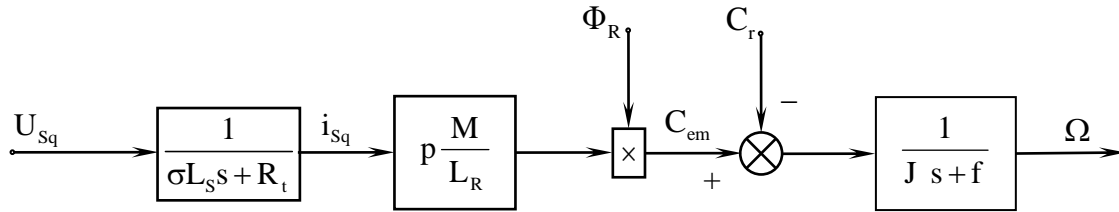


Fig.III-9 Schéma fonctionnel de la vitesse.

III-16.1 Modèle d'état

Le modèle d'état est établi dans le but de réguler la vitesse mécanique, les variables d'état sont respectivement, la vitesse et la composante du courant statorique selon l'axe q .

En tenant compte de l'action intégrale, le modèle global est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_r \\ \Omega \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \\ 0 & -\frac{f}{J} & \frac{pM}{JL_R} \Phi_R \\ 0 & 0 & -\frac{R_T}{\sigma L_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ \Omega \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\sigma L_S} \end{bmatrix} U_{sq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} W \quad (\text{III-42})$$

$$Y = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} x_r \\ \Omega \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III-43})$$

où : $W = \Omega^*$

$U = U_{sq}$, représente la nouvelle entrée du système linéarisé selon l'axe q .

III-16.2 Surface de glissement candidate

L'équation de la surface de glissement en tenant compte d'une action intégrale est donnée par le retour d'état suivant:

$$s(x) = -k_s^T x_s + k_r x_r + k_w w$$

Avec : $k_s^T = [k_\Omega \quad k_i]$

Les paramètres de cette surface de commutation à l'exception de k_w , sont déterminés à partir d'un placement de pôles en boucle fermée du système en mode de glissement.

III-16.3 La commande équivalente

La commande équivalente est donnée par les conditions d'invariance :

$$\Rightarrow U_{\text{éq}} = \Omega \left(-\frac{f}{J} \frac{k_{\Omega}}{k_i} \sigma L_s - \frac{k_{\Omega}}{k_i T_i} \sigma L_s \right) + \left(\frac{k_{\Omega}}{k_i} \frac{pM}{JL_R} \Phi_R \sigma L_s \right) i_{\text{sq}} - \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{T_i} w + \frac{k_w}{k_i} \sigma L_s \dot{w} \quad (\text{III-44})$$

III-16.4 Modèle d'état en mode de glissement

Le système bouclé en mode de glissement est:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_r \\ \Omega \\ i_{\text{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \\ 0 & -\frac{f}{J} & \frac{pM}{JL_R} \Phi_R \\ 0 & -\frac{k_r}{k_i T_i} + \frac{k_{\Omega} f}{k_i J} & -\frac{k_{\Omega}}{k_i} \frac{pM}{JL_R} \Phi_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ \Omega \\ i_{\text{sq}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ \frac{k_r}{k_i J} \end{bmatrix} C_r + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_i} \\ 0 \\ \frac{k_r T_i}{k_i T_i} \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_w}{k_i} \end{bmatrix} \dot{w} \quad (\text{III-45})$$

III-16.5 Equation caractéristique

L'équation caractéristique associée à (III-11) est donnée par le déterminant de $(sI - A^*)$:

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s \left[s^2 + s \left(\frac{pM}{JL_R} \Phi_R \left(\frac{k_{\Omega}}{k_i} \right) \right) + \frac{pM}{T_i JL_R} \Phi_R \frac{k_r}{k_i} \right] = 0 \quad (\text{III-46})$$

Remarquons qu'une racine de l'équation caractéristique est nulle à cause de la dépendance linéaire des variables d'état lorsque le système est en mode glissement: $s(x, T) = 0$, la

dynamique du système est donc influencée par les paramètres de surface de glissement: $\left(\frac{k_{\Omega}}{k_i} \right)$,

et $\left(\frac{k_r}{k_i} \right)$, et le flux rotorique.

Lorsqu'on choisit une paire de pôles complexes conjuguées; $s_{1,2} = -\rho \pm j\omega$, l'équation caractéristique devient avec un pôle déjà placé à l'origine.

$$P(s) = s(s^2 + 2\rho s + \rho^2 + \omega^2) \quad (\text{III-47})$$

Par comparaison avec l'équation (III-11), on obtient les coefficients de la surface de glissement :

$$\begin{cases} \frac{pM}{T_i JL_R} \Phi_R \frac{k_r}{k_i} = \rho^2 + \omega^2 \\ \frac{pM}{JL_R} \frac{k_{\Omega}}{k_i} \Phi_R + \frac{f}{J} = 2\rho \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{k_r}{k_i} = (\rho^2 + \omega^2) \frac{T_i JL_R}{pM \Phi_R} \\ \frac{k_{\Omega}}{k_i} = \left(2\rho - \frac{f}{J} \right) \frac{JL_R}{pM \Phi_R} \end{cases} \quad (\text{III-48})$$

Pour un amortissement relatif optimal, les pôles complexes conjugués $s_{1,2} = -\rho \pm j\omega$ varient sur les droites inclinés à $\pm 45^\circ$ dont $\rho = \omega$, les coefficients du retour d'état deviennent :

$$\begin{cases} \left(\frac{k_{\Omega}}{k_i} \right) = \left(2\rho - \frac{f}{J} \right) \frac{JL_R}{pM \Phi_R} \\ \left(\frac{k_r}{k_i} \right) = 2\rho^2 \frac{T_i JL_R}{pM \Phi_R} \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

III-16.6 Détermination de k_w

Le coefficient k_w présente une influence sur la position de la droite de glissement par rapport à l'origine, par conséquent le domaine du mode de glissement varie aussi en fonction de k_w . k_w est donc choisi de telle sorte que le domaine du glissement contient la région de fonctionnement désirée.

III-17 RESULTATS DE SIMULATION

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de réglage par mode glissant, on a effectué des testes de robustesse à savoir la variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et l'influence de variation de la résistance rotorique. Les coefficients du retour d'état linéaire sont rassemblés dans le tableau suivant :

Ω	Φ_R
$\rho = 30$ $k_r = 6,586$ $K_{iq} = 1$ $k_\Omega = 2,1952$ $k_w = 0,0001$ $T_i = 0,1$	$\rho = 200$ $K_{id} = 0,0091$ $k_\Phi = 1$ $k_w = 1,01$

Tableau(III.1) Les coefficients du retour d'état linéaire sont rassemblés

➤ Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Dans cet essai, et après un démarrage à vide, on a fait subir la machine à une charge nominale. D'après la figure «Fig.III-10», on remarque que l'orientation du flux est parfaitement réalisée, le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse ce qui présente l'avantage de l'introduction d'un intégrateur dans la loi de commutation. Ainsi, il apparaît le broutement pour la réponse en couple, cela est dû à la nature du réglage par mode glissant.

➤ Essai d'inversion du sens de rotation :

La figure «Fig.III-11» illustre les courbes pour l'inversion du sens de rotation. On remarque que la vitesse suit sa référence sans dépassements.

Les allures des grandeurs, couple électromagnétique et courant statorique présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à leurs valeurs désirées, aussi on constate que le flux rotorique suit parfaitement la référence sans erreur statique.

➤ *Essai de variation de la résistance rotorique :*

La robustesse de la technique par mode glissant aux dérives paramétriques est mise en relief par la variation de la résistance rotorique.

On remarque que le flux, le courant statorique et la vitesse ne changent pas et il n'y a aucune influence sur le comportement de la machine.

On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constante du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence des variations paramétriques, «**Fig.III-12**»

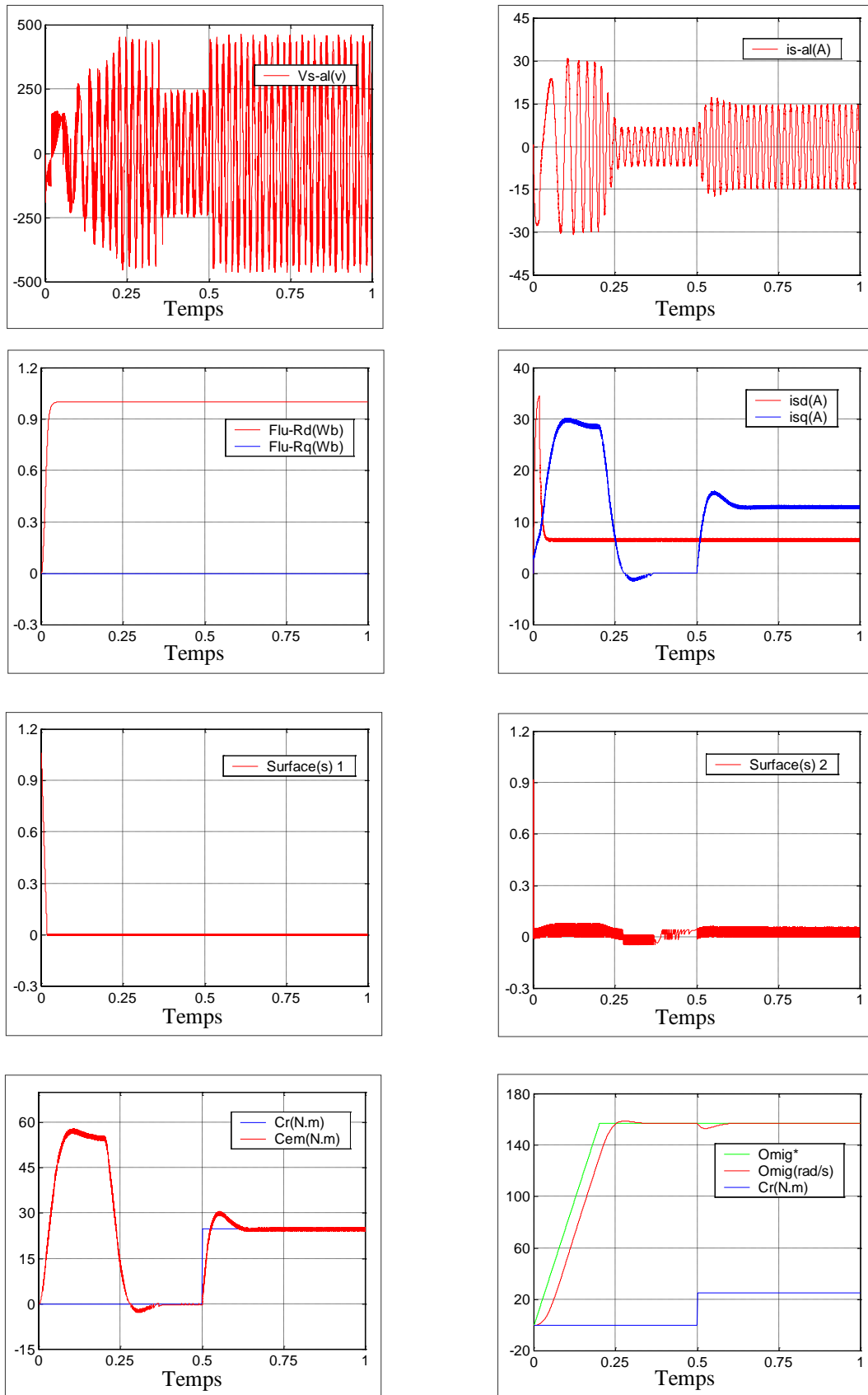


Fig.III-10 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS. en charge nominale après un démarrage à vide.

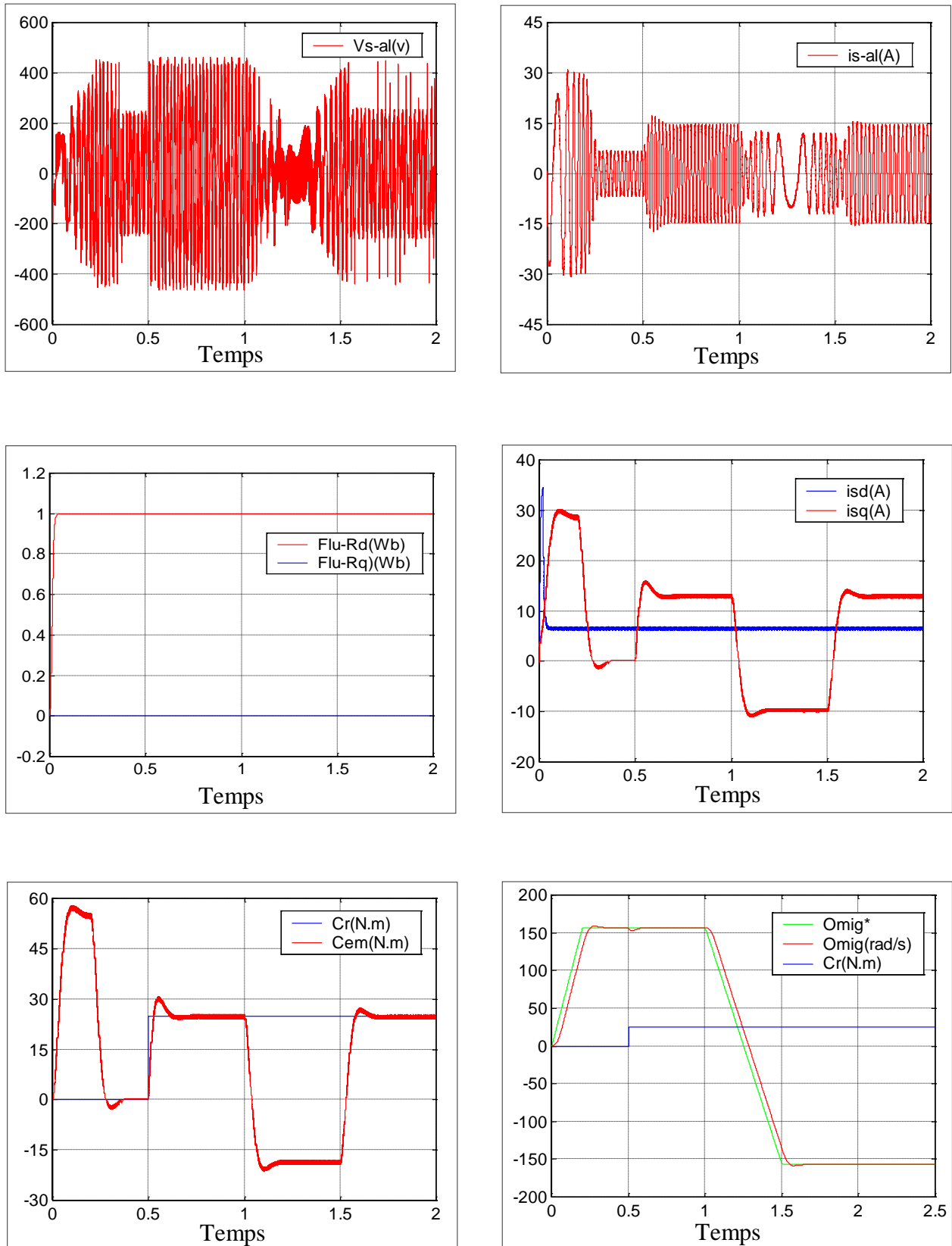


Fig.III-11 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS. en charge

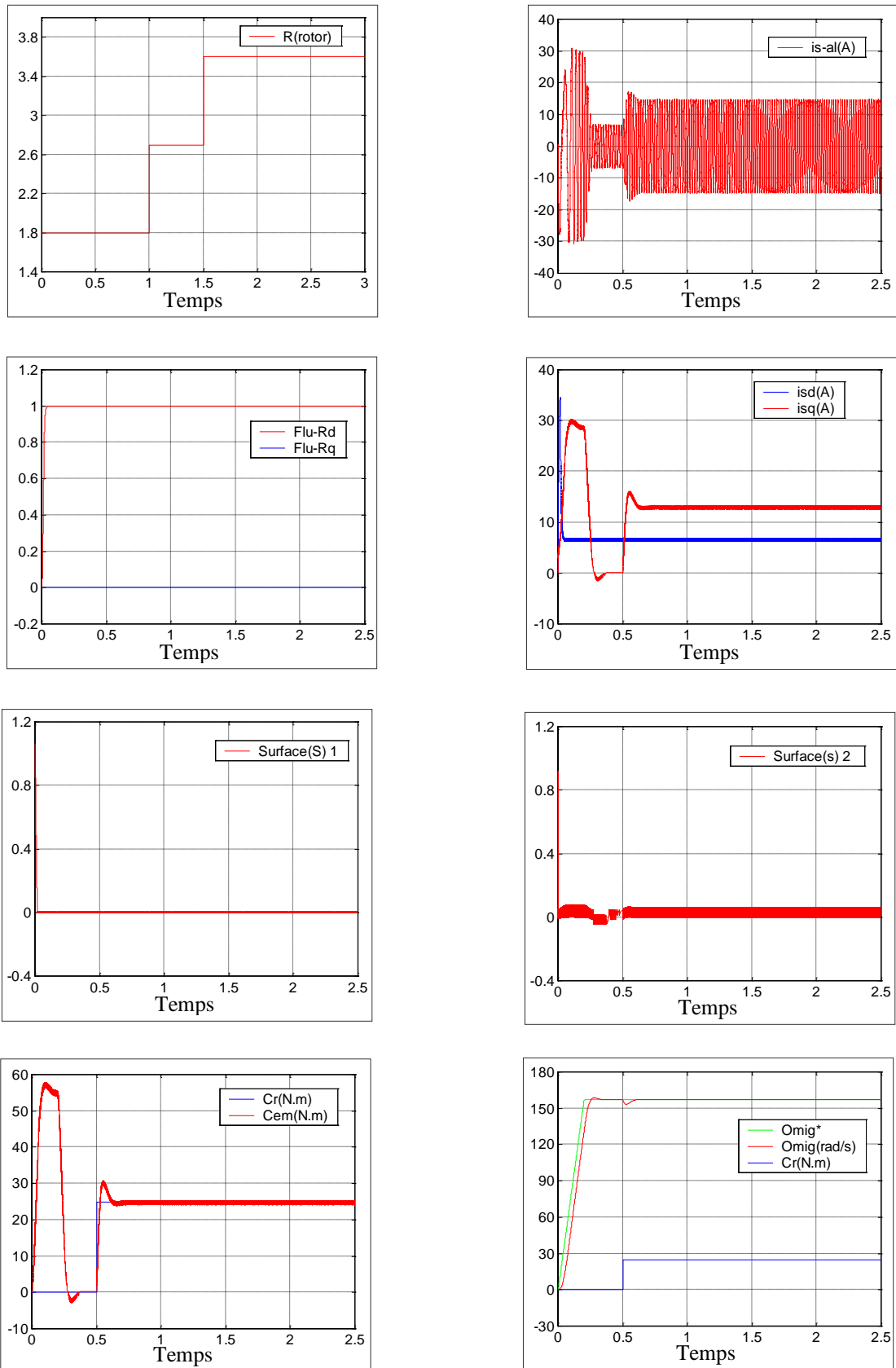


Fig. (III-12) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS. en charge nominale avec la variation de la résistance rotorique.

III-18 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les relations essentielles pour la synthèse de la loi de commutation pour les systèmes décrits par les équations linéaires. La méthode utilisée pour cette synthèse est la méthode de placement des pôles. Les relations obtenues seront utilisées pour la synthèse du régulateur par mode glissant qui sera l'objet du chapitre suivant.

la commande par mode glissant par imposition des pôles est appliquée au modèle linéaire de la machine asynchrone. La loi de commutation est déterminée par des grandeurs d'état qui ne sont pas forcément les dérivées de la grandeur à régler. La dynamique des grandeurs, flux rotorique et la vitesse, dépend du choix des pôles imposés en boucle fermée.

Enfin, l'avantage du régulateur intégrateur introduit, pour éliminer l'erreur statique due à la charge est acquis. La commande vectorielle par mode glissant à dynamique imposée, est absolument une commande linéaire maîtrisable par imposition des pôles

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à présenter la commande de la machine asynchrone par mode de glissement par imposition des pôles.

Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone est un modèle non linéaire, fortement couplé. Pour la synthèse d'un régulateur en mode de glissement par imposition des pôles, nous avons commencé d'abord par linéariser ce modèle et le découpler pour maîtriser les grandeurs à contrôler (le flux rotorique et la vitesse mécanique). Nous avons utilisé pour cela la commande vectorielle, cette dernière basée sur l'orientation du flux rotorique est une technique de commande permettant d'acquérir des performances dynamiques comparables à celle obtenues par la machine à courant continu.

En effet, le découplage obtenu par la commande du flux et du couple repose sur un modèle à paramètres constants. Or, les variations de ces derniers peuvent éloigner de manière notable la dynamique de la machine de son fonctionnement optimal.

Pour conserver, le découplage du flux et du couple et améliorer les performances de la commande de la machine, on a fait la synthèse des régulateurs en mode glissant sur la base du modèle linéarisé du moteur obtenu par la FOC. Le choix des pôles est un compromis entre la stabilité du système bouclé en mode glissant et les performances dynamiques et statiques désirées.

Ainsi, on a pu noter que les variations du couple n'ont aucune influence sur le flux, ce qui permet d'affirmer que le découplage entre les grandeurs couple et flux rotorique est parfaitement réalisé. La robustesse du système de commande face aux variations de la résistance rotorique, a été aussi validée.

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.

L'étude avec sans capteur de vitesse (Sensorless).

Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisée en simulation^[8] :

A.1 CARACTERISTIQUES :

$$P = 4 \text{ KW}$$

$$220/380$$

$$i_{Sn} = 15 \text{ A}$$

$$f_s = 50\text{Hz}$$

$$\Omega = 1500 \text{ tr/mn}$$

$$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$$

A.2 PARAMETRES :

$$R_S = 1.2 \Omega$$

$$R_R = 1.8 \Omega$$

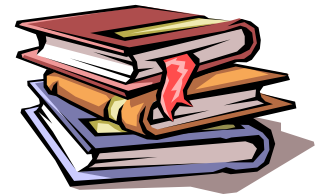
$$L_S = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_R = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2$$



- [1] K. Benchaiba “Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique pour la réduction du phénomène « Chattering » ” Thèse de magister en électrotechnique , ingénieur d’état en électrotechnique . Univ. Batna , 2013.
- [2] C. Canudas, “Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC”. Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2010.
- [3] J. P. Caron et J.P. Hautier, “Modélisation et commande de la machine asynchrone”. Editions Technip, Paris, 2005.
- [4] BOULLAGE. L, MERADI .M “La commande vectorielle indirecte & directe d’une machine asynchrone alimentée en tension “ Mémoire d’ingénieur. Option : Réseaux électriques. (Univ. Batna), 2011.
- [5] GRELLET G, CLERC G “Actionneurs électrique, principes modèles commande “ Editions eyrolles-2014.
- [6] LAIEB FADILA,GERROUCHE HAKIMA “ Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d’une machine asynchrone”. Univ. M’sila , 2004.
- [7] BACHIR B.R “Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ “. Génie électrique, Ecole national polytechnique d’Alger, 2014.
- [8] THESE D’ETAT M. SAID N. SAID, “Contribution à la commande vectorielle d’une machine asynchrone “ soutenue en juillet 2009 à Batna
- [9] H. Bühler, “Réglage par mode de glissement”. Première édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [10] "Contrôle des entraînements électriques" par : WERNER LEONAHARD