

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DER de Génie Electrique et Informatique

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Présenté par : **Abdelfettah KERBOUA**
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

Pour l'Obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : **Electronique de Puissance et Commande**

**COMMANDES ET OBSERVATEURS PAR
MODE DE GLISSEMENT :
APPLICATION A UNE MACHINE
ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION**

Soutenue publiquement le 3 juillet 1999 devant le jury composé de :

M. A. Hellal	Maître de Conférence à l'ENP	Président de jury
M. M.S. Boucherit	Maître de Conférence à l'ENP	Rapporteur
M. B. Hemici	Chargé de cours à l'ENP	Rapporteur
M. M.O. Mehmoudi	Chargé de cours à l'ENP	Examineur
M.A.M. Berkouk	Docteur à l'ENP à l'ENP	Examineur
M. L. Nezli	Chargé de cours à l'ENP	Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



أهدي هذا العمل المنواضع

إلى الوالدين الكريمين ...

إلى كل الإخوة و الأخوات ...

إلى كافة أفراد العائلة ...

إلى كل من ساهم في تكويني ...

إلى كل من عرفني و عرفته ...

إلى القارئ العزيز ...

عبد الفلاح



AVANT - PROPOS

Ce travail a été effectué au sein de laboratoire de l'électronique de puissance et de commande, DER de Génie Electrique et Informatique, Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction conjointe de M. M.S. Boucherit, Maître de Conférence à l'ENP et de M. B. Hemici, Chargé de cours à l'ENP.

Mes sincères remerciements et mes meilleurs sentiments de gratitude vont à Monsieur M.S. Boucherit et Monsieur B. Hemici pour avoir acceptés de diriger cette thèse, et pour leurs contributions et leur aide si précieuses quant à l'élaboration de ce travail.

Je remercie vivement Monsieur A. Hellal, Maître de Conférence à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur M.O. Mahmoudi, Chargé de cours à l'ENP, qui en participant au jury, a bien voulu marquer son intérêt à ce travail.

Je tiens à exprimer mes reconnaissances et mes gratitudes en vers Monsieur A.M. Berkouk, Docteur à l'ENP, pour son aide et sa participation à la soutenance en tant que membre de jury.

Je remercie également Monsieur L. Nezli, Chargé de cours à l'ENP, pour l'attention qu'il a portée à ce travail, en acceptant de participer au jury.

Que tout ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'élaboration de ce travail, trouvent ici ma reconnaissance et ma gratitude.

تهدف هذه الدراسة إلى تطبيق التحكم بنمط الانزلاق على محرك لا متزامن. نبدأ بتقديم النموذج الكامل للماكينة و نموذجين مختصرين باستعمال التحكم الشعاعي. أخذنا بعين الاعتبار نوعين للتحكم: التحكم الأول يتميز بمستوى انزلاق غير خطي. ثم تصميم هذا التحكم وفقا للنموذجين المختصرين و النموذج الكامل. في الحالة الثانية، استعملنا ملاحظات عددية للتدفق المغناطيسي. على غرار النوع السابق، يتميز النوع الثاني بمستوى انزلاق خطي. صممنا هذا النوع من التحكم وفقا للنموذج المختصر الخطي. في هذا النوع، تطرقنا إلى ملاحظات للتيار الكهربائي.

كلمات مفتاحية: محرك لا متزامن، التحكم الشعاعي، التحكم بنمط الانزلاق، مستوى الانزلاق، ملاحظ عددي.

Abstract

This work discusses the application of sliding mode control on an induction motor fed by voltage inverter. First, it is given the complete model and two reduced models by using the field oriented control. Then, we have considered two approaches for the choice of the sliding surface. The first is characterised by a non linear surface. It is developed for the reduced models and the complete model by using the rotor flux observers. The second approaches is characterised by a linear surface. It is developed for the linear model. We have also introduced linear current observers.

Keywords: induction motor, field oriented control, sliding mode control, sliding surface, observer.

Résumé

Ce travail a pour objet d'appliquer la commande par mode de glissement sur une machine asynchrone alimentée en tension. Nous adoptons un modèle complet et deux modèles réduits utilisant la commande vectorielle. Nous tenons compte de deux approches concernant le choix de la surface de glissement. Nous considérons dans un premier lieu, une surface non linéaire et nous synthétisons la commande à partir de deux modèles réduits et du modèle complet. Ensuite, nous effectuons une commande dotée d'un observateur de flux rotorique. Quant à la deuxième approche, elle considère une surface linéaire, dont la synthèse est basée sur le modèle linéaire réduit. Enfin, à cette commande nous associons deux types d'observateurs, dont un est à mode de glissement.

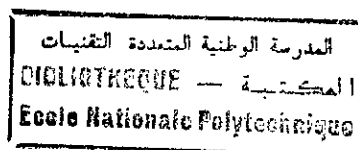
Mots Clés: machine asynchrone, commande vectorielle, commande par mode de glissement, surface de glissement, observateur.

NOTATIONS

A_s, F_s	: Matrice d'état du système continu et échantillonné
A_g	: Matrice d'état globale
a, b, c	: Indices correspondants
b_u, H_u	: Vecteur d'entrée du système continu et échantillonné
b_v, H_v	: Vecteur d'entrée de la perturbation du système continu et échantillonné
b_w	: Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne
C_e	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
d et q	: Axe direct et en quadrature
e	: Ecart du réglage
$e(x)$: Erreur sur la variable x
f	: Coefficient de frottement
G	: Gain de l'observation
h	: Période d'échantillonnage
i	: Courant
I	: Matrice d'identité
i_{ds}, i_{qs}	: Courant statorique d'axe direct et en quadrature
j	: Moment d'inertie
K	: Matrice des gains du réglage par mode de glissement
K^t	: Vecteur de la contre-réaction d'état du système global
k_s^t	: Vecteur de la contre-réaction d'état du système
k_r	: Coefficient de la contre-réaction du régulateur intégrateur
k_w	: Coefficient de l'intervention de la grandeur de consigne
L_s, L_r	: L'inductance cyclique statorique et rotorique.
L_f, C_f	: L'inductance et la capacité du filtre
M_{sr}	: Mutuelle inductance
M	: Modèle de référence
O	: Observateur
p	: Nombre de paires de pôles
r	: Degré relatif
R_s, R_r	: Résistance de la phase statorique et rotorique
s	: Opérateur de LAPLACE
$S(x)$: Surface de glissement de la variable x
t	: Temps
T_s, T_r	: Constante du temps statorique et rotorique
T_f	: Constante du temps du filtre
u	: Grandeur de commande
V	: Grandeur de la perturbation
v	: Tension

w	: Grandeur de la consigne
x_{eq}	: la grandeur de commande équivalente
x_d, x_q	: Les composantes de la variable x dans le repère (d, q)
x_{lim}	: Grandeur limite de la variable x (maximale ou minimale)
x_m	: variable du modèle de référence
x_n	: la grandeur de commande discontinue
x_s, x_r	: Variable x statorique et rotorique
$x(k)$: Variable x à l'instant k
\bar{x}	: Grandeur de référence de la variable x
\hat{x}	: Variable observée ou estimée de x
\bar{x}	: l'erreur sur la variable x
y	: La sortie du système
ε_x	: le seuil sur la variable x
θ	: Angle électrique
θ_s	: Angle électrique statorique
δ	: Angle de calage
ω	: Vitesse de rotation électrique
ω_s	: Pulsation des grandeurs statoriques
ω_g	: Pulsation du glissement
ρ	: Partie réelle des pôles
σ	: Coefficient d'HOPKINSON
Φ	: Flux

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : Commande vectorielle de la machine asynchrone	3
I.1 Théorie de la commande vectorielle	4
I.1.1 Modèle de la machine asynchrone	4
I.1.2 Principe de la commande vectorielle	4
I.1.3 Orientation du flux rotorique	5
I.1.3.1 Commande vectorielle directe	6
I.1.3.2 Commande vectorielle indirecte	11
I.1.3.3 Commande vectorielle simplifiée	13
I.2 Commande de la MAS par la méthode directe	15
I.2.1 Réglage de la vitesse	16
I.2.2 Réglage de la position	16
I.2.3 limitation du courant i_{qs}	17
I.2.4 Résultats de simulation	17
I.3 Commande de la MAS par la méthode indirecte	20
I.3.1 Réglage de vitesse et de position	20
I.3.2 Résultats de simulation	21
I.4 Commande de la MAS par la méthode simplifiée	23
I.4.1 Réglage de vitesse	23
I.4.2 Réglage de position	24
I.4.3 Stratégie de la commande	25
I.4.4 Résultats de simulation	25
I.5 Conclusions	28
CHAPITRE II : Commande par mode de glissement à surface non linéaire	29
II.1 Théorie de la commande par mode de glissement	30
II.1.1 Systèmes à structures variables	30
II.1.2 Conception de la commande par mode de glissement	30
II.1.3 Choix de la surface de glissement	31
II.1.4 Conditions de convergence et d'existence	31
II.1.4.1 La fonction directe de commutation	32
II.1.4.2 La fonction de Lyapunov	32
II.1.5 Calcul de la commande	32
II.1.6 Approche discrète du mode de glissement	34
II.1.6.1 Régime de glissement réel	34
II.1.6.2 Phénomène de Chattering	35
II.1.6.3 Conditions de convergence en mode discret	37
II.2 Réglage par mode de glissement avec modèle linéaire de la MAS	38
II.2.1 Réglage de vitesse	38
II.2.1.1 Réglage de vitesse avec limitation indirecte	39
II.2.1.2 Réglage de vitesse avec limitation directe	40
II.2.1.3 Réglage de flux	43

II.2.1.3 Estimation du couple résistant	45
II.2.1.4 Résultats de simulation	45
II.2.2 Réglage de position de la MAS	49
II.2.2.1 Réglage de la position avec limitation directe	49
II.2.2.2 Réglage de flux	51
II.2.2.3 Résultats de simulation	51
II.3 Réglage par mode de glissement avec modèle non linéaire réduit de la MAS	52
II.3.1 Réglage de vitesse	52
II.3.1.1 Réglage de vitesse avec limitation indirecte	52
II.3.1.2 Réglage de vitesse avec limitation directe	54
II.3.1.3 Résultats de simulations	57
II.3.2 Réglage de position	60
II.3.2.1 Réglage de position avec limitation directe	61
II.3.2.2 Résultats de simulations	62
II.4 Tests de Robustesse	63
II.5 Conclusions	66
CHAPITRE III : Commande par mode de glissement avec observateurs non linéaires	67
III.1 Association machine-observateur en boucle ouverte	68
III.2 Observateur non linéaire Classique	68
III.2.1 Etude de l'observateur	68
III.2.2 Résultats de simulations	72
III.2.3 Réglage de vitesse et de position avec observateur	73
III.3 Observateur par mode de glissement	74
III.3.1 Structure générale d'un observateur par mode glissant	74
III.3.2 Observateur par mode de glissement du flux rotorique	75
III.3.3 Résultats de simulations	79
III.3.4 Réglage de vitesse et de position avec observateur	80
III.4 Commande par mode de glissement multivariable	82
III.4.1 Mode de glissement multivariable	82
III.4.2 Calcul de la commande dans l'espace d'état	82
III.5 Commande par mode glissant avec modèle complet de la MAS	84
III.5.1 Réglage de vitesse	84
III.5.2 Réglage de position	87
III.5.3 Résultats de simulation	87
III.6 Conclusions	90
CHAPITRE IV : Commande par mode de glissement à placement de pôles	91
IV.1 Théorie de la commande par mode de glissement à placement de pôles	92
IV.1.1 Loi de commutation avec régulateur intégrateur	92
IV.1.2 Grandeur de commande équivalente	93
IV.1.2 Equation d'état en mode de glissement	94
IV.1.3 Domaine du mode de glissement	94
IV.1.4 Imposition des pôles	95
IV.1.4.1 Détermination des coefficients de la contre-réaction	95
IV.1.4.2 Détermination du coefficient de l'intervention de la consigne	97
IV.1.4.3 Influence du choix des pôles	98
IV.1.5 Fréquence de commutation	99

IV.1.6 limitation des grandeurs d'état	100
IV.2 Commande de la machine asynchrone	101
IV.2.1. Réglage de vitesse	101
IV.2.1.1 Détermination des gains de la contre-réaction	102
IV.2.1.2 Grandeur de commande équivalente	104
IV.2.1.3 Limitation du courant i_{qs}	104
IV.2.2 Réglage de position	105
IV.2.2.1 Détermination des gains de la contre-réaction	106
IV.2.2.2 Grandeur de commande équivalente	106
IV.2.2.3 Limitation du courant i_{qs}	106
IV.2.3 Résultats de simulation	107
IV.3 Réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence	110
IV.3.1 Configuration de la commande par poursuite d'un modèle de référence	110
IV.3.2 Commande équivalente	111
IV.3.3 Poursuite parfaite	111
IV.3.4 Poursuite imparfaite	112
IV.3.4.1 Equation d'état du système global	113
IV.3.4.2 Equation d'état en mode de glissement	113
IV.3.4.3 Solution du système d'état en mode de glissement	114
IV.4 Réglage adaptatif de la machine asynchrone	115
VI.4.1 Dimensionnement du modèle de référence	115
VI.4.2 Résultats de simulation	116
VI.5 Conclusions	118
CHAPITRE V : Commande par mode de glissement avec observateurs linéaires	119
V.1 Structure du réglage avec observateur	120
V.2. observateur d'ordre global	121
V.2.1 Structure générale de l'observateur d'ordre global	121
V.2.2 Dimensionnement de l'observateur d'ordre global	122
V.2.2.1 Dimensionnement à l'aide de la forme canonique de l'observateur	122
V.2.2.2 Dimensionnement à l'aide de la méthode d'Ackermann	124
V.3 Réglage de vitesse avec observateur d'ordre global	124
V.3.1 Dimensionnement à l'aide de la forme canonique de l'observateur	124
V.3.2 Dimensionnement à l'aide de la méthode d'Ackermann	125
V.3.3 Dimensionnement échantillonné	126
V.3.4 Résultats de simulation	126
V.4 Observateur par mode de glissement	129
V.5 Réglage de vitesse avec observateur par mode de glissement	131
V.5.1 Dimensionnement de l'observateur	131
V.5.2 Dimensionnement échantillonné	132
V.5.3 Résultats de simulation	133
V.6 Conclusions	137
CONCLUSION GENERALE	138
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	
ANNEXE I	
ANNEXE II	

INTRODUCTION GENERALE

La commande des Machines électriques à courant alternatif a connu, ces dernières années, un essor considérable. En effet, les exigences technologiques actuelles nécessitent des performances de plus en plus élevées. Ainsi, afin d'améliorer les performances, la machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis longtemps. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cependant, son utilisation dans les processus industriels était limitée dans les applications qui ne demandent pas de hautes performances dynamiques [Pietrzak 92][Faidallah 95]. La variation de la vitesse rotorique se faisait soit à fréquence ou tension d'alimentation variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor. La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans la non-linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques [Dakouche 90][Délémontey 93].

La machine à courant continu à excitation séparée a été largement utilisée dans le domaine des entraînements à hautes performances. Dans cette machine, le flux magnétique et le couple électromagnétique, deux variables essentielle de réglage, sont naturellement découplés et peuvent être commandés indépendamment par l'intermédiaire du courant d'inducteur et du courant d'induit, respectivement [Robyns 93.b]. Au début des années 70, Blaschke et Hasse ont donné naissance à une nouvelle technique dite commande vectorielle. Par cette technique, la machine asynchrone peut avoir les mêmes propriétés avec la MCC, sans les inconvénients liés au système balais-collecteur [Hasse 69][Blaschke 72][Vas 90].

Les travaux de recherche effectués sur sujet utilisent deux principales méthodes. La première dite "méthode directe", a été initiée par Blasche et la deuxième connue sous le nom "méthode directe" a été introduite par Hasse [Trzynadlowsky 94]. Une troisième très intéressante est développée par Robyns sur une machine alimentée en tension dont le rôle est de linéariser le comportement de la machine. L'intérêt accordé à cette méthode réside dans la possibilité d'appliquer des techniques de l'automatique linéaire [Robyns 90].

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances [Boucherit 95]. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande floue, la commande adaptative et la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs plus en plus performant [Boudjema 91].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [Emelyanov 67], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin [Utkin 78], à partir des résultats des études du mathématicien Filippov [Filippov 60] sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant aux états unis par Slotine [Slotine 84,86,91] qu'au Japon

par Young, Harashima et Hashimoto [Hashimoto 87,88]. Dans le réglage par mode de glissement, la commande commute entre deux valeurs différentes suivant le signe d'une fonction de commutation (dite aussi surface de commutation) définie dans l'espace d'état du système. Ceci est introduit afin d'obtenir une meilleure stabilité et une haute précision que celles généralement obtenues par des régulateurs classiques [Bühler 86.b,88]. Plusieurs approches existent pour le choix de la surface de glissement. Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude de deux approches. La première considère une surface non linéaire [Slotine 91], dont la synthèse est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. La deuxième considère une surface linéaire formée d'une contre-réaction d'état [Bühler 86.b], dont la synthèse est basée sur le principe d'imposition des pôles.

Afin de surmonter les problèmes liés à l'estimation, nous faisons appel à l'observateur d'état. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables d'état en minimisant l'écart entre la sortie mesurée et la sortie observée [Freindland 72]. Dans ce travail, nous nous intéressons à un observateur par mode de glissement et un observateur classique pour pouvoir faire une éventuelle comparaison entre les deux types d'observateur.

Dans le premier chapitre, il est donné le modèle de la machine asynchrone dans un repère de Park lié au champ tournant. Ensuite, nous donnons un aperçu sur la commande vectorielle appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension. Ainsi, nous aborderons les différentes méthodes d'orientation du flux rotorique, à savoir la méthode directe, la méthode indirecte et la méthode simplifiée. Ces méthodes sont utilisées par la suite, pour le réglage de vitesse et de position de la machine asynchrone. Nous nous intéressons de plus près à deux modèles réduits sur la base de lesquels la commande sera synthétisée.

Le deuxième chapitre concerne la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire (première approche). D'abord, nous présentons le concept général des systèmes à structure variable avec mode de glissement associé. Puis, nous abordons la commande de la MAS par cette technique en synthétisant la commande selon les modèles réduits adoptés dans le premier chapitre, en utilisant la structure cascade en vue d'une limitation du courant statorique.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à la commande de la machine asynchrone par mode de glissement multivariable avec observateur. Deux observateurs sont adoptés pour l'observation du flux rotorique. Le premier est un observateur non linéaire classique. Tandis que le second, c'est un observateur non linéaire par mode de glissement.

Le quatrième chapitre concerne la commande par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état avec régulateur intégrateur (deuxième approche). En premier lieu, nous présentons le principe de ce type de commande. Ensuite, nous synthétisons le régulateur selon le modèle linéaire obtenu par le biais de la commande vectorielle simplifiée avec estimation du courant statorique. Ensuite, nous synthétisons une commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence, dérivée des systèmes à structure variable, pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone.

Dans le cinquième chapitre, nous nous intéressons à la commande par mode de glissement par contre-réaction avec observateur. Deux observateurs sont adoptés pour l'observation du courant statorique. Le premier est un observateur linéaire classique synthétisé selon la forme canonique de l'observateur. Tandis que le second, c'est un observateur linéaire par mode de glissement.

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le vecteur de la f.m.m de l'induit forme un angle droit avec le vecteur du flux inducteur. Cet angle reste droit quelque soit la charge et la vitesse de rotation. Le couple est donc proportionnel au flux et au courant d'induit. Ainsi, si nous maintenons le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Ceci justifie les bonnes performances dynamiques de la machine à courant continu [Trzynadlowsky 94][Vas 90]. Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique varie en fonction de la charge et de la vitesse, ce qui provoque des interactions complexes et des réponses oscillatoires. Blaschke et Hasse ont proposé une méthode permettant d'obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu. Le vecteur courant statorique est décomposé en deux composantes. Une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple [blaschke 72][Hasse 69].

La technique de la commande vectorielle implémentée par microprocesseur a permis d'introduire la machine asynchrone dans les applications à hautes performances et de remplacer la machine à courant continu. La commande vectorielle nécessite la connaissance de la position et l'amplitude du flux rotorique. Blaschke utilise des capteurs de flux (sondes à effet Hall, spires de mesures) placées dans l'entrefer de la machine. Comme ces capteurs sont fragiles, trop chers et très sensibles aux bruits, cette méthode est peu attrayante. Hasse a proposé une autre méthode qui consiste à estimer la position et l'amplitude du flux rotorique connaissant la vitesse de rotation et la pulsation des grandeurs rotoriques. Cette méthode présente l'inconvénient d'être sensible aux erreurs de mesures et de modélisation [Lajoie-Mazence 92][Pietrzak 92].

Dans ce chapitre, nous traitons la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Nous étudions d'abord le principe d'orientation du flux rotorique. Ensuite, nous effectuerons la régulation de la vitesse et de la position en utilisant trois techniques de commande, à savoir la commande vectorielle directe, la commande vectorielle indirecte et la commande vectorielle simplifiée.

I.1 THEORIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

I.1.1 Modèle de la machine asynchrone

La théorie de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour direct, et q pour quadrature. Par raison de simplicité, nous considérons une machine asynchrone triphasée bobinée et un système d'axe (d,q) tournant à la vitesse de synchronisme. les composantes (x_d, x_q) sont liées aux grandeurs réelles (x_a, x_b, x_c) comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_s) & \sin(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

La variable x peut être une tension, un courant ou un flux.

Nous considérons comme variables d'état les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}), les flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}) et la vitesse de rotation ω . Le modèle de la machine dans un repère (d, q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} \omega + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{qs} - \omega_g \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_{qr} i_{ds} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \quad (I.2)$$

avec ω_g est la pulsation de glissement ($\omega_g = \omega_s - \omega$)

σ est le coefficient de dispersion ($\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$)

I.1.2 Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique est égal au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ [Barazane 91][Trzynadlowski 94][Barkati 97].

Dans la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années 70. Il consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin

de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple [Pietrzak 92]. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligner sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [Blaschke 72].

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Nous nous intéressons dans ce travaille à l'orientation du flux rotorique.

I.1.3 Orientation du flux rotorique

Dans la machine asynchrone, le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park [Robyns 92.a,b][Trzynadlowski 94](figure I.1).

Il s'agit d'imposer la pulsation de glissement comme suit :

$$\omega_g = \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qs} \tag{I.3}$$

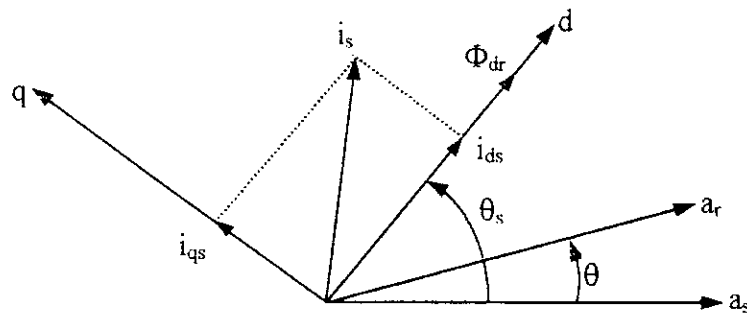


figure I.1 : Principe d'orientation du flux rotorique

ainsi, nous obtenons :

$$\Phi_r = \Phi_{dr} \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0$$

le modèle devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \tag{I.4}$$

après transformation de Laplace, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}\Phi_r &= \frac{M_{sr}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} i_{ds} \\ C_e &= \frac{pM_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs}\end{aligned}\tag{I.5}$$

D'après les équations (I.5), nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statoriques i_{ds} et i_{qs} respectivement [Vas 90][Jelassi 91].

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables. Or la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine [Robyns 93.a,b].

Trois méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir la méthode directe, la méthode indirecte et la méthode simplifiée.

I.1.3.1 Commande vectorielle directe

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée de Blaschke est de mesurer le flux dans la machine asynchrone à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall précédemment placé sous les dents du stator ce qui nécessitent une construction spéciale de la machine [Dakouche 90][Pietrzak 92]. Ces dispositifs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères comme les vibrations et les échauffements. Ainsi, le moteur perd ses principaux avantages tel que la robustesse et la simplicité de construction [Blaschke 72][Hemici 94][Faidallah 95].

Vu les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servants à mesurer le flux rotorique, Hasse a proposé une méthode basant sur le modèle dynamique du flux qui nous permet l'estimation à partir des grandeurs facilement mesurables tel que les tensions, les courants et la vitesse de rotation [Vas 90].

Nous utilisons le modèle réduit I.4 de la machine pour déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique. La procédure consiste à résoudre numériquement les équations I.6 :

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_r}{dt} &= \frac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega + \frac{M_{sr}R_r}{L_r \Phi_r} i_{qs}\end{aligned}\tag{I.6}$$

Le flux rotorique Φ_r et le couple électromagnétique C_e sont contrôlés par des régulateurs du type PI [Robyns 93.b]. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MAS, les grandeurs de commande sont les tensions v_{ds} et v_{qs} . Or, la pulsation de glissement est directement calculée par l'expression (I.3).

les tensions statoriques sont obtenues à partir du système (I.4)

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (I.7)$$

Afin d'éviter le couplage entre les deux équations, nous utilisons une méthode de compensation statique. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [Faidallah 95]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

les tensions à la sortie des régulateurs sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} \end{aligned} \quad (I.8)$$

les tensions de couplage sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds}^c &= \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs}^c &= \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (I.9)$$

Le terme $\frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r$ est nul, en considérant le régime permanent.

d'où les tensions de référence nécessaires pour le réglage :

$$\begin{aligned} v_{ds}^* &= v_{ds}^c + v_{ds}^r \\ v_{qs}^* &= v_{qs}^c + v_{qs}^r \end{aligned} \quad (I.10)$$

la pulsation ω_s^* nécessaire pour la transformation inverse de Park (figure I.2), afin d'avoir les tensions de référence réelles, est calculée à l'aide de l'expression suivante :

$$\omega_s^* = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qs} \quad (I.11)$$

Les tensions statoriques de référence (v_a^* , v_b^* , v_c^*) sont calculées par une transformation inverse de Park à partir des grandeurs (v_{ds}^* , v_{qs}^* , ω_s^*). L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'onduleur MLI permet un réglage simultané de la fréquence et de l'amplitude de la tension d'alimentation. La stratégie de commande que nous adopterons le long de ce travail, est la stratégie triangulo-sinusoidale. Elle consiste à comparer les trois tensions de référence à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence multiple de trois fois la fréquence des tensions (v_a^* , v_b^* , v_c^*) [Boudjerda 93].

relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire [Bühler 86.a, 88].

en imposant les pôles $s_{1,2} = -\rho \pm j \rho$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \tag{I.14}$$

par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{iq} &= 2\rho L_s \sigma \\ T_{iq} &= \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{aligned} \tag{I.15}$$

- Régulateur du courant i_{ds}

Le régulateur du courant direct fournit la tension v_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r}$ est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s + \rho_s} \tag{I.16}$$

les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant i_{qs} sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes. Il sont donnés par :

$$\begin{aligned} k_{id} &= 2\rho L_s \sigma \\ T_{id} &= \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{aligned} \tag{I.17}$$

- Régulateur du flux Φ_r

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale.

d'après l'équation (I.5), nous avons :

$$\frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M_{sr} R_r / L_r}{\rho_r + s} \tag{I.18}$$

avec $\rho_r = R_r / L_r$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, le courant i_{ds} est supposé déjà atteint sa valeur de référence i_{ds}^* ($\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = 1$).

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique.

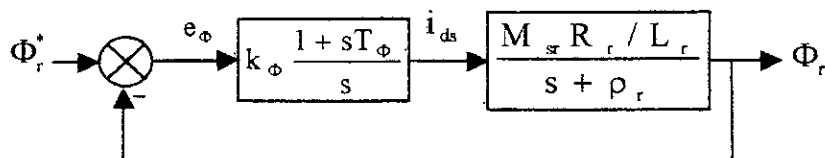


figure I.4 : Schéma bloc de régulation du flux Φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{k_\phi (1 + sT_\phi) M_{sr} R_r / L_r}{s^2 + s(\rho_r + k_\phi \frac{T_\phi M_{sr} R_r}{L_r}) + \frac{k_\phi M_{sr} R_r}{L_r}} \quad (I.19)$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles ($s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$), les paramètres du régulateur seront :

$$k_\phi = 2\rho^2 L_r / (M_{sr} R_r)$$

$$T_\phi = \frac{2\rho - \rho_r}{2\rho^2} \quad (I.20)$$

- Teste de découplage

Les simulations présentées dans ce travail sont effectuées sur une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, dont les paramètres sont mentionnés dans l'annexe I.

Les paramètres des régulateurs PI utilisés au schéma de principe (figure I.2) sont résumés au tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles	k_p	T_p
Courants (i_{ds}, i_{qs})	$200 \pm j 200$	2485.3	$3.05 \cdot 10^{-3}$
Flux (Φ_r)	$50 \pm j 50$	1395.6	$17.22 \cdot 10^{-3}$

tableau I.1 : Paramètres des régulateurs

Afin de tester l'efficacité du découplage entre le flux rotorique Φ_r et le couple électromagnétique C_e , nous avons simulé dans la figure I.5 les réponses des flux Φ_{dr} et Φ_{qr} , le couple C_e et le courant i_{qs} . Nous remarquons que le flux rotorique est réglé à sa valeur de référence (valeur nominale), mais il présente quelques fluctuations pendant le démarrage. Le couple suit sa valeur de référence, mais il présente des ondulations autour de cette valeur causées par l'alimentation MLI, et il reste toujours proportionnel au courant i_{qs} . Ceci montre que la méthode adoptée est un outil fort pour la réalisation de la commande de la MAS.

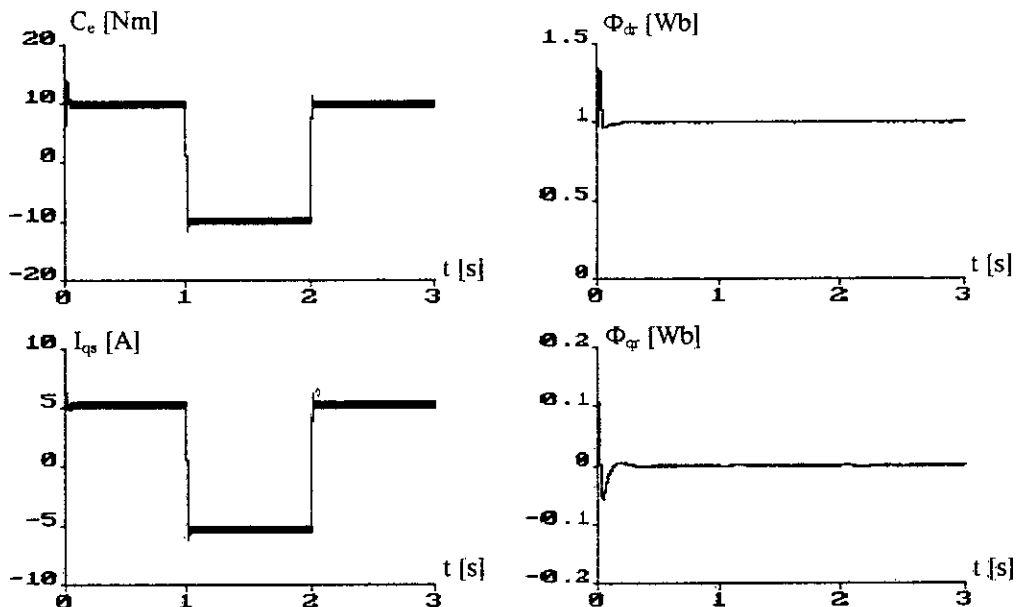


figure I.5 : Orientation du flux rotorique par la méthode directe

I.1.3.2 Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode de commande (slip frequency control) omet l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique. Cependant, il utilise sa position calculée en fonction des grandeurs de référence, en considérant que le régime permanent est établi [Krishnan 91][Hemici 94][Faidallah 95]. Cette méthode présente l'avantage qu'elle omet le besoin de la mesure ou de l'estimation du flux rotorique.

La méthode indirecte consiste à générer à l'aide d'un bloc FOC, les tensions d'alimentation de la machine afin d'obtenir le flux et le couple souhaités (figure I.6)[Pietrzak 92].

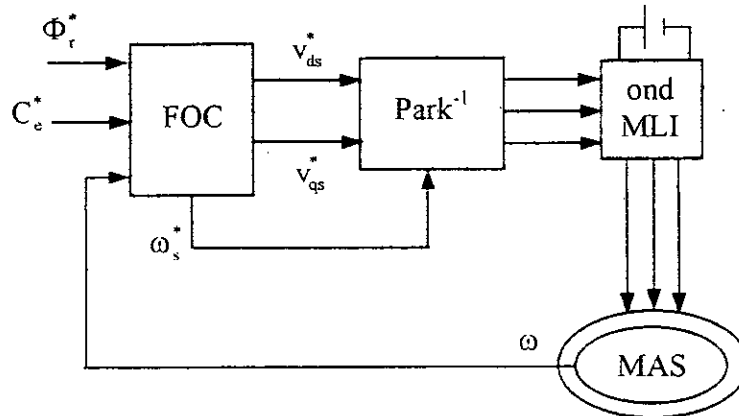


figure I.6 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

Le bloc de contrôle FOC (field oriented control) est un bloc qui calcul les trois sorties (v_{ds}^* , v_{qs}^* , ω_s^*) donnant, ainsi, les trois tensions de référence, en fonction des deux entrées de référence (C_e^* , Φ_r^*) qui assurent le découplage. Les équations (I.21) du FOC sont définies en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont égaux à leurs valeurs de référence.

d'après le modèle (I.4) en régime établi, nous tirons :

$$\begin{cases} v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds}^* \\ \omega_s^* = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_r} i_{qs}^* \end{cases} \quad (I.21)$$

avec

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M_{sr}} \\ i_{qs}^* &= \frac{L_r C_e^*}{p M_{sr} \Phi_r^*} \end{aligned} \quad (I.22)$$

Les grandeurs de commande générées par le FOC produisent, au sein de la machine, les courants i_{ds} et i_{qs} de sorte qu'en régime permanent, ces courants sont identiques aux courants de référence (i_{ds}^* , i_{qs}^*). Par conséquent, le flux et le couple prennent leurs valeurs de référence (les entrées du bloc FOC) [Krishnan 91].

Afin de tester l'efficacité du découplage à l'aide du bloc FOC, nous avons simulé les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} , le couple C_e et le courant i_{qs} .

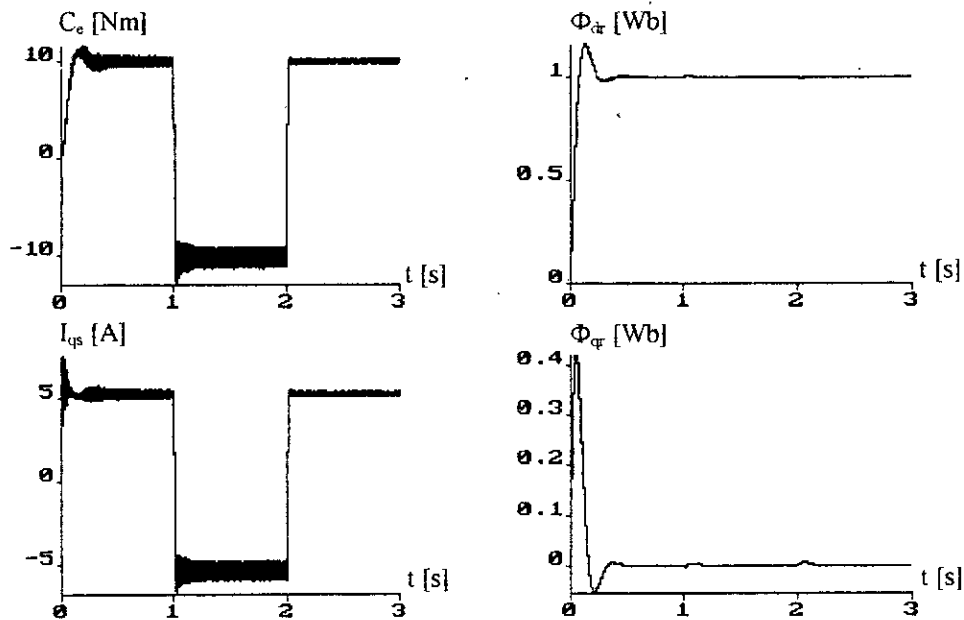


figure I.7 : Orientation du flux rotorique par la méthode indirecte

Nous remarquons que le flux rotorique et le couple sont réglés à ses valeurs de référence (valeurs nominales). Mais ils présentent des dépassements pendant les régimes transitoires surtout au démarrage. Ceci revient à la boucle ouverte met à la disposition pour maintenir le découplage. Cependant, cette méthode reste plus répondeur devant la méthode directe.

I.1.3.3 Commande vectorielle simplifiée

Le principe de la commande vectorielle simplifiée consiste à rendre le modèle de la machine asynchrone linéaire et similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci nous offre la possibilité d'utiliser d'autres techniques de commande modernes qui ne sont applicables qu'aux systèmes linéaires. L'autre intérêt apporté par cette méthode réside dans la réduction de la complexité de l'algorithme de commande (réduction du temps de calcul à réaliser sur une période d'échantillonnage) et par conséquent, la réduction du coût de la réalisation pratique [Dente 90][Robyns 90, 93. a].

En 1990, Robyns a développé la commande vectorielle simplifiée d'une machine asynchrone alimentée en tension [Robyns 92.b]. Le but était de simplifier la partie régulée à un système linéaire équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Quant à Lorenz et Lawson, ils ont développé cette technique sur une machine asynchrone alimentée en courant [Lorenz 87,90], dont le but était de rendre le modèle de la machine équivalent à deux sous-systèmes monovariabiles indépendants.

En imposant la pulsation du glissement ω_g qui nous garantit que la composante du flux rotorique Φ_{qr} est nulle. Le modèle de la machine peut être écrit comme suit [Robyns 93. a,b] :

$$\begin{cases}
 v_{ds} = (R_s + \sigma L_s s) i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_{dr} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\
 v_{qs} = (R_s + \sigma L_s s) i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\
 \omega = \frac{p}{f + js} (C_e - C_r) \\
 C_e = \frac{p M_{sr} \Phi_{dr}}{L_r} i_{qs} \\
 \Phi_{dr} = \frac{M_{sr}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} i_{ds} \\
 \omega_s = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qs}
 \end{cases} \quad (I.23)$$

A l'aide de ces équations, nous pouvons élaborer le diagramme fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux (figure I.8).

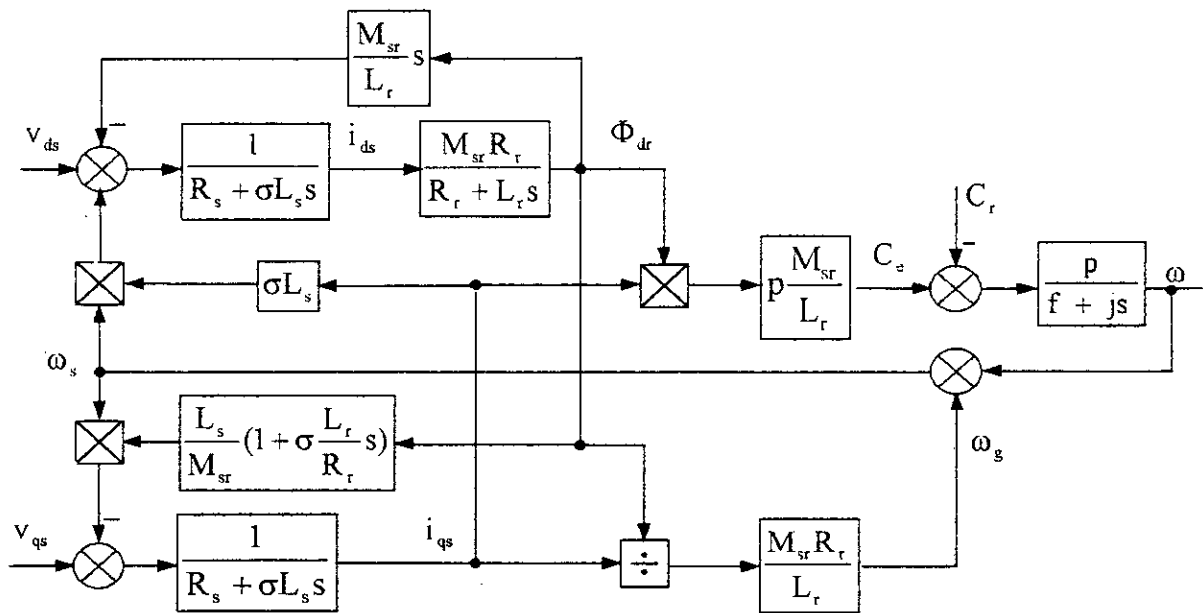


figure I.8 : Schéma bloc de la machine asynchrone avec orientation du flux

D'après les équations du système (I.23) et le diagramme fonctionnel correspondant, Robyns a remarqué qu'il est possible d'annuler l'action de l'axe q sur l'axe d par un retour d'état en imposant la tension v_{ds} comme suit :

$$v_{ds} = \frac{R_s}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (I.24)$$

Le flux Φ_{dr} est imposé en boucle ouverte au moyen de la tension v_{ds} . Nous donnons le schéma fonctionnel avec action de découplage représentée en pointillé.

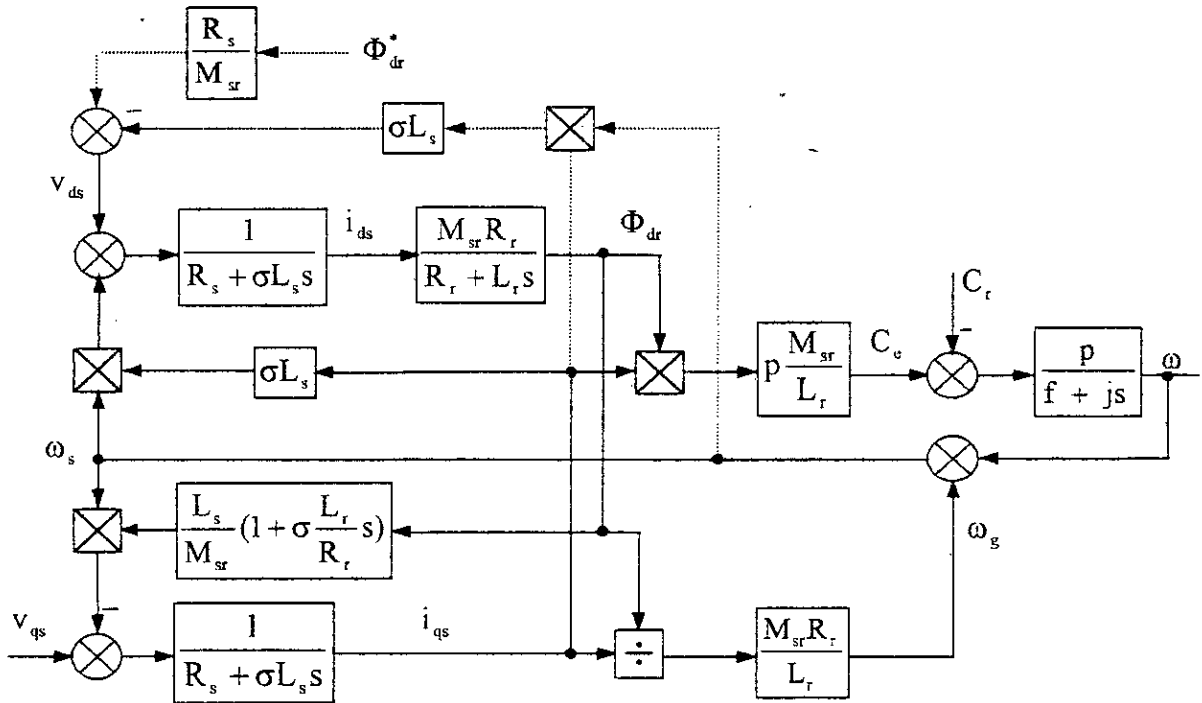


figure I.9 : Schéma bloc de la machine asynchrone avec action de découplage

En régime permanent, le flux Φ_{dr} s'établit à sa valeur de référence Φ_{dr}^* et le découplage est parfaitement réalisé. Les équations du système se simplifient et se réduisent comme suit :

$$\begin{cases} v_{qs} = (R_s + R_r \frac{L_s}{L_r})i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_s \omega}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* \\ \frac{j}{p} \frac{d\omega}{dt} = C_e - \frac{f}{p} \omega - C_r \end{cases} \quad (I.25)$$

avec

$$\begin{aligned} v_{ds} &= \frac{R_s}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ C_e &= \frac{p M_{sr} \Phi_{dr}^*}{L_r} i_{qs} \\ \omega_s &= \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}^*} i_{qs} \end{aligned} \quad (I.26)$$

Nous constatons que le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension est devenu linéaire, monovariable et identique à celui d'une MCC à excitation séparée. Le schéma bloc simplifié de la machine devient [Buyse 91]:

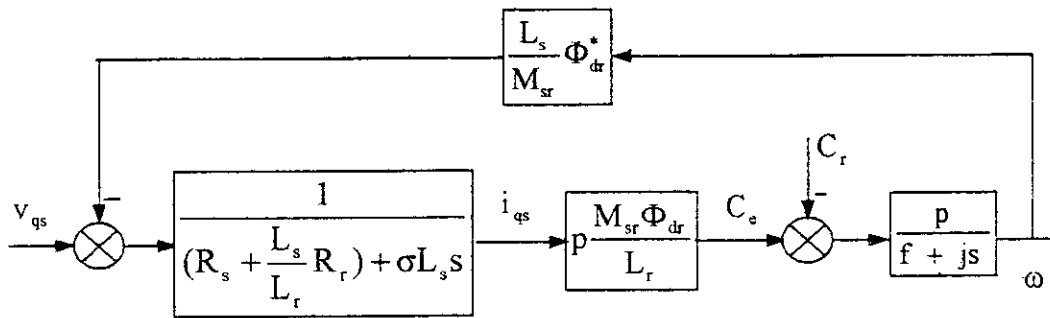


figure I.10 : Schéma bloc simplifié de la machine asynchrone

I.2 COMMANDE DE LA MAS PAR LA METHODE DIRECTE

La commande vectorielle directe consiste à contrôler séparément le flux rotorique et le couple électromagnétique. Le contrôle du couple est assuré par l'intermédiaire de la régulation du courant i_{qs} car le couple est proportionnel à ce courant. Ceci nous offre la possibilité de protéger les semi-conducteurs, les éléments les plus sensibles aux dépassements fréquents du courant statorique durant les régimes transitoires.

Afin d'assurer un bon contrôle de couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale (fonctionnement à flux constant). Néanmoins dans un régime de survitesse où on atteint la limitation de la tension maximale qui peut être fournie par l'onduleur, il est indispensable de diminuer le flux, afin d'augmenter la vitesse de rotation (fonctionnement à puissance constante). Dans ces conditions, nous ne pouvons assurer que difficilement le contrôle du couple [Vas 90][Dakouche 90][Faidallah 95].

La figure I.11 montre le schéma de principe de la commande en vitesse et en position par la méthode d'orientation directe.

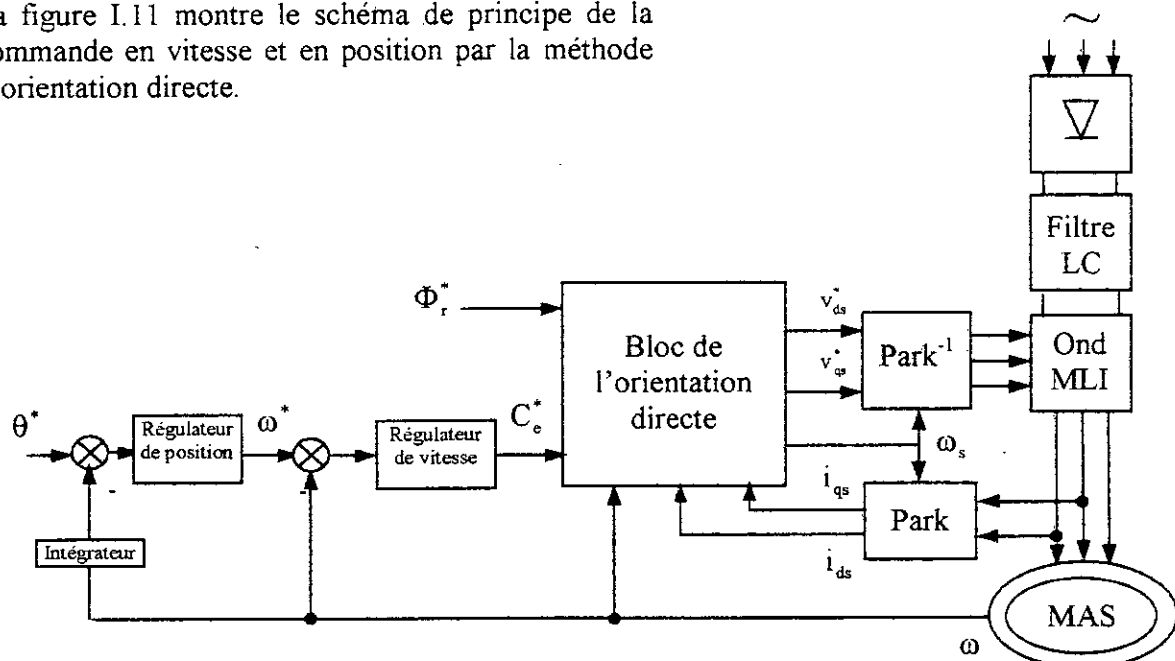


figure I.11 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe

I.2.1 Réglage de la vitesse

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse ou de la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proche à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne.

d'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{C_e} = \frac{p/j}{s + \rho_m} \tag{I.27}$$

avec $\rho_m = f/j$

d'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse :

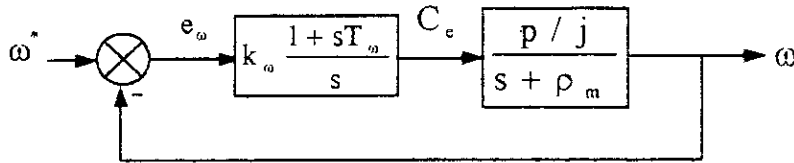


figure I.12 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{C_e^*} = \frac{k_\omega (1 + sT_\omega) p / j}{s^2 + s(\rho_m + k_\omega \frac{T_\omega p}{j}) + k_\omega \frac{p}{j}} \tag{I.28}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur.

$$\begin{aligned} k_\omega &= 2\rho^2 j / p \\ T_\omega &= \frac{2\rho - \rho_m}{2\rho^2} \end{aligned} \tag{I.29}$$

I.2.2 Réglage de la position

En tenant compte que la vitesse est plus rapide que la position, nous supposons que la vitesse est égale à sa valeur de référence ($\frac{\omega}{\omega^*} = 1$).

d'après la fonction de transfert en boucle ouverte,

$$\frac{\theta}{\omega} = \frac{1}{s} \tag{I.30}$$

le correcteur est choisi à action proportionnelle.

la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\theta}{\theta^*} = \frac{k_\theta}{s + k_\theta} \tag{I.31}$$

d'où le schéma bloc de régulation de la position :

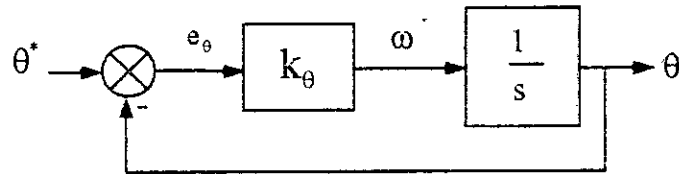


figure I.13 : Schéma bloc de régulation de la position θ

Le coefficient de proportionnalité représente un pôle en boucle fermée. Il doit être plus petit que la partie réelle des pôles de la boucle de régulation de la vitesse, afin que la dynamique de la position soit moins rapide que celle de la vitesse [Jelassi 91].

I.2.3 limitation du courant i_{qs}

Afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant i_{qs} . La limitation du courant peut être indirecte en agissant sur les pôles imposés, mais cette méthode rend le système plus lent. La limitation directe repose sur un simple dispositif d'écrêtage défini comme suit :

$$i_{qsl}^* = \begin{cases} i_{qs}^* & \text{si } |i_{qs}^*| \leq i_{qs \max} \\ i_{qs \max} \cdot \text{signe}(i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| \geq i_{qs \max} \end{cases} \quad (I.32)$$

Cette limitation provoque un effet d'emballement de l'action intégrale (effet windup). Ainsi l'état du régulateur doit être corrigé à l'aide d'un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement de la commande dû au fait que le régulateur continue à sommer une erreur qui ne correspond pas à la commande nécessaire [Bühler 86.a,88].

l'état du régulateur doit être corrigée comme suit :

$$e_{\omega l} = e_{\omega} - \frac{1}{k_{\omega}(T_{\omega} + h)} (i_{qs}^* - i_{qsl}^*) \frac{pM_{sr} \Phi_r^*}{L_r} \quad (I.33)$$

Remarque

Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale (Φ_{rN}) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine ($\Omega_N = \omega_N/p$). Cependant, le flux doit être diminué lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [Faidallah 95]. Pour ce fait, nous définissons le flux de référence comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Omega_N}{\Omega} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_N \end{cases} \quad (I.34)$$

I.2.4 Résultats de simulation

Les paramètres du réglage sont donnés par le tableaux suivant :

Boucle de régulation	Pôles	k_p	T_p
Vitesse (ω)	$35 \pm j 35$	20.165	$28.46 \cdot 10^{-3}$

tableau I.2 : Paramètres des régulateurs

Les simulations présentées sur la figure I.14.a et I.14.b montrent le comportement de la machine asynchrone, lors d'un démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 1000 tr/mn. Puis, le système est soumis à des variations de la charge (charge nominale $C_{rN}=10\text{Nm}$) en appliquant et éliminant la charge aux instants 1 et 1.5 s respectivement. Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne vers -1000 tr/mn à l'instant $t = 2$ s.

Après le changement brusque de la valeur de consigne, le régulateur PI se trouve devant un écart de réglage important. Le correcteur PI tente de minimiser cet écart, mais l'action proportionnelle peut provoquer un grand dépassement. Ce dernier peut être réduit en diminuant la rapidité du réglage en déplaçant les pôles vers l'origine du plan S, et par conséquent, nous diminuons la rapidité de convergence et la robustesse du réglage vis-à-vis la perturbation. Une solution classique consiste à introduire un filtre correcteur pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque [Bühler 88][Barkati 97]. Ceci revient à un problème de poursuite de la grandeur de consigne filtrée (ω_f^*).

la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{\omega_f^*}{\omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (\text{I.35})$$

La constante de temps T_f peut être choisie de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert (I.28) en boucle fermée ($T_f=T_\omega$). Les simulations ont montré qu'il est judicieux de prendre une valeur de T_f allant de trois à cinq fois la valeur de T_ω , afin d'avoir une meilleure réponse vis-à-vis la variation de la consigne et de la perturbation.

Le dépassement commis par le réglage (figure I.14.a) est atténué en utilisant un filtre pour la grandeur de consigne (figure I.14.b). D'après cette dernière, nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le courant est bien limité à sa valeur admissible. Le découplage est parfaitement réalisé aux régimes permanents, néanmoins de légères fluctuations remarquables pendant le démarrage. Le réglage présente aussi de performances satisfaisantes vis-à-vis la perturbation.

La figure I.15 montre le résultat de simulation du réglage de position. Il est simulé la réponse du système à un échelon de consigne de 5 tours. Aux instants 1 et 1.5 s la machine est soumise à une variation de la charge (application puis élimination de la charge nominale), ensuite à l'instant $t = 2$ s, on inverse l'échelon de consigne à -5 tr. Nous remarquons que le réglage présente de performances satisfaisantes vis-à-vis la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation. Le courant est toujours limité à sa valeur admissible.

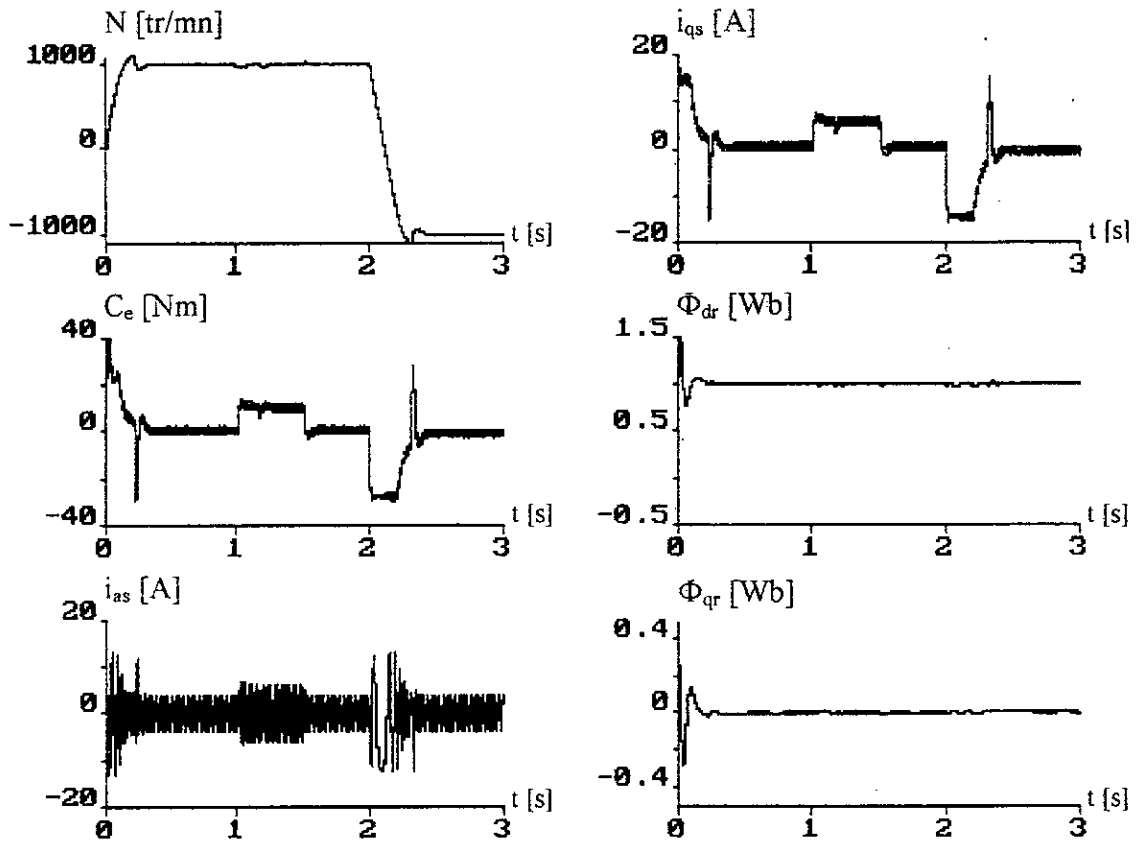


figure I.14.a : Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe (sans filtre pour la grandeur de la consigne)

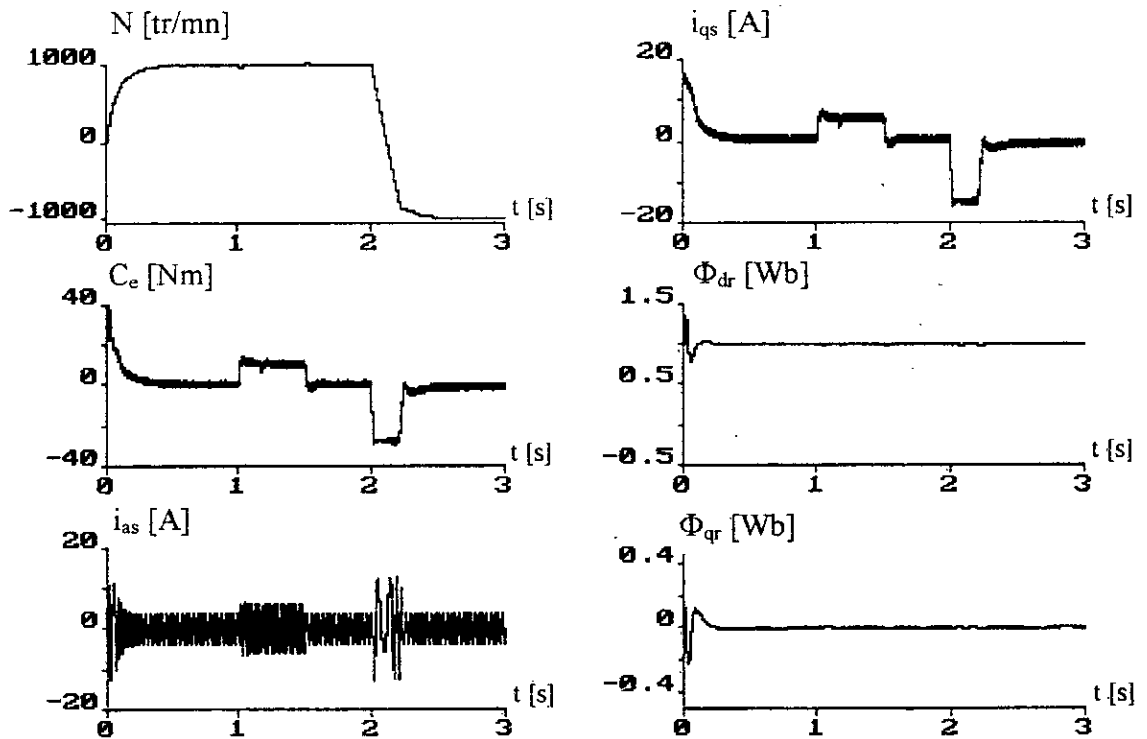


figure I.14.b : Réglage de vitesse par la commande vectorielle directe (avec filtre pour la grandeur de la consigne)

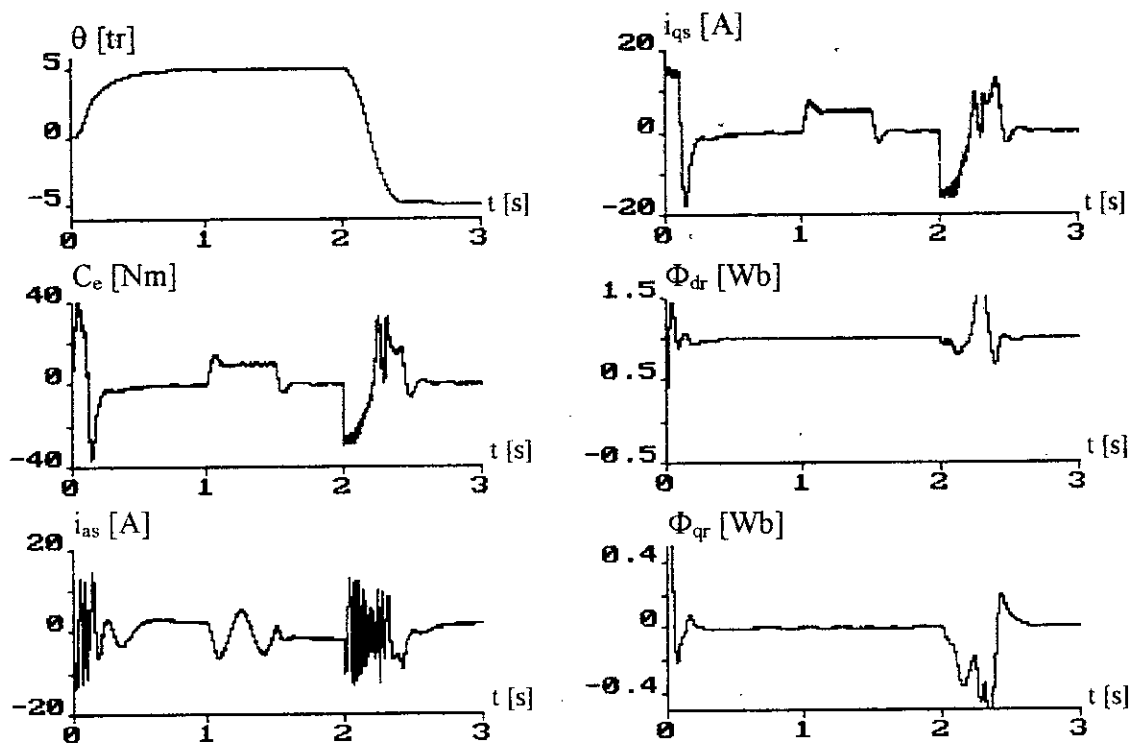


figure I.15 : Réglage de position par la commande vectorielle indirecte

I.3 REGLAGE DE LA MAS PAR LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

La figure (I.16) montre le schéma de principe du réglage en vitesse et en position par la commande vectorielle indirecte appliquée sur la machine asynchrone.

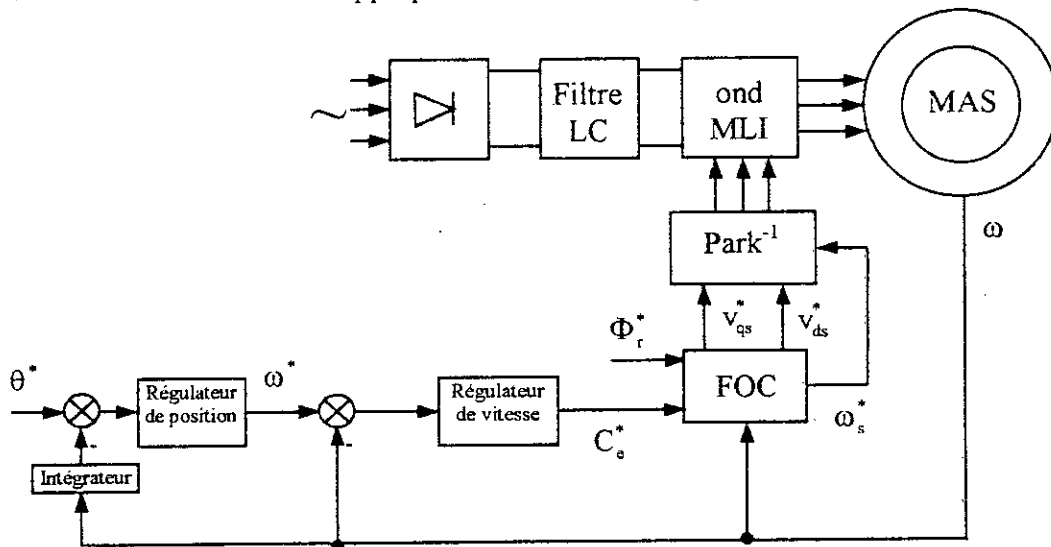


figure I.16 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

I.3.1 Réglage de vitesse et de position

Le calcul des régulateurs de vitesse et de position est identique à celui présenté précédemment pour la commande vectorielle directe.

I.3.2 Résultats de simulation

Les paramètres du correcteur de vitesse sont $k_{\omega}=37.98$ et $T_{\omega}=28.46 \cdot 10^{-3}$. Alors que le coefficient de proportionnalité du correcteur de la position est $k_{\theta}=10$.

Pour illustrer les performances de la commande vectorielle indirecte, nous avons simulé un démarrage à vide avec des variations de la charge aux instants 1 et 1.5 s. Ensuite, le système est soumis à l'instant $t=2$ s, à une variation de la consigne entre +1000 et -1000 tr/mn pour le réglage de vitesse (figure I.17.a et I.17.b) et entre +5 et -5 tours pour le réglage de position (figure I.18).

D'après les deux figures I.17.b et I.18 (réglage de vitesse et de position), la grandeur à régler suit sa valeur de référence, et peu sensible à la perturbation. Il est remarquable aussi que le courant est toujours limité à sa valeur admissible. Cependant, le découplage pour ce type de commande est plus affecté par rapport à la commande directe. Ceci revient directement à l'absence de la boucle fermée de régulation du flux.

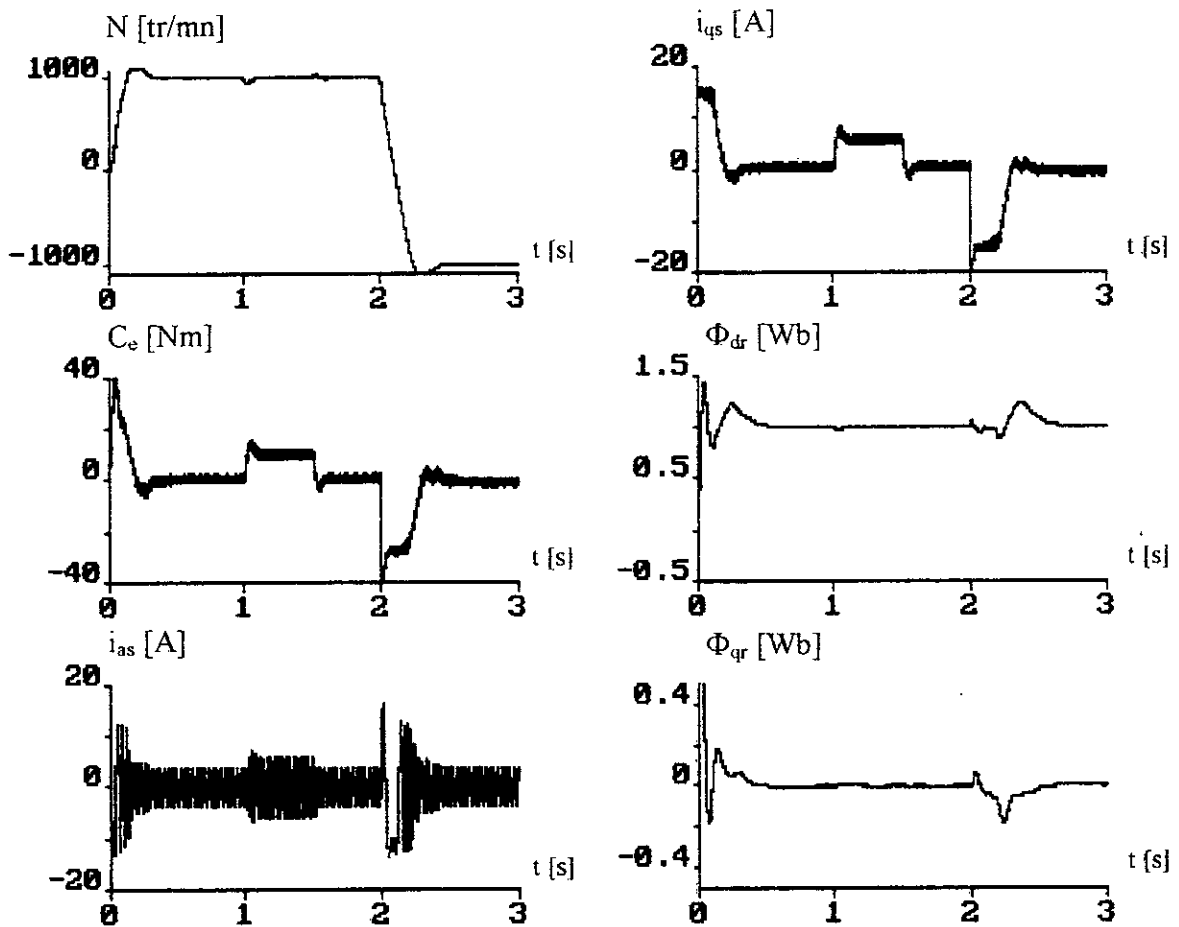


figure I.17.a : Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte (sans filtre pour la grandeur de la consigne)

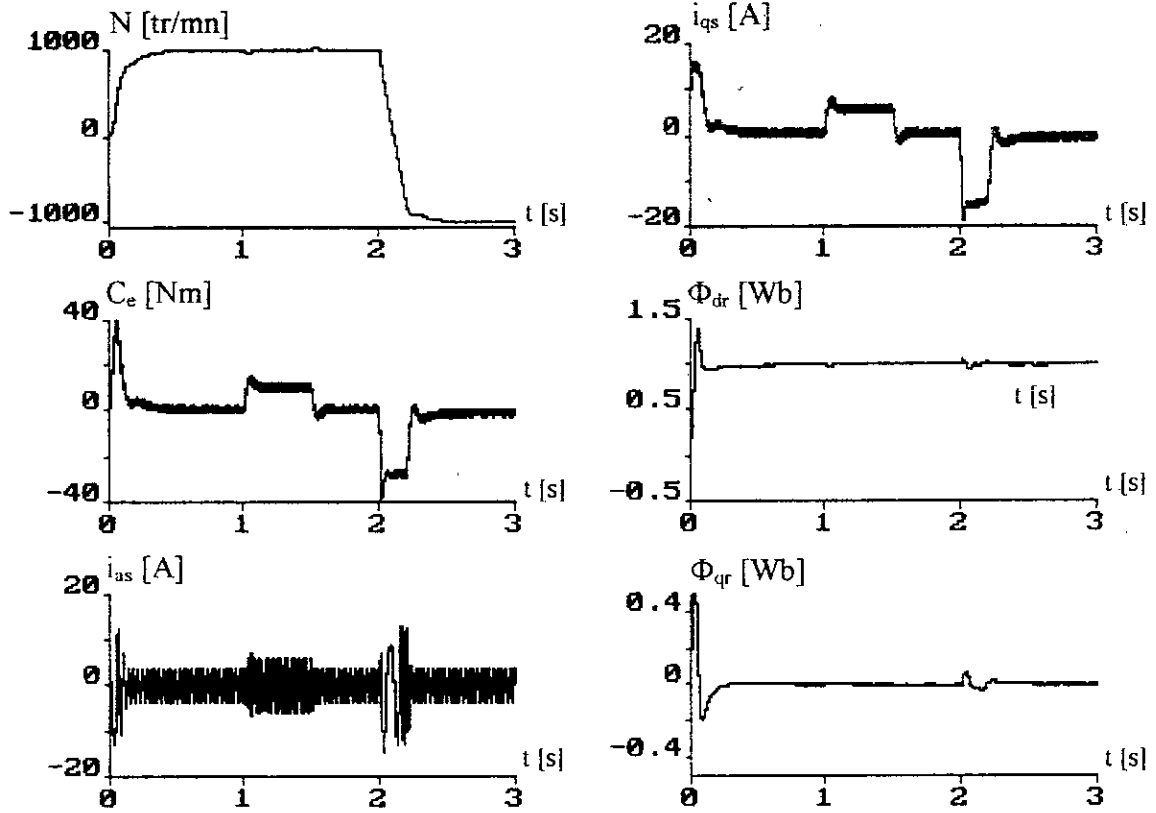


figure I.17.b : Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte (avec filtre pour la grandeur de la consigne)

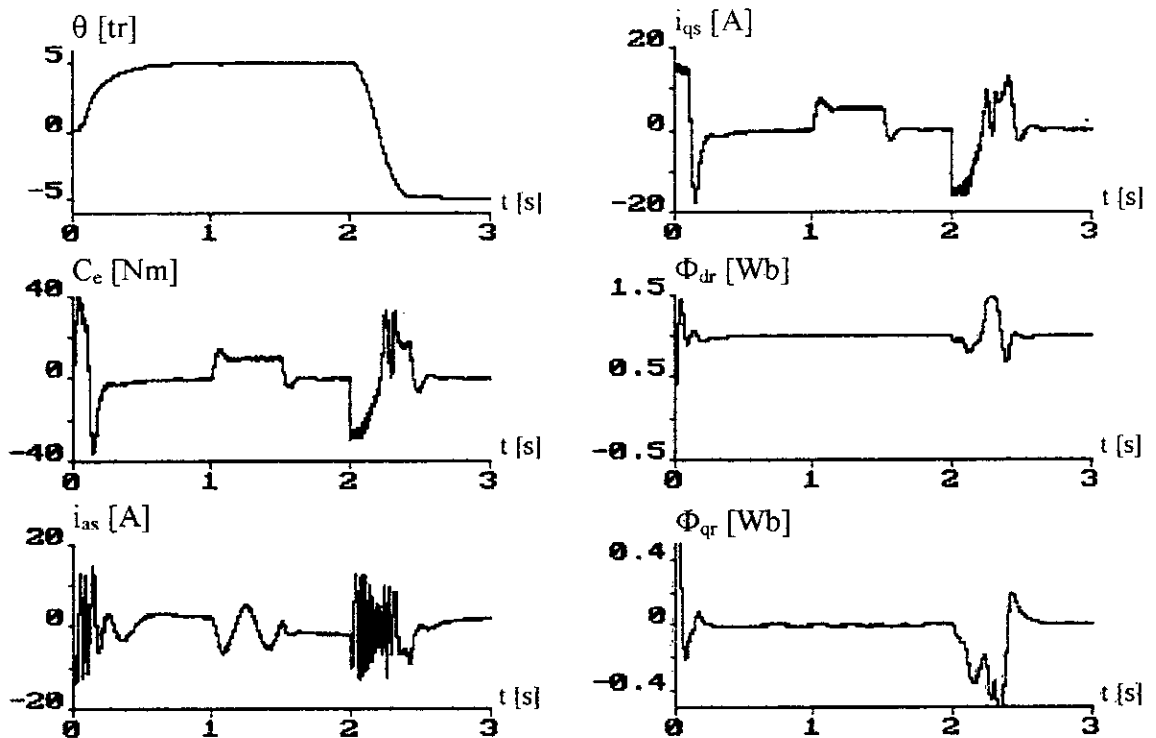


figure I.18 : Réglage de position par la commande vectorielle indirecte

I.4 COMMANDE VECTORIELLE SIMPLIFIEE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La commande vectorielle simplifiée tente de contrôler le flux en boucle ouverte par le moyen de la tension v_{ds} calculée par l'équation I.26 dans le but d'annuler l'action de l'axe q sur l'axe d. La pulsation ω_s est calculée de sorte que la composante en quadrature du flux rotorique est nulle. Ainsi, le système devient linéaire et monovariable. La tension v_{qs} est fournie par le biais d'un régulateur du type PI dont la conception de ce régulateur est basée sur le modèle simplifié (I.25) établie précédemment.

La figure I.19 montre le diagramme fonctionnel du réglage de vitesse et de position par la commande vectorielle simplifiée de la MAS.

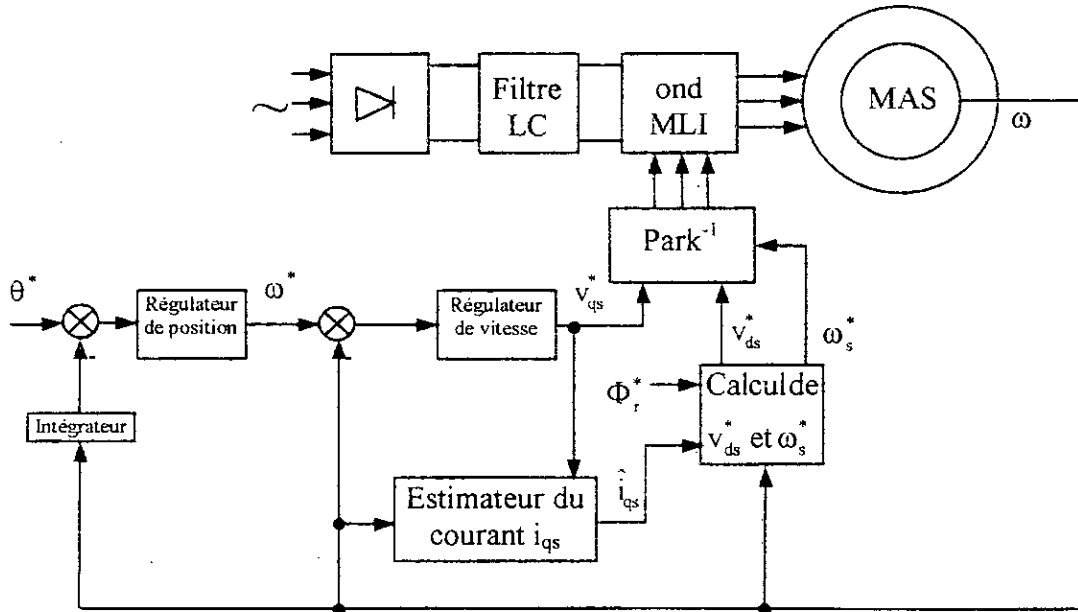


figure I.19 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

I.4.1 Réglage de vitesse

Le régulateur de vitesse ou de position a pour objet de déterminer la tension v_{qs} nécessaire pour régler la vitesse ou la position à sa valeur de référence, Il est synthétisé à l'aide du modèle linéaire simplifié (figure I.20).

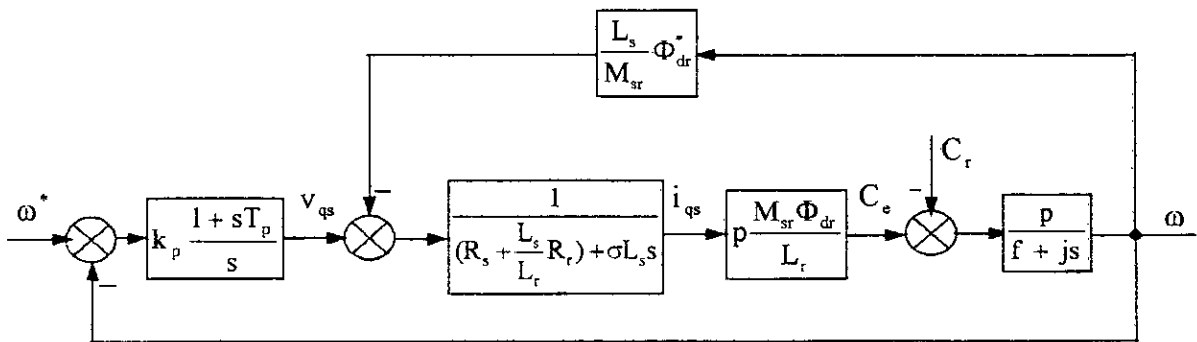


figure I.20 : Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse

Le système à régler est du deuxième ordre. En tenant compte que la constante de temps électrique $\frac{\sigma L_s}{R_s + R_r L_s / L_r} = 0.0036$ s et la constante de temps mécanique $\frac{j}{f} = 3.875$ s, le système devient du premier ordre, en négligeant la première constante de temps devant la deuxième.

La fonction de transfert du système simplifié en boucle ouverte et qui possède comme entrée la tension v_{qs} et comme sortie la vitesse ω , est donnée par :

$$\frac{\omega}{v_{qs}} = \frac{\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)}}{s + \frac{f}{j} + \frac{p^2 \Phi_r^{*2} L_s}{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)}} \quad (I.36)$$

en posant,

$$k_o = \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)} \quad \text{et} \quad \rho_o = \frac{f}{j} + \frac{p^2 \Phi_r^{*2} L_s}{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)}$$

la boucle de régulation sera donnée par :

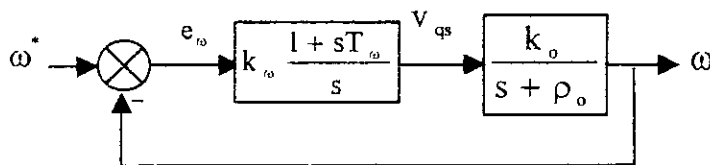


figure I.21 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω

Par imposition des pôles ($s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$) en boucle fermée, nous retrouvons les paramètres du régulateur PI comme suit :

$$k_o = 2\rho^2 / k_o = 2\rho^2 \frac{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \quad (I.37)$$

$$T_\omega = \frac{2\rho - \rho_o}{2\rho^2} = \frac{1}{2\rho^2} \left(2\rho - \frac{f}{j} + \frac{p^2 \Phi_r^{*2} L_s}{jL_r (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r)} \right)$$

I.4.2 Réglage de position

La régulation de position est réalisée en ajoutant à la boucle de régulation de vitesse, une boucle dotée d'un régulateur proportionnel. Le calcul du gain de ce dernier est effectué selon les directives citées pour la commande vectorielle directe.

I.4.3 Stratégie de la commande

Le calcul de la commande omet la mesure ou l'estimation du flux rotorique, mais il nécessite la connaissance exacte de la pulsation ω_s et le courant i_{qs} . Ce courant peut être déterminé soit en appliquant la transformation de Park sur les courants triphasés mesurés, soit d'être estimé à partir de la tension de la commande v_{qs} et la vitesse de rotation mesurée.

L'estimation du courant i_{qs} est obtenue à partir de l'équation (I.25) du modèle simplifié.

$$\frac{d\hat{i}_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{qs}^* - (R_s + R_r \frac{L_s}{L_r}) \hat{i}_{qs} - \frac{L_s \omega}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* \right) \quad (I.38)$$

Avec v_{qs}^* est la tension de référence fournie par le correcteur PI.

Ainsi, la pulsation ω_s^* nécessaire pour le calcul de la tension v_{ds}^* est déduite de sorte que l'axe d du référentiel (d,q) coïncide avec la composante directe du flux rotorique, et elle est donnée par :

$$\omega_s^* = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_r^*} \hat{i}_{qs} \quad (I.39)$$

donc la tension v_{ds}^* devient :

$$v_{ds}^* = \frac{R_s}{M_{sr}} \Phi_r^* - \omega_s^* \sigma L_s \hat{i}_{qs} \quad (I.40)$$

I.4.4 Résultats de simulation

Les paramètres du régulateur de vitesse sont déterminés par un placement de pôles avec ρ égal à 25. Ceci conduit à $k_\omega=174.53$ et $T_\omega=28.46 \cdot 10^{-3}$. Quant au gain de proportionnalité du régulateur de position $k_\theta=8$.

La figure I.22.a du réglage de vitesse et la figure I.23.a du réglage de position montrent les performances de la commande vectorielle simplifiée appliquée à une machine asynchrone. Nous constatons que le réglage donne des performances satisfaisantes vis-à-vis la poursuite de la référence et le rejet de la perturbation. Cependant, le découplage est affecté pendant les régimes transitoires à cause de la boucle ouverte de la régulation du flux. La figure I.22.b du réglage de vitesse et la figure I.23.b du réglage de position montrent l'amélioration apportée par l'introduction de la boucle de régulation en cascade du flux rotorique, similairement à la commande vectorielle directe.

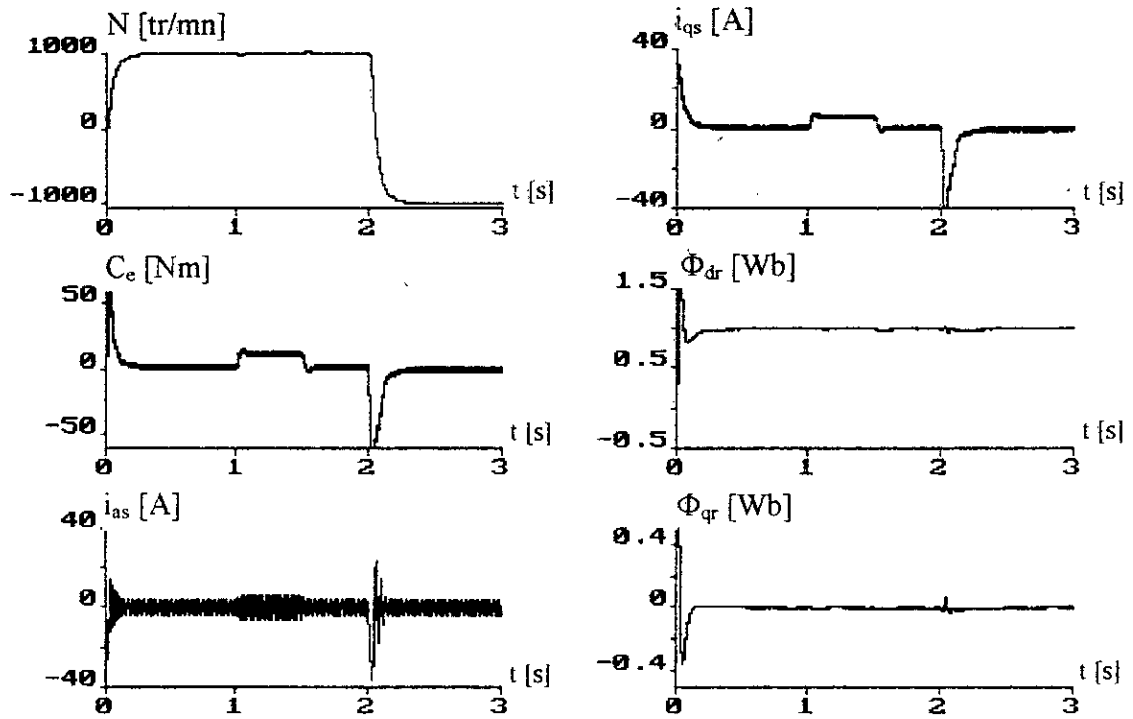


figure I.22.a : Réglage de vitesse par la commande vectorielle simplifiée

- avec filtre pour la grandeur de la consigne
- sans régulation du flux Φ_{dr}

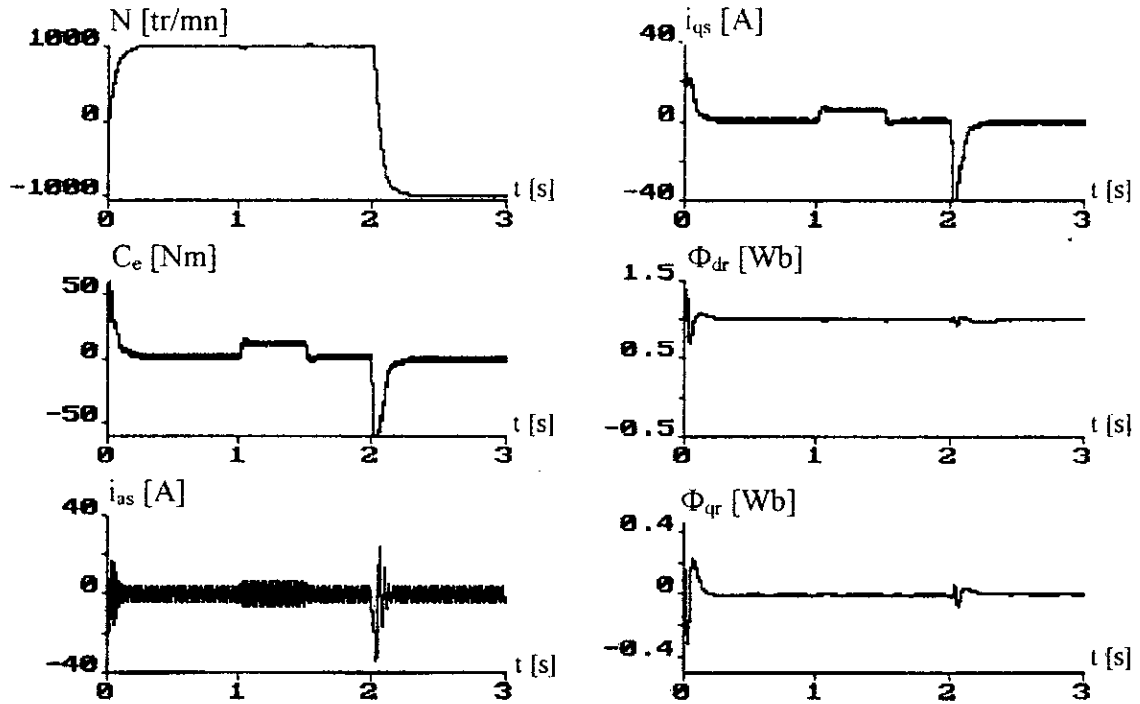


figure I.22.b : Réglage de vitesse par la commande vectorielle simplifiée

- avec filtre pour la grandeur de la consigne
- avec régulation du flux Φ_{dr}

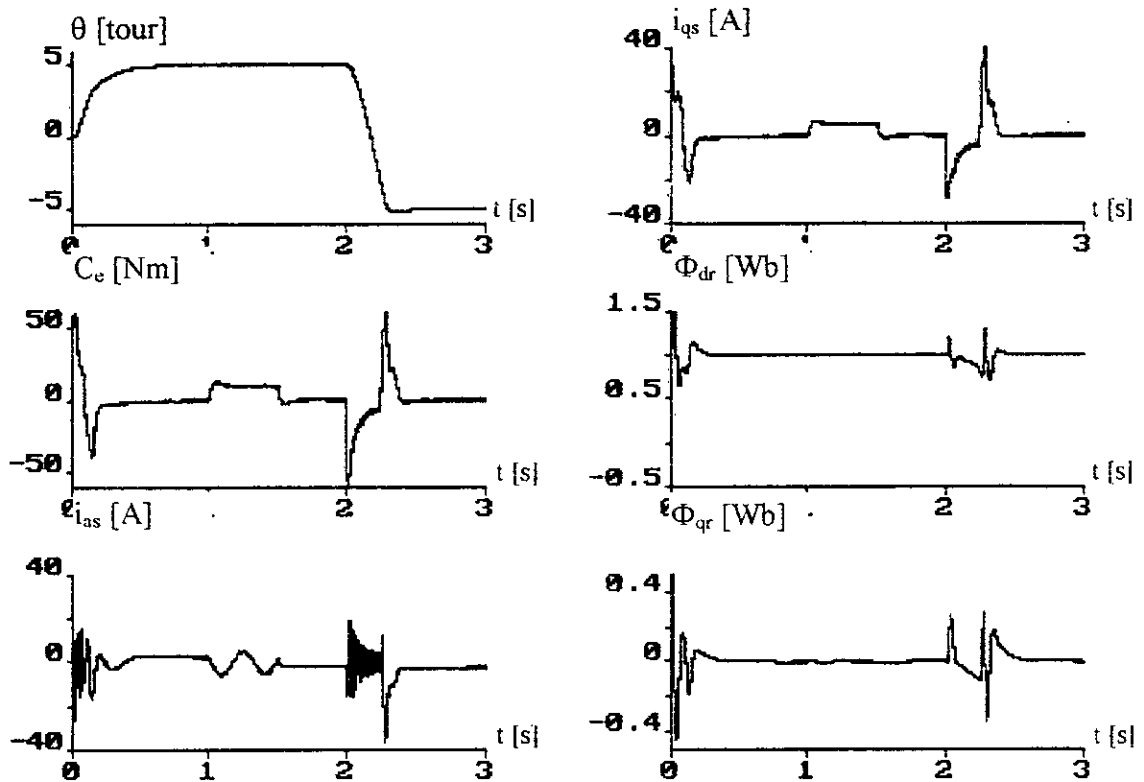


figure I.23.a : Réglage de position par la commande vectorielle simplifiée (sans régulation du flux Φ_{dr})

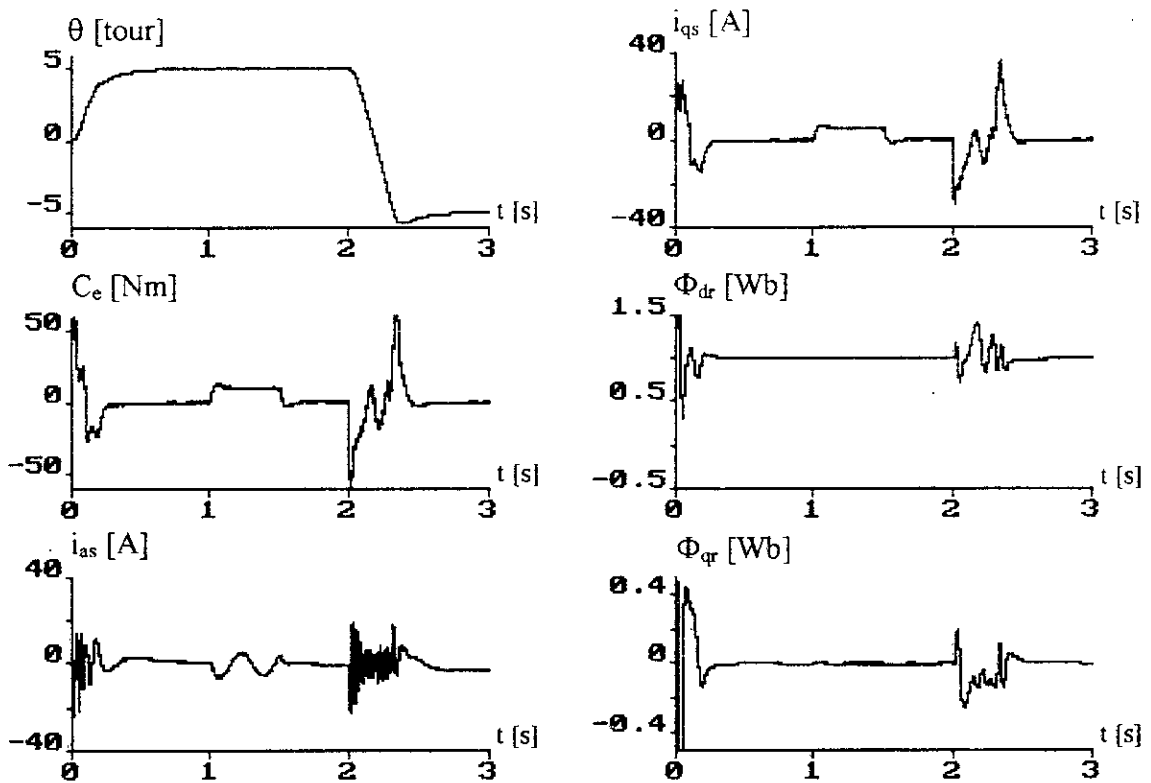


figure I.23.b : Réglage de position par la commande vectorielle simplifiée (avec régulation du flux Φ_{dr})

1.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, trois méthodes de la commande vectorielle ont été développées. L'application de l'une des méthodes n'apporte pas de grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. En toute rigueur, l'orientation du flux rotorique repose essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine. Ceci diminue la robustesse et l'utilisation de ces techniques dans le domaine des entraînements à hautes performances.

La commande vectorielle simplifiée reste la méthode la plus répondeuse. En effet, elle permet non seulement de découpler la régulation du flux de celle du couple, mais aussi de rendre le système de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi, le système devient linéaire et monovarié. Ceci nous offre la possibilité d'appliquer des techniques de commande développées pour de tel système.

Lorsque le système est incertain, le réglage par des correcteurs PI ne permet pas de maîtriser ces incertitudes. Or, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces systèmes, et qui sont insensibles et robustes. Des caractéristiques importantes sont déjà démontrées théoriquement pour ces commandes. Dans la littérature, nous trouvons une commande qui occupe une large place parmi les commandes robustes et est dite la commande par mode de glissement qui sera notre sujet dans les chapitres suivants.

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A SURFACE NON LINEAIRE DE LA MAS

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances [Sen 90][Boucherit 95]. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé [Dote 88][Vas 96]. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande floue, la commande adaptative et la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performant[Bühler 86.b][Boudjema 91].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [Emelyanov 67], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin [Utkin 77], à partir des résultats des études du mathématicien Filippov [Filippov 60] sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au états unies par Slotine [Slotine 84,85,91] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [Young 78][Harashima 86][Hashimoto 87,88]. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayants un modèle imprécis [Sabanovic 81,89][Slotine 84].

Dans ce chapitre, il est présenté le concept général de la commande à structure variable et l'application de cette commande monovariante sur la machine asynchrone. En premier lieu, nous introduisons des notions générales de la commande par mode de glissement monovariante. Ensuite nous étudions la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire et quelque phénomènes liés à cette commande. Enfin, nous présentons l'application de cette technique sur la machine asynchrone dont la synthèse du réglage est basée sur les deux modèles obtenus par orientation du flux rotorique.

II.1 THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

II.1.1 Systèmes à structures variables

Un système à structure variable (Variable structure system) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structures, afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures [Hung 93][Gao 93]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existe pas dans les structures utilisées (pour l'illustration, voir exemple II.1. Annexe II).

Dans les systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement (pour l'illustration, voir exemple II.2. Annexe II) [Slotine 84][Hung 93].

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes (figure II.1) [Gao 93][Gayed 96];

- ◆ Le mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initiale dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ◆ Le mode de glissement (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)$.
- ◆ Le mode du régime permanent (MRP) : il est ajouté pour l'étude de la repense du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [Gao 93][Hung 93].

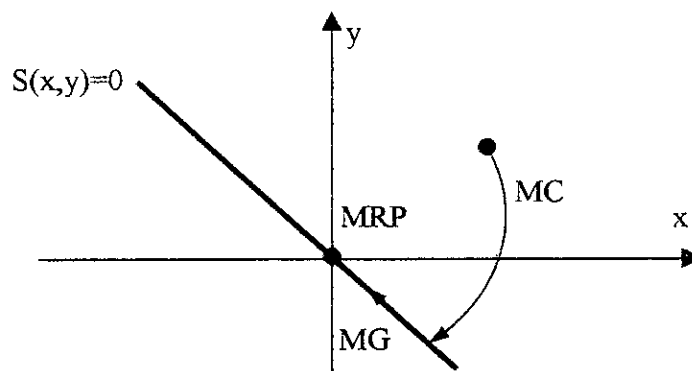


Figure II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

II.1.2 conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis [Slotine 91].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties. Une première continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [Gao 93].

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes, ces étapes concernent [Boudjema 91][Hung 93]:

- 1- Le choix de la surface,
- 2- L'établissement de condition d'existence,
- 3- Détermination de la loi de commande.

II.1.3 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé.

- Pour un système défini par l'équation II.1, le vecteur de surface σ est de même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = A(x, t).x + B(x, t).u \tag{II.1}$$

- La surface de glissement est une fonction scalaire tel que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. Nous trouvons dans la littérature de différentes formes de la surface, dont chacune donne de meilleures performances pour certaines utilisations. Dans ce chapitre et l'autre qui le suit, nous nous intéressons à une surface de forme non linéaire [Slotine 84], Cependant, le chapitre IV et V seront consacrés à une surface de forme linéaire par contre-réaction d'état [Bühler 86.b].

La forme non linéaire est en fonction de l'erreur sur la variable à régler x . Elle est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{\tau-1} e(x) \tag{II.2}$$

avec

$e(x)$ l'écart sur la variable à régler ($e(x)=x^*-x$)

λ_x une constante positive (paramètre c de l'exemple II.2. Annexe II)

τ le degré relatif, qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [Isidori 95][Ifrah 95].

L'objectif de la commande est de garder la surface $S(x)$ à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$, pour un choix convenable du paramètre λ_x . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

II.1.4 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la

perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système.

II.1.4.1 La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin [Emilyanov 67][Utkin 77]. Il s'agit de donner, à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est formulée par :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0 \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \end{aligned} \tag{II.3}$$

cette condition peut être donnée autrement par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \tag{II.4}$$

II.1.4.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov [De Carlo 88][Isidori 95].

En définissant la fonction de Lyapunov,

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{II.5}$$

la dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{II.6}$$

Pour que la fonction $V(x)$ décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si la condition II.4 est vérifiée.

L'équation II.5 explique que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [Utkin 77][De Carlo 88].

II.1.5 Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). C'est pourquoi la surface a pu être déterminée indépendamment de la commande, sur la base du système et des performances désirées (la réciproque n'est pas vraie, et la commande va dépendre de la surface de glissement) [Gao 93][Fossard 96]. Il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotés. De ce fait, si cette constante discontinue est indispensable, elle n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant qu'on veut l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité [De Carlo 88][Fossard 96]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement se compose de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (II.7)$$

u_{eq} correspond donc à la commande équivalente proposée par Filipov. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, connaissant que la dérivée de la surface est nulle ($\dot{S}(x) = 0$). Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle du signal de commande appliqué sur le système à commander [Fossard 96]. Elle peut être interprétée autrement comme une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} [Buhler 86.b].

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence II.11 en dépit de l'imprécision sur les paramètres et le modèle [Mathews 89][Slotine 91][Hung 93].

Pour mettre en évidence le développement dans le paragraphe précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation II.1. Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (II.8)$$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x, t) + B(x, t).u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t).u_n \quad (II.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles.

$$\begin{cases} u_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases}$$

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente ;

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x, t) \quad (II.10)$$

Afin que la commande équivalente existe, la surface doit remplir la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \neq 0 \quad (II.11)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression II.10, nous trouvons la nouvelle expression de $\dot{S}(x, t)$.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t).u_n \tag{II.12}$$

La condition d'attractivité II.4 devient :

$$S(x, t). \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t).u_n < 0 \tag{II.13}$$

Afin de satisfaire cette condition, nous choisissons le signe de u_n opposé du signe de $S(x, t) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais (figure II.2).

$$u_n = K \text{ sign}(S(x, t)) \tag{II.14}$$

Le signe de K est choisi l'opposé du signe de $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$.

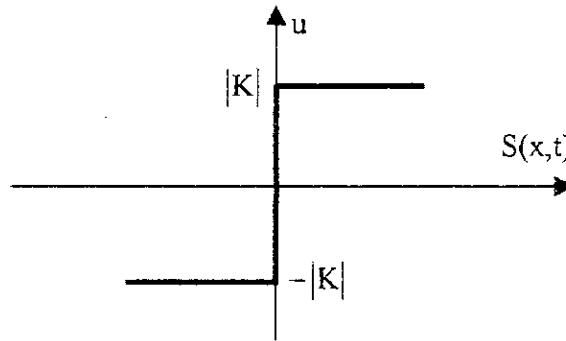


figure II.2 : Représentation de la commande discontinue

Le temps de réponse est d'autant plus petit que le gain $|K|$ est plus grand.

II.1.6 Approche discrète du mode de glissement

Durant les dernières années, l'étude des systèmes à structure variable en temps discret a fait l'objet de plusieurs investigations [Furuta 90][Gao 95]. Dans le but de s'approcher de la pratique et vue la large utilisation des calculateurs numériques, les chercheurs ont été conduit à s'intéresser à la généralisation de la méthodologie de la commande par mode de glissement en échantillonné. Ces récentes recherches s'efforcent de trouver de nouveaux théorèmes et conditions pour l'existence et la convergence de ce type de commande, étant donné que la commande discontinue (u_n) ne peut pas générer un mouvement de glissement idéal, et par conséquent, la commande perd sa propriété de la totale invariance [Sarpturk 87].

II.1.6.1 Régime de glissement réel

Les commandes non linéaires sont de nature continue et sont difficiles à exprimer en échantillonné, plus spécialement, la commande par mode de glissement. Ceci est du à l'hypothèse de conception qui suppose la fréquence de commutation infinie. Dans les SSV échantillonnées, l'état du système converge vers la surface sans y rester. Il se produit un

mouvement de zigzag dans une bande au voisinage de la surface de commutation (figure II.3) [Gao 95]. Cette bande est le siège du mode de glissement réel qui est dit quasi-mode de glissement ou plus précisément pseudo mode de glissement [Milosavljevic 85][Potts 91] [Potts 92]. Ce mouvement est dû au fait que l'action de la commande est activée qu'aux instants d'échantillonnage, et sont maintenues constantes entre ces instants. De plus, les grandeurs mesurées ou calculées à l'instant t_k ne sont disponibles qu'à l'instant t_{k+1} .

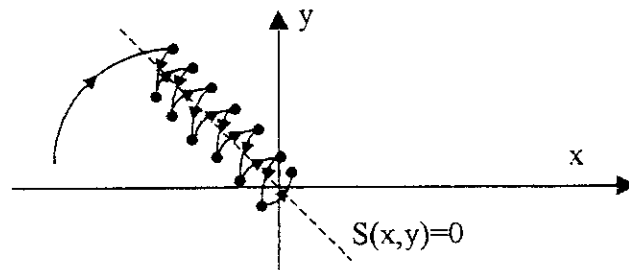


Figure II.3 : Régime glissant réel

II.1.6.2 Phénomène de Chattering

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm|K|$) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande et d'autre part de la limite de la fréquence de commutation des interrupteurs. Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement (Chattering en Anglais). Dans ce mode la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci [Hashimoto 86][Kotta 89][Gao 95]. Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, et il peut servir en plus d'exciter des dynamiques négligées durant la modélisation [Slotine 91].

Dans le but de réduire ces oscillations, nous proposons une des solutions qui repose sur la variation de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variable à régler et la surface de glissement. Il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée [Drakunov 89][Gayed 96].

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction signe dans une bande autour de la surface, nous trouvons la commande douce. Cette commande est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de u_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière. La commande varie entre les deux valeurs limites $\pm|K|$ suivant une pente entre les deux seuils (figure II.4.a) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan $(S(x,t),u)$ (figure II.4.b) [Slotine 91].

Commande douce à deux seuils :

$$u_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x, t)| \leq \varepsilon_1 \\ |K| \frac{S(x, t) - \varepsilon_1 \text{sign}(S(x, t))}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S(x, t)| \leq \varepsilon_2 \\ |K| \text{sign}(S(x, t)) & \text{si } |S(x, t)| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Commande douce à un seul seuil :

$$u_n = \begin{cases} |K| \frac{S(x,t)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x,t)| \leq \varepsilon \\ |K| \text{sign}(S(x,t)) & \text{si } |S(x,t)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

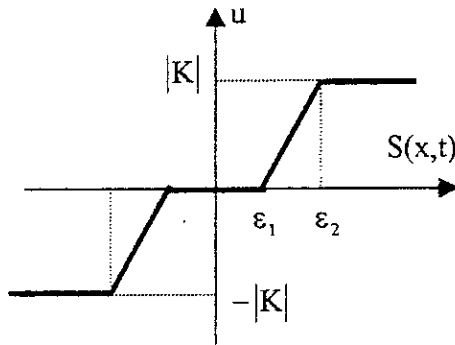


figure II.4.a : Représentation de la commande douce à deux seuils

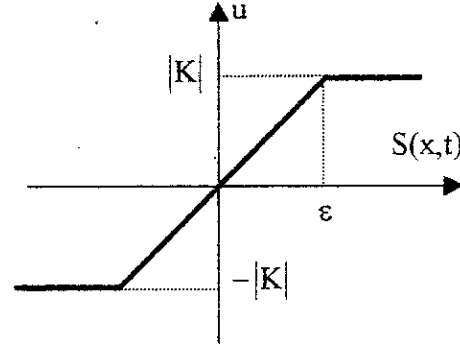


figure II.4.b : Représentation de la commande douce à un seul seuil

Nous trouvons aussi dans la littérature, un type d'adoucissement de la fonction signe selon une fonction régulière (smooth en Anglais). La commande est définie par [Harashima 86]:

$$u_n = \begin{cases} 2|K| \frac{S(x,t)}{|S(x,t)| + \varepsilon} & \text{si } |S(x,t)| \leq \varepsilon \\ |K| \text{sign}(S(x,t)) & \text{si } |S(x,t)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

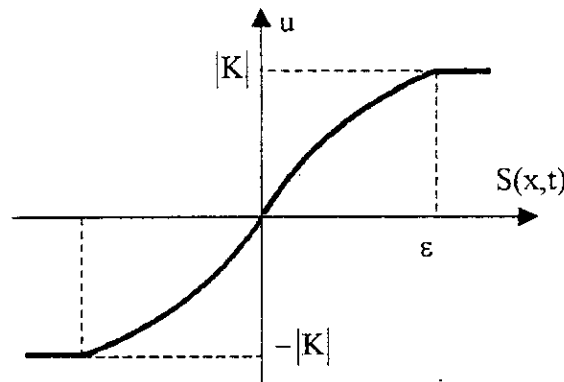


figure II.5 : Représentation de la fonction smooth

Quelque soit la méthode utilisée pour la réduction du phénomène de chattering. Plus que les seuils sont augmentés, plus que le chattering est réduit, et la précision diminue. Il en résulte un écart statique qui est fonction des seuils utilisés. De plus la robustesse est à étudier, car l'insensibilité vis-à-vis les perturbations extérieures et l'invariance vis-à-vis les imprécisions du modèle cessent d'exister [Drakunov 89][Furuta 90].

II.1.6.3 Conditions de convergence en mode discret

Durant les dernières années, de nombreuses études ont été consacrées à l'élaboration de nouveaux théorèmes et conditions pour l'existence et la convergence des systèmes à structure variables échantillonnés.

La surface de commutation $S(x)_k$ est :

$$S(x)_k = \left(\frac{\partial}{\partial t_k} + \lambda\right)^{r-1} e(x)_k \tag{II.18}$$

avec $e(x)_k = x^* - x_{k-1}$

On peut trouver plusieurs formes pour la condition de convergence et d'existence des SSV échantillonnés. Dote et Hoff [Dot 80] ont été les premiers qui ont soulevé ce genre de problème. La condition de convergence proposée est une forme équivalente à celle rencontrée dans les SSV continus [Gao 95].

$$S(x)_k \dot{S}(x)_k < 0 \tag{II.19}$$

La condition la plus simple est de substituer la dérivée de la surface par la différence. Ceci nous permet d'écrire :

$$S(x)_{k-1} [S(x)_k - S(x)_{k-1}] < 0 \tag{II.20}$$

Cette condition est nécessaire mais insuffisante pour l'existence du quasi mouvement de glissement. Elle ne peut pas assurer la convergence de n'importe quel point du plan d'état vers l'hyperplan et peut amplifier le phénomène de chattering qui influe essentiellement sur la stabilité du système [Milosavljevic 85].

Sarpturk [Sarpturk 87] a proposé une condition nécessaire et suffisante pour l'existence et la convergence du mode de glissement. Elle est donnée par :

$$|S(x)_k| < |S(x)_{k-1}| \tag{II.21}$$

cette condition peut être décomposée en deux inégalités comme suit :

$$[S(x)_k - S(x)_{k-1}] \text{sign}(S(x)_{k-1}) < 0 \tag{II.22}$$

et

$$[S(x)_k + S(x)_{k-1}] \text{sign}(S(x)_{k-1}) \geq 0 \tag{II.23}$$

La première équation (II.22) est équivalente à II.20 et elle assure l'existence du mouvement du quasi-mode de glissement. La deuxième équation (II.23) assure la convergence des trajectoires d'état vers la surface.

Furuta [Gao 95] utilise la forme équivalente déduite de l'équation de Lyapunov donnée par :

$$V(x)_k - V(x)_{k-1} < 0 \tag{II.24}$$

avec

$$V(x)_k = \frac{1}{2} S(x)_k$$

Cependant, toutes ces formes de conditions de convergence sont incomplètes et peuvent ne pas suffire pour contraindre l'état du système à converger vers la surface de commutation. Gao

propose une forme plus générale qui tient compte de la période d'échantillonnage et qui assure l'existence et la convergence [Gao 95]. Cette forme est donnée par :

$$S(x)_k = (1 - q.h)S(x)_{k-1} - \varepsilon.h.\text{sign}(S(x)_{k-1})$$

avec

$$1 - q.h > 0 \text{ et } \varepsilon > 0 \text{ et } q > 0$$
(II.25)

h est la période d'échantillonnage.

Le choix de la période d'échantillonnage a donc une grande importance pour garantir l'attractivité de la surface.

Afin de faciliter l'étude de la commande, nous adoptons la condition de convergence classique similaire à celle de l'étude en continue.

II.2 REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT AVEC MODELE LINEAIRE REDUIT

La commande vectorielle simplifiée (étudiée dans le chapitre précédent) nous a permis de découpler la commande du couple de celle du flux. La stratégie à procéder consiste à maintenir le flux Φ_r constant par l'intermédiaire de la tension v_{ds} et de contrôler la vitesse ou la position au moyen de la tension v_{qs} .

Nous rappelons le modèle d'état simplifié de la MAS.

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{\Phi_{dr}^*}{M_{sr} \sigma} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases}$$
(II.26)

avec

$$v_{ds}^* = \frac{R_s}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* - \omega_s \sigma L_s i_{qs}$$

$$\omega_s = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}^*} i_{qs}$$

$$R_{eq} = R_s + R_r \frac{L_s}{L_r}$$
(II.27)

II.2.1 Réglage de vitesse

Dans un souci de protection des semi-conducteurs, le courant est limité à une valeur maximale admissible. Deux méthodes de limitation basées sur le choix des surfaces nécessaires seront présentées. La première méthode consiste à limiter le courant d'une manière indirecte, elle nécessite une seule surface de commutation. La deuxième méthode consiste à limiter le courant d'une manière directe (la structure cascade), cette méthode nécessite deux surfaces.

II.2.1.1 Réglage de vitesse Limitation indirecte

Pour régler la vitesse de la machine asynchrone, une seule surface est nécessaire, vu la grandeur de commande unique v_{qs} . La figure II.5 montre le schéma de principe du réglage de vitesse de la MAS basée sur le modèle simplifié.

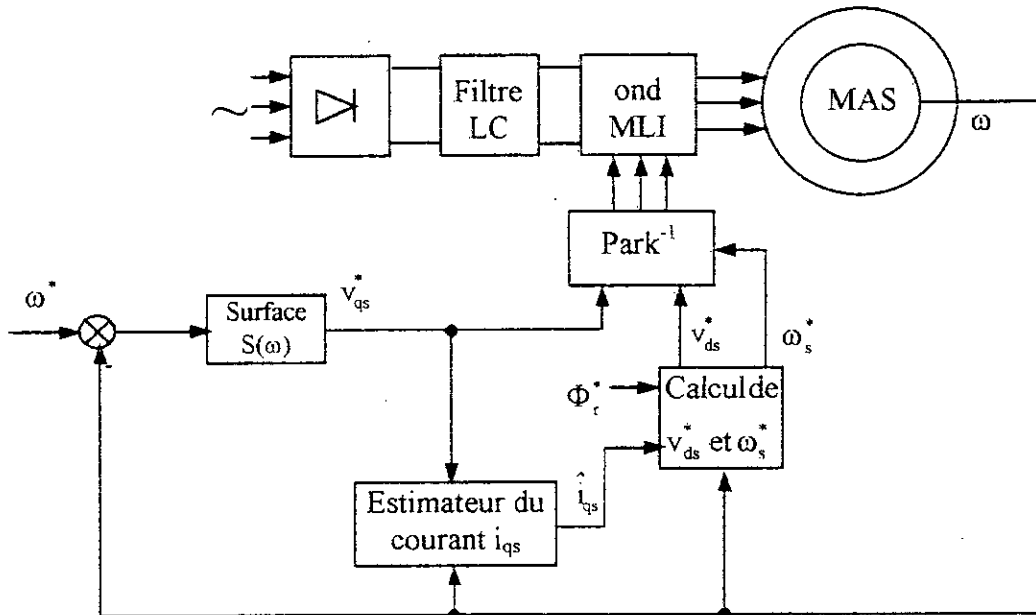


figure II.5 : Schéma de principe du réglage de vitesse avec limitation indirecte

La surface est déduite de l'équation générale II.2 où le degré relatif est pris égal à deux afin que la commande v_{qs} apparaisse explicitement dans sa dérivée. Elle est donnée par :

$$S(\omega) = \lambda_{\omega} e(\omega) + \dot{e}(\omega) \tag{II.28}$$

avec

$$e(\omega) = \omega^* - \omega$$

$$\dot{e}(\omega) = \dot{\omega}^* - \dot{\omega}$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega) = \lambda_{\omega} \dot{e}(\omega) + \ddot{e}(\omega) \tag{II.29}$$

avec

$$\ddot{e}(\omega) = \ddot{\omega}^* - \ddot{\omega} = \ddot{\omega}^* - \frac{d}{dt} \dot{\omega}$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.6, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega) = \ddot{\omega}^* + \lambda_{\omega} (\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) - \frac{d}{dt} \left(\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.30}$$

Par substitution, cette équation devient :

$$\dot{S}(\omega) = \ddot{\omega}^* + \lambda_{\omega} \dot{\omega}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\omega} \right) \dot{\omega} - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} \left(-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{\Phi_{dr}^*}{M_{sr} \sigma} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \right) + \frac{p}{j} \dot{C}_r \tag{II.31}$$

Nous remplaçons la tension d'alimentation v_{qs} par la tension de commande v_{qs}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. Les deux conditions pour le choix de la surface sont alors vérifiées.

Nous décomposons la tension de commande v_{qs}^* en deux parties v_{qseq} et v_{qsn} :

$$v_{qs}^* = v_{qseq} + v_{qsn} \quad (II.32)$$

En substituant II.32 dans II.31, nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = \ddot{\omega}^* + \lambda_{\omega} \dot{\omega}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\omega}\right) \dot{\omega} - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} \left(-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{\Phi_{dr}^*}{M_{sr} \sigma} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} (v_{qseq} + v_{qsn}) \right) + \frac{p}{j} \dot{C}_r \quad (II.33)$$

nous déterminons alors les deux grandeurs v_{qseq} et v_{qsn} .

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(\omega) = 0$ ceci implique que $\dot{S}(\omega) = 0$ et $v_{qsn} = 0$, d'où nous retrouvons la grandeur de commande équivalente.

$$v_{qseq} = \frac{jL_r \sigma L_s}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \left(\ddot{\omega}^* + \lambda_{\omega} \dot{\omega}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\omega}\right) \dot{\omega} + \frac{p}{j} \dot{C}_r \right) + R_{eq} i_{qs} + \frac{L_s \Phi_{dr}^*}{M_{sr}} \omega \quad (II.34)$$

- Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition $S(\omega) \cdot \dot{S}(\omega) \leq 0$.

En remplaçant l'expression de la commande équivalente (II.34) dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r \sigma L_s} v_{qsn} \quad (II.35)$$

nous posons donc :

$$v_{qsn} = K_q \text{sign}(S(\omega)) \quad (II.36)$$

Afin de vérifier le critère de stabilité, le paramètre K_q doit être positif.

Les deux composantes de la commande étant ainsi déterminées, leurs somme est appliquée à tout instant à la machine. Les paramètres λ_{ω} et K_q sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

II.2.1.2 Réglage de vitesse avec limitation directe

Pour régler la vitesse avec limitation directe du courant (structure cascade), deux surfaces sont nécessaires. La figure II.7 montre le schéma de principe du réglage de vitesse de la MAS basée sur le modèle simplifié.

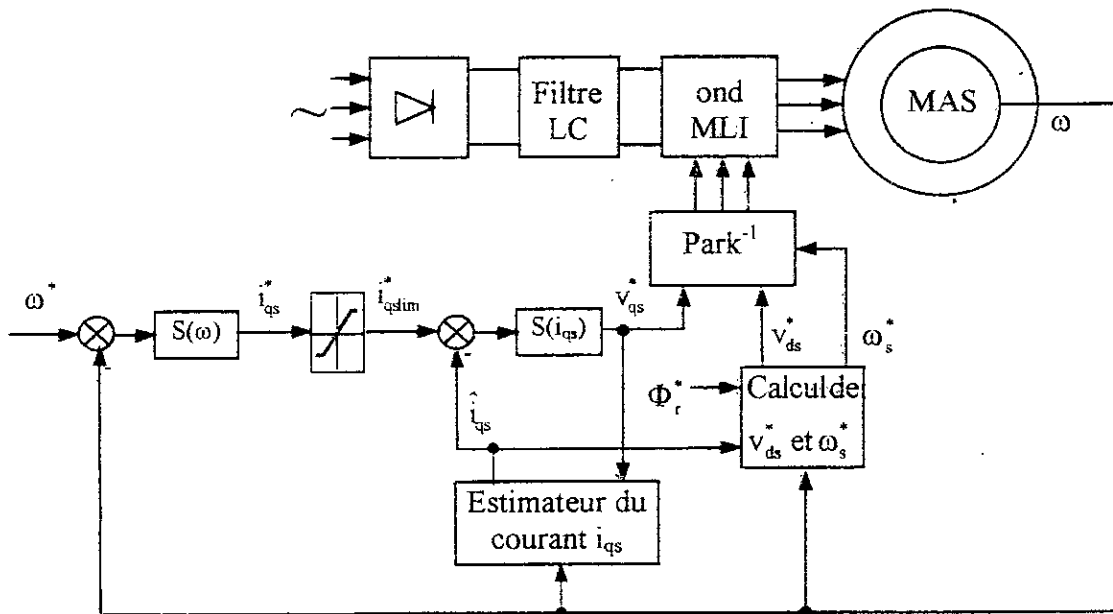


figure II.7 : Schéma de principe du réglage de vitesse avec limitation directe (Structure Cascade)

Les deux surfaces sont déduites de l'équation II.2, où le degré relatif est pris de sorte que la commande apparaisse explicitement dans la dérivée.

Surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif est pris égal à un, d'où la surface a pour forme :

$$S(\omega) = \omega^* - \omega \tag{II.37}$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \tag{II.38}$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.27, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.39}$$

Nous remplaçons le courant i_{qs} par le courant de commande i_{qs}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. Cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qseq} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qsu} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.40}$$

La détermination de i_{qseq} et i_{qsu} se fait comme précédemment.

• Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(\omega) = 0$ ceci implique que $\dot{S}(\omega) = 0$ et $i_{qsu} = 0$, d'où nous tirons la grandeur de commande équivalente.

$$i_{qseq} = \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \left(\dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.41}$$

- Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition $S(\omega)\dot{S}(\omega) < 0$.

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qsn} \quad (II.42)$$

nous posons donc :

$$i_{qsn} = K_{iq} \text{sign}(S(\omega)) \quad (II.43)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{iq} doit être positif.

Ainsi la somme des grandeurs i_{qseq} et i_{qsn} représente la commande i_{qs}^* ;

$$i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn} \quad (II.44)$$

Limitation du courant i_{qs}

Pour atténuer tout dépassement possible du courant, nous rajoutons un limiteur de courant de référence i_{qs}^* exprimé par :

$$i_{qs \text{ lim}} = i_{q \text{ max}} \text{sign}(i_{qs}^*) \quad (II.45)$$

Surface de régulation du courant

$$S(i_{qs}) = i_{qs \text{ lim}} - i_{qs} \quad (II.46)$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs \text{ lim}} - \dot{i}_{qs} \quad (II.47)$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.26, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs \text{ lim}} - \left(-\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{\Phi_{dr}^*}{M_{sr} \sigma} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \right) \quad (II.48)$$

Nous remplaçons la tension d'alimentation v_{qs} par la tension de commande v_{qs}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface.

Nous décomposons la tension de commande v_{qs}^* en deux parties v_{qseq} et v_{qsn} :

$$v_{qs}^* = v_{qseq} + v_{qsn} \quad (II.32)$$

En substituant II.32 dans II.31, nous obtenons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs \text{ lim}} - \left(-\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{\Phi_{dr}^*}{M_{sr} \sigma} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} (v_{qseq} + v_{qsn}) \right) \quad (II.48)$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(i_{qs}) = 0$ ceci implique que $\dot{S}(i_{qs}) = 0$ et $v_{qsn} = 0$, d'où nous retrouvons la grandeur de commande équivalente.

$$v_{qseq} = \sigma L_s i_{qs \text{ lim}} + R_{eq} i_{qs} + \frac{L_s \Phi_{dr}^*}{M_{sr}} \omega \quad (\text{II.48})$$

- Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition $S(i_{qs}) \cdot \dot{S}(i_{qs}) < 0$.

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = -\frac{1}{\sigma L_s} v_{qsn} \quad (\text{II.49})$$

nous posons donc :

$$v_{qsn} = K_{vq} \text{sign}(S(i_{qs})) \quad (\text{II.50})$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{vq} doit être positif.

Les paramètres K_{iq} , K_{vq} et i_{qmax} sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

II.2.1.3 Réglage de flux

La commande vectorielle simplifiée nous a permis non seulement de linéariser et simplifier le modèle de la machine asynchrone, mais aussi de découpler la commande du flux rotorique de celle de la vitesse (position). Le réglage du flux rotorique peut être effectué par des régulateurs classiques (à action PI) similairement au chapitre précédent (commande vectorielle indirecte), comme il peut être fait par un régulateur par mode de glissement. Il s'agit d'introduire une autre surface indépendante pour le réglage du flux (figure II.8).

Pour régler le flux Φ_r de la machine asynchrone, une seule surface est nécessaire vue la grandeur de commande unique v_{ds} . La surface est déduite de l'équation générale II.2 où le degré relatif est pris égal à deux afin que la commande v_{ds} apparaisse explicitement dans sa dérivée. Elle est donnée par :

$$S(\Phi_r) = \lambda_\phi e(\Phi_r) + \dot{e}(\Phi_r) \quad (\text{II.51})$$

avec

$$e(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r$$

$$\dot{e}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \lambda_\phi \dot{e}(\Phi_r) + \ddot{e}(\Phi_r) \quad (\text{II.52})$$

avec

$$\ddot{e}(\Phi_r) = \ddot{\Phi}_r^* - \ddot{\Phi}_r = \ddot{\Phi}_r^* - \frac{d}{dt} \dot{\Phi}_r$$

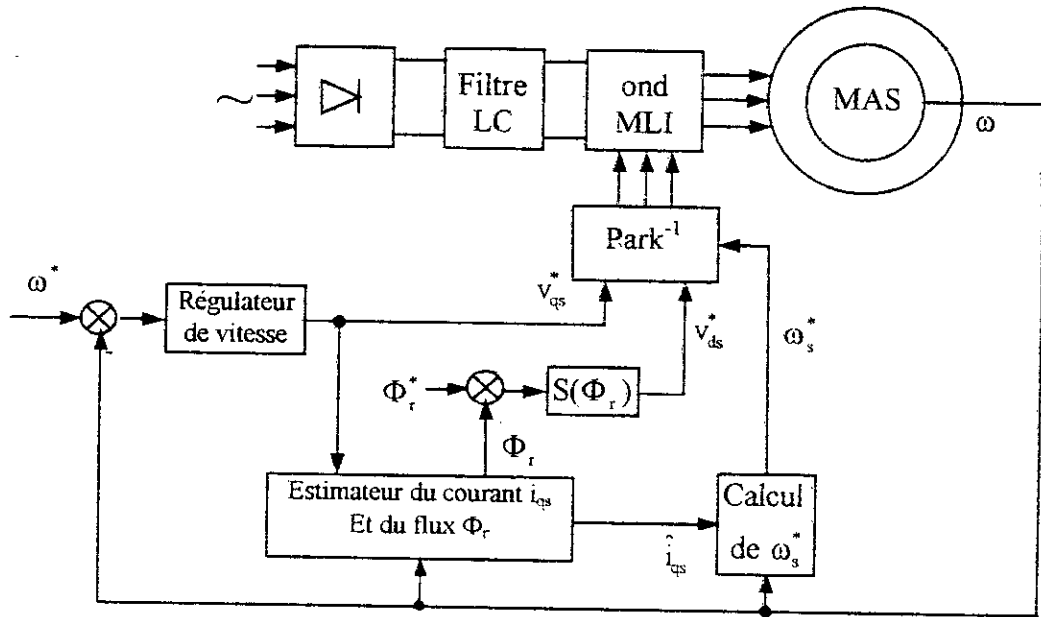


figure II.8 : Schéma de principe du réglage de vitesse avec réglage du flux rotorique

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation I.4, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \ddot{\Phi}_r^* + \lambda_\Phi (\dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r) - \frac{d}{dt} \left(\frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \right) \quad (II.53)$$

Par substitution, l'équation II.53 se simplifie et devient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \ddot{\Phi}_r^* + \lambda_\Phi \dot{\Phi}_r^* + \left(\frac{R_r}{L_r} - \lambda_\Phi \right) \Phi_r - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \left(-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r \right) - \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r} v_{ds} \quad (II.54)$$

Nous remplaçons la tension d'alimentation v_{ds} par la tension de commande v_{ds}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface.

De la même manière, nous déterminons les deux grandeurs v_{dseq} et v_{dsn} .

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(\Phi_r) = 0$, d'où :

$$v_{dseq} = \frac{\sigma L_s L_r}{M_{sr} R_r} \left[\ddot{\Phi}_r^* + \lambda_\Phi \dot{\Phi}_r^* + \left(\frac{R_r}{L_r} - \lambda_\Phi \right) \Phi_r - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \left(-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r \right) \right] \quad (II.55)$$

- Durant le mode de convergence ;

En remplaçant l'expression de la commande équivalente (II.33) dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$S(\Phi_r) = -\frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r} v_{dsn} \quad (II.56)$$

nous posons donc :

$$v_{dsn} = K_{vd} \text{sign}(S(\Phi_r)) \quad (II.57)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{vd} doit être positif

II.2.1.3 Estimation du couple résistant

Dans le but d'annuler une éventuelle erreur statique qui peut dégrader les performances du réglage, nous proposons une estimation du couple résistant par sa reconstruction à partir des variables d'état du système.

D'après l'équation mécanique du système I.4, nous avons :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r} \Phi_r i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \tag{II.58}$$

Grâce au calculateur, il est possible de calculer numériquement la dérivée de la vitesse.

$$\hat{\omega}(k) = \frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega(k-1) - \omega(k-2)}{h} \tag{II.59}$$

donc, l'estimation du couple résistant est donnée par :

$$\hat{C}_r = \frac{j}{p} \left[\frac{p^2 M_{sr}}{jL_r} \hat{\Phi}_r(k) \hat{i}_{qs}(k) - \frac{f}{j} \omega(k) - \hat{\omega}(k) \right] \tag{II.60}$$

II.2.1.4 Résultats de simulation

Les simulations sont effectuées sur une machine asynchrone alimentée en tension. La commande est adoucie en appliquant une commande douce à un seul seuil. Les paramètres du réglage sont regroupés dans le tableau II.1.a et II.1.b

K_{vq}	K_{vd}	$\lambda_\omega, \lambda_\Phi$	ϵ_ω	ϵ_{Φ_r}
300	100	200	5	0.1

Tableau II.1.a : Paramètres du réglage de vitesse avec limitation indirecte

K_{vq}	K_{vd}	K_{iq}	ϵ_ω	ϵ_{Φ_r}	i_{qmax}
300	100	15	5	0.1	15

Tableau II.1.b : Paramètres du réglage de vitesse avec limitation directe

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement, nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge (charge nominale $C_r = 10Nm$) aux instants $t_1=1s$ et $t_2=1.5s$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 1000tr/mn$ à l'instant $t_3=2s$.

- La figure II.9 montre le réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant, or le flux rotorique est imposé en boucle ouverte par le biais de la tension de commande v_{ds}^* donnée par II.27. Nous remarquons que le réglage donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne sans dépassement et rejette totalement la perturbation. Nous constatons aussi que le flux est affecté, surtout aux régimes transitoires et il possède une dynamique lente pour atteindre sa valeur de référence.

- Afin de remédier à ce problème, nous avons mis à la disposition une boucle supplémentaire pour le réglage du flux. La figure II.10.a représente le résultat de simulation avec un réglage classique du flux (deux régulateurs PI en cascade §I.4.1). La figure II.10.b représente le résultat de simulation avec un réglage du flux par mode de glissement. Nous constatons que le découplage est plus amélioré dans le deuxième cas que dans le premier. Dans les trois cas de figure, le courant n'est pas bien limité surtout au démarrage.
- Les figures II.11 montrent le réglage de vitesse avec limitation directe du courant. Le flux rotorique est réglé par des régulateurs PI en cascade dans la figure II.11.a et réglé par un régulateur par mode de glissement (RMG) dans la figure II.11.b. Pour les deux cas de figure, le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible même au démarrage. Ceci justifie la large utilisation de cette méthode de limitation par rapport à la méthode indirecte.

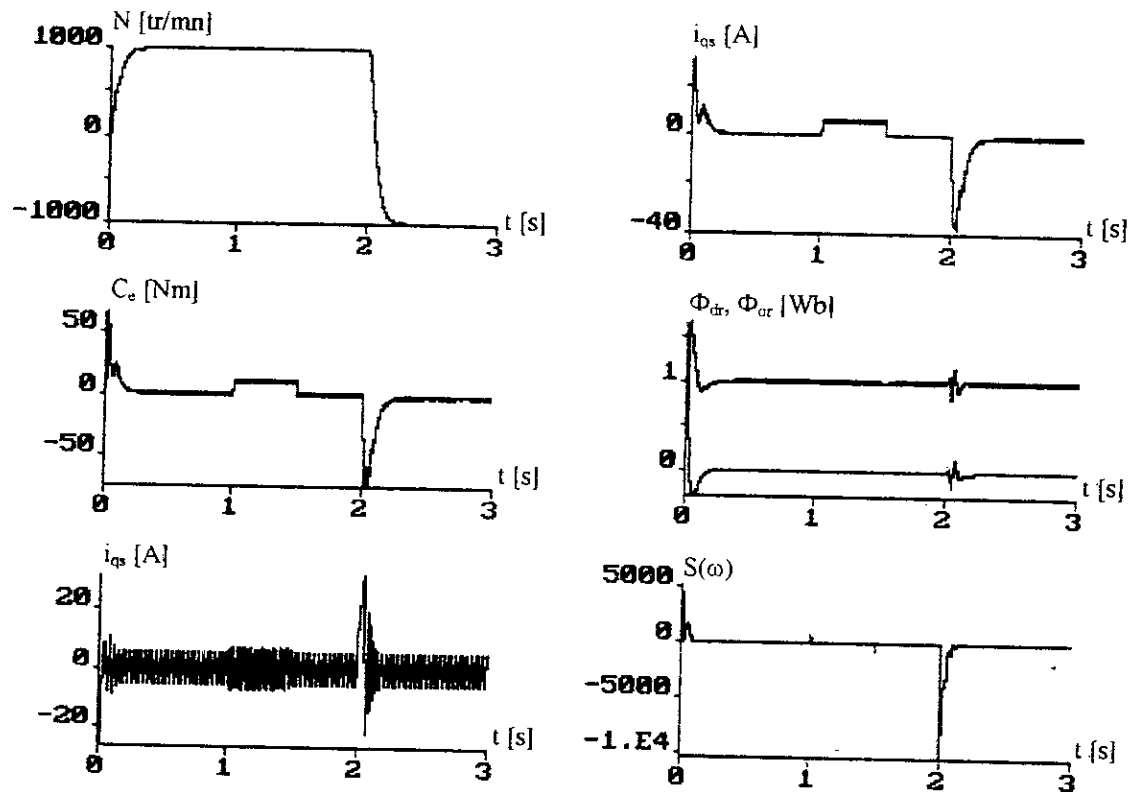


figure II.9 : Réglage de vitesse avec variation de la charge sans amélioration du découplage (limitation indirecte du courant)

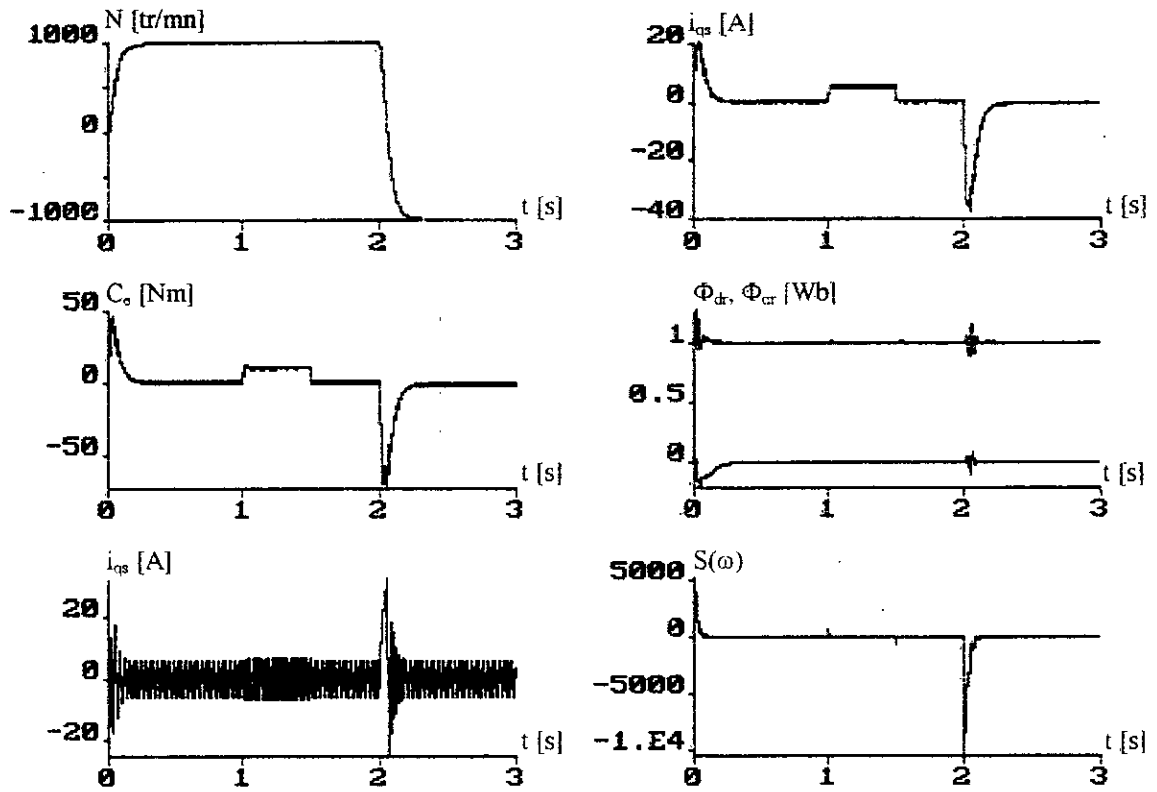


figure II.10.a : Réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

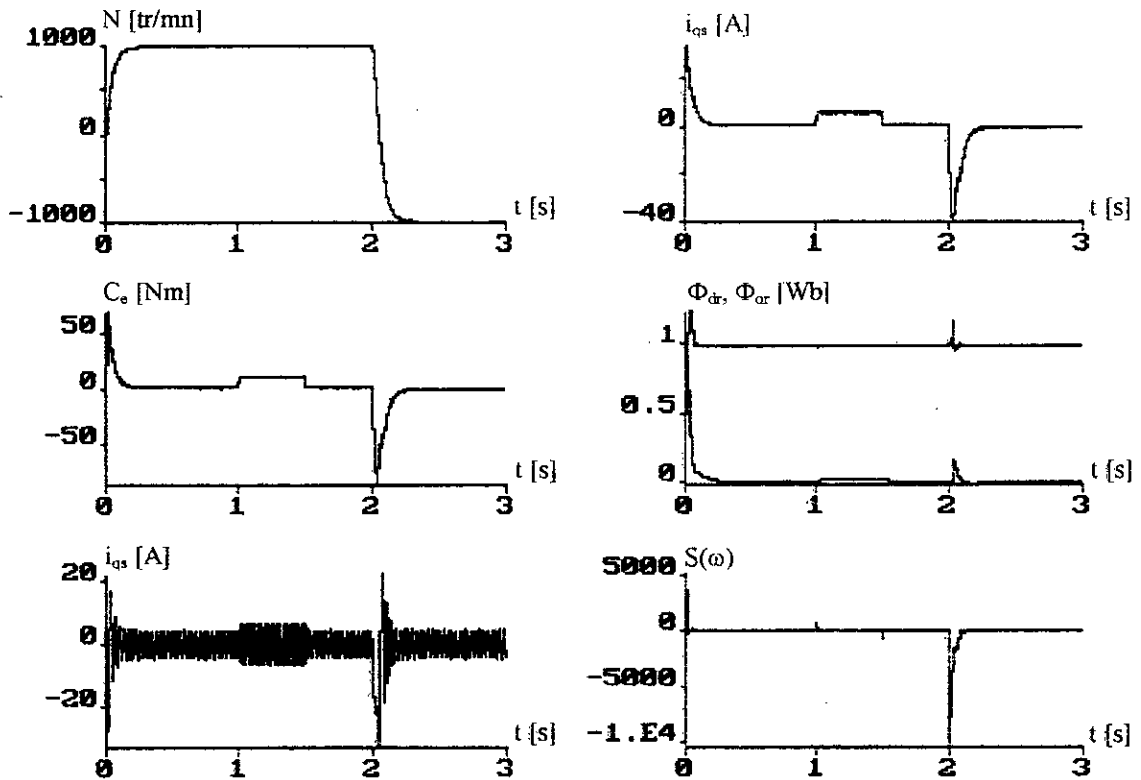


figure II.10.b : Réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

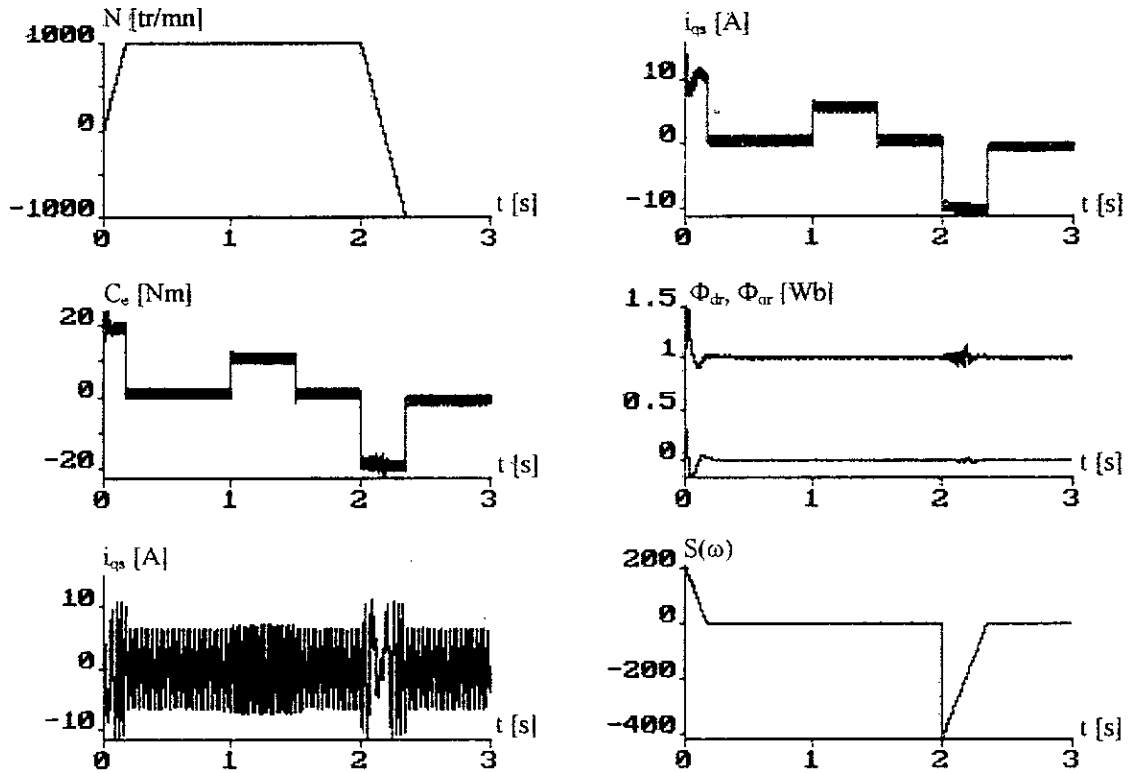


figure II.11.a : Réglage de vitesse avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

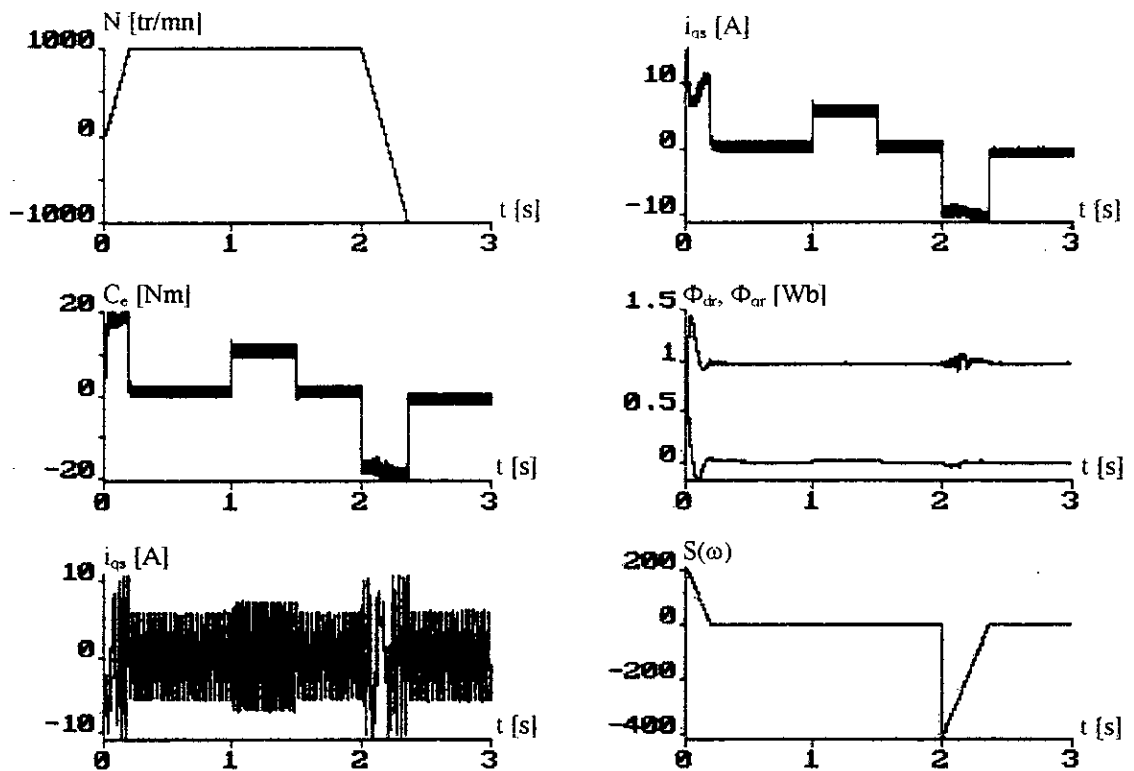


figure II.11.b : Réglage de vitesse avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

II.2.2 Réglage de position de la MAS

Afin de limiter le courant i_{qs} , nous utilisons la deuxième méthode qui consiste à limiter le courant par la méthode directe (la structure cascade).

II.2.2.1 Réglage de la position avec limitation directe

Pour régler la position avec limitation directe du courant, deux surfaces sont nécessaires. La figure II.12 montre le schéma de principe du réglage de position de la MAS basé sur le modèle simplifié.

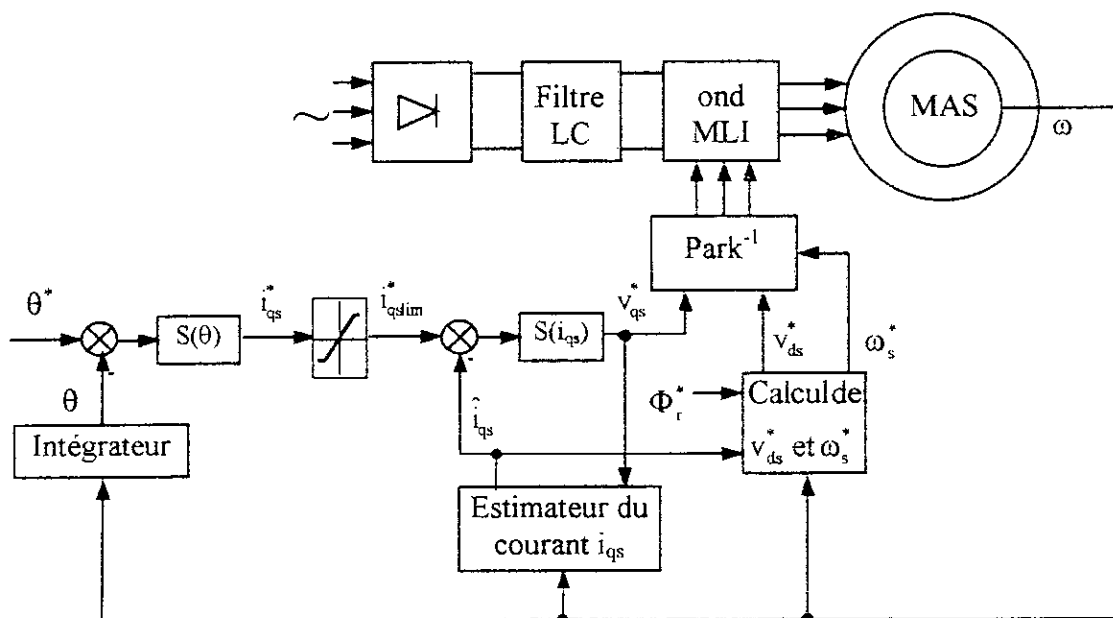


figure II.12 : Schéma de principe du réglage de position avec limitation directe (Structure Cascade)

Surface de régulation de la position

Le degré relatif est pris égal à deux, d'où la surface a pour forme :

$$S(\theta) = \lambda_0(\theta^* - \theta) + \frac{d}{dt}(\theta^* - \theta) \quad (II.61)$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\theta) = \lambda_0(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}) + \frac{d}{dt}(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}) = \lambda_0(\dot{\theta}^* - \omega) + \frac{d}{dt}(\dot{\theta}^* - \omega) \quad (II.62)$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.28, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\theta) = \lambda_0\dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_0\right)\omega + \frac{p}{j}C_r - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qs}^* \quad (II.63)$$

tenant compte que :

$$i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn} \quad (II.64)$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous tirons la grandeur de commande équivalente.

$$i_{qseq} = \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \left(\lambda_{\theta} \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\theta} \right) \omega + \frac{p}{j} C_r \right) \quad (II.65)$$

- Durant le mode de convergence, en remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\theta) = -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qsn} \quad (II.66)$$

nous posons :

$$i_{qsn} = K_{iq} \text{sign}(S(\theta)) \quad (II.67)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{iq} doit être positif.

Limitation du courant i_{qs}

La limitation du courant i_{qs} se fait comme précédemment.

$$i_{qslim} = i_{qmax} \text{sign}(i_{qs}^*) \quad (II.68)$$

Surface du réglage du courant

Le calcul de la commande pour cette surface est le même effectué pour le réglage de vitesse.

II.2.2.2 Réglage de flux

Le réglage du flux rotorique peut être effectué par des régulateurs PI, comme il peut être fait par un régulateur par mode de glissement. Il s'agit d'introduire une autre surface indépendante pour le réglage du flux. Le calcul de la commande pour cette surface est le même effectué pour le réglage de vitesse.

II.2.2.3 Résultats de simulation

Les paramètres du réglage de position sont regroupés dans le tableau II.2.

K_{vq}	K_{vd}	K_{iq}	ϵ_{θ}	ϵ_{Φ_r}	i_{qmax}
300	100	15	0.5	0.1	15

Tableau II.2 : Paramètres du réglage de position avec limitation directe

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement, nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge (charge nominale $C_r = 10Nm$) aux instants $t_1=1s$ et $t_2=1.5s$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 5tr$ à l'instant $t_3=2s$.

Les figures II.13 montrent le réglage de position avec limitation directe du courant. Le flux rotorique est réglé par des régulateurs PI en cascade dans la figure II.13.a et réglé par un régulateur par mode de glissement dans la figure II.13.b. Pour les deux cas de figure, le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible.

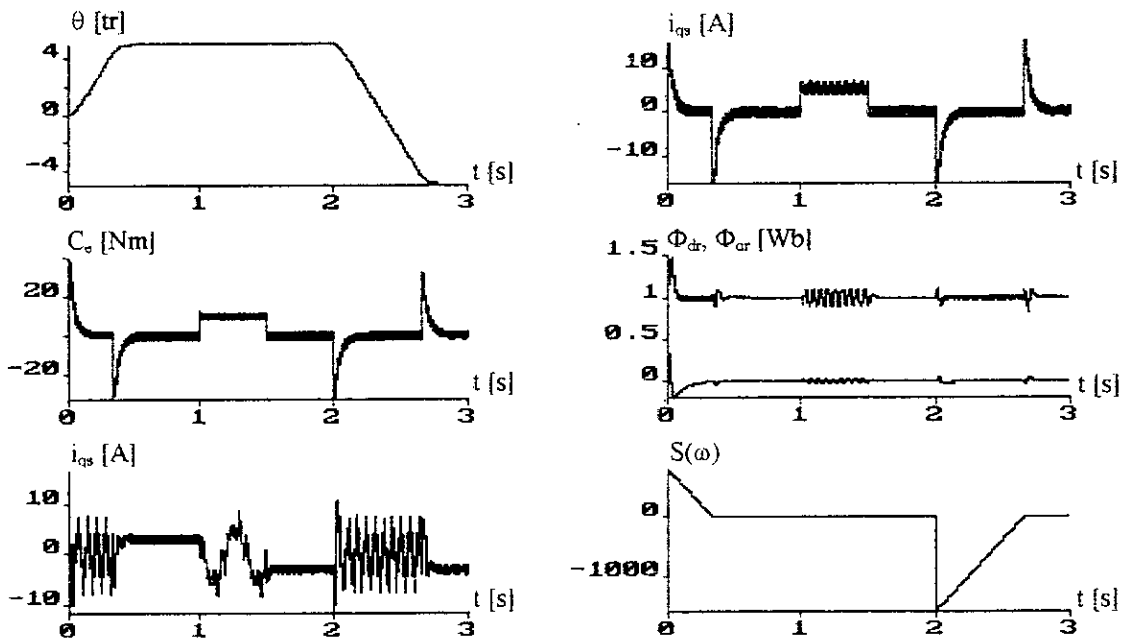


figure II.13.a : Réglage de position avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

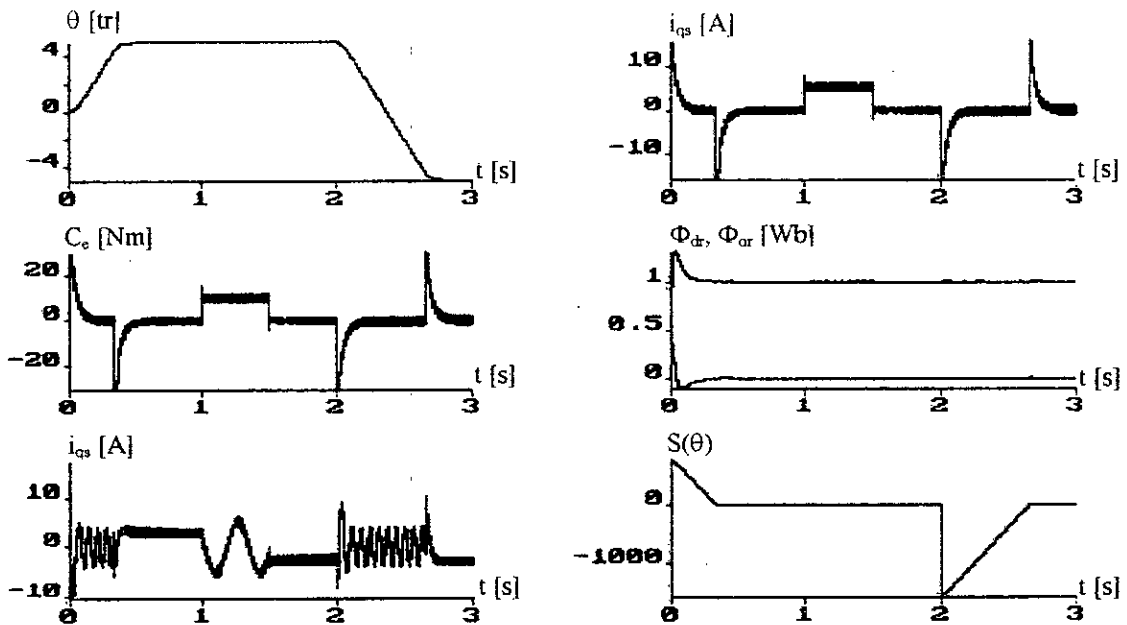


figure II.13.b : Réglage de position avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

II.3 REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT AVEC MODELE NON LINEAIRE REDUIT

L'orientation du flux a rendu possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes de la tension statorique v_{ds} et v_{qs} respectivement [Vas 90]. Ceci simplifie le modèle de la machine asynchrone mais il reste non linéaire. Comme le comportement des systèmes non linéaire est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires, une commande non linéaire est souvent nécessaire pour avoir des performances meilleures. La commande par mode de glissement est une des techniques qui s'adapte aussi bien avec les systèmes linéaires qu'avec les systèmes non linéaires.

Nous rappelons le modèle d'état de la MAS obtenu par orientation du flux rotorique.

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (II.69)$$

II.3.1 Réglage de vitesse

II.3.1.1 Réglage de vitesse avec limitation indirecte

Afin de régler la vitesse de la machine asynchrone (figure II.14), deux surfaces de glissement sont choisies vu la dimension du vecteur de commande u , représenté par les tensions v_{ds} et v_{qs} . Les variables à régler sont la vitesse de rotation et le flux Φ_r . Ce dernier sera maintenu constant à sa valeur nominale dans le but d'avoir un couple maximal.

Le degré relatif des deux surfaces est pris égal à deux pour pouvoir apparaître les commandes v_{ds}^* et v_{qs}^* dans ses dérivées.

$$\begin{cases} S(\omega) = \lambda_\omega (\omega^* - \omega) + (\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) \\ S(\Phi_r) = \lambda_\Phi (\Phi_r^* - \Phi_r) + (\dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r) \end{cases} \quad (II.70)$$

les dérivées des surfaces sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega) = \ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{p}{j} \dot{C}_r + \left(\frac{f}{j} - \lambda_\Phi \right) \dot{\omega} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r \dot{i}_{qs} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \dot{\Phi}_r i_{qs} \\ \dot{S}(\Phi_r) = \ddot{\Phi}_r^* + \lambda_\Phi \dot{\Phi}_r^* + \left(\frac{R_r}{L_r} - \lambda_\Phi \right) \dot{\Phi}_r - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \dot{i}_{ds} \end{cases} \quad (II.71)$$

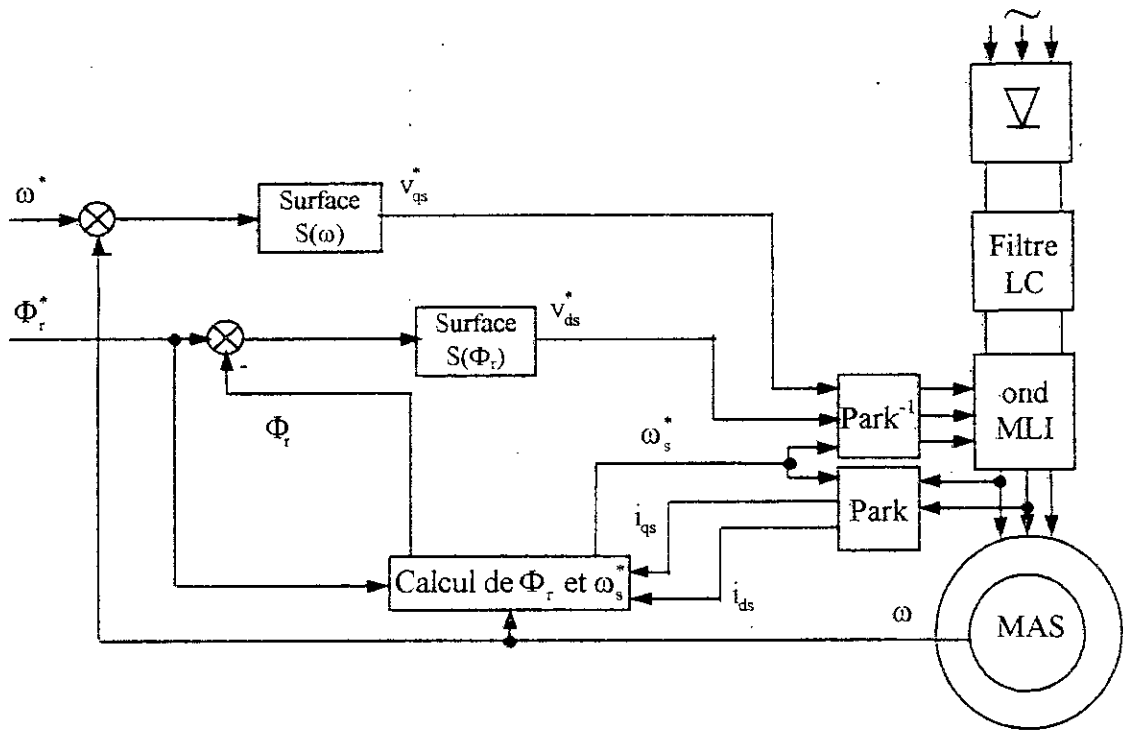


figure II.14 : Schéma de principe du réglage par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié

Par substitution, nous trouvons :

$$\begin{cases}
 \dot{S}(\omega) = \ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{p}{j} \dot{C}_r + \left(\frac{f}{j} - \lambda_\phi \right) \dot{\omega} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} i_{qs} \left(\frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \right) \\
 \quad - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r \left(-\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \right) \\
 \dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\Phi}_r^* + \left(\frac{R_r}{L_r} - \lambda_\phi \right) \dot{\Phi}_r \\
 \quad - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \right)
 \end{cases} \quad (II.72)$$

- ♦ Durant le mode de glissement, les dérivées sont nulles, d'où nous tirons les commandes équivalentes v_{dseq} et v_{qseq} :

$$\begin{aligned}
 v_{dseq} = & \frac{\sigma L_s L_r}{M_{sr} R_r} \left[\dot{\Phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\Phi}_r^* + \left(\frac{R_r}{L_r} - \lambda_\phi \right) \dot{\Phi}_r \right. \\
 & \left. - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r \right) \right] \quad (II.73)
 \end{aligned}$$

et

$$v_{qscq} = \frac{\sigma L_s j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_r} \left[\ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{p}{j} \dot{C}_r + \left(\frac{f}{j} - \lambda_\Phi \right) \dot{\omega} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} i_{qs} \left(\frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \right) \right. \\ \left. - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r \left(-\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega \right) \right] \quad (II.74)$$

♦ Durant le mode de convergence, nous avons :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega) = -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_r}{j L_r \sigma L_s} v_{qsn} \\ \dot{S}(\Phi_r) = -\frac{M_{sr} R_r}{L_r \sigma L_s} v_{dsn} \end{cases} \quad (II.75)$$

Pour vérifier la condition d'attractivité II.11, nous devons poser :

$$\begin{cases} v_{dsn} = K_{vd} \text{sign}(S(\Phi_r)) \\ v_{qsn} = K_{vq} \text{sign}(S(\omega)) \end{cases} \quad (II.76)$$

avec K_{vd} et K_{vq} sont positifs.

II.3.1.2 Réglage de vitesse avec limitation directe

Le réglage avec limitation directe du courant nécessite un réglage en cascade. La boucle interne permet le contrôle du courant (la grandeur ayant la dynamique la plus rapide), tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse (figure II.15).

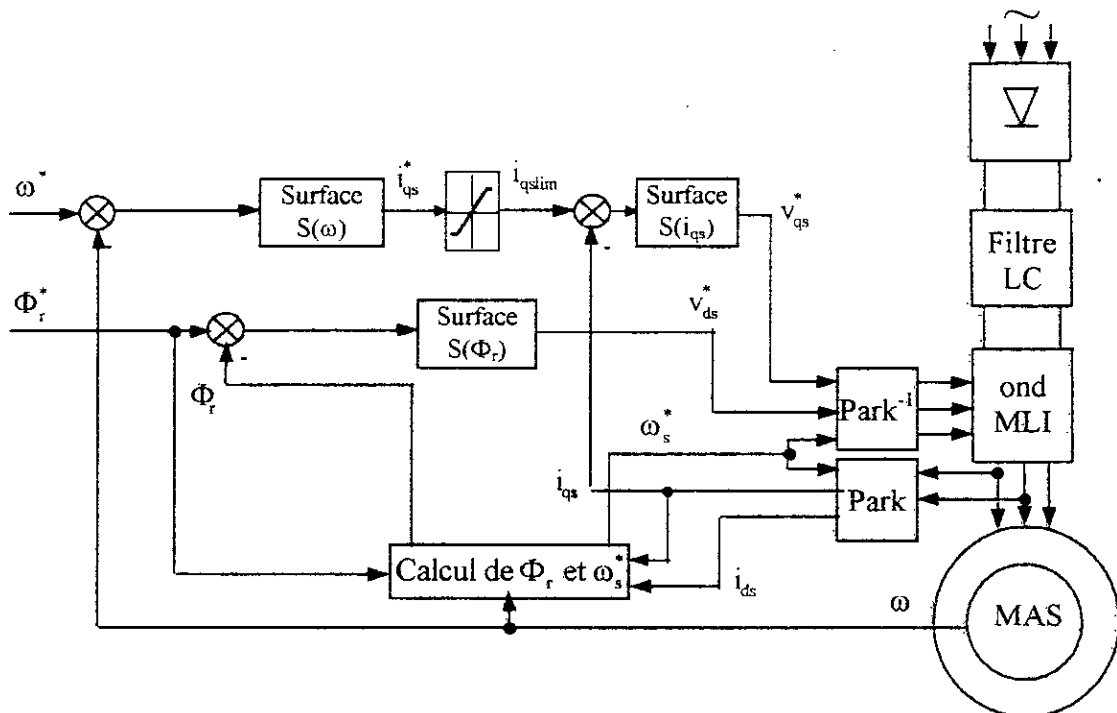


figure II.15 : Schéma de principe du réglage par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié (Structure cascade)

La surface de régulation du flux reste la même pour les deux cas de limitation. Pour régler la vitesse avec limitation directe du courant (structure cascade), deux surfaces sont nécessaires.

Surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif est pris égal à un, d'où la surface a pour forme :

$$S(\omega) = \omega^* - \omega \tag{II.77}$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \tag{II.78}$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.69, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.79}$$

Nous remplaçons le courant i_{qs} par le courant de la commande i_{qs}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qseq} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qsn} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.80}$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(\omega) = 0$ ceci implique que $\dot{S}(\omega) = 0$ et $i_{qsn} = 0$, d'où, nous déduisons la grandeur de commande équivalente.

$$i_{qseq} = \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \left(\dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{p}{j} C_r \right) \tag{II.81}$$

- Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition $S(\omega) \cdot \dot{S}(\omega) \leq 0$.

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} i_{qsn} \tag{II.82}$$

nous posons i_{qsn} comme suit :

$$i_{qsn} = K_{iq} \text{sign}(S(\omega)) \tag{II.83}$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{iq} doit être positif.

Ainsi la somme des grandeurs i_{qseq} et i_{qsn} représente la commande i_{qs}^* .

$$i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn} \tag{II.84}$$

Limitation du courant i_{qs}

Pour atténuer tout dépassement possible du courant, nous rajoutons un limiteur de courant de référence i_{qs}^* défini par :

$$i_{qs\ lim} = i_{q\ max} \text{sign}(i_{qs}^*) \tag{II.85}$$

Surface de régulation du courant

$$S(i_{qs}) = i_{qs\ lim} - i_{qs} \tag{II.86}$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs\ lim} - \dot{i}_{qs} \tag{II.87}$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.69, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs\ lim} - \left(-\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \right) \tag{II.88}$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(i_{qs}) = 0$ ceci implique que $\dot{S}(i_{qs}) = 0$ et $v_{qsn} = 0$, d'où, nous tirons la grandeur de commande équivalente.

$$v_{qseq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{qs\ lim} + \omega_s i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega \right] \tag{II.89}$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = -\frac{1}{\sigma L_s} v_{qsn} \tag{II.90}$$

d'où :

$$v_{qsn} = K_{vq} \text{sign}(S(i_{qs})) \tag{II.91}$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{vq} doit être positif.

II.3.1.3 Résultats de simulations

Les paramètres du réglage de vitesse sont regroupés dans le tableau II.3.a et II.3.b

K_{vq}	K_{vd}	$\lambda_\omega, \lambda_\Phi$	ϵ_ω	$\epsilon_{\Phi r}$	i_{qmax}
300	100	200	5	01	15

Tableau II.3.a : Paramètres du réglage de vitesse avec limitation indirecte

K_{vq}	K_{vd}	K_{iq}	ϵ_ω	$\epsilon_{\Phi r}$	i_{qmax}
300	100	15	5	0.1	15

Tableau II.3.b : Paramètres du réglage de vitesse avec limitation directe

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié, nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge (charge nominale $C_r = 10\text{Nm}$) aux instants $t_1=1\text{s}$ et $t_2=1.5\text{s}$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 1000\text{ tr/mn}$ à l'instant $t_3=2\text{s}$.

- Les figures II.16 montrent le réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant. Le flux rotorique est réglé par des régulateurs PI en cascade dans la figure II.16.a et est réglé par un régulateur par mode de glissement dans la figure II.16.b. Pour les deux cas de figure, le courant n'est pas bien limité à sa valeur maximale admissible.
- Les figures II.17 montrent le réglage de vitesse avec limitation directe du courant. Le flux rotorique est réglé par des régulateurs PI en cascade dans la figure II.17.a et réglé par un régulateur par mode de glissement dans la figure II.17.b. Pour les deux cas de figure, le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible même au démarrage.
- Nous remarquons que le réglage par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne sans dépassement remarquable en dépit la perturbation. Nous constatons aussi que le flux est peu affecté même aux régimes transitoires et il possède une dynamique rapide pour atteindre sa valeur de référence.

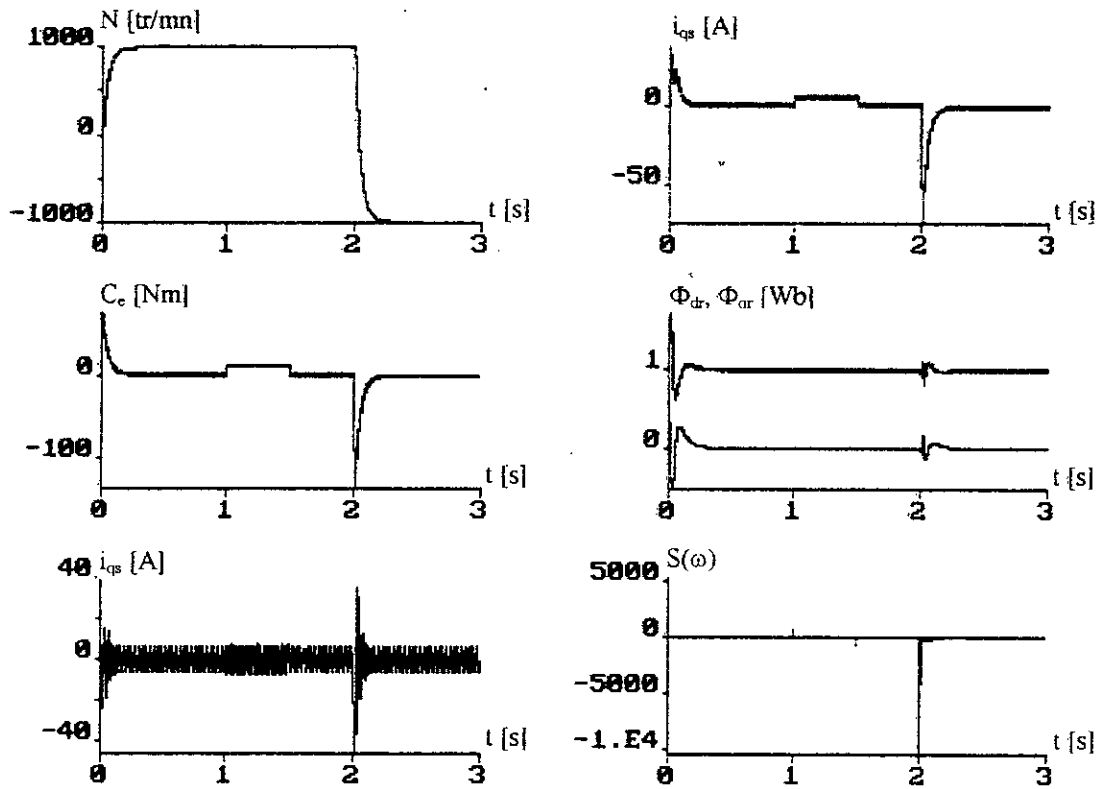


figure II.16.a : Réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

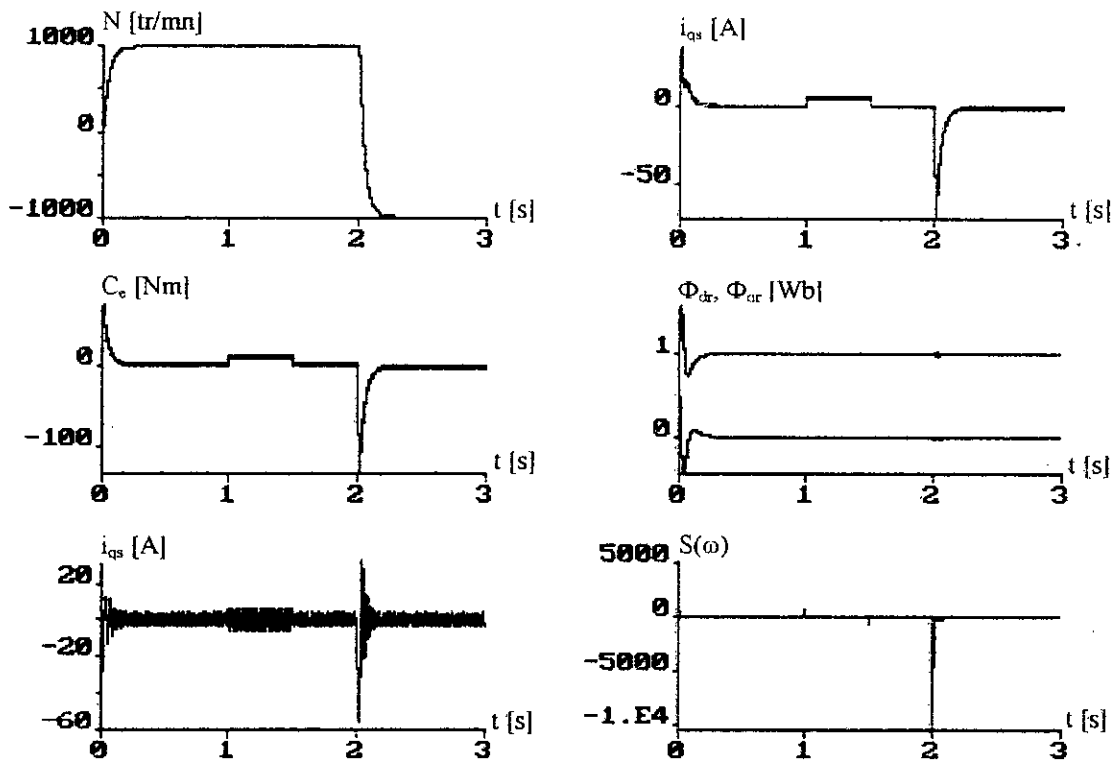


figure II.16.b : Réglage de vitesse avec limitation indirecte du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

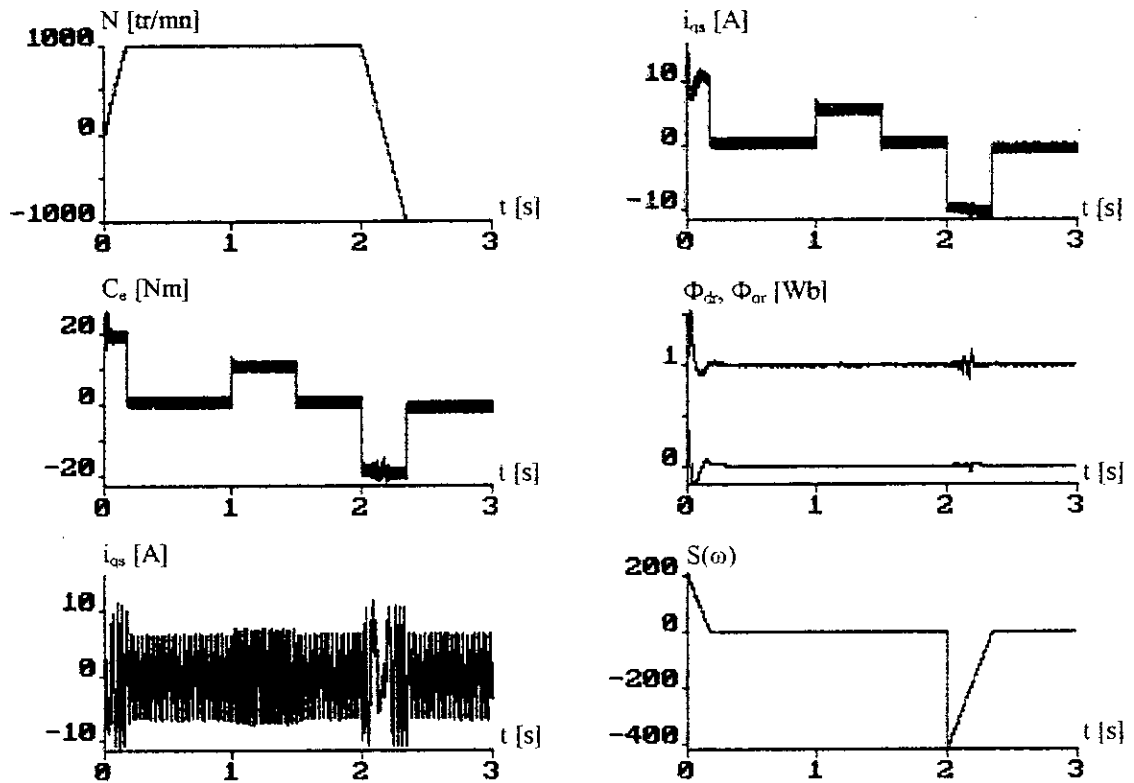


figure II.17.a : Réglage de vitesse avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

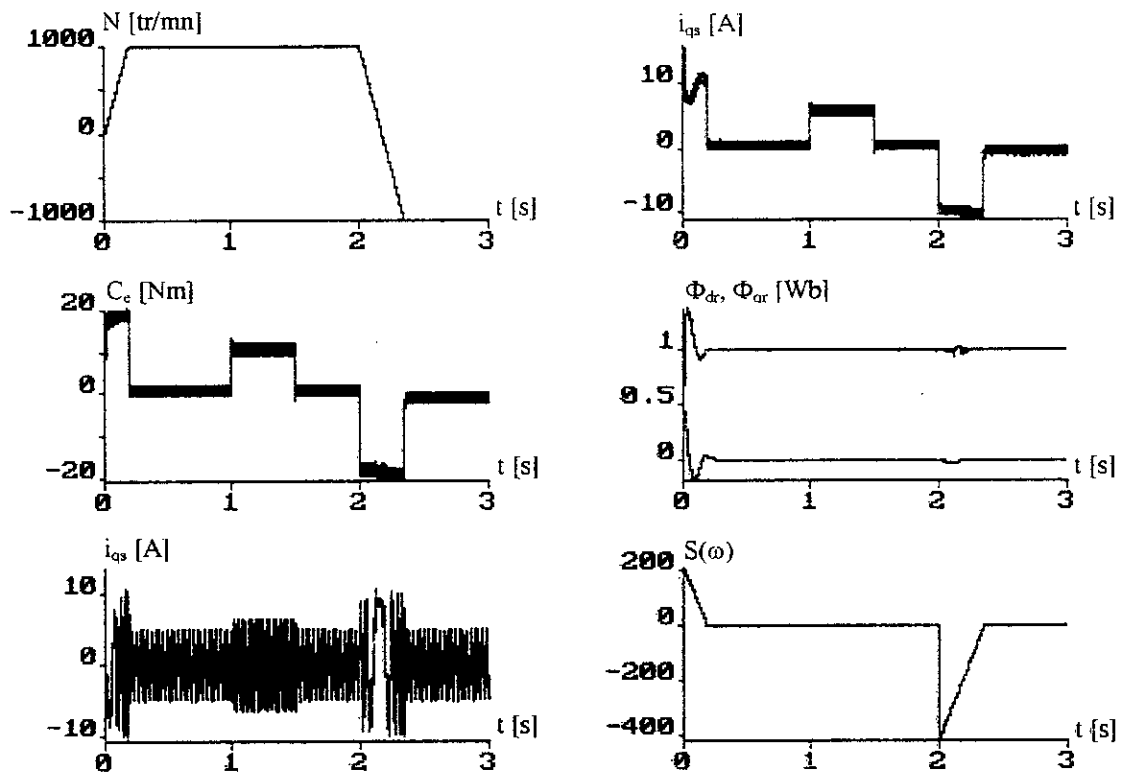


figure II.17.b : Réglage de vitesse avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

II.3.2 Réglage de position

Pour le réglage de position, nous étudions que la méthode directe pour la limitation du courant statorique.

II.3.2.1 Réglage de position avec limitation directe

Le réglage avec limitation directe du courant nécessite un réglage en cascade. La boucle interne permet le contrôle du courant (la grandeur ayant la dynamique la plus rapide), tandis que la boucle externe permet le contrôle de la position (figure II.18).

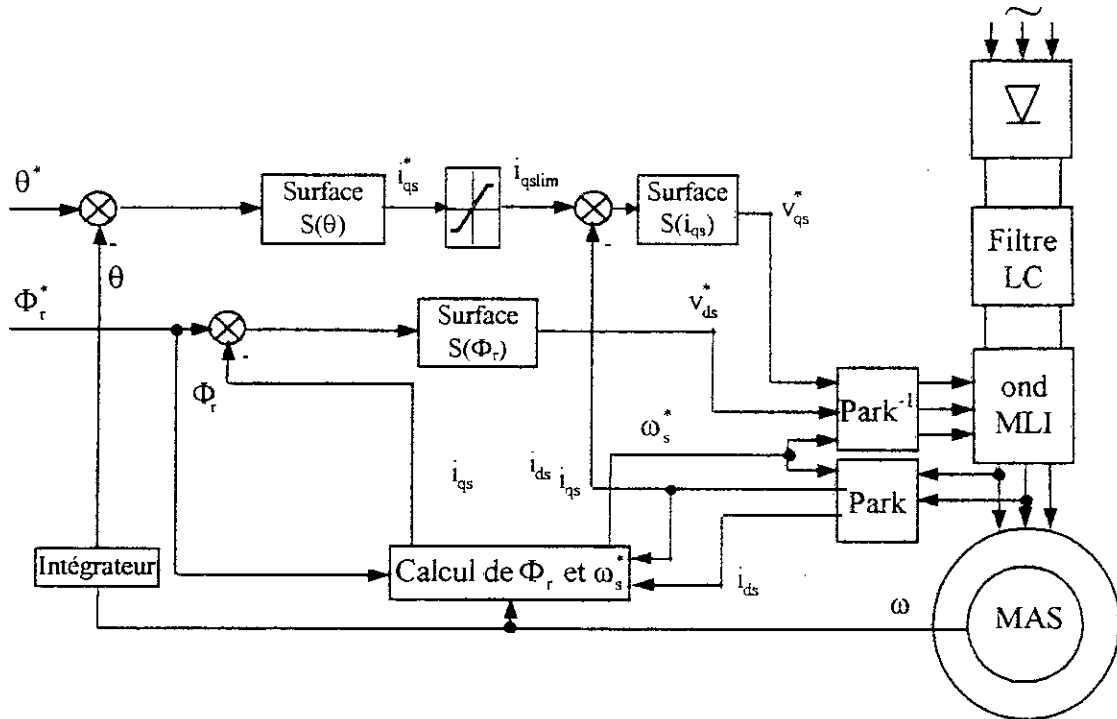


figure II.18 : Schéma de principe du réglage par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié (Structure cascade)

La surface de régulation du flux reste la même pour les deux cas de réglage (vitesse et position). Pour régler la position avec limitation directe du courant, deux surfaces sont nécessaires.

Surface du réglage de la position

Le degré relatif est pris égal à deux, d'où la surface a pour forme :

$$S(\theta) = \lambda_\theta(\theta^* - \theta) + \frac{d}{dt}(\theta^* - \theta) \tag{II.92}$$

la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\theta) = \lambda_\theta(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}) + \frac{d}{dt}(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}) = \lambda_\theta(\dot{\theta}^* - \omega) + \frac{d}{dt}(\dot{\theta}^* - \omega) \tag{II.93}$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation II.69, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\theta) = \lambda_{\theta} \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\theta} \right) \omega + \frac{p}{j} C_r - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r}{j L_r} i_{qs}^* \quad (\text{II.94})$$

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous déduisons la grandeur de commande équivalente.

$$i_{qseq} = \frac{j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \left(\lambda_{\theta} \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_{\theta} \right) \omega + \frac{p}{j} C_r \right) \quad (\text{II.95})$$

- Durant le mode de convergence, nous déduisons :

$$\dot{S}(\theta) = - \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} i_{qsn} \quad (\text{II.96})$$

d'où :

$$i_{qsn} = K_{iq} \text{sign}(S(\theta)) \quad (\text{II.97})$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{iq} doit être positif.

Surface de régulation du courant i_{qs}

Pour atténuer tout dépassement possible du courant, nous rajoutons un limiteur de courant de référence i_{qs}^* défini par II.85, les mêmes calculs du paragraphe II.2.1.2 se refaire.

II.3.2.2 Résultats de simulations

Les paramètres du réglage de position sont regroupés dans le tableau II.4.

K_{vq}	K_{vd}	K_{iq}	ϵ_{ω}	λ_{θ}	$\epsilon_{\Phi r}$	i_{qmax}
300	100	15	5	25	0.1	15

Tableau II.4 : Paramètres du réglage de position avec limitation directe

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement, nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge (charge nominale $C_r = 10Nm$) aux instants $t_1=1s$ et $t_2=1.5s$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 5tr$ à l'instant $t_3=2s$.

Les figures II.19 montrent le réglage de position avec limitation directe du courant. Le flux rotorique est réglé par des régulateurs PI en cascade dans la figure II.19.a et réglé par un régulateur par mode de glissement dans la figure II.19.b. Pour les deux cas de figure, le réglage présente des meilleures performances vis-à-vis la poursuite de la référence et le rejet de la perturbation. Le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible même aux régimes transitoires surtout au démarrage.

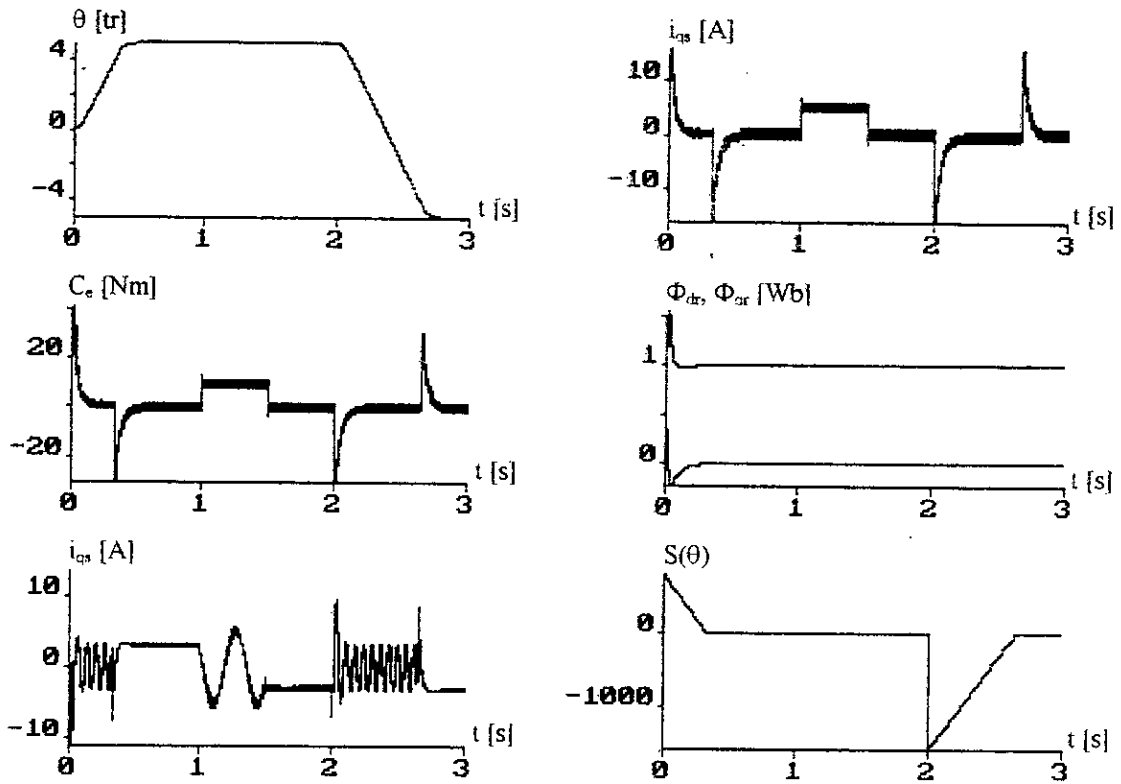


figure II.19.a : Réglage de position avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par des régulateurs PI

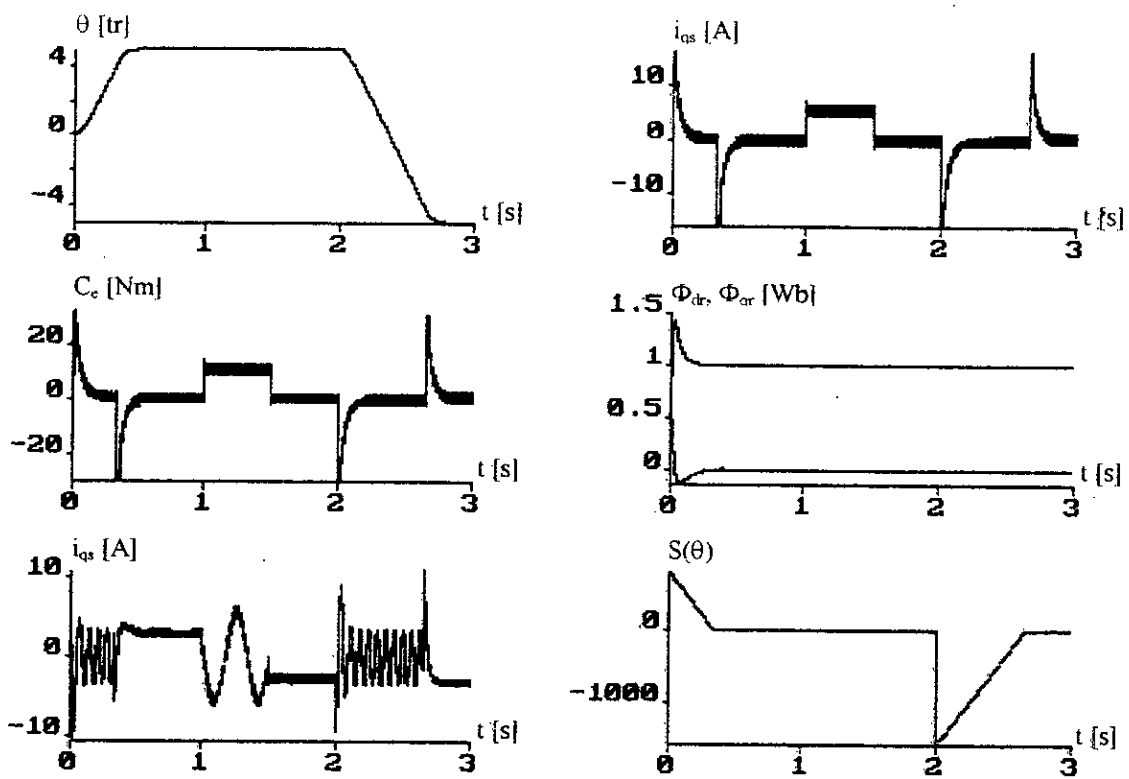


figure II.19.b : Réglage de position avec limitation directe du courant et amélioration du découplage par un régulateur RMG

II.4 TESTS DE ROBUSTESSE

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement, nous avons étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse et de position. Nous considérons des variations sur les résistances statorique et rotorique et la mutuelle inductance. Nous introduisons une augmentation de 50% sur les résistances et une diminution de 20% de la mutuelle.

La robustesse de la commande est testée pour les deux cas du réglage de vitesse et de position basé sur les modèles linéaire et non linéaire simplifié avec limitation directe du courant (structure cascade). Nous représentons les grandeurs les plus importants qui sont la sortie du système (vitesse ou position) et le flux rotorique Φ_r caractérisant le découplage.

La figure II.20 représente les testes de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle linéaire simplifié avec limitation directe. Les essais effectués montrent que l'augmentation de la résistance statorique n'affecte pas les performances du réglage (figure II.20.a). L'augmentation de la résistance rotorique et la diminution de la mutuelle inductance (figure II.20.b,c) ont une légère influence sur le découplage qui est due essentiellement à l'estimation du flux rotorique basé sur le modèle mathématique de la machine.

La figure II.21 représente les testes de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire simplifié avec limitation directe. Les essais effectués montrent que ce type de commande est plus performant que le premier.

La figure II.22 représente les testes de robustesse du réglage de position basé sur le modèle linéaire simplifié avec limitation directe. Les essais effectués montrent que l'augmentation de la résistance statorique n'affecte pas les performances de la commande (figure II.22.a). L'augmentation de la résistance rotorique et la diminution de la mutuelle inductance (figure II.22.b,c) n'ont qu'une légère influence sur le découplage. Cette influence est moins aiguë pour le réglage de position basé sur le modèle non linéaire simplifié (figure II.23).

Notant que lorsqu'une erreur est considérée sur la mutuelle inductance, les inductances propres statorique et rotorique sont également affectées puisque nous avons $L_s = M_{sr} + l_s$ et $L_r = M_{sr} + l_r$, où l_s et l_r représentent les inductances de fuites statorique et rotorique.

Les variations introduites dans les essais précédents ressemblent en pratique aux conditions de travail (échauffement et saturation du circuit magnétique). Elles n'ont influence que très peu sur le découplage et peut être atténuée en utilisant un observateur de flux au lieu d'un estimateur. En toute rigueur, la commande par mode de glissement garde ses meilleures performances en dépit de ces erreurs.

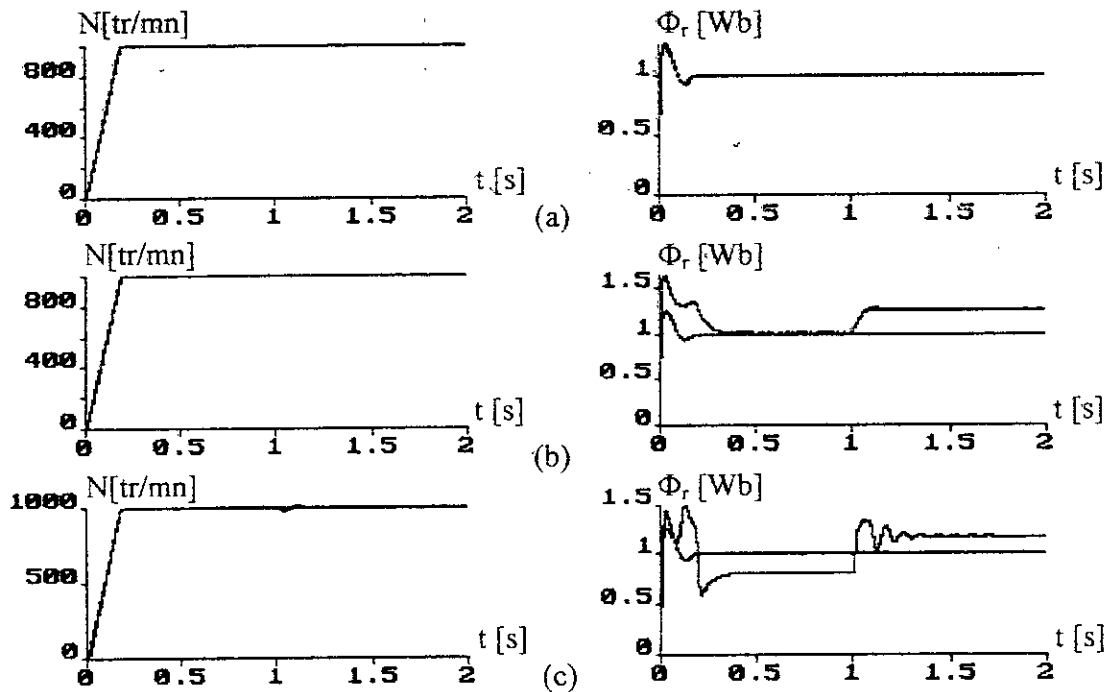


figure II.20 : Testes de robustesse du réglage de vitesse par mode de glissement basée sur le modèle linéaire simplifié.

a : augmentation de $0.5 R_s$
 c : diminution de $0.2 M_{sr}$

b : augmentation de $0.5 R_r$

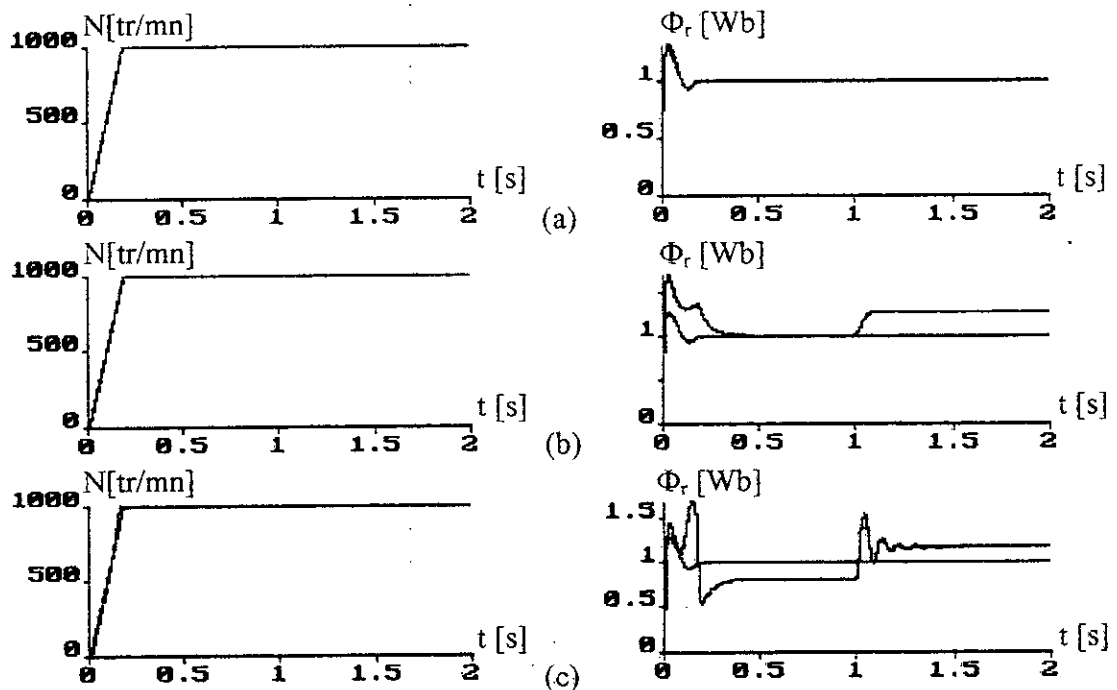


figure II.20 : Testes de robustesse du réglage de vitesse par mode de glissement basée sur le modèle non linéaire simplifié.

a : augmentation de $0.5 R_s$
 c : diminution de $0.2 M_{sr}$

b : augmentation de $0.5 R_r$

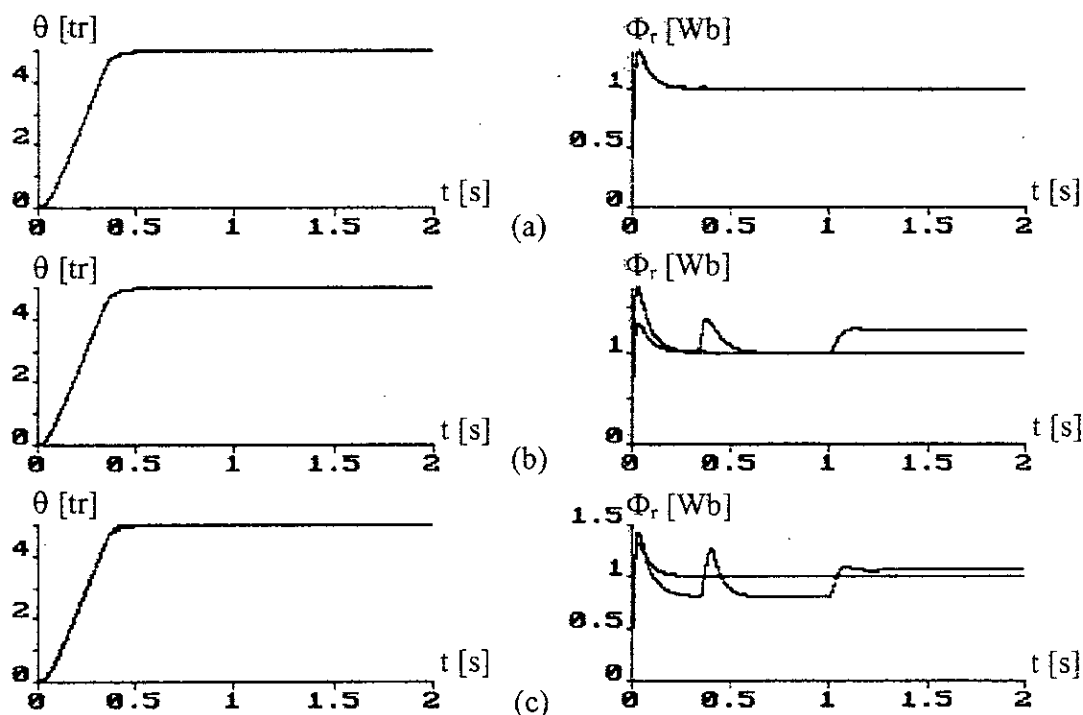


figure II.22 : Testes de robustesse du réglage de position par mode de glissement basée sur le modèle linéaire simplifié.

a : augmentation de $0.5 R_s$
 c : diminution de $0.2 M_{sr}$

b : augmentation de $0.5 R_r$

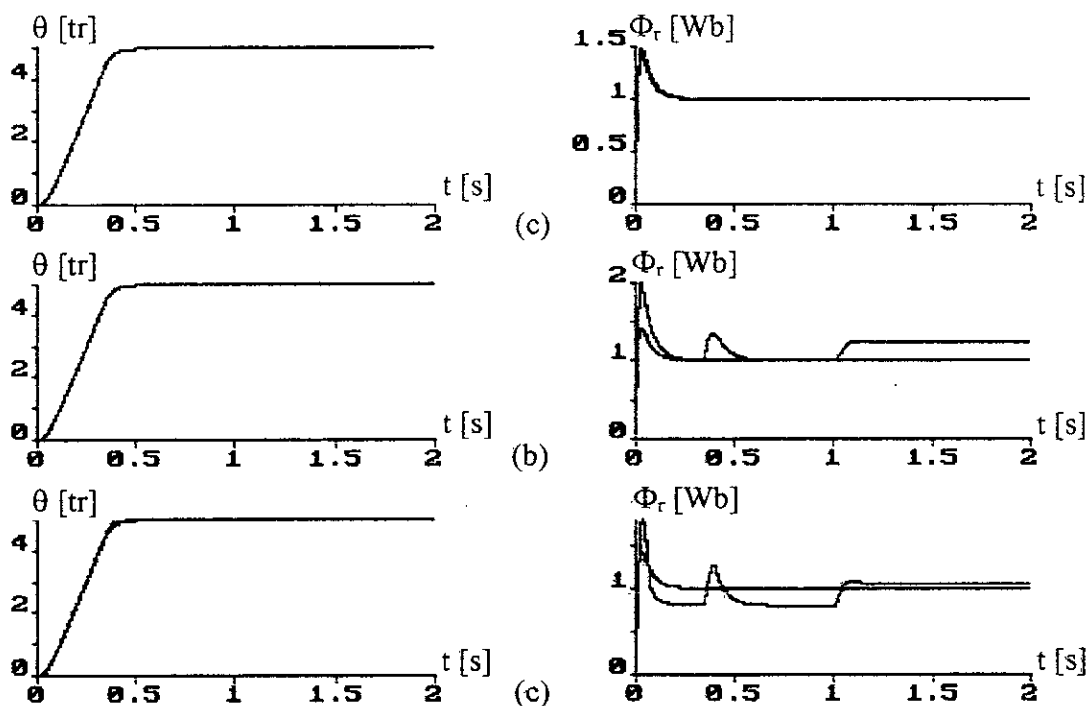


figure II.22 : Testes de robustesse du réglage de position par mode de glissement basée sur le modèle non linéaire simplifié.

a : augmentation de $0.5 R_s$
 c : diminution de $0.2 M_{sr}$

b : augmentation de $0.5 R_r$

II.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons montré la richesse et la simplicité de la commande à structure variable par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire. Nous nous sommes intéressés de plus près à l'application de ce type de commande sur la machine asynchrone en considérant le modèle simplifié linéaire et non linéaire obtenus par orientation du flux rotorique. Pour chaque modèle, nous avons introduit deux structures pour la limitation du courant statorique, à savoir la limitation indirecte et la limitation directe (structure cascade). La commande par mode de glissement a montré de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne ou de rejet de la perturbation et l'invariance vis-à-vis des variations paramétriques. Ces performances sont meilleures pour le réglage de vitesse par rapport au réglage de position.

La limitation indirecte nécessite un nombre restreint des surfaces, mais elle présente l'inconvénient de ne pas assurer une bonne limitation durant les fortes sollicitations de la machine, tel que les grandes plages de variation de la consigne. Ce problème est tout à fait atténué en utilisant la structure cascade.

La commande par mode de glissement basée sur le modèle non linéaire simplifié permet un bon réglage de vitesse et de position sans passer par la commande vectorielle simplifiée. Ceci simplifie la conception et améliore considérablement les performances dynamiques du système. De plus elle nous offre la possibilité de régler le flux rotorique sans l'utilisation des régulateurs classiques. En effet, le découplage est beaucoup plus amélioré dans le cas du régulateur par mode de glissement.

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT AVEC OBSERVATEURS NON LINEAIRES

La technique d'orientation de champs est émergeée comme une approche importante pour la commande des machines à courant alternatif, et continue à être étudiée et développée dans la littérature. L'estimation du flux rotorique à partir des variables mesurables était la seule méthode utilisée pour l'implémentation de la commande vectorielle de la machine asynchrone [Verghese 88]. Pour remplacer l'estimateur basé sur le modèle mathématique du système, qui peut provoquer des erreurs non souhaitables dues aux incertitudes sur le modèle et les mesures, nous faisons appel à l'observateur. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation des variables définissant l'état du système à partir de ses entrées et ses sorties. Plus le modèle d'estimation, l'observateur possède des termes correctifs, qui ont pour rôle de minimiser l'erreur d'estimation [Misawa 89][May-Win 95].

Les observateurs non linéaires ne sont pas très développés devant les observateurs linéaires. Cependant, les chercheurs s'étaient intéressés à développer des observateurs pour les systèmes ayant une non-linéarité régulière ou quelques cas pratiques comme le système des flux rotoriques et statoriques au sein de la machine asynchrone. Grâce aux propriétés importantes des systèmes à structure variable, les chercheurs ont pensé aux observateurs basés sur l'approche du mode de glissement. Ces observateurs ont la même structure avec les observateurs classiques, en remplaçant le terme correctif par une fonction discontinue [Slotine 85][Drakunov 95]. De plus, la disponibilité des deux composantes du flux rotorique, nous a permis d'entamer la commande par mode de glissement multivariable de la MAS.

Dans ce chapitre, il est présenté le concept général de la commande par mode de glissement de la machine asynchrone avec observateurs de flux rotorique. Dans ce contexte, nous étudions un observateur non linéaire d'ordre réduit avec terme correctif classique et un observateur non linéaire par mode de glissement. Ensuite, nous présentons quelques applications possibles de ces observateurs pour la commande par mode de glissement de la machine asynchrone y compris la commande par mode de glissement multivariable.

III.1 ASSOCIATION MACHINE-OBSERVATEUR EN BOUCLE OUVERTE

La théorie des observateurs est beaucoup plus développée pour les systèmes linéaires par rapport aux systèmes non linéaires. Les observateurs non linéaires n'ont pas une structure générale. Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'observateurs non linéaires. Cependant, chacun est le meilleur pour un système donné [Misawa 89][May-Win 95]. Dans cette section, nous nous intéressons à l'étude des observateurs particuliers concernant l'observation du flux rotorique.

La figure III.1 montre le schéma de principe pour tester en boucle ouverte la capacité d'observation des observateurs utilisés ultérieurement.

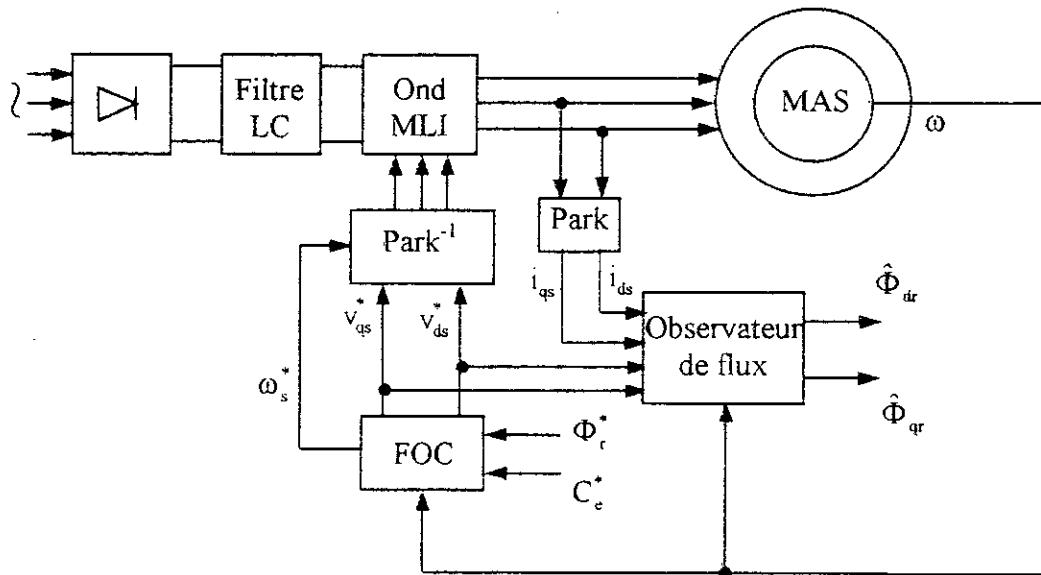


figure III.1 : Association système-observateur en boucle ouverte

III.2 OBSERVATEUR NON LINEAIRE CLASSIQUE

III.2.1 Etude de l'observateur

Cet observateur concerne l'estimation du flux rotorique au sein de la machine asynchrone.

Considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} + \left(-\frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \right) \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} + \left(-\omega_g \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \right) \end{cases} \quad (III.1)$$

Ce système peut être écrit sous une forme réduite comme suit :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{M_{sr}}{T_r} I_s + \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_g J \right) \Phi_r \quad (III.2)$$

avec

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \Phi_r = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}, I_s = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

une première estimation du flux Φ_r peut être déduite de l'équation III.2.

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_g J \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M_{sr}}{T_r} I_s \quad (III.3)$$

Il est supposé que la pulsation ω_g et le courant statorique I_s sont des quantités connues (mesurable).

L'erreur d'estimation du flux rotorique est donnée par :

$$e = \hat{\Phi}_r - \Phi_r \quad (III.4)$$

l'erreur est donc gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{e} = \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_g J \right) e \quad (III.5)$$

Pour une pulsation de glissement ω_g donnée, le système III.6 possède deux valeurs propres $\lambda_{1,2}$ tel que :

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{T_r} \pm j\omega_g \quad (III.6)$$

Les deux composantes du flux observé évoluent suivant un mouvement oscillatoire amortie avec une pseudo-pulsation ω_g et un taux d'amortissement $\frac{1}{T_r}$.

En multipliant les deux membres de l'équation III.5 par $2e^t$ et connaissant que :

$$2e^t \dot{e} = \frac{d}{dt} (e^t e) \quad (III.7)$$

et $e^t J e = 0$, il résulte :

$$\frac{d}{dt} (e^t e) = -\frac{2}{T_r} (e^t e) \quad (III.8)$$

Cette procédure représente réellement la stabilité par la théorie de la fonction de Lyapunov [Verghese 88][Utkin 93].

Cette méthode d'estimation est incapable d'annuler l'erreur dans le cas où les paramètres du modèle sont imprécis. Le principe de reconstruction consiste donc à corriger la dynamique en tenant compte de l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée. De plus l'erreur converge rapidement à cause de la boucle de retour.

La philosophie de l'observateur consiste à ajouter à l'estimateur III.3 un terme correctif dérivé de la prédiction de l'erreur. Billini propose un terme en tension comme suit [Verghese 88] :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_g J \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M_{sr}}{T_r} I_s + K(V_s - \hat{V}_s) \quad (III.9)$$

avec

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{M_{sr}}{L_r} \dot{\Phi}_r + L_s \sigma \dot{I}_s + (R_s I - L_s \sigma \omega_s J) I_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s J \Phi_r \\ \hat{V}_s &= \frac{M_{sr}}{L_r} \dot{\hat{\Phi}}_r + L_s \sigma \dot{I}_s + (R_s I - L_s \sigma \omega_s J) I_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s J \hat{\Phi}_r \end{aligned} \quad (III.10)$$

V_s représente le vecteur des tensions mesurées $((v_{ds}, v_{qs})^t)$,

\hat{V}_s représente le vecteur des tensions observées,

K représente le gain de l'observateur (matrice 2×2).

Après un calcul intermédiaire, le système III.5 devient dans ce cas de la forme suivante :

$$\dot{e} = \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_o J \right) e - \frac{M_{sr}}{L_r} K e \quad (III.11)$$

avec

$$\omega_o = \omega_g + K \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \quad (III.12)$$

l'erreur est gouvernée par :

$$\dot{e} = \left(I + \frac{M_{sr}}{L_r} K \right)^{-1} \left(-\frac{1}{T_r} I - \omega_o J \right) e \quad (III.13)$$

Pour une valeur précise du gain K , l'erreur suit une dynamique correspondante.

Pour la simplification, nous supposons :

$$K = k I \quad (III.14)$$

Avec k est un scalaire.

Si la vitesse de glissement ω_g est constante, le système III.13 devient linéaire ayant les valeurs propres suivantes :

$$\lambda_{1,2} = \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} \left(-\frac{1}{T_r} \pm j \omega_o \right) \quad (III.15)$$

Nous constatons que nous pouvons agir sur la rapidité de convergence de l'erreur en agissant sur la constante $\left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1}$ par le biais du gain d'observation "k".

Nous procédons comme précédemment pour démontrer la stabilité de cet observateur, l'équation III.8 prendra la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} (e^t e) = -2 \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} \frac{1}{T_r} (e^t e) \quad (III.16)$$

La fonction de Lyapunov diminue suivant la constante de temps $T_r \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)$. Il est possible de choisir le gain "k" de façon à imposer cette constante de temps considérablement petite devant T_r .

Afin d'éviter le calcul des dérivées dans l'expression (III.10) qui amplifient les erreurs, Dote nous a proposé une méthode basant sur un changement de variable [Dote 79,80]. La variable auxiliaire "z" est définie par :

$$z = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \hat{\Phi}_r + k L_s \sigma I_s \quad (III.17)$$

tenant compte de l'équation III.14, la dérivée de "z" aura la forme suivante :

$$\dot{z} = \left(\frac{M_{sr}}{T_r} I - k R_s I - k L_s \sigma \omega_s J \right) I_s + \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_o J \right) \hat{\Phi}_r + k V_s \quad (III.18)$$

avec

$$\hat{\Phi}_r = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} (z - k L_s \sigma I_s) \quad (III.19)$$

par substitution de III.19 dans III.18, nous retrouvons le système différentiel final pour le calcul du vecteur "z" tel que :

$$\dot{z} = \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_o J \right) k_o z + \left(\frac{M_{sr}}{T_r} I - k(R_s I + L_s \sigma \omega_s J) + \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_o J \right) k_o + k L_s \sigma \right) I_s + k V_s \quad (III.20)$$

avec $k_o = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1}$

Ce système peut être résolu pour n'importe quelle condition initiale z(0) imposée par le choix de $\hat{\Phi}_r(0)$. L'estimation de $\hat{\Phi}_r$ peut être déduite après le calcul de "z" à l'aide de l'équation III.19 sans calcul des dérivées.

Remarques

- La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer. Cela exige un bon choix du gain.
- L'observateur est du type soft, c'est un programme sur ordinateur, sa conception en discret est donc obligatoire. Mais il présente l'inconvénient d'être non linéaire. Ainsi, nous procédons à une solution numérique du système différentiel III.20 tel que la méthode d'Euler et de Rang-Kutta.

III.2.2 Résultats de simulations

Nous avons simulé le comportement de l'observateur du flux rotorique en utilisant le schéma de la figure III.1. Ce schéma sera utilisé dans tous les tests des observateurs qui seront étudiés ultérieurement. Il nous permet les variations du flux, en maintenant le couple constant, pour pouvoir juger la capacité d'observation de celui-ci.

La simulation effectuée dans la figure III.2 montre l'évolution des flux réels et des flux observés dans la machine. Nous remarquons que les flux observés convergent rapidement vers les flux réels et ne les quittent pas ultérieurement.

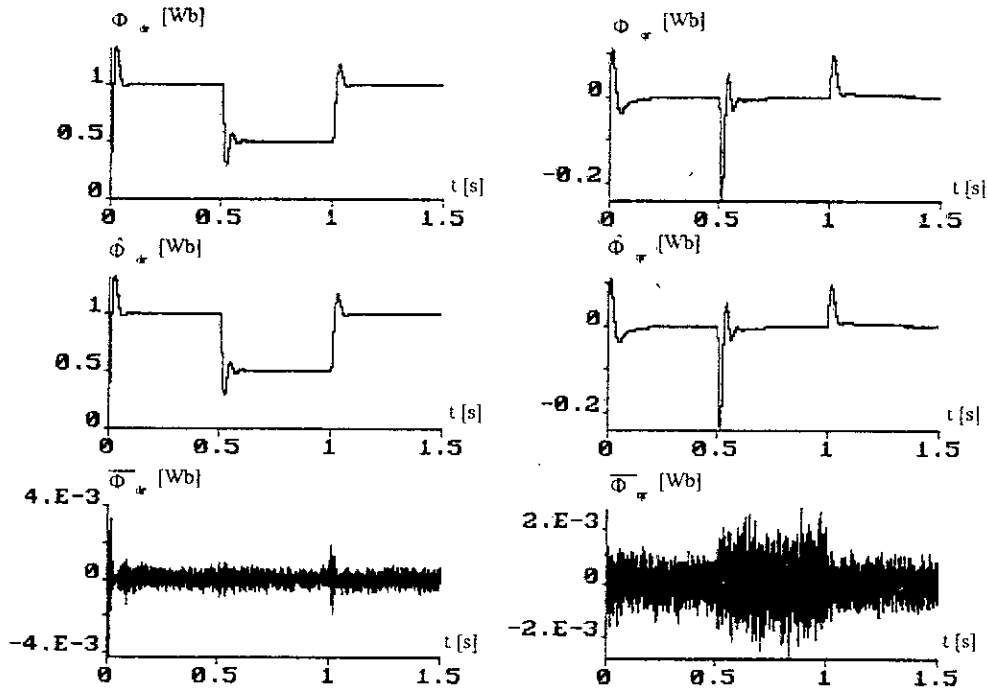


figure III.2 : l'évolution des flux réels et observés et l'erreur d'observation

Pour mieux apprécier l'efficacité de l'observation devant l'estimation, il est simulé dans la figure III.3 l'évolution du flux rotorique réels (Φ_{dr}), les flux observés et estimés et l'erreur d'observation en pour-cent, en considérant une erreur (augmentation de 50%) sur la résistance rotorique.

Nous remarquons que l'observation présente une erreur de 9% en dépit de l'erreur sur la résistance rotorique. Cependant l'estimation présente une erreur de 42%. Ceci revient au terme correctif ajouté dans le premier cas.

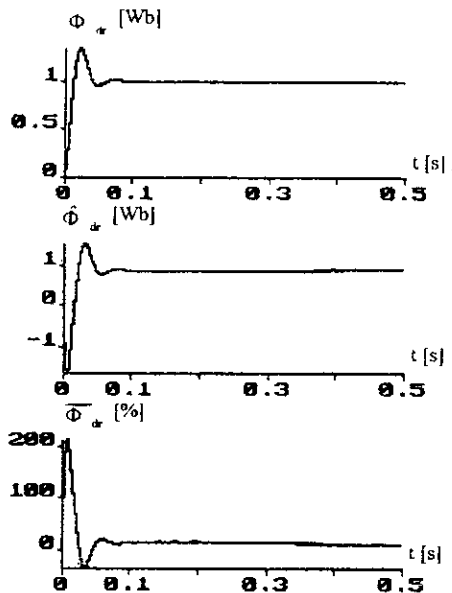


figure III.3.a : L'observation pour une augmentation de 50% de R_r

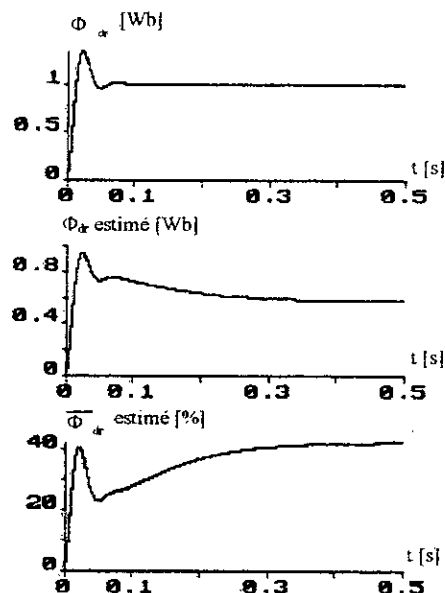


figure III.3.b : L'estimation pour une augmentation de 50% de R_r

III.2.3 Réglage de vitesse et de position avec observateur

Nous associons l'observateur non linéaire classique avec le régulateur par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié avec limitation directe du courant. La figure III.4 illustre le principe d'incorporation d'un observateur de flux dans la boucle de régulation de la vitesse (position) et du flux rotorique.

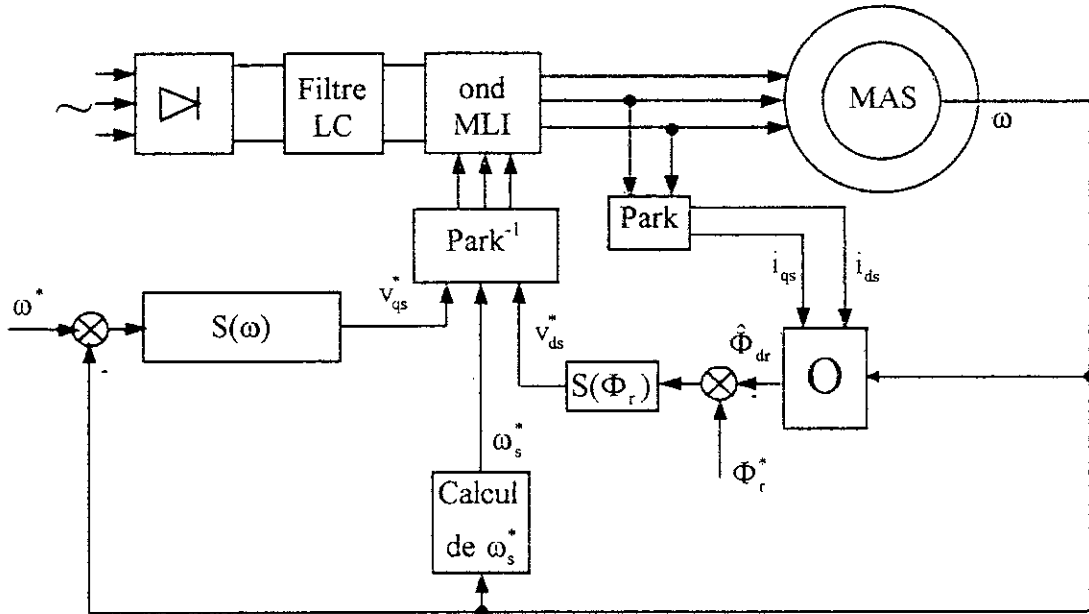


figure III.4 : Schéma de principe du réglage de vitesse avec observateur

Nous choisissons le gain k de façon à avoir un temps de réponse de l'erreur égal à $0.01T_r$. La figure III.5 montre les résultats de simulation du réglage de vitesse par mode glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié (figure III.5). Similairement, il est simulé le réglage de position (figure III.6).

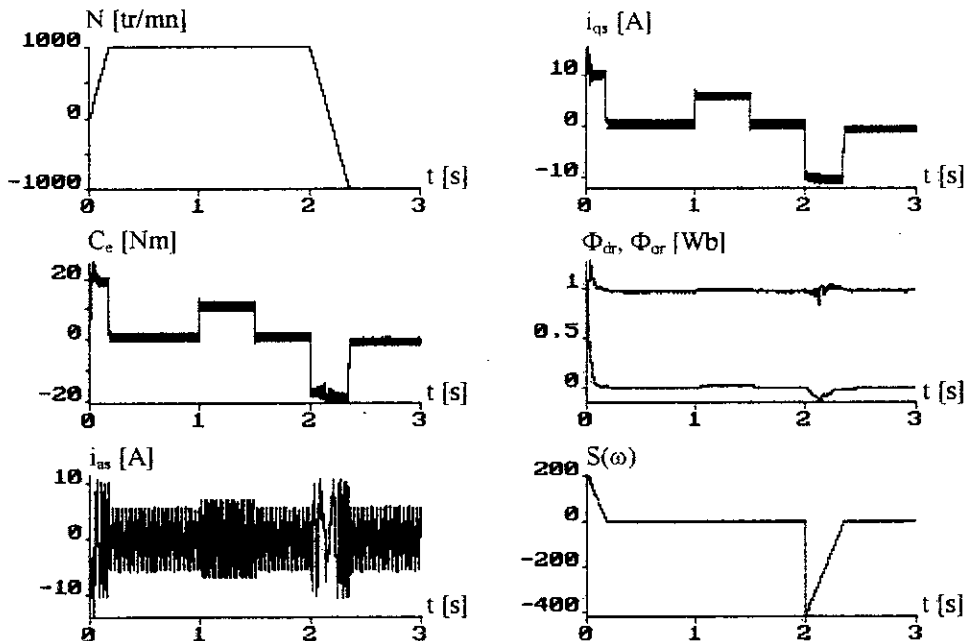


figure II.5 : Réglage de vitesse avec observateur

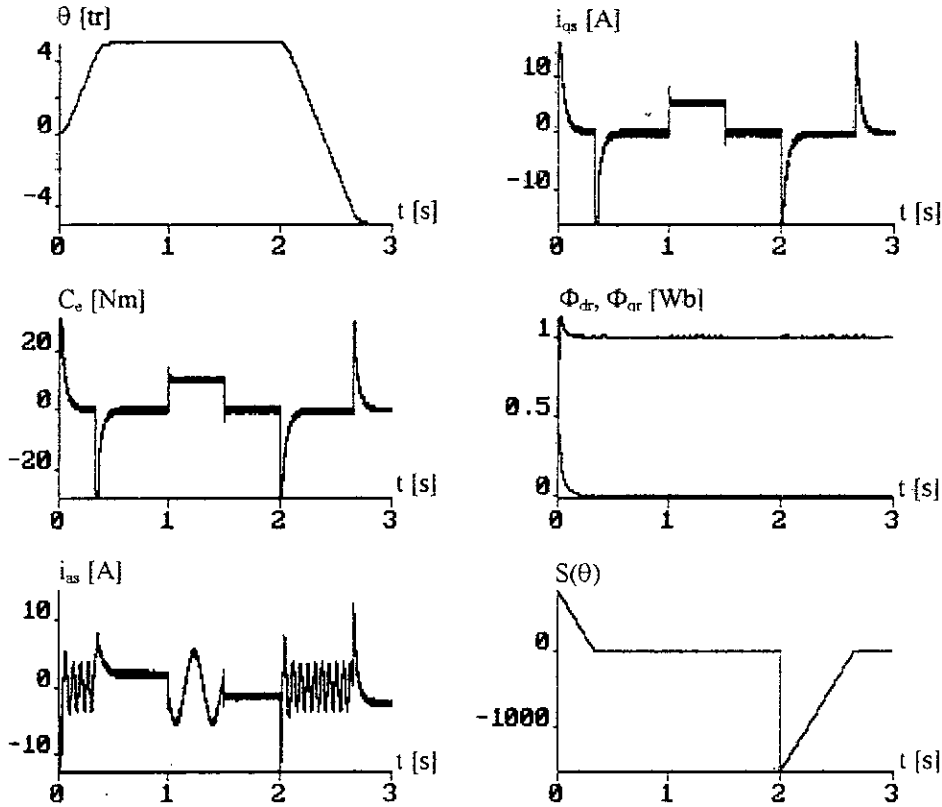


figure III.6 : Réglage de position avec observateur

III.3 OBSERVATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT

A cause des caractéristiques inhérentes aux systèmes non linéaires, l'estimation de l'état de ces systèmes continue à poser des problèmes difficiles [May-Win 95]. Dans ce fait, les chercheurs ont été orientés vers le développement des observateurs d'état pour les systèmes non linéaires et/ou incertains. L'observateur par mode de glissement (Sliding Observer) est dérivé de la théorie des systèmes à structure variable. En effet cette dernière s'adapte considérablement avec les systèmes non linéaires et incertains [Misawa 89].

III.3.1 Structure générale d'un observateur par mode glissant

Considérant le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \tag{III.21}$$

Considérant aussi le vecteur y des variables mesurables qui sont reliées linéairement avec les variables d'état ;

$$y = C x \tag{III.22}$$

Si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir des mesures sur la sortie y et l'entrée u.

Nous définissons l'observateur par la structure suivante [Djemai 93] :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, y, u, t) + \Lambda u_s \tag{III.23}$$

avec

\hat{x} est de même dimension que x (n).

\hat{f} est le modèle d'estimation.

Λ est la matrice des gains de dimension $n \times r$ (r est la dimension de u).

u_s est un vecteur défini par :

$$u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2) \quad \dots \quad \text{sign}(s_r)]^t$$

et

(III.24)

$$[s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_r]^t = S = \Gamma[y - C \hat{x}]$$

Γ est une matrice carrée ($r \times r$) à déterminer.

Nous définissons aussi le vecteur d'erreur $e = x - \hat{x}$ en soustrayant les équations III.23 et III.21, et nous obtenons :

$$\dot{e} = \Delta f - \Lambda u_s$$

avec

(III.25)

$$\Delta f = f(x, u, t) - f(\hat{x}, y, u, t)$$

le vecteur surface $S = 0$ est attractif, si :

$$s_i, \dot{s}_i < 0 \quad \text{pour } i = 1, r$$
(III.26)

Durant le mode de glissement, le terme de commutation (III.24) est nul. Car le vecteur surface et sa dérivée sont nuls ($S \equiv \dot{S} \equiv 0$). La grandeur équivalente du terme de commutation est donnée comme suit :

$$\Gamma C(\Delta f - \Lambda \tilde{u}_s) = 0$$
(III.27)

d'où

$$\tilde{u}_s = (\Gamma C \Lambda)^{-1} \Gamma C \Delta f$$
(III.28)

La matrice $\Gamma C \Lambda$ doit être inversible. Cela constitue la première exigence sur le choix de Λ et Γ . La dynamique de l'erreur est gouvernée par l'équation III.29.

$$\dot{e} = (I - \Lambda(\Gamma C \Lambda)^{-1} \Gamma C) \Delta f$$
(III.29)

Le choix des matrices Γ et Λ et le modèle \hat{f} est donc décisif pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro.

III.3.2 Observateur par mode de glissement du flux rotorique

L'objectif de l'observateur est d'estimer les flux rotoriques Φ_{dr} et Φ_{qr} et les courants statoriques connaissant la mesure des courants et les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

Le vecteur sortie utilisé pour l'estimation est donné par [Benchaïb 96.a,b] :

$$y = C x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x$$
(III.30)

Considérant maintenant le système du moteur asynchrone tenant compte des variables i_{ds} , i_{qs} , Φ_{dr} et Φ_{qr} . Les variables à observer sont \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} , $\hat{\Phi}_{dr}$ et $\hat{\Phi}_{qr}$. Nous donnons ainsi le modèle du système à observer et le modèle d'observation.

Le système à observer est :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \alpha \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \alpha \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} - \alpha \Phi_{dr} \omega + \alpha \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} - \omega_g \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (III.31)$$

Le modèle de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{ds} = -\frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \alpha \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{dr} + \alpha \hat{\Phi}_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} + \Lambda_1^1 u_s \\ \dot{\hat{i}}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} - \alpha \hat{\Phi}_{dr} \omega + \alpha \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + \Lambda_1^2 u_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_{dr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{dr} + \omega_g \hat{\Phi}_{qr} + \Lambda_2^1 u_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_{qr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} - \omega_g \hat{\Phi}_{dr} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{qr} + \Lambda_2^2 u_s \end{cases} \quad (III.32)$$

avec

$$R_\alpha = R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r, \quad \alpha = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r};$$

nous définissons la matrice des gains comme suit :

$$\Lambda_i^j = [\Lambda_{i1} \quad \Lambda_{i2}] \quad \text{pour } i=1,2 \text{ et } j=1,2 \text{ avec } \Lambda_1 = \begin{bmatrix} \Lambda_1^1 \\ \Lambda_1^2 \end{bmatrix}, \quad \Lambda_2 = \begin{bmatrix} \Lambda_2^1 \\ \Lambda_2^2 \end{bmatrix}$$

Pour en avoir l'erreur d'observation, nous soustrayons III.32 de III.31.

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{ds} = \alpha \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{dr} + \alpha \bar{\Phi}_{qr} \omega - \Lambda_1^1 u_s \\ \dot{\bar{i}}_{qs} = -\alpha \bar{\Phi}_{dr} \omega + \alpha \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{qr} - \Lambda_1^2 u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_{dr} = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{dr} + \omega_g \bar{\Phi}_{qr} - \Lambda_2^1 u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_{qr} = -\omega_g \bar{\Phi}_{dr} - \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{qr} - \Lambda_2^2 u_s \end{cases} \quad (III.33)$$

avec $u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2)]^t$

et $S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma(y - \hat{y})$

le vecteur d'erreur est : $e = [\bar{I}_s \quad \bar{\Phi}_r]$

posons les représentations matricielles suivantes :

$$C = [I \quad 0], \quad A_1 = \begin{bmatrix} \alpha \frac{1}{T_r} & \alpha \omega \\ -\alpha \omega & \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Le système III.33 devient :

$$\begin{cases} \dot{\bar{I}}_s = A_1 \bar{\Phi}_r - \Lambda_1^t u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_r = A_2 \bar{\Phi}_r - \Lambda_2^t u_s \end{cases} \tag{III.34}$$

la surface $S = \Gamma(y - \hat{y}) = \Gamma \bar{y}$, d'où :

$$S = \Gamma \bar{I}_s \tag{III.35}$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} S^t S > 0 \tag{III.36}$$

D'où la dérivée \dot{V} ,

$$\dot{V} = S^t \Gamma \dot{\bar{I}}_s \tag{III.37}$$

Notons que $d\Gamma/dt$ doit être nulle.

Après un calcul intermédiaire, nous obtenons :

$$\dot{V} = S^t \Gamma A_1 \bar{\Phi}_r - S^t \Gamma \Lambda_1 u_s \tag{III.38}$$

En posant $\Gamma \Lambda_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$, il suffit de vérifier la condition III.39 pour satisfaire la condition d'attractivité des surfaces.

$$\delta_1 |S_1| + \delta_2 |S_2| > S^t \Gamma A_1 \bar{\Phi}_r \tag{III.39}$$

La détermination des gains se fait selon deux étapes.

- La première consiste à satisfaire la condition d'attractivité.

$$\Lambda_1 = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{III.40}$$

- La deuxième consiste à imposer pour l'erreur une dynamique de convergence exponentielle.

Lorsque le régime de glissement est établi ($\dot{\bar{\mathbf{I}}}_s = 0$ et $\bar{\mathbf{I}}_s = 0$), nous avons :

$$\tilde{\mathbf{u}}_s = \Lambda_1^{-1} A_1 \bar{\Phi}_r \quad (III.41)$$

par substitution, l'erreur sur Φ_r devient :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = -(-A_2 + \Lambda_2 \Lambda_1^{-1} A_1) \bar{\Phi}_r \quad (III.42)$$

Pour que l'erreur converge exponentiellement, nous devons poser :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = -Q \bar{\Phi}_r \quad (III.43)$$

Avec $Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$, q_1, q_2 sont des constantes positives.

D'où :

$$\Lambda_2 = (Q + A_2) A_1^{-1} \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (III.44)$$

Pour une raison de simplification, nous posons :

$$\Gamma = A_1^{-1} \quad (III.45)$$

La condition $d\Gamma/dt = 0$ est vérifiée en considérant que la vitesse est suffisamment lente devant la dynamique de l'observateur.

Ce qui en résulte :

$$\Lambda_1 = A_1 \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (III.46)$$

$$\Lambda_2 = (Q + A_2) \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (III.47)$$

par développement, nous obtenons :

$$\Gamma = \frac{1}{\left(\alpha \frac{1}{T_r}\right)^2 + (\alpha\omega)^2} \begin{bmatrix} \alpha \frac{1}{T_r} & -\alpha\omega \\ \alpha\omega & \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (III.48)$$

$$\Lambda_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 \alpha \frac{1}{T_r} & \delta_1 \alpha\omega \\ \delta_2 \alpha\omega & \delta_2 \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

$$\Lambda_2 = \begin{bmatrix} \delta_1 \left(q_1 - \frac{1}{T_r}\right) & \delta_1 \omega_g \\ -\delta_2 \omega_g & \delta_2 \left(q_2 - \frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \quad (III.50)$$

Ainsi, la condition d'attractivité devient comme suit :

$$\delta_1 |S_1| + \delta_2 |S_2| > S' \bar{\Phi}_r \tag{III.60}$$

La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer. Cela exige un choix convenable des constantes δ_1 , δ_2 , q_1 et q_2 .

III.3.3 Résultats de simulations

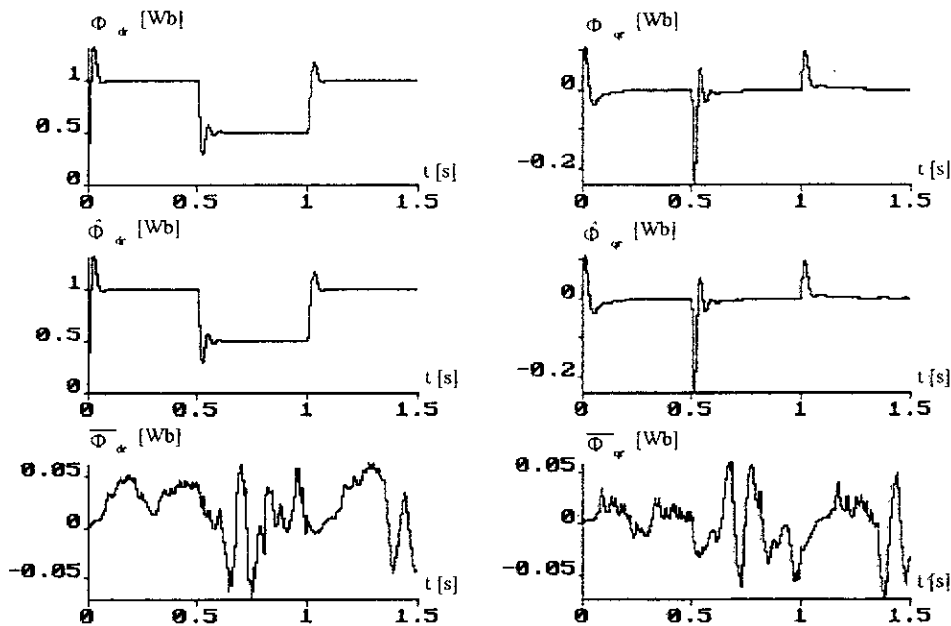
Nous simulons le comportement de l'observateur du flux rotorique en utilisant le schéma de la figure III.1.

Afin d'éviter le problème de chattering la partie discontinue est adoucie par la forme à un seul seuil. Ceci diminue l'invariance vis-à-vis les variations paramétriques. Les paramètres de l'observateur sont regroupés dans le tableau III.1.

La simulation effectuée dans la figure III.7 montre l'évolution des flux réels et des flux observés de la machine. Nous remarquons que les flux observés convergent rapidement vers les flux réels et ne les quittent pas ultérieurement.

δ_1	δ_2	q_1	q_2	ϵ_1, ϵ_2
200	200	20	20	0.002

tableau III.1 : Paramètres de l'observateur MG



III.7 : l'évolution des flux réels et observés et l'erreur d'observation

Pour mieux voir l'efficacité de l'observation par rapport à l'estimation, il est simulé dans la figure III.8 l'évolution des flux rotorique obtenus par l'estimation utilisée durant les deux premiers chapitre et l'observation développée dans cette section. Ceci est effectué en considérant une erreur (augmentation de 50%) sur la résistance rotorique. L'observateur présente une erreur de 14% qui très petite devant l'erreur de l'estimation.

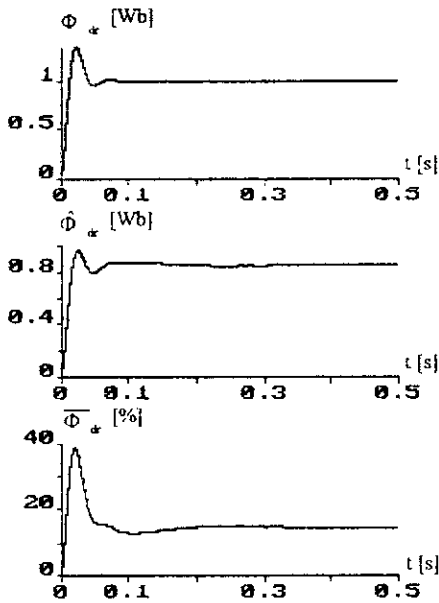


figure III.8.a : L'observation pour une augmentation de 50% de R_r

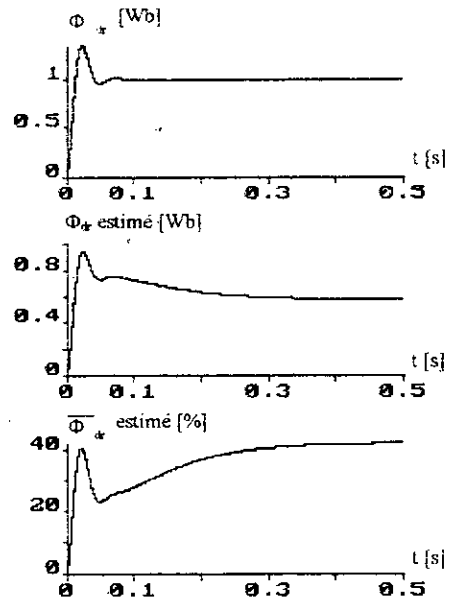


figure III.8.b : L'estimation pour une augmentation de 50% de R_r

III.3.4 Réglage de vitesse et de position avec observateur

La figure III.9 montre le schéma de principe de régulation avec observateur par mode de glissement. Le régulateur par mode glissant adopté est celui synthétisé sur la base du modèle non linéaire simplifié.

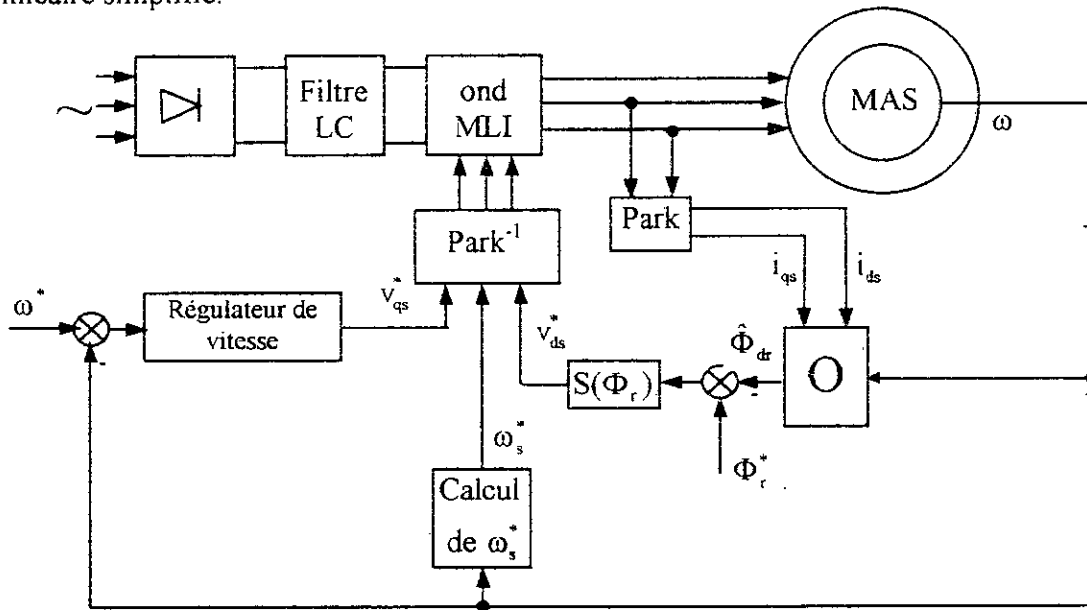


figure III.9 : Schéma de principe du réglage de vitesse avec observateur par mode glissant

Afin d'apprécier les performances de la commande et l'observateur par mode de glissement, nous présentons quelques simulations du comportement de l'association système-observateur dont les paramètres sont regroupés dans le tableau III.1. La figure III.10 montre les résultats de simulation du réglage de vitesse par mode glissant basé sur le modèle non linéaire. Cependant, La figure III.11 montre les résultats de simulation du réglage de position.

Nous remarquons que l'intégration de l'observateur n'a pas d'influence sur les performances du réglage. Par contre, l'observateur apporte des améliorations en cas des variations paramétriques sont provoquées.

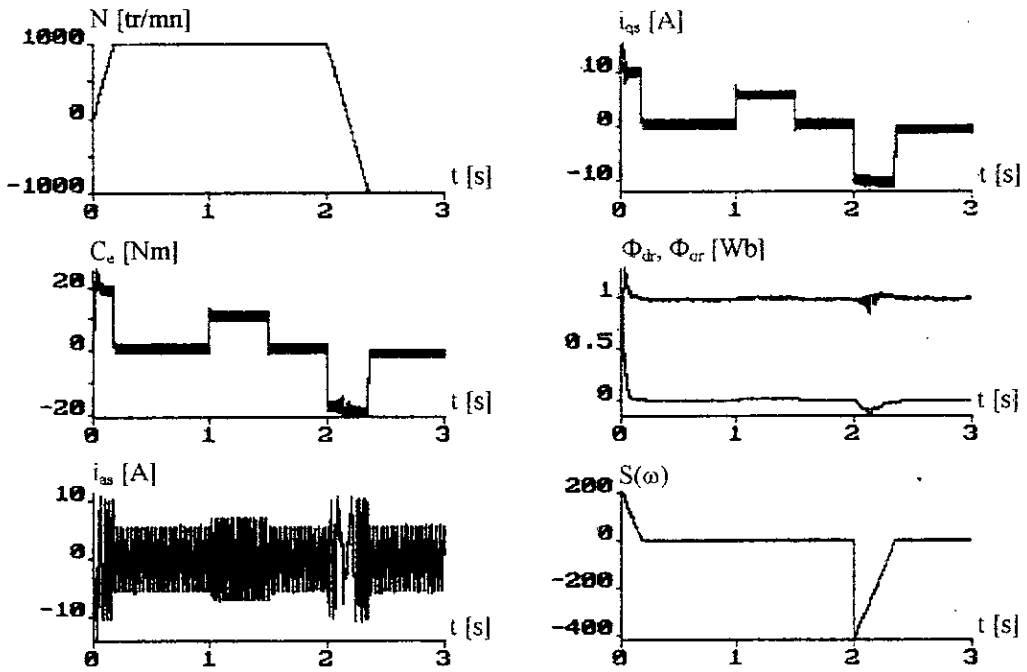


figure II.10 : Réglage de vitesse avec observateur par mode de glissement

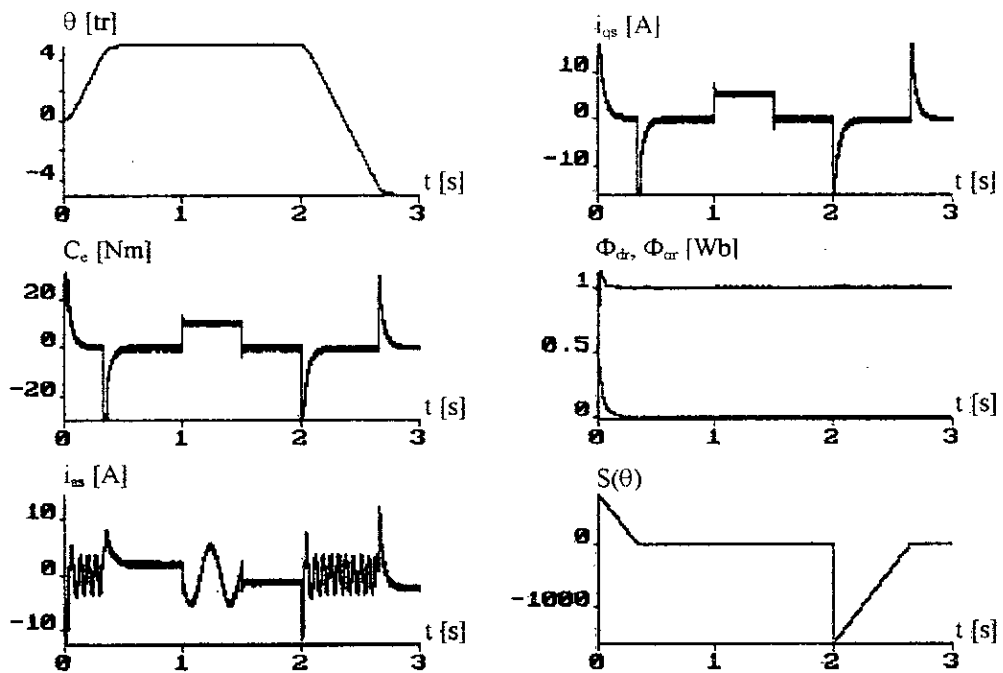


figure II.11 : Réglage de position avec observateur par mode de glissement

III.4 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT MULTIVARIABLE

Dans la commande par mode de glissement multivariables, deux cas se présentent. Dans le premier, les surfaces sont indépendantes. Chaque commandes génère un mouvement de glissement dans sa surface correspondante (cas développé dans le chapitre précédent). Dans le deuxième, les surfaces de commutation sont dépendantes. La commande génère un mouvement de glissement dans l'intersection des surfaces correspondantes [De Carlo 88].

III.4.1 Mode de glissement multivariable

L'état du système est amené vers l'intersection des surfaces et l'y maintenir [De Carlo 88]. Une distinction doit être faite entre deux types de convergence [Dorling 86][Fossard 96].

- ❖ Le phénomène de glissement est généré sur chacune des surfaces de commutation s_i grâce à la commande u_i correspondante. Si le mouvement de glissement est fait de telle sorte qu'il converge vers l'intersection de toutes les surfaces (figure III.12.a), où toutes les commandes génèrent un mouvement de glissement sur leurs surfaces respectives. La combinaison de l'ensemble de ces mouvements entraînera un glissement général sur l'intersection des surfaces.
- ❖ Dans ce mode de convergence, le phénomène de glissement n'apparaît que sur l'intersection de toutes les surfaces (figure III.12.b). Les commandes sont donc continues sur les surfaces et ne sont discontinues que sur l'intersection.

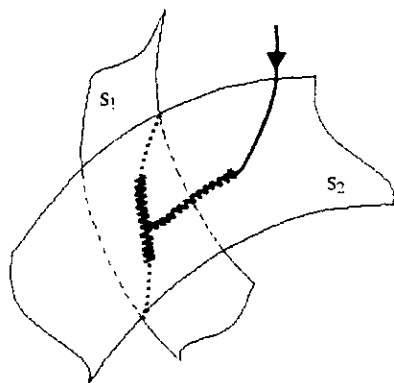


figure III.12.a

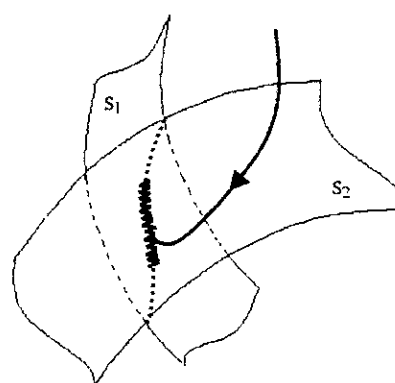


figure III.12.b

III.4.2 Calcul de la commande dans l'espace d'état

Nous considérons un système multivariable défini dans l'espace d'état comme suit :

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u \quad (III.61)$$

u est un vecteur de dimension r ($u = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_r]^T$)

Le vecteur de la surface est de même dimension que le vecteur de commande ;

$$S = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_r]^T$$

la dérivée du vecteur des surfaces est aussi défini par :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x,t) x + B(x,t) u) \tag{III.62}$$

elle peut être écrite sous la forme suivante :

$$\dot{S}(x) = F(x,t) + D(x,t) u \tag{III.63}$$

$F(x,t)$ est un vecteur de dimension r .

$D(x,t)$ est une matrice carrée ($r \times r$).

Durant le mode de glissement, la commande équivalente u_{eq} maintient l'état du système dans l'intersection de toutes les surfaces ($\dot{S} \equiv S \equiv 0$), d'où nous pouvons déduire l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = -D(x,t)^{-1} F(x,t) \tag{III.64}$$

Afin que la commande équivalente existe, la matrice $D(x,t)$ doit être régulière. Par cette définition, la dérivée de la surface a pour nouvelle expression :

$$\dot{S}(x) = D(x,t) u_a \tag{III.65}$$

nous définissons la fonction de Lyapunov $V(x)$ comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^t(x) S(x) \tag{III.66}$$

d'où,

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \dot{S}(x) \tag{III.67}$$

Afin de satisfaire la condition de convergence, nous devons vérifier la condition III.68.

$$S^t(x) \dot{S}(x) < 0 \tag{III.68}$$

ce qui en dérôle :

$$S^t(x) D(x,t) u_a < 0 \tag{III.69}$$

Deux méthodes peuvent être introduites :

❖ La première méthode consiste à définir d'autres surfaces de commutation [Utkin 93], et nous définissons les commande comme suit :

$$u_a = -K \text{sign}(S^*(x)) \tag{III.70}$$

avec

$$S^*(x) = D^t(x,t) S(x)$$

où $\text{sign}(S^*(x))$ désigne le vecteur $[\text{sign}(S_1^*(x)) \text{sign}(S_2^*(x)) \dots \text{sign}(S_r^*(x))]$

et
$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_r \end{bmatrix}$$

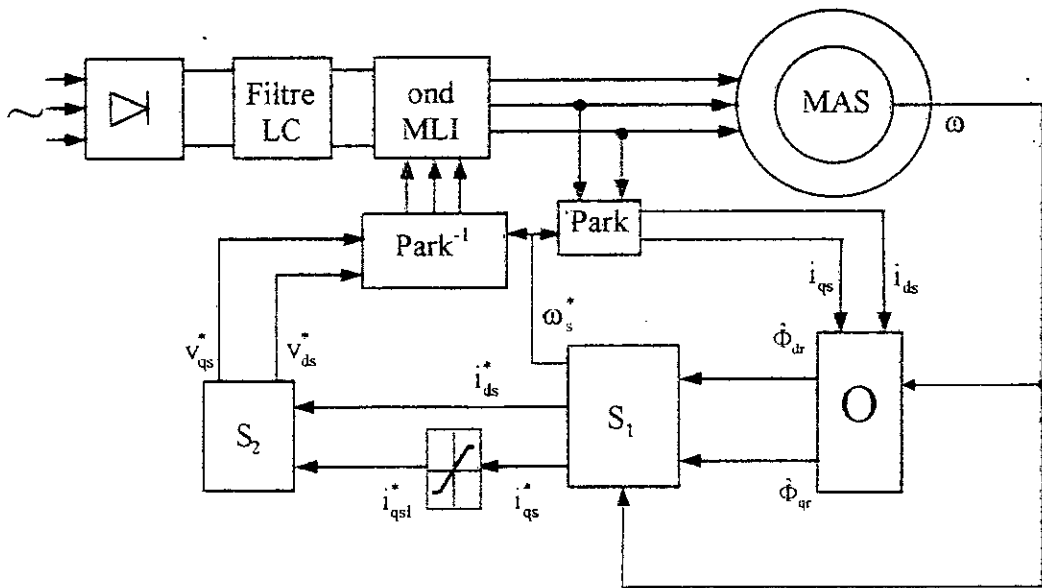


figure III.13 : Schéma de principe du réglage de vitesse par mode glissant multivariable

Nous définissons les deux vecteurs de surface S_1 et S_2 et le vecteur de commande,

$$S_1 = \begin{bmatrix} S(\omega) \\ S(\Phi_{dr}) \\ S(\Phi_{qr}) \end{bmatrix}, \quad S_2 = \begin{bmatrix} S(i_{ds}) \\ S(i_{qs}) \end{bmatrix}, \quad U_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_g \end{bmatrix}, \quad U_2 = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}.$$

Le degré relatif des surfaces est pris égal à un pour pouvoir apparaître la commande dans la dérivée de la surface.

Le vecteur de surface S_1 est donné par :

$$S_1 = \begin{bmatrix} \omega^* - \omega \\ \Phi_{dr}^* - \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr}^* - \Phi_{qr} \end{bmatrix} \tag{III.76}$$

les dérivées sont déduites comme suit :

$$\dot{S}_1 = \begin{bmatrix} \dot{\omega}^* + \frac{f}{j}\omega + \frac{p}{j}\hat{C}_r + \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{qr}i_{ds} - \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{dr}i_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr}^* + \frac{1}{T_r}\Phi_{dr} - \frac{M_{sr}}{T_r}i_{ds} - \omega_g\Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr}^* + \frac{1}{T_r}\Phi_{qr} - \frac{M_{sr}}{T_r}i_{qs} + \omega_g\Phi_{dr} \end{bmatrix} \tag{III.77}$$

en tenant compte de la forme III.63, il en déroule :

$$F = \begin{bmatrix} \dot{\omega}^* + \frac{f}{j}\omega + \frac{p}{j}\hat{C}_r \\ \dot{\Phi}_{dr}^* + \frac{1}{T_r}\Phi_{dr} \\ \dot{\Phi}_{qr}^* + \frac{1}{T_r}\Phi_{qr} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{qr} & -\frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{dr} & 0 \\ -\frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\Phi_{qr} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{T_r} & \Phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (III.78)$$

le vecteur de commande équivalente U_{1eq} est calculée par :

$$U_{1eq} = -D^{-1} F \quad (III.79)$$

avec

$$D^{-1} = -\frac{jL_r T_r}{p^2 M_{sr}^2 \Phi_r^2} \begin{bmatrix} -\frac{M_{sr}}{T_r}\Phi_{qr} & \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{dr}^2 & \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{dr}\Phi_{qr} \\ \frac{M_{sr}}{T_r}\Phi_{dr} & \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{dr}\Phi_{qr} & \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r}\Phi_{qr}^2 \\ \left(\frac{M_{sr}}{T_r}\right)^2 & \frac{p^2 M_{sr}^2}{jL_r T_r}\Phi_{qr} & -\frac{p^2 M_{sr}^2}{jL_r T_r}\Phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (III.80)$$

la commande discontinue U_{1n} sera aussi calculée par :

$$U_{1n} = -D^{-1} K \text{sign}(S_1) \quad (III.81)$$

Ainsi, nous avons défini les commandes du vecteur U_1 , d'où, nous procédons à une limitation du courant i_{qs} .

Le vecteur de surface S_1 est donné par :

$$S_2 = \begin{bmatrix} i_{ds}^* - i_{ds} \\ i_{qsl}^* - i_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.76)$$

la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_2 = \begin{bmatrix} i_{ds}^* + \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} - \omega_s i_{qs} - \frac{\alpha}{T_r} \Phi_{dr} - \alpha \Phi_{qr} \omega - \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ i_{qsl}^* + \omega_s i_{ds} + \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} + \alpha \Phi_{dr} \omega - \frac{\alpha}{T_r} \Phi_{qr} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.76)$$

Comme précédemment, nous déduisons les commandes équivalentes et discontinues.

$$\begin{cases} v_{dseq} = \sigma L_s \left(i_{ds}^* + \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} - \omega_s i_{qs} - \frac{\alpha}{T_r} \Phi_{dr} - \alpha \Phi_{qr} \omega \right) \\ v_{qseq} = \sigma L_s \left(i_{qsl}^* + \omega_s i_{ds} + \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} + \alpha \Phi_{dr} \omega - \frac{\alpha}{T_r} \Phi_{qr} \right) \end{cases} \quad (III.76)$$

et

$$\begin{cases} v_{dsn} = K_{vd} \text{Sign}(S(i_{ds})) \\ v_{qsn} = K_{vq} \text{Sign}(S(i_{qs})) \end{cases} \quad (III.76)$$

K_{vd} et K_{vq} doivent être positifs pour assurer la condition d'attractivité.

III.5.2 Réglage de position

Dans ce cas, la seule différence réside dans la surface de réglage de position, nous définissons le vecteur de surface S_1 comme suit :

$$S_1 = \begin{bmatrix} S(\theta) \\ S(\Phi_{dr}) \\ S(\Phi_{qr}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_\theta \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* - \lambda_\theta \theta - \omega \\ \Phi_{dr}^* - \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr}^* - \Phi_{qr} \end{bmatrix} \tag{III.76}$$

les dérivées sont déduites comme suit :

$$\dot{S}_1 = \begin{bmatrix} \lambda_\theta \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_\theta\right)\omega + \frac{p}{j}\hat{C}_r + \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r} \Phi_{qr} i_{ds} - \frac{p^2 M_{sr}}{jL_r} \Phi_{dr} i_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} - \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \omega_g \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} + \omega_g \Phi_{dr} \end{bmatrix} \tag{III.77}$$

en tenant compte de la forme III.63, il en dérive :

$$F_\theta = \begin{bmatrix} \lambda_\theta \dot{\theta}^* + \ddot{\theta}^* + \left(\frac{f}{j} - \lambda_\theta\right)\omega + \frac{p}{j}\hat{C}_r \\ \dot{\Phi}_{dr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} \\ \dot{\Phi}_{qr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{bmatrix}, D_\theta = D_\omega \tag{III.78}$$

le vecteur de commande équivalente $U_{1\text{eq}}$ est calculée par :

$$U_{1\text{eq}} = -D_\theta^{-1} F_\theta \text{ et } U_{1n\omega} = U_{1n\omega} \tag{III.79}$$

III.5.3 Résultats de simulation

Afin d'apprécier les performances de la commande multivariable avec observateur, nous présentons quelques simulations du comportement de l'association système-observateur. Nous adoptons l'observateur par mode de glissement et l'observateur classique étudiés précédemment. La commande est adoucie en appliquant une commande douce à un seul seuil. Les paramètres du réglage sont regroupés dans le tableau III.1

K_{vq}	K_{vd}	K_{iq}	k_{id}	$\lambda_\omega, \lambda_\Phi$	λ_θ	ϵ_ω	ϵ_θ	ϵ_Φ	$I_{q\text{max}}$
300	100	1822.5	53.7	200	20	5	0.5	0.1	15

Tableau III.1 : Paramètres du réglage de vitesse et de position
(structure cascade et multivariable)

La figure III.14 montre les performances de la commande par mode de glissement multivariable utilisant un observateur classique (figure III.14.a) et celui utilisant un observateur par mode de glissement (figure III.14.b). De la même manière, il est présenté le réglage de position dans la figure III.15.

Nous constatons que la commande par mode de glissement multivariable présente de hautes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation, pour les deux types d'observateur. Ces performances sont meilleures pour le réglage de vitesse par rapport au réglage de position.

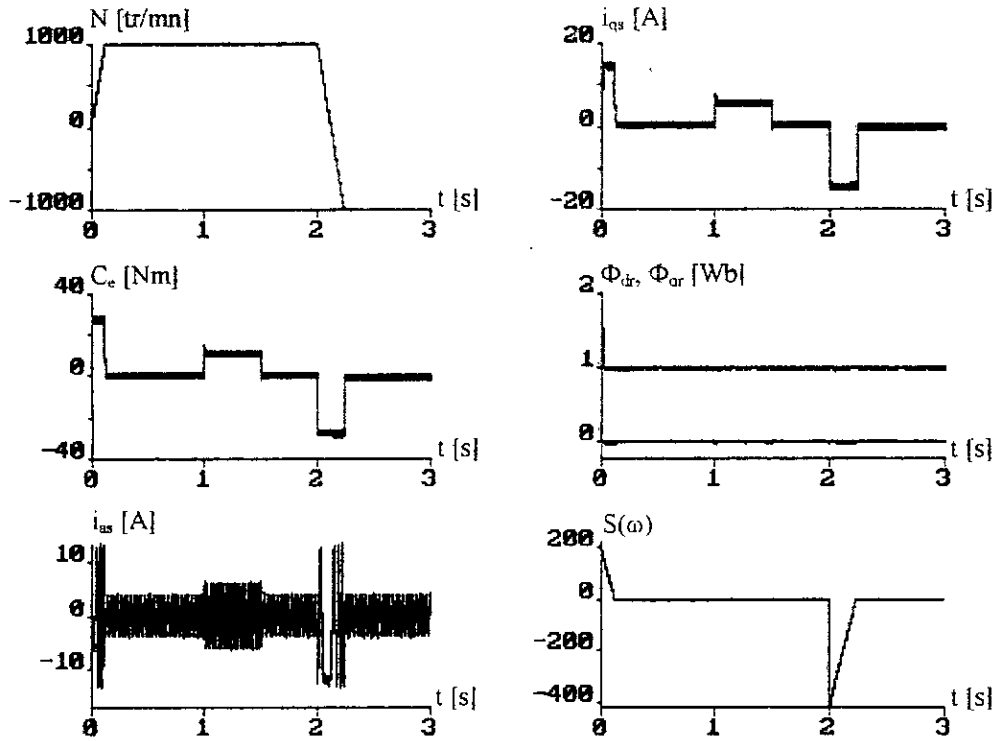


figure II.14.a : Réglage de vitesse avec observateur classique

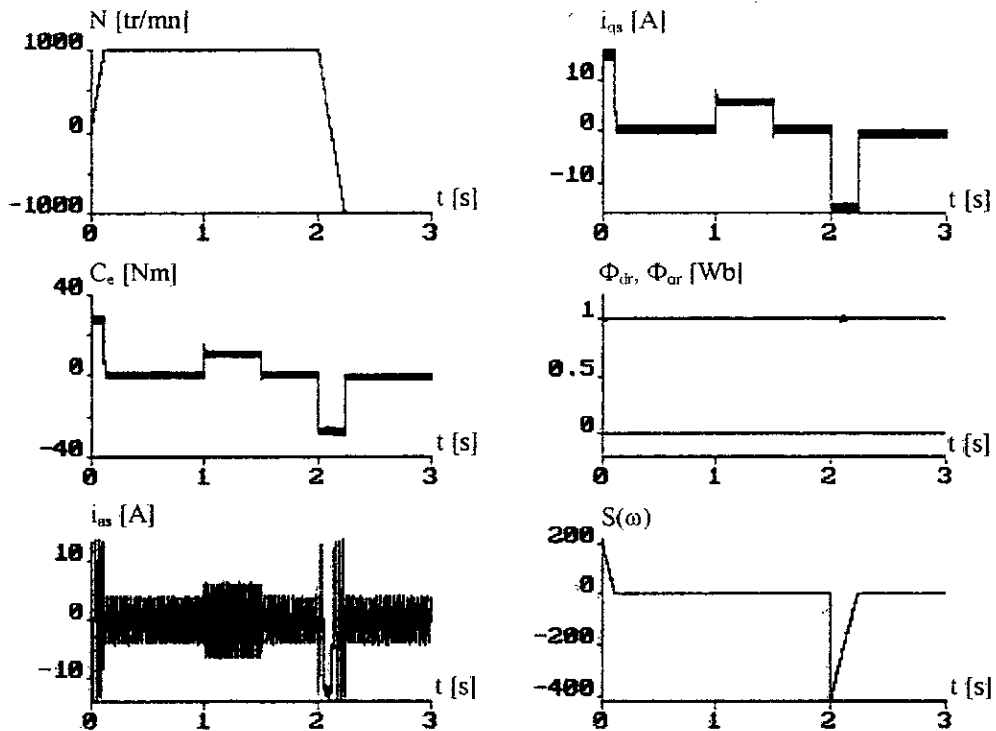


figure II.14.b : Réglage de vitesse avec observateur par mode de glissement

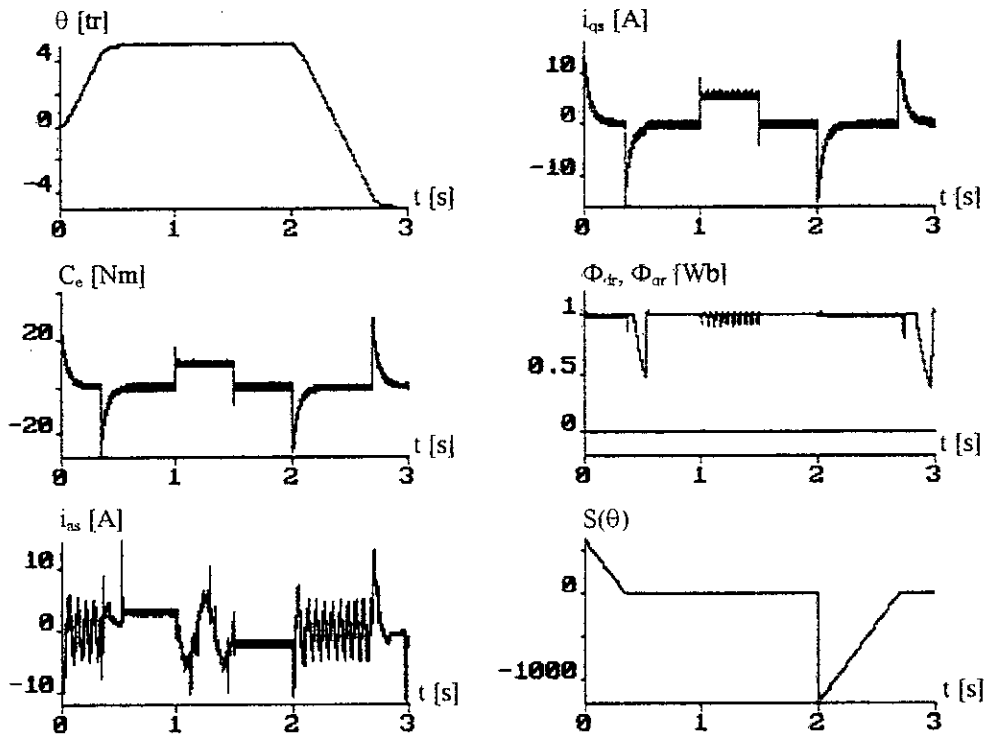


figure II.15.a : Réglage de position avec observateur Classique

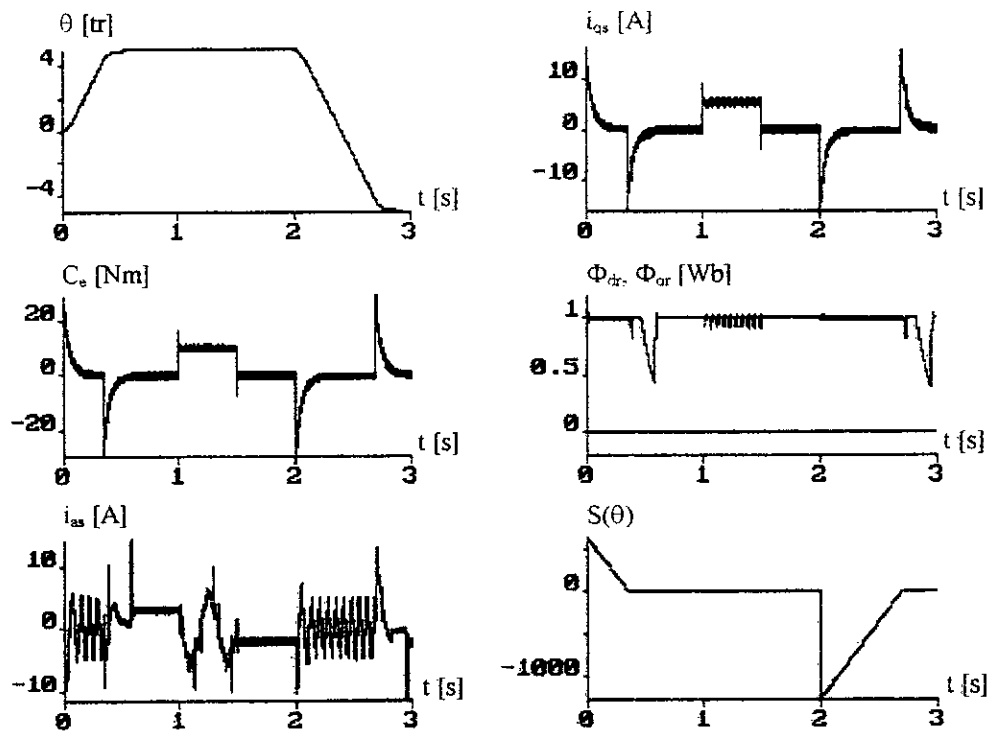


figure II.15.b : Réglage de position avec observateur par mode de glissement

III.6 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode de glissement avec observateurs du flux rotoriques. Nous nous sommes intéressés de plus près à l'incorporation de deux types d'observateur à la boucle de régulation. A savoir un observateur à terme correctif classique et un observateur par mode de glissement. Chaque observateur est associé à la commande de la machine par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié avec limitation directe du courant. Ensuite, nous avons entamé la commande par mode de glissement multivariable. Cette dernière a montré de hautes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation. Ces performances sont meilleures pour le réglage de vitesse par rapport au réglage de position.

L'observateur par mode de glissement a montré des performances moins intéressantes par rapport à celles de l'observateur classique. Ceci est dû au fait qu'on a substitué la fonction signe par la fonction adoucie. Cependant, la fonction signe a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision vis-à-vis les variations paramétriques.

La commande par mode de glissement multivariable permet un bon réglage de vitesse et de position sans faire appel à la commande vectorielle. Ceci simplifie la conception et améliore considérablement les performances dynamiques du système. De plus elle nous offre la possibilité de régler le flux rotorique sans l'utilisation des régulateurs classiques. En effet, le découplage est beaucoup plus amélioré dans le cas du régulateur par mode de glissement.

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A PLACEMENT DE POLES

La commande vectorielle simplifiée nous permet de linéariser le modèle de la machine asynchrone. Ceci nous offre la possibilité d'appliquer des commandes modernes qui ne s'adaptent qu'avec les systèmes linéaires. Parmi ces commandes, nous trouvons la commande par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état [Büler 86.b][Gao 93]. Plusieurs techniques existent pour la détermination des gains de la contre-réaction. Parmi lesquelles, nous trouvons la technique d'imposition des pôles. Cette technique est bien connue dans le domaine de la commande par retour d'état continu et échantillonné. L'extension de cette technique au réglage par mode de glissement présente le grand avantage que l'expérience acquise dans ce domaine peut l'être appliquée.

Dans le domaine des réglages adaptatifs, le principe d'adaptation à un modèle de référence est très répondu [Landau 79]. Ce qui est connu sous le nom de réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence. Dans cette catégorie, il y a la possibilité de réaliser l'adaptation à l'aide d'un système de réglage à structure variable [Balestrino 84].

Premièrement, nous allons établir les relations générales de la commande par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état utilisant la technique d'imposition des pôles. Par la suite, nous appliquerons cette approche pour le réglage de vitesse et de position de la machine asynchrone en se basant sur le modèle linéaire simplifié. Plusieurs problèmes liés à la conception de cette commande seront évoqués afin de faciliter la synthèse de la surface. Enfin, nous appliquons le réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence au réglage de vitesse de la MAS.

IV.1 THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A PLACEMENT DE POLES

IV.1.1 Loi de commutation avec régulateur intégrateur

La configuration d'un système à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est spécialisée au cas où la loi est exprimée par une contre-réaction d'état. L'expérience acquise dans le réglage par retour d'état a montré que ce type de réglage présente une erreur statique en présence d'une perturbation. Il est possible de palier cet inconvénient en introduisant un régulateur intégrateur dans la boucle de régulation (figure IV.1). Le régulateur intégrateur est influencé par la différence entre la grandeur de consigne et la grandeur à régler "y" (sortie du système).

L'état x_r du régulateur intégrateur est introduit dans la loi de commutation par l'intermédiaire du coefficient k_r .

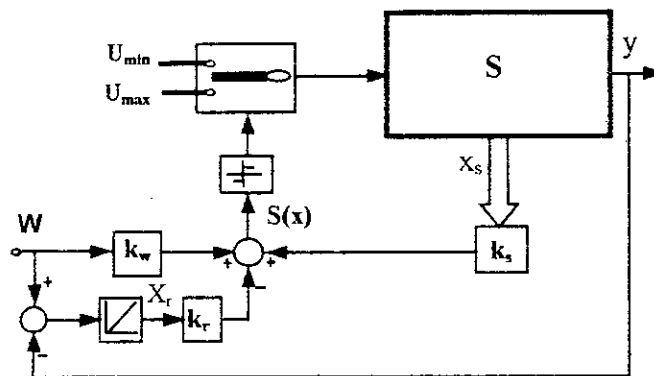


figure IV.1 : Configuration du réglage

La surface de glissement est exprimée par :

$$S(x_s, x_r) = -K_s^t \cdot x_s + k_r \cdot x_r + k_w \cdot w \tag{IV.1}$$

Afin d'établir l'équation d'état du système global (système + régulateur), il est possible de réunir x_s et x_r dans le vecteur $x = \begin{bmatrix} x_s \\ x_r \end{bmatrix}$ de dimension $n = n_s + 1$. La loi de commutation peut alors être exprimée par :

$$S(x) = -K^t x + k_w \cdot w \tag{IV.2}$$

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état $K^t = [K_s^t \quad k_r]$.

Pour un système à régler définit par l'équation IV.3

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = C_s^t x_s \end{cases} \tag{IV.3}$$

La grandeur de commande u commute entre deux valeurs u_{max} u_{min} selon la loi suivante :

$$\begin{cases} u = u_{max} & \text{pour } S(x) > 0 \\ u = u_{min} & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \tag{IV.4}$$

Le régulateur intégrateur est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i}(w - y) = \frac{1}{T_i}(w - C_s^t x_s) = \frac{1}{T_i}(w - C^t x) \quad (IV.5)$$

Nous pouvons alors réécrire l'équation d'état globale y compris le régulateur intégrateur :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A x + b u + b_v v + b_w w \\ y = C^t x \end{cases} \quad (IV.6)$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^t & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}; \quad C^t = [C_s^t \quad 0] \quad (IV.7)$$

IV.1.2 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode de glissement, la trajectoire se trouve toujours dans l'hyperplan défini par $S(x) = 0$, cette condition implique que la dérivée par rapport au temps de la loi de la commutation s'annule aussi, c'est à dire :

$$\dot{S}(x) = -K^t \dot{x} + k_w \dot{w} = 0 \quad (IV.8)$$

Compte tenu de la relation (IV.2) et l'équation d'état du système global (IV.6), nous tirons la grandeur de commande $u = u_{eq}$ [Bühler 86.b].

$$u_{eq} = -\frac{1}{K^t b} K^t (A x + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^t b} K_w \dot{w} \quad (IV.9)$$

Une première condition pour l'existence du mode glissement est donnée par $K^t b \neq 0$, afin que la grandeur de commande équivalente u_{eq} prenne une valeur finie.

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u_{min} et u_{max} (figure IV.2). Cette interprétation permet de formuler une deuxième condition pour l'existence du mode de glissement [Boudjema 91].

$$u_{min} < u_{eq} < u_{max} \quad (IV.10)$$

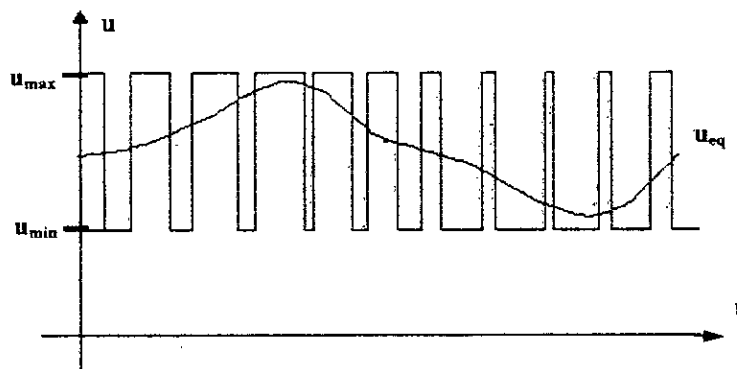


figure IV.2 : Grandeurs de commande équivalente et discontinue

IV.1.2 Equation d'état en mode de glissement

Lorsque nous remplaçons la commande u dans l'équation d'état du système globale IV.6 par la commande équivalente u_{eq} , nous obtenons, après quelques transformations, l'équation d'état en mode de glissement.

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_w^* \dot{w} \tag{IV.11}$$

avec

$$A^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K^t \right) A \tag{IV.12}$$

$$b_v^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K^t \right) b_v \tag{IV.13}$$

$$b_w^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K^t \right) b_w \tag{IV.14}$$

$$b_w^* = b \frac{1}{K^t b} k_w \tag{IV.15}$$

La nouvelle matrice A^* est singulière à cause de la dépendance linéaire donnée par la condition $S(x)=0$. Ceci impose une valeur propre nulle à A^* .

IV.1.3 Domaine du mode de glissement

Le phénomène du mode de glissement consiste à imposer la dynamique désirée au système en amenant la trajectoire d'état vers la surface $S(x)=0$. Puis à l'aide de la logique de commutation elle est obligée de rester au voisinage de cette surface (figure IV.3). Le régime de glissement n'existe pas dans tout l'hyperplan de commutation, mais seulement dans un certain domaine. Ce fait est évident si la grandeur de commande équivalente doit être comprise entre deux valeurs constantes (figure IV.3).

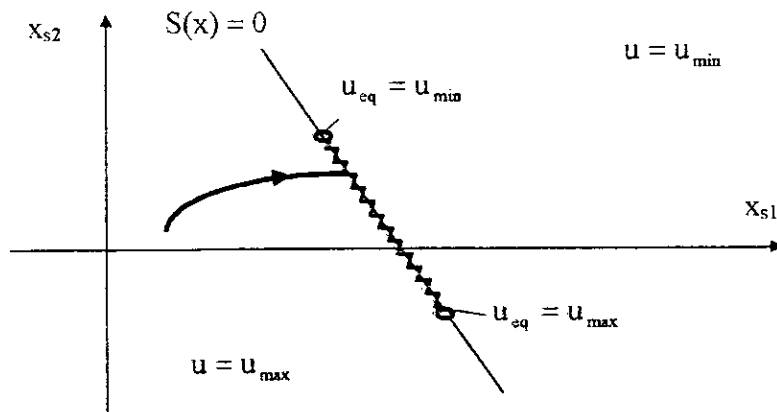


figure IV.3 : Phénomène de glissement pour un système d'ordre 2

Afin de déterminer les limites du domaine du mode de glissement, nous remplaçons la grandeur de commande équivalente dans l'équation IV.9 par les valeurs limites u_{max} et u_{min} .

Lorsque nous supposons que la grandeur de consigne est constante ($\dot{w} = 0$), nous trouvons pour la grandeur de commande équivalente l'expression suivante :

$$u_{eq} = -\frac{1}{K'b} K'(A x + b_v v + b_w w) \quad (IV.16)$$

Compte tenu de la condition IV.10, le domaine du mode de glissement est défini par :

$$u_{min} \leq -\frac{1}{K'b} K'(A x + b_v v + b_w w) \leq u_{max} \quad (IV.17)$$

La condition qui définit les limites du fonctionnement en mode de glissement est exprimée par l'équation suivante :

$$K'(A \tilde{x} + b u_{lim} + b_v v + b_w w) = 0 \quad (IV.18)$$

avec $u_{lim} = u_{max}$ ou u_{min}

\tilde{x} est le vecteur d'état délimitant le domaine qui doit tenir compte de la loi de commutation

$$S(\tilde{x}) = -K'\tilde{x} + k_w w = 0 \quad (IV.19)$$

D'après l'expression IV.17, il apparaît que la perturbation v et la consigne w influent sur le domaine du mode de glissement. En cas d'une brusque perturbation ou une large variation de la consigne, la trajectoire de l'état peut s'écarter du domaine et le mode de glissement cesse d'exister. Le cas échéant n'est vérifié que si la condition IV.10 est vérifiée.

IV.1.4 Imposition des pôles

La méthode d'emplacement de pôles utilisée dans la commande des systèmes linéaires continus et échantillonnés est simple dans son principe [Bühler 83]. Son extension pour le cas des systèmes commandés par mode de glissement, permet une grande simplicité dans la synthèse de la surface de glissement et donc dans le choix de la dynamique du système en régime de glissement [Boudjema 91].

IV.1.4.1 Détermination des coefficients de la contre-réaction

Le polynôme caractéristique du système en mode de glissement est :

$$P(s) = \det(sI - A) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (IV.20)$$

Les coefficients α_i du polynôme caractéristique peuvent être déterminés en fonction des pôles s_i imposés en identifiant le polynôme caractéristique par le polynôme suivant :

$$P(s) = (s - s_1)(s - s_2) \dots (s - s_n) \quad (IV.21)$$

Les coefficients α_i sont donnés par le théorème de Viète comme suit :

$$\begin{aligned} \alpha_{n-1} &= -(s_1 + s_2 + \dots + s_n) \\ \alpha_{n-2} &= -(s_1s_2 + s_2s_3 + \dots + s_{n-1}s_n) \\ &\vdots \\ \alpha_0 &= (-1)^n s_1 \cdot s_2 \dots s_n \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Le problème consiste à déterminer le vecteur ligne K^t de la contre-réaction d'état, afin que la matrice A^* prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles imposés. La principale propriété du mode de glissement réside dans l'invariance par rapport à une transformation linéaire, en particulier la grandeur de commande équivalente et les pôles. Puisque la détermination du vecteur ligne de la contre-réaction d'état pour la forme canonique de réglage est simple, la détermination du vecteur de la contre-réaction du système original se limite à calculer la matrice de transformation T qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système original à régler y compris, éventuellement, un régulateur intégrateur sous la forme canonique du réglage [Bühler 86.b].

Pour la forme canonique du réglage, la matrice A_r et le vecteur b_r du système à régler sont donnés par :

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & a_{n-1} \end{bmatrix}; b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

Si le vecteur ligne de la contre-réaction d'état est exprimé par :

$$K_r^t = [k_{r1} \quad k_{r2} \quad \dots \quad k_{rn}]$$

La matrice d'évolution du système en mode de glissement A_r^* aura la forme suivante :

$$A_r^* = \left(I - \frac{1}{K_r^t b_r} K_r^t \right) A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -\frac{k_{r1}}{k_{rn}} & -\frac{k_{r2}}{k_{rn}} & \dots & -\frac{k_{rn-1}}{k_{rn}} \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

Comme nous le constatons, la matrice A_r^* est singulière car la première colonne est nulle. Cette matrice peut être établie en se basant sur la propriété d'invariance des pôles vis-à-vis une transformation linéaire.

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (IV.25)$$

A noter que les coefficients α_i sont les mêmes du polynôme caractéristique donné par IV.20.

Par identification des deux matrices, nous trouvons :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 0 \\ k_{ri} &= \alpha_i k_{rn} \end{aligned} \quad (IV.26)$$

Où :

- le coefficient k_m peut être choisi librement.
- la condition $\alpha_0 = 0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine.

Enfin pour aboutir au vecteur K^t de la contre-réaction d'état du système original, nous faisons une transformation inverse comme suit :

$$K^t = K_r^t T \tag{IV.27}$$

La matrice de transformation T vérifie les équations :

$$\begin{aligned} A_r T &= T A \\ b_r &= T b \end{aligned} \tag{IV.28}$$

Elle est donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} \tag{IV.29}$$

avec

$$\begin{aligned} t_1^t &= [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1} \\ t_2^t &= t_1^t A \\ t_3^t &= t_2^t A = t_1^t A^2 \\ &\vdots \\ t_n^t &= t_{n-1}^t A = t_1^t A^{n-1} \end{aligned} \tag{IV.30}$$

Où Q_c est la matrice de commandabilité du système et définie par :

$$Q_c = [b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-1} b] \tag{IV.31}$$

Finalement, l'équation (IV.27) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$K^t = k_m (\alpha_1 t_1^t + \alpha_2 t_1^t A + \dots + \alpha_{n-1} t_1^t A^{n-2} + t_1^t A^{n-1}) \tag{IV.32}$$

Remarque

Lorsque le système est d'ordre réduit, il est possible de développer analytiquement le déterminant de la matrice A^* donné par l'équation IV.20. Nous obtenons ainsi le polynôme caractéristique dont les coefficients α_i sont en fonction des gains de la contre-réaction d'état. En identifiant ce polynôme avec l'autre donné par l'équation IV.21, nous trouvons donc les gains en fonction des pôles imposés.

IV.1.4.2 Détermination du coefficient de l'intervention de la consigne

Afin de déterminer le coefficient de l'intervention de la grandeur de consigne " k_w ", il faut distinguer le cas du réglage avec régulateur intégrateur et l'autre sans régulateur intégrateur.

❖ Cas sans régulateur intégrateur

En général, nous travaillons autour d'un point de fonctionnement stationnaire (régime établi). Ceci nécessite la connaissance du vecteur d'état x en régime stationnaire.

Etant donné que le point d'équilibre se situe sur l'hyperplan de commutation, alors nous avons la relation suivante :

$$-K_s^s x_s^s + k_w w^s = 0 \tag{IV.33}$$

Où l'exposant s désigne les grandeurs en régime stationnaire.

De plus, la grandeur à régler égale à la grandeur de consigne ($y^s = w^s$), d'où le coefficient k_w est donné par :

$$k_w = \frac{K_s^s x_s^s}{w^s} \tag{IV.34}$$

❖ Cas avec régulateur intégrateur

Quant au réglage avec régulateur intégrateur, le régime stationnaire ne donne aucune information sur la détermination du coefficient de l'intervention de la grandeur de consigne [Bühler 86.b]. Ce dernier intervient uniquement pour une grandeur de consigne variable.

Le choix du coefficient $k_w = 0$ n'est pas toujours judicieux. En effet, par un tel choix, le régime stationnaire sera atteint d'une manière relativement lente. Si par contre, il est choisi non nul, ce choix peut apporter des perfections sur la rapidité de la convergence vers la grandeur de consigne correspondante. Ces perfections cessent avec le changement de la grandeur de consigne.

IV.1.4.3 Influence du choix des pôles

Du fait que la matrice A^* est singulière, un pôle doit être forcément imposé à l'origine. Les autres $n-1$ pôles peuvent être choisis librement. Mais, il est indispensable qu'ils possèdent une partie réelle négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode de glissement [Bühler 83,89].

Il est judicieux de choisir des pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle pour obtenir un amortissement relatif optimal. De plus, il faut garantir un amortissement absolu minimal en délimitant la partie réelle négative des pôles en les situant à la gauche d'une droite limite d'abscisse $-\rho_{\min}$ (figure IV.4). Les pôles restant peuvent être alignés sur une droite verticale.

Plus nous déplaçons les pôles vers la gauche, plus le réglage devient rapide. Cependant, comme nous l'avons vu, les coefficients de la contre-réaction d'état (K^l) sont en fonction des coefficients α_i de l'équation caractéristique IV.20. Nous pouvons donc affirmer que la valeur des éléments du vecteur de contre-réaction d'état augmente lorsque la partie réelle des pôles s_i imposés augmente. Cette augmentation diminue, en principe, la largeur du domaine du mode de glissement [Bühler 86.b]. Pour un choix approprié des pôles, nous devons délimiter la valeur absolue maximale de la partie réelle des pôles par une autre droite verticale d'abscisse $-\rho_{\max}$ (figure IV.4).

Lorsque la charge varie, le domaine du mode de glissement se restreint, et les pôles imposés peuvent ne pas assurer le régime de glissement. Dans ce cas, il est opportun de faire appel à un placement de pôles robuste [Ackermann 80]. Le cas échéant, il n'existe pas de directives générales pour le choix de ρ_{\min} et ρ_{\max} nécessaires pour le fonctionnement normal.

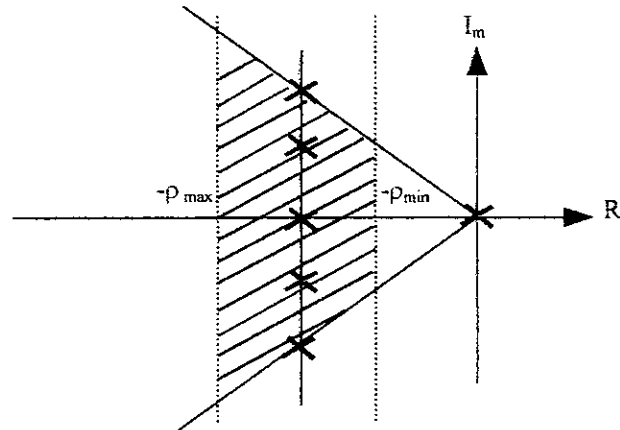


figure IV.4 : Domaine d'imposition des pôles

IV.1.5 Fréquence de commutation

En mode de glissement idéal (fréquence de commutation infinie), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation pour ensuite évoluer exactement sur celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Lorsque la fréquence de commutation est finie, la commutation a lieu dans une bande limite au voisinage de la surface (figure IV.5). Il y a pendant un certain temps, un mouvement où la commande u égale à u_{\min} ou u_{\max} .

Dans ce cas, la dérivée de loi de commutation est donnée par :

$$\dot{S}(x) = -K^t \dot{x} = -K^t (Ax + bu_{\lim} + b_v v + b_w w) \tag{IV.35}$$

Avec w est supposée constante.

Dans le cas idéal, on a vu que :

$$\dot{S}(x) = 0 = -K^t (Ax + bu_{eq} + b_v v + b_w w) \tag{IV.36}$$

Lorsque la fréquence de commutation est suffisamment élevée, on peut admettre l'égalité entre IV.35 et IV.36, d'où nous obtenons :

$$\dot{S}(x) = -K^t b (u_{\lim} - u_{eq}) \tag{IV.37}$$

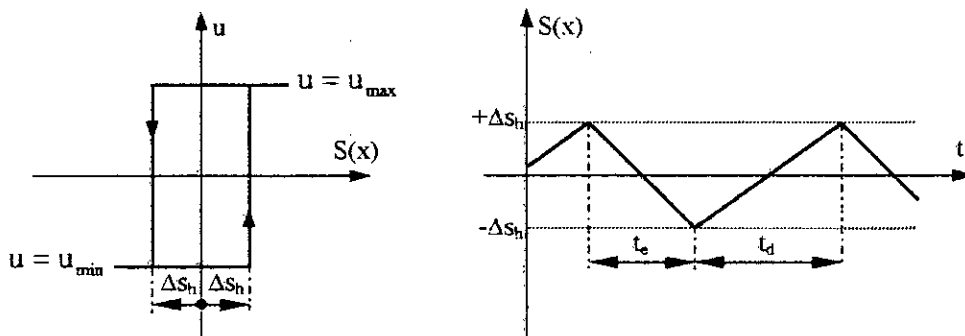


figure IV.5 : loi de commutation avec hystérésis

Durant l'enclenchement, la grandeur de commande $u_{lim} = u_{max}$. Par conséquent, on obtient la durée d'enclenchement t_e :

$$t_e = \frac{2\Delta s_h}{-\dot{S}(x)} = \frac{2\Delta s_h}{K' b (u_{max} - u_{eq})} \quad (IV.38)$$

Durant le déclenchement, la grandeur de commande $u_{lim} = u_{min}$. d'où, on obtient la durée du déclenchement t_d :

$$t_d = \frac{2\Delta s_h}{\dot{S}(x)} = \frac{2\Delta s_h}{K' b (u_{eq} - u_{min})} \quad (IV.39)$$

Enfin la fréquence de commutation est donnée par

$$f_c = \frac{1}{t_e + t_d} = \frac{K' b (u_{max} - u_{eq})(u_{eq} - u_{min})}{2\Delta s_h (u_{max} - u_{min})} \quad (IV.40)$$

Souvent, il est nécessaire de maintenir constante la fréquence de commutation f_c . Dans ce cas, il faut varier la largeur de l'hystérésis selon l'équation IV.41.

$$\Delta s_h = \frac{K' b (u_{max} - u_{eq})(u_{eq} - u_{min})}{2f_c (u_{max} - u_{min})} \quad (IV.41)$$

IV.1.6 limitation des grandeurs d'état

La limitation des grandeurs d'états est nécessaire pour des fins de protection des processus industriels contre les surcharges qui peuvent conduire à une destruction du système. Dans le réglage d'état, la résolution de ce problème rencontre particulièrement des difficultés. Par contre dans le réglage par mode de glissement, cette limitation est plus facile, du fait que nous pouvons imposer une trajectoire d'état au système en changeant la forme de la surface de commutation.

Lorsque nous voulons limiter plusieurs grandeurs d'état, nous faisons appel à une chaîne de limiteurs placés en cascade, où chaque limiteur fournit une grandeur de consigne w_i donné par :

$$w_i = \begin{cases} w_{imax} & \text{pour } w_{imax} < e_i \\ e_i & \text{pour } w_{imin} \leq e_i \leq w_{imax} \\ w_{imin} & \text{pour } e_i < w_{imin} \end{cases} \quad (IV.42)$$

avec

$$\begin{aligned} e_i &= w_{i+1} - k_{si+1} x_{si+1} + k_r x_r \\ \text{et} & \\ w_{ilim} &= k_{si} x_{silim} \end{aligned} \quad (IV.43)$$

Comme dans les réglages par retour d'état continue, il faut effectuer une correction sur le régulateur intégrateur dans le fonctionnement en limitation. Cette correction est réalisée par injection de la différence entre l'entrée et la sortie de chaque limiteur à l'entrée du régulateur intégrateur.

IV.2 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La conception de la commande est basée sur le modèle linéaire obtenu par le biais de la commande vectorielle simplifiée.

Le modèle simplifié est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* & -\frac{f}{j} & 0 \\ jL_r & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \\ 0 \end{bmatrix} C_r \quad (IV.44)$$

IV.2.1. Réglage de vitesse

La figure IV.6 montre le schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état avec régulateur intégrateur.

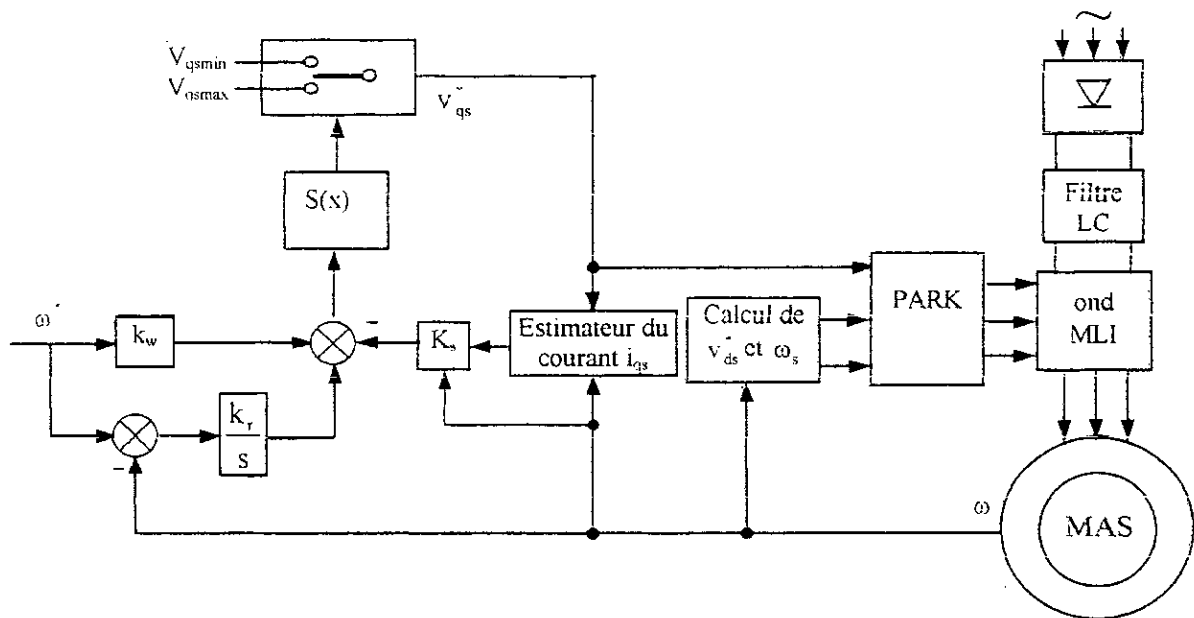


figure IV.6 : Schéma de principe du réglage de la vitesse par mode de glissement

Dans le but d'annuler l'erreur statique $(\omega^* - \omega)$, nous avons introduit un régulateur intégrateur dans la boucle de régulation. Il est décrit par :

$$x_i = \frac{1}{T_i} (\omega^* - \omega) \quad (IV.45)$$

Le système global est de la forme suivante :

$$\dot{x} = A x + B_u v_{qs} + B_w \omega^* + B_v C_r \quad (IV.46)$$

Il est donné sous la forme matricielle comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} & \frac{f}{j} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ T_i \end{bmatrix} \omega^* + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \\ 0 \end{bmatrix} C_r \quad (IV.47)$$

la surface de commutation est :

$$S(x) = -K^t x + k_w \omega^* \quad \text{avec } K^t = [k_i \quad k_w \quad -k_r] \quad (IV.48)$$

le système est gouverné par la loi de commande suivante :

$$v_{qs} = \begin{cases} v_{qsmax} & \text{pour } S(x) > 0 \\ v_{qsmin} & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.49)$$

En mode de glissement la matrice A devient comme suit :

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_w}{jL_r k_i} & \frac{f k_w}{j k_i} & -\frac{k_r}{T_i k_i} & 0 \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} & -\frac{f}{j} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.50)$$

le polynôme caractéristique de cette matrice est

$$\det(sI - A^*) = s^3 + s^2 \left(\frac{f}{j} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_w}{jL_r k_i} \right) + s \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_r}{jL_r T_i k_i} \quad (IV.51)$$

IV.2.1.1 Détermination des gains de la contre-réaction

Nous imposons en boucle fermée trois pôles. Un pôle est imposé à l'origine ($s_1 = 0$), exigé par le fait que la matrice A^* est singulière. Les deux autres sont choisis complexes conjugués à partie réelle négative pour assurer un amortissement relatif optimal ($s_{2,3} = -\rho \pm j\rho$).

D'où, le polynôme caractéristique suivant :

$$P(s) = s^3 + 2\rho s^2 + 2\rho^2 s \quad (IV.52)$$

Afin de déterminer les gains de la contre-réaction, nous devons calculer la matrice de commandabilité Q_c et la matrice de transformation T .

La matrice de commandabilité est :

$$Q_c = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} & \left(\frac{R_{cq}}{\sigma L_s}\right)^2 - \frac{\rho^2 \Phi_{dr}^{*2}}{\sigma j L_r} \\ 0 & \frac{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} & -\frac{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} \left(\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} - \frac{f}{j}\right) \\ 0 & 0 & -\frac{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r T_i} \end{bmatrix} \quad \text{--- (IV.53)}$$

La matrice de transformation est :

$$T = \frac{j\sigma L_s L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \begin{bmatrix} 0 & 0 & T_i \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} & -\frac{f}{j} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.54)}$$

En posant le vecteur γ comme suit :

$$\gamma = [2\rho^2 \quad 2\rho \quad 1] \quad \text{(IV.56)}$$

d'où le vecteur de la contre-réaction K^t :

$$K^t = k_m \gamma T = k_m \frac{j\sigma L_s L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \begin{bmatrix} \frac{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} & \left(2\rho - \frac{f}{j}\right) & 2\rho^2 T_i \end{bmatrix} \quad \text{(IV.57)}$$

Nous choisissons k_m de sorte qu'un des gains soit unitaire. En choisissant $k_m = \frac{1}{\sigma L_s}$, le gain k_i sera égal à un.

Enfin, nous trouvons le vecteur de la contre-réaction K^t .

$$K^t = \left[1 \quad \left(2\rho - \frac{f}{j}\right) \frac{j L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \quad 2\rho^2 T_i \frac{j L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \right] \quad \text{(IV.58)}$$

Remarques

Nous avons pu procéder à une méthode plus simple et plus rapide et qui repose sur le développement analytique. En calculant la matrice A^* en mode de glissement, les coefficients peuvent être déduits en identifiant le polynôme caractéristique de cette matrice avec le polynôme IV.52.

Par identification des deux polynômes, nous trouvons :

$$\begin{aligned} \frac{k_\omega}{k_i} &= \left(2\rho - \frac{f}{j}\right) \frac{j L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \\ \frac{k_r}{k_i} &= 2\rho^2 T_i \frac{j L_r}{\rho^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \end{aligned} \quad \text{(IV.59)}$$

En choisissons $k_i = 1$, nous retrouvons le vecteur de la contre-réaction.

Cette méthode est plus rapide, mais elle présente l'inconvénient de ne pas être programmable sur calculateur ou en langages évolués. Ce qui n'est pas le cas pour la première méthode. La

programmation du calcul des gains est surtout nécessaire lorsque l'ordre du système est élevé où le développement analytique est impossible.

Avec l'introduction du régulateur intégrateur, il n'y a pas de critère général pour le calcul du coefficient de l'intervention directe de la consigne. Dans tout le reste de ce travail, il est choisis nul.

IV.2.1.2 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système fonctionne en mode de glissement, la trajectoire se trouve dans l'hyperplan donné par $S(x) = 0$, ainsi nous déduisons la grandeur de commande équivalente

v_{qseq} :

$$v_{qseq} = \sigma L_s \left(\left(\frac{R_{cq}}{\sigma L_s} - k_\omega \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{j L_r} \right) i_{qs} + \left(\frac{\Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} + k_\omega \frac{f}{j} - \frac{k_r}{T_i} \right) \omega + k_\omega \frac{p}{j} C_r + \frac{k_r}{T_i} \omega^* \right) \quad (IV.60)$$

D'après l'équation IV.58, nous remarquons que si ρ augmente, les gains de la contre-réaction augmentent aussi. Par conséquent, la commande équivalente peut sortir de l'intervalle délimitant le domaine du mode de glissement. Le même effet peut être provoqué par les grandes variations de la perturbation et de la consigne.

IV.2.1.3 Limitation du courant i_{qs}

Le courant i_{qs} peut être réduit par action sur le placement des pôles (limitation indirecte) en diminuant la valeur de ρ . Cette méthode a malheureusement une réponse lente lors de la variation de la consigne. En outre, l'impact de la perturbation est important [Azzi 95].

Nous limitons le courant i_{qs} en formulant une loi de commutation avec limitation $S(x)$ suivant :

$$S(x) = \begin{cases} K' x + k_w w & \text{pour } i_{qsmin} \leq i_{qs} \leq i_{qsmax} \\ k_i (i_{qsmax} - i_{qs}) & \text{pour } i_{qs} > i_{qsmax} \\ k_i (i_{qsmin} - i_{qs}) & \text{pour } i_{qs} < i_{qsmin} \end{cases} \quad (IV.61)$$

L'état du régulateur intégrateur doit être corrigé pour éviter l'effet de l'emballement de l'action intégrale.

$$\dot{x}_r = \frac{1}{T_i} (\omega^* - \omega - e_{lim}) \quad (IV.62)$$

avec

$$e_{lim} = \begin{cases} 0 & \text{si } i_{qsmin} \leq i_{qs} \leq i_{qsmax} \\ \frac{k_i}{k_\omega} (i_{qs} - i_{qsmax}) & \text{si } i_{qs} > i_{qsmax} \\ \frac{k_i}{k_\omega} (i_{qs} - i_{qsmin}) & \text{si } i_{qs} < i_{qsmin} \end{cases} \quad (IV.63)$$

Dans le cas de limitation, la grandeur de commande équivalente v_{qseq} sera exprimée par :

$$v_{qseq} = \sigma L_s \left(\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{qs} + \frac{\Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} \omega \right) \quad (IV.64)$$

IV.2.2 Réglage de position

La figure IV.7 montre le schéma de principe du réglage de position par mode de glissement avec régulateur intégrateur.

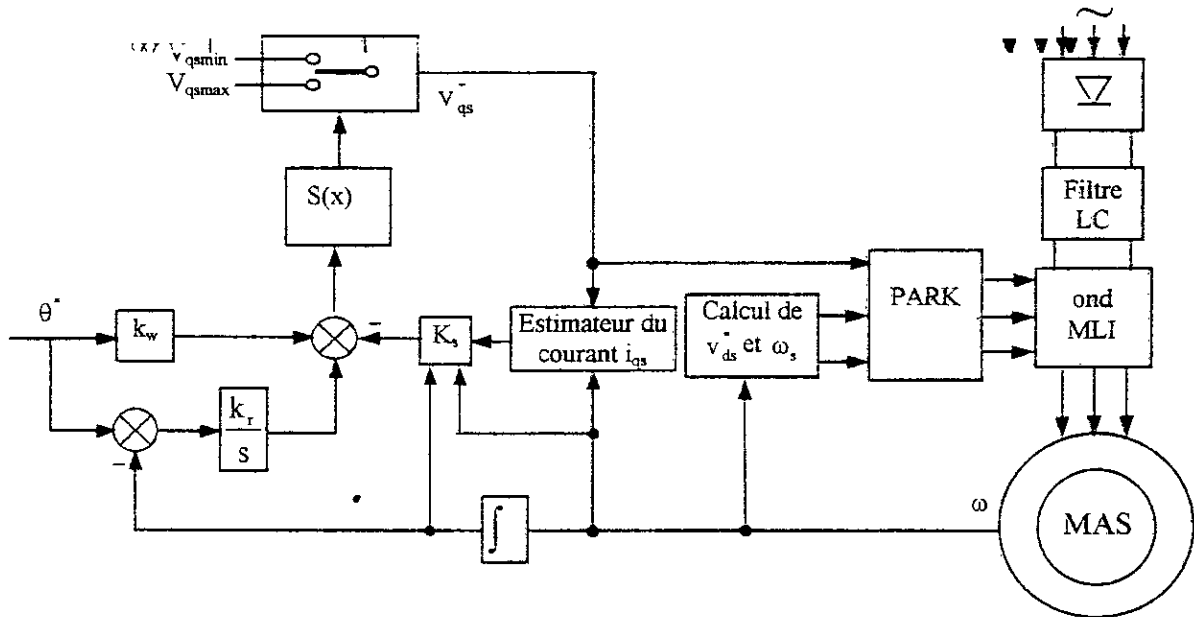


figure IV.7 : Schéma de principe du réglage de la position par mode de glissement

Le régulateur intégrateur est décrit par :

$$x_r = \frac{1}{T_i} (\theta^* - \theta) \quad (IV.65)$$

Le système global est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} & 0 & 0 \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} & -\frac{f}{j} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \theta^* + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{j} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C_r \quad (IV.66)$$

la surface de commutation est :

$$S(x) = -K^t x + k_w \theta^* \quad \text{avec } K^t = [k_i \quad k_\omega \quad k_\theta \quad -k_r] \quad (IV.67)$$

le système est gouverné par la loi de commande suivante :

$$v_{qs} = \begin{cases} v_{qsmmax} & \text{pour } S(x) > 0 \\ v_{qsmmin} & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.68)$$

En mode de glissement la matrice A devient comme suit :

$$A^* = \begin{bmatrix} \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_\omega}{jL_r k_i} & \frac{f k_\omega}{j k_i} - \frac{k_\theta}{k_i} & -\frac{k_r}{T_i k_i} & 0 \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} & -\frac{f}{j} & 0 & 0 \\ \theta & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.69)$$

le polynôme caractéristique de cette matrice est :

$$\det(s I - A^*) = s^4 + s^3 \left(\frac{f}{j} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_\omega}{jL_r k_i} \right) + s^2 \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_\theta}{jL_r k_i} + s \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^* k_r}{jL_r T_i k_i} \quad (IV.70)$$

IV.2.2.1 Détermination des gains de la contre-réaction

Nous imposons en boucle fermée quatre pôles. Un pôle est imposé à l'origine. Deux autres sont choisis complexes conjugués à partie réelle négative pour assurer un amortissement relatif optimal ($s_{2,3} = -\rho \pm j\rho$). Le quatrième est choisi réel et égal à $-\rho$. D'où, le polynôme caractéristique suivant :

$$P(s) = s^4 + 3\rho s^3 + 4\rho^2 s^2 + 2\rho^3 s \quad (IV.71)$$

Par identification des deux polynômes caractéristiques, et en choisissant $k_i = 1$, nous retrouvons le vecteur de la contre-réaction.

$$K^t = \left[1 \quad \left(3\rho - \frac{f}{j} \right) \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \quad 4\rho^2 \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \quad 2\rho^3 T_i \frac{jL_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \right] \quad (IV.72)$$

IV.2.2.2 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système fonctionne en mode de glissement, la trajectoire se trouve dans l'hyperplan défini par $S(x) = 0$, ainsi nous déduisons la grandeur de commande équivalente

v_{qseq} :

$$v_{qseq} = \sigma L_s \left(\left(\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} - k_\omega \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{jL_r} \right) i_{qs} + \left(\frac{L_s \Phi_{dr}^*}{\sigma M_{sr}} + k_\omega \frac{f}{j} - k_\theta \right) \omega - \frac{k_r}{T_i} \theta + k_\omega \frac{p}{j} C_r + \frac{k_r}{T_i} \theta^* \right) \quad (IV.73)$$

D'après l'équation IV.70, nous remarquons que si ρ augmente, les gains de la contre-réaction augmentent aussi. Par conséquent, la commande équivalente peut sortir de l'intervalle délimitant le domaine du mode de glissement. Le même effet peut être provoqué par les grandes variations des valeurs de la perturbation et de la consigne.

IV.2.2.3 Limitation du courant i_{qs}

Nous limitons le courant i_{qs} en formulant une loi de commutation avec limitation $S(x)$ défini par :

$$S(x) = \begin{cases} K^t x + k_w w & \text{pour } i_{qsmin} \leq i_{qs} \leq i_{qsmax} \\ k_i (i_{qsmax} - i_{qs}) & \text{pour } i_{qs} > i_{qsmax} \\ k_i (i_{qsmin} - i_{qs}) & \text{pour } i_{qs} < i_{qsmin} \end{cases} \quad (IV.74)$$

L'état du régulateur intégrateur doit être corrigée pour éviter l'effet de l'emballement de l'action intégrale.

$$\dot{x}_r = \frac{1}{T_i}(\theta^* - \theta - e_{lim}) \tag{IV.75}$$

avec

$$e_{lim} = \begin{cases} 0 & \text{si } i_{qsmin} \leq i_{qs} \leq i_{qsmax} \\ \frac{k_i}{k_\theta}(i_{qs} - i_{qsmax}) & \text{si } i_{qs} > i_{qsmax} \\ \frac{k_i}{k_\theta}(i_{qs} - i_{qsmin}) & \text{si } i_{qs} < i_{qsmin} \end{cases} \tag{IV.76}$$

Dans le cas de limitation, la grandeur de commande équivalente v_{qseq} sera la même donnée par l'expression IV.64.

IV.2.3 Résultats de simulation

Le dimensionnement du régulateur a été fait en continu. Pour avoir les gains du régulateur digital, Bühler propose une méthode de correction sur les gains en continu et il l'appelle dimensionnement pseudo-échantillonné.

$$k_i^d = k_i + \frac{k_r}{2}; \quad k_\omega^d = k_\omega + \frac{k_r}{2}; \quad k_\theta^d = k_\theta + \frac{k_r}{2} \tag{IV.77}$$

Les paramètres du réglage sont regroupés dans le tableau IV.1 pour le réglage de vitesse et le et le tableau IV.2 pour le réglage de position.

ρ	k_i	k_ω	k_r	ε
30	1	0.4917	0.1481	1

tableau IV.1 : paramètres du réglage de vitesse

ρ	k_i	k_ω	k_θ	k_r	ε
10	1	0.2448	2.675	0.103	1

Tableau IV.2 : paramètres du réglage de position

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état. Nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge (charge nominale $C_r = 10Nm$) aux instants $t_1=1s$ et $t_2=1.5s$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 1000tr/mn$ pour le réglage de vitesse (figure IV.8) et entre $\pm 5tr$ pour le réglage de position (figure IV.9).

La figure IV.8 montre le réglage de vitesse par mode glissement avec limitation directe du courant, or le flux rotorique est imposé en boucle ouverte dans la figure IV.8.a et est réglé par un régulateur PI dans la figure IV.8.b. Nous remarquons que le réglage donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne et rejette la perturbation avec un léger dépassement. Le courant reste toujours limité à sa valeur maximale admissible. Nous constatons aussi que le découplage est plus amélioré dans le deuxième cas que dans le premier.

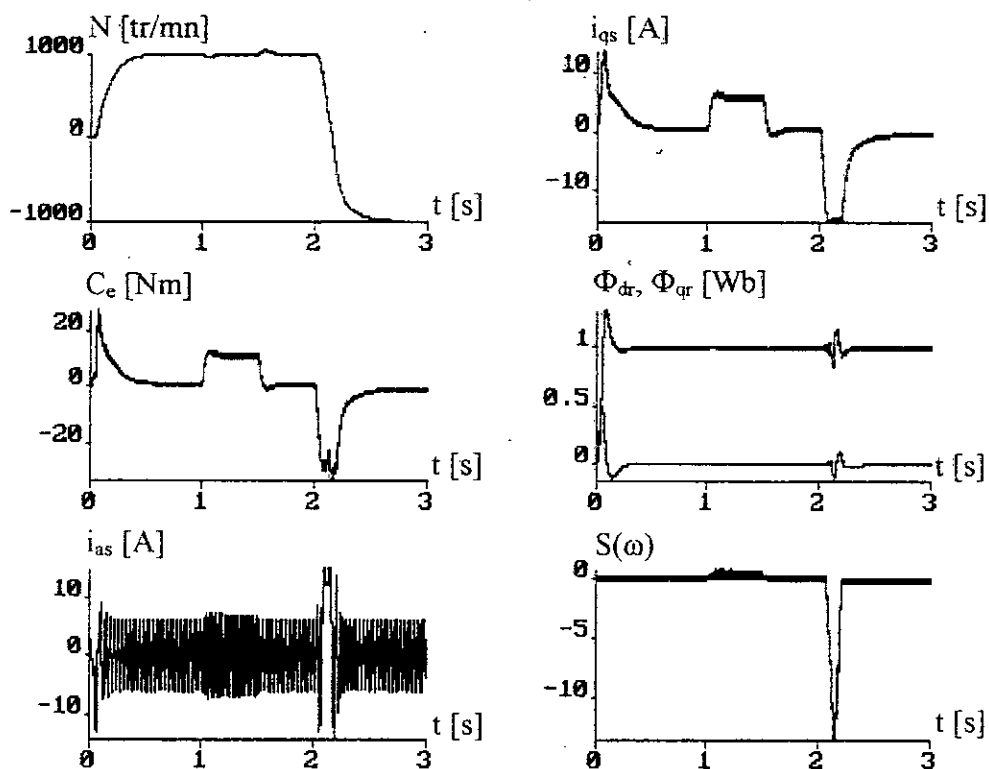


figure IV.8.a : Régler de vitesse sans amélioration du découplage

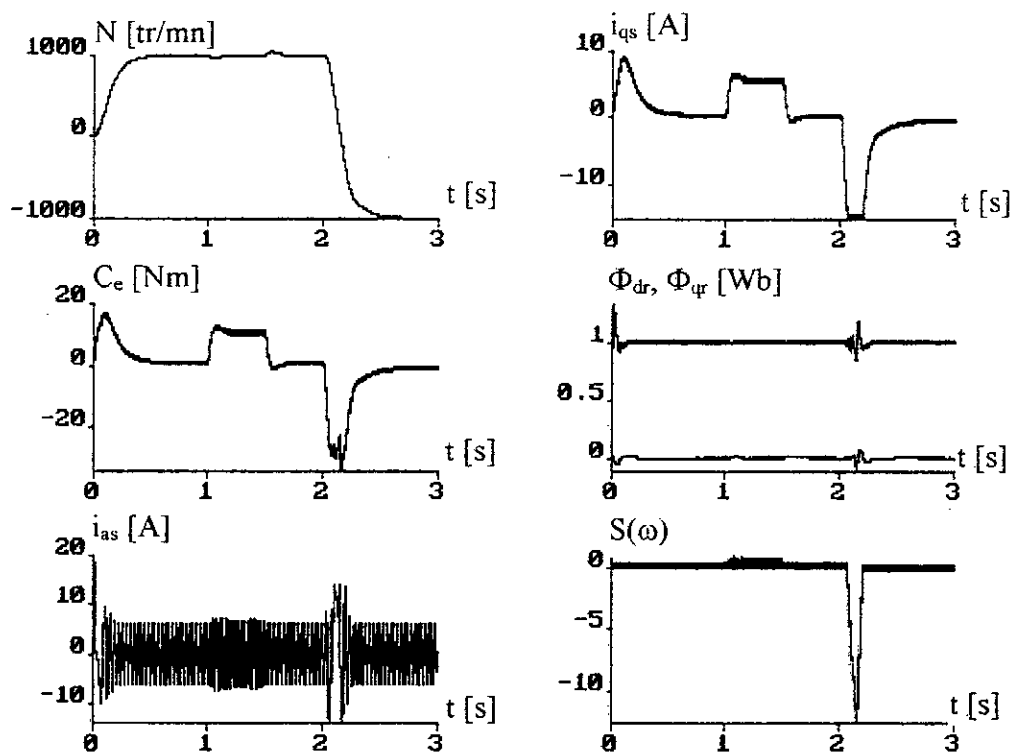


figure IV.8.b : Régler de vitesse avec amélioration du découplage

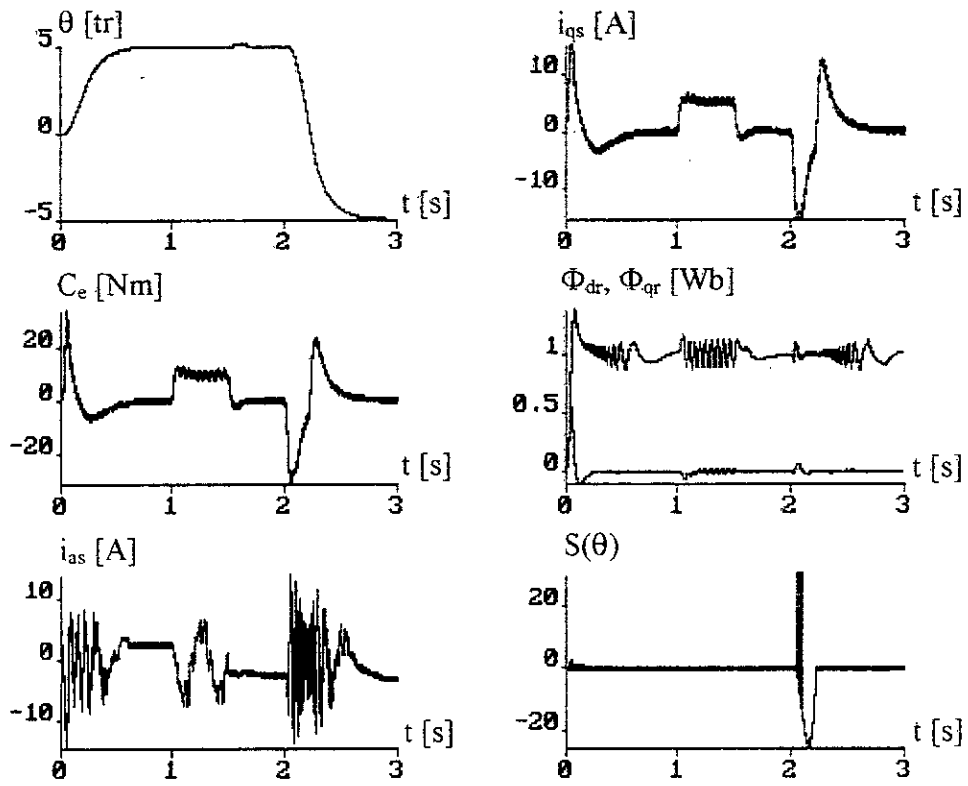


figure IV.9.a : Réglage de position sans amélioration du découplage

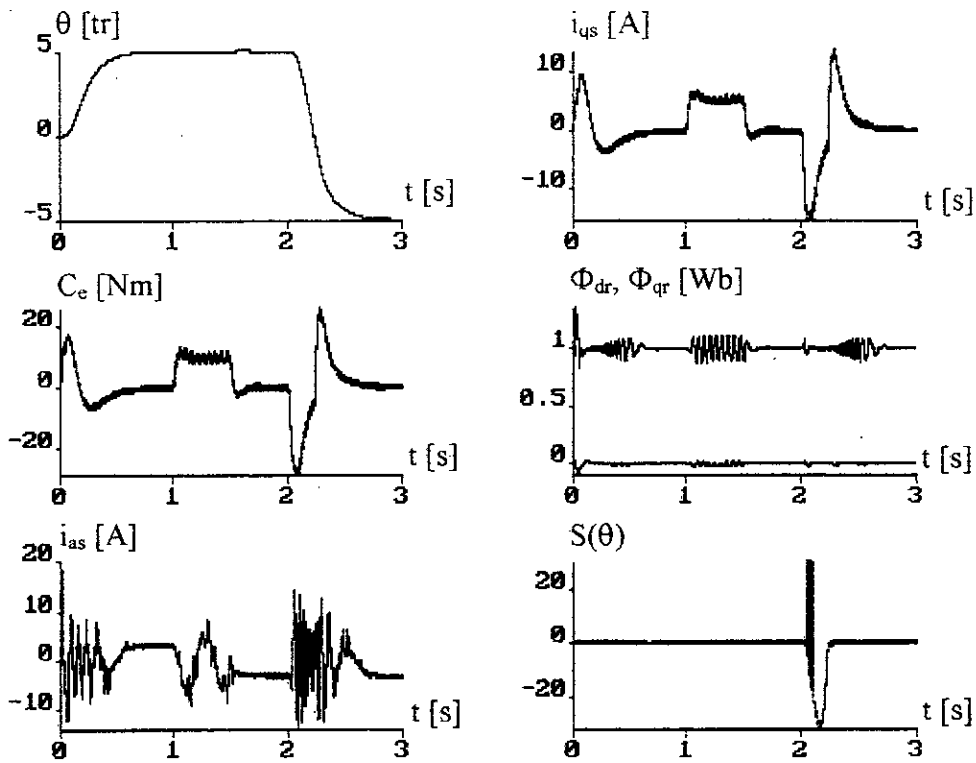


figure IV.9.b : Réglage de position avec amélioration du découplage

IV.3 REGLAGE ADAPTATIF PAR POURSUITE D'UN MODELE DE REFERENCE

Dans le domaine des réglages adaptatifs, le principe d'adaptation à un modèle de référence est très répondu [Landau 79]. Dans cette catégorie, il y a la possibilité de réaliser l'adaptation à l'aide d'un système de réglage à structure variable. On parle alors du réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence. La procédé de synthèse peut conduire à un fonctionnement par mode de glissement [Balestrino 84]. Ce type de réglage s'adapte bien avec les systèmes ayants des paramètres variables où mal connus.

IV.3.1 Configuration de la commande par poursuite d'un modèle de référence

Le vecteur d'état x_s du système est comparé au vecteur d'état du modèle de référence (M). Ce dernier est influencé par la grandeur de consigne w et donne la trajectoire désirée que le système à régler devra suivre indépendamment des variations des paramètres ou des perturbations externes v . Dans ce but, le vecteur de commande u est commuté par une loi de commutation $S(x_e)$ qui est par l'intermédiaire du vecteur K_e^t , fonction de l'erreur de poursuite x_e du vecteur d'état (figure IV.10)[Bühler 86.b].

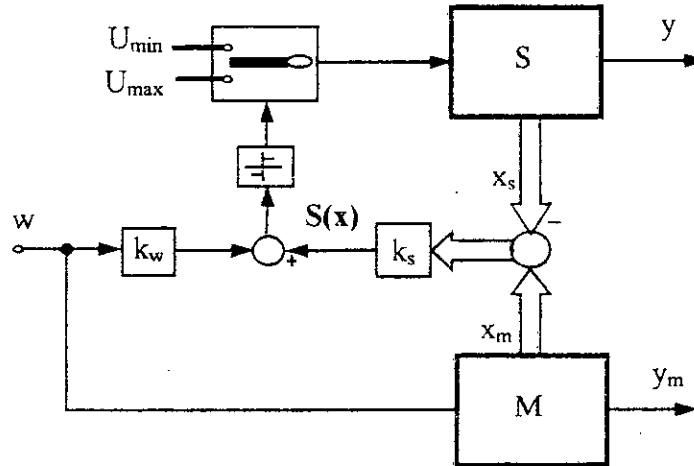


figure IV.10 : Configuration du réglage adaptatif

De nouveau, le système est décrit par :

$$\begin{cases} \frac{dx_s}{dt} = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y_s = C_s^t x_s \end{cases} \tag{IV.78}$$

Le modèle de référence est aussi décrit par :

$$\begin{cases} \frac{dx_m}{dt} = A_m x_m + b_m w \\ y_m = C_m^t x_m \end{cases} \tag{IV.79}$$

Les paramètres du système à régler peuvent être variables et mal connus, or les paramètres du modèle de référence doivent être constants est connus.

Nous adoptons la surface de commutation suivante :

$$S(x_e) = K_e^t (x_m - x_s) + k_w w \tag{IV.80}$$

La loi de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} u = u_{\max} & \text{pour } S(x_e) > 0 \\ u = u_{\min} & \text{pour } S(x_e) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.81})$$

IV.3.2 Commande équivalente

Lorsque le système global fonctionne en mode de glissement, nous avons $S(x_e) \equiv \dot{S}(x_e) = 0$. Ceci signifie que :

$$\dot{S}(x_e) = K_c^t (A_m x_m - A_s x_s - b_s u + b_m w - b_{sv} v) + k_w \dot{w} = 0 \quad (\text{IV.82})$$

Dans ce mode, la commande u prendre la valeur équivalente u_{eq} .

$$u_{eq} = (K_c b_s)^{-1} K_c^t (A_m x_m - A_s x_s + b_m w - b_{sv} v) + (K_c^t b_s)^{-1} k_w \dot{w} \quad (\text{IV.83})$$

Une condition nécessaire pour l'existence du mode de glissement réside dans la régularité de la matrice $K_c b_s$. De plus, la commande équivalente doit être située entre ces valeurs limites.

La dérivée de l'erreur de poursuite du vecteur d'état est donnée par :

$$\dot{x}_e = \dot{x}_m - \dot{x}_s = A_m x_m - A_s x_s + b_m w - b_s u - b_{sv} v \quad (\text{IV.84})$$

Lorsque nous introduisons pour le vecteur de commande sa valeur équivalente, nous obtenons l'équation d'état en mode de glissement.

$$\dot{x}_e^* = A_m^* x_m - A_s^* x_s + b_w^* w - b_{sv}^* v - b_w^* \dot{w} \quad (\text{IV.85})$$

avec

$$A_m^* = \left(I - b_s \frac{1}{K_c^t b_s} K_c^t \right) A_m \quad (\text{IV.86})$$

$$A_s^* = \left(I - b_s \frac{1}{K_c^t b_s} K_c^t \right) A_s \quad (\text{IV.87})$$

$$b_{sv}^* = \left(I - b_s \frac{1}{K_c^t b_s} K_c^t \right) b_{sv} \quad (\text{IV.88})$$

$$b_w^* = \left(I - b_s \frac{1}{K_c^t b_s} K_c^t \right) b_w \quad (\text{IV.89})$$

$$b_w^* = b_s \frac{1}{K_c^t b_s} k_w \quad (\text{IV.90})$$

Cette fois-ci, non seulement la matrice A_s^* est singulière mais aussi la matrice A_m^* .

IV.3.3 Poursuite parfaite

Afin de mettre en évidence les conditions de poursuite du vecteur d'état en mode de glissement, il est judicieux de modifier la relation IV.85 en soustrayant et en additionnant le terme $A_m^* x_e$. Ainsi, nous obtenons ainsi :

$$\dot{x}_e = A_m^* x_e + (A_m^* - A_s^*) x_s + b_w^* w - b_{sv}^* v - b_w^* \dot{w} \quad (\text{IV.91})$$

Afin que l'erreur de poursuite en mode de glissement soit indépendante de x_s , w , v et \dot{w} , il faut que :

$$A_m^* - A_s^* = 0, b_w^* = 0, b_{sv}^* = 0, b_w^* = 0 \tag{IV.92}$$

Sous ces conditions, la poursuite parfaite est garantie et l'équation IV.91 se réduit en :

$$\dot{x}_e = A_m^* x_e \tag{IV.93}$$

Si la matrice A_m^* est une matrice ayant des valeurs propres stables (sauf le pôle nul du à la singularité de la matrice), ce qui est possible par une imposition appropriée des pôles, l'erreur de poursuite s'annule après un régime transitoire initial, et le système suit fidèlement le modèle de référence.

Les trois premières conditions sont à étudier profondément. Par contre, la dernière exige que le coefficient k_w soit nul. Contente tenu de cette condition, l'intervention directe de la consigne sur la loi de commutation est donc incompatible avec une poursuite parfaite. En effet, lors d'un saut de consigne, le fonctionnement en mode de glissement peut être interrompu si b_w^* est non nul.

Souvent, l'exigence d'une poursuite parfaite du vecteur d'état est trop sévère, restrictive et impossible à réaliser. En effet, dans beaucoup de cas, les systèmes à régler possèdent une structure à paramètres variables incompatibles avec les conditions établies ci-dessus. En pratique, il suffit d'atteindre une poursuite parfaite du vecteur de sortie ou d'une manière moins restrictive, on se limite à annuler l'erreur de poursuite du vecteur de sortie en régime stationnaire. On propose de désigner ce comportement comme poursuite imparfaite.

IV.3.4 Poursuite imparfaite

La figure IV.11 montre la structure modifiée d'un réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence. Elle se distingue de la première structure par la formation de l'erreur $e = y_m - y_s$ du vecteur de sortie. Cette erreur est appliquée à un régulateur intégrateur ayant la variable d'état x_r . Ce dernier intervient par l'intermédiaire du coefficient k_r sur la loi de commutation.

La loi de commutation s'exprime par :

$$S(x) = K_e^t (x_m - x_s) + k_r x_r \tag{IV.94}$$

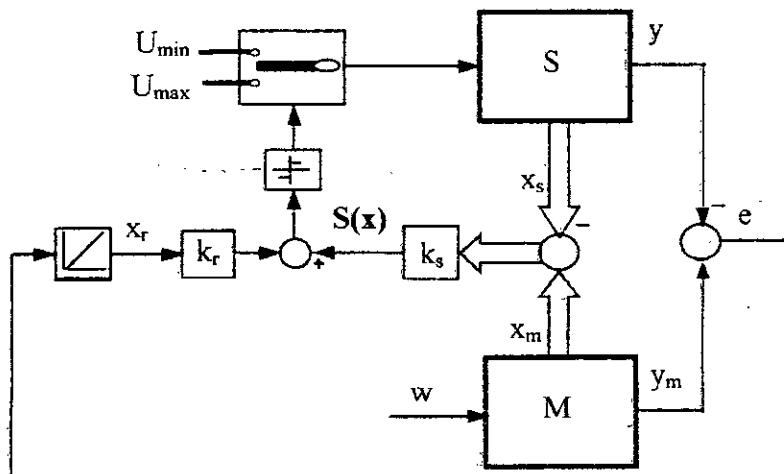


figure IV.11 : Configuration modifiée du réglage adaptatif

IV.3.4.1 Equation d'état du système global

Comme dans le cas du réglage par mode de glissement avec régulateur intégrateur, nous pouvons introduire le vecteur d'état $x = \begin{bmatrix} x_s \\ x_r \end{bmatrix}$ de dimension $n_s + 1$. Le système à régler et la loi de commutation deviennent :

$$\dot{x} = A x + b u + b_v v + b_m x_m \tag{IV.95}$$

et

$$S(x) = K_e^t x_m - K^t x \tag{IV.96}$$

Avec, $b_m = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_i C_m^t \end{bmatrix}$

Par comparaison avec les équations du mode de glissement établit précédemment, nous constatons que le vecteur de référence (x_m) joue le rôle de la grandeur de consigne.

IV.3.4.2 Equation d'état en mode de glissement

Comme nous avons déjà vu à plusieurs reprises, en mode de glissement, nous avons que $S(x) \equiv \dot{S}(x) = 0$. Ceci signifie que :

$$\dot{S}(x) = K_e^t (A_m x_m + b_m w) - K^t (A x + b u + b_v v + b_m x_m) \tag{IV.97}$$

d'où, nous tirons la grandeur de commande équivalente.

$$u_{eq} = (K^t b)^{-1} (K_e^t A_m - K^t b_m) x_m - (K^t b)^{-1} K^t (A x + b_v v) + (K^t b)^{-1} K_e^t b_m w \tag{IV.98}$$

Pour garantir l'existence du mode de glissement, il faut que le terme $K^t b$ soit non nul et que la commande u_{eq} doit être située entre ses valeurs limites.

D'où, l'équation en mode de glissement :

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_m^* x_m + b_w^* w \tag{IV.99}$$

avec

$$A^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K^t \right) A \tag{IV.100}$$

$$b_v^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K_e^t \right) b_v \tag{IV.101}$$

$$b_m^* = \left(I - b \frac{1}{K^t b} K^t \right) b_m + b \frac{1}{K^t b} K_e^t A_m \tag{IV.102}$$

$$b_w^* = b \frac{1}{K^t b} K_e^t b_m \tag{IV.103}$$

A noter que la matrice A^* est singulière.

Remarques

- ❖ Le vecteur de la contre-réaction d'état est déterminé par l'imposition des pôles de la matrice A^* donnée par IV.100. Cependant, cette dernière est identique à celle introduite dans la première partie du chapitre (IV.12).
- ❖ Lorsque les paramètres du système sont variables, nous devons dimensionner le vecteur K pour les valeurs nominales. Cependant, il est indispensable de vérifier la position des pôles dans toute la plage de variation des paramètres.

IV.3.4.3 Solution du système d'état en mode de glissement

Afin de permettre la solution des équations d'état, il faut résoudre simultanément d'une part l'équation d'état du système global y compris le régulateur intégrateur et d'autre part l'équation d'état du modèle de référence. Dans ce but, il est judicieux d'introduire le vecteur

d'état global $x_g = \begin{bmatrix} x \\ x_m \end{bmatrix}$ de dimension $2n_s + 1$.

D'où, l'équation en mode de glissement :

$$\dot{x}_g = A_g^* x_g + b_{gv}^* v + b_{gw}^* w \tag{IV.104}$$

avec

$$A_g^* = \begin{bmatrix} A^* & b_m^* \\ 0 & A_m \end{bmatrix}, b_{gv}^* = \begin{bmatrix} b_v^* \\ 0 \end{bmatrix}, b_{gw}^* = \begin{bmatrix} b_w^* \\ b_m \end{bmatrix}$$

l'erreur de poursuite est déterminée à partir du vecteur d'état global comme suit :

$$e = y_m - y_s = C_m^t x_m - C_s^t x_s = C_g^t x_g \tag{IV.105}$$

avec $C_g^t = \begin{bmatrix} -C_s^t & 0 & C_m^t \end{bmatrix}$

Les valeurs propres de la matrice A_g^* qui sont les pôles déterminants le phénomène transitoire du système global s'obtiennent de l'équation caractéristique suivante :

$$\det(sI - A_g^*) = \det \begin{bmatrix} sI - A^* & -b_m^* \\ 0 & sI - A_m \end{bmatrix} = \det(sI - A^*) \times \det(sI - A_m) \tag{IV.106}$$

Les valeurs propres du polynôme caractéristique se composent des valeurs propres du réglage par mode de glissement y compris le régulateur intégrateur selon la matrice A^* et des valeurs propres du modèle de référence selon la matrice A_m .

Afin d'obtenir une bonne poursuite, il faut que les pôles imposés à A^* soient plus rapides que les pôles du modèle de référence. Cependant, il faut veiller à ce que le mode de glissement existe sur tout le domaine désiré. Cette exigence limite le libre choix des pôles du réglage et par conséquent du modèle de référence.

Remarque

Afin de faciliter la conception de la commande, il est opportun de choisir pour le modèle de référence la même structure de b_m et C_m^t que celle des vecteurs b_s et C_s^t du système à régler respectivement. Ceci nécessite qu'ils possèdent les mêmes zéros. Si c'est possible, nous choisissons $C_m^t = C_s^t$ et b_m doit garantir le comportement stable désiré. Ainsi, les grandeurs d'état du modèle de référence possèdent une signification physique similaire à celle du système à régler [Bühler 86.b].

IV.4 REGLAGE ADAPTATIF DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La figure IV.12 montre le schéma de principe du réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence.

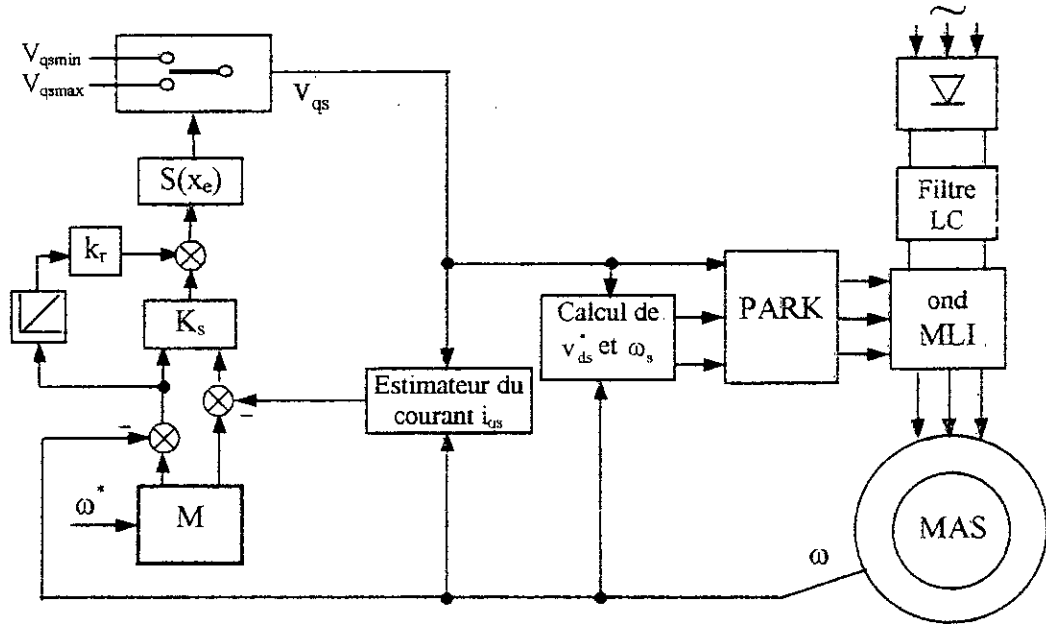


figure IV.12 : Schéma de principe du réglage adaptatif de vitesse

L'état du régulateur intégrateur est défini par :

$$x_r = \frac{1}{T_i}(\omega_m - \omega) \tag{IV.107}$$

La synthèse du régulateur est basée sur le modèle linéaire (IV.44). il est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b v_{qs} + b_v C_r \\ y_s = C_s^t x_s \end{cases} \tag{IV.108}$$

VI.4.1 Dimensionnement du modèle de référence

le modèle de référence est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + b_{wm} \omega^* \\ y_m = C_m^t x_m \end{cases} \tag{IV.109}$$

tel que :

$$x_m = \begin{pmatrix} i_m \\ \omega_m \end{pmatrix}, b_{wm} = \begin{pmatrix} b_w \\ 0 \end{pmatrix}, C_m^t = C_s^t = (0 \quad 1) \tag{IV.110}$$

le modèle de référence devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_m \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_w \\ 0 \end{bmatrix} \omega^* \tag{IV.111}$$

Afin que ω_m tende vers la valeur de référence ω^* , il faut que :

$$\begin{aligned} a_{11} &= 0 \\ a_{12} &= -b_w \end{aligned} \tag{IV.112}$$

La matrice d'état A_m devient :

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & -b_w \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (IV.113)$$

le polynôme caractéristique de cette matrice est :

$$P(s) = \det(s I - A_m) = s^2 - a_{22} s + a_{21} b_w \quad (IV.114)$$

Par imposition des pôles ($s_{1,2} = -\rho_m \pm j \rho_m$), nous trouvons :

$$\begin{cases} a_{21} b_w = 2\rho_m^2 \\ a_{22} = -2\rho_m \end{cases} \quad (IV.115)$$

La troisième équation est ajoutée, en donnant une signification pratique aux éléments de la matrice A_m .

$$\frac{a_{21}}{a_{22}} = \frac{a_{s21}}{a_{s22}} = -\frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{f L_r} \quad (IV.116)$$

d'où, le modèle de référence :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_m \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{f L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \rho_m \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*}{f L_r} 2 \rho_m & -2 \rho_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{f L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_{dr}^*} \rho_m \\ 0 \end{bmatrix} \omega^* \quad (IV.117)$$

La loi de commutation est donnée par :

$$S(x) = -k_i (i_{qs} - i_m) - k_\omega (\omega - \omega_m) + k_r x_r \quad (IV.118)$$

Les coefficients de la contre-réaction sont identiques à ceux établis précédemment au paragraphe IV.6.1.2.

VI.4.2 Résultats de simulations

Les paramètres du réglage de vitesse sont regroupés dans les tableaux IV.3.

ρ_m	ρ	k_i	k_ω	k_r	ε
15	30	1	0.4917	0.14814	1

Tableaux IV.3 : Paramètre du réglage de vitesse

Pour illustrer les performances du réglage adaptatif par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état. Nous avons simulé un démarrage à vide avec application et élimination de la charge aux instants $t_1=1s$ et $t_2=1.5s$, puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre ± 1000 tr/mn.

La figure IV.13 montre le réglage de vitesse dont le flux rotorique est imposé en boucle ouverte. Nous tenons à réduire le phénomène de chattering (figure IV.13.b) en utilisant la commande douce. Nous remarquons que malgré seule la sortie du système (ω) poursuit la sortie du modèle de référence (ω_m), le réglage donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne et rejette la perturbation avec un léger dépassement.

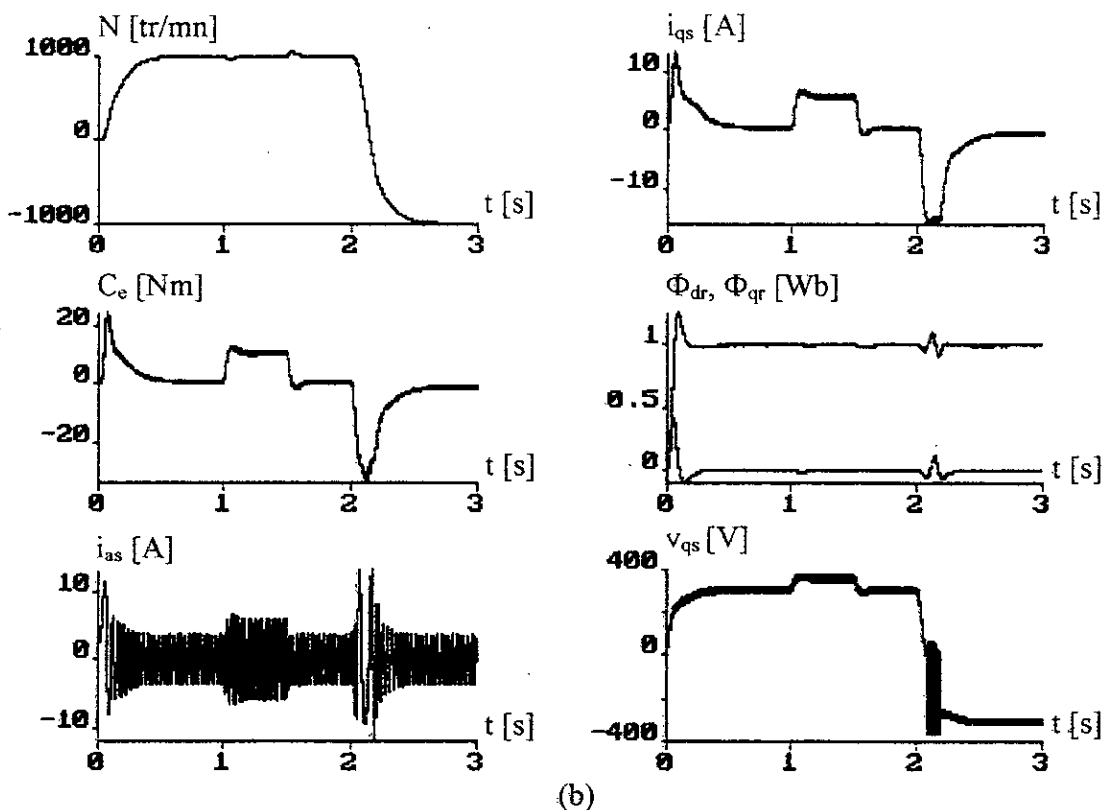
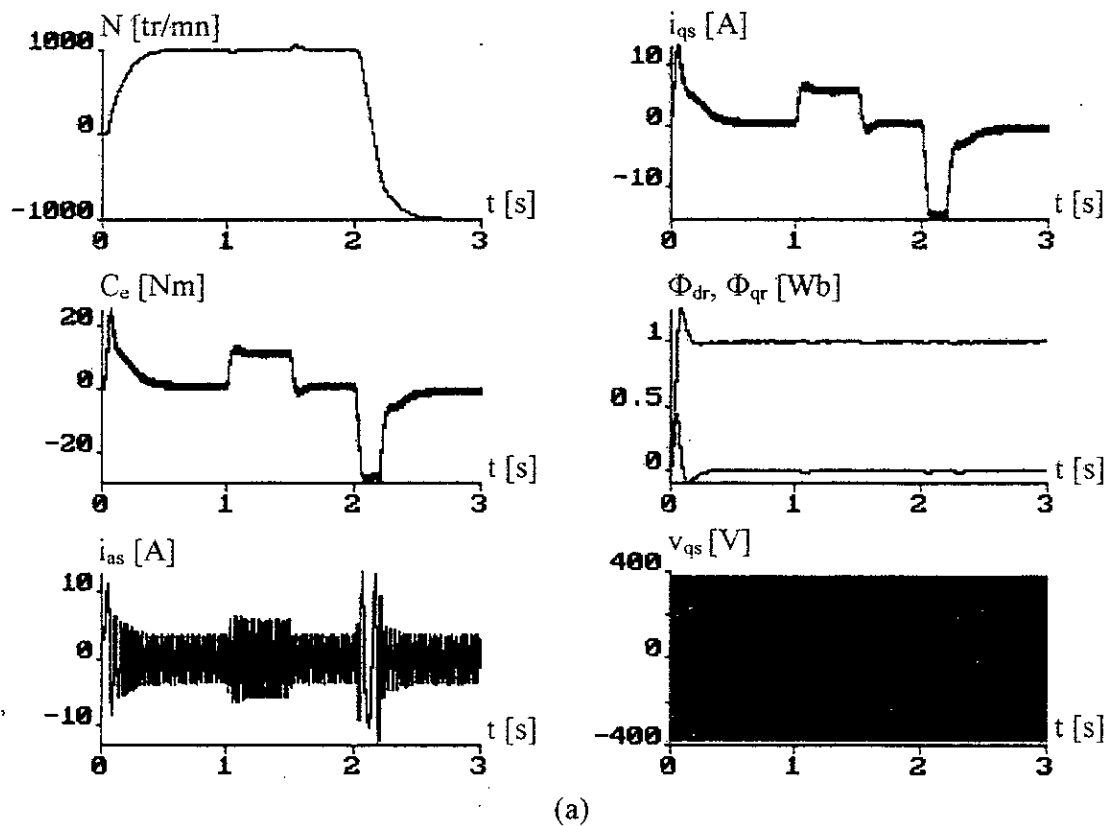


figure IV.13 : Réglage adaptatif par poursuite d'un modèle de référence

- (a) sans réduction du phénomène de chattering
- (b) avec réduction du phénomène de chattering

VI.5 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état en utilisant la technique d'emplacement de pôles. Nous nous sommes intéressés de plus près au réglage de vitesse et de position de la machine asynchrone. Ensuite, nous avons entamé la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence. Pour les deux types de réglage, des performances satisfaisantes vis-à-vis la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation sont obtenues. Ces performances sont meilleures pour un réglage avec amélioration du découplage.

De plus, le réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état utilisant la technique d'emplacement de pôles, présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple dans une commande par ordinateur.

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT AVEC OBSERVATEURS LINEAIRES

Les variables de la contre-réaction d'état qui forment la loi de commutation ne sont pas toujours mesurables. Dans le cas contraire, la mesure peut provoquer des erreurs indésirables. Cependant, l'estimation ne représente qu'une solution partielle. L'objectif de l'observation est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble ou une partie des variables définissant l'état du système, compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle mathématique de la machine, mais aussi d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les variables observées et ceux mesurées [O'reilly 83][Barkati 97].

La synthèse de l'observateur est basée sur le modèle linéaire de la machine asynchrone. Nous procédons au dimensionnement de deux observateurs : Le premier est un observateur d'ordre global synthétisé à l'aide de la forme canonique de l'observateur [Freindland 72][Bühler 86.a]. Tandis que le deuxième est un observateur par mode de glissement [Misawa 89][Drakunov 95]. Ces observateurs ne possèdent pas l'information sur la perturbation, ce qui provoque une erreur sur l'observation. Ce qui nous permet de tester l'invariance des systèmes à structure variable vis-à-vis la perturbation.

Dans ce chapitre, nous tenons à remplacer l'estimateur du courant établi dans le chapitre précédent par un observateur d'état d'ordre global calculé à partir du modèle linéaire de la machine asynchrone. Dans un premier lieu, il est présenté la structure de l'observateur d'ordre global synthétisé à l'aide de la forme canonique de l'observateur et de l'algorithme de Ackermann. Ensuite, nous présentons le principe général de l'observateur linéaire par mode de glissement. Ces deux observateurs sont incorporés dans la boucle de régulation de la vitesse pour l'observation du courant statorique au sein de la MAS.

V.1 STRUCTURE DU REGLAGE AVEC OBSERVATEUR

La figure V.1 montre la configuration du réglage lorsque la loi de commutation est formée par une contre-réaction des grandeurs d'état observées. L'observateur "O" fournit le vecteur d'état \hat{x}_s . Celui-ci est utilisé pour former par l'intermédiaire du vecteur k_s^t , la loi $S(\hat{x}_s)$.

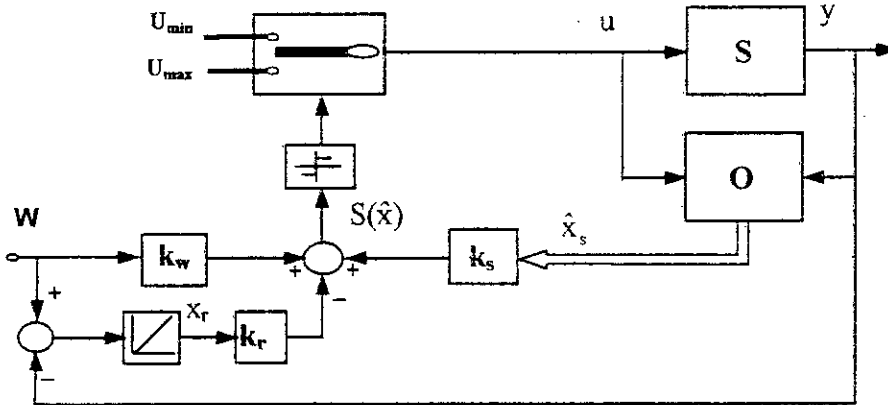


figure V.1 : Configuration du réglage par mode glissement avec observateur d'état

Afin de simplifier les calculs, nous n'avons pas superposé un intégrateur, le cas échéant, il n'y aura pas de problème particulier.

Considérons le système à régler sans perturbation défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u \\ y_s = C_s^t x_s \end{cases} \quad (V.1)$$

Pour l'observateur, l'erreur d'estimation ($\bar{x}_s = x_s - \hat{x}_s$) est supposée gouverner par l'équation $\dot{\bar{x}}_s = \bar{A}_s \bar{x}_s$.

Compte tenu de la configuration représentée ci-dessus, la loi de commutation est :

$$S(\hat{x}_s) = -k_s^t \hat{x}_s + k_w w = -k_s^t (x_s - \bar{x}_s) + k_w w \quad (V.2)$$

En mode de glissement, nous avons ($S(\hat{x}_s) \equiv \dot{S}(\hat{x}_s) \equiv 0$). Dans le cas d'une grandeur de consigne constante, nous obtenons :

$$\dot{S}(\hat{x}_s) = -k_s^t (A_s x_s + b_s u_{eq} - \bar{A}_s \bar{x}_s) = 0 \quad (V.3)$$

d'où, la grandeur de commande équivalente :

$$u_{eq} = \frac{-1}{k_s^t b_s} - k_s^t (A_s x_s - \bar{A}_s \bar{x}_s) \quad (V.4)$$

Nous retrouvons l'équation d'état en mode de glissement :

$$\dot{x}_s = A_s^* x_s + \bar{A}_s^* \bar{x}_s \quad (V.5)$$

$$A_s^* = (I - \frac{1}{k_s^t b_s} b_s k_s^t) A_s \quad (V.6)$$

avec

$$\bar{A}_s^* = \frac{1}{k_s^t b_s} b_s k_s^t \bar{A}_s$$

A noter que la matrice A_s^* est identique à la matrice en mode de glissement sans observateur.

Nous introduisons pour le système à régler plus l'observateur un vecteur d'état composé du vecteur d'état du système et de l'erreur d'observation. d'où l'équation d'état du système global :

$$\dot{x} = A x \tag{V.7}$$

avec

$$x = \begin{bmatrix} x_s \\ \bar{x}_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A = \begin{bmatrix} A_s^* & \bar{A}_s^* \\ 0 & \bar{A}_s \end{bmatrix} \tag{V.8}$$

Ainsi l'équation caractéristique du système global devient :

$$P(s) = \det(s I - A) = \det \begin{bmatrix} s I - A_s^* & -\bar{A}_s^* \\ 0 & s I - \bar{A}_s \end{bmatrix} \tag{V.9}$$

d'où

$$P(s) = \det(s I - A_s^*) \det(s I - \bar{A}_s) \tag{V.10}$$

En utilisant la méthode d'imposition des pôles, il est possible de dimensionner séparément le réglage par mode de glissement et l'observateur (Principe de Séparation [Bühler 83]).

Après le régime transitoire initial, l'observateur s'établit et l'erreur d'observation s'annule et le système global devient gouverné par l'équation en mode de glissement (IV.11) établit dans le chapitre précédent. Ceci exige que les pôles imposés pour l'observateur doivent être de dynamique plus rapide que ceux du réglage.

V.2. OBSERVATEUR D'ORDRE GLOBAL.

V.2.1 Structure générale de l'observateur d'ordre global

Soit un système linéaire observable sans perturbation définit par V.1.

Une première solution pour estimer le vecteur d'état x_s repose sur le modèle exacte du système [Freindland 72][O'reilly 83].

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_s = A_s \hat{x}_s + b_s u \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \tag{V.11}$$

l'erreur d'estimation est gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{\bar{x}}_s = A_s \bar{x}_s \tag{V.12}$$

En Posant $\bar{x}_s(t_0) = x_s(t_0) - \hat{x}_s(t_0)$, l'erreur devient :

$$\bar{x}_s(t) = \bar{x}_s(t_0) e^{A_s t} \tag{V.13}$$

Pour que l'erreur d'estimation tende vers zéro, il faut que le système soit stable (les valeurs propres doivent être à partie réelle négative) ou bien les conditions initiales du système réel et ceux du modèle d'estimation sont identiques. Souvent, la deuxième condition ne peut pas être vérifiée. Ce qui rend cette méthode incapable de satisfaire les besoins. Le principe de la reconstruction consiste à corriger la dynamique d'observation en tenant compte de l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée, afin d'éviter que l'observateur soit en boucle ouverte [Freindland 72][Bühler 83].

D'où le modèle modifié (V.5) et la structure de cet observateur (figure V.2) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_s = A_s \hat{x}_s + b_s u + G(y_s - \hat{y}_s) \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (V.14)$$

G est le gain d'observation.

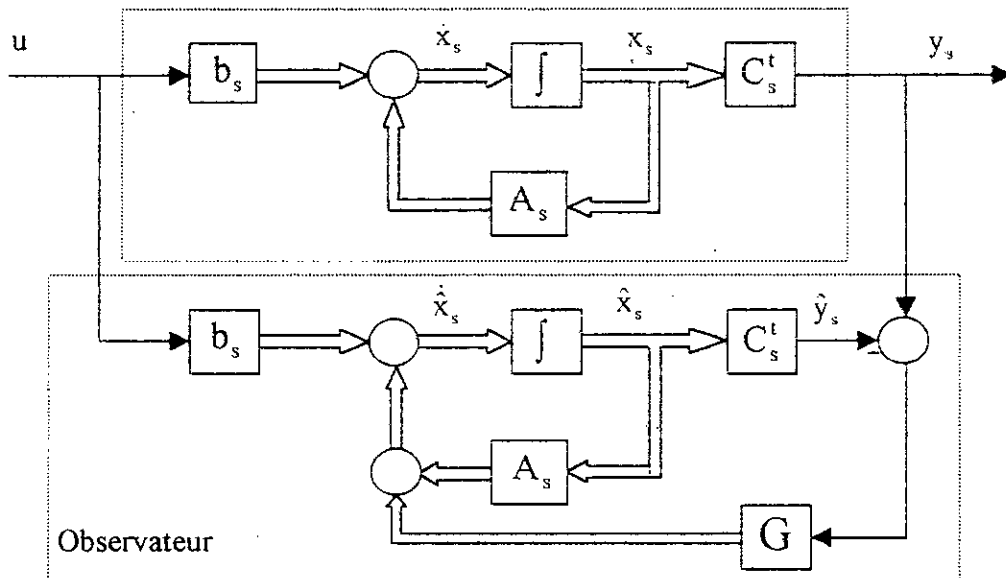


figure V.2 : Structure générale de l'observateur d'ordre global

Lorsque l'ordre du modèle de l'observateur est égal à celui du système à observer, l'observateur est dit d'ordre global (full order state observer). Ce dernier est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_s = \bar{A}_s \hat{x}_s + b_s u + G y_s \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (V.15)$$

avec

$$\bar{A}_s = A_s - G C_s^t \quad (V.16)$$

Dans ce cas l'erreur est gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{\bar{x}}_s = \bar{A}_s \bar{x}_s \quad (V.17)$$

Le choix du gain G est fait de sorte que la matrice A soit stable afin que l'erreur converge vers zéro pour n'importe quelle condition initiale ($\bar{x}_s(t_0)$). De plus, un bon choix de du gain impose une dynamique de convergence plus rapide.

V.2.2 Dimensionnement de l'Observateur d'ordre global

V.2.2.1 Dimensionnement à l'aide de la forme canonique de l'observateur

Cette méthode consiste à faire un changement de base du système réel vers la forme canonique de l'observateur. Dans cette dernière, le système s'écrit comme suit [Bühler 86.a]:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_s = \tilde{A}_s \tilde{x}_s + \tilde{b}_s u \\ \tilde{y}_s = C_s^t \tilde{x}_s \end{cases} \quad (V.18)$$

avec

$$\tilde{\mathbf{b}}_s = T \mathbf{b}_s = \begin{bmatrix} \tilde{b}_{s1} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{sn_1} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{C}}_s^t = \mathbf{C}_s^t T^{-1} = [0 \quad \dots \quad 1]$$

et

$$\tilde{\mathbf{A}}_s = T \mathbf{A}_s T^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & -a_0 \\ 1 & 0 & \dots & -a_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix}$$

les coefficients a_i sont les facteurs du polynôme caractéristique du système à régler tel que :

$$P(s) = \det(s I - \mathbf{A}_s) = s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (\text{V.19})$$

Grâce à cette transformation, le modèle de l'observateur devient :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_s = \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}}_s + \tilde{\mathbf{b}}_s u + \tilde{\mathbf{G}} y_s \\ \tilde{\mathbf{y}}_s = \tilde{\mathbf{C}}_s^t \tilde{\mathbf{x}}_s \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

avec

$$\tilde{\mathbf{A}} = T \mathbf{A} T^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & -\alpha_0 \\ 1 & 0 & \dots & -\alpha_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{G}} = T \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_1 \\ \vdots \\ \tilde{g}_{n_s} \end{bmatrix}$$

les coefficients α_i sont en relation avec les pôles imposés à l'observateur donnée par le théorème de Viète comme suit :

$$\begin{aligned} \alpha_{n-1} &= -(s_1 + s_2 + \dots + s_{n_s}) \\ \alpha_{n-2} &= -(s_1 s_2 + s_2 s_3 + \dots + s_{n-1} s_{n_s}) \\ &\vdots \\ \alpha_0 &= (-1)^{n_s} s_1 \cdot s_2 \cdot \dots \cdot s_{n_s} \end{aligned} \quad (\text{V.21})$$

De l'équation V.7, nous avons :

$$\tilde{\mathbf{A}}_s - \tilde{\mathbf{A}} = \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{C}}_s^t = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \alpha_0 - a_0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \alpha_{n-1} - a_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \tilde{g}_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{g}_{n_s} \end{bmatrix} \quad (\text{V.22})$$

d'où les gains dans l'espace de la forme canonique de l'observateur :

$$\tilde{g}_i = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad (\text{V.23})$$

Enfin, les gains d'observation du système réel sont déduits en faisant une transformation inverse :

$$\mathbf{G} = T^{-1} \tilde{\mathbf{G}} \quad (\text{V.24})$$



la matrice de transformation de la forme canonique de l'observateur est donnée par l'algorithme suivant [Bühler 86.a] :

$$T = \begin{bmatrix} t_1^t \\ \vdots \\ t_{n_s}^t \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} t_{n_s}^t = C_s^t \\ t_j^t = t_{j-1}^t A_s + a_j t_{n_s}^t & \text{pour } j = 1, n_s - 1 \\ 0 = t_1^t A_s + a_0 t_{n_s}^t & \text{(équation de test)} \end{cases} \quad (V.25)$$

V.2.2.2 Dimensionnement à l'aide de la méthode d'Ackermann

Ackermann a proposé une autre méthode pour la détermination des gains d'observation pour un système observable [Freindland 72][Ackermann 85].

Les gains sont donnés par :

$$G = \sum_{i=0}^{n_s} \alpha_i A_s^i e \quad \text{avec } \alpha_{n_s} = 1 \quad (V.26)$$

avec

$$e = Q_o^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } Q_o = \begin{bmatrix} C_s^t \\ C_s^t A_s \\ \vdots \\ C_s^t A_s^{n_s-1} \end{bmatrix} \quad (V.27)$$

Q_o est la matrice d'observabilité.

V.3 REGLAGE DE VITESSE AVEC OBSERVATEUR D'ORDRE GLOBAL

Le dimensionnement de l'observateur est basé sur le modèle linéaire réduit. Dans ce cas, les états du système sont le courant i_{qs} et la vitesse de rotation ω , tandis que la sortie mesurable du système est la vitesse ω .

V.3.1 Dimensionnement à l'aide de la forme canonique de l'observateur

Le système à observer est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M_{sr}} \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} & \frac{f}{j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} \quad (V.28)$$

Les coefficients du polynôme caractéristique ($\det(s I - A_s)$) du système sont donnés par :

$$a_0 = \frac{p R_{eq}}{\sigma j L_s} + \frac{(\Phi_r^* p)^2}{\sigma j L_r} \text{ et } a_1 = \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{j} \quad (V.29)$$

en imposant pour l'observateur deux pôles réels $s_{1,2} = -\rho_{1,2}$, nous obtenons :

$$\alpha_0 = \rho_1 \times \rho_2 \text{ et } \alpha_1 = \rho_1 + \rho_2 \quad (V.30)$$

Nous trouvons donc le vecteur gain dans l'espace de la forme canonique de l'observateur :



$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} \alpha_0 - \frac{1}{\sigma j} \left(\frac{R_{eq} + (\Phi_r^* p)^2}{L_s + L_r} \right) \\ \alpha_1 - \left(\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{j} \right) \end{bmatrix} \quad (V.31)$$

la matrice de transformation T est défini par :

$$T = \begin{bmatrix} p^2 M_{sr} \Phi_r^* & R_{eq} \\ j L_r & \sigma L_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ avec } T^{-1} = \begin{bmatrix} j L_r & -R_{eq} j L_r \\ p^2 M_{sr} \Phi_r^* & \sigma L_s p^2 M_{sr} \Phi_r^* \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.32)$$

d'où

$$G = \begin{bmatrix} \frac{j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_r^*} \left(\alpha_0 - a_0 - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} (\alpha_1 - a_1) \right) \\ \alpha_1 - a_1 \end{bmatrix} \quad (V.33)$$

V.3.2 Dimensionnement à l'aide de la méthode d'Ackermann

La matrice d'observabilité pour le système V.28 est :

$$Q_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ p^2 M_{sr} \Phi_r^* & -f \\ j L_r & j \end{bmatrix} \text{ et } Q_o^{-1} = \begin{bmatrix} f L_r & j L_r \\ p^2 M_{sr} \Phi_r^* & p^2 M_{sr} \Phi_r^* \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.34)$$

nous déduisons le vecteur "e" :

$$e = \frac{j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_r^*} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.35)$$

le vecteur gain de l'observateur est :

$$G = (\alpha_0 + \alpha_1 A_s + A_s^2) e = \begin{bmatrix} \left(\alpha_0 + \alpha_1 \frac{R_{eq} + (\Phi_r^* p)^2}{\sigma L_s + \sigma j L_r} \right) \frac{j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_r^*} \\ \alpha_1 - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} - \frac{f}{j} \end{bmatrix} \quad (V.36)$$

Nous avons retrouvé les mêmes gains sans faire appel à la forme canonique de l'observateur et avec peu de calcul.

l'équation de l'observateur en continu est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M_{sr}} - g_1 \\ p^2 M_{sr} \Phi_r^* & -\frac{f}{j} - g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} \quad (V.37)$$

En imposant $\rho_1 = 400$ et $\rho_2 = 300$, ce système devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{qs} \\ \dot{\hat{\omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -278.6031 & -21.3792 \\ 121.4975 & -421.3969 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -12.8069 \\ 421.1389 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} 32.1899 \\ 0 \end{bmatrix} v_{qs} \quad (V.38)$$

La discrétisation de cette équation avec une période d'échantillonnage $h = 0.1$ ms conduit à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k+1) \\ \hat{\omega}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.97251 & -0.00206 \\ 0.01173 & 0.95872 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.00131 \\ 0.04123 \end{bmatrix} \omega(k) + \begin{bmatrix} 0.00318 \\ 0.00002 \end{bmatrix} v_{qs}(k) \quad (V.39)$$

V.3.3 Dimensionnement échantillonné

Le système linéaire de la machine en échantillonné est :

$$x(k+1) = F_s x(k) + H_s v_{qs}(k) \quad (V.40)$$

avec

$$F_s = \begin{bmatrix} 0.97250 & -0.00337 \\ 0.01198 & 0.99995 \end{bmatrix}, H_s = \begin{bmatrix} 0.00318 \\ 0.00002 \end{bmatrix}$$

le modèle de l'observateur est :

$$\hat{x}(k+1) = F_s \hat{x}(k) + H_s v_{qs}(k) + G (\omega(k) - \hat{\omega}(k)) \quad (V.41)$$

Les coefficients du polynôme caractéristique ($\det(z I - F_s)$) du système sont :

$$a_0 = 0.97250 \text{ et } a_1 = -1.97246 \quad (V.42)$$

en imposant pour l'observateur deux pôles réels $z_{1,2} = e^{-\rho_{1,2} h}$, nous obtenons :

$$\alpha_0 = 0.93239 \text{ et } \alpha_1 = -1.93125 \quad (V.43)$$

Nous trouvons donc le vecteur gain dans l'espace de la forme canonique de l'observateur :

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} -0.04011 \\ 0.04122 \end{bmatrix} \quad (V.44)$$

la matrice de transformation T est défini par :

$$T = \begin{bmatrix} 0.01198 & -0.97250 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.45)$$

d'où

$$G = \begin{bmatrix} -0.00137 \\ 0.04122 \end{bmatrix} \quad (V.46)$$

d'où, le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k+1) \\ \hat{\omega}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.97250 & -0.00201 \\ 0.01198 & 0.95873 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.00137 \\ 0.04122 \end{bmatrix} \omega(k) + \begin{bmatrix} 0.00318 \\ 0.00002 \end{bmatrix} v_{qs}(k) \quad (V.47)$$

Nous avons trouvé le même modèle, parce que nous avons imposé la même dynamique (les mêmes pôles).

V.3.4 Résultats de simulation

a) L'observateur en boucle ouverte

La figure V.3 montre le schéma de principe pour tester en boucle ouverte la capacité d'observation des observateurs utilisés. Dans ce cas, nous gardons le flux constant et nous varions le couple et par conséquent le courant statorique i_{qs} . Ce schéma sera utilisé dans le test des observateurs en boucle ouverte qui seront étudiés ultérieurement.

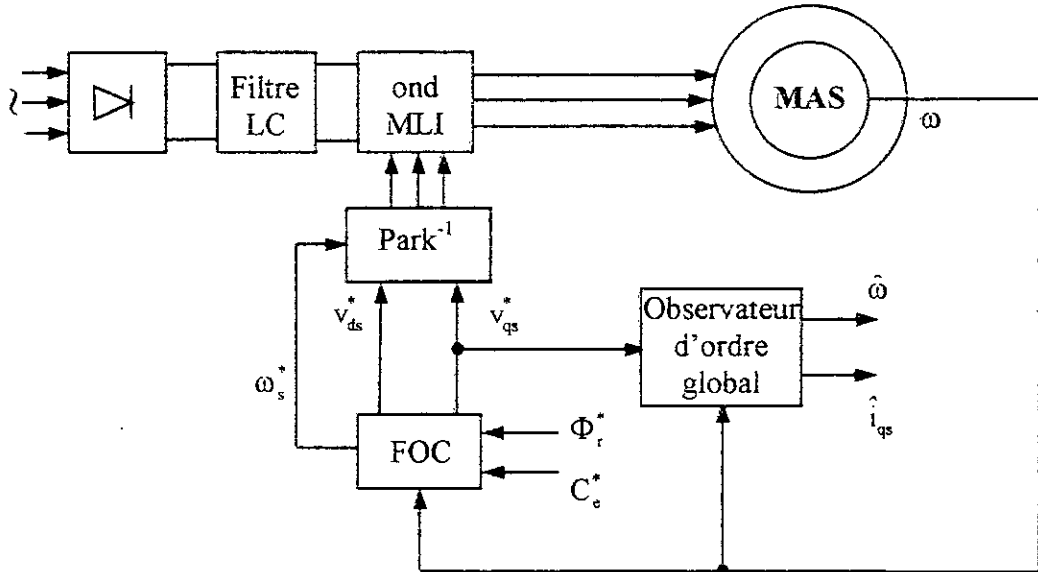


figure V.3 : Association système-observateur d'ordre global

Dans le fonctionnement à vide, nous constatons d'après la figure V.4 que l'erreur d'observation converge vers une bande limite autour de zéro. Ceci est dû à l'alimentation et au période d'échantillonnage. Tandis qu'au fonctionnement en charge, l'erreur d'observation est plus considérable. Ceci est dû au fait que l'observateur ne possède pas l'information sur le couple résistant.

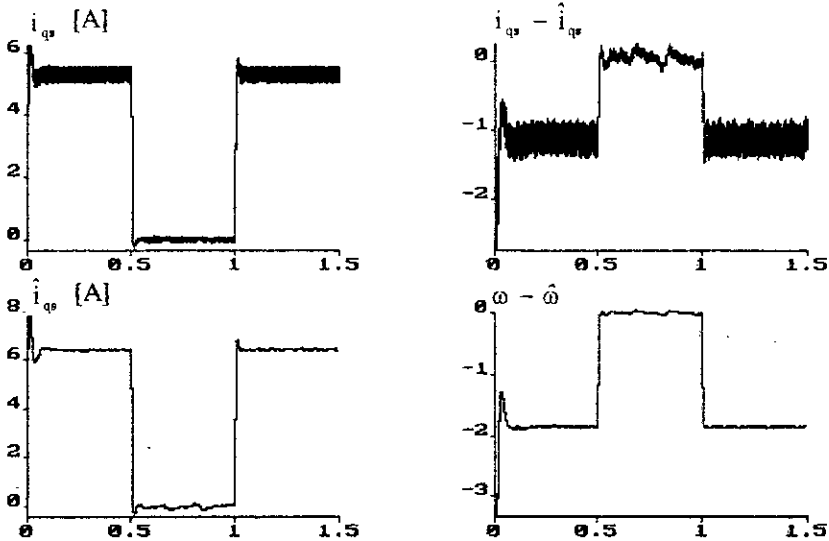


figure V.4 : Réponse en boucle ouverte de l'observateur d'état d'ordre global

Pour mieux apprécier l'efficacité de l'observation devant l'estimation, il est simulé dans la figure V.5 l'évolution du courant statorique réels i_{qs} et les courants observé et estimé et l'erreur d'observation, en considérant une erreur (augmentation de 50%) sur la résistance statorique.

Nous remarquons qu'en fonctionnement en charge, l'observation présente une erreur moyenne de 52%. Cependant l'estimation présente une erreur moyenne de 64%, en dépit de l'erreur sur la résistance statorique et l'absence de l'information sur le couple de charge.

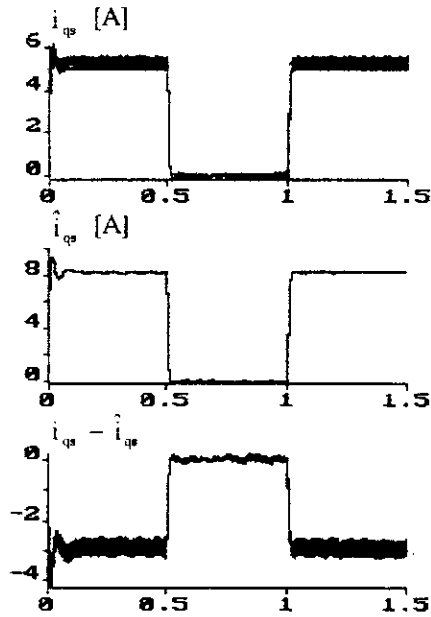


figure V.5.a : L'observation pour une augmentation de 50% de R_s

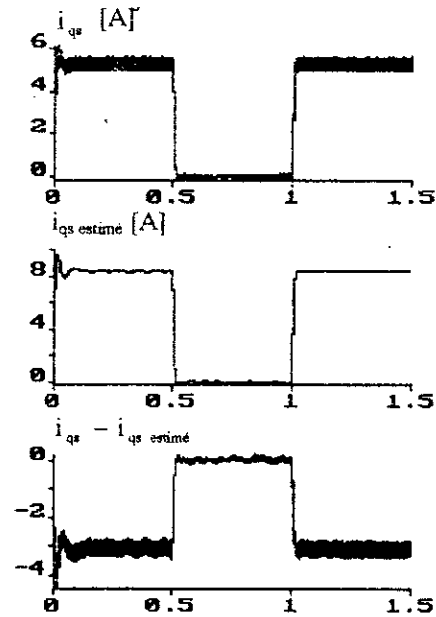


figure V.5.b : L'estimation pour une augmentation de 50% de R_s

b) Réglage de vitesse par mode de glissement avec observateur

La figure V.6 illustre le schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glissement avec observateur d'ordre global utilisé pour remplacer l'estimateur du courant i_{qs} (établi dans le chapitre précédent). La loi de commutation est une contre-réaction du courant observé et la vitesse de rotation mesurée pour éviter la superposition des erreurs d'observation.

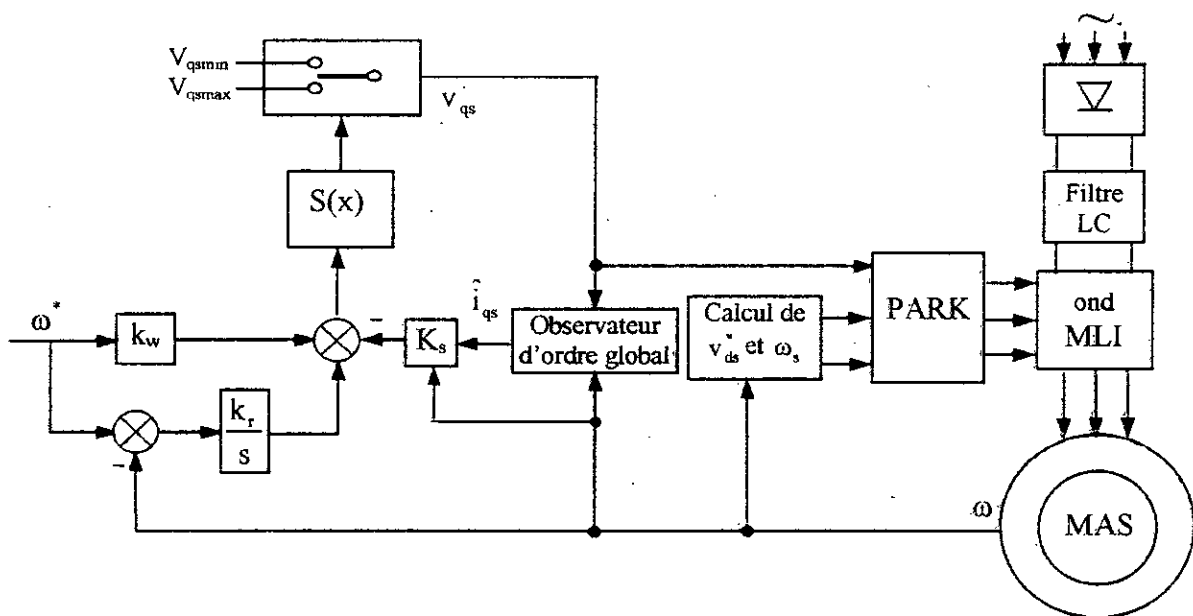


figure V.6 : Schéma de principe du réglage de la vitesse par mode de glissement avec observateur

Les résultats de simulation du réglage de vitesse avec observateur d'état d'ordre complet pour les deux cas de la contre-réaction : la contre-réaction du courant et la vitesse observés (figure V.7.a) et la contre-réaction du courant observé et la vitesse mesurée (figure V.7.b). Nous remarquons que la deuxième technique présente des performances meilleures.

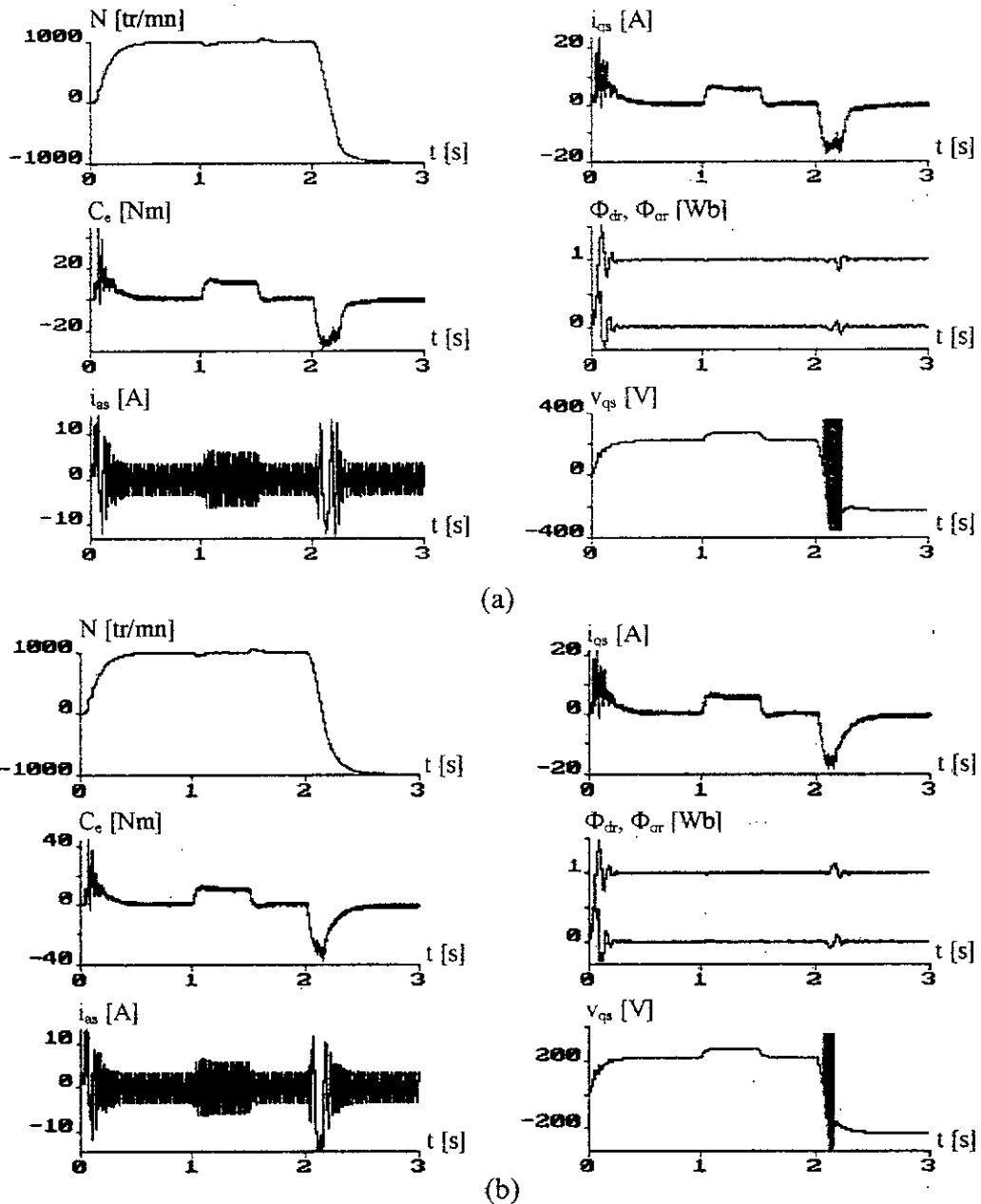


figure V.7 : Réglage de vitesse avec observateur d'état global
 (a) vitesse et courant observés (b) vitesse mesurée et courant observé

V.4 OBSERVATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT

Considérons le système à observer défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + b u \\ y = C x \end{cases} \quad (V.48)$$

Par reconstruction, l'observateur par mode de glissement est similaire à l'observateur d'ordre global défini par V.6 avec remplacement du terme correctif par une fonction discontinue [Slotine 87][Drakunov 95].

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + b u + L \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (\text{V.49})$$

Sous un choix convenable de la matrice "L" des gains, un mouvement de glissement se produit le long de la surface $y - \hat{y} = 0$.

En utilisant une transformation linéaire des variables d'état, le système V.48 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{y} = A_{11} y + A_{12} z + b_1 u \\ \dot{z} = A_{21} y + A_{22} z + b_2 u \end{cases} \quad (\text{V.50})$$

❖ l'observateur par mode de glissement pour le premier sous-système est :

$$\dot{\hat{y}} = A_{11} \hat{y} + A_{12} \hat{z} + b_1 u + L_1 \text{sign}(y - \hat{y}) \quad (\text{V.51})$$

l'erreur d'observation sur y est obtenue en soustrayant l'équation V.50 de V.51. Ainsi, nous trouvons :

$$\dot{\bar{y}} = A_{11} \bar{y} + A_{12} \bar{z} - L_1 \text{sign}(\bar{y}) \quad (\text{V.52})$$

Le choix approprié de la matrice des gains L_1 doit vérifier la condition d'attractivité de l'hyperplan $\bar{y} = 0$. Dans ce but, nous faisons appel à la théorie de la stabilité par la fonction de Lyapunov.

Choisissons la fonction de Lyapunov $V(y)$ défini par :

$$V(\bar{y}) = \frac{1}{2} \bar{y}^t \bar{y} \quad (\text{V.53})$$

la dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(\bar{y}) = \bar{y}^t \dot{\bar{y}} = \bar{y}^t (A_{11} \bar{y} + A_{12} \bar{z}) - \bar{y}^t L_1 \text{sign}(\bar{y}) \quad (\text{V.54})$$

Afin d'assurer l'attractivité de l'hyperplan $\bar{y} = 0$, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative. Dans le cas où la matrice L_1 est diagonale, il arrive :

$$L_1 |\bar{y}| > \bar{y}^t (A_{11} \bar{y} + A_{12} \bar{z}) \quad (\text{V.55})$$

❖ l'observateur par mode de glissement pour le deuxième sous-système est :

$$\dot{\hat{z}} = A_{21} y + A_{22} \hat{z} + b_2 u + L_2 L_1 \text{sign}(y - \hat{y}) \quad (\text{V.56})$$

d'où l'équation gouvernant l'erreur :

$$\dot{\bar{z}} = A_{22} \bar{z} - L_2 L_1 \text{sign}(\bar{y}) \quad (\text{V.57})$$

en mode de glissement la fonction $\text{sign}(\bar{y})$ prendre une grandeur équivalente $(\text{sign}(\bar{y}))_{\text{eq}}$ qui peut être calculée du premier sous-système sachant que $\dot{\bar{y}} \equiv \bar{y} \equiv 0$:

$$L_1 (\text{sign}(\bar{y}))_{\text{eq}} = A_{12} \bar{z} \quad (\text{V.58})$$

En substituant cette équation dans V.57, nous obtenons :

$$\dot{\bar{z}} = (A_{22} - L_2 A_{12}) \bar{z} \quad (V.59)$$

Par un choix convenable de L_2 , l'erreur sur l'observation du deuxième sous-système converge vers zéro après un régime transitoire.

Un choix approprié consiste à imposer à l'erreur une dynamique de convergence exponentielle. Ceci permet d'écrire :

$$\dot{\bar{z}} = -Q \bar{z} \quad (V.60)$$

La matrice Q est diagonale ayant des éléments positifs.

D'où, nous retrouvons :

$$L_2 = (Q + A_{22}) A_{12}^{-1} \quad (V.61)$$

V.5 REGLAGE DE VITESSE AVEC OBSERVATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT

Le dimensionnement de l'observateur est basé sur le modèle linéaire réduit. Dans ce cas, les états du système sont le courant i_{qs} et la vitesse de rotation ω , tandis que la sortie mesurable du système est la vitesse ω .

V.5.1 Dimensionnement de l'observateur

Le système à observer est défini par l'équation V.28. En faisons la partition en deux sous-systèmes, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{y} = -\frac{f}{j} y + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} z \\ \dot{z} = -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M_{sr}} y - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} z + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \end{cases} \quad (V.62)$$

d'où le modèle de l'observateur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}} = -\frac{f}{j} \hat{y} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} \hat{z} + L_1 \text{sign}(\bar{y}) \\ \dot{\hat{z}} = -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M_{sr}} \hat{y} - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \hat{z} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + L_2 L_1 \text{sign}(\bar{y}) \end{cases} \quad (V.63)$$

l'erreur d'observation sur le premier sous-système est :

$$\dot{\bar{y}} = -\frac{f}{j} \bar{y} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} \bar{z} - L_1 \text{sign}(\bar{y}) \quad (V.64)$$

en mode de glissement la fonction $\text{sign}(\bar{y})$ prendre une grandeur équivalente $(\text{sign}(\bar{y}))_{eq}$ qui peut être calculée sachant que $\dot{\bar{y}} \cong \bar{y} \cong 0$:

$$L_1 (\text{sign}(\bar{y}))_{eq} = \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} \bar{z} \quad (V.65)$$

l'erreur d'observation sur le deuxième sous-système est :

$$\dot{\bar{z}} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \bar{z} - L_2 L_1 \text{sign}(\bar{y}) \quad (V.66)$$

en mode de glissement le terme $L_1 \text{sign}(\bar{y})$ peut être substitué par sa valeur équivalente donnée par l'équation V.65. D'où, l'erreur sur l'observation de z est gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{\bar{z}} = \left(-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} - L_2 \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} \right) \bar{z} \quad (V.67)$$

Afin d'assurer l'attractivité de la surface ($\bar{y} = 0$), L_1 doit vérifier la condition suivante :

$$L_1 |\bar{y}| > \bar{y} \left(-\frac{f}{j} \bar{y} + \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} \bar{z} \right) \quad (V.68)$$

Afin d'imposer à l'erreur une dynamique de convergence exponentielle, L_2 est défini par :

$$L_2 = \frac{j L_r}{p^2 M_{sr} \Phi_r^*} \left(q - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} \right) \quad \text{et } q > 0 \quad (V.69)$$

l'équation de l'observateur en continu est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M_{sr}} \\ \frac{p^2 M_{sr} \Phi_r^*}{j L_r} & \frac{f}{j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 L_1 \end{bmatrix} \text{sign}(\omega - \hat{\omega}) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (V.70)$$

En imposant $q = 20$ et $L_1 = 200$, la discrétisation de cette équation avec une période d'échantillonnage $h = 0.1$ ms conduit à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k+1) \\ \hat{\omega}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.97250 & -0.00337 \\ 0.01198 & 0.99995 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0.04201 \\ 0.01974 \end{bmatrix} \text{sign}(\omega(k) - \hat{\omega}(k)) + \begin{bmatrix} 0.00318 \\ 0.00002 \end{bmatrix} v_{qs}(k) \quad (V.71)$$

V.5.2 Dimensionnement échantillonné

le modèle de l'observateur est :

$$\hat{x}(k+1) = F_s \hat{x}(k) + H_s v_{qs}(k) + G \text{sign}(\omega(k) - \hat{\omega}(k)) \quad (V.72)$$

En faisons la partition en deux sous-systèmes, nous obtenons :

$$\begin{cases} \hat{y}(k+1) = F_s(2,2) \hat{y}(k) + F_s(2,1) \hat{z}(k) + l_1 \text{sign}(\bar{y}(k)) \\ \hat{z}(k+1) = F_s(1,2) \hat{y}(k) + F_s(1,1) \hat{z}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + l_2 l_1 \text{sign}(\bar{y}(k)) \end{cases} \quad (V.73)$$

l'erreur d'observation sur le premier sous-système est :

$$\bar{y}(k+1) = F_s(2,2) \bar{y}(k) + F_s(2,1) \bar{z}(k) - l_1 \text{sign}(\bar{y}(k)) \quad (V.74)$$

en mode de glissement la fonction $\text{sign}(\bar{y})$ prendre une grandeur équivalente $(\text{sign}(\bar{y}(k)))_{\text{eq}}$ qui peut être calculée sachant que $\bar{y}(k+1) = \bar{y}(k) = 0$:

$$l_1 (\text{sign}(\bar{y}(k)))_{\text{eq}} = F_s(2,1) \bar{z}(k) \quad (\text{V.75})$$

l'erreur d'observation sur le deuxième sous-système est :

$$\bar{z}(k+1) = F_s(1,1) \bar{z}(k) - l_2 l_1 \text{sign}(\bar{y}(k)) \quad (\text{V.76})$$

en mode de glissement le terme $l_1 \text{sign}(\bar{y})$ peut être substitué par sa valeur équivalente donnée par l'équation V.54. D'où, l'erreur sur l'observation de z est gouvernée par l'équation suivante :

$$\bar{z}(k+1) = (F_s(1,1) - l_2 F_s(2,1)) \bar{z}(k) \quad (\text{V.77})$$

Afin d'assurer l'attractivité de la surface, cette dernière doit vérifier la condition suivante [Sarpurk 89] :

$$\begin{aligned} (\bar{y}(k+1) - \bar{y}(k)) \text{sign}(\bar{y}(k)) &< 0 \\ (\bar{y}(k+1) + \bar{y}(k)) \text{sign}(\bar{y}(k)) &\geq 0 \end{aligned} \quad (\text{V.78})$$

d'où, l_1 doit vérifier les conditions suivantes :

$$l_1 > (F_s(2,2) - 1) |\bar{y}(k)| + F_s(2,1) \bar{z}(k) \text{sign}(\bar{y}(k)) \quad (\text{V.79})$$

et

$$l_1 \leq (F_s(2,2) + 1) |\bar{y}(k)| + F_s(2,1) \bar{z}(k) \text{sign}(\bar{y}(k))$$

l'erreur d'observation sur z est :

$$\bar{z}(k+1) = (F_s(1,1) - l_2 F_s(2,1)) \bar{z}(k) \quad (\text{V.80})$$

Cette équation est de la forme $\bar{z}(k+1) = q \bar{z}(k)$. Afin que l'erreur converge vers zéro, q doit être positif et inférieur à un, d'où la condition sur l_2 :

$$l_2 = \frac{F_s(1,1) - q}{F_s(2,1)} \quad (\text{V.81})$$

d'où l'équation de l'observateur est :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k+1) \\ \hat{\omega}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.97250 & -0.00337 \\ 0.01198 & 0.99995 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.34894 \\ 0.65511 \end{bmatrix} \text{sign}(\omega(k) - \hat{\omega}(k)) + \begin{bmatrix} 0.00318 \\ 0.00002 \end{bmatrix} v_{qs}(k) \quad (\text{V.82})$$

V.5.3 Résultats de simulation

a) L'observateur en boucle ouverte

Nous avons simulé le comportement de l'observateur en boucle ouverte en utilisant le schéma de la figure V.3. Nous gardons le flux constant est nous varions le couple électromagnétique et par conséquent le courant statorique i_{qs} . Ceci est effectué pour les deux cas de dimensionnement : dimensionnement continu (figure V.8.a) et dimensionnement échantillonné (figure V.8.b).

Dans le fonctionnement à vide, nous constatons d'après les figures V.8 que l'erreur d'observation converge vers une bande limite autour de zéro. Ceci est dû à l'alimentation et au période d'échantillonnage et au phénomène de Chattering. Tandis qu'au fonctionnement en

charge, l'erreur d'observation est plus considérable. Ceci est du au fait que l'observateur ne possède pas l'information sur le couple résistant. Cette erreur est plus petite pour l'observateur dimensionné en échantillonné devant celle de l'observateur dimensionné en continu.

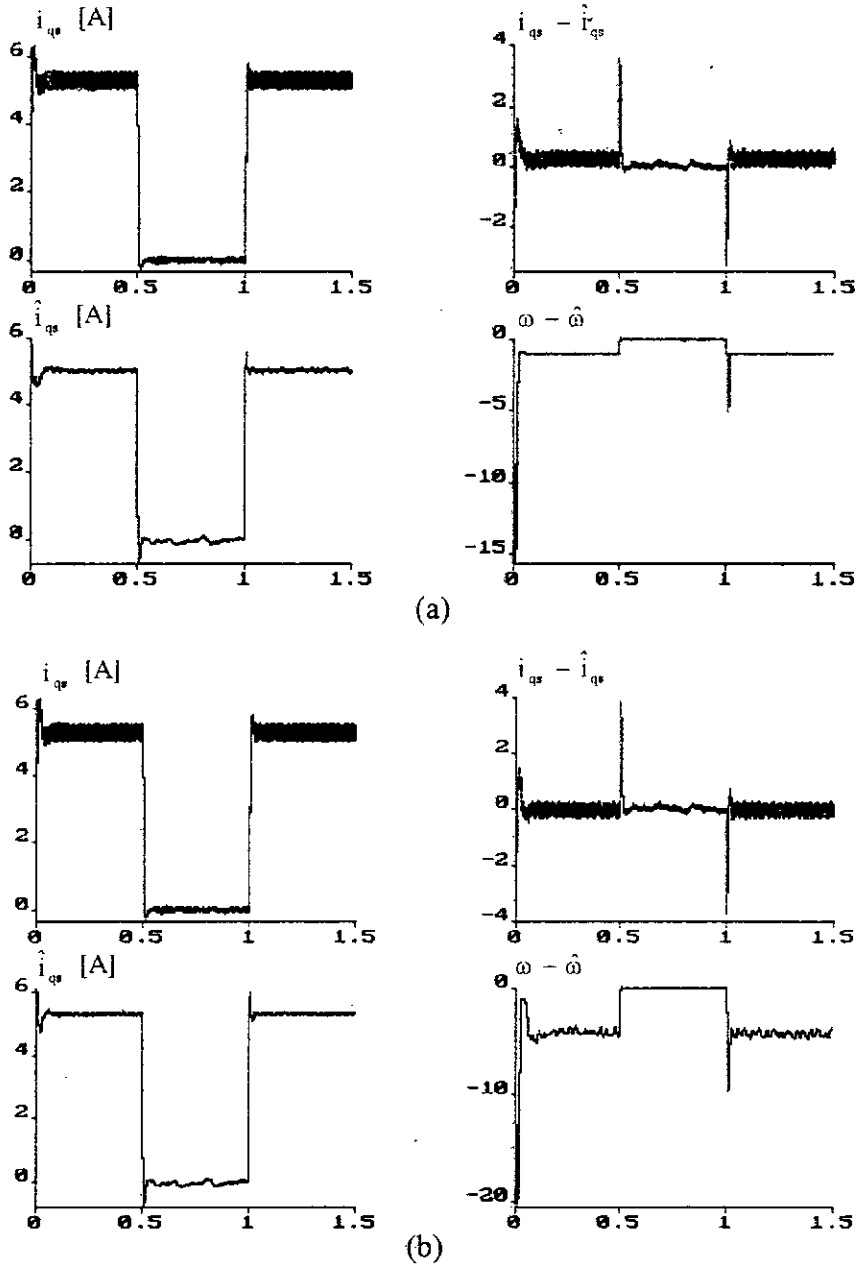


figure V.8 : Réponse en boucle ouverte de l'observateur par mode de glissement
 (a) dimensionnement continu (b) dimensionnement échantillonné

Pour mieux apprécier l'efficacité de l'observation devant l'estimation, il est simulé dans la figure V.9, l'évolution du courant réel (i_{qs}) et le courant observé et estimé et l'erreur d'observation, en considérant une erreur (augmentation de 50%) sur la résistance statorique.

Nous remarquons qu'en fonctionnement en charge, l'observation présente une erreur moyenne de 5%. Cependant l'estimation présente une erreur moyenne de 64%, en dépit de l'erreur sur la résistance statorique et de l'absence de l'information sur le couple de charge.

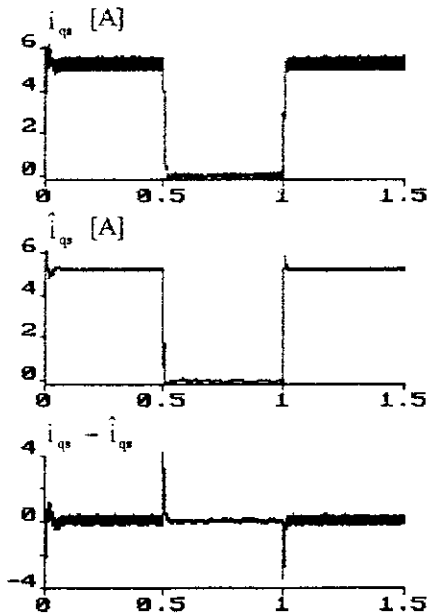


figure V.9.a : L'observation pour une augmentation de 50% de R_s

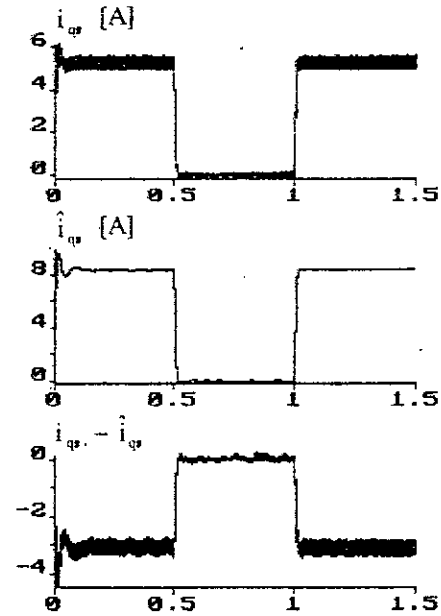


figure V.9.b : L'estimation pour une augmentation de 50% de R_s

b) Réglage de vitesse par mode de glissement avec observateur

La figure V.10 illustre le schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glissement avec observateur glissant utilisé pour remplacer l'estimateur du courant i_{qs} (établi dans le chapitre précédent). La loi de commutation est une contre-réaction du courant observé et la vitesse de rotation mesurée pour éviter la superposition des erreurs d'observation.

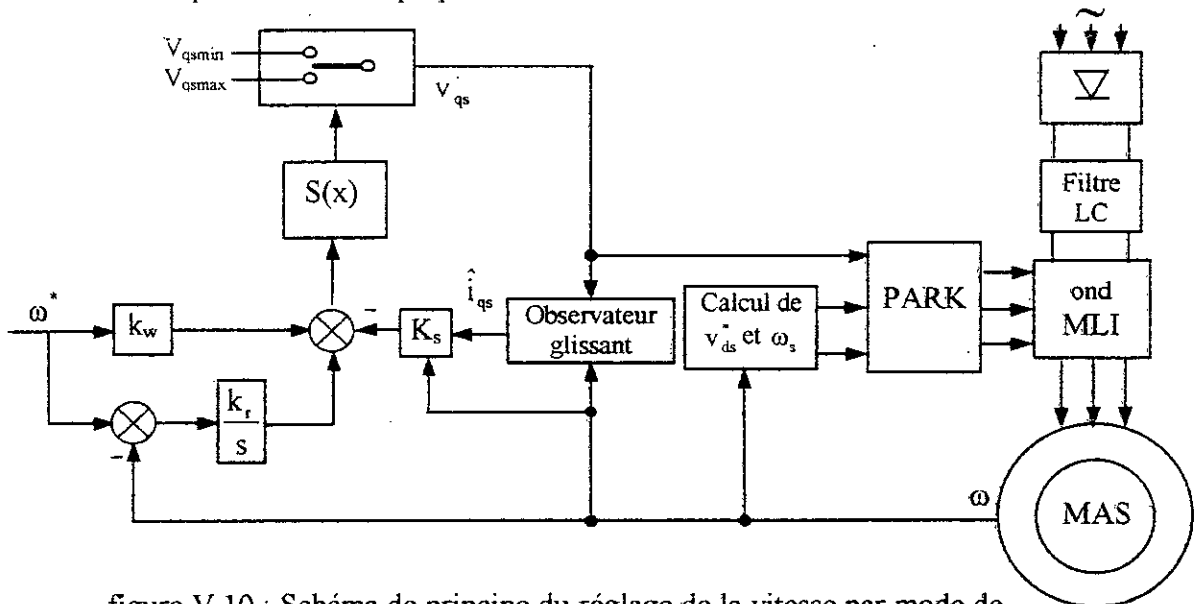
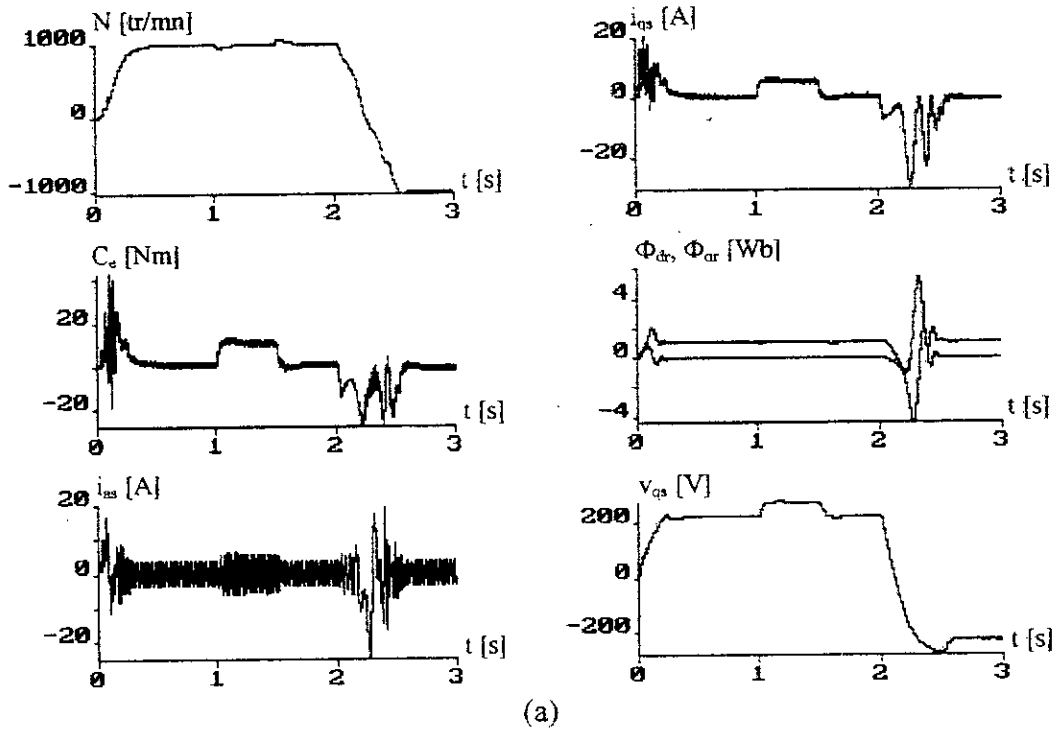
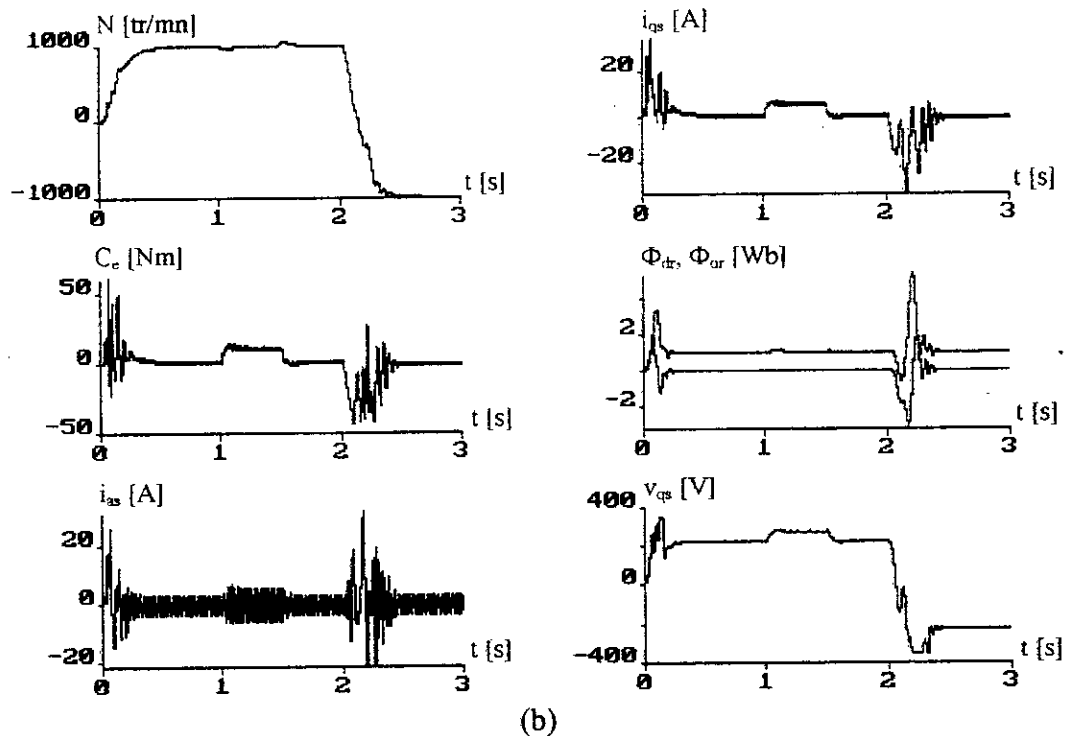


figure V.10 : Schéma de principe du réglage de la vitesse par mode de glissement avec observateur glissant

Les résultats de simulation du réglage de vitesse avec observateur glissant pour les deux cas du contre-réaction : la contre-réaction du courant et la vitesse observés (figure V.11.a) et la contre-réaction du courant observé et la vitesse mesurée (figure V.11.b). Dans le dernier cas, nous remarquons que le réglage présente des performances meilleures que dans l'autre cas.



(a)



(b)

figure V.11 : Réglage de vitesse avec observateur par mode de glissement
 (a) vitesse et courant observés (b) vitesse mesurée et courant observé

V.6 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons développé la commande par mode de glissement à surface de glissement par contre réaction d'état avec observateurs. Deux observateurs ont été calculés à partir du modèle linéaire de la machine asynchrone supposé sans perturbation : le premier est un observateur d'ordre global synthétisé par la méthode d'emplacement de pôles. Cet observateur a montré de performances satisfaisantes en boucle ouverte et en boucle fermée. Tandis que le deuxième est un observateur par mode de glissement linéaire. Cet observateur a montré de bonnes performances en boucle ouverte vis-à-vis les variations paramétriques et la perturbation. Ces performances ne sont obtenues qu'après un fort régime transitoire, ce qui a influé sur la commande en présence de ce type d'observateur.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail contribue à l'application de la commande à structure variable par mode de glissement et des observateurs à une machine asynchrone alimenté en tension.

Dans un premier temps, après avoir défini le modèle de la machine dans un repère de Park lié au champ tournant, nous avons abordé la technique d'orientation du flux rotorique. Cette dernière permet de découpler la commande du flux de celle du couple. En effet, si le flux est maintenu constant à sa valeur de référence la machine fournit à tout instant un couple maximal. Trois méthodes d'orientation ont été développées pour un réglage classique de vitesse et de position. A savoir la méthode directe, la méthode indirecte et la méthode simplifiée. Les résultats obtenus ont montré que la mise au point de l'une ou de l'autre de ces méthodes n'apporte pas de grandes différences dans la dynamique de poursuite de la consigne. Après le régime transitoire, le découplage se maintient et l'erreur statique s'annule en dépit de la perturbation.

Dans la méthode simplifiée, nous avons ramené le modèle de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Le correcteur à action proportionnel intégral ne permet pas de maîtriser les régimes transitoires. Ceci se traduit par l'apparition des pointes graves de courant lors du démarrage et de l'inverse du sens de marche de la machine. Afin de palier à cet inconvénient, nous avons proposé une commande plus performante et plus robuste. Ainsi le reste du travail est une investigation à l'étude de la commande à structure variable. Ce choix est justifié par la simplicité de la conception d'une telle commande et de sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et de la variation de la charge. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Le problème principal de cette commande se traduit dans les oscillations de fréquence élevée qui peuvent exciter des dynamiques négligées lors de la modélisation et l'identification. La réduction de ce phénomène a été mis en évidence par adoucissement de la commande.

L'algorithme de la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire a été synthétisé à partir du modèle linéaire réduit par le biais de la commande vectorielle simplifiée. Les résultats de simulations ont montré que cette commande présente de hautes performances statiques et dynamiques et une insensibilité parfaite à la perturbation. Cependant, le découplage est affecté lors des fortes sollicitations de la machine. Une solution préliminaire repose sur le réglage classique du flux rotorique. Une solution plus efficace consiste à introduire une surface supplémentaire afin de maintenir le flux à sa valeur nominale. L'algorithme de la commande par mode de glissement synthétisé à partir du modèle non linéaire réduit par l'orientation du flux rotorique permet une bonne poursuite de la référence, un rejet total de perturbation et une bonne maîtrise du découplage. De plus, il présente l'avantage qu'il ne nécessite pas la commande vectorielle simplifiée.

Pour ces deux techniques de commande, une étude par simulation, de la sensibilité aux variations des paramètres a été faite pour prévoir leur influence sur la commande. Nous avons effectué des tests qui prennent en compte l'effet de la variation de la résistance rotorique et l'effet de la saturation. Nous avons constaté que le réglage reste robuste vis-à-vis ces variations, mais il perd le découplage. Cet effet est dû essentiellement à l'erreur sur

l'estimation du flux rotorique. Afin de pallier cet inconvénient, nous avons proposé de remplacer l'estimateur avec un observateur dont le rôle est de minimiser l'erreur face à d'éventuelles variations paramétriques.

Nous avons adopté deux observateurs, le premier est un observateur à terme correctif classique, tandis que le deuxième est un observateur à terme correctif dérivé des systèmes à structure variable. L'observateur classique a montré des performances plus intéressantes que celle obtenues par l'observateur par mode de glissement. Ce fait est évident lorsque nous substituons la fonction signe par une fonction adoucie qui a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision sur le modèle. La disponibilité de l'information totale sur le flux rotorique nous a offert la possibilité d'appliquer la commande par mode de glissement multivariable. Dans ce cas, nous avons synthétisé le réglage à partir du modèle complet de la machine asynchrone. En plus des excellentes performances statiques et dynamiques, ce réglage possède l'avantage de ne pas nécessiter la commande vectorielle.

L'algorithme de commande par mode de glissement avec surface de commutation par contre-réaction d'état a été synthétisé à partir du modèle linéaire réduit. Les résultats de simulations ont montré que cette technique présente des bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne et la variation de la charge. De plus, cette commande utilisant la technique d'imposition des pôles, a l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple dans une commande par calculateur. Ensuite, nous avons introduit la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence. Le procédé de synthèse conduit à un fonctionnement par mode de glissement. De bonnes performances statiques et dynamiques sont obtenues.

L'estimation du courant statorique peut affecter les performances du réglage. Pour ce fait, nous avons proposé une commande avec observateur du courant. Deux observateurs ont été dimensionnés à partir du modèle linéaire de la machine supposé sans perturbation. Le premier est un observateur d'ordre global synthétisé par la méthode de placement des pôles. Cet observateur a montré des performances satisfaisantes en boucle ouverte et en boucle fermée. Tandis que le deuxième est un observateur par mode de glissement linéaire. Cet observateur a montré des bonnes performances en boucle ouverte vis-à-vis les variations paramétriques et la perturbation. Ces performances ne sont obtenues qu'après un fort régime transitoire, ce qui a influé sur la commande en présence de ce type d'observateur.

Par ces travaux, nous avons touché un certain nombre de problèmes de la commande à structure variable. Le problème principal réside dans l'élimination du phénomène de chattering. Ce qui ouvre la voie devant de nombreuses directions pouvant être exploitées dans l'avenir. Entre autres, nous citons :

- L'application de la commande à structure variable généralisée qui tient compte des dérivées successives de l'entrée. En effet, les intégrations successives lisse la commande discontinue avant d'être appliquée au système.
- L'introduction de la commande par la logique floue au voisinage de la surface de commutation dans le but de maintenir l'état du système sur la surface en évitant ainsi les oscillations indésirables.
- L'application de la commande par mode de glissement adaptative.

De plus, pour une commande par mode de glissement à placement de pôles, il est opportun de faire appel à un placement de pôles robuste afin d'assurer le fonctionnement en mode de glissement à tout instant.

ANNEXE I

Paramètres de la Machine

Dans toutes les simulations numériques, nous avons utilisé les paramètres de la machine asynchrone caractérisée par :

Puissance Nominale	1.5 kW
Tension Nominale	220 V
Rendement Nominal	0.78
Facteur de puissance Nominal	1420 tr/mn
Vitesse Nominale	50 Hz
Courant Nominal	3.64/6.31 A
Résistance Statorique	4.85 Ω
Résistance Rotorique	3.805 Ω
Inductance Cyclique Statorique	0.274 H
Inductance Cyclique Rotorique	0.274 H
Inductance Mutuelle	0.258 H
Nombre de Paires de Pôles	2
Moment d'Inertie	0.031 kg/m ²
Coefficient de Frottement	0.008 N.m.s/rd
Inductance du Filtre	0.1 H
Capacité Du Filtre	250 μ F

ANNEXE II

Exemple II.1 [Gayed 96]

Soit un système de second ordre défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ \dot{y} = -u.x \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

avec u la commande du système
 x, y les variables d'état

Le comportement du système dépend de la valeur de la commande u . Lorsque la commande u égale à α^2 , le système possède deux pôles imaginaires conjugués ($s_{1,2} = \pm j\alpha$). L'état du système décrit une trajectoire elliptique où la forme dépend de la valeur de la commande u . La figure II.1.a représente la trajectoire d'état dans le plan de phase, pour $u = \alpha_1^2$ inférieure à 1, quant à la figure II.1.b représente la trajectoire d'état pour $u = \alpha_2^2$ supérieure à 1.

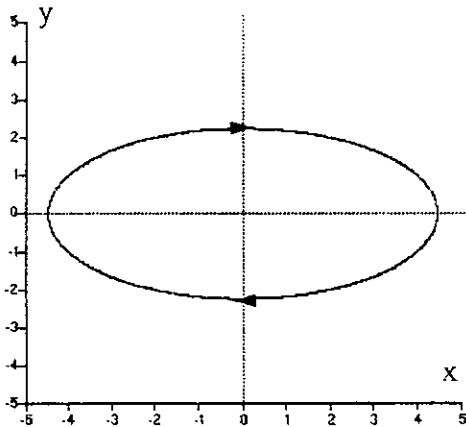


figure II.1.a : $u = \alpha_1^2 < 1$ ($\alpha_1 = 0.5$)

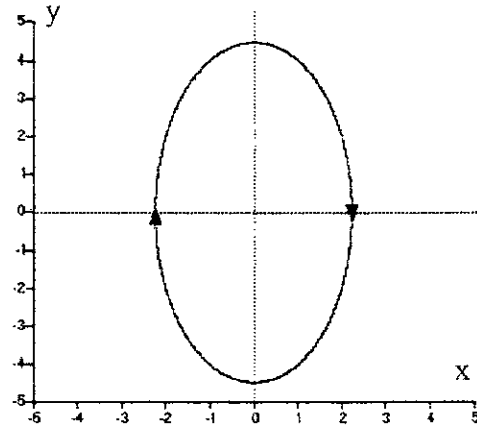


figure II.1.b : $u = \alpha_2^2 > 1$ ($\alpha_2 = 2$)

pour les deux structures, le système décrit un mouvement oscillatoire (instable).

Si le système commute entre les deux structures envisagées selon la loi de commutation définie par :

$$u = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } \sigma(x, y) > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } \sigma(x, y) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

avec $\sigma(x, y)$ est la fonction de commutation et elle est définie par $\sigma(x, y) = x.y$

Ainsi, le plan de phase est divisé en quatre quadrants (figure II.1.c). Il en résulte que le système qui change la structure selon la loi II.2, décrit un mouvement spiral convergent vers l'origine du plan de phase (figure II.1.d)

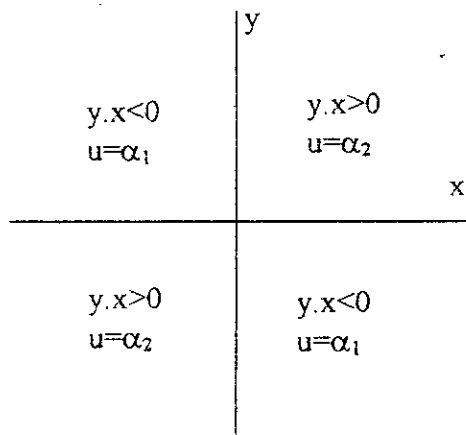


figure II.1.c : loi de commutation

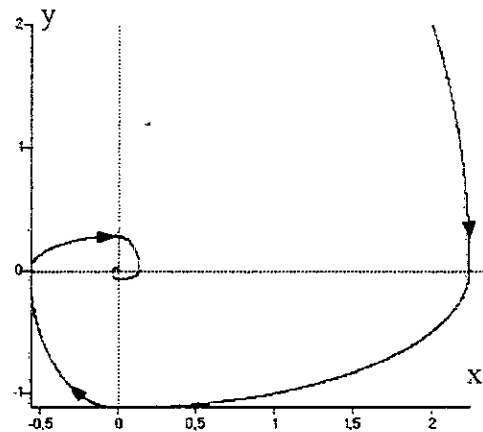


figure II.1.d : convergence du système résultant

Exemple II.2 [Gayed 96]

Soit le système de second ordre défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ \dot{y} = x + 2y + u \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

avec u la commande et égale à $K.x$, et la constante k peut prendre la valeur 2 ou -3 , comme le montre la figure ci-dessus.

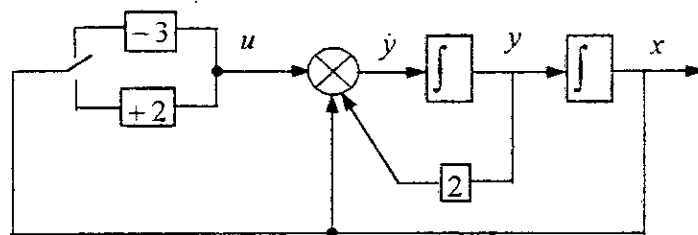


Figure (II.2.a) : schéma bloc du système (II.3)

3 ♦ $U = -3.x$

Le système d'état devient de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

les pôles de ce système sont complexes à partie réelle positive $s_{1,2} = 1 \pm j$, par conséquent le système est instable. Il décrit un mouvement spiral divergeant (figure II.2.b).

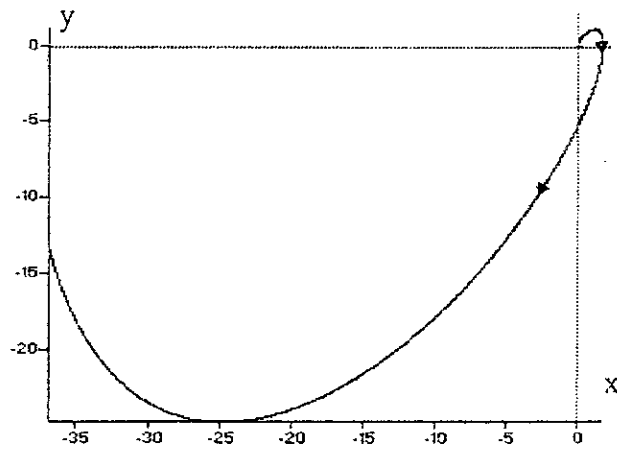


Figure (II.2.b) plan de phase du système II.4

♦ $U=2.x$

Le système d'état devient de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 3 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

les pôles de ce système sont réels ($s_{1,2}=-1,3$) de signe différents, son portrait de phase représente un point col à l'origine avec des asymptotes $y=-x$ et $y=3x$ (figure II.2.c).

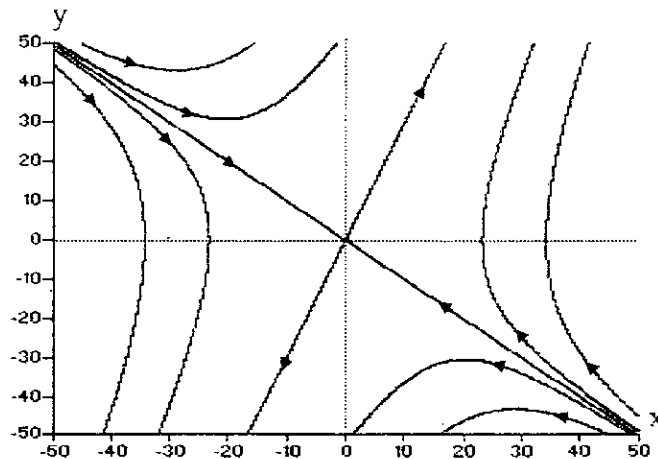


Figure (II.2.c) plan de phase du système II.5

Nous constatons que seule la trajectoire qui suit la droite $\sigma(x,y)=y+c.x$, avec $c=1$, fait tendre l'état du système vers l'origine du plan de phase.

Nous définissons donc une fonction de commutation $F(x,y)$ qui est le produit de $\sigma(x,y)$ et la droite $x=0$

$$F(x,y) = \sigma(x,y).x \quad (\text{II.6})$$

Cette fonction partage le plan de phase en quatre région selon le signe comme le montre la figure II.2.d.

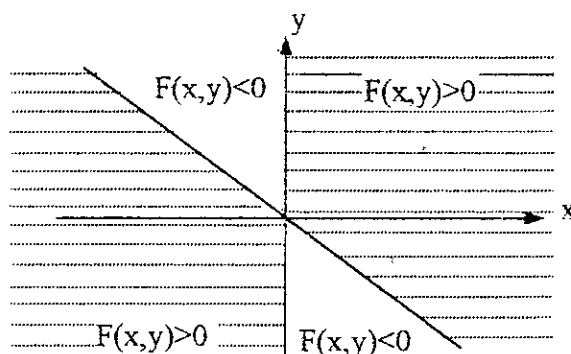


Figure II.2.d : Signe de la fonction

- ◆ Nous définissons la logique de commutation qui assure la convergence et la stabilité du système global par :

$$K = \begin{cases} -3 & \text{si } F(x,y) > 0 \\ 2 & \text{si } F(x,y) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

deux cas se présentent suivant la valeur du paramètre "c".

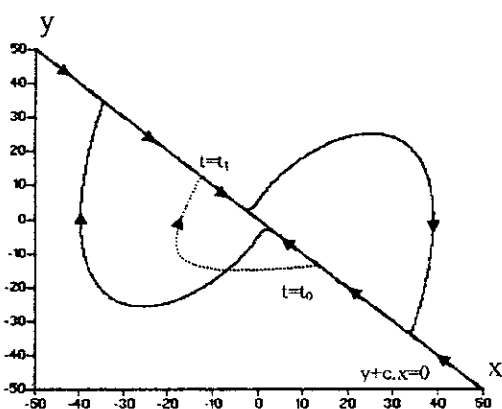
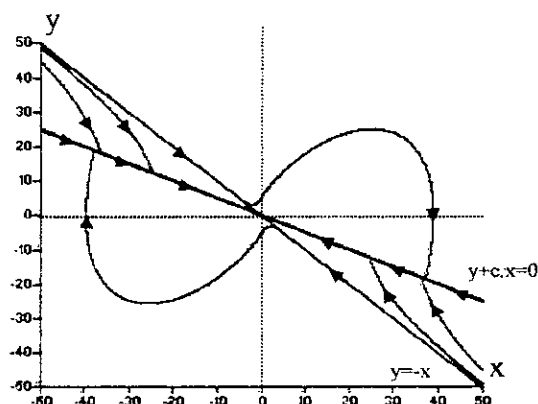
- $c=1$

l'état du système converge vers la droite $\sigma(x,y)=0$. Puis elle est orientée automatiquement vers l'origine du plan de phase (figure II.2.e). en présence d'une perturbation à un instant $t=t_0$, la trajectoire s'écarte de la droite et ne l'intercepte qu'à l'instant $t=t_1$ (trajectoire en pointillé).

- $0 < c < 1$

l'état du système converge vers la droite $\sigma(x,y)=0$. Au voisinage de cette droite, les trajectoires d'état des deux cotés sont dirigés vers cette droite. Par conséquent, l'état glisse forcément sur la droite $\sigma(x,y)=0$ et tend finalement vers l'origine. En présence d'une perturbation, l'état du système est forcée de rester sur la droite (figure II.2.f)

La droite $y+c.x=0$ vers laquelle se dirige les trajectoires d'état de chaque coté dans le plan de phase est dite surface de glissement, le mouvement qui se produit le long de cette surface qui fait tendre l'état vers le point d'équilibre est dit mode de glissement.

Figure II.2.e : Trajectoire d'état pour $c=1$ Figure II.2.f : Trajectoire d'état pour $0 < c < 1$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[Ackermann 85]

J. Ackermann, "Sampled-data control systems, Analysis and Synthesis, Robust system design", Springer Edt. Berlin, 1985.

[Balestrino 84]

A. Balestrino, G. De Maria, A.S.I. Zinober. "Nonlinear Adaptive Model-following Control", Automatica. Vol, 20. N° 5, pp. 559-568, 1984.

[Barazane 91]

L. Barazane, "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant", Thèse de Magister. ENP, 1993.

[Barkati 97]

S. Barkati, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone", Thèse de Magister. ENP, 1997.

[Benchaïb 96.a]

A. Benchaïb, M. Tadjine and A. Rachid. "On DSP-based real time control of an induction motor using sliding mode". IEEE Workshop on Variable Structure Systems. 0-7803-3718-2/96, 1996.

[Benchaïb 96.b]

A. Benchaïb, M. Tadjine and A. Rachid. "On DSP-based real time control using sliding mode". Technical report N°1. University of Picardie, 1996.

[Blaschke 72]

F. Blaschke. "The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines". Siemens Review. Vol.34. pp. 217-220. May, 1972.

[Boucherit 95]

M.S. Boucherit. "Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques". Thèse de Doctorat d'Etat. ENP, 1995.

[Boudjema 91]

F. Boudjema. "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques". Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse. Mai, 1991.

[Boudjerda 93]

N. Boudjerda, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : Etude de leurs effet sur le comportement de la machine asynchrone alimentée en tension", Thèse de Magister. ENP, 1993.

[Bouhassoun 98]

A. Bouhassoun, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectorielle", Thèse de Magister. ENP, 1998.

[Bühler 86.a]

H. Bühler. "Réglage échantillonné : Traitement dans l'espace d'état", Presses Polytechniques Romandes, 1986.

[Bühler 86.b]

H. Bühler. "Réglage par mode de glissement". Presses Polytechniques Romandes, 1986.

[Bühler 88]

H. Bühler. "Conception des systèmes automatiques". Presses Polytechniques Romandes, 1988.

[Dakouche 90]

K. Dakouche, "Commande vectorielle Numérique de machine asynchrone", Thèse de Doctorat. I.N.P.G. Grenoble, 1990.

[De Carlo 88]

R.A. De Carlo, S.H. Zak and G.P. Mathiews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems : A tutorial", Proc. IEEE. Vol, 76, N° 3, pp. 409-415.

[Délémontey 93]

B. Délémontey, "Contribution à la commande des entraînements asynchrone de forte puissance : Application au problème de traction", Thèse de Doctorat. I.N.P.L. Lorraine 1995.

[Demba 93]

D. Demba, "Commande vectorielle des moteurs asynchrones pour les tractions ferrovaire", Thèse de Doctorat. I.N.P.G. Grenoble, 1993.

[Dente 90]

J. Dente, R. Faria and B. Robyns. "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator". IMACS. TCI'90. Nancy, France, 1990.

[Djemai 93]

M. Djemai, J. Hernandez and J.P. Barbot. "Nonlinear control with flux observer for a singularly perturbed induction motor". IEEE CDC'93 USA.

[Dorling 86]

C.M. Dorling and A.S. Zinober, "Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure systems control", I.J.C. N°44, pp. 65-82, 1986.

[Dote 88]

Y. Dote, "Application of modern control techniques to motors control", Proc. IEEE, Vol, 76, N° 4, pp. 438-454, 1988.

[Drakunov 89]

S. Drakunov and V. Utkin, "On discret-time sliding modes", IFAC nonlinear control systems Design, Capri. pp. 273-279, Italy, 1989.

[Drakunov 92]

S. Drakunov and V. Utkin. "Sliding mode control in dynamic systems", I.J.C. . Vol. 55. N°4. pp 1029-1037, 1992.

[Drakunov 95]

S. Drakunov and V. Utkin. "Sliding mode observers. Tutorial". IEEE Proceeding of 34th CDC. 07803-2685-7/95. New Orleans. December, 1995.

[Emelyanov 67]

S.V. Emelyanov, "Variable structure control systems", Moscow. Nauka, 1967.

[Faidallah 95]

F. Faidallah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de Doctorat. I.N.P.L. Lorraine 1995.

[Filippov 60]

A.F. Filippov, Differential equations with discontinuous right-hand side", Matematicheskii Sbornik, Vol. 51, N° 1, pp. 99-128, 1960.

[Fossard 96]

A.J. Fossard, "Commande à structure variable", Système de Régulation, Collaboration Automatique. ED. Masson, 1996.

[Freidland 72]

A. Freidland, "Control system design, an introduction to state space model", Mc Grow-Hill Book Company, 1972.

[Furuta 90]

K. Furuta, "Sliding mode control of a discrete system", Systems-Control letters, N°14, pp. 145-152, 1990.

[Gao 93]

W. Gao, J.C. Hung. "Variable structure control system". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol.40, N° 1. pp 45-55. February. 1993.

[Gao 95]

W. Gao, "Discrete-time variable structure control systems", IEEE Trans. Ind. Elect. Vol. 42, N° 2, pp. 117-122. Canada, 1995.

[Gayed 96]

A. Gayed. "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes. Mai, 1996.

[Harashima 85]

F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo, "MOSFET converter fed position servo system with sliding mode control", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 32, N° 3, pp. 238-244, 1985.

[Hasse 69]

K. Hasse. "Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtegespeisten asynchronkurzschlusslaufer- maschinen". Ph. D. Dissertation. TH Darmstadt, 1969.

[Hashimoto 86]

H. Hashimoto, K. Maruyama, Y. Arai and F. Harashima, "Practical realisation of VSS controllers for robotic arm", IEEE IECON, pp. 34-40, 1986.

[Hashimoto 88]

H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagizawa and F. Harashima, "Brushless servo motor control using variable structure approach", IEEE Trans. IND. Appl. Vol. 24, N° 1, pp. 160-170, 1988.

[Hemici 94]

B. Hemici, "Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant", Proc. Of 2nd CEA, Algiers, JOT, Vol. 1, 1994.

[Hung 93]

J.Y. Hung, W. Gao and J.C. Hung. "Variable structure control: A Survey". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol.40, N° 1. pp 2-22. February. 1993.

[Ifrah 95]

S. Ifrah, "Contribution à l'étude des régimes glissants statiques et dynamiques, Application à la machine asynchrone", Thèse de Magister. ENP, 1995.

[Isidori 95]

A. Isidori. "Nonlinear control systems". 3rd Ed. Springer Verlag. Comm. & Contr. Eng Series, 1995.

[Jelassi 91]

K. Jelassi, "Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté", Thèse de Doctorat. I.N.P.T. Toulouse, 1991.

[Kerboua 99]

A. Kerboua, B. Hemici and M.S. Boucherit. "Commande en vitesse par mode de glissement d'une machine asynchrone", SNGE'99, Biskra, Novembre, 1999 (Soumis).

[Kerboua 99]

A. Kerboua, B. Hemici and M.S. Boucherit. "Commande en position par mode de glissement d'une machine asynchrone", CMGE, Constantine, Novembre, 1999 (Soumis).

[Kotta 89]

O. Kotta, "Comments on the stability of discrete-time sliding mode control systems", IEEE Trans. Auto. Contr. Vol. 57, N° 5, pp. 1177-1189, 1989.

[Krishnan 91]

R. Krishnan and A.S. Bharadwaj, "A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive", IEEE Trans. Pow. Elect. Vol. 6, N° 4, pp. 695-703, 1991.

[Lajoie-Mazence 92]

Lajoie-Mazence, "Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones", EDF, 1992.

- [Landau 79]
Y.D. Landau, "Adaptive control, the model reference approach", Marcel Dekker, New York, Basel, 1979.
- [Lorenz 90]
R.D. Lorenz and D.B. Lawson, "Flux and torque decoupling control for field-weakened of field-oriented induction machines", IEEE Trans. Ind Appl. Vol. 26, N° 2, pp. 290-295, 1990.
- [Luemberger 71]
D.G. Luemberger. "An introduction to observers". IEEE Tran. Auto. Contr. Vol AC-16. N°6. December 1971.
- [May-win 95]
L.T. May-win and E.A Mizawa. "Comparison of the sliding observer to several state estimation using a rotational inverted pendulum" IEEE Proceeding of 34th CDC. 07803-2685-7/95. New Orleans. December, 1995.
- [Milozavljevic 85]
D. Milozavljevic, "General conditions for existence of quasi sliding mode on the switching hyperplane in the discrete VSS", Automat Remote Control, Vol. 46, pp. 307-314, 1985.
- [Mizawa 89]
E.A. Mizawa. "Nonlinear observer: A state-of-the-art Survey". Transactions of the ASME. 344/Vol.111. September, 1989.
- [Nezli 99.a]
L. Nezli, A. Kerboua, A. Abimouloud, A. Boumediene and M.S. Boucherit. "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée". International conference, Signaux, Systèmes, et Automatique, SSA'2, Blida, 10-12 Mai, 1999.
- [Nezli 99.a]
L. Nezli, A. Kerboua, A. Abimouloud, A. Boumediene and M.S. Boucherit. "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, Performances et Robustesse", SMAPDIMA '99, Annaba, Octobre, 1999 (Soumis).
- [O'reilly 83]
J. O'reilly. "Observer for linear systems". London Academic Press, 1983.
- [Pietrzak 92]
M. Pietrzak, B. De Fornel, "Commande vectorielle du moteur asynchrone", SEE, Lille, 1992.
- [Potts 91]
R.B. Potts, and X. Yu, "Discrete variable structure system with pseudo-sliding mode", Journal of the Australian Mathematical Society, B. 32, pp. 365-376, 1991.
- [Potts 92]
R.B. Potts, and X. Yu, "Analysis of discrete variable structure system with pseudo-sliding mode", Int. Jour. Syst. Science. N° 23, pp. 503-516, 1992.
- [Rehahla 96]
S. Rehahla, "Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasé par la technique du flux orienté", Thèse de Magister. ENP, 1996.
- [Robyns 90]
B. Robyns, "Commande multivariable évoluée d'actionneurs asynchrones", Premier rapport de synthèse concernant le travail de doctorat, Université Catholique se Louvain, 1990.
- [Robyns 92.a]
B. Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones", Séminaire sur les entraînement à vitesse variable, Rabat, 1992.
- [Robyns 92.b]
B. Robyns, D. Galardini, R. Gorez, F. Labrique et H. Buyse, "Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et sa commande vectorielle", Journée d'étude sur les Asservissements Electromécaniques, Metz, 1992.

[Robyns 93.a]

B. Robyns, F. Labrique and H. Buyse, "Performance analysis of a simplified indirect field oriented control algorithm for small power induction actuators", IMACS-TCI'93, Montreal, 1993.

[Robyns 93.b]

B. Robyns. "Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif". Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain. Décembre, 1993.

[Sabanovic 81]

A. Sabanovic and D.B. Izozimov, "Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA 13, N° 1, pp. 41, 1981.

[Sabanovic 89]

A. Sabanovic, F. Bilalovic, "Sliding mode control of AC drive", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, N° 1, pp. 70-75, 1989.

[Sarpturk 87]

S.Z. Sarpturk and Y. Istefanopulos, "On the stability of discrete-time sliding mode control systems", IEEE Trans. Auto. Contr. Vol. AC 32, , pp. 930-932, 1987.

[Sen 90]

P.C. Sen, "Electric motor drive and control-past, present and future", IEEE, Trans. Ind. Elect. Vol 37, N° 6, 1990.

[Sira-Ramirez 91]

H. Sira-Ramirez, "Nonlinear discret variable structure systems in quasi-sliding mode", I.J.C. N°54, pp. 1171-1187, 1991.

[Slotine 84]

J.J. Slotine. "Sliding controller design for nonlinear systems". I.J.C. Vol. 4. N° 2. pp 421-434, 1984.

[Slotine 85]

J.J. Slotine, J.K. Hedrick and E.A. Mizawa, "On sliding observer for nonlinear systems", Jour. Dynam. Syst. Measur. Contr., Vol 109/245, 1987.

[Slotine 91]

J.J. Slotine. "Applied nonlinear control". Englewood Cliffs. NJ. Printice Hall, 1991.

[Trzynadlowsky 94]

M. Trzynadlowsky, "The field orientation principle in control of induction motors", Lumer Academic Publication, 1994

[Utkin 77]

V. Utkin. "Variable structure systems with sliding modes: A survey Paper". IEEE Trans. Auto. Contr. Vol. AC-22. N° 2. pp 212-222. April, 1977.

[Utkin 93]

V. Utkin "Sliding mode control design principles and applications to electric drives". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol.40, N° 1. pp 23-36. February. 1993.

[Vas 90]

P. Vas. "Vector control of AC machines". Oxford Science Publication, 1990.

[Vas 96]

P. Vas and W. Drury, "Electrical machines and drives: present and future", IEEE , Vol. 31, pp. 67-73, 1996.

[Verghese 88]

G.C. Verghese, S.R. Sanders. "Observers for flux estimation in induction machine". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol. 35, N°1. pp 85-94. February, 1988.

[Young 78]

K.K. Young, "Controller design a manipulator using theory of variable structure systems", IEEE Trans. Syst. Man. Cyber. Vol. SMC-8, N°2, 1978.