

7/02

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département:  
Génie Electrique et Informatique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme  
d'Ingénieur d'Etat en Automatique

THEME

### Commande robuste $H_{\infty}$ d'une Machine Asynchrone Monophasée

REALISE PAR :

M<sup>lle</sup>: BENZAOUI Messaouda

DIRIGE PAR :

Mr: M.S. BOUCHERIT  
Mr: O. BOUCHHIDA

Promotion : 2001/2002  
E.N.P: 10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger



A ma source éternelle de bonheur;  
au trio rayonnant qui engendre ma  
vie:

à mes parents et ma grand  
mère ...

à mes parents et ma grand mère car ,  
je leur dois tout;  
et aussi, à eux car,  
je les chéris beaucoup...

A mes frères et mes sœurs;  
A mes ami(e)s et à toute ma  
promotion

A tous ceux qui m'ont aidée,  
spécialement à Kenza...

Et enfin, je le redédie à mes parents  
et à ma grand mère.



# **Table de matière :**

remerciements

Notation

Introduction générale

1

Chapitre I

I. Etude du système à commander	3
I. 1-1-Généralités	3
I. 1-1-1-1-Problème de démarrage	4
I. 1-1-1-1-1 Démarrage par phase auxiliaire	4
I. 1-1-1-1-2 Moteur à bagues de court-circuit (moteur à spire de Frager)	5
I. 1-1-1-1-3 Moteur à répulsion - induction	6
I. 1-1-1-1-4 Moteur à condensateur permanent	6
I. 1-1-1-2 Principe de fonctionnement	7
I. 1-2Modélisation	8
I.1-2-1-Les hypothèses simplificatrices	8
1-2-2-Equation de la machine dans l'espace électrique	8
1-2-3- Equation de la machine dans le référentiel de Park	11
1-2-3.1- Modélisation de la machine dans le référentiel lié au stator	12
1-2-3.2-Modélisation de la machine dans le référentiel lié au champ tournant	14

1-2-3.2-Modélisation de la machine dans le référentiel lié au champ tournant	14
1-2-4- Mise sous forme d'équation d'état	16
1-2-4.1-Pour le référentiel lié au stator	16
1-2-4.2-Pour le référentiel lié au champ tournant	19
I.1-3-Simulations	20
1-3-1-Simulation du comportement au démarrage	20
1-3-2-Simulation dans un référentiel de commande	25
I. 2-Etude de l'alimentation	26
2-1-Généralités	26
2-2-Etude et modélisation du convertisseur	27
2-2-1-Redresseur	27
2-2-2-filtre	27
2-2-3-onduleur	28
Classification des onduleurs	28
Stratégies de commande des onduleurs	30
2-3-Simulations	
2-3-1-Simulation de l'onduleur seul	32
1-3-2-Simulation du convertisseur machine	33
Conclusion	35
<b>Chapitre2</b>	
Introduction	36
II. 1-Principe de fonctionnement	36
II.2-Description générale	38
2-1-Commande en boucle ouverte(BO)	
2-1-1-le F.O.C (field oriented contrôle)	39
2-2-2- le bloc de défluxage( réglage de flux)	39

2-2-Commande en boucle fermée(BF)	41
2-2-1-le bloc réglage de vitesse	42
2-2-2-le bloc de filtrage de consigne	44
2-2-3-le bloc de limitation de couple	44
II.3-simulations	45
Conclusion	52

### Chapitre3

Introduction	53
III.1-Le principe de la commande	54
III.2- Notions de base	56
2-1 Norme $H_{\infty}$ et valeurs singulières	56
2-2- Incertitudes et famille de modèles	56
2-3- Sensibilité et stabilité robuste	59
2-3-1- Matrice de sensibilité	59
2-3-2- Matrice de sensibilité complémentaire	60
2-3-3- Matrice de sensibilité de commande	60
2-3-4-Théorème de petits gains	60
III.2-2-3-5- Stabilité robuste	61
III.2-2-4- Formalisme de "Loop shaping"	62
III. 3-Synthèse $H_{\infty}$ par factorisation première	64
III.4- Application à la machine asynchrone monophasée	65
III.5-Simulations	67
Conclusion	69

### Chapitre4

Introduction	70
IV.1 Tests sur les incertitudes structurées	70

## Remerciement



Dans la préparation de ce mémoire, j'ai eu la chance d'obtenir la collaboration de Mr Boucherit, comme prometteur. Ses suggestions et commentaires sur le fond et la forme du mémoire. Je tiens à remercier aussi Mr Bouchhida, et Mr Benmensour pour les précieux aides et conseils qu'ils m'ont donnée durons ce travail ainsi que Mr Cherikeb pour la documentation qu'il m'a fournie.

Je tiens à remercier aussi, messieurs les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de juger ce modeste travail et tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Je voudrais remercier surtout, Mlle Bouhoune Kenza pour son aide et son appui tout au long de ce projet.

## Notation:

MASM:	machine asynchrone monophasée.
MCC:	machine à courant continu.
$\dots r \dots s$ :	indices correspondant au stator et rotor (resp).
$\dots d \dots q$ :	indices correspondant au référentiel du champ tournant: direct, en quadrature (resp).
$V_c$ :	tension aux bornes de la capacité.
$[V_s], V_s$ :	matrice, valeur de tension (resp) du stator, rotor, direct, en quadrature, selon l'indice.
$[R_s], R_s$ :	matrice, valeur de résistance (resp) du stator, rotor, selon l'indice.
$[i_s], i_s$ :	matrice, valeur de courant (resp) du stator, rotor, direct, en quadrature, selon l'indice.
$[\Phi_s], \Phi_s$ :	matrice, valeur de flux (resp) du stator, rotor, direct, en quadrature, selon l'indice.
$[i_{dq}]$ :	matrice de courant (resp) du stator, rotor, selon l'indice, dans le référentiel de Park.
$[\Phi_{dq}]$ :	matrice de flux (resp) du stator, rotor, selon l'indice, dans le référentiel de Park.
$[i_{dq}]$ :	matrice de courant (resp) du stator, rotor, selon l'indice, dans le référentiel de Park.
$[M_{sr}], [M_{rs}]$ :	Matrice de mutuelle inductance stator- rotor, rotor- stator (resp).
$M$ :	La valeur de mutuelle inductance.
$P$ :	Le nombre de pôles.
$[L_s]$ :	Inductance propre du stator, rotor, selon l'indice.
$C_e$ :	Couple électrique.
$C_r$ :	Couple résistant.

$W_e$	Pulsation électrique.
$W_{gl}$	Pulsation de glissement.
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor.
$T_f$	Constante de temps pour le filtre de consigne.
$K_p, K_i$	Paramètres du correcteur PI.
$\lambda(A)$	Valeur propre de la matrice $A$ .
$\sigma_i(A)$	La $i^{\text{ème}}$ valeur singulière de la matrice $A$ .
$\ A\ _\infty$	Norme $H_\infty$ de la matrice $A$ .
$A^T$	Transposée de la matrice $A$ .

# **INTRODUCTION GENERALE**

## Introduction Générale :

---

---

Le domaine de génie électrique et spécialement l'étude des convertisseurs d'énergie et leur utilisation constitue le terrain d'application privilégié pour les méthodes proposées par l'automatique en parlant des convertisseurs statiques (L'alimentation) ou, électromécaniques comme les machines électriques. Les modèles des processus à commander sont bien établis et l'élaboration des structures de commande doit généralement intégrer des critères de robustesse des performances vis à vis de variations de paramètres.

Les variateurs de vitesse électrique sont très utilisés dans les applications technologiques: traction, pompage, levage,...etc. dont les MCC étaient les plus utilisés: car elles simplifient la maîtrise du couple mécanique. Mais elles sont fragiles et présentent des performances limitées à cause de leurs collecteurs.

Le progrès de la micro-informatique permettent l'utilisation, dans la structure de commande pour les variateurs de vitesse, des puissants outils de l'automatique moderne. Les machines à courant alternatif (machines à induction, et synchrones) deviennent plus pratiques surtout qu'elles ne présentent pas les problèmes posés par les MCC. Elles sont plus robustes et permettent, une bonne maîtrise de couple en utilisant le dispositif d'autopilotage ou la commande vectorielle.

Les applications de l'automatique pour la commande de ces machines font appel à l'usage du moteur asynchrone triphasé. Pour les petites puissances, l'utilisation du moteur monophasé est suffisante. Cependant, dans la littérature on trouve peu de travaux sur les moteurs monophasés.

Dans ce travail, l'objectif est d'étudier par simulation numérique la régulation de vitesse d'un variateur construit par un moteur asynchrone monophasé avec pilotage vectorielle, d'abord par un régulateur classique PI puis, par une commande robuste  $H_\infty$ .

Dans le premier chapitre, on commence par une description générale du fonctionnement et les différents techniques de démarrage. Ce qui fait la différence principale et la particularité de la MASM.

Le premier chapitre traite aussi la modélisation: d'abord pour accentuer cette particularité de démarrage en utilisant le référentiel lié au stator puis, une modélisation en vu de la commande en utilisant le référentiel lié au champ tournant. A la fin de ce chapitre, on étudie l'alimentation par convertisseur statique.

Dans le deuxième chapitre, on abordera la commande du moteur, c'est d'abord sa commande vectorielle vu comme machine électrique et l'application d'un réglage de vitesse par une régulation classique sous forme d'un PI.

Pour un fonctionnement optimal, on rejoint la technique de commande robuste à la commande vectorielle dans la construction d'un variateur de vitesse. Ce qui fera l'objectif du troisième chapitre. Ce chapitre commence par une étude générale sur cette commande, puis l'application sur notre modèle.

Le quatrième chapitre est consacré aux tests de robustesse. Pour le cas de la machine idéale autrement dit, Machine biphasée symétrique et puis, la machine dissymétrique. Ainsi une comparaison entre la commande PI classique et la commande  $H_\infty$  robuste sera faite et des conclusions seront tirées.

# **Chapitre 1:**

## **Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Monophasée**

## **Introduction:**

Dans ce chapitre, nous aborderons l'aspect électrique de la machine asynchrone monophasée. c. à d : la nature du système à commander et son propre comportement qui conduit à la commande : Quelle est la particularité de la machine asynchrone monophasée ? Comment fonctionne-t-elle ? Quelle est la forme de sa dynamique vis à vis d'une alimentation idéale (réseau), puis comment réagit-elle devant les alimentations réelles (alimentation par convertisseurs) ? ...etc.

Pour répondre à ces questions, nous allons commencer par faire une étude générale. Pour des raisons pratiques, le choix d'un type à modéliser est porté sur celui à condensateur (permanent ou de démarrage). A la fin de la modélisation une simulation peut être faite et l'interprétation, en se basant sur la réalité physique justifiée théoriquement, peut être abordé sans craintes majeures d'erreurs.

### **I.1 Etude du système à commander :**

#### **I. 1-1 Généralités :**

Les moteurs électriques asynchrones monophasés, comme leur nom l'indique, sont alimentés par une seule phase. Ils sont utilisés, donc dans les installations où on ne dispose pas de courant triphasé comme les appareils électroménagers, les machines outils portatives.... D'une façon générale, se sont les appareils à faible puissance [3,14 ,21].

Leur construction est presque identique à celle des machines triphasées : Le stator est constitué de "p" bobines en série. On peut transformer le stator d'un moteur triphasé en un stator d'un moteur monophasé en utilisant seulement une phase (1/3 des encoches) ou en utilisant deux phases branchées en série (2/3 des encoches) tandis que la phase restante est utilisée pour l'enroulement auxiliaire de

démarrage. Le rotor du moteur monophasé est identique à celui d'un moteur asynchrone triphasé, généralement c'est un rotor à cage d'écurueil [19, 21].

Le principe de leur fonctionnement est plus compliqué que celui des moteurs triphasés, en ce sens que le champ créé par les courants du stator n'est plus "tournant" mais " pulsatif " stationnaire. Un moteur monophasé peut être considéré comme la somme de deux moteurs triphasés identiques tournant en sens inverses [3, 8 ,21]. On doit donc décaler un des deux champs (en amplitude ou en phase) pour pousser la machine à tourner :c'est le problème du démarrage. Après le démarrage, la machine ne fonctionne pas comme une machine triphasée mais en diphasée. C'est la particularité du fonctionnement en monophasé.

### **1.1-1-1 Problème de démarrage :**

Le fonctionnement du moteur est considéré satisfaisant une fois qu'il est en marche. Or, comme il a été vu précédemment, le moteur ne peut démarrer seul, on doit disposer de techniques de démarrage. Parmi les plus utilisées, on trouve :

#### **I. 1-1-1-1 Démarrage par phase auxiliaire :**

Cette technique consiste à placer sur le stator un enroulement auxiliaire possédant le même nombre de pôles que l'enroulement du stator (*l'enroulement principal*) d'une manière à être décalé de  $90^\circ$  électrique par rapport aux pôles de l'enroulement principal. L'enroulement auxiliaire est débranché au moyen d'un interrupteur centrifuge qui s'ouvre dès que la vitesse est à environ 75%de la valeur nominale. Le moteur tombe subitement sur la caractéristique de la principale seule et continue à accélérer jusqu'à la vitesse nominale[8, 15,21].

Le déphasage entre l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire est assuré en ajoutant une impédance en série avec l'enroulement auxiliaire. Cette impédance peut être résistive, inductive ou capacitive.

➤ Le moteur asynchrone monophasé à phase auxiliaire résistive est employé dans les applications qui requièrent un couple de démarrage moyen et où les

démarrages sont peu fréquents (une puissance entre 60W et 250W) comme dans les ventilateurs, les pompes centrifuges, les machines à laver, les tours, les brûleurs.... etc.

L'inconvénient est que la densité de courant dans l'enroulement auxiliaire est extrêmement élevée, il en résulte un échauffement rapide et nécessite une protection par des relais thermiques[15,19, 20, 21].

- Le moteur asynchrone monophasé à phase auxiliaire inductive est employé en cas de besoin pour augmenter le facteur de puissance. Ils sont construits comme le moteur asynchrone monophasé à phase auxiliaire résistive en ajoutant en série avec la résistance une inductance  $L$ [19, 21].
- Le moteur asynchrone monophasé à phase auxiliaire capacitive est employé dans les applications qui nécessitent un fort couple de démarrage ou lorsque la charge a une grande inertie (entre 120W et 7.5KW). Il peut entraîner des compresseurs, un gros ventilateur, une pompe à piston ...etc. [3, 8, 13, 15, 19, 20, 21].

Mais, quelle que soit l'impédance, seules les caractéristiques de démarrage présentent des différences car les trois types ont exactement les mêmes caractéristiques après démarrage, du fait que seul l'enroulement principal du stator reste actif.

### **I. 1-1-1-2 Moteur à bagues de court-circuit (moteur à spire de Frager) :**

Ce moteur est très utilisé dans les faibles puissances (<50W). L'enroulement auxiliaire est construit d'une seule spire en court-circuit disposée autour d'une portion de chaque pôle saillant. Ce qui crée un courant induit dans cette spire et par conséquent, un flux déphasé en arrière du flux principal. On assure donc le démarrage même à faible couple ou à faible rendement. Après le démarrage, la spire se déconnecte facilement par la force centrifuge et sans interrupteurs.

L'inconvénient de ce type de moteurs est que le sens de rotation ne peut pas être changé, il est imposé par la position des bagues[15, 20, 21].

### **I. 1-1-1-3 Moteur à répulsion - induction :**

C'est un moteur à collecteur qui offre à la fois un couple élevé au démarrage du moteur série et une vitesse quasi constante du moteur d'induction. Il est un hybride de caractéristique du moteur à courant continu et de celles du moteur d'induction, à cause du collecteur(moteur universel). Le couple rotorique agit toujours dans le même sens et on ne dispose pas de champs tournant. Ce type est rarement utilisé à cause de son coût élevé, Il est remplacé par le moteur à démarrage par condensateur[21].

### **I. 1-1-1-4 Moteur à condensateur permanent :**

Ce type est utilisé dans les moyennes puissances (<500W). Comme dans le cas des hôpitaux et des studios radiophoniques pour entraîner des charges constantes. Il présente l'avantage d'un bon facteur de puissance est d'une construction mécanique plus simple (pas d'interrupteurs centrifuges ).

Ce moteur est essentiellement biphasé. La phase auxiliaire reste alimentée par la source tant que le moteur est en marche. Mais, son comportement n'est celle d'un véritable biphasé que lorsqu'il fonctionne à charge nominale où les flux principaux et auxiliaires sont égaux et déphasés de  $90^\circ$ . Après le démarrage, ce moteur ne souffre pas des vibrations caractérisant les MASM. L'inconvénient de ce type de moteurs est qu'il exige un condensateur a papier imprimé dont le coût est élevé [ 8, 15, 20, 21].

### **I.1-1-2 Principe de fonctionnement :**

Au repos, quand une tension alternative est appliquée au stator, le rotor est stationnaire; le flux  $\Phi_s$  créé par les variations de cette tension, induit des courants alternatifs dans le rotor. Les conducteurs du rotor sont soumis donc à une action

"FEM", ils sont parcourus par un courant et placés dans un champ mais qui n'est pas tournant. Le couple résultant est nul du fait que les forces n'agissent pas dans le même sens.

Si on arrive à lancer le rotor, même à la main, il produit un couple qui fait tourner la machine dans le sens du lancement; le moteur atteint une vitesse proche de la vitesse synchrone et la maintient. Autrement dit, après le lancement, au démarrage, le moteur tourne et un champ tournant apparaît comme l'action combinée des FMM statoriques et rotoriques (voir figure I.1).

Au moment où le moteur commence à tourner, une tension est induite dans chaque conducteur du rotor à cause du flux  $\phi_s$  au quel il est perpendiculaire. Le rotor est en court-circuit, le courant induit créé produit un flux  $\phi_r$ . C'est en fait, l'action combinée des flux  $\phi_s$  et  $\phi_r$  qui développe le champ tournant, car ces flux n'atteignent pas leurs maximums en même temps. Ils sont décalés de  $90^\circ$ . Ils produisent donc un champ tournant comme celui d'un moteur biphasé[19,21].

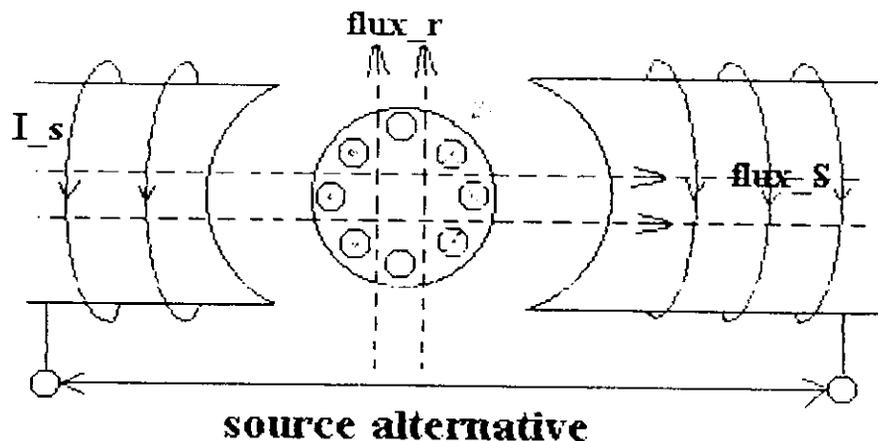


Figure I.1: Schéma de fonctionnement

## I.1-2 Modélisation :

### I. 1-2-1 Les hypothèses simplificatrices :

- 1- L'effet hystérésis et les pertes dans l'acier sont à négliger.
- 2- La machine fonctionne dans un régime non saturé et les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales.
- 3- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- 4- Les paramètres des machines sont indépendants des courants et de la vitesse de rotation.
- 5- Les résistances sont indépendantes de la température.
- 6- La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale, ce qui nous permet de considérer seulement le 1<sup>er</sup> harmonique d'espace de la distribution de cette force. [3, 8, 13, 15, 16, 20].

### I. 1-2-2 Equation de la machine dans l'espace électrique :

- Equation électrique:

La machine asynchrone peut être considérée comme un quadripôle à paramètres concentrés, où les tensions et les courants d'entrée sont reliés aux tensions et aux courants de sortie par un certain nombre d'équations du type Maxwell\_Kirchhoff [2, 3, 4, 8, 13, 15, 20].

Elle est régie donc par les équations:

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad Vc = \frac{1}{c} \int ic \cdot dt$$

Sous forme matricielle on a:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s].[i_s] + \frac{d([\Phi_s])}{dt} + [V_c] \\ [V_r] = [R_r].[i_r] + \frac{d([\Phi_r])}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots(I.1)$$

Avec:

$$[R_s] = \text{diag}(R_{s1}, R_{s2}), [R_r] = \text{diag}(R_{r1}, R_{r2})$$

$$[V_s] = [V_{s1}, V_{s2}]^t, [V_r] = [V_{r1}, V_{r2}]^t, [V_c] = [0, V_c]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{s1}, \Phi_{s2}]^t, [\Phi_r] = [\Phi_{r1}, \Phi_{r2}]^t$$

en sachant que le rotor est court-circuité [2, 4, 3, 8, 13, 15, 20]:  $[V_r] = [0]$

- Equation magnétique:

La machine asynchrone peut être considérée comme un transformateur. Le champ magnétique variable dans l'enroulement primaire (stator dans le cas moteur et rotor dans le cas générateur) provoque l'apparition d'une f.e.m d'induction mutuelle dans l'enroulement secondaire. D'où l'équation des flux stator et rotor suivante:

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s].[i_s] + [Msr].[i_r] \\ [\Phi_r] = [L_r].[i_r] + [Mrs].[i_s] \end{cases} \dots\dots\dots(I.2)$$

Où on désigne par  $[Msr]$  (resp.  $[Mrs]$ ) la mutuelle inductance entre une phase du stator et une phase du rotor (resp. La mutuelle inductance entre une phase du rotor et une phase du stator). Et comme  $Msr = M \cdot \cos(\theta + (k-1) \cdot \pi / 2 - (j-1) \cdot \pi / 2)$  ( où:  $k, j = 1, 2$  indices des phases statorique et rotorique).

On aura:

$$[Msr] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ k_m \sin \theta & k_m \cos \theta \end{bmatrix} \quad [Mrs] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & k_m \sin \theta \\ -\sin \theta & k_m \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec  $K_m = Msr_2 \quad Msr_1$

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls_1 & Ms \\ Ms & Ls_2 \end{bmatrix} \quad [Lr] = \begin{bmatrix} Lr_1 & Mr \\ Mr & Lr_2 \end{bmatrix}$$

Les inductances propres sont données en calculant les valeurs propres de ces matrices :

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls_1 + Ms & 0 \\ 0 & Ls_2 - Ms \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls_1 & 0 \\ 0 & Ls_2 \end{bmatrix}$$

• Equation mécanique:

A côté des équations électriques, on construit un quadripôle mécanique où le couple à l'entrée, appliquée aux paramètres mécaniques concentrés (pertes, inerties...), fournit le couple à la sortie. Les équations du couple sont de type Newton\_Lagrange.

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f \cdot \Omega - Cr \\ C_e = p \cdot [is]^T \frac{d[Msr]}{dt} [ir] \end{cases} \dots\dots\dots (I.3)$$

La combinaison de ces équations nous donne le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{aligned} Vs_1 &= Rs_1 \cdot is_1 + Ls_1 \cdot \frac{dis_1}{dt} - p \cdot \Omega M \cdot (\sin \theta \cdot ir_1 + \cos \theta \cdot ir_2) + M (\cos \theta \cdot \frac{dir_1}{dt} - \sin \theta \cdot \frac{dir_2}{dt}) \\ Vs_2 &= Rs_2 \cdot is_2 + Ls_2 \cdot \frac{dis_2}{dt} + p \cdot \Omega M \cdot (k_m \cos \theta \cdot ir_1 - k_m \sin \theta \cdot ir_2) + M (k_m \sin \theta \cdot \frac{dir_1}{dt} - k_m \cos \theta \cdot \frac{dir_2}{dt}) + Vc \\ Vr_1 = 0 &= Rr_1 \cdot ir_1 + Lr_1 \cdot \frac{dir_1}{dt} + p \cdot \Omega M \cdot (-\sin \theta \cdot is_1 + k_m \cos \theta \cdot is_2) + M (\cos \theta \cdot \frac{dis_1}{dt} + k_m \sin \theta \cdot \frac{dis_2}{dt}) \\ Vr_2 = 0 &= Rr_2 \cdot ir_2 + Lr_2 \cdot \frac{dir_2}{dt} + p \cdot \Omega M \cdot (-\cos \theta \cdot is_1 + k_m \sin \theta \cdot is_2) + M (-\sin \theta \cdot \frac{dis_1}{dt} + k_m \cos \theta \cdot \frac{dis_2}{dt}) \\ Vc &= \frac{1}{c} \cdot \int is_2 \cdot dt = Vs_1 - Vs_2 \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} &= -f \cdot \Omega - Cr - pM \cdot (is_1 \cdot (\sin \theta \cdot ir_1 + \cos \theta \cdot ir_2) + is_2 \cdot (\sin \theta \cdot ir_2 - \cos \theta \cdot ir_1)) \end{aligned} \right.$$

On remarque que les équations sont compliquées. La mise sous forme d'état donne un système non linéaire à cause des formules en " $\theta$ ". Cependant, l'utilisation de référentiel de Park ne pose pas ce problème.

### I. 1-2-3 Equation de la machine dans le référentiel de Park:

Depuis plus d'un demi siècle, la théorie des deux axes directs et quadrature des modèles de la machine asynchrone est la plus appliquée pour la commande des machines électriques. L'idée de R.H. Park est de rendre les équations des modèles, indépendantes de la position angulaire du rotor. Pour cette fin, la transformée de Park consiste à appliquer aux courants, tensions, et flux des changements de variables en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et des axes spéciaux appelés "axes de Park d-q". la transformée de Park permet de calculer des projections sur ces axes "d-q", supposés fixes, par rapport à des rotateurs " $\alpha$ - $\beta$ " qui sont déterminés par la rotation des "d-q" par l'angle  $\theta$ . Le choix de  $\theta$  dépend de la position du repère fixe. On peut distinguer trois types de repères[1, 16, 17]:

- Le repère lié au stator: dans ce cas, on choisit l'axe "d" comme fixe sur une des phases du stator. Ainsi les grandeurs  $x_d$ - $x_q$  représentent des grandeurs réelles du stator. Ce repère est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques comme dans l'étude de démarrage est le freinage des machines.
- Le repère lié au rotor: dans ce cas, on choisit l'axe "d" comme fixe sur une des phases du rotor. Les grandeurs  $x_d$ - $x_q$  représentent les grandeurs réelles du rotor. Ce repère est utilisé pour l'étude des grandeurs rotoriques comme dans l'étude des processus transitoires: la vitesse angulaire du champ rotorique est nulle, ce qui donne des tensions et des courants constants dans ce repère. On les néglige dans l'étude.
- Le repère lié au champ tournant : dans ce cas, l'axe "d" tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créé par le stator. Ce repère permet d'étudier la

commande fréquentielle des machines: les tensions du stator sont constantes et ne dépendent pas de la fréquence du réseau. On les néglige dans l'étude.

Le choix entre les repères dépend des conditions du problème posé. Pour notre cas, la machine monophasée, comme nous venons de le voir d'après l'étude générale, pose le problème de démarrage. On choisit donc, le repère lié au stator pour une première approche. En second lieu, on s'intéresse à l'étude de la commande. On choisit donc, le repère lié au champ tournant[1, 22].

### I. 1-2-3.1 Modélisation de la machine dans le référentiel lié au stator:

La projection des grandeurs rotoriques sur les axes "d-q" se fait par la matrice:

$$A = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

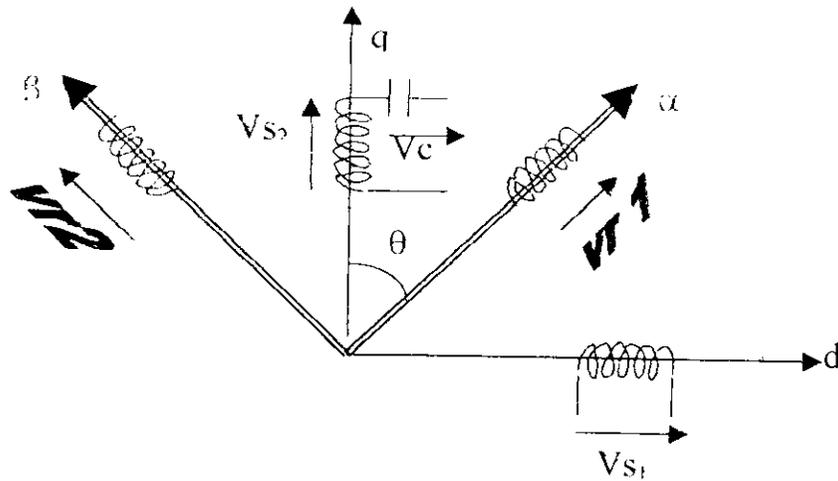


Figure I.3: La représentation dans le référentiel lié au stator

Ce qui donne les grandeurs fictives en "dr-qr":

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \end{bmatrix}$$

Ces grandeurs ne représentent qu'une projection est non pas les vraies grandeurs. Les grandeurs statoriques dans ce repère sont obtenues par une projection selon l'identité. On trouve les grandeurs effectives en "ds-qs":

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{bmatrix}$$

Ces valeurs représentent les vraies valeurs.

Les équations de fonctionnement se simplifient car, si on prend  $k_m=1$ :

$$\begin{cases} [A] \cdot [Mrs] = M \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = M \cdot [I] \\ [Mrs] \cdot [A]^{-1} = M \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = M \cdot [I] \end{cases}$$

En remplaçant dans (1.2) la transformation en (dr-qr):

$$\begin{cases} [\Phi_{dqs}] = [Ls] \cdot [i_{dqs}] + [Mrs] \cdot [A]^{-1} \cdot [i_{dqr}] \\ [\Phi_{dqr}] = [A] \cdot [\Phi_r] = [A][Lr] \cdot [A]^{-1} \cdot [i_{dqr}] + [A] \cdot [Mrs] \cdot [i_{dqs}] \end{cases}$$

Et comme  $[Lr]$  est diagonale:  $[A][Lr][A]^{-1}=[Lr]$ , on aura:

$$\begin{cases} [\Phi_{dqs}] = [Ls] \cdot [i_{dqs}] + M \cdot [I] \cdot [i_{dqr}] \\ [\Phi_{dqr}] = [Lr] \cdot [i_{dqr}] + M \cdot [I] \cdot [i_{dqs}] \end{cases} \dots \dots \dots (I.4)$$

Ou simplement [2, 4, 3, 8, 13, 15, 20]:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = Ls i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = Ls i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = Lr i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = Lr i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

### I. 1-2-3.2 Modélisation de la machine dans le référentiel lié au champ tournant:

Dans ce repère, on considère " $\theta_{gl}$ "; l'angle de rotation électrique ou l'angle de différence entre le déphasage de l'axe stator (principal) avec l'axe "d" et celui de l'axe rotor (principal) avec le même axe: Le repère est fixé sur l'axe du champ électrique comme l'indique le schéma).

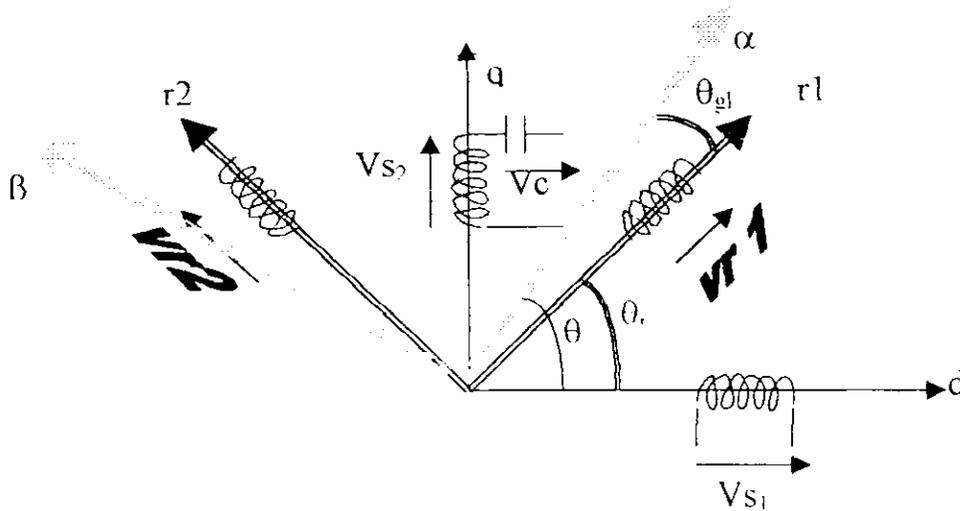


Figure 1.4. La représentation dans le référentiel lié au champ tournant

La matrice A est dans ce cas donnée par:

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

- pour le stator:

On trouve donc, les grandeurs fictives en "ds-qs" comme:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{bmatrix}$$

qui représentent des projections et non pas les grandeurs réelles.

- pour le rotor:

$$A_r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

or ;  $\theta_r = \theta - \theta_{gl}$ . Ce qui donne:

$$\begin{cases} \cos \theta_r = \cos \theta \cdot \cos \theta_{gl} + \sin \theta \cdot \sin \theta_{gl} \\ \sin \theta_r = \cos \theta \cdot \sin \theta_{gl} - \sin \theta \cdot \cos \theta_{gl} \end{cases}$$

On peut donc, donner  $[A_r]$  en fonction de  $\theta$  et  $\theta_{gl}$  comme suit:

$$A_r = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{gl} & \sin \theta_{gl} \\ -\sin \theta_{gl} & \cos \theta_{gl} \end{bmatrix} = [A_s] \cdot [A_{gl}]$$

Les grandeurs fictives en "dr-qr" sont comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = [A_s] \cdot [A_{gl}] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = [A_s] \cdot [A_{gl}] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = [A_s] \cdot [A_{gl}] \cdot \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \end{bmatrix}$$

Comme le cas précédent, les équations de fonctionnement se simplifient, si on prend  $k_m=1$ :

$$\begin{cases} [A_{gl}] \cdot [Mrs] = M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = M \cdot [I] \\ [Mrs] \cdot [A_{gl}]^{-1} = M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = M \cdot [I] \end{cases}$$

On trouve, à partir de (1.2), la transformation en (dr-qr) comme suit:

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqr}] &= [A_s] \cdot [A_{gl}] \cdot [\Phi_r] = [A_s] [Lr] [A_r]^{-1} [i_{dqr}] + ([A_s] \cdot [A_{gl}]) \cdot [Mrs] \cdot ([A_s]^{-1} [i_{dqs}]) \\ [\Phi_{dqr}] &= [Lr] \cdot [i_{dqr}] + [A_s] \cdot ([A_{gl}] \cdot [Mrs]) \cdot [A_s]^{-1} \cdot [i_{dqs}] \\ [\Phi_{dqr}] &= [Lr] \cdot [i_{dqr}] + M \cdot [I] \cdot [i_{dqs}] \end{aligned}$$

Ou simplement:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = Lr i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = Lr i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \dots\dots\dots (I.5.1)$$

On trouve de la même manière :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = Ls i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = Ls i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \dots\dots\dots (I.5.2)$$

### I. 1-2-4 Mise sous forme d'équation d'état:

Pour simuler le fonctionnement, on doit écrire les équations sous la forme d'état:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

Le choix des variables est un point très important.

#### I. 1-2-4.1 Pour le référentiel lié au stator:

Un des choix des variables pour ce cas est de prendre (ids, iqs ,idr ,iqr,  $\Omega$ ).  
 Pour ce choix, on peut tirer le modèle à partir des équations précédentes.

D'après l'équation (I.4) on tire:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{Lr_1} - \frac{M i_{ds}}{Lr_1} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{Lr_2} - \frac{M i_{qs}}{Lr_2} \end{cases} \dots\dots\dots (I.6)$$

On tire aussi, en remplaçant dans  $\Phi_{ds}$   $\Phi_{qs}$ :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{s1} i_{ds} + \frac{M \cdot \Phi_{dr}}{Lr_1} - \frac{M^2 i_{dr}}{Lr_1} \\ \Phi_{qs} = L_{s2} i_{qs} + \frac{M \cdot \Phi_{qr}}{Lr_2} - \frac{M^2 i_{qr}}{Lr_2} \end{cases} \dots\dots\dots (I.7)$$

En prenant  $Lr_1=Lr_2=Lr$  (il s'agit d'un rotor à gage: les bobines 1et2 sont considérées seulement) et  $m=M^2 / Lr$ . D'après (I.1):

$$\begin{cases} v_{s1} = v_{ds} = R_{s1} i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{s2} = v_{qs} = R_{s2} i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (I.8)$$

Reste à calculer les dérivées de  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$ .

En dérivant (I.7) on trouve:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{s1} \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{Lr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{M^2}{Lr} \frac{di_{dr}}{dt} = d_2 \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{Lr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{s2} \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{Lr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \frac{M^2}{Lr} \frac{di_{qr}}{dt} = d_1 \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{Lr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (I.9)$$

Avec  $d_1=L_{s2}-m$  et  $d_2=L_{s1}-m$ .

Pour le calcul des dérivées de  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$ , on utilise l'expression des tensions en rotor:

$$\begin{cases} v_{dr} = Rr \left( \frac{\Phi_{dr}}{Lr_1} - \frac{M i_{ds}}{Lr_1} \right) + w \cdot \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = 0 \\ v_{qr} = Rr \left( \frac{\Phi_{qr}}{Lr_2} - \frac{M i_{qs}}{Lr_2} \right) + w \cdot \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0 \end{cases}$$

Et donc,

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -p.\Omega.M.i_{qs} - Rr.i_{dr} - p.\Omega.Lr.i_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -p.\Omega.M.i_{ds} - p.\Omega.Lr.i_{dr} - Rr.i_{qr} \end{cases} \dots\dots\dots (I.10)$$

Et d'autre part, le couple électrique peut être exprimé en fonction de ces variables d'état :

$$\begin{aligned} Ce &= p \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix} \left( M \begin{bmatrix} -\sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & -\sin\theta \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\ Ce &= p \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix} \left( M \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \right) - p.M.(i_{qs}.i_{dr} - i_{ds}.i_{qr}) \dots\dots\dots (I.11) \end{aligned}$$

Finalement, après le remplacement de (I.10) et(I.9) dans (I.8), la dérivation de (I.6) et le remplacement de (I.11) dans (I.3) on trouve le modèle suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{d_2} (vs - Rs_1.i_{ds} + p.m.\Omega.i_{qs} + \frac{M.Rr}{Lr}.i_{dr} + M.p.\Omega.i_{qr}) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{d_1} (vs - vc + p.m.\Omega.i_{ds} - Rs_2.i_{qs} + M.p.\Omega.i_{dr} + \frac{M.Rr}{Lr}.i_{qr}) \\ \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{M}{Lr} \cdot \frac{1}{d_2} (-vs + Rs_1.i_{ds} - p.Ls_1.\Omega.i_{qs} - \frac{Ls_1.Rr}{M}.i_{dr} - p.\frac{Ls_1.Lr}{M}.\Omega.i_{qr}) \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{M}{Lr} \cdot \frac{1}{d_1} (-vs + vc + p.Ls_2.\Omega.i_{ds} + Rs_2.i_{qs} + p.\frac{Ls_2.Lr}{M}.\Omega.i_{dr} - \frac{Ls_2.Rr}{M}.i_{qr}) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{M.p}{J} (i_{ds}.i_{dr} - i_{ds}.i_{qr}) - \frac{Cr}{J} - \frac{f.\Omega}{J} \end{cases}$$

Avec:

$$\begin{cases} vs_1 = vs & \text{et} & vs_2 = vs - vc \\ & & \frac{dvc}{dt} = \frac{i_{ds}}{c} \end{cases}$$

### I. 1-2-4.2 Pour le référentiel lié au champ tournant:

Dans ce référentiel, on étudie la commande. On peut choisir comme variables d'état plusieurs combinaisons selon le type de commande. Pour une commande en tension, il est imposé de choisir comme variable de commande les tensions  $V_d$  et  $V_q$ . Pour les variables d'état, on peut choisir, dans l'orientation du flux rotorique par exemple, le vecteur  $(\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)$ . Ce choix nous permet de suivre le comportement des flux rotoriques et des courants du stator (variables) par rapport aux tensions de commande ( $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ ). Et on peut tirer le modèle comme précédemment. D'après les équations (I.6) et (I.10) on tire  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$ . Pour  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , on utilise (I.1) en exprimant ces grandeurs dans le référentiel de Park:

$$[v_{dqs}] = [A_s] \cdot [R_s] \cdot [A_s]^{-1} \cdot [i_{dqs}] + [A_s] \cdot \frac{d[\Phi_s]}{dt}$$

Or,

$$\begin{aligned} \frac{d[\Phi_s]}{dt} &= \frac{d}{dt} ([A_s]^{-1} \cdot [\Phi_{dqs}]) \\ \frac{d[\Phi_s]}{dt} &= \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \right) \cdot [\Phi_{dqs}] + \frac{d[\Phi_{dqs}]}{dt} ([A_s]^{-1})' \end{aligned}$$

On aura donc,

$$[A_s] \frac{d\Phi}{dt} - \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\Phi_{dqs}] = \frac{d[\Phi_{dqs}]}{dt}$$

Cette relation avec celles de (I.5) remplacées dans la précédente, donne à la fois  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$

Le couple électrique, en fonction de ces variables est déterminé comme suit:

$$\begin{aligned}
 Ce &= p \cdot [i_{dq_s}]^T [A_s] \frac{\hat{C}}{\hat{C}^T} ([Msr]) [A_{gl}]^{-1} [A_s]^{-1} [i_{dqr}] \\
 &= p \cdot [i_{ds} \quad i_{qs}]^T [A_s] M \cdot \begin{pmatrix} -\sin \theta_{gl} & -\cos \theta_{gl} \\ \cos \theta_{gl} & -\sin \theta_{gl} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{gl} & \sin \theta_{gl} \\ -\sin \theta_{gl} & \cos \theta_{gl} \end{pmatrix} [A_s]^{-1} [i_{dqr}] \\
 &= p \cdot [i_{ds} \quad i_{qs}]^T [A_s] M \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} [A_s]^{-1} [i_{dqr}] \\
 &= p M \cdot (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{ds})
 \end{aligned}$$

Finalement, on trouve le modèle suivant:

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{Rr}{Lr} \Phi_{dr} + (ws - p \cdot \Omega) \cdot \Phi_{qr} + Rr \cdot \frac{M}{Lr} \cdot i_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -(ws - p \cdot \Omega) \Phi_{dr} - \frac{Rr}{Lr} \cdot \Phi_{qr} + Rr \cdot \frac{M}{Lr} \cdot i_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{d_2} (vds + \frac{M \cdot Rr}{Lr^2} \Phi_{dr} + \frac{M}{Lr} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{qr} - (Rs_1 + Rr \cdot \frac{M^2}{Lr^2}) i_{ds}) + ws \cdot i_{qs} \dots \dots \dots (I.12) \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{d_1} (v_{qs} - \frac{M}{Lr} \cdot p \cdot \Omega \cdot \Phi_{dr} + \frac{M \cdot Rr}{Lr^2} \Phi_{qr} - (Rs_2 + Rr \cdot \frac{M^2}{Lr^2}) i_{qs}) + ws \cdot i_{ds} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{pM}{Lr \cdot J} (i_{qs} \cdot \Phi_{dr} - i_{ds} \cdot \Phi_{qr}) - \frac{Cr}{J} - \frac{f \cdot \Omega}{J}
 \end{aligned} \right.$$

### I. 1-3 Simulations:

#### I. 1-3-1 Simulation du comportement au démarrage (référentiel lié au stator):

La machine asynchrone monophasée a un comportement similaire à celui d'une machine biphasée. Pour cela, on a simulé le fonctionnement d'une machine monophasée, puis d'une machine biphasée. Comme il s'agit de l'étude de démarrage, on a simulé le fonctionnement pour un démarrage à vide et en charge.

1\_ Pour la machine monophasée (avec condensateur permanent), on remarque (fig:1.5-a) que les courants  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  ne sont pas tout à fait en quadrature, un déphasage dû au placement du condensateur en série avec  $s_2$  est visible même à l'état permanent.

Théoriquement, ce déphasage est voulu, pour régler le problème de démarrage. En effet, ce déphasage pousse  $s_1$  en avant de  $s_2$  et par conséquent, la machine tourne dans le sens de  $s_1$ . Le couple électrique au démarrage (régime transitoire) et donc non nul, il a une valeur très grande par rapport à la valeur nominale. Théoriquement, au démarrage, l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire produisent ensemble un couple très élevé pour faire monter la vitesse rapidement à une certaine valeur où le fonctionnement se maintient et est idéal. En régime permanent, le couple électrique oscille autour de zéro. Puisqu'il ne reste que l'enroulement principal en fonctionnement.

Les oscillations remarquées sont dues à la constante du temps électrique du système. Elles provoquent les vibrations connues pour les MASM qui vient du fait que la machine reçoit une puissance électrique pulsatoire et débite une puissance mécanique constante [ 21].

L'application d'une charge nominale(fig:1.5-b), montre une diminution permanente de la vitesse, les courants absorbés  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  augmentent, le couple électrique dans ce cas augmente dans le même sens pour compenser la charge (le couple résistant), une augmentation dont la vitesse ne bénéficie pas (c'est une compensation seulement). Enfin, la suppression de cette charge après ce test fait retourner le système à son état permanent.

2\_ Pour la machine biphasée (machine sans condensateur), (figs 1.6 à 1.7), le comportement est similaire au précédant sauf que la vitesse croît plus rapidement sans le condensateur, on remarque aussi que les courants  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  sont bien en quadrature et les oscillations diminuent en fonction de la différence entre les paramètres des phases jusqu'à s'annuler, quand cette différence s'annule(Figs:1.7): le cas de la machine symétrique, on ne voit pas d'oscillations. C'est l'avantage des machines diphasées car son démarrage est autonome.

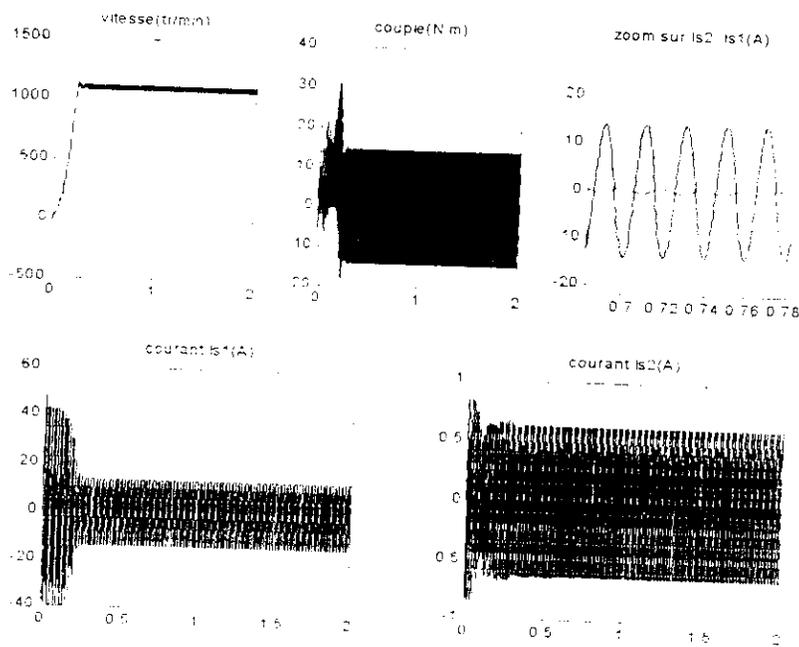


Figure 1.5-a : simulation de démarrage de la machine asynchrone monophasée dissymétrique (avec condensateur) démarrage à vide.

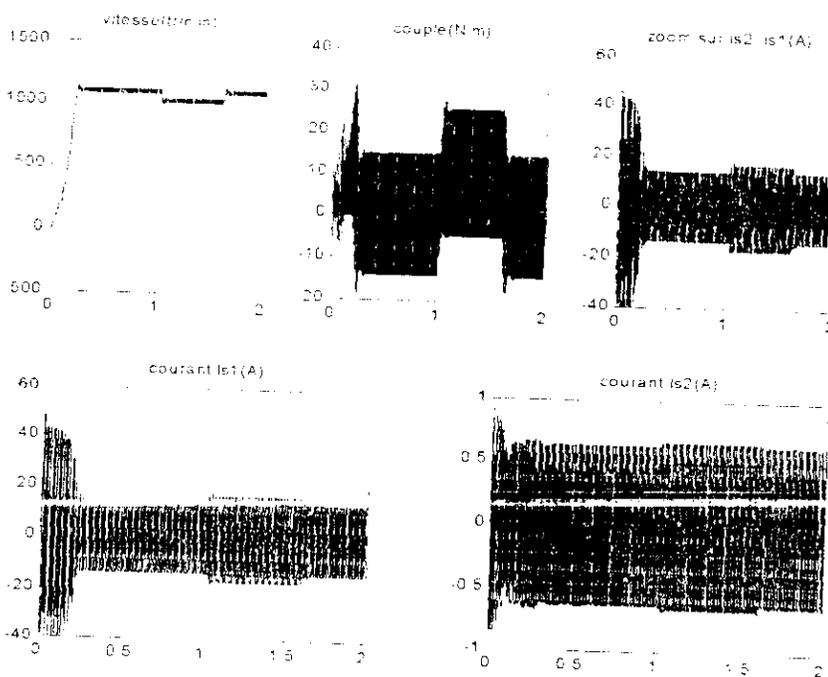


Figure 1.5-b : simulation de démarrage de la machine asynchrone monophasée dissymétrique (avec condensateur), démarrage à vide puis, application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=1.6$

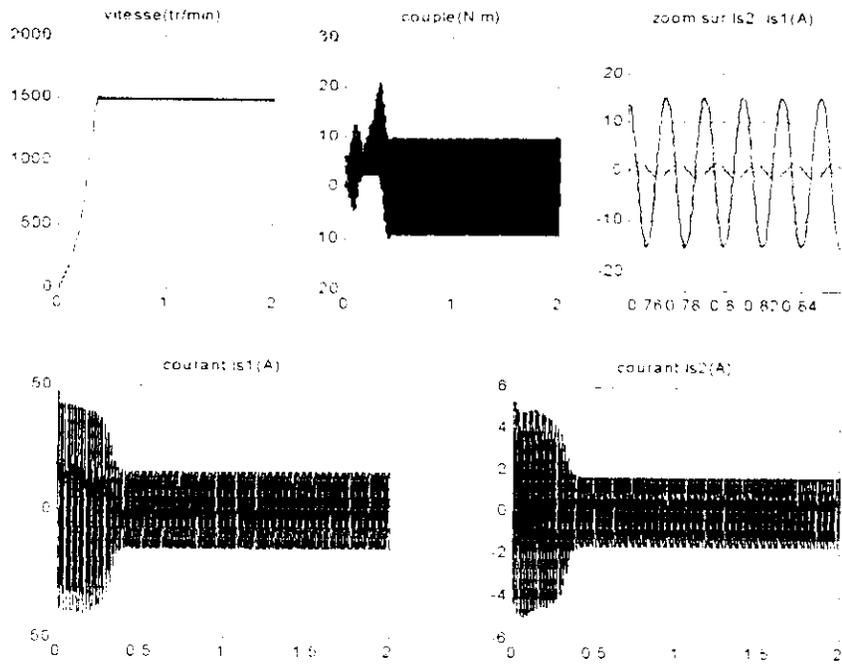


Figure 1.6-a Simulation de démarrage de la machine asynchrone biphasée (monophasée sans condensateur): machine dissymétrique (démarrage à vide)

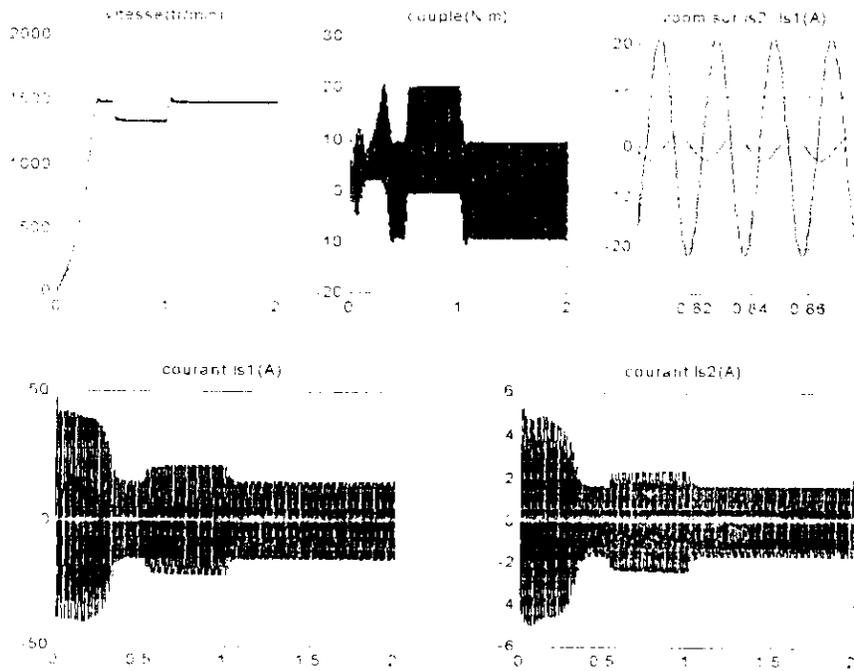


Figure 1.6-b: Simulation de démarrage de la machine asynchrone biphasée (monophasée sans condensateur): machine dissymétrique Puis, application d'une charge de  $C_n$  entre  $t = 0.5s$  et  $t = 1s$

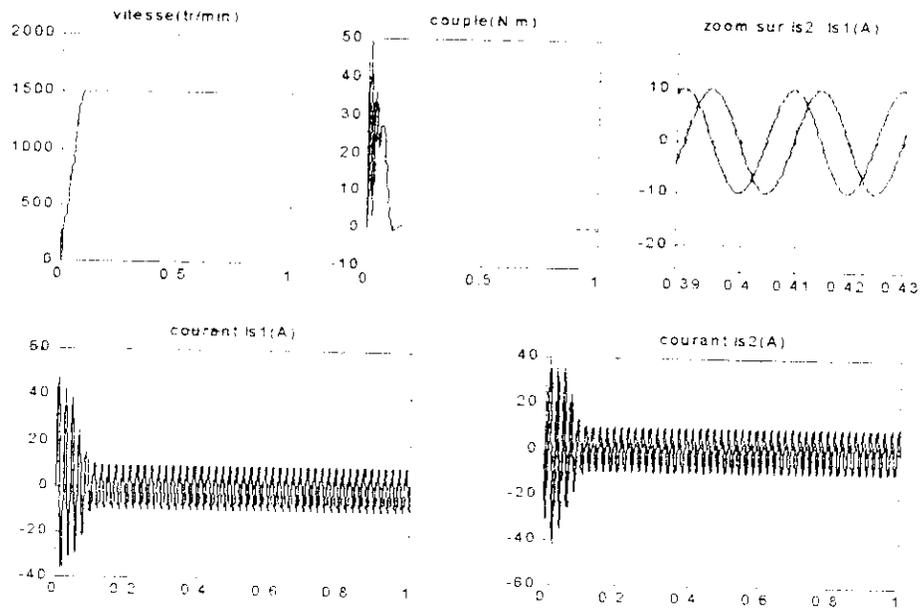


Figure I.7-a: Simulation de démarrage de la machine asynchrone biphasée (monophasée sans condensateur): machine symétrique démarrage à vide

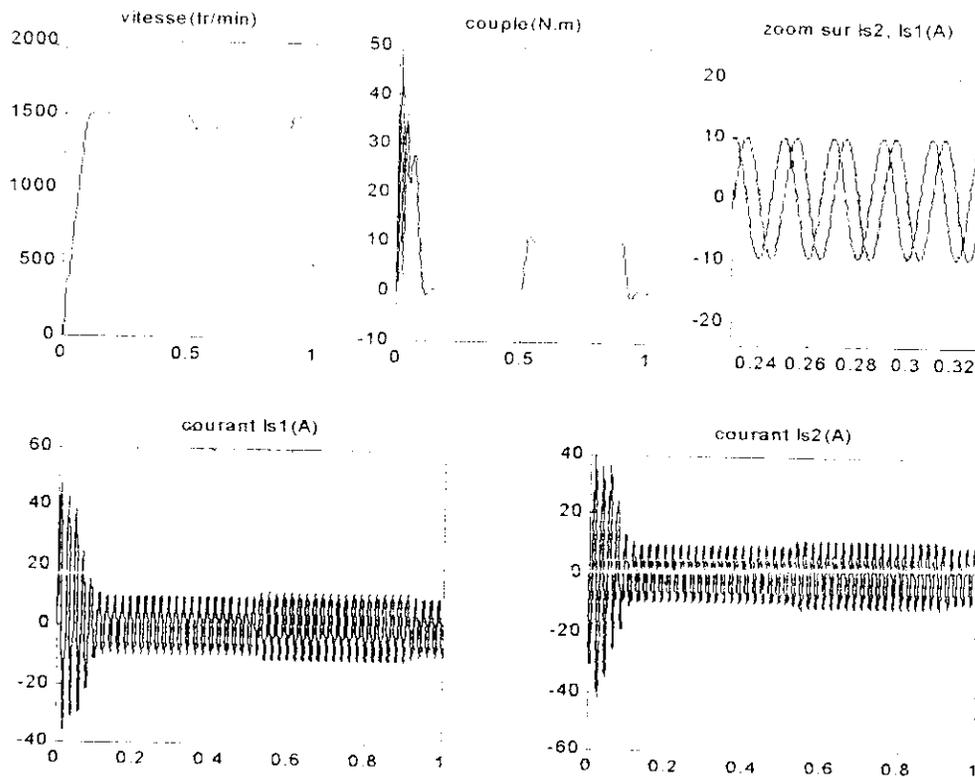


Figure I.7-b: Simulation de démarrage de la machine asynchrone biphasée (monophasée sans condensateur): machine symétrique démarrage à vide, puis application d'une charge  $C_n$  entre  $t = 0.5$  et  $t = 0.9s$

### I. 1-3-2 Simulation dans un référentiel de commande:

Avant de commencer la commande, il faut d'abord voir le comportement de la machine seule dans le référentiel de commande( référentiel lié au champ tournant). Ainsi, l'implantation de la commande sera justifiée.

Le système a un temps de réponse de ( $\approx 0.3s$ ). Pour un démarrage à vide, on remarque que la vitesse se stabilise à une valeur de 1500 Nm. Le couple après le transitoire, se stabilise à une valeur proche de zéro.

Le flux  $\Phi_{dr}$  prend une valeur proche de "-1" et  $\Phi_{qr}$  prend une valeur d'équilibre proche de "-0.2". Le flux  $\Phi_{dr}$  représente le flux principal alors que  $\Phi_{qr}$  représente le flux auxiliaire qui, théoriquement, n'a pas de rôle à jouer, après le transitoire(seule la phase principale est à l'état permanent). C'est donc, un flux de fuite dû à la différence entre  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$ . La commande de la machine doit être d'une manière à annuler ce flux de fuite ( $\Phi_{qr}$ ).

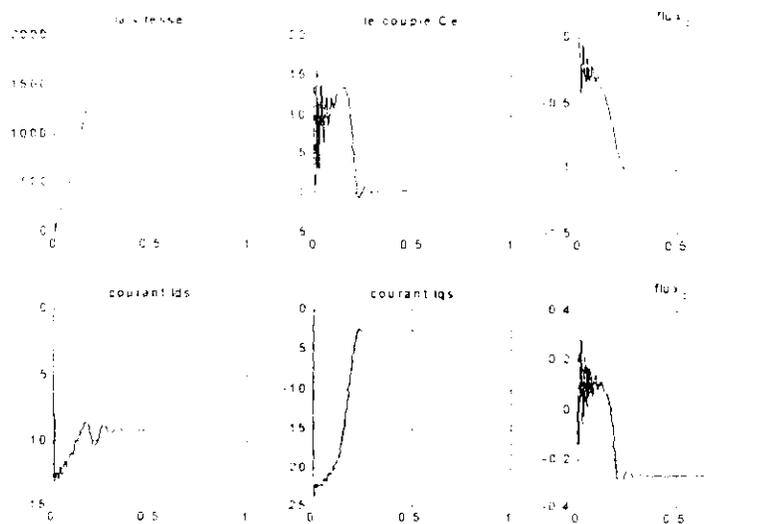


Figure I.9-a: Simulation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur: dans un référentiel tournant (démarrage à vide)

L'application de la charge ramène à un autre état d'équilibre pour le couple après la même durée transitoire: la vitesse diminue pendant cette application de charge, le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple résistant, les deux

flux changent de valeur ce qui montre bien le couplage naturel existant entre le flux et le couple (Ce couplage sera éliminé dans le chapitre suivant, c'est l'objectif de la commande vectorielle).

A la suppression de la charge, les grandeurs se stabilisent et ils reprennent leurs valeurs d'équilibre naturel.

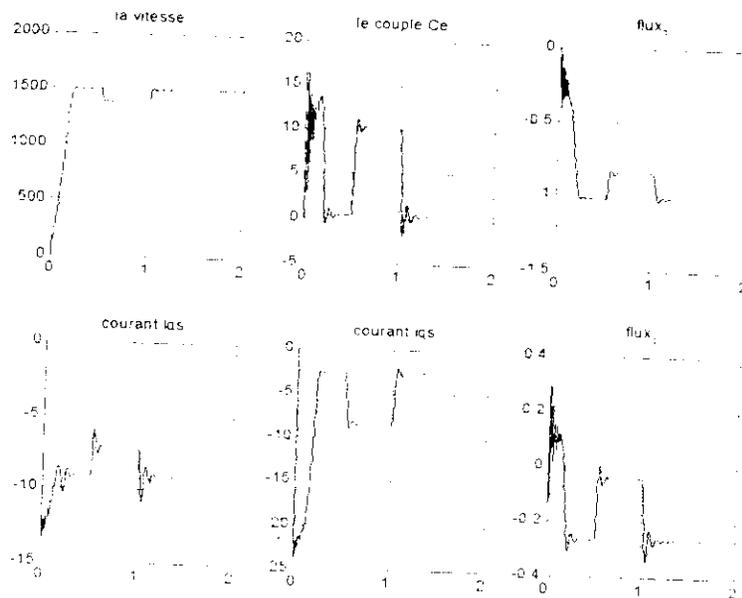


Figure 1.8-b: Simulation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur: dans un référentiel tournant (démarrage à vide puis, application d'une charge 10 Nm entre  $t = 0.5s$  à  $t = 1 s$ )

## 1.2 Etude de l'alimentation:

### 1.2-1 Généralités :

L'électronique de puissance offre au domaine de l'électrotechnique une solution optimale par ses moyens statiques: diodes, thyristors, triacs, transistors de puissance,... ses convertisseurs...etc. La variation de la tension continue, peut être obtenue par une cascade: onduleur \_ transformateur \_ redresseur ou par un hacheur qui découpe la tension continue et le filtre afin d'obtenir une autre tension continue

d'une valeur plus ou moins grande. La variation de la tension alternative (variation de fréquence ou/et amplitude) peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur ou simplement par une conversion directe par un cycloconvertisseur. Une troisième solution est d'utiliser les interrupteurs de l'électronique de puissance comme un dispositif de réglage, appelé gradateur [6,18].

Pour notre travail, nous étudierons le premier cas dont le convertisseur est monté comme indique le schéma:

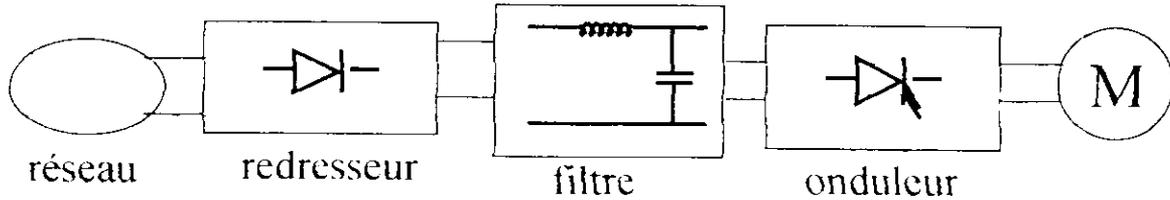


Figure I.11: schéma de principe pour le convertisseur

## I. 2-2 Etude et modélisation du convertisseur :

### I. 2-2-1 Le redresseur :

Le redresseur est un système de conversion de la puissance électrique alternative en puissance électrique continue. Un redresseur double alternance est un redresseur constitué d'un pont de quatre diodes où chaque bras contient deux diodes en série dans le même sens et séparées par un point dit point milieu car il est considéré à un potentiel nul.

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

### I. 2-2-2 Le filtre :

Le filtre a comme rôle, la diminution des ondulations des courants. A son entrée, le courant de sortie de l'onduleur est composé de plusieurs harmoniques: A sa sortie, l'ordre des harmoniques diminue. Si on veut annuler tous les harmoniques

d'ordre  $>2$ , on peut choisir L et C comme suit:

$$\begin{cases} V_s = V_{s'} + L \frac{di}{dt} \\ V_{s'} = V_c \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{s'}}{V_s} = \frac{1}{1 - LC \omega^2}$$

Or, pour éliminer les harmoniques supérieures, il faut que la fréquence de coupure soit inférieure au double de la fréquence du réseau:  $f_c < 2 \cdot f_s$  [8].

On peut choisir donc,  $LC > 0.00025 (\text{s/rad})^2$ .

Dans le modèle de convertisseur, la sortie  $V_{s'}$  est une sortie continue (U), le filtre n'intervient pas. Il justifie seulement la prise d'une tension continue à la sortie de l'onduleur.

### 1. 2-2-3 L'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (courant) continue en énergie à tension (courant) alternative. Il est dit autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des interrupteurs n'est pas empruntée au réseau alternatif supposé actif. Pour les moteurs, le choix de l'utilisation des onduleurs a pour but de:

- Sécurité de fonctionnement; car le réseau électrique est sujet de la défaillance(coupe). On utilise un onduleur alimenté par une batterie d'accumulation de telle sorte qu'en absence de coupe, la batterie se charge par le réseau. En cas de coupe, elle se décharge et joue le rôle de la source.
- Variation de l'amplitude ou de la fréquence de l'alimentation; car l'onduleur permet de varier la fréquence de sa sortie d'une valeur très faible jusqu'à la fréquence nominale [ 6, 8 ].

### I. 2-2-3 -1 Classification des onduleurs:

En plus de la classification en onduleur autonome et non autonome, il existe plusieurs autres type de classification. En général elle est liée au mode de commutation des interrupteurs dans l'onduleur: on trouve l'onduleur à commutation par la charge; par un circuit LC série; alterné (décharge d'un condensateur lors de l'amorçage des thyristors principaux); par un circuit auxiliaire; par une source externe; ou à l'aide d'un onduleur à commutation par le réseau. C'est ce dernier type qu'on adopte car il est le plus fréquent pour les machines à faibles puissances.

- On peut les classer aussi en onduleurs de courant, de tension ou à résonance[6, 8]

Selon la forme d'onde de sortie, on peut les classer en onduleur à onde rectangulaire, en créneaux de largeurs variables, ou onduleur en marche d'escalier. Les onduleurs de tension, selon le type de technique de commutation utilisée peuvent être classés en onduleur MLI, pleine onde ou à commutation calculée.

L'onduleur de tension monophasé est le type utilisé pour l'alimentation de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent. On peut trouver plusieurs schémas pour cet onduleur [3] le plus adopté à l'application de la machine est l'onduleur monophasé en pont, car il permet de faire varier à la fois la fréquence et la tension (fig I.12).

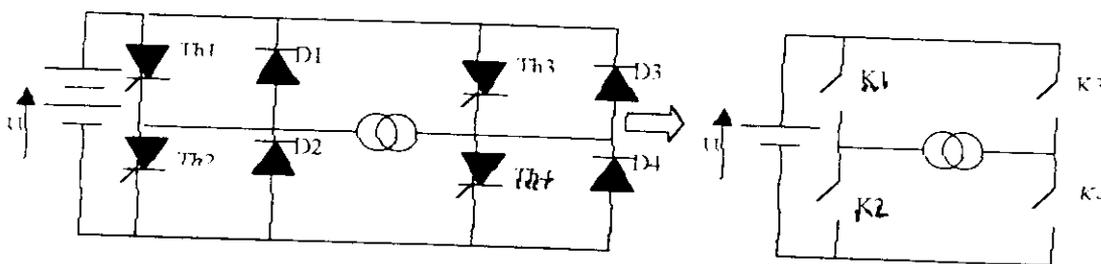


Figure I.12: schéma d'un onduleur en pont complet

Dans la modélisation des convertisseurs, les hypothèses simplificatrices se résument à la supposition d'une commutation instantanée des interrupteurs. On néglige aussi le temps de retard dû aux transitoires des interrupteurs. L'interrupteur

$K_i$  a donc une fonction logique:

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

- La machine à cage offre une grande robustesse de son rotor. Il consomme nécessairement de la puissance réactive et construit donc une charge inductive. L'onduleur qui l'alimente fonctionne en commutation forcée [10,17].
- Les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires:  $K_i + K_i' = 1$ . Aux bornes d'un interrupteur  $K_i$ , la tension est de  $U_{K_i} = (1 - C_i) * U$ ; Le courant est  $i_i = C_i * i_s$ .

### I. 2-2-3-2 Stratégies de commande des onduleurs:

Généralement, à faible puissance, on utilise souvent la technique MLI. A moyennes puissances, on peut trouver la technique pleine onde pour avoir une fréquence de sortie basse [10,17].

#### I. 2-2-3-2-1 Stratégies MLI (Pulse Width Modulation):

Dans cette stratégie, l'onde de sortie est constituée de trains d'impulsions de largeurs et d'espacement variables. Ce type entraîne des pertes de commutation plus importantes car chaque interrupteur commandé et fermé puis ouvert plusieurs fois dans une même alternance de courant [6]. Mais, il présente une onde en sortie très proche de la sinusoïde. Il permet donc, un bon rejet d'harmoniques [9]. On distingue deux techniques de MLI: une" basée sur la modulation sinusoïdale, l'autre sur la modulation calculée.

#### Stratégies MLI sinusoïdale:

Dans cette stratégie, il s'agit de faire la comparaison d'un signal sinusoïdal de référence (l'allure voulue à obtenir) avec un signal de porteuse généralement triangulaire, la commutation est permise en cas d'une comparaison nulle. Ainsi, il

suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la sortie.

On note:  $r=f_p/f_r$  : rapport de fréquence porteuse et référence;

$m =V/(U/2)$  : rapport de l'amplitude porteuse et référence ou indice de modulation.

Le choix de  $r,m$  n'est pas aléatoire: Le rapport de fréquence doit être d'une valeur permettant la commutation ( $r <1$ ); L'indice de modulation doit être d'une manière à assurer plusieurs commutations dans une période en respectant le théorème de shanon .

Un fonctionnement optimal est obtenu par le calage de la porteuse en modulation synchrone quand les sommets référence - porteuse coïncide, ce qui assure la symétrie [3]. Ceci est obtenu pour  $m$  est impaire. En plus, si  $m$  est entier  $V_p$  est multiple de  $U_r$  la modulation devient plus facile (modulation synchrone), il suffit de varier  $V_p$ , contrairement à la modulation asynchrone qui nécessite de varier  $f_p$ .

Pour l'étude de rejet d'harmoniques, on doit étudier la fonction comparaison:  $p-r$  pour calculer les bons angles. Ce qui paraît un peu délicat. Les études de simplification ont donné à la place de l'échantillonnage naturel autres types d'échantillonnages comme l'échantillonnage régulé ou calculé. On trouve:

- La modulation à échantillonnage naturel, quand il s'agit de comparer avec une sinusoïde parfaite. La résolution est dans ce cas compliquée car les équations sont non linéaires ;
- La modulation à échantillonnage régulier, quand on utilise les échantillonneurs bloqueurs en cascade avec la référence dont leur fréquence d'échantillonnage est proportionnelle à celle de la porteuse. Ce qui facilite le calcul des angles de commutation ;

- La modulation calculée, quand il s'agit d'utiliser un calculateur pour la résolution numérique. Les angles d'amorçage sont calculés à partir d'une forme d'onde MLI fixée en résolvant le système obtenu par l'élimination des harmoniques ;

La commutation est obtenue quand la fonction de la porteuse est égale à celle de la référence. A l'instant de commutation  $t_c$ :

- La porteuse est définie par:

$$V_r = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} + (4n-1), & \text{si } t \in [nT_p, \frac{2n+1}{2}T_p[ \\ -\frac{4t}{T_p} - (4n+3), & \text{si } t \in [\frac{2n+1}{2}T_p, (n+1)T_p[ \end{cases}$$

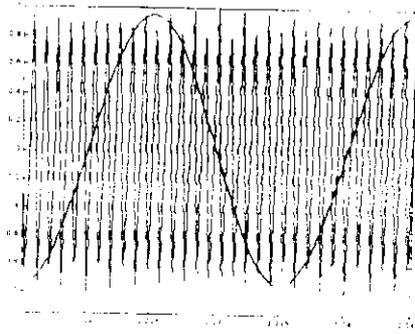
- la référence est définie par:

$$V_r = \begin{cases} \sin(2\pi \cdot f \cdot t) & \text{pour l'échantillonnage naturel} \\ \begin{cases} \sin(2\pi \cdot f \cdot t) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{2n+1}{2}T_p[ \\ \sin(2\pi \cdot f \cdot (\frac{2n+1}{2}T_p - t)) & \text{si } t \in [\frac{2n+1}{2}T_p, (n+1)T_p[ \end{cases} & \text{pour l'échantillonnage régulé asymétrique} \end{cases}$$

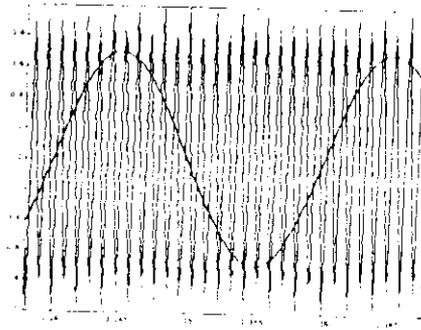
## I. 1-3 Simulations:

### I. 1-3-1 Simulation de l'onduleur seul:

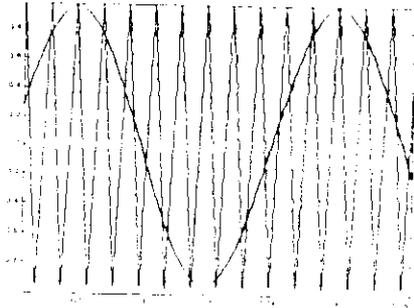
Pour cette simulation, la représentation à la fois de la porteuse et de la référence est plus significative. Ainsi, elle nous a permis de constater que la sortie de l'onduleur est fonction de m et r: une augmentation de m conduit à une augmentation en nombre de commutations, l'alimentation par onduleur s'approche de l'état idéal de l'alimentation continue. Par contre, l'augmentation de r (plus de 1) n'est pas désirée: La commutation sera meilleure quand le signal de référence est plongé dans celui de la porteuse et on ne risque pas de la perdre.



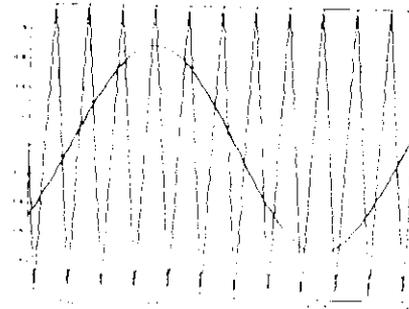
M= 21, r=0.95



M= 21, r=0.7



M=10, r=0.95



M=10, r=0.7

### I. 1-3-2 Simulation de l'association: convertisseur + machine :

L'essai de simulation utilisé dans ce cas concerne le modèle dans le référentiel de commande. On remarque que l'introduction de l'onduleur ne modifie pas les valeurs moyennes. Il apparaît seulement des ondulations aux formes générales. Ce qui justifie l'utilisation par la suite de l'alimentation par réseau.

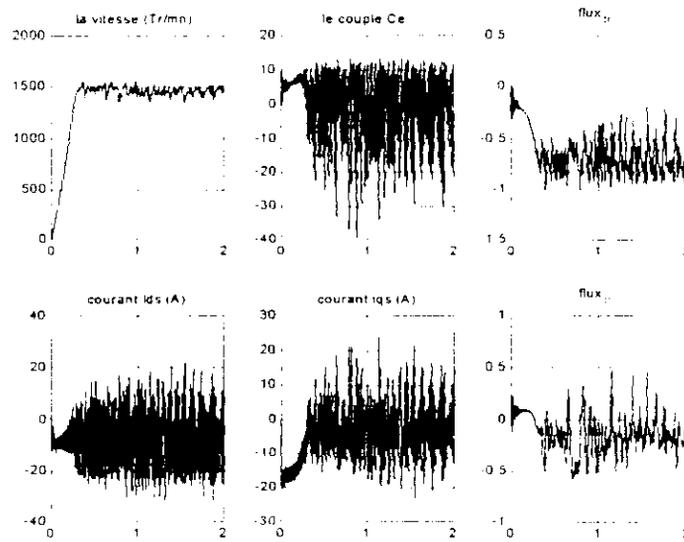


Figure I.10-a: Simulation de l'association convertisseur-MASM dans un référentiel tournant.  
 Démarrage à vide

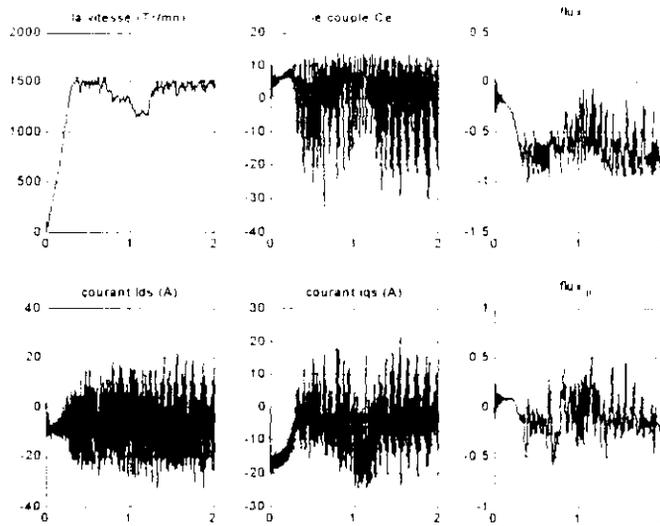


Figure I.10-b: Simulation de l'association convertisseur-MASM dans un référentiel tournant.  
 Démarrage à vide puis, application d'une charge de  $C_n$  entre  $t = 0.7$  et  $t = 1.2s$

## **Conclusion:**

La commande d'un système quel qu'il soit nécessite d'abord de comprendre, d'une manière générale et suffisante son fonctionnement, de se rapprocher de la réalité pour pouvoir tirer le but de la commande, ce qui a été traité dans ce chapitre, dans le cas de notre système: machine asynchrone monophasée.

Nous avons étudié d'une manière générale la machine asynchrone monophasée. D'où nous avons constaté qu'après le démarrage, elle se comporte comme une machine biphasée, à la limite idéale, quelque soit le type de démarrage adopté. C'est pour cette raison qu'on n'utilise par la suite que ce modèle de la machine asynchrone biphasée.

Nous avons constaté aussi que le modèle de la machine dans un référentiel de commande, après les simplifications nécessaires, est semblable au modèle de la machine asynchrone triphasée. On peut par la suite parler des commandes utilisées pour ce type de machine comme la commande vectorielle.

# **Chapitre 2:**

**Commande  
vectorielle  
de la Machine  
Asynchrone  
Monophasée**

## Introduction:

L'idée de commander les machines à induction d'une manière à se comporter comme les machines à courant continu (à excitation séparée) domine les recherches depuis que Hasse, en 1968, proposa la commande vectorielle. La machine à courant continu était toujours l'élue dans l'industrie dans les applications en variation de vitesse. Vu sa facilité de commande surtout, qu'elles assurent le découplage entre le flux et le couple (la force de l'induit forme  $90^\circ$  avec l'axe de l'inducteur). Et la vitesse est facilement réglable. Ce sont seulement ses inconvénients pratiques qui autorisent aux autres machines de prendre part, tels l'échauffement, l'exigence de maintenance, l'encombrement dû aux balais et au collecteur, ...avec un prix supérieur aux autres technologies de moteurs.

La machine à induction ne présente pas ces inconvénients, mais elle est difficile à commander car elle présente un couplage entre le couple et le flux. Le développement de nouvelles technologies et l'évolution des moyens de calcul rend possible l'application de nouveaux *traitements* en commande assurant le découplage : couple \_ flux en régime permanent et même en transitoire: c'est la technique de commande vectorielle implantée par microprocesseurs [8,9, 5].

Nous allons maintenant exposer la commande vectorielle comme ça a été appliqué aux machines triphasées: son principe, sa structure générale et ses techniques puis en deuxième lieu, l'appliquer à notre cas par la technique indirecte. Ensuite, nous aborderons le réglage de vitesse en BF en utilisant un correcteur PI classique.

### II. 1 Principe de fonctionnement :

Dans une machine asynchrone (MAS) le découplage entre flux et couple ne peut pas être naturel, il faut donc une loi de commande assurant ce découplage : c'est le but de la commande vectorielle.

Dans ce cadre, on peut distinguer entre l'orientation de flux rotorique, l'orientation de flux statorique et l'orientation de flux d'entrefer. Toutes ces orientations sont possibles du fait que, dans le référentiel lié au champ tournant, la machine et les repères d, q tournent à la même vitesse [8]. On aura ainsi, un comportement similaire à celui d'une MCC.

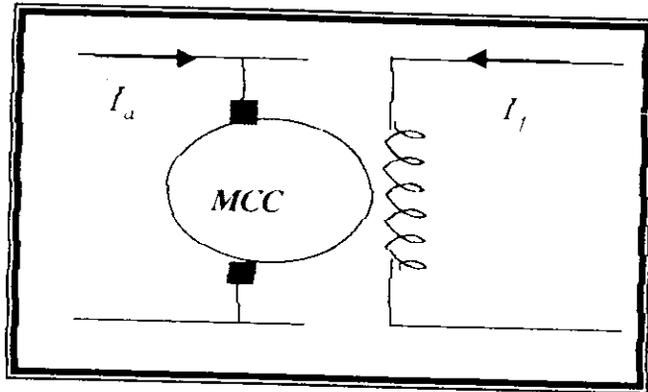


Fig II.1-a : Schéma d'une MCC

Dans une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée le couple est donné par [9] :

$$C_e = k_a I_a \Phi_f = k_a I_a I_f$$

Si on néglige la réaction d'induit, le courant d'excitation  $I_f$  (proportionnel au  $\Phi_f$ ) est indépendant du courant d'induit  $I_a$  et ne contrôle que le flux, le courant d'induit  $I_a$  et donc la composante du couple.

En faisant une projection de ce principe sur le plan des MAS, on peut dire que, pour le cas de l'orientation de flux rotorique :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

Par une commande adéquate, l'orientation :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$

simplifie l'équation en :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_r i_{ds})$$

Dont la composante du flux  $\Phi_r$  et celle du courant  $i_{qs}$  sont indépendantes, en quadrature comme celles d'une MCC. Ainsi le courant  $i_{ds}$  impose le flux et le courant  $i_{qs}$  fixe le couple.

L'expression d'évolution du flux se simplifie aussi comme :

$$Tr \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds}$$

Où: Tr est la constante du temps rotorique.

Selon la procédure de régulation de flux, on peut distinguer entre deux types :

- Commande vectorielle directe : dont le flux est mesuré ou estimé directement et régulé par une contre-réaction ainsi que la pulsation statorique  $\omega_s$  à partir de l'évolution de la position du flux dans le repère lié au stator.
- Commande vectorielle indirecte : dont il ne s'agit pas de mesurer ou d'estimer le flux mais, on le fixe en boucle ouverte. Les signaux de commande (tension ou courant) assurant l'orientation de flux et le découplage sont évalués en s'inspirant du modèle de la machine en régime transitoire[9, 8]. On expliquera donc, ses différents blocs.

## II.2 Description générale :

Rappelons d'abord que le pilotage par orientation de flux se fait dans un référentiel de park "d-q" lié au champ tournant, car les grandeurs de réglage sont

continues dans ce référentiel. Pour agir sur les grandeurs de commande, il faut alors opérer un changement de référentiel par la transformation directe de Park sur les grandeurs réelles mesurées. De même, pour agir sur les grandeurs réelles il faut opérer un changement de référentiel par la transformation inverse de Park. Les grandeurs de consigne sont fixées selon le type d'application souhaité [9]. Ainsi, pour une commande vectorielle en flux et en couple, on considère des grandeurs de même nature : flux\_couple comme grandeurs de consigne.

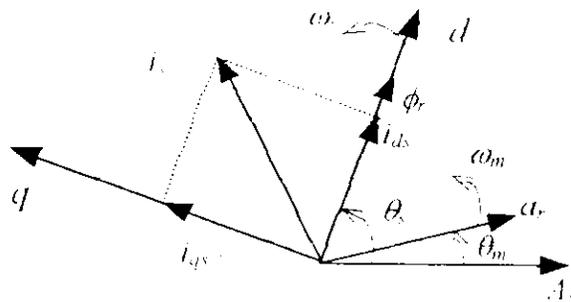


Fig II-1 -b: Principe de l'orientation rotorique.

L'établissement de la loi de commande dépend aussi de la source d'alimentation (tension \_ courant). Comme dans notre travail nous avons choisi l'alimentation en tension, nous ne développerons ses lois que dans ce cadre. Les différents blocs utilisés pour réaliser cette commande, sont de deux types. On distingue entre les blocs utilisés pour faire une commande en BO et les blocs utilisée pour BF.

## II.2-1 Commande en boucle ouverte(BO):

Les théories de la commande vectorielle posent en disponibilité des bases pour l'étude des Machines électriques aussi bien en BF qu'en BO. Ils permettent d'en tirer des résultats et de calculer les constantes nécessaires pour obtenir les performances exigées. Ainsi, comme une première approche, il s'agit souvent d'étudier le comportement en BO de la machine face à l'orientation. Il s'agit d'étudier la cascade: (FOC- Equation II.4)- Machine (voir figureII.2).

**II. 2-1-1 le F.O.C (field oriented contrôle) :**

Ce bloc possède deux entrées liées aux consignes ( $\Phi^*$ ,  $Ce^*$ ) et génère à sa sortie les grandeurs permettant d'agir directement sur la machine (ou l'alimentation de la machine) calculé à partir du modèle de la machine ou les expressions de  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . (voir fig:II.2). Il est défini en considérant le régime statique, car le flux et le couple (consignes) sont supposés maintenus constants [8]. Son modèle est tiré à partir de l'équation( 1.12 ) comme suit:

$$\begin{cases}
 \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{Rr}{Lr} \Phi_r + Rr \frac{M}{Lr} i_{ds} \\
 \omega_{sl} = \omega_s - p \cdot \Omega = Rr \frac{M}{Lr \Phi_r} i_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{1}{d_2} (R_{S1} + Rr \frac{M^2}{Lr^2}) i_{ds} = \frac{1}{d_2} (v_{ds} + \frac{M Rr}{Lr^2} \Phi_r) + \omega_s i_{qs} \dots \dots \dots (II.1) \\
 \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{1}{d_1} (R_{S2} + Rr \frac{M^2}{Lr^2}) i_{qs} = \frac{1}{d_1} (v_{qs} - \frac{M}{Lr} p \cdot \Omega \Phi_r) - \omega_s i_{ds} \\
 \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{Lr J} i_{qs} \Phi_r - \frac{C_r}{J} - \frac{f \cdot \Omega}{J}
 \end{cases}$$

Comme les entrées du bloc sont le flux  $\Phi_r^*$  et le couple  $Ce^*$ , on peut tirer  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$  en fonction de ces entrées en inversant l'équation (II.1). On remplace dans (II.1) et le modèle du F.O.C pour la machine est comme suit:

$$\begin{cases}
 i_{ds}^* = \frac{1}{M} \left[ Lr \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right] \\
 i_{qs}^* = \frac{Lr Ce^*}{pM \Phi_r^*} \dots \dots \dots (U.2) \\
 \omega_{sl}^* = \frac{Rr M}{Lr \Phi_r^*} i_{qs}^* \\
 \omega_s^* = \omega_s + p \cdot \Omega
 \end{cases}$$

Pour tirer les tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$ , on utilise l'équation(II.1),en opérant Laplace:

$$\begin{cases}
 s i_{ds} + \frac{1}{d_2} (R_{S1} + Rr \frac{M^2}{Lr^2}) i_{ds} = \frac{1}{d_2} (v_{ds} + \frac{M Rr}{Lr^2} \Phi_r) + \omega_s i_{qs} \\
 s i_{qs} + \frac{1}{d_1} (R_{S2} + Rr \frac{M^2}{Lr^2}) i_{qs} = \frac{1}{d_1} (v_{qs} - \frac{M}{Lr} p \cdot \Omega \Phi_r) + \omega_s i_{ds}
 \end{cases}$$

Ainsi, on peut trouver les expressions de  $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ . Or cette considération de régime statique seulement, suppose qu'on néglige quelque dynamique. Les lois en tension présentent le couplage entre les actions sur les axes "d" et "q": le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . Il y a donc lieu de réaliser un découplage pour éviter ces interactions. Pour se faire, une des méthodes de

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds1}^* - femd \\ V_{qs}^* = V_{qs1}^* - femq \end{cases}$$

découplage est celle par termes de compensation [9] qui consiste à définir deux nouvelles variables  $V_{ds1}$ ,  $V_{qs1}$  découplées:

Où: femd, femq sont les termes de compensation:

On aura, à l'entrée du bloc, un système découplé donné par:

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_s i_{ds}^* - d_2 W_s i_{qs}^* \\ V_{qs1}^* = R_s i_{qs}^* + L_{r2} W_s i_{ds}^* \end{cases} \dots \dots \dots (II-4)$$

En inversant ce modèle découplé on peut tirer  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  à partir de  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$ . L'influence de ces termes de compensation femd et femq est plus importante aux faibles fréquences d'échantillonnage car ces calculs nécessitent la connaissance du flux rotorique et l'utilisation de consigne de flux  $\Phi_r^*$  néglige la dynamique d'estimation. Le calcul de découplage risque d'être erroné dans le cas d'une mauvaise régulation de flux [9].

### II.2-1-2 le bloc de défluxage( réglage de flux):

Dans le cadre de la commande en boucle fermée (BF), le flux à l'entrée du F.O.C n'est pas donné par une entrée gérée extérieurement mais par le retour de la vitesse. Or, pour un contrôle à flux constant, le flux doit être gardé à sa valeur maximale. C'est le rôle du bloc de défluxage dont le fonctionnement se résume comme suit [ 8, 13, 21]:

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{r,n} & \text{si } |\Omega_r| < \Omega_n \\ \Phi_{r,n} \frac{\Omega_r}{\Omega_n} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases}$$

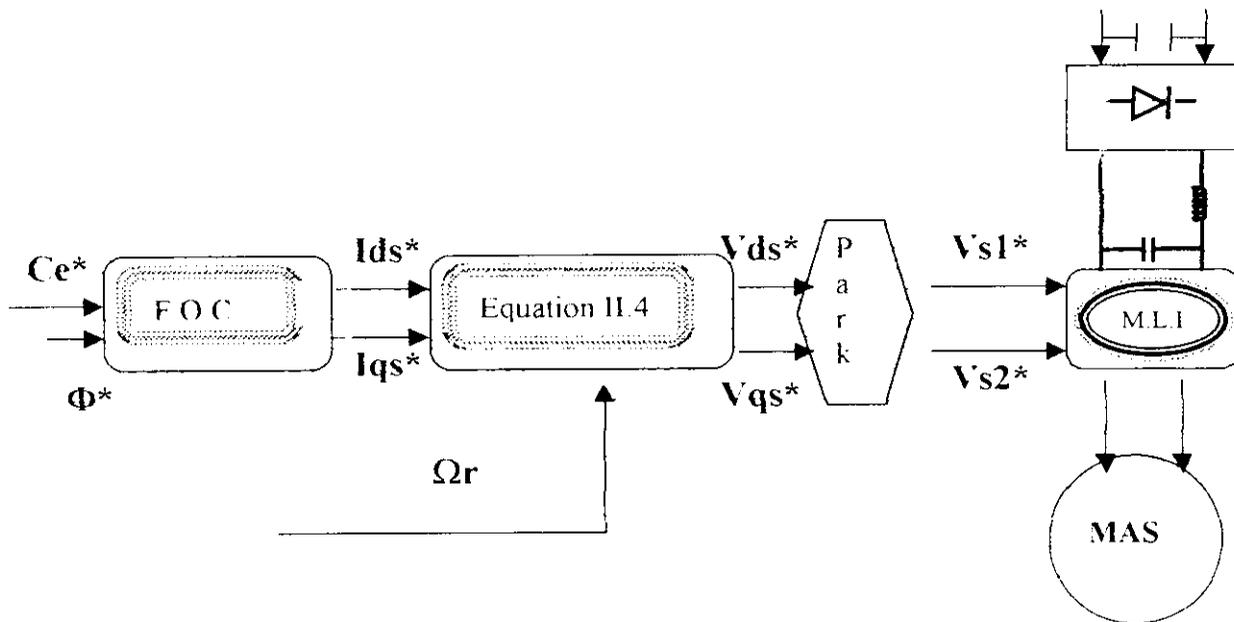


Fig II.2 : Schéma de la commande en boucle ouverte

## II. 2-2 Commande en boucle fermée(BF):

Après l'ajustement de la commande, fait dans l'étude en BO, on peut construire le retour et fermer la boucle pour commander la vitesse. Ainsi, l'étude est plus significative et elle touche des problèmes plus proches de la pratique. Il s'agit principalement d'intégrer un régulateur de vitesse.

### II.2-2-1 le bloc réglage de vitesse:

Comme en BF, le couple est donné par le retour de vitesse. La consigne n'est plus un couple mais, une vitesse de référence. Il faut donc, d'un côté transformer cette vitesse en grandeur de couple, et d'un autre côté la régler pour qu'elle suive la référence de consigne. Ce réglage peut se faire de plusieurs manières: la plus classique est celle d'utiliser un régulateur P.I. Pour notre machine, le calcul des paramètres du P.I se fait de manière à assurer les performances exigées au système en boucle fermée. Ces dernières sont en général: la rapidité suffisante et la forme de réponse indicielle qui doit être apériodique. Ce qui se traduit par :

- Un coefficient d'amortissement égal à 0.7, ou simplement des pôles complexes d'argument= $45^\circ$ ;
- Un temps de réponse  $T_e$  égal à  $3/\rho$  où  $\rho$  est la partie réelle du pôle.

machine. On remarque une même allure pour la machine symétrique (fig II.5-a) que de la machine dissymétrique (II.5-b).

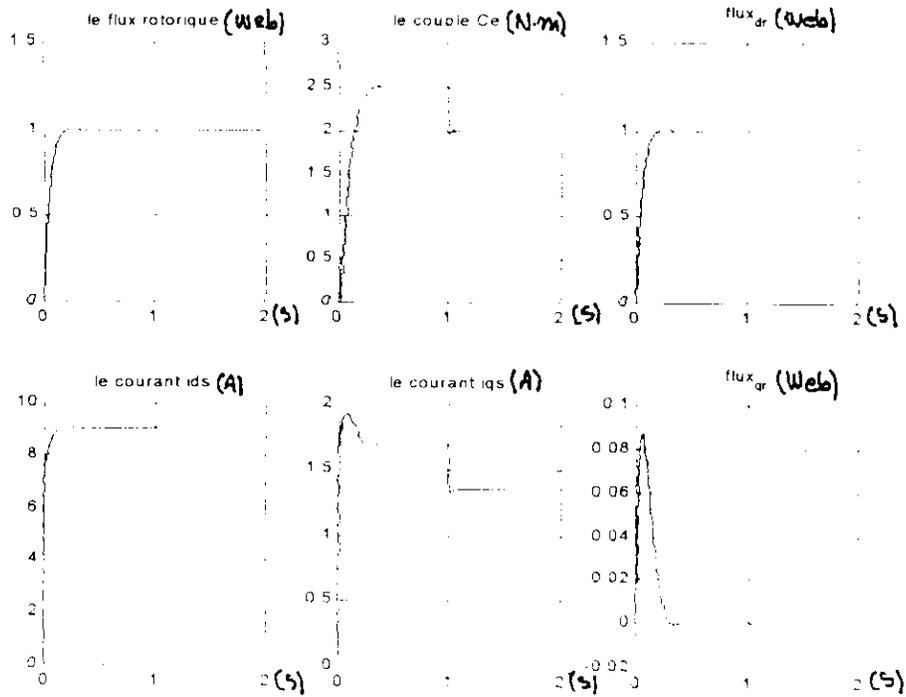


Figure II.5-a : Simulation de la commande en BO (découplage orientation de flux) pour des références:  $C_e^*=2.5$  Nm et  $\Phi_r^*=1$  avec une variation brusque de couple  $C_e^*-2$ .  
MACHINE SYMETRIQUE

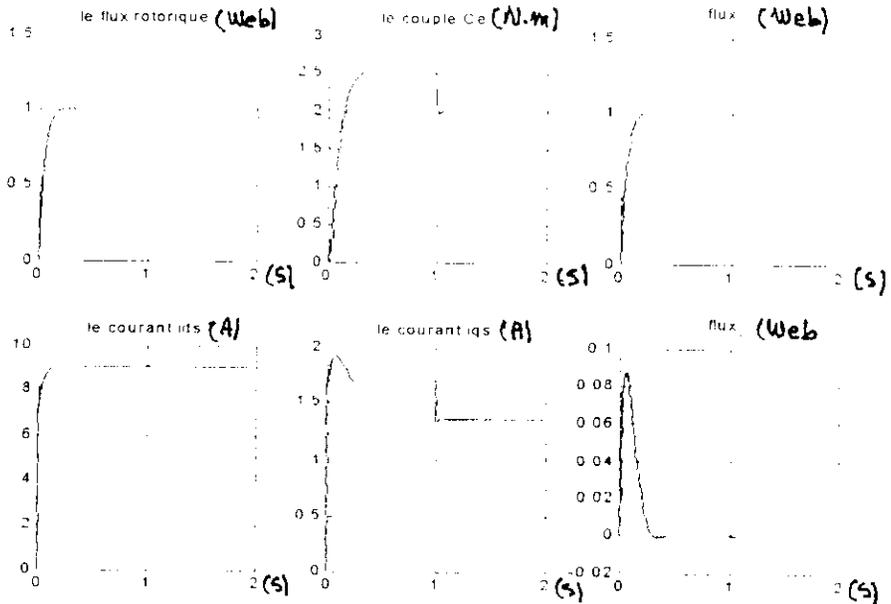


Figure II.5-b : Simulation de la commande en BO (découplage orientation de flux) pour des références:  $C_e^*=2.5$  Nm et  $\Phi_r^*=1$  avec une variation brusque de couple  $C_e^*-2$ .  
MACHINE DISSYMETRIQUE

2\_ En BF, nous avons simulé le comportement de la machine à vide, en charge, avec et sans inversion de la consigne vitesse, et cela pour différentes valeurs de  $\rho$  (voir figs II.6 , II.7, II.8 et II.9):

la vitesse suit bien sa référence. Lors de l'application d'un couple de charge, elle subit des variations (augmentation ou diminution) puis, elle regagne sa référence grâce à l'intervention du régulateur "PI".

On observe aussi, un dépassement dans la vitesse. (figs : II.6, II.7) qui augmente avec  $\rho$ , et donc on peut l'éliminer en abaissant la rapidité du système. Ceci conduit à une perte de robustesse par rapport au couple résistant, le temps de rétablissement lors d'une application de couple résistant augmente.

Pour répondre à ce compromis, on utilise un filtre de consigne pour éliminer le dépassement en vitesse et une limitation en couple comme sécurité.

3\_ Les tests sur la machine dissymétrique (figs:II.x.b, x=5,9) nous ont permis d'observer ces remarques sauf qu'en régime transitoire, la machine dissymétrique présente des oscillations. En plus la durée transitoire est plus grande que pour une machine symétrique.

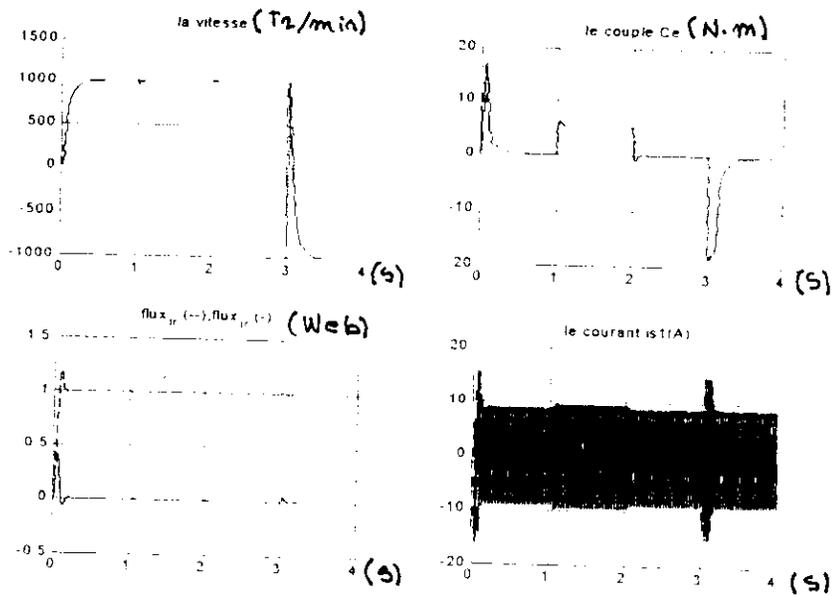


Figure II.9-a : Simulation de la commande en BF avec filtrage de consigne et avec limitation de couple ( $p = 35$ ) (application d'une charge de  $C_n$  entre 1s et 2s, puis inversion de vitesse à  $t = 3s$ )  
MACHINE SYMETRIQUE

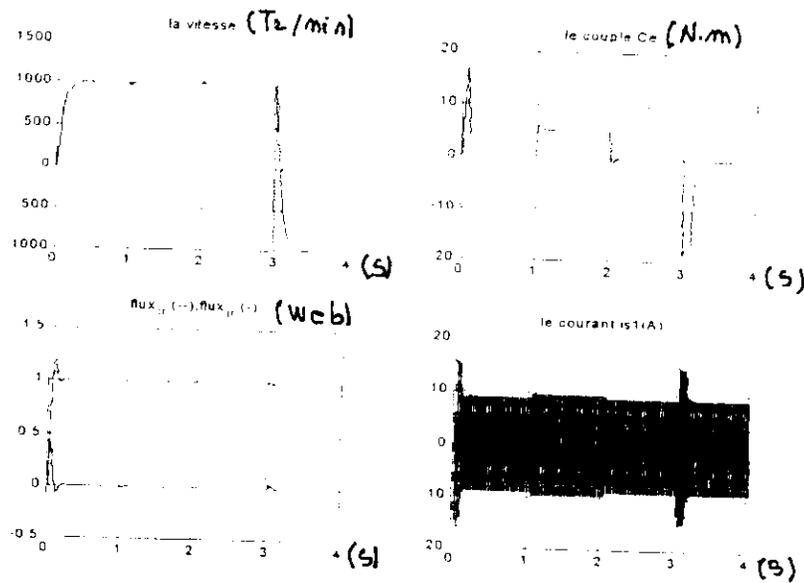


Figure II.9-b : Simulation de la commande en BF avec filtrage de consigne et avec limitation de couple ( $p = 35$ ) (application d'une charge de  $C_n$  entre 1s et 2s, puis inversion de vitesse à  $t = 3s$ )  
MACHINE DISSYMETRIQUE

## Conclusion:

A travers ce chapitre, nous avons étudié le principe de la technique de l'orientation "*commande vectorielle*". En se basant sur la commande indirecte, nous avons vu en premier lieu, les différents blocs utilisés et la manière de les implanter dans la commande. Nous avons constaté que le découplage entre le flux et le couple est maintenu en BO pour les différents cas de simulation.

En second lieu, nous avons abordé le réglage de la vitesse en BF par des régulateurs de type PI classique. L'étude par simulation montre des dépassements dans les réponse en vitesse et en couple. Ce qui nécessite d'introduire un filtre pour la grandeur de consigne de vitesse et une limitation du couple.

Dans le but d'améliorer les performances pour la commande proposée, nous allons introduire une nouvelle technique de commande telle que la commande robuste.

## Introduction:

Un des problèmes les plus délicats dans le domaine de la commande est l'écart entre la théorie et la pratique: les commandes synthétisées théoriquement ne donnent pas les mêmes résultats pratiquement. Des erreurs de  $\pm 10$  à  $20$  % sont tout à fait normales. Même si les commandes donnent des résultats satisfaisants, elles peuvent perdre certaines performances au cours du temps. Ceci est dû principalement aux effets de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement, aux approximations dans les dynamiques "hautes fréquences", aux retards purs, et à l'utilisation des modèles simplifiés pour les actionneurs et les capteurs ; ...etc. Cet écart est dû surtout, à la variation paramétrique des modèles par l'échauffement ou par la variation du point de fonctionnement par exemple.

Actuellement en automatique, l'intérêt n'est pas d'annuler cet écart mais, c'est de garder les réglages stables et bien amortis lorsque ces paramètres varient dans un certain domaine. Il convient donc d'étudier la robustesse de la loi de commande appliquée.

Un système est dit robuste si son critère d'évaluation ou sa réponse reste dans un domaine limité lorsque les paramètres varient également dans un domaine limité. Le critère d'évaluation définit la forme de la robustesse: en stabilité, en sensibilité...etc. [7] La commande H- infini est née par la motivation de la prise en compte de la robustesse, en terme de stabilité, a priori lors d'une synthèse. Elle a souvent été interprétée en ses débuts, comme un moyen de stabiliser une famille de systèmes par l'étude de rejets des perturbations. En 1984, Kurima a formulé le problème de la robustesse quand il a utilisé l'interpolation dite de nevanlinna - Pick. Trois ans après, parût la notion de problème standard [5, 9, 11, 12] qui est due à Doyle, et depuis, les progrès dans ce sujet commencent.

La synthèse des correcteurs robustes fait intervenir des outils pour quantifier la robustesse pour la perturbation et l'incertitude considérée. Citons, la réponse fréquentielle des valeurs singulières et la norme  $H_\infty$ . La synthèse utilise aussi des

modèles construits autour du modèle nominal, il y a lieu de définir les critères donnant les écarts de modélisation possibles. On rappelle au premier lieu, les bases des outils de l'automatique robuste utilisés dans ce travail, avant de faire une synthèse et une simulation. Mais d'abord, on donne le principe de cette commande.

### III.1 Le principe de la commande :

En automatique classique les performances fixées au cahier de charge peuvent être calculées pour n'importe quel système en se basant- seulement- sur sa physique apparente. Généralement cette physique ne considère pas l'environnement du système et même elle peut négliger des dynamiques dues aux variables internes (non observables ou trop compliquées). Le calcul théorique des performances permet facilement de synthétiser des correcteurs et ne donne pas des limitations pour garder les performances demandées. A l'implantation réelle, on peut avoir des résultats erronés. On arrive à imposer des limites pour l'utilisation (exp marge de températures pour les systèmes électroniques). La régulation construite n'est pas applicable d'une manière absolue, elle est limitée par un intervalle de *robustesse*.

Les recherches en commande robuste sont faites pour élargir cet intervalle de robustesse en fonction des performances demandées et de l'environnement du système. La commande robuste a donc un double intérêt : assurer la performance et élargir le maximum possible l'intervalle de robustesse. Sa synthèse consiste à vérifier que les performances fixées au cahier de charge donnent des intervalles de robustesse suffisants pour les besoins.

En appliquant le principe de la commande robuste à notre régulation de vitesse pour la MASM (schéma de la figure II.2), on peut construire le schéma bloc suivant :

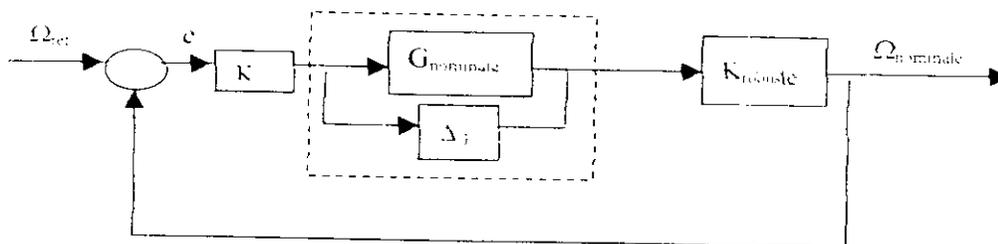


Fig III.1-a: schéma de principe, de la commande robuste appliquée au réglage de vitesse de MASM

Où:

- $G_{réelle} = G_{nominale} + \Delta G$  : Est la fonction de transfert du système réel;
- $G_{nominale}$  : est la fonction de transfert du système nominal ou le système identifié
- $\Delta G$ : représente les dynamiques négligées et les éventuelles perturbations.
- $K$  : est la fonction de transfert de régulateur du système nominal.
- $K_{robuste}$  : est la fonction de transfert de régulateur de la boucle de robustesse.

Le calcul de  $K$  peut se faire de la manière classique. Il s'agit de fixer les performances du système nominal. Le calcul de  $K_{robuste}$  doit être conduit de manière à faire converger le système réel au système nominal. Son but est de diminuer l'écart entre  $G_{nominale}$  et  $G_{réelle}$  (figure III.1-b)

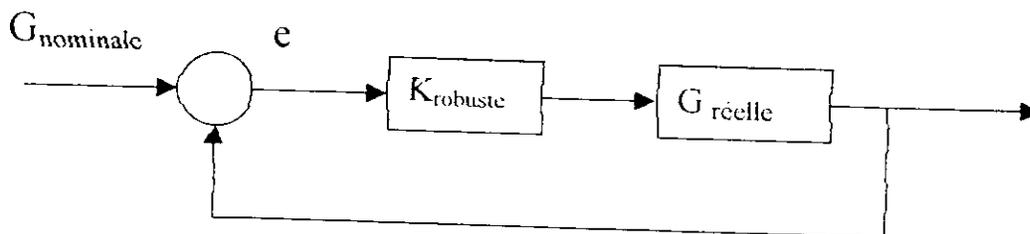


Fig III.1-b: schéma de la commande robuste (pour le cas (SISO))

Comme la forme de " $\Delta$ " n'est pas connue, la commande robuste n'en tient pas compte. Elle n'utilise que sa bornéture. Celle-ci nécessite l'utilisation de quelques notions de base (surtout pour le cas multivariable) qui est le sujet du prochain paragraphe.

## III.2 Notions de base :

### III.2-1 Norme $H_{\infty}$ et valeurs singulières :

Les valeurs singulières  $\sigma_i, i=1, \dots, q$  sont définies pour une matrice complexe  $A$  de dimension  $n \times m$  et de rang  $q$ , comme étant les plus grandes racines carrées des valeurs propres positives de  $(A^H \times A)$ . Pour une matrice de fonction de transfert, la matrice  $G(j\omega).G(-j\omega)^T$  est hermitienne [9, 11] semi - définie positive. Ses valeurs propres sont donc toutes réelles positives ou nulles. Les valeurs singulières sont

données par:

$$\sigma_i(G(j\omega)) = \sqrt{\lambda_i((G(j\omega).G(-j\omega))^T)}$$

En notant que la plus grande valeur et la plus petite de ces q valeurs sont désignées par  $\sigma$  et  $\underline{\sigma}$  respectivement.

La norme  $H_\infty$  est la norme définie sur l'espace de Hardy [11] qui est l'espace des fonctions analytiques bornées dans le demi-plan droit dans la représentation complexe. L'ensemble défini par cette norme représente un sous espace linéaire sur C (espace complexe) et fermé. Pour une matrice de fonction de transfert  $G(s)$ , la norme  $H_\infty$  est définie par:

$$\|G(j\omega)\|_\infty = \sup_w \bar{\sigma}(\sigma(j\omega))$$

Elle correspond dans le cas monovarié au maximum de module de  $G(j\omega)$  sur l'ensemble des fréquences  $\omega$ ; Elle correspond aussi, dans le plan complexe à la distance entre l'origine et le point le plus éloigné de  $G(s)$ ; Pour le plan de Bode, c'est la valeur maximale du diagramme des amplitudes [9].

### III.2-2 Incertitudes et famille de modèles:

Le modèle réel du système n'est pas toujours le nominal. Un éloignement autour de ce modèle peut être plus ou moins considérable selon les perturbations. Pour que le modèle réel ne nous échappe pas, on définit une *plage de modèles* appelée "famille de modèles" comme un intervalle centré au modèle nominal:

$$G_{réel} = \{G_{nominal} + \delta.g.tq : ]+\Delta, -\Delta[ \}$$

La largeur  $\Delta$  définit l'incertitude de modélisation. Cette incertitude peut être formalisée par trois manières:

- Incertitudes structurées, associées aux variations des paramètres;

- Incertitudes non structurées, associées aux erreurs générales de modélisation et de négligence des dynamiques;
- Incertitudes semi-structurées, si la décomposition en système nominal permet de répartir les incertitudes non structurées sur des sous systèmes [9].

Le formalisme des incertitudes non structuré peut se faire comme indique le schéma [5,9]:

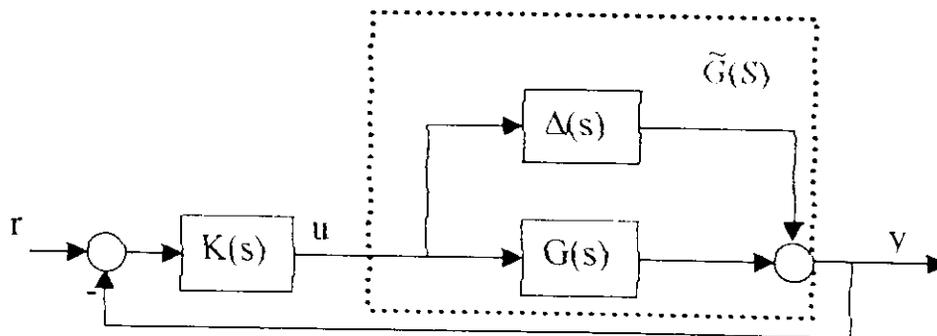


Fig III.2-a: Incertitude additive

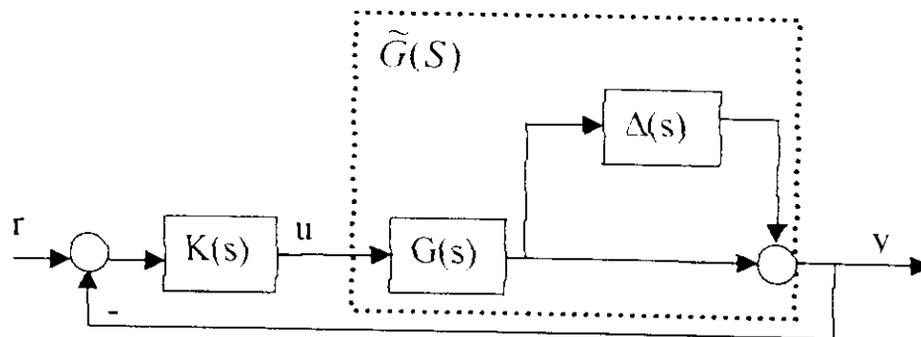


Fig III.2-b: Incertitude multiplicative directe en sortie

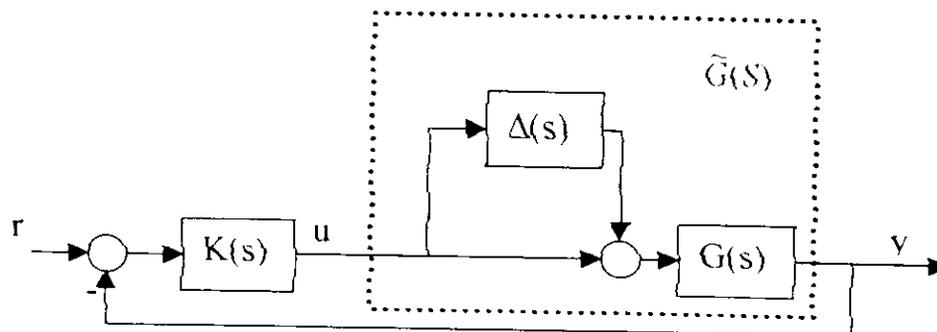


Fig III.2-c: Incertitude multiplicative directe en entrée

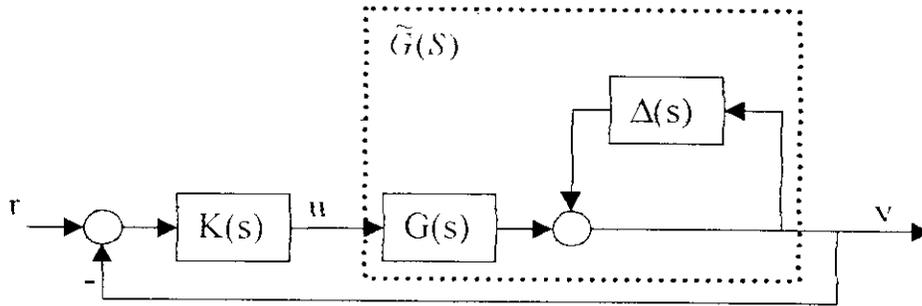


Fig III.2-d: Incertitude multiplicative inverse en sortie

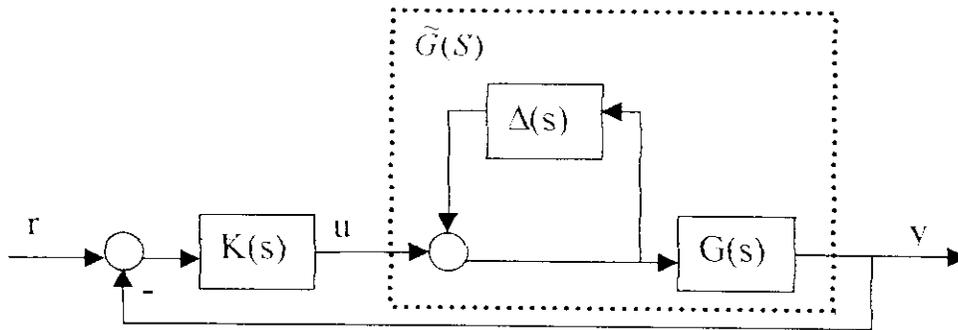


Fig III.2-c: Incertitude multiplicative inverse en entrée

La représentation additive est une modélisation absolue de l'erreur. Elle est adaptée pour la modélisation des dynamiques négligées. La représentation multiplicative en sortie est utilisée pour les perturbations en sortie comme les erreurs de modélisation des capteurs alors que la représentation multiplicative en entrée est utilisée pour les erreurs en entrée comme les erreurs de modélisation des actionneurs.

Le formalisme des incertitudes semi structurées peut se faire en utilisant les matrices comprimé (& III.3 ) comme l'indique le schéma [12]:

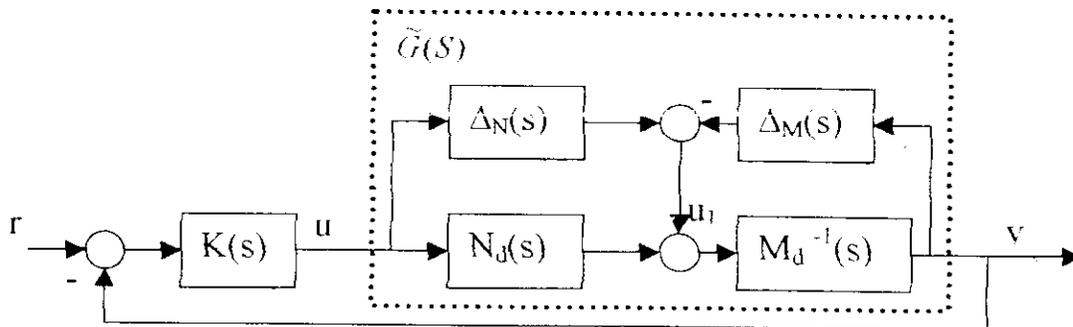


Fig III.2-f: Incertitude représenté par factorisation première

### III.2-3 Sensibilité et stabilité robuste:

Supposant que le système réel a comme fonction de transfert ou matrice de fonction de transfert, la fonction nominale  $G(s)$ . Le bouclage de  $G$  par un correcteur  $K(s)$  doit assurer à la fois la stabilité et la performance du système perturbé. La mesure de stabilité pour la famille  $G$ , appelée aussi stabilité robuste, est basée sur le théorème de petit gain. La performance du système perturbé est mesurée par les matrices de sensibilité et sensibilité complémentaire [5, 7,9,12].

#### III.2-3-1 Matrice de sensibilité:

Elle définit le transfert entre les perturbations et les grandeurs de systèmes. D'après le schéma (fig III.3):

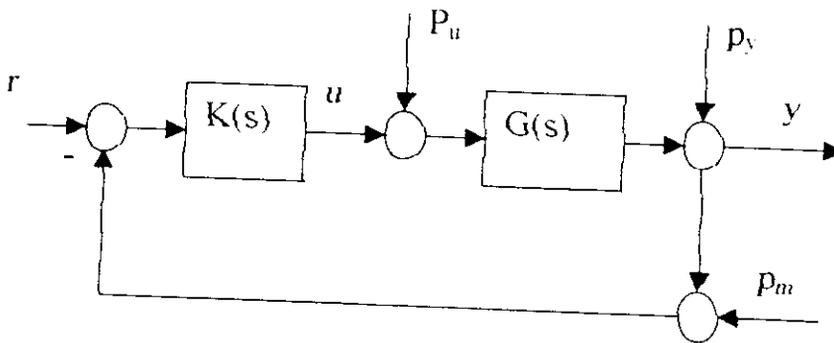


Fig III.3: Schéma du modèle perturbé

on peut distinguer deux matrices:

- Matrice de sensibilité en entrée:

$$S_u = \frac{1}{1 + K(s)G(s)}$$

- Matrice de sensibilité en sortie:

$$S_y = \frac{G(s)}{1 + G(s)K(s)}$$

### III.2-3-2 Matrice de sensibilité complémentaire:

Elle représente le transfert entre la perturbation (ou bruit) avec les entrées ou sorties de système:

- Matrice de sensibilité complémentaire en entrée:

$$S_u + T_u = 1 \Rightarrow T_u = \frac{-u}{p.u} = k.G(1 + k.G)^{-1}$$

Elle représente le transfert entre la perturbation Pu et la sortie du correcteur.

- Matrice de sensibilité complémentaire en sortie:

$$S_y + T_y = 1 \Rightarrow T_y = \frac{-y}{p.y} = G.k(1 + G.k)^{-1}$$

Elle représente le transfert entre le bruit de mesure Py et la sortie du correcteur.

### III.2-3-3 Matrice de sensibilité de commande:

Elle représente le transfert entre le bruit de mesure Pm et la commande.

$$R = \frac{-u}{p.m} = \frac{u}{r} = S_c.k$$

### III.2-3-4 Théorème de petits gains:

Ce théorème représente un résultat très important pour l'étude de stabilité. En BF, il fournit une condition suffisante de stabilité comme une extension aux systèmes multivariables de critère de stabilité de Bode développé pour les systèmes monovariables.

#### Théorème:

Le système représenté par la matrice de fonction de transfert carré  $G(s)$  est stable en BF si le rayon spectral de  $G(s)$  est inférieur à 1. En terme de norme:

$$\|G(s)\| < 1 \quad \forall w$$

Une autre condition plus adaptée à l'étude de robustesse en stabilité utilise l'inégalité triangulaire: si  $G(s)=G_1(s) \times G_2(s)$  et comme  $\| G_1(s) \times G_2(s) \| < \| G_1(s) \| \times \| G_2(s) \|$ , la condition suivante implique directement la première:

Ce résultat est appliqué pour vérifier la stabilité interne où il s'agit de vérifier que

$$\|G_1(s)\| \|G_2(s)\| < 1 \dots \dots \dots (III.2)$$

tous les transferts entre une entrée quelconque (r, Pu, Pm, Py) et une sortie quelconque sont stables. On trouve dans ce cadre le théorème suivant [5,9, 11, 12 ]:

**Théorème:**

Le système de la figure (III.3) est stable si:

$$\bar{\sigma}(G(jw)) \cdot \bar{\sigma}(K(jw)) < 1 \quad \forall w \in R$$

L'application de l'équation (III.2) paraît aussi, fortement dans l'étude de stabilité robuste.

**III.2-3-5 Stabilité robuste:**

Cette notion concerne la stabilité des systèmes vis à vis des incertitudes non structurées. On parle dans ce contexte de la stabilité non pas pour un modèle mais pour une famille de modèles. Le système est qualifié par la stabilité robuste s'il vérifie la stabilité pour chaque valeur d'incertitude  $\delta$ . Le correcteur  $K(s)$ , réalise aussi la stabilité robuste s'il stabilise d'une manière interne chacun des modèles membres de la famille [5 , 9].

On peut tirer des conditions de stabilité robuste pour chaque forme de représentation non structurée par l'application de (III.2) en remplaçant p par sa forme générale. On trouve:

- Pour la représentation additive:

$$\|w_R \cdot R\|_{\infty} < 1$$

- Pour la représentation multiplicative :

$$\|W_s T\|_{\infty} < 1$$

- Pour la représentation inverse:

$$\|W_s S\|_{\infty} < 1$$

### III. 2-4 Formalisme de "Loop shaping":

La performance d'un système bouclé est assurée par le correcteur K( un PI pour notre cas) si, en maintenant sa stabilité interne, la repense de la sortie et même les signaux internes sont maintenus à l'intérieur de l'intervalle des tolérances prédéfinis. On arrive à utiliser les matrices de sensibilité pour le rejet des perturbations. Pour le cas multivariable le correcteur K doit imposer un majorant fréquentiel aux valeurs singulières des différentes matrices de sensibilité [9](appelé fonction de pondération), un tel majorant donne des facteurs d'atténuation différents à chaque fréquence. Soit  $W_s$ , ce facteur, on a les résultats suivants d'après (III.2):

$$\begin{cases} \sigma(S(j\omega) < \|W_s^{-1}(j\omega)\|_{\infty} < \Leftrightarrow \|W_s S\|_{\infty} < 1 \\ \sigma(R(j\omega) < \|W_r^{-1}(j\omega)\|_{\infty} < \Leftrightarrow \|W_r R\|_{\infty} < 1 \\ \sigma(T(j\omega) < \|W_t^{-1}(j\omega)\|_{\infty} < \Leftrightarrow \|W_t T\|_{\infty} < 1 \end{cases}$$

Les fonctions de pondération  $W_s$ ,  $W_R$  et  $W_T$  sont fixées selon les performances désirées.

Jusqu'à ce point, le problème de Loop shaping n'est rien d'autre qu'une synthèse d'un correcteur classique. Un autre problème plus important peut être résolu par le *loop shaping* est le problème de sensibilité mixte où on doit synthétiser un correcteur  $K(s)$  assurant la stabilité et la performance robuste (quand les conditions de performance sont remplies pour toute la famille de modèles) du système bouclé. Ce problème

des gammes de fréquences différentes. La difficulté réside alors dans le choix de ces fonctions de manière que le problème ait une solution: en d'autre terme: il a la stabilité et les critères de performances fixées dans le cahier de charge en restant en accord avec la physique du problème. On utilise souvent des filtres passe bas où la fonction  $S(j\omega)$  tend vers 1 dans les hautes fréquences et est atténuée en basses fréquences, contrairement à  $T(j\omega)$ .

On utilise donc une double correction :

- En entrée: comme habituellement, pour assurer la poursuite et le rejet des perturbations pour le système nominal, on utilise un passe - bas (PI pour le cas SISO) dont  $S(j\omega)$  tend vers 1 en hautes fréquences. Généralement, ce correcteur est noté par  $W_2$  (précompensateur).
- En sortie (  $W_1$  postcompensateur), pour diminuer les bruits comme un filtre passe haut. Où  $T(j\omega)$  tend vers 1 dans les basses fréquences. En tenant compte du fait que les fréquences de coupure  $W_s$  et  $W_T$  doivent être différentes et  $W_s < W_T$  [9].

On constate donc que le formalisme de Loop shaping commence à interpréter les exigences en performance par le langage de robustesse et d'unifier les notions entre l'automatique classique et l'intérêt de commande robuste.

Cependant, le problème de ce formalisme Loop shaping est qu'il suppose la connaissance de  $\Delta$ . Ce qui n'est pas le cas toujours comme on l'a dit au début. On ne sait que le majorer. Pour que cette majoration ait un sens pratique et qu'elle soit performante au sens de robustesse, on doit utiliser une bonne estimation. C'est donc en s'inspirant d'autres techniques plus développées dans ce domaine.

La synthèse par factorisation première, par exemple, permet de faire une majoration de  $\Delta$  à partir des performances exigées et du modèle nominal. Ainsi, on peut choisir la plus grande valeur de  $\Delta$  possible, qui est - en terme pratique - la plus significative.

### III. 3 - Synthèse $H^\infty$ par factorisation première:

Cette méthode utilise la factorisation première à droite et à gauche et le développement des équations d'état. Ainsi, connaissant la factorisation première de  $G(s)$ :

A droite:

$$G(s) = N_d(s)M_d(s)^{-1}$$

$$N_d(-s)^T N_d(s) + M_d(-s)M_d(s)^T = I, \forall s \in C$$

A gauche:

$$G(s) = M_g(s)^{-1}N_g(s)$$

$$N_g(s)^T N_g(-s) + M_g(s)M_g(-s)^T = I, \forall s \in C$$

M et N sont calculés par identification entre les expressions de G dans les deux espaces équivalents: l'espace d'état:

$G(s)=C (sI-A)^{-1}.B$ , et l'espace de transfert. Et donc:

$$\begin{pmatrix} M(s)_d \\ N(s)_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C \\ B^T \cdot X \end{pmatrix} (sI - A + B \cdot B^T \cdot X)^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} N(s)_g & M(s)_g \end{pmatrix} = C \cdot (sI - A + Y \cdot C \cdot C^T)^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 & I \end{pmatrix} \dots \dots \dots (III.3)$$

Si on représente les dynamiques négligées par les matrices de transfert inconnues et stables (sans pôles à parties réelles positives)  $\Delta M$  et  $\Delta N$  et par suite:

$$\tilde{G} = (M_g + \Delta M_g)^{-1} \cdot (N_g + \Delta N_g) = (N_d + \Delta N_d) (M_d + \Delta M_d)^{-1}$$

Le problème de stabilité robuste correspondant serait de: **trouver la plus grande valeur de  $\varepsilon$  (soit  $\varepsilon_{\max}$ ), appelée marge de stabilité telle que tous les modèles de l'ensemble:**

$$\xi = \overline{\left\{ (M_g + \Delta M_g)^{-1} (N_g + \Delta N_g) : \|\Delta_m \ \Delta_n\| < \varepsilon \right\}} \dots \dots \dots (II.14)$$

puissent être stabilisés par le même correcteur.

Mc. Farlane et Glover ont montré qu'il s'agit en fait de trouver :

$$\varepsilon_{\max}^{-1} = \left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} (I - GK)^{-1} (I \quad G) \right\|_{\infty} \dots \dots \dots (III5)$$

Une relation analogue peut se déduire par le développement de Md et Nd.

Les théorèmes développés dans ce domaine [12] ont prouvé que la valeur de  $\varepsilon_{\max}^{-1} = \gamma_{\min}$  est donnée par:

$$\gamma_{\min} = \sqrt{1 + \lambda_{\sup}(YX)} \dots \dots \dots (III6)$$

Avec:  $\lambda_{\sup}$  la plus grande valeur des valeurs propres de la matrice Y.X.

X et Y sont les solutions de l'équation de Riccati:

$$\begin{cases} A^T \cdot X + X \cdot A - X \cdot B \cdot B^T \cdot C^T \cdot C = 0 \\ A \cdot Y + Y \cdot A^T - Y \cdot C^T \cdot C \cdot Y + B \cdot B^T = 0 \end{cases}$$

### III.4 Application à la machine asynchrone monophasée:

La spécification de synthèse d'une commande robuste commence à apparaître depuis l'étude en BO. La commande robuste s'écarte petit à petit de la synthèse classique. Alors qu'on devait fixer les performances par le régulateur en premier lieu et on peut à ce stade, fixer en plus les performances en incertitudes.

Le compensateur synthétisé par factorisation première donne des valeurs singulières proches du système utilisé pour la synthèse. Par conséquent, si on veut atteindre des performances fixées, les valeurs singulières (le gain statique dans le cas SISO) doivent avoir les allures désirées avant la synthèse de  $K_{\text{robuste}}$ . Pour cela, on

applique la synthèse par factorisation première sur le système augmenté "  $W_2G.W_1$ " après avoir fixé ces allures par "Loop shaping".

Ainsi, si la majoration de " $\Delta$ " ne nous suffit pas, on modifie les performances puis on recalcule le  $K_{\text{robuste}}$  jusqu'à atteindre une combinaison: performances - robustesse acceptable (Le  $\varepsilon_{\text{max}}$  doit être entre 0.3 et 0.5). Ce travail bouclé a été proposé par Mc Farlane et Glover [3, 12].

Pour notre cas, en prenant comme pondération les paramètres calculés pour le PI, nous trouvons un  $\varepsilon_{\text{max}}$  non suffisant. Pour garder le maximum de performances, nous jouons sur les paramètres utilisés dans le PI en les augmentant et les diminuant selon *les concessions* admissibles. Soit en gardant  $K_i$ . On trouve qu'il donne un  $\varepsilon_{\text{max}}$  suffisant pour les valeurs  $(K_p/3, K_i)$ . C.à.d: la pondération choisie en fonction des paramètres de PI, est:

$$H^*(s) = \frac{(K_p/3) \cdot s + K_i}{s}$$

Le correcteur synthétisé par factorisation première pour  $\rho = 35$  est:

$$K(s) = \frac{1.88 \cdot s + 47.7}{s + 89.68}$$

qui donne:

$$\varepsilon_{\text{max}} = 0.4696$$

On arrive maintenant à l'implantation du correcteur.

Le correcteur est placé dans la boucle comme indique la figure:

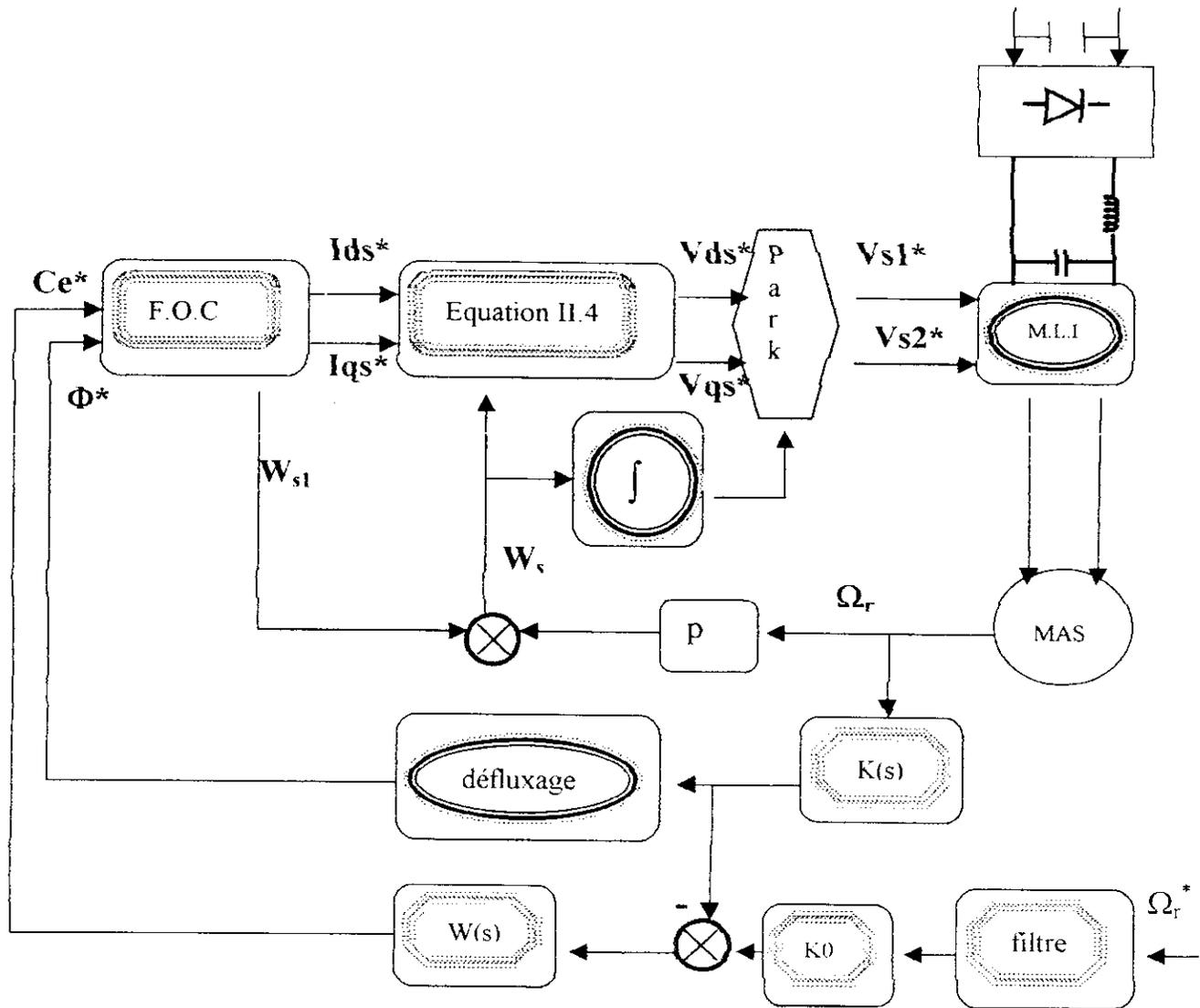


Fig III.4 : Schéma de la commande en boucle fermée

### III.5 Simulations:

Afin de bien saisir l'effet de cette commande, nous commençons d'abord par suivre son comportement loin des perturbations, autrement dit, le fonctionnement nominal: La comparaison entre ce régulateur ( figure III.5 et III.6) et le régulateur PI permet de dire qu'ils ont un même comportement en état absolu, pour ce comportement nominal: à l'inversion de la vitesse, le système rejoint aussi son nouvel état d'équilibre, et l'application de la charge , conduit à des variations puis la vitesse rejoint sa référence grâce à la régulation.

On remarque aussi que cette régulation avec filtrage de consigne réduit seule le dépassement en couple, on a pas vraiment besoin d'une limitation pour les deux types de machines (symétrique, et dissymétrique).

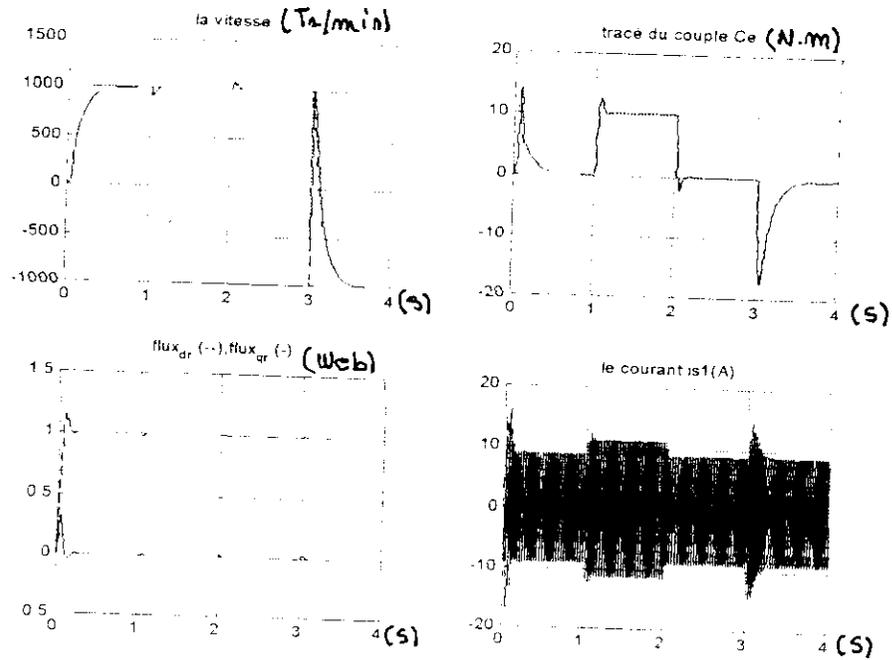


Fig III.6-a: Simulation de la commande par  $H^\infty$ , avec filtrage, sans limitation de couple (application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )  
MACHINE SYMETRIQUE

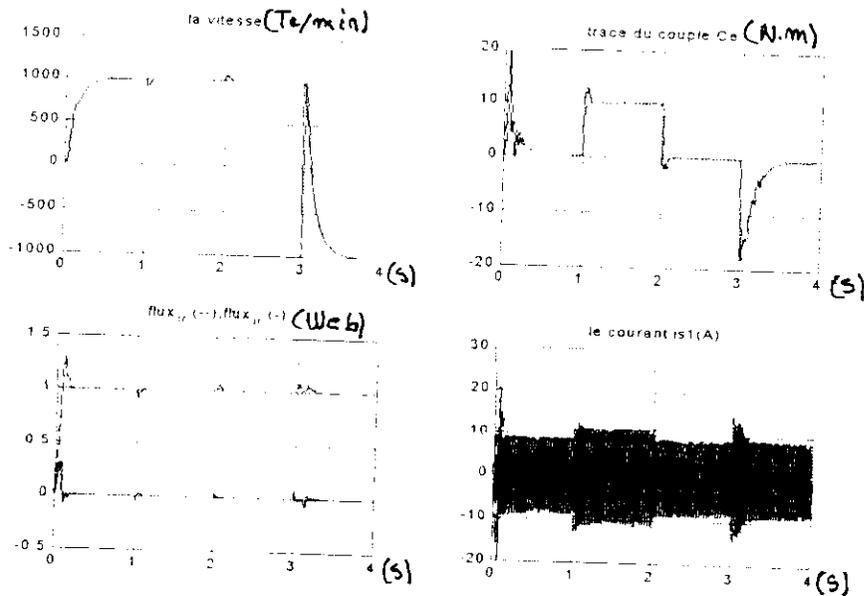


Fig III.6-b: Simulation de la commande par  $H^\infty$ , avec filtrage, sans limitation de couple (application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )  
MACHINE DISSYMETRIQUE

## Conclusion:

La théorie de la commande robuste fait usage des techniques de la commande classique comme base de départ pour la synthèse. Elle a besoin ensuite, des méthodes et des algorithmes les plus développées dans son domaine, comme l'algorithme de Mc Farlane et Glover pour l'approche par factorisation première. cette théorie de la commande permet donc, de synthétiser des régulateurs qui ont, en plus des performances obtenues par un PI, des performances en robustesse.

Nous avons synthétisé un régulateur par factorisation première pour la MASM. Et nous l'avons testé dans des conditions idéales, loin des perturbations, en négligeant les pertes et les dynamiques "hautes fréquences". C.à.d, pour le système nominal. Ces tests ont montré qu'avec ce régulateur, nous pouvons atteindre les performances assurées par un PI classique. Et même mieux , puisque le régulateur  $H_\infty$  nous n'avons pas besoin d'une limitation de couple pour régulateur PI concernant le dépassement du couple.

Pour des systèmes réels *perturbés*, il s'agit de faire des tests en robustesse, ce qui sera présenté au chapitre suivant.

## **Introduction:**

Le système réel peut s'incliner en divergence du système nominal. Une machine électrique s'accompagne toujours de pertes de puissance, sous forme mécanique (frottement de l'air sur l'induit), thermique (échauffement des résistances par effet Joule ou par hystérésis, par courant de Foucault...etc.) et même magnétique sous forme de fuites.

Les paramètres de la machine varient sûrement, soit qu'ils sont mal identifiés, ou à cause de leurs non-linéarités. En plus, les dynamiques négligées, l'environnement de fonctionnement et les performances exigées peuvent tous, rassemblés ou seuls, conduire aux divergences.

Pour le test, nous avons adopté la classification citée au chapitre précédent. Nous allons commencer d'abord, par le test des incertitudes structurées puis, celui des incertitudes semi-structurées.

### **IV.1 Tests sur les incertitudes structurées :**

Ces incertitudes qui sont associées aux variations des paramètres peuvent être de deux origines principales:

- Une malle identification, et dans ce cas on peut exprimer l'incertitude par un pourcentage (un coefficient) ajouté ou enlevé de la valeur prise (nominale) pour le paramètre.
- Une variation du paramètre au cours du fonctionnement que l'on peut borner par un pourcentage d'une variation constante.

#### **IV.1-1 Incertitude due à la malle identification :**

Les résultats de simulation obtenus sont représentés aux figures (IV.1-a, pour la machine symétrique) et (IV.1-b, IV.1-c pour la machine dissymétrique).

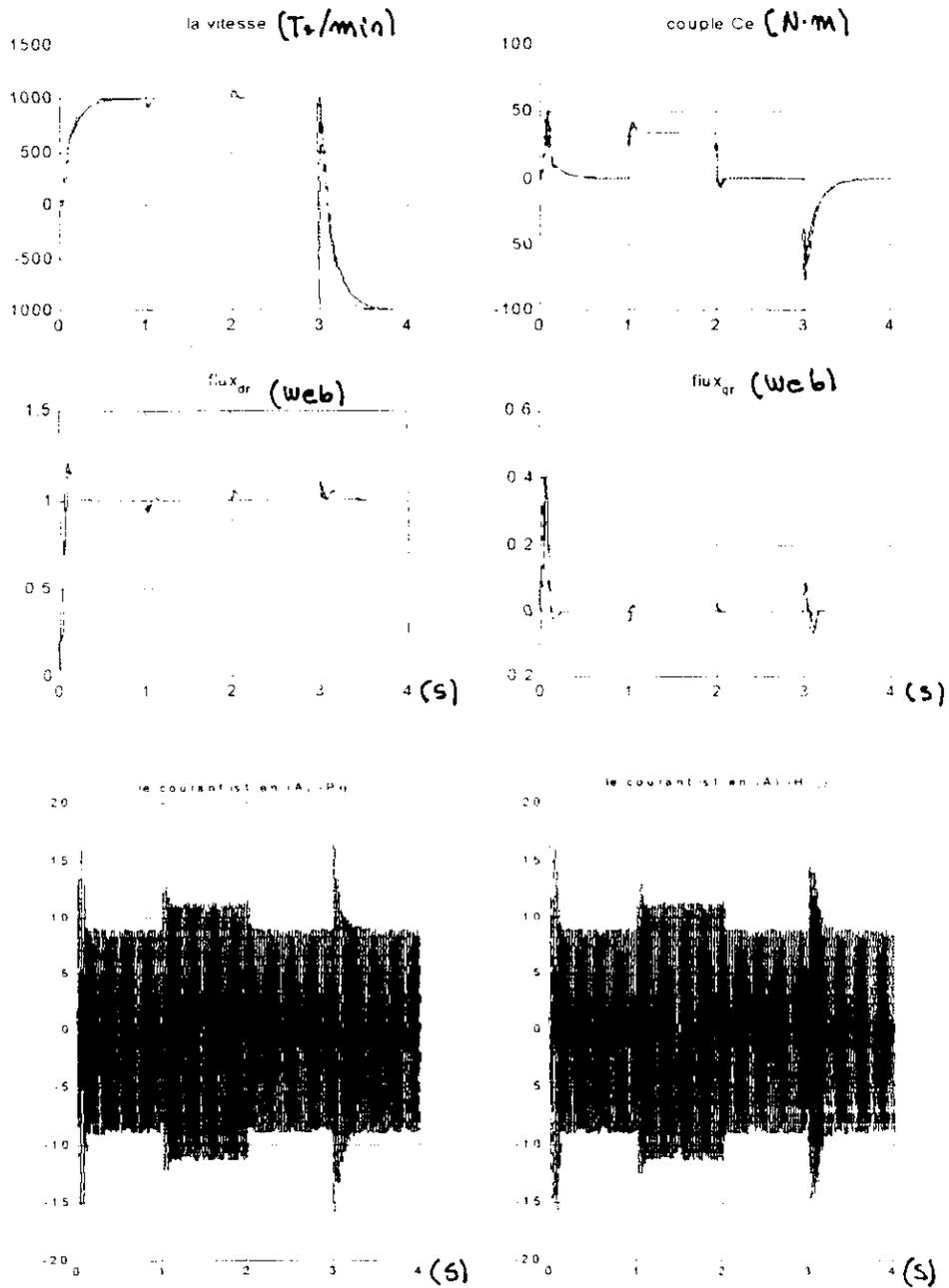


Figure IV.1-a : Simulation de la commande en PI (bleu) et  $H_\infty$  (noir) avec une augmentation de 100% de  $I_s$   
 (Application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )  
 MACHINE SYMETRIQUE

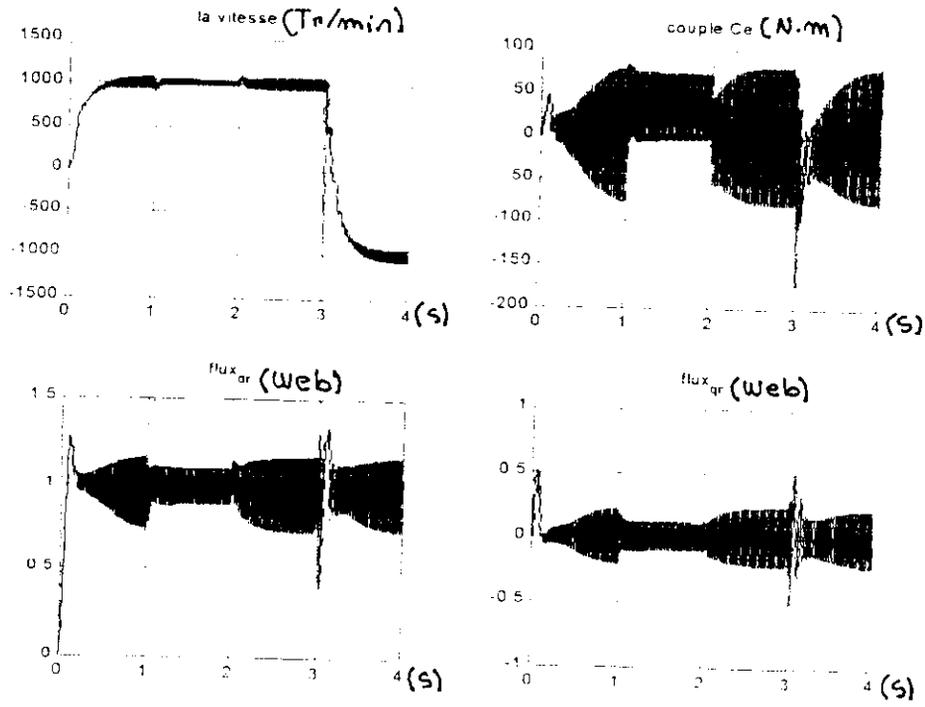


Figure IV.1-b : Simulation de la commande en PI avec une augmentation de 50% de  $L_s$   
 (Application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )  
 MACHINE DISSYMETRIQUE

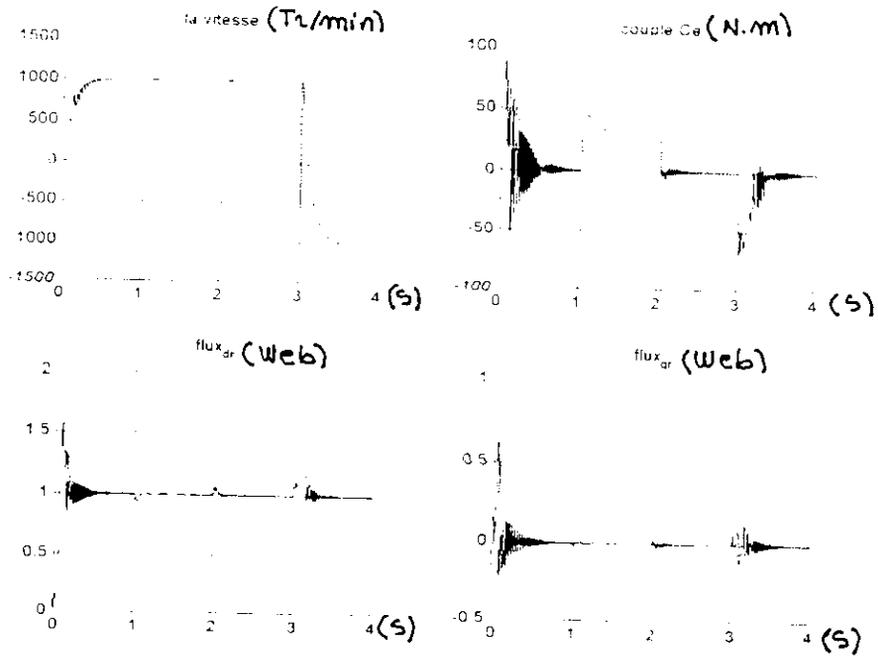


Figure IV.1-c : Simulation de la commande en  $H_x$  avec une augmentation de 50% de  $L_s$   
 (Application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )  
 MACHINE DISSYMETRIQUE

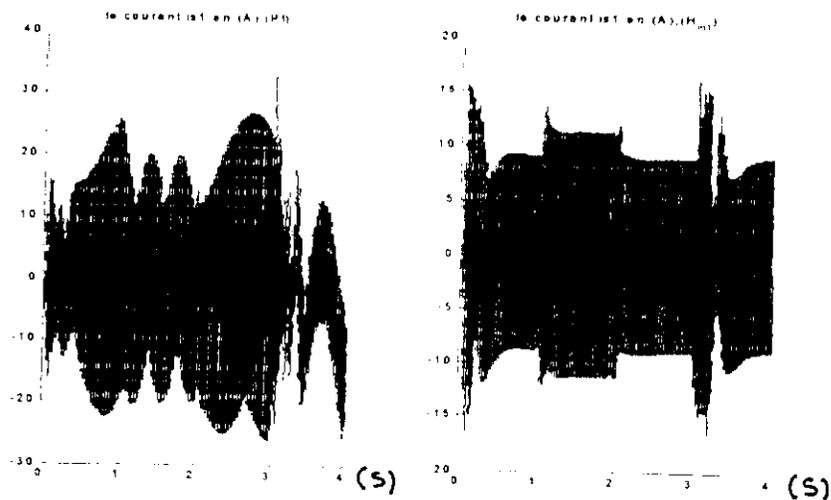


Figure IV.1-d: Simulation de la commande en  $H_\infty$  avec une augmentation de 50% de  $L_s$   
 (Application d'une charge de  $C_n$  entre  $t = 1s$  et  $t = 2s$  puis, inversion de vitesse à  $t = 3s$ )  
 MACHINE DISSYMETRIQUE, comportement du courant

Les tests faits sur les paramètres de la machines ont montré que: La machine symétrique( fig IV.1-a) est robuste par rapport à l'inductance statorique. Même à une variation de 100% de  $L_s$ . Avec une machine dissymétrique, l'erreur de 50% conduit à une forte oscillation même en régime établi, une oscillation qui dépasse en couple 6 fois la valeur nominale. La valeur moyenne du flux direct est inférieure à "1" ce qui signifie une perte de découplage.

Avec la régulation robuste, on remarque que cette augmentation (50% de  $L_s$ ) pour la machine dissymétrique provoque aussi des oscillations, mais cette fois seulement en transitoire. L'effet du PI (la fonction poids  $W$ ) tends à osciller au début et le bloc  $K$  (robuste) le stabilise. La durée transitoire est de 1seconde et après, le système se stabilise aux bonnes valeurs: la vitesse suit bien sa consigne, le flux en quadrature et le couple s'annulent, le flux directe atteint "1". Ce qui signifie le maintien de découplage. Les mêmes remarques peuvent être faites en cas d'erreur en résistance statorique (figs IV.2).

**Remarque:** Nous tenons à signaler que le régulateur classique est robuste vis-à-vis les variations des paramètres suivants : ( $R_r$ ,  $L_r$ ,  $f$ ,  $J$ )

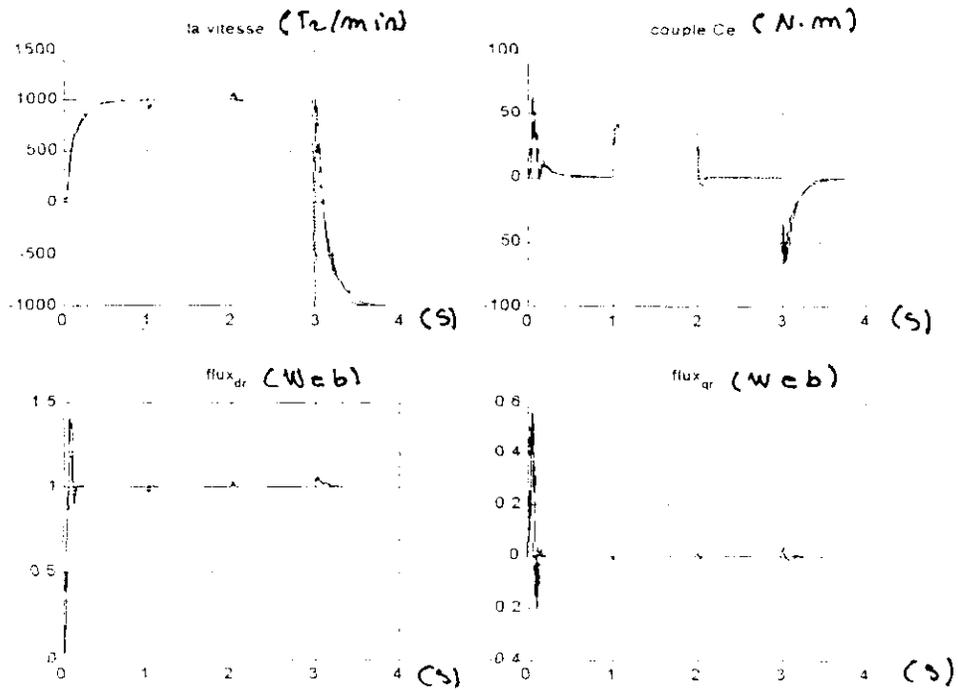


Figure IV.2-a : Simulation de la commande en PI (bleu) et en  $H_\infty$  (noir) avec une chute de 60% de  $R_s$  (Application d'une charge de  $C_n$  entre  $t=1s$  et  $t=2s$  puis, inversion de vitesse à  $t=3s$ )

MACHINE SYMETRIQUE

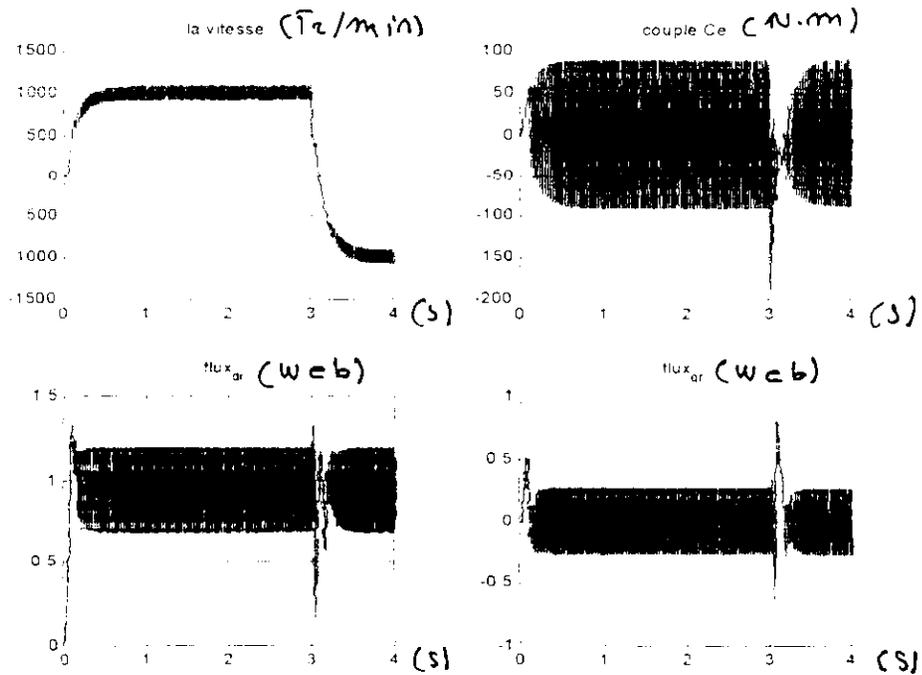


Figure IV.2-b : Simulation de la commande en PI avec une chute de 60% de  $R_s$  (Inversion de vitesse à  $t=3s$ )

MACHINE DISSYMETRIQUE

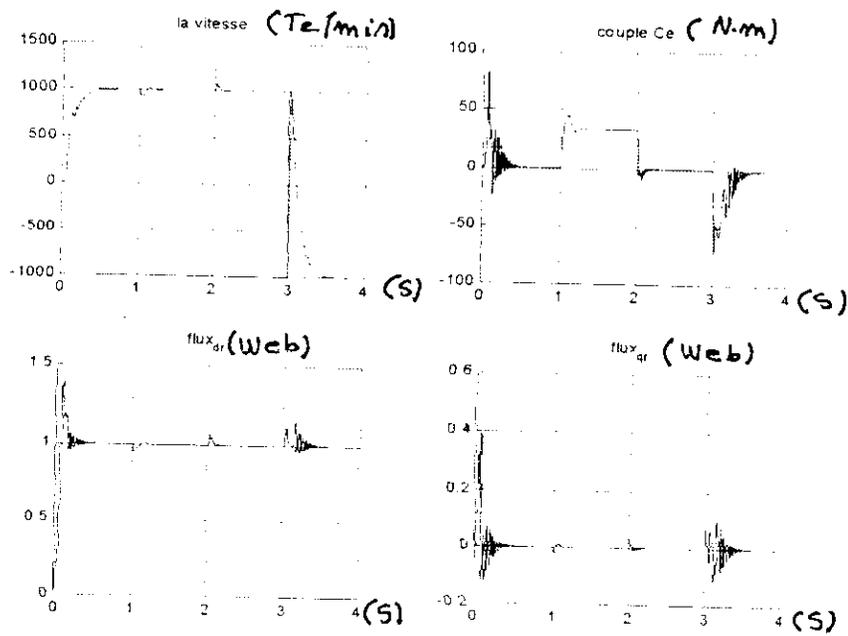


Figure IV.2-a : Simulation de la commande en  $H_\infty$  avec une chute de 60% de  $R_s$  (Inversion de vitesse à  $t=3s$ )

MACHINE DISSYMETRIQUE

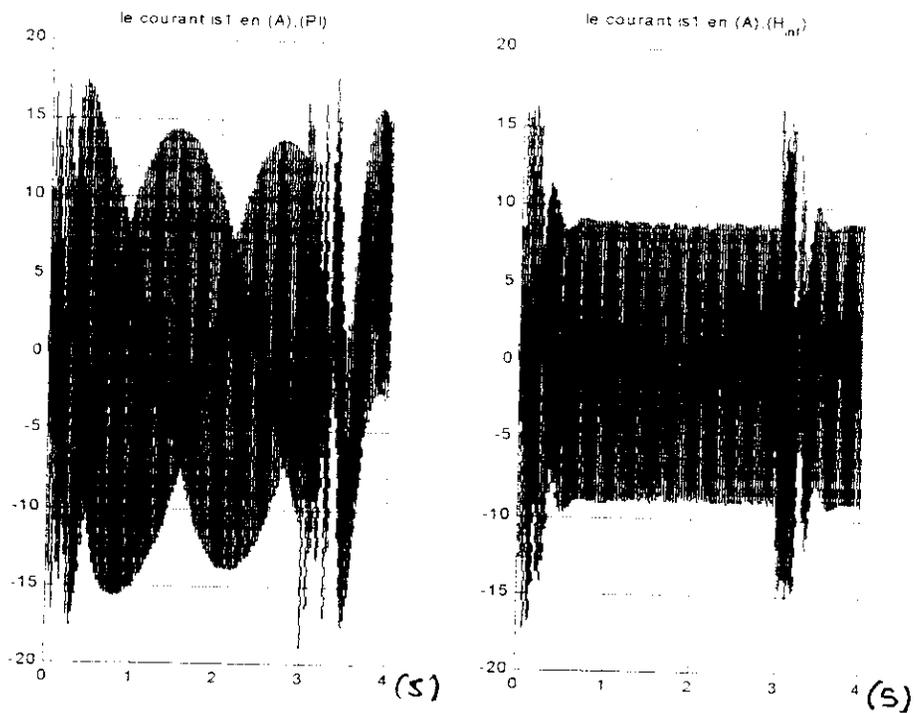


Figure IV.2-d : Simulation de la commande en  $H_\infty$  avec une chute de 60% de  $R_s$  (Inversion de vitesse à  $t=3s$ )

MACHINE DISSYMETRIQUE

### IV.1-2 Incertitude due Une variation du paramètre au cours de fonctionnement:

Au cours de fonctionnement, les variations au niveau des paramètres statoriques n'influent pas sur la robustesse du régulateur classique (même chose pour le régulateur  $H_\infty$ ). Ce qui n'est pas le cas pour les paramètres rotoriques, tels qu'une chute de 90% de la résistance est suivit d'une perte momentanée de découplage qui peut aller jusqu'à 2 secondes. Alors qu'avec la régulation robuste, cette durée ne dépasse pas 0.5 seconde.

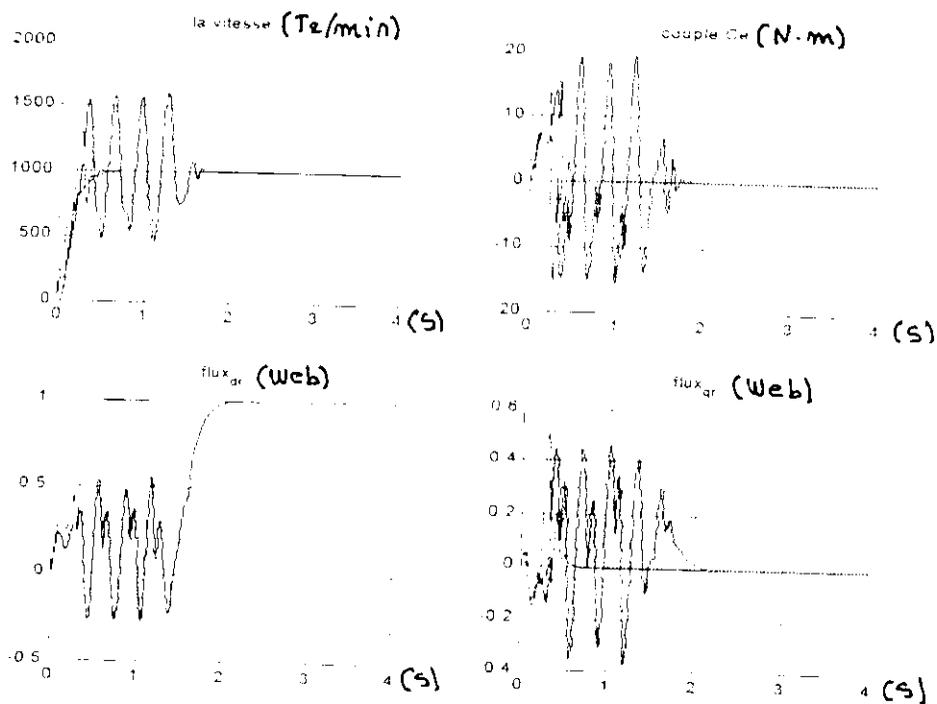


Figure IV.3 : Simulation de la commande en PI (bleu) et en  $H_\infty$  (noir) avec une chute de 90% de  $R_r$   
MACHINE SYMETRIQUE

## IV.2 Tests sur les incertitudes semi-structurées (Incertitudes sous forme de variation dans les comatrices):

Les incertitudes non structurées sont qualifiées comme semi structurées si on peut les répartir sur des sous systèmes, autrement dit, si on peut les répartir sur les différentes parties du système. Pour le test, nous avons considéré les incertitudes sur les comatrices.

La matrice  $G(s)$  considérée par le réglage peut être représentée par les deux matrices  $M$  et  $N$  premières entre elles. La matrice  $G$  est de dimension  $l \times l$ , elle est sous forme d'une fraction rationnelle. On choisit  $M$  et  $N$  de la même dimension (car elles doivent être carrées). Si on prend  $M=J$  et  $N=1/(s+f/J)$  qui sont premières entre elles et vérifient:  $G(s)=N*M^{-1}$ , l'incertitude sur  $G(s)$  peut s'exprimer sur  $M$  et  $N$  c.à.d:

$$\tilde{G}(s) = (M + \Delta M)^{-1} \cdot (N + \Delta N)$$

Nous avons fait des tests pour des  $\Delta M$  et  $\Delta N$  sous forme des gains et des fonctions de premier ordre.

Le système réel est donné par:

$$\tilde{G}(s) = (M + \Delta M)^{-1} \cdot (N + \Delta N)$$

L'algorithme de factorisation première donne la condition:

$$\|\Delta_N - \Delta_M\|_r < \epsilon_{max}$$

D'après le théorème de petits gains, le système est stable si:

$$\begin{cases} \|\Delta_M\|_r < 1 & \text{et} & \|\Delta_N\|_r < 1 \\ \|\Delta_M\|_r + \|\Delta_N\|_r < \epsilon_{max} & \dots\dots\dots & (*) \end{cases}$$

La condition (\*) peut être interprétée de plusieurs manières, selon la forme des  $\Delta$ :

- Si  $\Delta=k$  (un gain),

$$(*) \Rightarrow \begin{cases} k_M < 1 & \text{et} & k_N < 1 \\ k_N + k_M < \varepsilon_{\max} \end{cases}$$

- Si  $\Delta=k/(s-a)$  (un système de premier ordre),

$$(*) \Rightarrow \begin{cases} \frac{k_M}{a_M} < 1 & \text{et} & \frac{k_N}{a_N} < 1 \\ \frac{k_N}{a_M} + \frac{k_M}{a_N} < \varepsilon_{\max} \end{cases}$$

Pour des  $\Delta$  vérifiant (\*), on peut calculer les modifications sur  $f$  et  $J$  comme suit:

La valeur de  $J$  est modifiée en ajoutant la sortie de bloc  $\Delta M$ . Elle aura  $J=J_r+dJ$

Où  $J_r$  est le  $J$  de référence "nominale". Elle est fixe.

$dJ$  est la valeur ajoutée par la perturbation

Le bloc  $\Delta N$  est parallèle au bloc:

$$N = \frac{1}{s+a} f$$

Normalement, des modifications à la fois auront lieu sur  $J$  et  $f$ . pour la simplification du test, on n'étudie que le cas des  $\Delta N$  n'attaquant que  $f$ . Ce sont les blocs dont la variation de  $J$  par  $\Delta N$  est négligeable devant celle due à  $\Delta M$ .

La valeur de  $f$  est modifiée en ajoutant la sortie  $\Delta N$  et aussi, par la modification de  $J$  par  $\Delta M$ . en effet, d'après le théorème des superpositions,

$$f = df_r + df$$

Où:  $df_r$  est la variation de  $f$  due à la variation de  $J$ ;

$df$  est la variation de  $f$  due à  $\Delta N$ .

1- Pour  $\Delta N$  et  $\Delta M$  sous forme d'un gain:

c.à.d:  $\Delta N=k_1$  et  $\Delta M=k_2$ .

dans ce cas,  $J=J_r+k_1$

pour f, on applique le théorème de superposition:

d  $df=fr*J/J_r$ ;

d'après le schéma (III.2-f).

$$\frac{u_1}{u} = \Delta N + N = k_2 + \frac{1}{s + \frac{fr}{J_r}} = \frac{1}{s + \frac{df}{J_r}}$$

$$\rightarrow \frac{k_2 s + (k_2 \frac{fr}{J_r} + 1)}{s + \frac{fr}{J_r}} = \frac{1}{s + \frac{df}{J_r}}$$

Remarquant que pour que l'égalité soit vérifiée,  $k_2$  doit être telle que  $k_2 \ll 1$ .  
 Ce qui est vérifié d'après l'hypothèse (variation de J par  $\Delta N$  est négligeable c.à.d que  $k_2 \ll 1$ ). Dans ces conditions on peut écrire que:

$$\frac{k_2 \frac{fr}{J_r} + 1}{s + \frac{fr}{J_r}} = \frac{1}{s + \frac{df}{J_r}}$$

$$\Rightarrow k_2 s + df \left( \frac{k_2}{J_r} + \frac{1}{fr} \right) = 1$$

En revenant au domaine temporel,  $k_2 = \text{cte} \Rightarrow s.k_2 = 0$

On trouve df comme suit:

$$df = \frac{fr}{k_2 \frac{fr}{J_r} + 1}$$

2- Pour  $\Delta N$  et  $\Delta M$  sous forme d'un système de premier ordre:

c.à.d:  $\Delta M = k_1/(s+a_1)$  et  $\Delta N = k_2/(s+a_2)$

dans ce cas,

$$J = Jr + \frac{k_1}{s+a_1} * \frac{dJr}{Jr}$$

ou, dans le domaine temporel,  $J(t) = Jr + dJr$  avec:  $d(dJr)/dt = k_1 * Jr - a_1 * dJr$ .

Ce qui implique que  $dfr(t) = fr * J(t)/Jr$ . Rest à déterminer  $df$ :

$$\frac{u_1}{u} = \Delta N + N = \frac{k_2}{s+a_2} + \frac{1}{s + \frac{fr}{Jr}} = \frac{1}{s + \frac{df}{Jr}}$$

$$\Rightarrow \frac{(k_2 + 1).s + (k_2 \cdot \frac{fr}{Jr} + a_2)}{s^2 + (a_2 + \frac{fr}{Jr}).s + a_2 \cdot \frac{fr}{Jr}} = \frac{1}{s + \frac{df}{Jr}}$$

$$\rightarrow s^2 + (a_2 + \frac{fr}{Jr}).s + a_2 \cdot \frac{fr}{Jr} = (k_2 + 1).s^2 + (k_2 \cdot \frac{fr}{Jr} + a_2 + \frac{df}{Jr} (k_2 + 1)).s + \frac{df}{Jr} (k_2 \cdot \frac{fr}{Jr} + a_2)$$

Remarquant aussi, que pour que l'égalité soit vérifiée,  $k_2$  doit être tel que  $k_2 \ll 1$ . Ce qui est vérifié d'après l'hypothèse (variation de  $J$  par  $\Delta N$  est négligeable c.à.d que  $k_2 \ll 1$ ). Dans ces conditions, on peut écrire que:

$$[a_2 + \frac{fr}{Jr} - (a_2 + k_2 \cdot \frac{fr}{Jr} + \frac{df}{Jr} (k_2 + 1))].s = \frac{df}{Jr} (a_2 + k_2 \cdot \frac{fr}{Jr}) - a_2 \cdot \frac{fr}{Jr}$$

En revenant au domaine temporel et comme,

$$\begin{cases} a_2 + \frac{fr}{Jr} = cte \\ a_2 + k_2 \cdot \frac{fr}{Jr} = cte \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} l.(s.(a_2 + \frac{fr}{Jr})) = 0 \\ l.(s.(a_2 + k_2 \cdot \frac{fr}{Jr})) = 0 \end{cases}$$

On aura:

$$\frac{d(df(t))}{dt} = \frac{1}{k_2 + 1} (a_2 \cdot fr - (a_2 + \frac{k_2 \cdot fr}{Jr}) \cdot df(t))$$

Pour ce type d'incertitude, les résultats de simulation sont représentés dans les figures (IV.4,IV.5, IV.6 et IV.7).

Bien que cette étude concerne des variations stables ( $\epsilon_{\text{max}}$ ) assurées par la commande  $H_{\infty}$ , la comparaison du comportement du système commandé avec un PI et avec  $H_{\infty}$  montre que dans le second cas, il rejette plus rapidement cette perturbation.

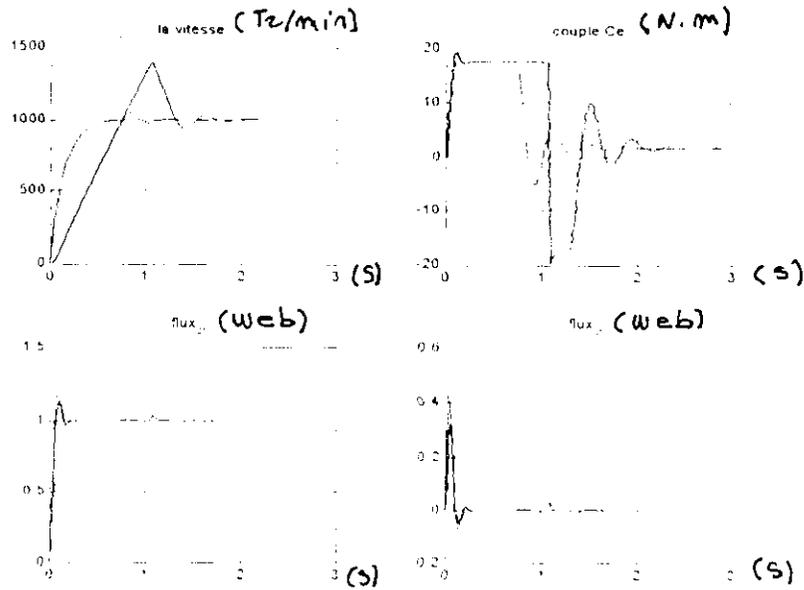


Figure IV.4 : Simulation de la commande en PI (bleu) et  $H_{\infty}$  (noir) avec une perturbation semi structurée sous forme de gains  $k1 = 0.4, k2 = 0.0004$   
MACHINE SYMETRIQUE

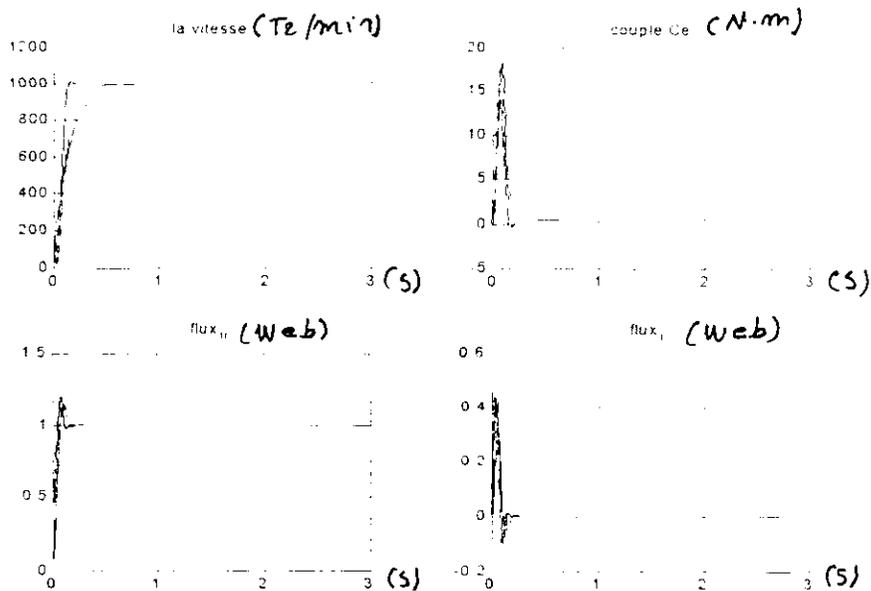


Figure IV.5 : Simulation de la commande en PI (bleu) et  $H_{\infty}$  (noir) avec une perturbation semi structurée sous forme de systèmes de premier ordre  $k1 = 0.4, k2 = 0.0004, a1 = 2, a2 = 2$   
MACHINE SYMETRIQUE

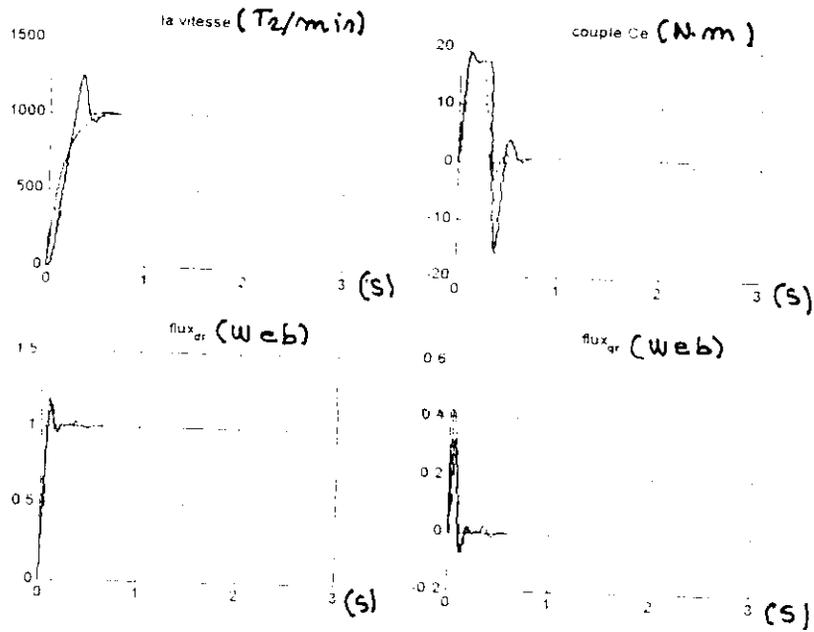


Figure IV.6 : Simulation de la commande en PI (bleu) et  $H_\infty$  (noir) avec une perturbation semi structurée  $\Delta N$  sous forme d'un gain.  $\Delta M$  sous forme d'un système de premier ordre  $k1 = 0.4, k2 = 0.0004, a2 = 20$   
MACHINE SYMETRIQUE

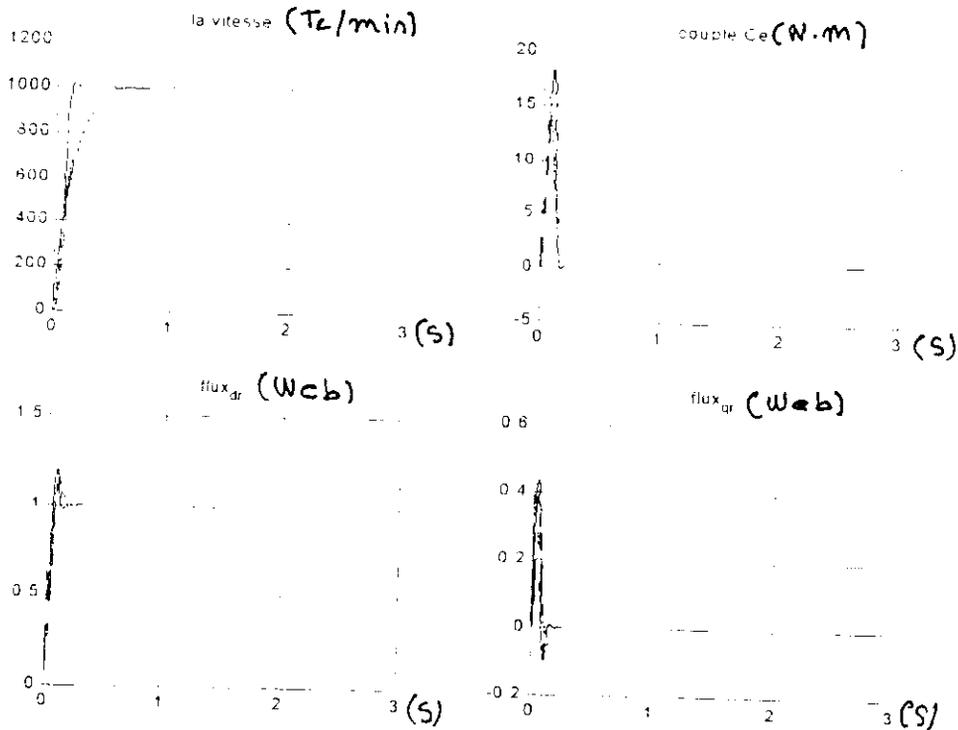
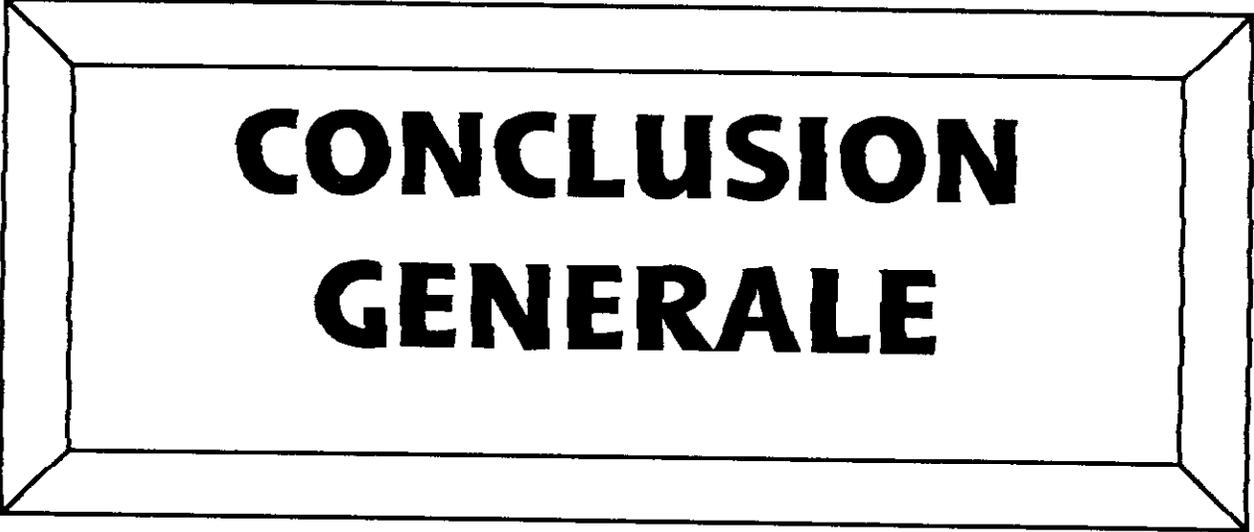


Figure IV.7 : Simulation de la commande en PI (bleu) et  $H_\infty$  (noir) avec une perturbation semi structurée  $\Delta N$  sous forme de système de premier ordre.  $\Delta M$  sous forme de gain  $k1 = 0.4, k2 = 0.0004, a1 = 1$   
MACHINE SYMETRIQUE

## Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons exploité la régulation  $H_\infty$  et la comparer avec la régulation PI ceci pour plusieurs tests de robustesses. Ce qui nous à permet de dire qu'en générale, la régulation par  $H_\infty$  présente des performances mieux que celles du régulateur classique. Cela de point de vu: rejet de perturbation, robustesse vis à vis-à-vis de variations paramétrique dûe au mal identification ou variation au cours de fonctionnement et pour les deux types de machines:(machine symétrique et dissymétrique).



**CONCLUSION  
GENERALE**

## Conclusion Générale :

---

---

En fin, nous pouvons dire que ce travail nous a permis de comprendre la commande en vitesse d'une MASM alimentée en tension.

D'abord, la description générale de la MASM, les techniques de démarrages qui permettent de rendre le champ stationnaire, un champ tournant. En suite, la modélisation dans un référentiel lié au stator qui permet l'étude de démarrage. Et la modélisation dans un référentiel lié au champ tournant pour l'étude de commande où nous avons constaté le couplage naturel entre le flux et le couple.

Nous avons appliqué par la suite la commande vectorielle qui permet résoudre ce problème par une orientation du flux rotorique indirecte sur la machine biphasée alimentée en tension par conséquent, le modèle de la machine se ramène à un modèle d'une MCC à excitation séparée.

Le découplage est maintenu en BO, ce qui nous a permis d'aborder le réglage en vitesse en boucle fermée par un régulateur de type classique PI.

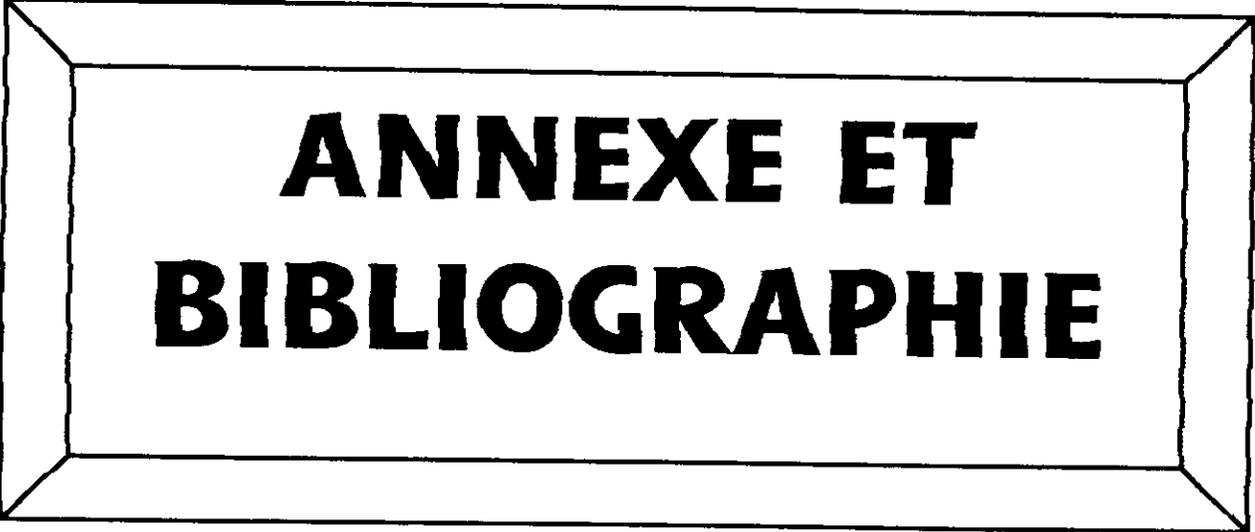
L'étude par simulation montre des dépassements dans les réponses en vitesse et en couple. Ce qui nécessite d'introduire un filtre pour la grandeur de consigne de vitesse et une limitation du couple.

Ainsi, nous avons traversé le pont de la commande en vitesse de la machine après l'orientation de son flux rotorique. La comparaison entre le comportement de la machine symétrique et la machine dissymétrique nous a conduit à juger nécessaire d'utiliser une commande robuste même si nous négligeons la variation des paramètres rotoriques. La machine dissymétrique peut poser des problèmes au niveau de stator.

Nous avons synthétisé un régulateur par factorisation première pour la MASM et nous l'avons testé dans des conditions idéales, loin des perturbations, en négligeant les pertes et les dynamiques "hautes fréquences". Nous avons remarqué qu'avec ce régulateur, nous pouvons atteindre les performances assurées par un PI classique.

Les tests de robustesse (par rapport aux perturbations et aux variations paramétriques) faits par la suite, nous ont permis de sentir l'intérêt de la commande  $H_\infty$  vis à vis la variation paramétrique au niveau du stator même pour la machine dissymétrique et la bonne réponse par rapport aux variations paramétriques au niveau du rotor et par rapport aux variations semi-structurées et une meilleure maîtrise du régime transitoire.

L'avantage des résultats obtenus par simulation montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable.



**ANNEXE ET  
BIBLIOGRAPHIE**

## Paramètres utilisés

### 1-Machine dissymétrique:

$V_{sn}$	220	voltes
$\Omega_n$	1450	tr/min
$J$	0.01356	kg. m <sup>2</sup>
$f$	0.00182	Nm.s/Rad
$R_{s1}$	2.6	$\Omega$
$R_{s2}$	8.4	$\Omega$
$R_r$	3.65	$\Omega$
$L_{s1}$	0.1	H
$L_{s2}$	0.277	H
$M_{sr}$	0.11	H
$p$	2	
$c$	5	$\mu F$

### 2-Machine symétrique:

$V_{sn}$	220	voltes
$\Omega_n$	1450	tr/min
$J$	0.01356	kg. m <sup>2</sup>
$f$	0.00182	Nm.s/Rad
$R_s$	8.4	$\Omega$
$R_r$	3.65	$\Omega$
$L_s$	0.1	H
$M_{sr}$	0.11	H
$p$	2	

## *bibliographie*

- [1] Artabaz, Taibouni "caractérisation des machines synchrones saturées". PFE-ENP,1994.
- [2] p. Barret. "Machines synchrones: Fonctionnement en régime permanent". Techniques d'ingénieurs,D480.
- [3] J. Bernussou. "Commande robuste". Collection automatique, Edition Hermes,1996
- [4] A.Bossant. "Modèles et modélisation en électrotechnique ". Techniques d'ingénieurs A1207.
- [5] M.Boukhniifer " Application de la commande robuste H $\infty$  à une Machine alimentée par un onduleur multi-niveau". Thèse.Magister.E.N.P;2001.
- [6] F. Brichant "les onduleurs autonome". collection Hebert. Dunod 1982.
- [7] H. Büler "conception des systèmes automatiques". Presse polytechnique et universitaire. Romandes,1988
- [8] M.Chergi et R.Dahmane "Commande floue d'un Moteur Asynchrone Monophasée". PFE - Centre universitaire Vahia Feres de Médéa,2001.
- [9] D.R.Chouiter " conception et réalisation d'une commande robuste d'une Machine Asynchrone". Thèse de Doctorat. L'Ecole Centrale de Lyons 1997.
- [10] Choureb "contrôle de la vitesse d'une Machine Asynchrone Monophasée". Thèse de Magister-université de Blida, 1996.
- [11] Fadene et Ghoul "Commande robust H $\infty$  d'une Machine asynchrone alimentée en courant: approche par factorisation première". P.F.E- E.N.P, 1998.
- [12] M. Gati., M.Mazouz "Commande robuste décentralisée à base des systèmes flous. Application en robotique". PFE-ENP, 2001.
- [13] Hocine et Hadjout:"Contrôle de la vitesse d'une Machine Asynchrone Monophasée".P.F.E-E.N.P,1991.
- [14] Rahul Khopfar, Kescime Wei, Hamid.A.Toliyat "Single Phase Induction Motor Drives- A literature survey".
- [15] Kouchih, et Ouazir" Etude d'un Moteur Asynchrone monophasé à condensateur permanent". PFE-ENP,1994.

- [16] *E.Pillet " électrotechnique élémentaire: Machines électriques". Tome 2. Edition dunod.1966-1968.*
- [17] *Rigig et Rizoug:"Commande par Retour d'état d'une MASM avec pilotage cetoriel". - PFE-ENP,1998.*
- [18] *G.Segieur." les convertisseurs de l'électronique de puissance". Volume 4.*
- [19] *Saint. Jean . " électrotechnique et machines électriques ". edition Fayroles1977.*
- [20] *Takourabet "Etude d'un Moteur Asynchrone monophasé à condensateur permanent". PFE-ENP,1993.*
- [21] *Théodore.Wildi "électrothchnique". Les presses de l'université Laval. Editions ESKA, 1991.*

## ملخص:

إن الهدف من الأعمال المنجزة في هذه الأطروحة هو الدراسة التمثيلية لتطبيق التحكم المضلع على الآلة الاتزامنية أحادية الطور.

هذا العمل يحتوي دراسة نظرية للآلة وحدها، ثم تطبيق تحكم كلاسيكي من نوع PI على الآلة الاتزامنية أحادية الطور ذات التحكم الشعاعي ثم تطبيق تحكم مضلع مؤلف انطلاقاً من استعمال العوامل الأولية. وبهذا فإن العمل يشمل مقارنة بين هاتين الطريقتين في التحكم أي، الكلاسيكي والمضلع. من أجل استخلاص مزايا تطبيق التحكم المضلع على الآلة الاتزامنية أحادية الطور.

## كلمات مفاتيح:

الآلة الاتزامنية أحادية الطور، التحكم الشعاعي، التحكم المضلع،  $H_\infty$ ، العوامل الأولية.

## Abstract:

The aim of the works presented in this report is to study by numerical simulation use the robust control applied to a single phase induction machine.

This work contain a study of the single phase induction machine alone, a classic speed control of the machine when the flux is oriented, and a robust control speed synthesised with coprime factors.

So, this report is organised as a comparison between the classical speed control and the robust speed control in order to conclude the performances when a robust control is applied to a single phase induction machine.

## Key words :

Single Phase Induction Machine, Flux Orientation, Robustness,  $H_\infty$ , Coprime Factors.

## Résumé :

l'objectif des travaux représentés dans ce mémoire est l'étude par simulation numérique de l'application de la commande  $H_\infty$  robuste sur la MASM.

Ce travail comprend l'étude de la MASM toute seule, l'étude d'une commande de vitesse par un PI appliqué à une MASM avec pilotage vectoriel, puis par une commande robuste synthétisée par une factorisation première.

Ce mémoire est donc organisé sous forme de comparaison entre la commande classique et la commande robuste, afin de rétablir les performances obtenues lors de l'application de la commande robuste.

## Mots clés :

Machine Asynchrone Monophasée, Commande Vectorielle, Robustesse,  $H_\infty$ , Facteurs Composites.