

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

FACULTE : **Sciences de l'Ingéniorat**
DEPARTEMENT : **Électrotechnique**

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : **Sciences et Technologies**

FILIERE : **Électrotechnique**

OPTION : **Commande Electrique**

Thème

ETUDE ET SYNTHÈSE D'UNE COMMANDE PAR RETOUR D'ÉTAT

Présenté par:

BAHI Hamza & CHAOULI Ramy

Dirigé par:

Pr.BAHI Tahar

Jury de soutenance:

- | | | | |
|------------------|------------|-----|---------------------|
| - BENSIALI Nadia | Président | MCA | Université d'Annaba |
| - BAHI Tahar | Rapporteur | Pr. | Université d'Annaba |
| - ZERZOURI Noura | Examineur | MCB | Université d'Annaba |
| - KAHOUL Nabil | Examineur | MCB | Université d'Annaba |

Promotion : Juin 2018

DEDICACES

En première lieu, je remercie 'DIEU' tous puissants.

Je dédie ce modeste travail à :

Mes Très chère mère et mon Très chère père, que dieu les protégé ;

Ma chère sœur ;

Toute ma famille sans exception ;

Tous mes amis ;

Tous mes amis de université Badji Mokhtar Annaba en particulier les amis de département électrotechnique.

A mon binôme BAHY Hamza avec qui j'ai passé de meilleurs moments qui restent de bons souvenirs pour toujours.

CHAOULI Ramy

DEDICACES

En première lieu, je remercie 'DIEU' tous puissants.

Je dédie ce modeste travail à :

Mes Très chère mère et mon Très chère père, que dieu les protégé ;

Mes chères sœurs et frères ;

Toute ma famille sans exception ;

Tous mes amis ;

Tous mes amis de université Badji Mokhtar Annaba en particulier les amis de département électrotechnique.

A mon binôme CHAOULI Ramy avec qui j'ai passé de meilleurs moments qui restent de bons souvenirs pour toujours.

BAHI Hamza

REMERCIEMENTS

*Nous tenons à prier très fort et remercier **ALAAH** tout puissant, qui par sa volonté a fait que ce travail soit réalisé.*

*Une grand merci assez particulier à notre encadreur, Monsieur le Professeur **BAHI Tahar** qui a su nous orienté, conseillé, motivé et qui nous a énormément aidé.*

Nous remercions tous les enseignants du département d'électrotechnique.

Enfin, nous assurons, nos respectueux remerciements, aux membres du jury, qui nous font l'honneur de bien vouloir participer à ce jury.

Hamza & Ramy

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE 01 : ETAT DE L'ART

1.1	Introduction	2
1.2	Commande optimale.....	2
1.2.1	Principe d'optimalité	2
1.2.2	Formulation du problème de la commande optimale	2
1.2.3	Classement des problèmes de la commande optimale	3
1.2.4	Equation d'état du système.....	3
1.2.4.1	Equation d'état du système continu	3
1.2.4.2	Equation d'état échantillonné du système à régler.....	3
1.2.4.3	Equations d'état du système global.....	4
1.2.4.4	Critère de performance	5
1.3	Commande adaptative.....	6
1.3.1	Différents topologies de la commande adaptative	6
1.4	Commande par mode de glissement	7
1.4.1	Théorie de la commande par mode de glissement	7
1.4.1.1	Régime glissement idéal	8
1.4.1.2	Régime glissement réel	8
1.4.2	Principe de l'algorithme de commande par mode de glissement	9
1.4.3	Choix des surfaces de glissement	9
1.5	Commande PID classique.....	10
1.6	Représentation d'état	10
1.7	Commande par retour d'état	11
1.7.1	Placement de pôles.....	11
1.8	Régulateur LQ.....	12
1.9	Commande robuste	13
1.10	Conclusion.....	13

CHAPITRE 02 : MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE

2.1	Introduction.....	14
2.2	Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	14
2.2.1	Hypothèse simplificatrices.....	14
2.3	Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	15
2.3.1	Equations électriques.....	16
2.3.2	Equations magnétiques.....	16
2.3.3	Equation mécanique.....	17
2.4	Transformation de Park.....	17
2.4.1	Principe de la transformation de Park	17
2.4.2	Application de la transformation de Park a la MAS triphasée.....	18
2.4.2.1	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d q... ..	18
2.4.2.2	Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d q.	18
2.4.2.3	Equation des tensions.....	18
2.4.2.4	Choix du référentiel.....	19
2.4.2.5	Référentiel immobile par rapport au stator.....	19
2.4.2.6	Référentiel immobile par rapport au rotor.....	19
2.4.2.7	Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	19
2.5	Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état.....	20
2.5.1	Modèle de la machine dans le plan (α, β)	20
2.5.2	Modèle de la machine asynchrone dans un repère tournant (d,q).....	21
2.5.3	Modèle de la machine en vue de l'observation.....	22
2.5.4	Modèle de la machine en notation complexe.....	23
2.6	Alimentation avec un onduleur.....	25
2.6.1	Modélisation de l'onduleur à MLI	25
2.6.2	Onduleur de tension MLI à hystérésis.....	27
2.6.2.1	Principe général.....	27
2.7	Résultats de simulation.....	28
2.7.1	Simulation de l'association MAS avec l'onduleur.....	29
2.8	Commande vectorielle de la machine asynchrone.....	29
2.8.1	Principe de la commande par flux orienté.....	29
2.8.2	Orientation du flux rotorique.....	31
2.8.3	Bloc de découplage.....	31
2.8.4	Commande vectoriel indirect.....	32
2.8.5	Synthèse du régulateur PI.....	33
2.9	Résultat de simulation	33
2.9.1	Test de robustesse à la variation de la vitesse.....	34
2.9.2	Test de robustesse à l'inversion de la vitesse.....	34
2.9.3	Test de robustesse à la variation de la charge	35
2.10	Conclusion.....	36

CHAPITRE 03 : REGULATEUR RST

3.1	Introduction.....	37
3.2	Structure d'un régulateur RST.....	37
	3.2.1 Principe de régulateur.....	37
	3.2.2 Principe de calcul de régulateur RST.....	38
	3.2.3 Résolution de l'équation de diophantine.....	39
3.3	Stratégie de placement de pole robuste.....	41
3.4	Application à la régulation de la vitesse.....	41
3.5	Résultats de simulation.....	44
3.6	Conclusion.....	49

CHAPITRE 04 : ANALYSE DES TECHNIQUES DE COMMANDE

4.1	Introduction.....	50
4.2	Commande par retour d'état.....	50
	4.2.1 Commande par assignation des pôles.....	51
	4.2.2 Commande optimale au sens d'un critère quadratique.....	51
4.3	Modèle de la structure de commande.....	51
4.4	Résultats de simulations.....	55
4.5	Conclusion.....	56

CONCLUSION GENERALE	57
----------------------------------	----

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	58
--	----

ANNEX	59
--------------------	----

RESUME	60
---------------------	----

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 01 : ETAT DE L'ART

Figure 1.1	Représentation schématique du système à régler.....	3
Figure 1.2	Représentation schématique du système à régler et du régulateur.....	4
Figure 1.3	Structure de commande adaptative avec modèle de référence.....	7
Figure 1.4	Convergence du système glissement.....	8
Figure 1.5	Glissement idéal.....	8
Figure 1.6	Forme standard d'un retour d'état.....	10

CHAPITRE 02 : MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE

Figure 2.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	15
Figure 2.2	Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q.....	17
Figure 2.3	Entrées/sorties du modèle biphasé la MAS dans un repère tournant d,q.....	22
Figure 2.4	Entrées/sorties du modèle d'observation de la machine asynchrone.....	23
Figure 2.5	Schéma d'un onduleur de tension triphasée.....	25
Figure 2.6	Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse.....	27
Figure 2.7	Résultats des simulations du model de la MAS.....	28
Figure 2.8	Fonctionnement à vide avec variation de la charge.....	29
Figure 2.9	Schéma de principe du découplage pour la MAS et analogie avec la MCC....	30
Figure 2.10	Orientation du flux rotorique.....	31
Figure 2.11	Structure de commande par flux orienté.....	32
Figure 2.12	Schéma de découplage par orientation du flux rotorique.....	32
Figure 2.13	Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....	33
Figure 2.14	Variation de la vitesse.....	34
Figure 2.15	L'inversion du sens de rotation.....	35
Figure 2.16	La variation de charge.....	36

CHAPITRE 03 : REGULATEUR RST

Figure 3.1	Système en boucle fermée avec un régulateur RST en présence de perturbation en sorties et de bruits de mesure.....	38
Figure 3.2	Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée.....	42
Figure 3.3	Construction des pôles.....	44
Figure 3.4	Test variation de charge.....	46
Figure 3.5	Test de robustesse avec la variation de la résistance rotorique.....	47
Figure 3.6	Test de robustesse avec la variation de la moment d'inertie.....	48

CHAPITRE 04 : ANALYSE DES TECHNIQUES DE COMMANDE

Figure 4.1	Structure optimale par retour d'état.....	54
Figure 4.2	Résultats de simulation de commande optimal avec pic de charge 10 Nm.....	56
Figure 4.3	Régulateur PI avec pic de charge 10 Nm.....	56

LISTE DES SYMBOLES

p	Nombre de paires de pôles
R_s	Résistance de l'enroulement statorique
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique
g	Glissement
N_s	Vitesse de synchronisme
N_r	Vitesse de rotation du rotor
M_{sr}	Inductance mutuelle entre les phases du stator et du rotor
M_{rs}	Inductance mutuelle entre les phases du rotor et du stator
θ	Position angulaire entre l'axe du stator et du rotor
V_s	Tensions statoriques
V_r	Tensions rotoriques
Φ_s	Flux du stator
Φ_r	Flux du rotor
a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
d, q	Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Composantes (α, β) du courant statorique dans le référentiel fixe
$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$	Composantes (α, β) du flux rotorique dans le référentiel fixe
I_s	Courant statorique
I_r	Courant rotorique
L_{ss}	Inductance cyclique statorique
L_{rr}	Inductance cyclique rotorique
k_f	Coefficient de frottement
Ω	Vitesse mécanique du moteur
C_e	Couple électromagnétique moteur de la machine
C_r	Couple résistant, (charge)
P	Matrice de Parck
P^{-1}	Matrice inverse de Parck
w	Vitesse de rotation électrique du rotor
P_{mec}	Puissance mécanique
w_s	Pulsation statorique
w_g	Pulsation de glissement
x	Vecteur d'état
y	Vecteur de sortie

j	Grandeur complexe habituelle
X	Désigne des composantes biphasées de courants ou de flux
A	Matrice d'état
B	Vecteur de commande
C	Vecteur de sortie.
MLI.....	Modulation de Largeur d'Impulsion
MAS.....	Machine Asynchrone
V_p	Valeur de crête de la porteuse
f_p	Fréquence de la porteuse
f_r	Fréquence de la référence
$R(s), S(s), T(s)$	Polynômes de régulateur RST
P_d	Polynôme de commande
P_f	Pole double du polynôme de filtrage
T_c	Horizon de commande
T_f	Horizon de filtrage
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f_r	Coefficient de frottement visqueux
γ	Gain positif
r	Degré relatif

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur asynchrone est installé dans de nombreuses applications industrielles grâce à ces qualités la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien. Toutefois un système multi variable, non linéaire, fortement couplé et à paramètres variant dans le temps. Alors, grâce aux avancées technologiques, diverses approches de commandes sont développées pour maîtriser en temps réel le flux et le couple des machines électriques. Ceci, en utilisant des techniques de commande performantes assurant le découplage entre ces deux principales dynamique (le couple et le flux). Les variations des grandeurs caractéristiques de la machine sont inévitables lors du fonctionnement. C'est pourquoi, les commandes de type classique PI régulateur sont moins performants au vue des exigences sévères de l'industrie. Ce projet de fin d'études, vise à l'étude et l'application par simulations numériques de commande robustes via à vie des variations paramétrique. Principalement, on applique la commande par retour d'état au contrôle de la vitesse de la machine asynchrone. Cette commande fait partie des commandes robustes, et possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Elle constitue une bonne solution aux problèmes liés à la commande classique.

Notre mémoire est présenté en quatre chapitres :

- Le premier chapitre, présente les différentes techniques de la commande non linéaire (commande optimale, par mode glissement...).
- Dans le deuxième chapitre, après la description de la machine asynchrone, on présente son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans le repère de Park. On présente aussi l'alimentation de la machine par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI et la commande vectorielle.
- Le troisième chapitre démontre le calcul de régulateur RST est son application au réglage de la vitesse de la machine asynchrone.
- Dans le dernier chapitre, on traite l'optimisation en termes de la commande.

Enfin, on conclut en établissant une synthèse du travail réalisé ainsi qui en indiquant les perspectives qui peuvent être envisagées.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART

1.1 Introduction

La commande électrique des systèmes est en développement continu en raison des exigences en termes de performances de plus en plus croissantes dans les applications industrielles.

Comme, la synthèse de la commande est réalisée sans la prise en compte de certains aspects physiques du processus à commander (variations paramétriques, consommation excessive d'énergie, ...). Les performances obtenues sont insuffisantes aux régimes transitoires et établis. Les variations paramétriques déstabilisent des systèmes de commande conventionnelle (régulateur à paramètres fixes) et dégrade les performances en boucle fermée. La solution efficace est de faire appel à des techniques de commande adaptative.

De nos jours, les techniques de commande avancée (commande adaptative, commande optimale, commande par mode de glissement, ...) deviennent l'un des domaines de recherche les plus actifs. Grâce à l'utilisation de calculateurs puissants et une variété d'outils logiciels. En effet, ceci a facilité la synthèse de lois de commande avancées et leur exécution, sans difficultés en temps réel.

1.2 Commande optimale

1.2.1 Principe d'optimalité

Le principe de commande optimale relève des points suivants :

- Au lieu de chercher toutes les valeurs de la séquence optimale du signal de commande, simultanément, on calcule une valeur par itération jusqu'à ce que toute la séquence soit terminée ;
- Ce principe décompose un problème de décision de N étapes à N sous-processus de décisions élémentaires sur une seule itération ;
- Le calcul des commandes optimales se fait de la décision finale U_{N+1} la décision initiale U_0 .

1.2.2 Formulation du problème de la commande optimale

C'est un problème très difficile à résoudre analytiquement pour les régimes dynamiques ; la plupart des travaux que nous connaissons se limite au cas statique pour la conception de la commande optimale.

1.2.3 Classement des problèmes de la commande optimale

On peut classer les fonctions objectives en deux critères physiques de performances : temps optimal et coût optimal. Evidemment, il existe des problèmes qui combinent les deux critères physiques de performances, et on parlera dans ce cas d'un problème de contrôle en temps et en coût optimal.

Dans certain problème de contrôle optimal, il peut s'avérer utile et efficace de s'intéresser tout d'abord au problème de minimisation du temps de transfert afin de pouvoir traiter correctement le problème de minimisation du coût. On comprend bien qu'une minimisation de la consommation d'énergie se doit de ne pas engendrer de temps de transfert prohibitif à l'égard du temps de transfert minimum [1].

1.2.4 Equation d'état du système

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état.

1.2.4.1 Equation d'état du système continu

Nous considérons le système linéaire décrit par les équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = A_s X_s + B_s U + B_{sv} V \\ Y = C_s^T X_s \end{cases} \quad (1.1)$$

X_s : vecteur d'état ;

U : vecteur de commande ;

V : vecteur de perturbation ;

A_s : matrice d'état ;

B_s : matrice de commande ;

C^T : matrice de sortie ;

1.2.4.2 Equation d'état échantillonné du système à régler

La figure (1.1) est la représentation schématique du système à régler où l'on tient compte, de l'influence de vecteur de perturbation (V).

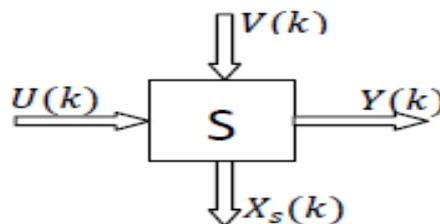


Figure 1.1 Représentation schématique du système à régler

On désignera l'instant d'échantillonnage par l'indice (k). Pour le système à régler, et le vecteur d'état $X_s(k)$ par un indice s.

Le système à régler avec l'influence de grandeurs de perturbation sont données par :

$$\begin{cases} \dot{X}(k+1) = A_s X_s(k) + B_s U(k) + B_{sv} V(k) \\ Y(k) = C_s X_s \end{cases} \quad (1.2)$$

Le système à régler 'S' complété par un régulateur discret 'R' et la différence entre le vecteur de consigne est $W(k)$.

Et, le vecteur de sortie $Y(k)$ donne l'écart de réglage :

$$e(k) = W(k) - Y(k) \quad (1.3)$$

Cet écart de réglage intervient sur le régulateur R.

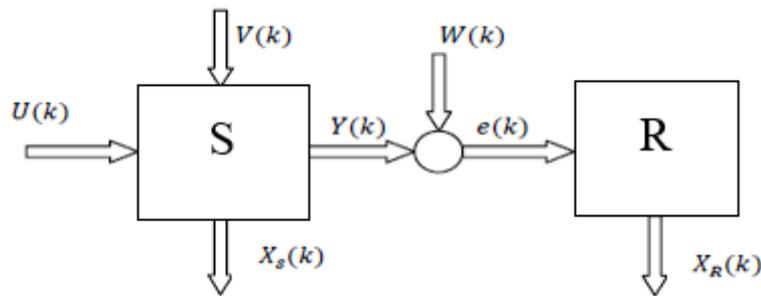


Figure 1.2 Représentation schématique du système à régler et du régulateur

Pour le régulateur discret distingué par l'indice R, on peut établir l'équation d'état aux différences suivante :

$$X_R(k+1) = A_s X_s(k) + B_R (W_k - Y_k) \quad (1.4)$$

La matrice A_s et le vecteur B_R du régulateur seront déterminés au paragraphe suivant ou l'on obtiendra également sa structure.

1.2.4.3.1 Equations d'état du système global

Il est possible de définir un système global composé du système à régler et du régulateur discret. Pour cela, on introduit le vecteur global :

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_s(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Ce vecteur d'état $X_s(k)$ inhérent au système à régler :

$$\begin{cases} \dot{X}(k+1) = A_s X_s(k) + B_s U(k) + B_{sv} V(k) \\ Y(k) = C_s X_s \end{cases} \quad (1.6)$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ B_R C_s & A_R \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix}; B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ B_R \end{bmatrix}; B_v = \begin{bmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; C = [C_s \quad 0] \quad (1.7)$$

Posons :

$$Z(k) = B_w W(k) + B_v V(k)$$

Donc :

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) + Z(k) \quad (1.8)$$

1.2.4.4 Critère de performance

Soit à maintenir une grandeur à sa valeur de référence avec la meilleure précision, une consommation de l'énergie minimale et une stabilisation durable. Il nous faudra donc exprimer cette idée et naturellement accepter peut être à privilégier la précision au détriment de la consommation d'énergie ou le contraire suivant les spécifications de la mission et le coût maximum des équipements, en un sens, il nous faudra pondérer la qualité souhaitée.

Pour déterminer la commande et la structure de réglage optimales, nous choisissons la minimisation d'un critère quadratique par l'application du principe l'optimalité de Bellman, qui satisfait les conditions pourtant sur :

- le comportement dynamique du système ;
- l'établissement du régime permanent ;
- le coût de la mise en œuvre ;
- la qualité du produit (robustesse et stabilité, ...).

Pour déterminer la commande et la structure de réglage optimales, nous choisissons la minimisation d'un critère quadratique par l'application du principe l'optimalité de Bellman.

Lors de l'influence de grandeurs de consigne, on doit modifier le critère d'intégrale. En effet, il est maintenant indispensable d'introduire le vecteur de l'écart de réglage.

$$e(k) = W(k) - Y(k) = W(k) - CX(k) \quad (1.9)$$

Où, le vecteur d'état $X(k)$ et la matrice C sont, respectivement, donnés par $X(k)$ et les matrices correspondantes.

En principe, on doit donc utiliser le critère d'intégrale

$$I = e^T(N)Q_e e(N) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k)Q_e e(k) + U^T R U(k)) \quad (1.10)$$

Le critère d'intégral qu'on utilisera par la suite doit être étendu à l'expression :

$$I = e^T(N)Q_e e(N) + X_R^T(X)Q_R X_R(N-1) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k)Q_e e(k) + X_R^T(X)Q_R X_R(k) U^T R U(k)) \quad (1.11)$$

Q_R, Q_e, R : Matrices de pondération du vecteur d'état, de la commande et du régulateur PI discret.

1.3 Commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander changent.

Les techniques de commande adaptative ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications, particulièrement, en asservissement des moteurs électriques (robots manipulateurs).

Il existe différents types de schémas destinés à assurer des performances acceptables quand les paramètres du procédé (machine-charge) sont inconnus ou varient dans le temps. Plusieurs approches ont été considérées pour le développement des stratégies de commandes adaptatives. Deux approches semblent être relativement simples à mettre en œuvre et qui sont les seules à être utilisées à ce jour en pratique. Il s'agit de la commande auto-ajustable et la commande adaptative à modèle de référence [2].

1.3.1 Différents topologies de la commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques destinées à ajuster automatiquement les paramètres du correcteur des systèmes de commande lorsque les caractéristiques du processus et les perturbations sont inconnues ou varient dans le temps. Son utilisation requiert la mesure d'un certain indice de performance qui est comparé à l'indice désiré. Suivant l'écart obtenu, le mécanisme d'adaptation (algorithme d'adaptation) modifie les paramètres du correcteur ajustable afin de maintenir l'indice de performance à la valeur désirée.

- **Commande adaptative avec modèle de référence**

La structure de commande adaptative avec modèle de référence est montrée par la figure (1.3), la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre la performance réelle et la performance désirée. Cette information est utilisée par d'autres variables telles que le vecteur de commande et la sortie réelle du procédé.

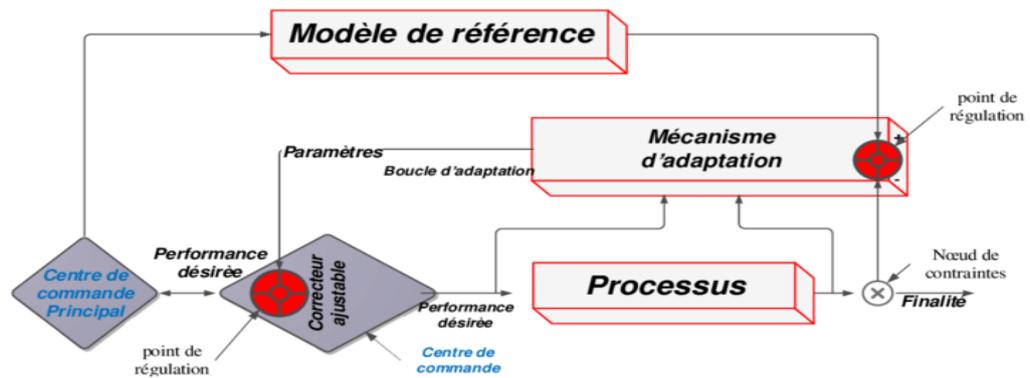


Figure 1.3 Structure de commande adaptative avec modèle de référence

- **Commande adaptative auto-ajustable**

La structure de la commande auto-ajustable est montrée à la figure (1.4), Le modèle du procédé servant pour le calcul est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du procédé. Pour estimer les paramètres du procédé à chaque instant on construit un prédicteur de la sortie du procédé et l'erreur de prédiction sert à adapter les paramètres du prédicteur. C'est ces paramètres qui, à chaque pas de calcul, sont utilisés pour le calcul du régulateur.

- **Commande adaptative à gain programme**

Cette méthode suppose que les non-linéarités sont connues, car il n'existe pas de correction pour compenser une programmation incorrecte (fonctionnement en boucle ouverte). Elle a cependant l'avantage d'ajuster rapidement les paramètres du correcteur lors de changements rapides de la dynamique du processus.

1.4 Commande par mode de glissement

1.4.1 Théorie de la commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à mode de glissement (sliding mode), est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

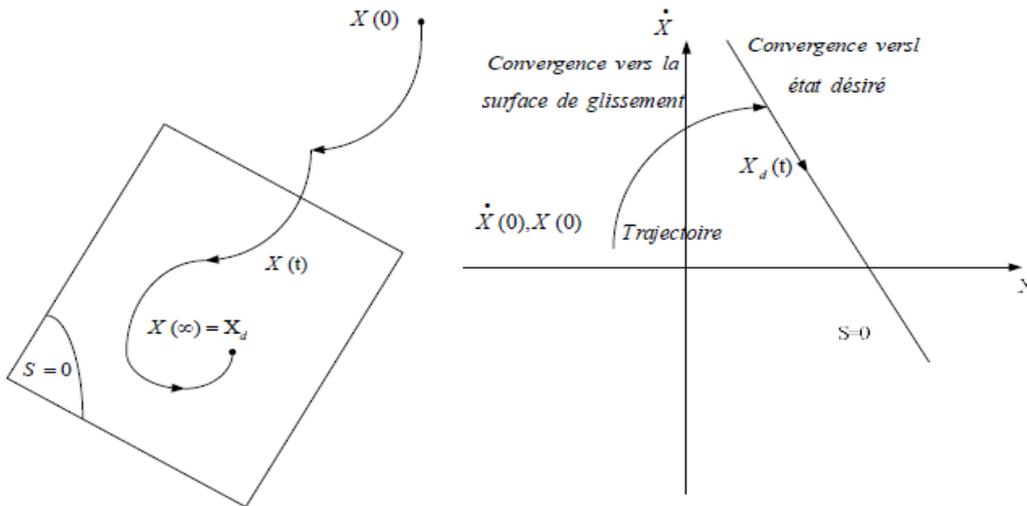


Figure 1.4 Convergence du système glissement

1.4.1.1 Régime glissement idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissement idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation $S(x)$.

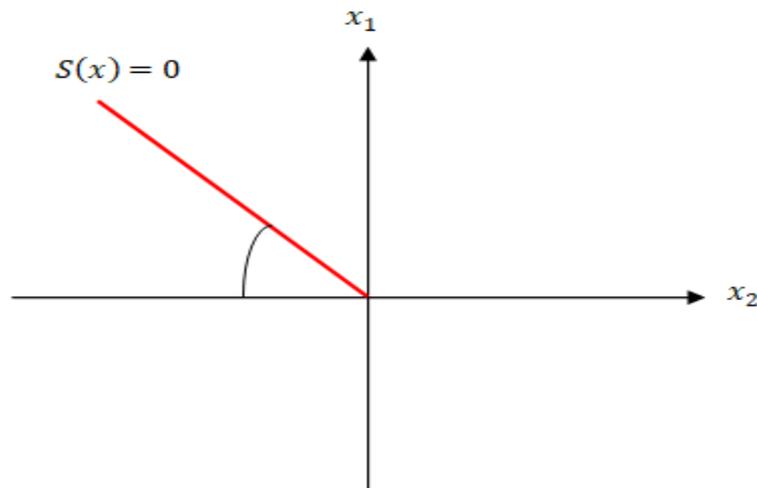


Figure 1.5 Glissement idéal

1.4.1.2 Régime glissement réel

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissement reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

1.4.2 Principe de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissement ;
- Détermination de la loi de commande.

1.4.3 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (1.13)$$

Où $[X] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, et $[X] \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, avec $n > m$. Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande (U). Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence X^* plusieurs travaux proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma\right)^{r-1} e(x) \quad (1.14)$$

Où :

γ : est un gain positif ;

$e(x) = X - X^*$: est l'écart de la variable à réguler ;

r : est le degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande $\frac{ds}{dU} \neq 0$ assurant la contrôlabilité soient :

- Pour $r = 1$ donc $S(x) = e(x)$
- Pour $r = 2$ donc $S(x) = \gamma_x e(x) + \dot{e}(x)$
- Pour $r = 3$ donc $S(x) = S(x) = \gamma_x^2 e(x) + 2\gamma_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain γ et c'est l'objectif de la commande.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r .

1.5 Commande PID classique

Ce type de régulateur est le plus utilisé en industrie. Mais, l'ajustement des paramètres (K_p , K_i et K_d) est effectué grâce à un modèle nominal donc ne peut gérer que les systèmes à une seule entrée et une seule sortie (Single Input and Single Output 'SISO'). Alors les performances sont grandement liées au point de fonctionnement et de son éloignement par rapport au point nominal.

$$PI(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_p + K_i + \frac{1}{p} K_d \quad (1.12)$$

Le régulateur PID n'étant pas intrinsèquement robuste par rapport aux variations paramétriques, de nombreuses méthodes furent mises au point pour le rendre moins sensible et mieux choisir les coefficients. Cependant, l'utilisation de ces méthodes requiert des outils mathématiques avancés ou du temps de calcul faisant disparaître les avantages cités précédemment. Les trois coefficients disponibles ne sont pas suffisants pour souvent pris en compte les dynamiques plus rapides négligées en première approche (actionneur, convertisseur...). Enfin, pour une commande robuste, l'avantage tiré d'une méthode simple et connue est perdu par la nécessité d'avoir un expert pour trouver le bon compromis afin de tenir compte de tous les éléments.

1.6 Représentation d'état

La représentation d'état développée dans les années 60 représente un système sous forme d'équations différentielles matricielles du premier ordre. A partir d'un vecteur de variables de base dont la valeur initiale est connue, appelée variable d'état, avec un vecteur d'entrée défini tout au long du temps, la représentation d'état est en mesure de fournir une valeur de ces variables pour n'importe quel instant postérieur. Un système linéaire se trouve représenté par la figure (1.6) où $U \in R^q$ est le vecteur d'entrée, $X \in R^n$ est le vecteur d'état, $y \in R^m$ est le vecteur de sortie, $A \in R^{n \times n}$ est appelé matrice d'évolution dynamique, $C \in R^{m \times n}$ est la matrice des q entrées de commande agissant sur les n variables d'état, $C \in R^{m \times n}$ est la matrice de mesure et $D \in R^{m \times q}$ la matrice de transmission directe.

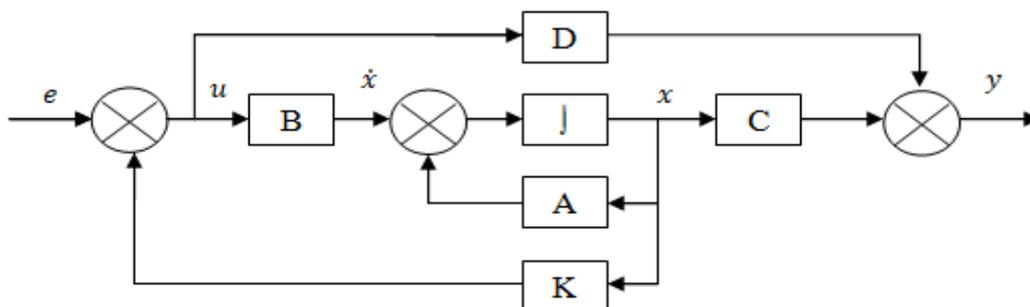


Figure 1.6 Forme standard d'un retour d'état

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (1.13)$$

Cette représentation apporte une forme standard des systèmes et autorise la création de méthode générique que ce soit pour la commande ou l'observation des variables.

Reposant sur des équations différentielles du premier ordre, l'informatique moderne a la capacité de les résoudre quelque soit les dimensions et ainsi de permettre simplement la simulation sur calculateur numérique. Par la suite, les commandes ou observateurs proposés utiliseront presque tous, cette représentation.

1.7 Commande par retour d'état

La commande par retour d'état, inventée à la suite de la représentation d'état, utilise tous les états du système au travers d'un régulateur proportionnel. En supposant que l'état est entièrement mesurable et commandable, le régulateur par retour d'état est de la forme (1.14) et suit le schéma de la Figure (1.6). Contrairement au contrôle classique, la commande appliquée au système dépend de la dynamique de toutes les variables et non d'une seule. Cela permettra par un régulateur simple de régler toutes les dynamiques.

$$u = -K^t x \quad (1.14)$$

A partir de cette structure, quatre méthodes peuvent définir les valeurs de la matrice de gain K :

- Les placements de pôles. Ils déterminent la matrice K et la dynamique du système en boucle fermée ($A - BK^t$) à partir des positions désirées des pôles. Un placement des vecteurs propres peut s'ajouter pour mieux caractériser le comportement du système ;
- Les minimisations de critère (LQ). Elle règle le contrôleur par rapport à un critère à minimiser (performance, énergie...);
- Le contrôle robuste établit un régulateur, afin que celui-ci respecte des contraintes en stabilité et en performance par rapport aux incertitudes du système.

1.7.1 Placement de pôles

Le placement de pôles consiste à déterminer la valeur des gains d'un contrôleur afin de placer tout ou une partie des pôles du système en boucle fermée suivant la dynamique choisie par le concepteur. Un placement partiel des pôles peut se faire par un contrôle de sortie (uniquement avec les sorties mesurées). Par contre, un placement total implique une commande par retour d'état et impose la mesure de toutes les variables d'état du système. En reprenant le contrôleur par retour d'état défini en Figure (1.7), l'équation de la commande devient :

$$u = K^t X + e \quad (1.15)$$

$$\dot{X} = (A - BK^t)X + Be \quad (1.16)$$

Ceci montre qu'en boucle fermée, les pôles sont déplacés par la matrice K au travers de la matrice d'entrée B produisant ainsi la dynamique désirée.

Dans le cadre d'une commande robuste, si les coefficients de A (paramètres du système) varient, les pôles en boucle fermée varieront. Ce problème est largement traité dans la littérature. Une des méthodes les plus récentes utilise le concept d'inégalités matricielles linéaires (*LMI*) pour décrire la région possible de placement des pôles sous les incertitudes paramétriques programmées, elle est utilisée dans. Bien entendu, ces méthodes de résolution sont complexes, utilisent des algorithmes coûteux en temps de calcul et délicat à mettre en œuvre.

1.8 Régulateur LQ

Le schéma de commande et le système standard restent ceux présentés par la Figure (1.7). Cette synthèse consiste à trouver la matrice de gain K minimisant le critère quadratique (1.17) pondérant à la fois la commande et l'état.

$$J = \int_0^{\infty} (x^t Q_c x + u^t R_c u) dt \quad (1.17)$$

Cette équation est caractéristique d'une commande *LQ* à horizon libre. Le problème de la régulation finie des systèmes linéaires avec un critère quadratique n'est pas abordé dans ce manuscrit. En effet, la régulation de vitesse se déroule dans des plages de temps où celui-ci peut être considéré comme infini.

Le choix des matrices de pondération Q_c et R_c a une grande influence sur le comportement du système. En effet, ces matrices modifiant la valeur des gains K modifient aussi la valeur des pôles. La solution en régime permanent se déduit par l'équation algébrique de Riccati où P_c est la solution de cette équation.

$$A^t P_c + P_c A - P_c B R_c^{-1} B^t P_c + Q_c = 0 \quad (1.18)$$

Les analyses théoriques des régulateurs fournies par la commande *LQ* prouvent que ceux-ci peuvent être utilisés pour une commande robuste. En effet, par définition, les marges de gain et de phase sont comprises dans les intervalles, définis ainsi :

- Marge de gain $\in [0.5 ; \infty] db$
- Marge de phase $\in [60 ; 180]^\circ$

Ces marges confortables permettent d'accepter des variations du système à priori plus large qu'avec une synthèse par placement de pôles standard où les marges ne sont pas garanties. Évidemment, ce régulateur n'étant pas déterminé intrinsèquement avec les variations, sa stabilité dans les cas extrêmes doit être vérifiée.

1.9 Commande robuste

La robustesse d'un système est sa capacité à rester insensible aux variations de celui-ci. Peu de systèmes, hormis ceux à très lente évolution, ont cette caractéristique de manière naturelle. Elle doit être ajoutée par la commande en tenant compte de ces éléments perturbateurs, dès la synthèse, pour garantir la stabilité et des performances fixes.

Un grand nombre d'approches existent s'appuyant sur des concepts mathématiques et des modèles plus ou moins dissociés.

1.10 Conclusion

Ce premier chapitre est réservé, essentiellement, aux rappels de notions sur différents techniques de commandes appliquées au système industriel.

Le problème de l'influence de la variation paramétrique du dispositif à régler sont discutés. Et des notions de commandes dites robustes sont industriels brièvement.

CHAPITRE 2

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE

2.1 Introduction

Le moteur asynchrone est d'une complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Cette interaction électromagnétique n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

Dans ce qui suit, on présente succinctement le principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasé (MAS à cage), puis on s'intéressera à sa modélisation pour élaborer un modèle mathématique triphasé reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire et en régime permanent.

2.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Les courants statoriques de pulsation créent un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme N_s et qui a la même fréquence que le courant statorique. Ce champ traverse le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices "f.e.m". Ces f.e.m produisent des courants car le bobinage du rotor est en court-circuit. L'action des courants sur le champ tournant qui les a induits (d'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent à la cause qui leurs à donner naissance) crée le couple. Ce moteur est souvent appelé machine à induction.

Si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme (N_s), soit aussi rapidement que le champ tournant, le champ à travers chaque bobine rotorique est constant. Les f.e.m induites n'existent plus au rotor et donc ni courant ni couple. Il faut donc que vitesse de rotation du rotor N_r diffère de la vitesse de synchronisme N_s pour qu'il y ait un couple d'où le nom de machine asynchrone.

Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux vitesses ; il s'agit du glissement g , [3] défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (2.1)$$

2.2.1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- ✓ L'effet d'encoche est négligeable ;
- ✓ Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale ;
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau. Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :
 - L'additivité des flux et la constance des inductances propres ;
 - La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

2.3 Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la Figure (2.1). Elle comprend six (6) enroulements. Le stator de la machine est formé de trois (3) enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés de 120° , dans l'espace. Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

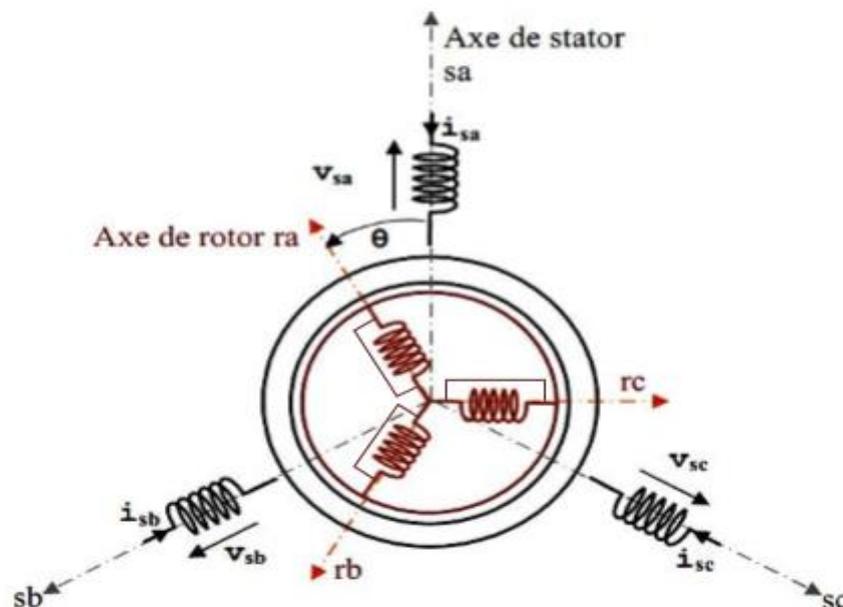


Figure 2.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Et, leur comportement se traduit par les trois types d'équations:

- ✓ équations électriques ;
- ✓ équations magnétiques ;
- ✓ équations mécaniques ;

2.3.1 Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages.

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (2.2)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (2.3)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.3.2 Equations magnétiques

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (2.6)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (2.7)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine ne font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

Les matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ deviennent :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

En introduisant les équations (2.6) et (2.7) dans (2.2) et (2.3), on obtient le système d'équations suivant :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (2.10)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_s] \} \quad (2.11)$$

2.3.3 Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - kf\Omega \tag{2.12}$$

kf : Coefficient de frottement ;

Ω : vitesse mécanique du moteur ;

C_e : Couple électromagnétique moteur de la machine;

C_r : Couple résistant (charge).

2.4 Transformation de Park

2.4.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les l'axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs (d_s, et q_s), dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure (2.2)

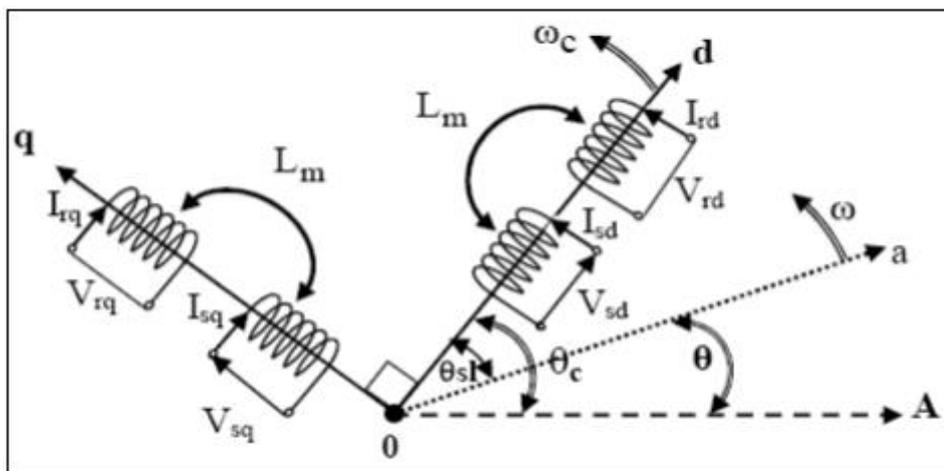


Figure 2.2 Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Soit,

$$[V_{odq}] = [P][V_{abc}] ; \text{de même } [I_{odq}] = [P][I_{abc}] ; [\phi_{odq}] = [P][\phi_{abc}]$$

De même, pour la transformée inverse:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Soit,

$$[V_{abc}] = [P^{-1}][V_{0dq}] \quad (2.15)$$

La composante homopolaire (V_0) dans un système équilibré est nulle.

L'angle θ qui sert à la transformation de Park est à priori quelconque. Il dépend du choix du référentiel.

2.4.2 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

2.4.2.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (2.2), (2.3), le nouveau système d'équations devient :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_c \\ w_c & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_{sl} \\ w_{sl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.4.2.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

On utilise encore la transformation de Park dans les relations (2.6), (2.7), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

2.4.2.3 Equations des tensions

Nous devons remplacer les flux par leurs expressions en fonction des courants ; en utilisant (2.18) et (2.19), le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère d'axe (d, q) sera donné sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & -L_s w_c & L_m(d/dt) & -L_m w_c \\ L_s w_c & m & L_m w_c & L_m(d/dt) \\ L_m(d/dt) & -L_m w_c & n & -L_r w_{sl} \\ L_m w_{sl} & L_m(d/dt) & L_r w_{sl} & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Où

$$m = R_s + L_s(d/dt) ; n = R_r + L_r(d/dt)$$

2.4.2.4 Choix du référentiel

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Il existe trois choix importants ; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant.

2.4.2.5 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. Dans ces conditions, nous avons :

$$\frac{d\theta_c}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (2.21)$$

Les grandeurs dans ce référentiel sont sinusoïdales, de pulsation égale à la pulsation statorique. Donc, les problèmes de détermination de l'angle de la transformation de Park ne se posent plus, et par conséquent, la transformation triphasée -diphasée est linéaire.

2.4.2.6 Référentiel immobile par rapport au rotor

Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega \quad (2.22)$$

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au champ tournant pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs d'entrée-sortie est continués. Ce repère permet d'obtenir une expression scalaire du couple électromagnétique en analogie avec le couple des machines à courant continu [5].

2.4.2.7 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (2.23)$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_J = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (2.24)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (2.25)$$

- Puissance mécanique:

$$P_{mec} = w(I_{dr} \cdot \phi_{qr} - I_{qr} \cdot \phi_{dr}) \quad (2.26)$$

Or, la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{w} \quad \text{tel que : } \Omega = \frac{w}{p} \quad (2.27)$$

Où,

Ω : vitesse de rotation mécanique du rotor [tr/min] ;

w : vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s] ;

Donc, on tire l'expression scalaire du couple :

$$C_e = p(I_{sq} \cdot \phi_{sd} - I_{sd} \cdot \phi_{sq}) \quad (2.28)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (I_{sq} \cdot \phi_{rd} - I_{sd} \cdot \phi_{rq}) \quad (2.29)$$

$$C_e = p L_m (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (2.30)$$

Ces relations mettent en évidence que le couple résulte de l'interaction de composantes de courants statoriques et rotoriques en quadrature.

2.5 Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état

La représentation d'état est un outil utile pour la description des systèmes, pour leur analyse, et pour la synthèse de lois de commande sophistiquée. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. Les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures, mais aussi de l'état énergétique de l'instant. La représentation d'état du moteur asynchrone dépend du repère choisi (α, β) ou (d, q), et du choix des variables d'états pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d, q) car c'est la solution la plus générale et la plus complexe, le repère (α, β), n'étant qu'un cas particulier. L'utilisation du repère (d, q) implique la connaissance exacte de la position de ce repère.

2.5.1 Modèle de la machine dans le plan (α, β)

Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation. Dans un référentiel (α, β) fixe au stator ($W_c = 0$), le modèle du moteur asynchrone dans un repère fixe (de Concordia) est défini par le système non linéaire d'ordre 5, suivant:

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad W_r]^T ; \quad u = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad T_L]^T ; \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad W_r]^T \quad (2.31)$$

Après calcul et simplification de la relation des flux, le modèle non-linéaire du moteur asynchrone alimenté en tension dans un repère stationnaire est de la forme suivante [6].

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B \cdot u \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -ai_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + P\Omega K \phi_{r\alpha} \\ -ai_{s\beta} - P\Omega K \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ P^2 \frac{M}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_c}{J} W_r \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T$$

$$\text{Et ; } T_r = \frac{R_r}{L_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad a = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2})$$

Le modèle d'état de la machine asynchrone est celui d'un système multi-variable non linéaire, avec comme entrées les tensions statoriques $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ et le couple de charge (considéré comme une perturbation extérieure), et comme variables d'état les flux $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$ et les courants statoriques, ainsi que la pulsation rotorique. Le vecteur de sortie est composé des courants statoriques et de la pulsation rotorique. Le choix des courants statoriques dans le vecteur de sortie est justifié par le fait qu'ils sont accessibles par la mesure.

2.5.2 Modèle de la machine asynchrone dans un repère tournant (d,q)

Dans un référentiel (d,q) tournant à une vitesse de synchronisme, le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non-linéaire d'ordre 5, donné par la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{W}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a i_{sd} + W_s i_{qs} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + W_r K \phi_{rq} \\ -W_s i_{sd} - a i_{qs} - W_r K \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} - (W_s - W_r) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} + (W_s - W_r) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ P^2 \frac{M}{J_m L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f_c}{J_m} W_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Avec :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad W_r]^T ; \quad u = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad T_L]^T ; \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad W_r]^T$$

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone. C'est le modèle utilisé pour la conception d'une stratégie de commande du moteur. Les équations du modèle d'état du moteur asynchrone contiennent des termes non-linéaires.

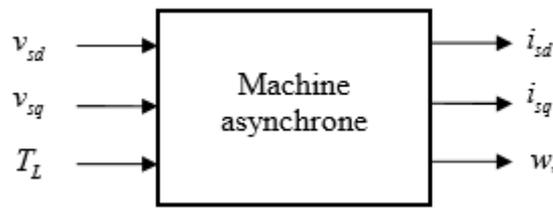


Figure 2.3 Entrées/sorties du modèle biphasé la MAS dans un repère tournant d,q

La cinquième équation présente de plus, un couplage dû au produit croisé de courants, ce qui rend le moteur asynchrone difficile à régler sinon ne fait pas sans passer par des simplifications. Une simplification du modèle du moteur, consiste à faire le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

2.5.3 Modèle de la machine en vue de l'observation

Dans la plupart des applications industrielles de la machine asynchrone, l'information sur le flux rotorique, nécessaire dans le système d'entraînement de la machine, n'est pas disponible par mesure; l'observation est une option pour remédier à ce problème. Le modèle de la machine utilisé pour l'observation peut être simplifié à un modèle non-linéaire d'ordre 4 en prenant la vitesse, qu'on suppose la connaître par mesure, comme un paramètre variable. Le vecteur d'état est le suivant [6]:

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad W_r]^T \quad (2.36)$$

Le plan fixe (α, β) , est préféré pour l'élaboration d'un modèle d'observation du moteur asynchrone pour sa simplicité (contrairement au plan (d, q) , il ne contient pas de rotation).

Le modèle d'état du moteur asynchrone en vue de l'observation est obtenu à partir de l'équation (2.37);

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & 0 & \frac{K}{T_r} & PK\Omega \\ 0 & -a & -PK\Omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{K}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -P\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & P\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Dans cette représentation, on peut remarquer que la matrice d'état est en fonction seulement de la pulsation rotorique Ω . Cette représentation d'état peut donc s'écrire sous une forme plus simple ;

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\Omega).x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (2.38)$$

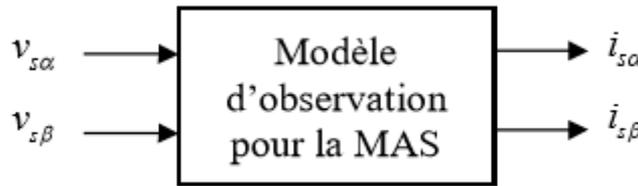


Figure 2.4 Entrées/sorties du modèle d'observation de la machine asynchrone

Dans le cas d'une étude de l'observation d'état, les sorties doivent être connues par la mesure. Pour le modèle de la machine, les courants statoriques mesurés sont les éléments du vecteur de sortie ; $y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$.

2.5.4 Modèle de la machine en notation complexe

La représentation dans le repère tournant dq (équation 2.35) a été menée entièrement en notation matricielle, cette notation sera la plus utilisée par la suite dans les problèmes d'observation et de la commande de la machine asynchrone. Néanmoins une autre notation courante est la notation complexe qui permet d'obtenir des équations très condensées. Le vecteur d'état est défini par;

$$X_i = \begin{bmatrix} X_{i\alpha} \\ X_{i\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Ou ; X : désigne des composantes biphasées de courants ou de flux,

$i = r, s$: désignent, respectivement, les grandeurs rotorique ou statorique respectivement.

La représentation complexe d'un vecteur est ; $X_i = X_{i\alpha} + jX_{i\beta}$, avec j est la grandeur complexe habituelle .On obtient donc;

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta} \\ I_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \\ U_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \end{cases} \quad (2.40)$$

La forme condensée du modèle d'état du moteur asynchrone est donnée par ;

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_r = -(a + j(W_k - W_r))\phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_s \\ \frac{d}{dt} I_s = \frac{L_m}{b} (a - jw_r)\phi_r - (a + jw_k)I_s + \frac{1}{\sigma L_s} U_s \\ \frac{d}{dt} W_r = P^2 \frac{L_m}{jL_r} I_M(I_s \phi_r^*) - P \frac{T_L}{j} \end{cases} \quad (2.41)$$

Avec ;

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) ; \text{ et } b = \sigma L_s L_s L_r$$

Remarque : ne pas confondre ces deux coefficients *a* et *b* avec les trois indices a, b, c des repères triphasé statorique et rotorique. Sachant que dans le modèle condensé du MAS donné par l'équation (2.20), la matrice d'état A est en fonction de deux pulsations ; la pulsation rotorique et la pulsation w_k liée à un repère arbitraire (lié au choix du repère tournant et non au modèle du moteur lui-même), on peut déduire que la matrice d'état est en fonction de la pulsation angulaire w_r . Ainsi, on peut définir une représentation d'état du MAS sous la forme suivante;

$$\frac{d}{dt} X = A(W_r).X + B.U_s \quad (2.42)$$

$$I_s = C.X \quad (2.43)$$

Le vecteur d'état comporte les deux composantes du flux rotorique et les deux composantes des courants statoriques. Cette écriture est une simplification de la représentation d'état d'un système non-linéaire qui s'écrit généralement de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x).x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (2.44)$$

Avec ; A : la matrice d'état, B: le vecteur de commande, et C: le vecteur de sortie.

Si on choisit un vecteur d'état; $X = [I_s \quad \phi_s]$ on obtient la représentation d'état suivante;

$$A = \begin{bmatrix} -(a + j(W_k - W_r)) & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{b} (\frac{1}{T_r} - j.w_r) & -(a + j.W_r) \end{bmatrix} ;$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \sigma L_s \end{bmatrix} ; \quad C = [0 \quad 1]$$

La représentation d'état des systèmes n'est pas unique. En choisissant un autre vecteur d'état :

$X = [\phi_s \quad I_s]$, on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -(a + j \cdot W_k) & \frac{L_m}{b} (\frac{1}{T_r} - j \cdot W_r) \\ \frac{L_m}{T_r} & -(a + j(W_k - W_r)) \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [1 \quad 0].$$

2.6 Alimentation avec un onduleur

L'alimentation de la machine dans la modélisation précédente se fait à travers une source de tension sinusoïdale équilibrée (donc avec un démarrage direct). Dans la suite de notre étude, on l'alimente à partir d'un onduleur de tension, l'onduleur alimente le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale qui permettent de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

2.6.1 Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou thyristors pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (2.5).

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o. Pour qu'elles soient identiques à 1/3 période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de 1/3 période sur le précédent [7].

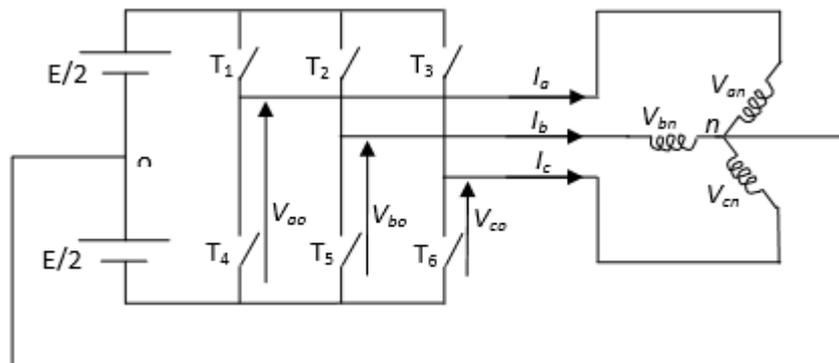


Figure 2.5 Schéma d'un onduleur de tension triphasée

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.44)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = 1/3[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = 1/3[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.45)$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.48)$$

Donc, on peut déduire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.49)$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées, on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.50)$$

Ce système d'équations peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

2.6.2 Onduleur de tension MLI à hystérésis

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée.

Ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Cette association est la plus indiquée. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies des convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

2.6.2.1 Principe général

Il consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de crêteaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmoniques générés à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux.

Le premier qui est appelé signal de référence V_{ref} représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{por} , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [8].

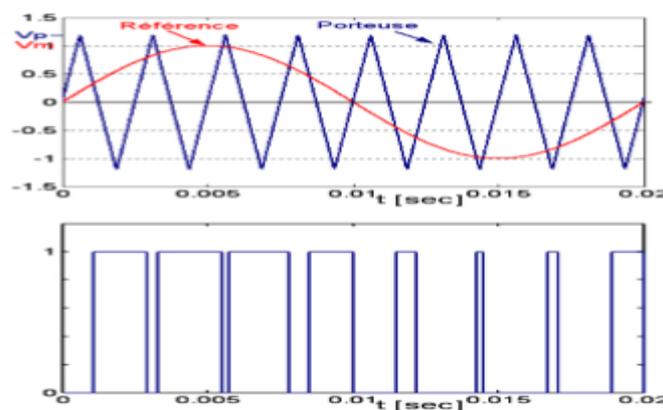


Figure 2.6 Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutations des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si les fréquences est un multiple de trois.

$$f_{porteuse} = (3) f_{référence} \quad (2.52)$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres :

L'indice de réglage qui permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$r = \frac{V_r}{V_p} \tag{2.53}$$

V_r : Valeur maximale de la tension de référence ;

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

Et, l'indice de modulation

$$m = \frac{f_p}{f_r} \tag{2.54}$$

Où, f_p : fréquence de la porteuse. f_r : fréquence de la référence.

2.7 Résultats de simulation

Les courbes de la figure (2.7) représentent les résultats des simulations du model de la MAS dans le référentiel liée au stator pour un démarrage à vide. L'examen de ce courbe permet d'avoir un temps de stabilisation de (0.25s) de toute les grandeurs. La vitesse en régime permanent ce stabilise à (157rad/s) ; au démarrage à vide, le couple et le frottement pulsatoire

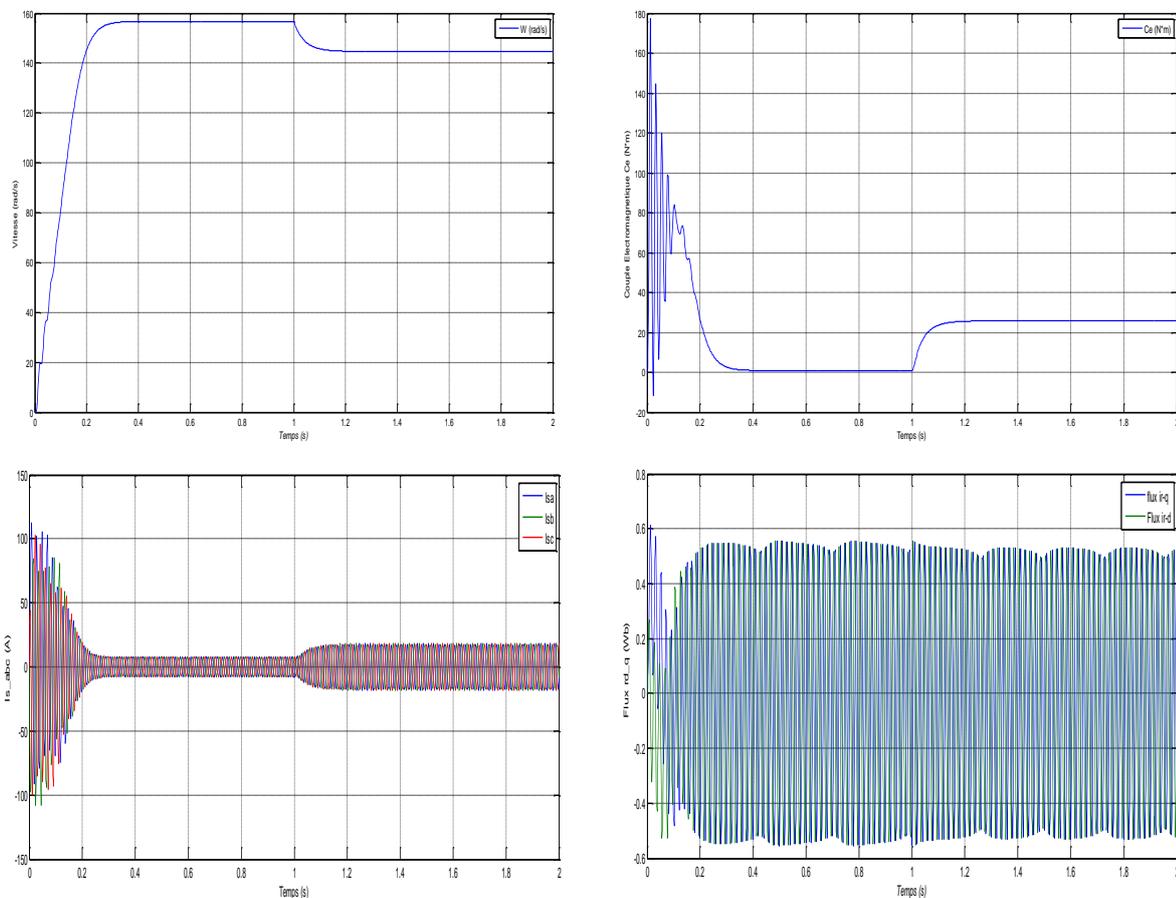


Figure (2.7) Résultats de simulations du model de la MAS

Figure (2.7) comportement de la machine asynchrone triphasée ; démarrage à vide puis application d'une charge nominale de 20 Nm à $t=1s$ ensuite, à l'instant $t = 1s$ en charge le moteur avec un couple nominale vaut 20Nm, ce qui entraine un appel de courant, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple électromagnétique qui tend vers le couple de démarrage.

2.7.1 Simulation de l'association MAS avec l'onduleur

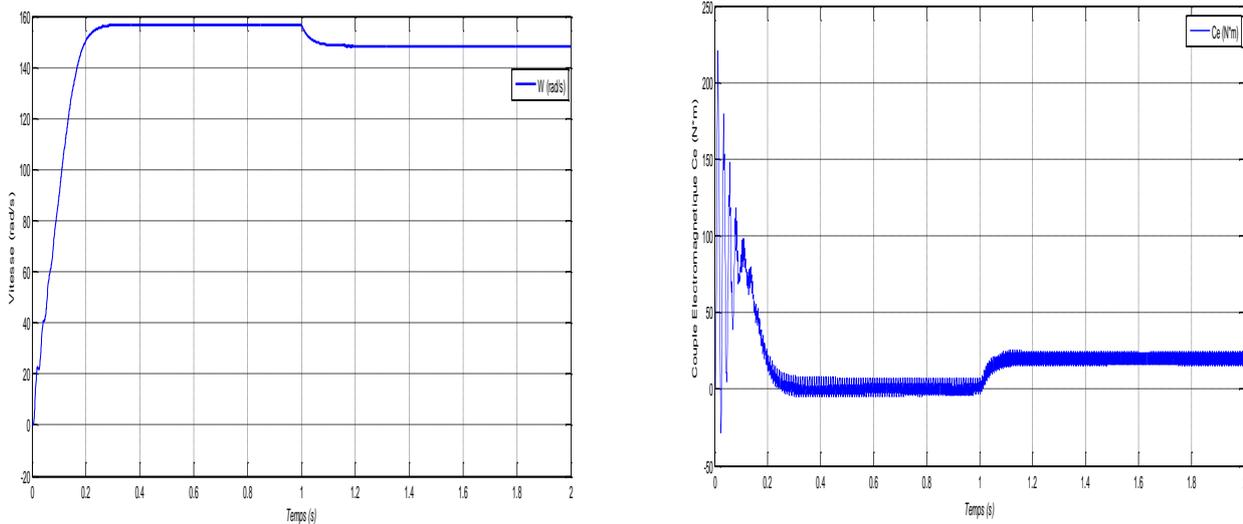


Figure 2.8 Fonctionnement à vide avec une variation de la charge.

2.8 Commande vectorielle de la machine asynchrone

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des commandes des machines asynchrones aussi performantes que celles des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable.

Le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur, le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, le collecteur mécanique prohibe leur utilisation dans des conditions difficiles. Pour cette raison la machine à courant continu est remplacée par des machines à courant alternatif. Néanmoins, le couplage entre les flux les rend difficilement commandables. En plus le régime transitoire de cette machine dépend de plusieurs grandeurs reliées entre elles d'une manière non linéaire.

Le modèle de Park permet certaines simplifications. En effet, un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la MAS. Ce repère particulier, peut être orienté sur le flux rotorique, sur le flux statorique ou sur le flux d'entrefer.

2.8.1 Principe de la commande par flux orienté

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre le variable interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse

ou la position. Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas assurer des performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissance de cette quantité a priori.

En 1971, *Blaschke a* proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, dans le schéma de principe est illustré par la figure (2.9).

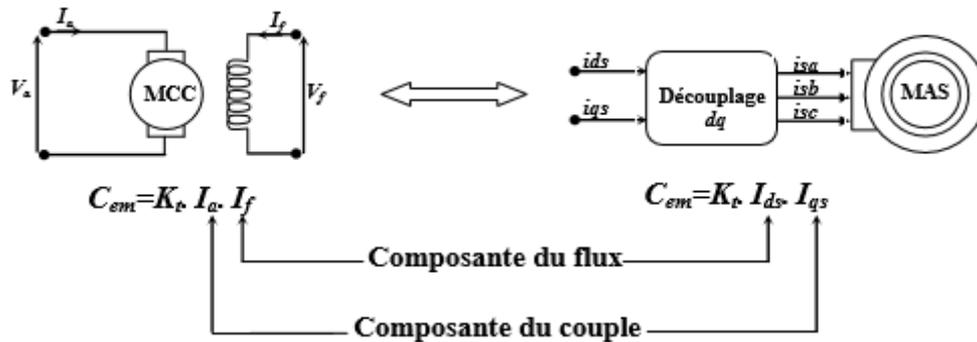


Figure 2.9 schéma de principe du découplage pour la MAS et analogie avec la MCC

La commande d'une MCC est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une MAS est beaucoup plus difficile car il faut piloter trois grandeurs, deux courants ou deux tensions statoriques et la fréquence de ces signaux.

D'après la proposition de Blaschke, on peut maîtriser ces difficultés en introduisant des coordonnées de champ, la dynamique d'une MAS sera ramenée à celle d'une MCC.

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et quelque soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant induit peut l'être.

En contrepartie, dans une MAS, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une MCC, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et en développant des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des MAS [9].

2.8.2 Orientation du flux rotorique

On dissocie le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique (figure 2.10).

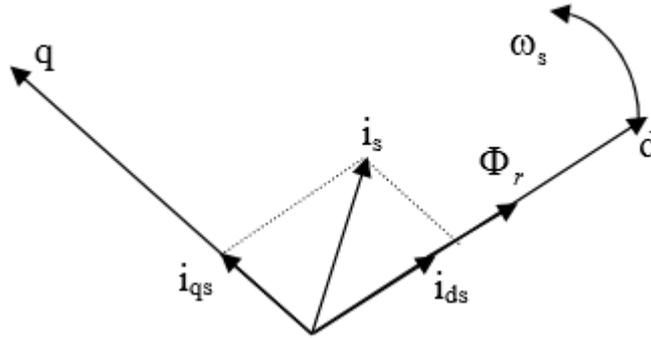


Figure 2.10 Orientation du flux rotorique.

Ainsi, en agissant sur les variables i_{ds} et i_{qs} , les grandeurs ϕ_r et C_{em} sont commandées séparément. Cela se traduit par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.55)$$

Le modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique s'écrit :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M i_{ds} - \phi_r}{T_r}, \quad C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs}, \quad w_{sg} = \frac{M i_{qs}}{T_r \phi_r} \quad (2.56)$$

A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant i_{qs} [10].

2.8.3 Bloc de découplage

En reprenant la description de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère lié au champ tournant et en réécrivant le système d'équation (2.56) de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{M} (T_r \phi_r i_{qs} \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^*) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \phi_r^*} \\ w_{sg}^* = \frac{M i_{qs}^*}{T_r \phi_r^*} \end{cases} \quad (2.57)$$

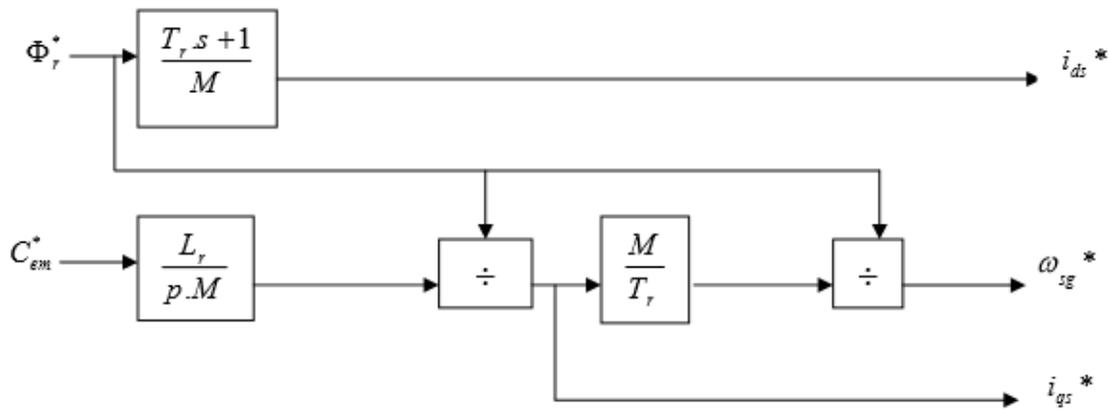


Figure 2.11 Structure de commande par flux orienté

La figure (2.12) donne le schéma bloc de découplage par orientation du flux rotorique. Nous réalisons la commande découplée suivante :

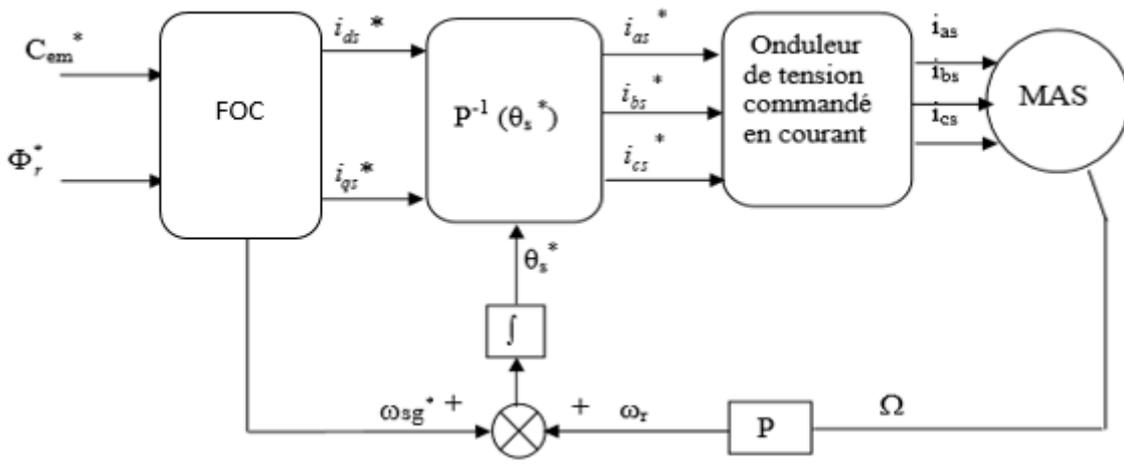


Figure 2.12 Schéma de découplage par orientation du flux rotorique

2.8.4 Commande vectoriel indirect

Cette méthode n'exige par l'utilisation d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor, elle permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le contrôle du module de Flux par réaction. Les équations de la machine dans le repère rotor sont données par le système d'équations suivant :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs} \tag{2.58}$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M i_{ds} - \phi_r}{T_r} \tag{2.59}$$

$$\omega_{sg} = \frac{M i_{qs}}{T_r \phi_r} \tag{2.60}$$

2.8.5 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence correspondante. Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence correspondante. L'équation mécanique donne:

$$\frac{\Omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{1}{kf + Js} \quad (2.61)$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient:

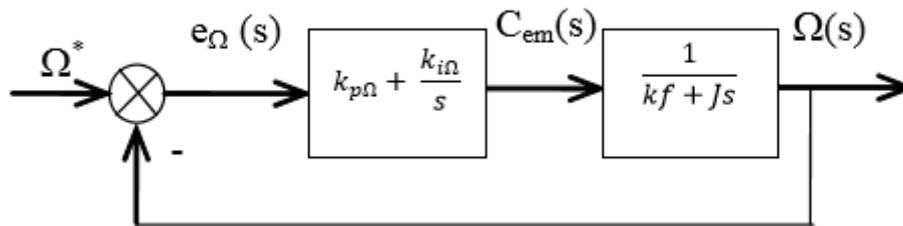


Figure 2.13 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, est calculée à partir du schéma précédent, et elle est donnée par:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{(K_{pΩ}s + K_{iΩ})\frac{1}{J}}{P(s)} \quad (2.62)$$

L'équation caractéristique $P(s)$ est:

$$P(s) = s^2 + \frac{kf + K_{pΩ}}{J}s + \frac{K_{iΩ}}{J} = 0 \quad (2.63)$$

En imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \sigma(-1 \pm J)$, en boucle fermée et, par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on arrive à:

$$K_{iΩ} = 2J\sigma^2 \quad \text{et} \quad K_{pΩ} = 2\sigma J - f \quad (2.64)$$

2.9 Résultat de simulation

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variées à savoir la variation de la vitesse et de la charge. Les résultats de simulation ont été effectués pour trois tests:

- Dans le premier test nous avons varié la vitesse de rotation ($W_{ref} = 1000, 1600, 1000$ tr/s).
- Dans le deuxième test nous avons inversé la vitesse de rotation de (1400 tr/s à -1400 tr/s).
- Dans le 3ème s'agit de l'application d'une charge perturbatrice de (20N.m) à l'instant 3 (s).

La vitesse de référence est atteinte au bout de (t=3s) et l'application d'un couple de charge n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

2.9.1 Test de robustesse à la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($W_{ref}=1000, 1600, 1000$ tr/s) de la Figure.(2.14) montre que cette variation de la vitesse. On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre.

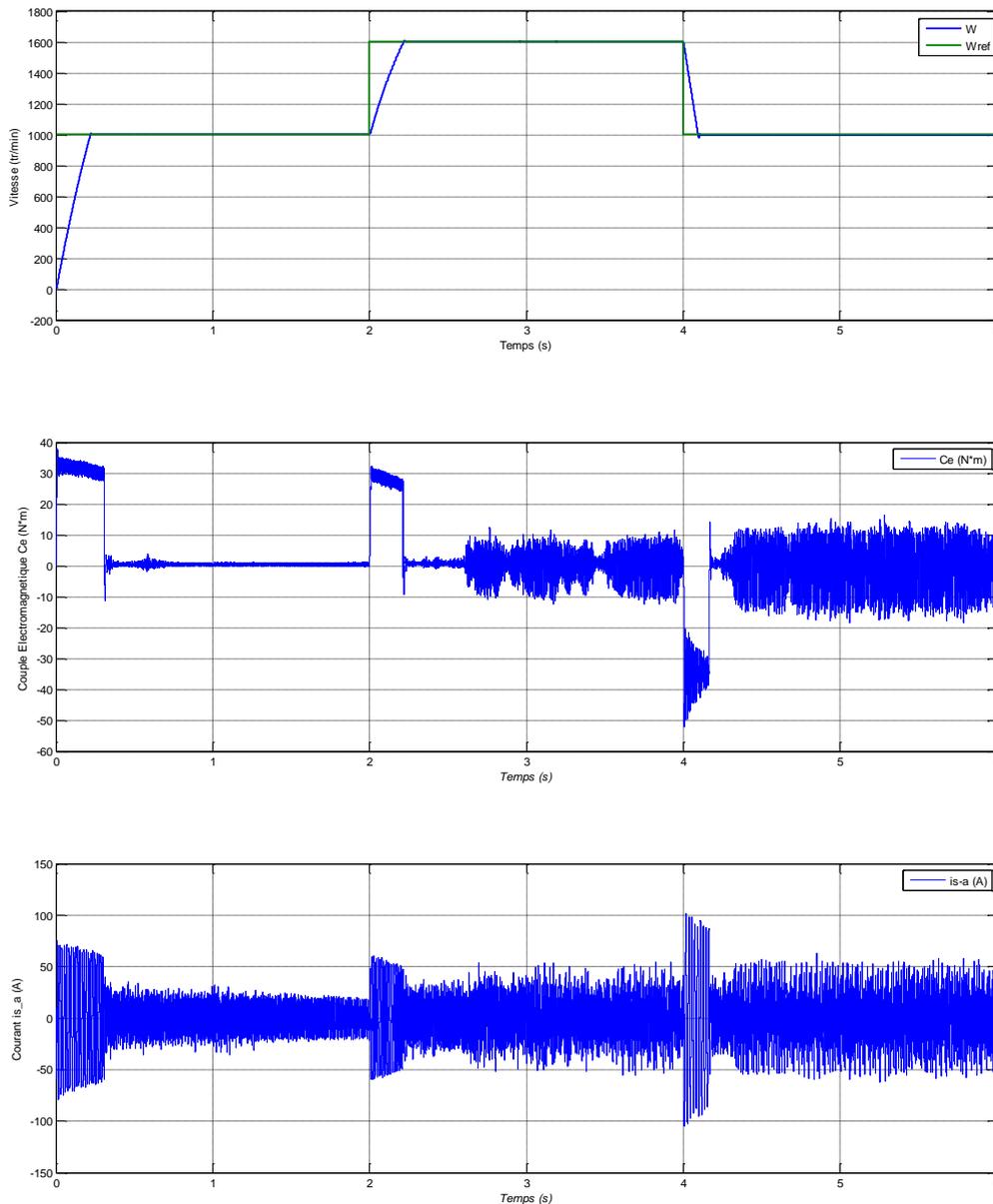


Figure 2.14 variation de la vitesse de référence

2.9.2. Test de robustesse à l'inversion de la vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (1400 tr/s à -1400 tr/s) avec une charge nominale, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne

avec un même temps de réponse et une erreur nulle. Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre.

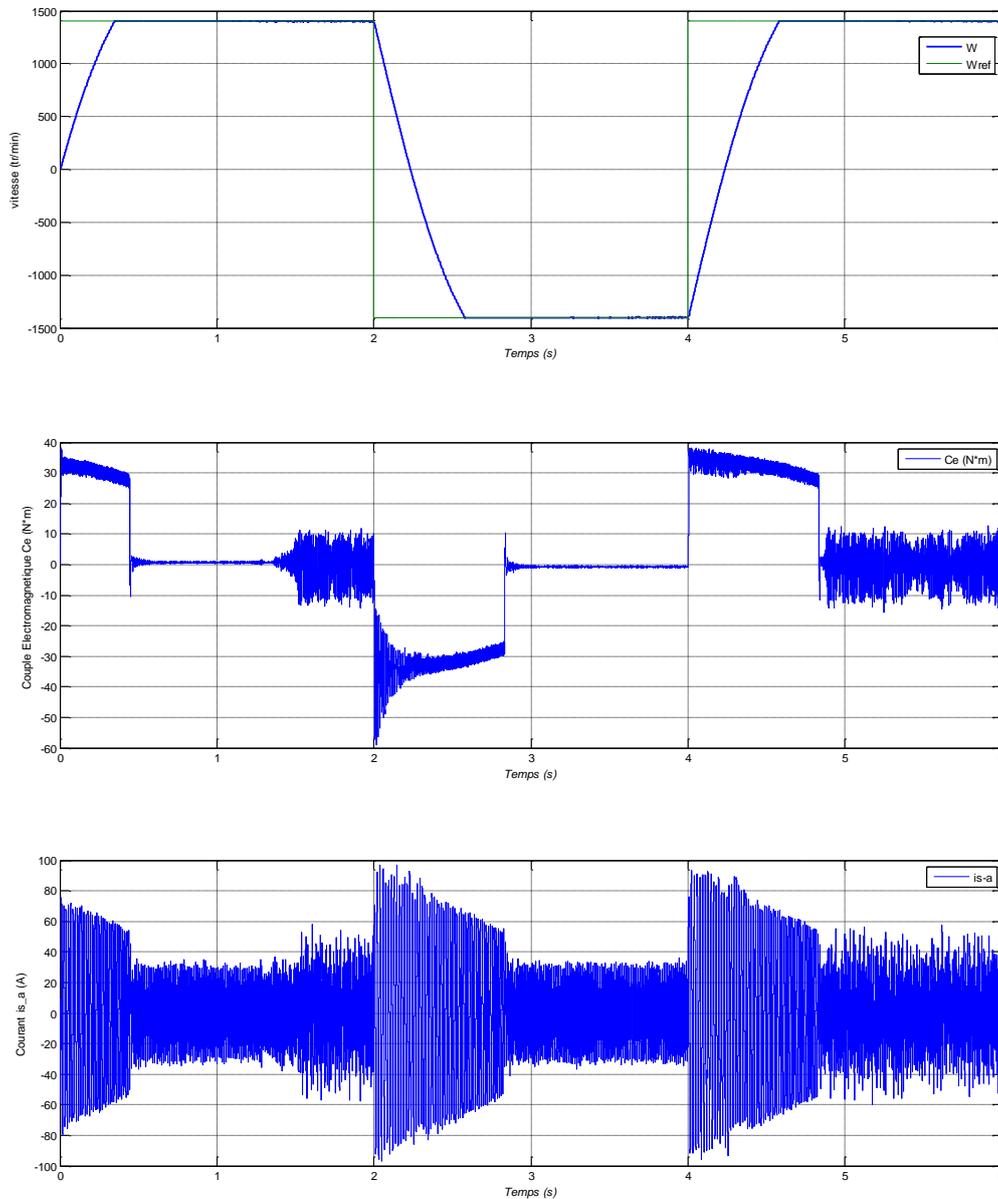


Figure 2.15 Inversion du sens de rotation

2.9.3. Test de robustesse à la variation de la charge

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge, figure (2.16), les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

On constate, également, que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique varie avec la variation de la charge.

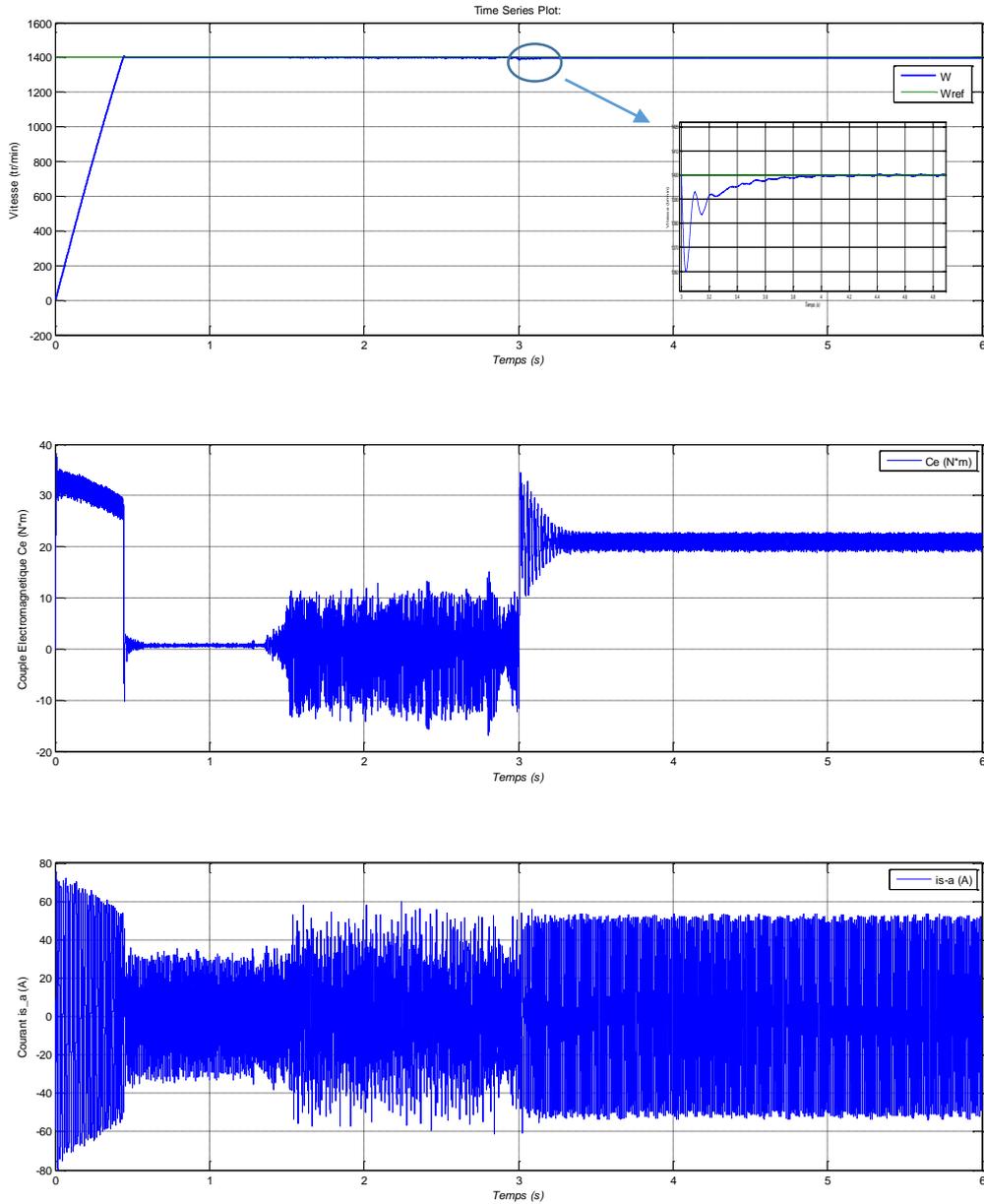


Figure 2.16 Variation de charge

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les principes de la commande vectorielle. Une simulation numérique de la commande vectorielle indirecte a été effectuée. On note que cette dernière reste peu robuste face à la variation des paramètres de la machine. En effet les résultats de simulations montrent une dégradation des performances et la perte du découplage plus ou moins, conséquente, qui peut amener à la déstabilisation du système à contrôler.

CHAPITRE 3

REGULATEUR POLYNOMINAL-RST

3.1 Introduction

Les boucles de régulation et asservissement continuent à utiliser des régulateurs, de type *PID* classique, car il est relativement facile à ajuster. Il n'est pas toujours évident d'assurer de bonnes performances sur le processus commandé du fait que ses caractéristiques dynamiques varient en cours de fonctionnement.

Le régulateur *RST*, est exploité dans une représentation « fonction de transfert » pour permettre la commande d'un système dont la fonction de transfert en boucle fermée sera modifiée par l'implantation de trois polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ disposés dans une boucle d'asservissement, pour aboutir à une loi de commande qui tient compte des coefficients de ces polynômes et satisfait les performances souhaitées. Ainsi le système commande peut-il :

- Gérer la dynamique de poursuite (asservissement) et la dynamique de réjection de perturbation (régulation) d'une manière indépendante ;
- Spécifier indépendamment le temps de montée et le dépassement sur la consigne ;
- Tenir compte du retard pur du processus ;
- Assurer une régulation robuste vis à vis des variations du processus et des changements des points de consigne.....

3.2 Structure d'un régulateur RST

3.2.1 Principe de régulateur

Un régulateur de type *RST* est un régulateur polynomiale qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type *PID*. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ ont leur degré respectif fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses (T_c, T_f), seulement. Ces paramètres sont, respectivement, des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie, la région où les pôles de la boucle fermée seront placés.

Soit le système corrigé de fonction de $\frac{B(s)}{A(s)}$ représenté par la figure (3.1) où y_c représente la référence de la grandeur de sortie (y) à asservir et p_{in} la perturbation interne alors que p_{ex} représente la perturbation externe (bruit) (généralement un bruit se situant dans les hautes fréquences).

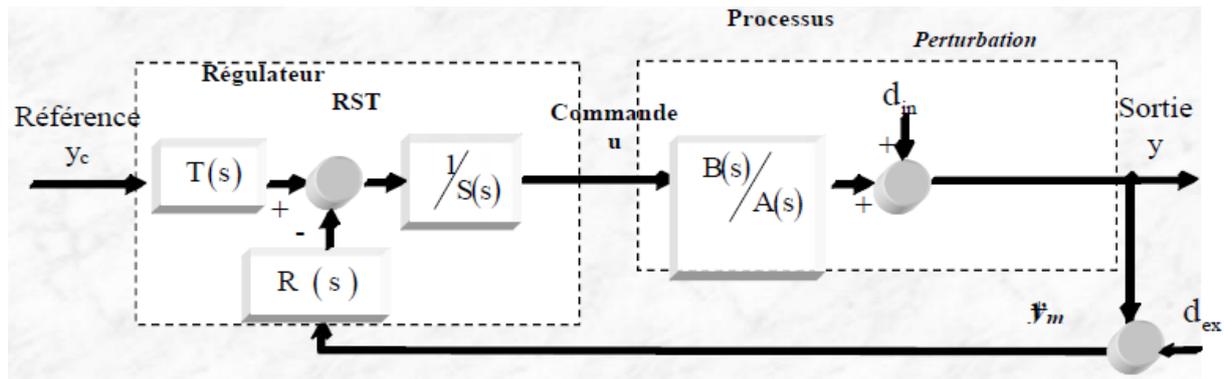


Figure 3.1 Système en boucle fermée avec un régulateur *RST* en présence de perturbation en sorties et de bruits de mesure.

La structure théorique du régulateur *RST* est décrite sur le diagramme de la figure (3.1) ou $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ sont des polynômes. En supposant que les fonctions rationnelles $\frac{R(s)}{S(s)}$ et $\frac{T(s)}{S(s)}$ soient propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur, la sortie $y(s)$ de système s'écrit :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)} u(s) + p_{in}(s) \tag{3.1}$$

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = y_c(s) - y(s) \tag{3.2}$$

En réalité, la sortie $y(s)$ est mesurée par un capteur. Elle est donc entachée d'un bruit de mesure p_{ex} .

On a donc :

$$y_m(s) = y(s) + p_{ex}(s) \tag{3.3}$$

3.2.2 Principe de calcul de régulateur *RST*

Etant donné un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie $y(s)$ la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes (c) et de perturbation (p), on adopte la procédure suivante :

d'après (3.1), (3.2),(3.3), on a :

$$S(s).u(s) = R(s).y_m(s) + T(s).y_c(s) = -R(s).(y(s) + P_{ex}(s)) + T(s).y_c(s) \tag{3.4}$$

$$T(s).y_c(s) \cdot \left(\frac{A(s).y(s) - A(s).d_{in}(s)}{B(s)} \right) + R(s).(y(s) + P_{ex}(s)) \tag{3.5}$$

$$(s).T(s).y_c(s) = (A(s).S(s) + B(s).R(s)).y(s) + R(s)B(s).P_{ex}(s) - A(s).S(s).P_{in}(s) \tag{3.6}$$

Où, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$y(s) = \frac{T(s).B(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} y_c(s) + \frac{A(s).S(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} P_{in}(s) - \frac{B(s).R(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} P_{ex}(s) \quad (3.7)$$

Avec :

$$\frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} : \text{fonction de transfert en boucle ouverte ;}$$

$$\frac{A(s)S(s)}{A(s).S(s)+B(s)R(s)} : \text{fonction de transfert en liant } P_{in} \text{ à } y ;$$

$$\frac{B(s).R(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} : \text{fonction de transfert en liant } P_{ex} \text{ à } y ;$$

Pour calculer les polynômes, on procède de la façon suivante :

Pour les polynômes $S(s)$ et $R(s)$, on adopte le principe du placement de pôles .Cela consiste à spécifier, un polynôme de stabilité arbitraire $P_c(s)$ et à calculer les polynômes $S(s)$ et $R(s)$, de sorte que l'on ait l'équation dite équation diophantien, ou Bézout :

$$P_c(s)S(s) + B(s)R(s) \quad (3.8)$$

Pour garantir un gain statique de la fonction de transfert en poursuite ($\left(\frac{y}{y_c}\right)(s)$), l'équation (3.8) montre qu'il suffit de choisir le polynôme $T(s)$ qui vérifie la contrainte $T(0) = R(0)$. On peut remarquer que le polynôme $T(s)$ intervient iniquement dans le transfert consigne-sortie.il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y(s)}{y_c(s)} = \frac{T(s)B(s)}{P_c(s)} \quad (3.9)$$

3.2.3 Résolution de l'équation de diophantine

Le principe du placement des pôles consiste à spécifier un polynôme arbitraire de stabilité $P_c(s)$ (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que conformément, à l'équation de Bézout, on aura :

$$P_c(s) = A(s)S(s) + R(s)B(s) \quad (\text{Dynamique désirée stable}) \quad (3.10)$$

Le processus $\frac{B(s)}{A(s)}$ et le régulateur $\frac{R(s)}{S(s)}$ étant propre, le degré de $P_c(s)$ est déterminé par celui du produit $(A(s).S(s))$ et qui implique donc que $P_c(s)$ a pour degré [11] :

$$\deg(P_c(s)) = \deg(A(s)) + \deg(S(s)) \quad (3.11)$$

La théorie du placement des pôles robustes montre qu'en choisissant un régulateur strictement propre :

$$\deg(S(s)) = \deg(R(s)) + 1 \quad (3.12)$$

Le temps de calcul est augmenté, mais il en résulte un filtrage des bruits de haute fréquences et une aptitude à respecter les performances de robustesse du coté hautes fréquences. Cela signifie que si $A(s)$ est de degré n , alors :

$$\begin{cases} \deg(P_c(s)) = 2 \deg(A(s)) + 1 \\ \deg(S(s)) = \deg(A(s)) + 1 \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) \end{cases} \quad (3.13)$$

La détermination des polynômes $R(s)$ et $S(s)$ passe par la résolution du système linéaire, où les inconnues sont les coefficients des puissances en s de ces polynômes. Le choix du degré de $R(s)$ et $S(s)$ se fait, généralement, par rapport au régulateur retenu, propre ou strictement propre :

- pour un régulateur propre :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_s(s)) = 2\deg(A(s)) \end{cases} \quad (3.14)$$

- pour un régulateur strictement propre :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_s(s)) = 2\deg(A(s)) + 1 \end{cases} \quad (3.15)$$

Selon le choix de régulateur propre ou strictement propre, on peut aboutir à l'équation de Bézout. Pour un régulateur strictement propre et avec les notions suivantes

$$\begin{cases} A(s) = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) = b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) = r_0 s^n + r_1 s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) = s_0 \cdot s^n + s_1 \cdot s^{n-1} + \dots + s_n \\ P_c(s) = p_0 s^{2n+1} + p_1 s^{2n} + \dots + p_{2n+1} \end{cases} \quad (3.16)$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de s se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_n & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & b_1 \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & b_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \dots \\ \dots \\ s_n \\ r_0 \\ \dots \\ \dots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \dots \\ \dots \\ p_n \\ p_{n+1} \\ \dots \\ \dots \\ p_{2n+1} \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

Cette matrice étant une matrice carrée, ce système possède, génériquement, une seule solution.

3.3 Stratégie de placement de pôles robustes

Pour confirmer la stratégie de placement des pôles robustes, le degré du polynôme $P_c(s)$ nous oblige à placer trois pôles. Ce polynôme est tout d'abord décomposé d'un produit de deux polynômes P_d et P_f :

$$P_c(s) = P_d P_f \tag{3.18}$$

Nous définissons ensuite deux paramètres : un horizon de commande T_c et un horizon de filtrage T_f (avec $P_c = -\frac{1}{T_c}$ pole du polynôme de commande P_d et $P_f = -\frac{1}{T_f}$ pole double du polynôme de filtrage P_f)

Le choix de ces polynômes est alors basé sur les pôles de la boucle ouverte. Le rôle du pôle de commande étant d'accélérer le système, on le choisit arbitrairement 5 fois supérieur au pôle du polynôme $A(s)$:

$$P_c = 5P_d \tag{3.19}$$

$$T_c = -\frac{1}{P_c} \tag{3.20}$$

Pour accroître la robustesse du régulateur, nous avons tout intérêt à déséquilibrer, les horizons T_c et T_f de plus, afin de rendre la commande moins sensible aux différents bruits pouvant être amenés, notamment, par les capteurs, nous choisissons T_c trois fois petit à T_f :

$$T_c = -3T_f \tag{3.21}$$

3.4 Application à la régulation de la vitesse

Dans une régulation polynôme, avec un régulateur RST appliqué sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de Contrôle est représenté par la figure suivante :

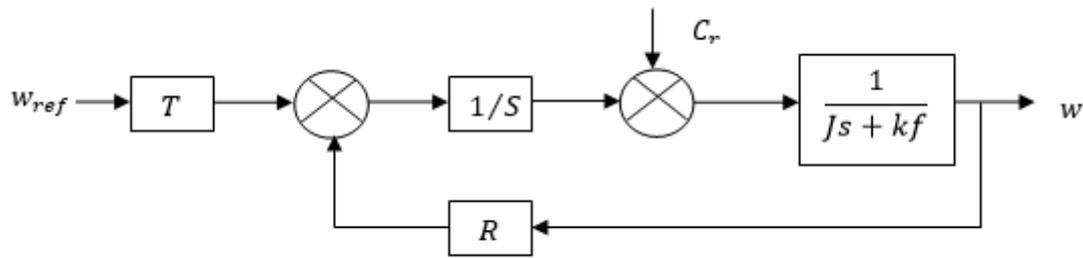


Figure 3.2 : Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$FTBO = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{Js+kf} \tag{3.22}$$

Avec :

$$A(s) = Js + kf \text{ et } B(s) = 1$$

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$w = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} w_{ref} + \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} C_r \tag{3.23}$$

Par l'application de la procédure de calcul du régulateur, on obtient :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) = P_d(s)P_f(s) \tag{3.24}$$

Les polynômes de $S(s)$ et $R(s)$ sont calculés de manière à obtenir le polynôme caractéristique $P_c(s)$ désiré.

Nous allons présenter dans cette partie une application concrète pour le calcul de notre système.

$P_d(s)$ est le polynôme de commande et le $P_f(s)$ est le polynôme de filtrage.

Les degrés des polynômes sont donnés par :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_s(s)) = 2\deg(A(s)) + 1 = 2n + 1 \end{cases} \tag{3.25}$$

Dans ce cas le modèle est le suivant :

$$\begin{cases} A(s) = a_0s + a_1; \\ B(s) = b_1; \\ P_c(s) = P_3s^3 + P_2s^2 + P_1s^1 + P_0b \\ R(s) = r_0s^2 + r_1; \\ S(s) = s_0s^2 + s_1s; \end{cases} \tag{3.26}$$

Pour trouver les coefficients des polynômes $R(s)$ et $S(s)$, la méthode de placement des pôles robustes est adoptée avec T_c comme horizon de commande et le horizon de filtrage.

Nous avons :

$$P_d = -\frac{1}{T_c} \text{ et } P_f = -\frac{1}{T_f} \quad (3.27)$$

Le pôle p_c doit être choisi tel que la dynamique du processus soit plus simple ; il est généralement choisi trois à cinq fois plus grand que le pôle de p_a .

Le pôle p_f est généralement choisi trois fois plus petit que p_c . Dans ce cas :

$$s = -\frac{k_f}{J} \quad (3.28)$$

D'où

$$T_c = \frac{1}{3}T_f = -\frac{1}{3p_a} = -\frac{1}{3k_f} \quad (3.29)$$

Dans l'hypothèse où les perturbations sont considérées comme constants, C_r peut alors être modélisé par un échelon. Dans ce cas, pour que la perturbation soit rejetée, il est nécessaire d'annuler la fonction de transfert en régulation ce qui signifie que le terme $\frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)}$ doit tendre vers zéro. Le théorème de la valeur finale indique alors :

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} \frac{C_r}{s} = 0 \quad (3.30)$$

Pour des raisons de stabilité en régime permanent, le terme $P_c(0)$ ne peut pas être nul, il faut que $S(0)$ soit nul. L'équation de Bézout $P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s)$ permet d'obtenir un système de quatre équations à quatre inconnues où les coefficients de $P_c(0)$ sont liés aux coefficients de $R(s)$ et de $S(s)$ par la matrice de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Les coefficients $P_c(s)$ sont déterminés à partir des pôles choisis. Les nouveaux pôles pour le système $A(s)$ sont représentés sur la figure suivante :

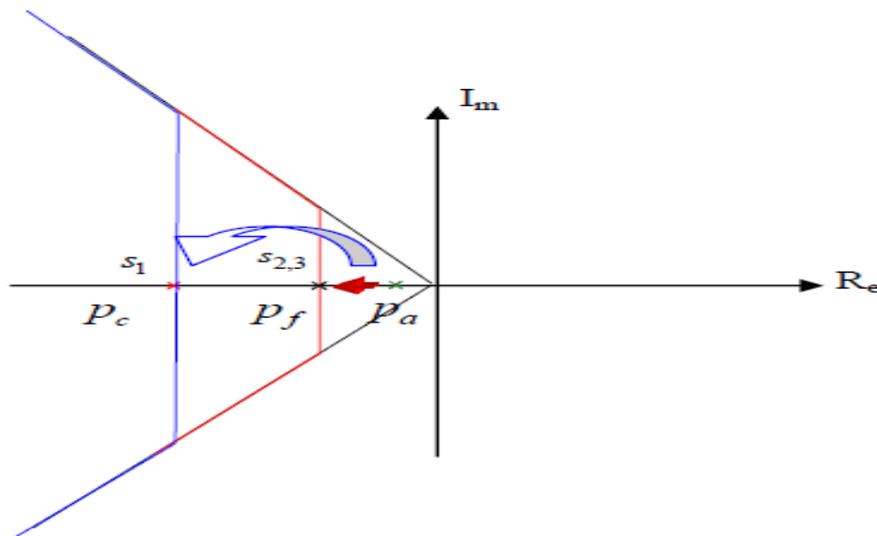


Figure 3.3 Construction des pôles

Une étude paramétrique a été réalisée afin d'obtenir les coefficients du polynôme $P_c(s)$:

$$P_c(s) = P_d(s) \cdot P_f(s) = (s + P_d) \cdot (s + P_f)^2 \quad (3.32)$$

$$P_c(s) = s^3 + (P_d + P_f)s^2 + P_f^2 + 2 \cdot P_d \cdot P_f s + P_d \cdot P_f^2 \quad (3.33)$$

Ce qui nous amène au régulateur suivant :

$$R(s) = 0.2589s + 1$$

$$S(s) = 0.0044 s^2 + 0.2235 s$$

$$T(0) = R(0) = 1$$

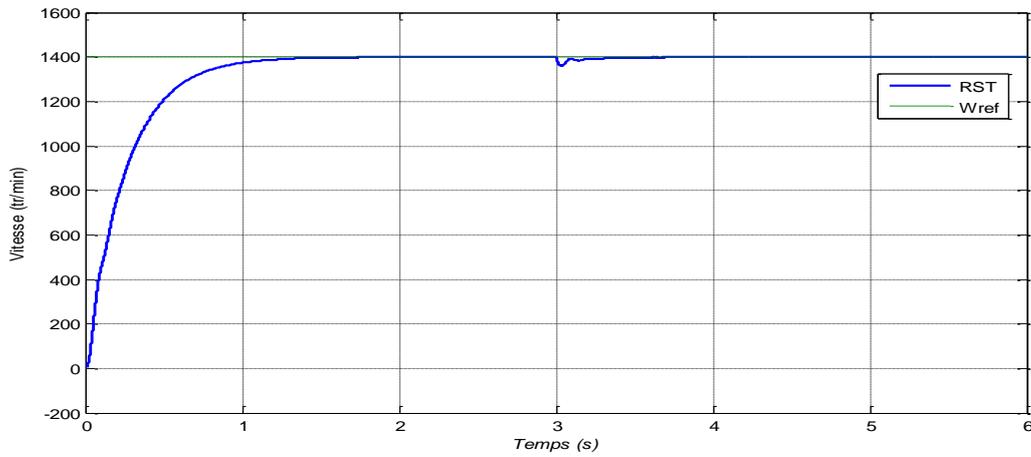
3.5 Résultats de simulations

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle par un régulateur de type RST, on a simulé les régimes transitoires suivants: un démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 1400 tr/min, en appliquant en suite un couple de charge de 20 Nm à $t=3s$. Le deuxième teste est une variation de résistance rétorque $R_r = 2 \cdot R_{r0}$ et le dernier la variation de moment d'inertie J de 100%.

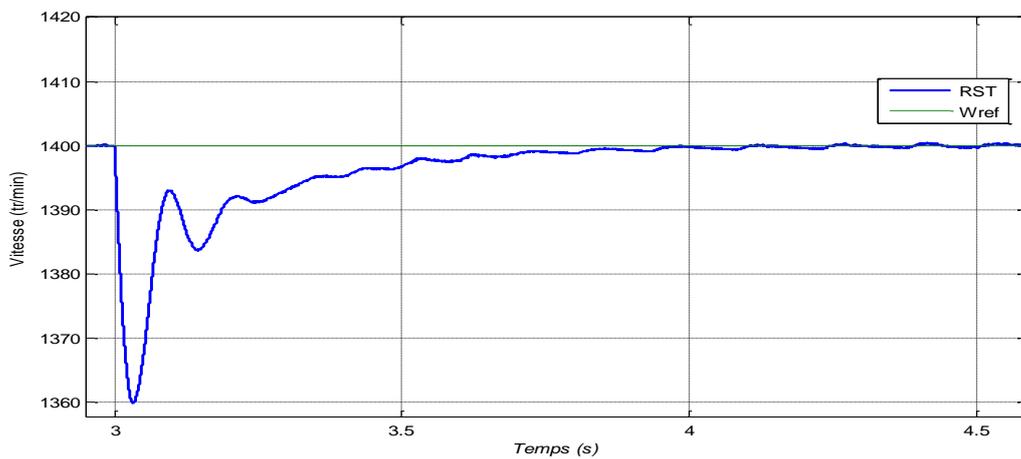
- **Test en charge**

La figure (3.4) représente la vitesse, le couple, le flux de la machine asynchrone dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale de 100 rd/s, suivi, à l'instant $t=3s$, en applique un couple de charge de 20 Nm.

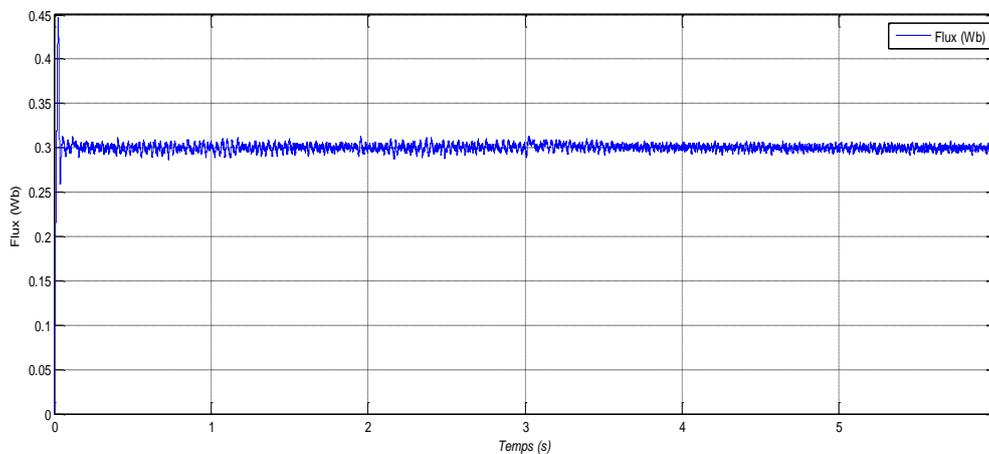
Les réponses obtenues montrent clairement que le régulateur *RST* répond mieux au niveau du vitesse et couple.



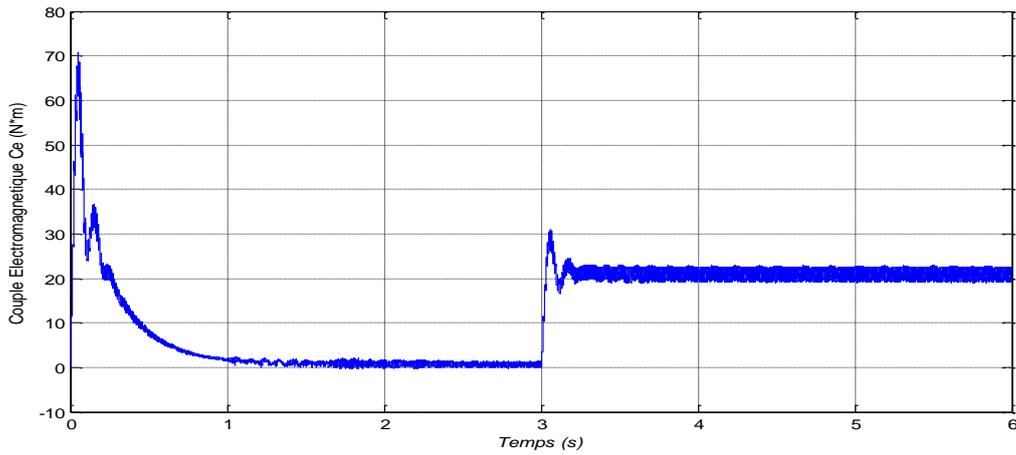
a) Réponse de vitesse



b) Zoom de vitesse



c) Réponse de flux



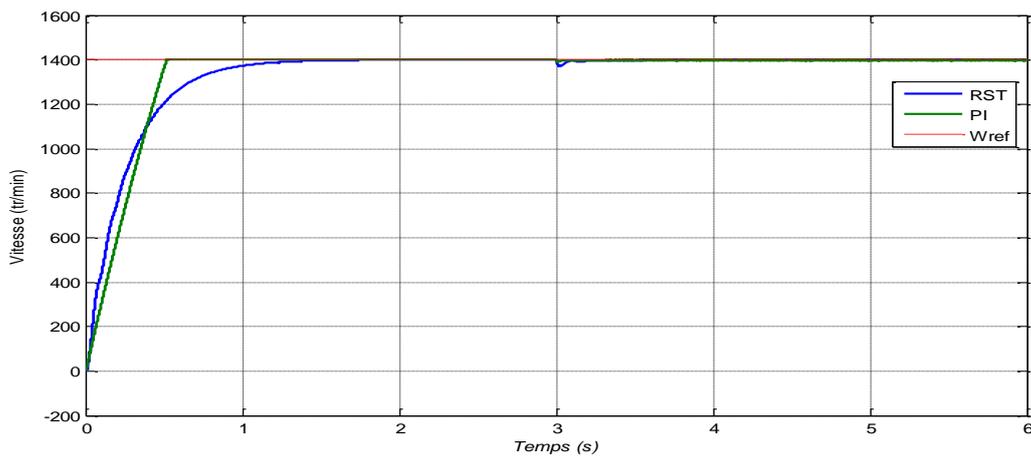
d) Réponse de couple

Figure 3.4 Test variation de charge

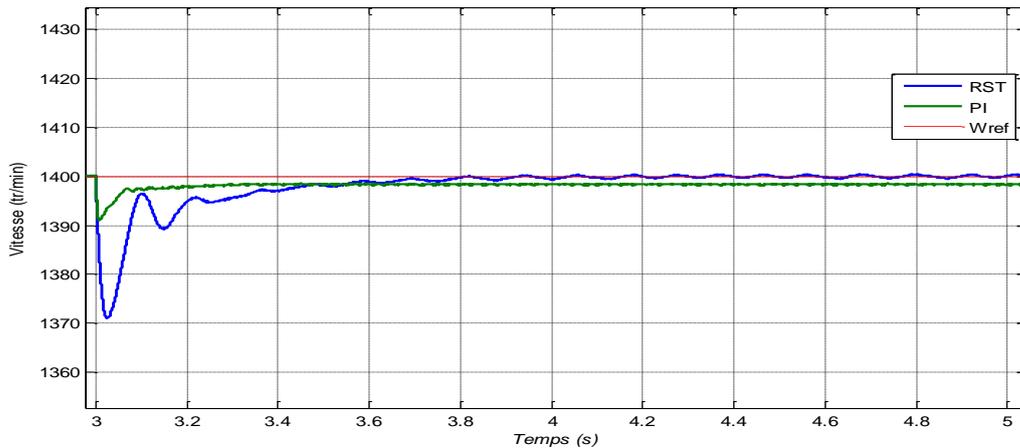
- **Test de robustesse avec la variation de la résistance rotorique $R_r = 2 * R_{r0}$**

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de régulateur RST, nous avons simulé les variations de résistance R_r de 100%.

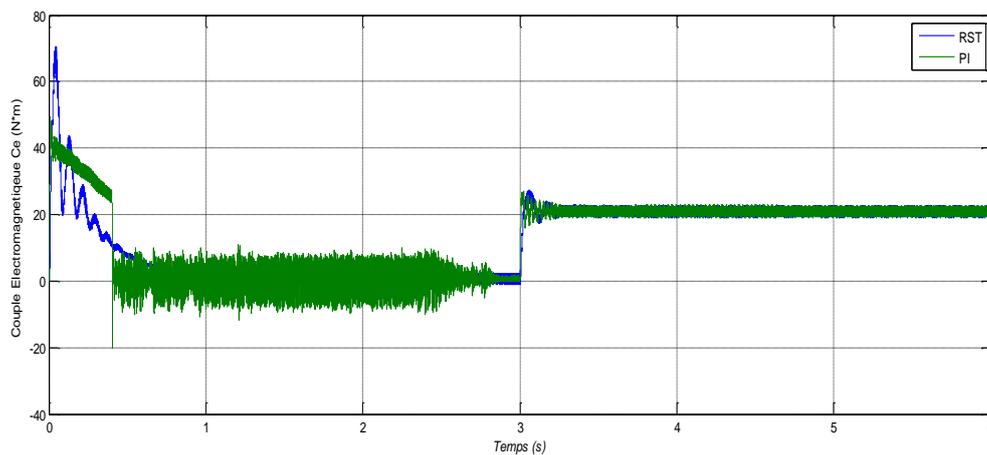
La figure (3.5) expose les performances et la robustesse de cette commande lors de ces variations paramétriques.



a) Réponse de vitesse



b) Zoom de vitesse



c) Réponse de couple

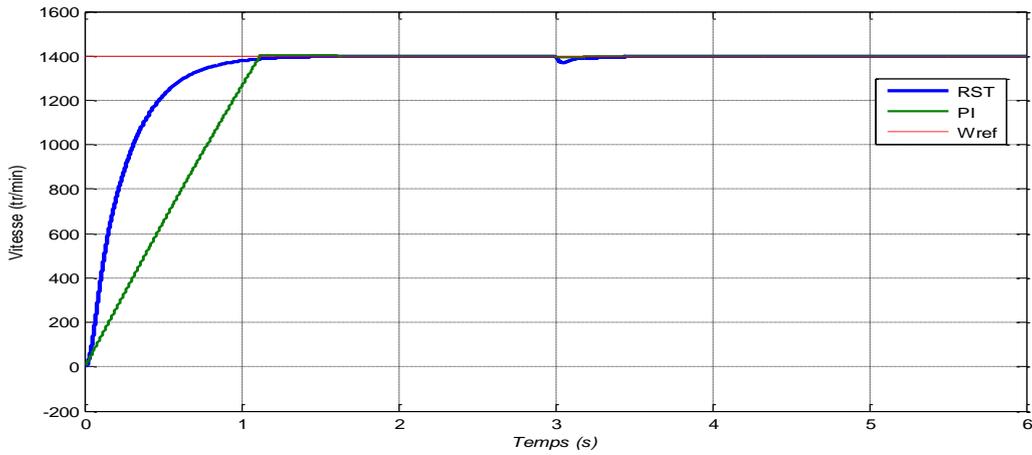
Figure (3.5) Test de robustesse avec la variation de la résistance rotorique

- **Test Variation moment d'inertie**

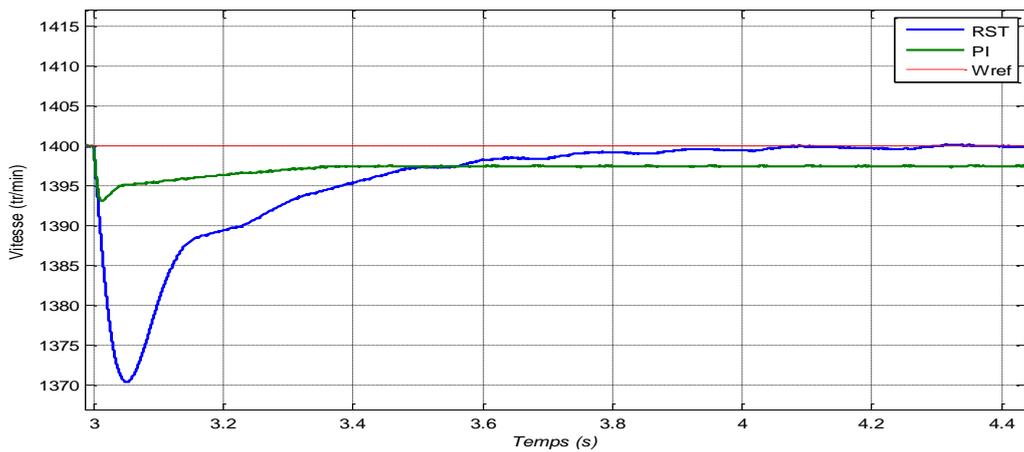
Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de régulateur RST, nous avons simulé les variations de moment d'inertie de 100%.

La figure (3.6) montre les performances et la robustesse de cette commande lors de ces variations paramétriques. On remarque que lors de la variation du moment d'inertie (J) les réponses évoluent normalement sans augmentation importante du temps de réponse et rejoignent la consigne sans perturbation. Ce test montre que la commande assure au variateur de bonnes performances vis-à-vis de la variation du moment d'inertie de la masse tournante et que le découplage entre le flux et le couple est maintenu. On remarque la régulateur RST assure de bonnes performances par rapport au régulateur PI classique.

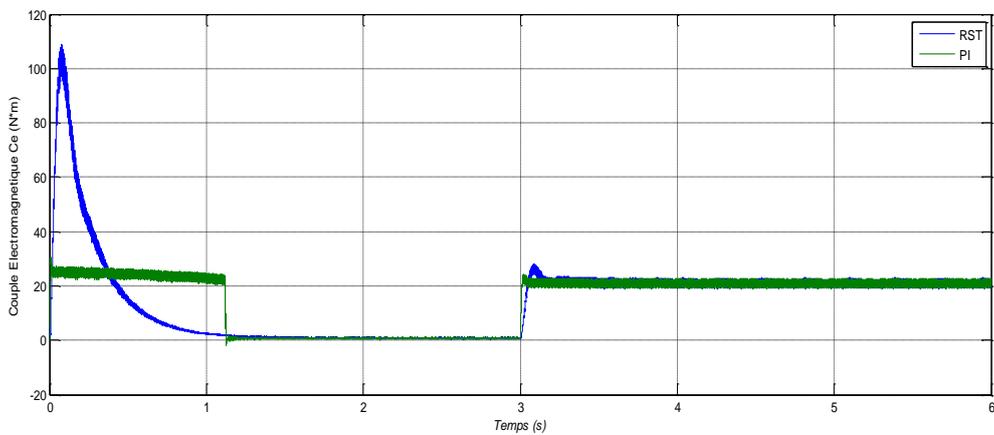
Ces résultats de simulation montrent la robustesse de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation.



a) Réponse de vitesse



b) Zoom de vitesse



c) Réponse de couple

Figure (3.6) Test de robustesse avec la variation de la moment d'inertie

3.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure de régulation *RST*. Cette technique de régulation présente l'avantage de la mise en œuvre très simple comparée aux autres techniques, puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter. Cependant, la régulation *RST* donne des résultats acceptables mais pas aussi performants. Cette nouvelle technique de régulation « *RST* », a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations, le suivi de consigne et la robustesse de la stabilité vis-à-vis des variations paramétriques.

CHAPITRE 4

ANALYSE DES TECHNIQUES DE COMMANDE

4.1 Introduction

Les techniques de commande doivent assurer une bonne réponse en régime transitoire, une erreur nulle en régime permanent, tout en ayant des variables de commande dans les limites désirées. La simulation des systèmes de commande est d'une importance capitale, avant de procéder à la réalisation pratique de cette commande. Car elle peut prédire ses performances.

Plusieurs structures de commande de vitesse appliquées à la machine asynchrone ont été abordées dans plusieurs travaux. Il existe des structures de commande des plus simples aux plus complexes tant au niveau théorique que pratique. On distingue des lois de commandes telle que :

- la commande proportionnelle et intégrale (PI) ;
- la commande par retour d'état.

La commande (PI) proportionnelle intégrale et la commande par retour d'état optimale au sens d'un critère quadratique feront l'objet d'une étude détaillée dans ce chapitre. Le principe. La méthode de simulation et les résultats obtenus seront analysés.

4.2 Commande par retour d'état

La théorie de la représentation d'état et de la commande par retour d'état est utilisée dans de nombreuses applications. Elle est appliquée en particulier aux systèmes électriques en faisant une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Les systèmes électriques sont généralement décrits par des équations différentielles non linéaires de premier ordre.

La commande par retour d'état permet de tenir compte de toutes les variables d'état du système à commander, Elle permet une régulation beaucoup plus flexible que celle utilisant un régulateur PI.

On distingue deux méthodes générales permettant de calculer les coefficients de commande :

- la commande par assignation des pôles ;
- la commande optimale au sens d'un critère quadratique.

4.2.1 Commande par assignation des pôles

Le choix des pôles du système en boucle fermée permet d'imposer la réponse du système à un échelon de commande et assure sa régulation et sa stabilité.

A partir du choix des pôles du système on calcule les coefficients de la matrice de retour [L], [12].

Cette méthode à l'avantage d'être simple à réaliser en temps réel à cause du calcul relativement simple des coefficients de commande. Cependant, elle ne permet pas une commande optimale du système car un compromis entre le temps de réponse et l'amortissement doit être fait.

4.2.2 Commande optimale au sens d'un critère quadratique

La minimisation d'un critère quadratique tenant compte des variables de commande et des erreurs d'asservissement est obtenue par programmation dynamique. Les paramètres obtenus par la minimisation de ce critère assurent une performance optimale du système [13].

La minimisation d'un critère quadratique constitue l'un des moyens pour parvenir à la détermination d'une structure de commande optimale par retour d'état. Un critère quadratique permet en effet d'exprimer de manière convenable la qualité globale de la commande.

4.3 Modèle de la structure de commande

Les équations d'état de l'entraînement à flux d'entrefer constant s'obtiennent à partir du système d'équations :

$$[X'] = [A'][X] + [B][u'] \quad (4.1)$$

Où,

$$[U'] = \begin{bmatrix} K_{s1}W_{sl} \\ W_{sl} \\ T_{mec} \end{bmatrix}$$

$$[A'] = \begin{bmatrix} -L_R R_s / L_1 & MR_R / L_1 & -MR_R W_{r0} / L_1 & L_R / L_1 & -ML_R I_{dr0} / L_1 \\ MR_s / L_1 & -(L_s + L_d) R_R / L_1 & F & -M / L_1 & G \\ MW_{s10} / L_R & W_{s1} & R_R / L_R & 0 & 0 \\ -K_{ic} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P^2 MI_{dr0} / J & 0 & P^2 MI_{qs0} / J & 0 & -D / J \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$F = [L_R(L_s + L_d)W_{r0} - W_{s0}L_1] / L_1$$

$$G = [L_R(L_s + L_d) * I_{dr0}] / L_1 - I_{dr0}$$

$$[B][U'] = \begin{bmatrix} (K_{s1}W_{sl}K_{ic}\tau_c L_R) / L_1 \\ -(K_{s1}W_{sl}K_{ic}\tau_c M) / L_1 - I_{dr0}W_{s1} \\ W_{s1}(MI_{qs0} + L_R I_{qr0}) / L_R \\ K_{s1}W_{sl}K_{ic} \\ -P / J \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

En, posant :

$$[U''] = \begin{bmatrix} W_{sl} \\ T_{mec} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

On obtient ,

$$[B][U'] = [B'][U''] \quad (4.5)$$

Avec

$$[B'] = \begin{bmatrix} (K_{s1}W_{sl}K_{ic}\tau_c L_R)/L_1 & 0 \\ -(K_{s1}K_{ic}\tau_c M)/L_1 - I_{dr0} & 0 \\ (MI_{qs0} + L_R I_{qr0})/L_R & 0 \\ K_{s1}K_{ic} & 0 \\ 0 & -P/J \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La matrice [A] est :

$$[A] = \begin{bmatrix} L_R R_s/L_1 & MR_R/L_1 & -MR_R W_{r0}/L_1 & L_R/L_1 & a_1 & b_1 \\ MR_s/L_1 & -(L_s + L_d)R_R/L_1 & F & -M/L_1 & a_2 & b_2 \\ MW_{sl0}/L_R & W_{sl} & R_R/L_R & 0 & -b_3 * K_{pv} & b_3 \\ -K_{ic} & 0 & 0 & 0 & -b_4 * K_{pv} & b_4 \\ 4MI_{dr0}/J & 0 & 4MI_{qs0}/J & 0 & -D/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{iv} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} (K_{s1}W_{sl}K_{ic}\tau_c L_R)/L_1 & 0 \\ -(K_{s1}K_{ic}\tau_c M)/L_1 - I_{dr0} & 0 \\ (MI_{qs0} + L_R I_{qr0}) * K_{pv}/L_R & 0 \\ K_{s1}K_{ic}K_{pv} & 0 \\ 0 & -P/J \\ K_{iv} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$[C] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (4.9)$$

$$[X'] = A[X] + [B'][U''] \quad (4.10)$$

Soit un système linéaire discret à n variables d'état. Rentrées et m sorties.

$$\begin{cases} X(i+1) = [A]X(i) + [B]U(i) \\ Y(i) = [C]X(i) + [D]U(i) \end{cases} \quad (4.11)$$

La commande optimale recherchée est une suite de vecteurs $U(i)$ qui minimise le critère quadratique qu'on note J_1 .

$$J_1 = \sum_{i=0}^{N-1} \{U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i)\} \quad (4.12)$$

Où,

$e(i)$: le vecteur d'écart entre les consignes, notées Z et les sorties $Y(i)$.

$$e(i) = Z(i) - Y(i) \quad (4.13)$$

$[R]$ et $[Q]$ de dimensions respectives $(r * r)$ et $(m * m)$, sont des matrices carrées définies positives. En appliquant la méthode de minimisation, il est possible de déterminer la commande optimale minimisant le critère J_1 .

L'équation récurrente d'optimalité est la suivante [4.2].

$$J_1[X(i)] = \min/U \{U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i) + J_1[X(i + 1)]\} \quad (4.14)$$

On suppose que $J_1[X(i + 1)]$ est une forme quadratique

$$J_1[X(i + 1)] = X(i + 1)^T K(i + 1) X(i + 1) + 2g(i + 1)^T X(i + 1) + h(i + 1) \quad (4.15)$$

Avec :

$K(i + 1)$: une matrice carrée symétrique $(n * n)$;

$g(i + 1)$: un vecteur de dimension n ;

$h(i + 1)$: un scalaire ;

$J_1[X(i + 1)]$ peut s'exprimer en fonction de $X(i)$ et de $U(i)$.

$$J_1[X(i + 1)] = [[A]X(i) + [B]U(i)]^T K(i + 1)[A]X(i) + [B]U(i) + 2g(i + 1)^T [A]X(i) + [B]U(i) + h(i + 1) \quad (4.16)$$

Si on supprime l'indice i et on remplace $(i + 1)$ par $(+)$ on obtient

$$J_1[X] = U^T [R] U + [Z - [C]X - [D]U]^T [Q] [Z - [C]X - [D]U] + [[A]X + [B]U]^T K(+)[A]X + [B]U + 2g(+)^T [A][A]X + [B]U + h(+)$$

Le minimum correspondant au vecteur U . Annulant les dérivées partielles de cette expression par rapport à U est déterminé à partir de l'équation suivante [4.2].

$$[R]U - [D]^T [Q] [Z - [C]X - [D]U] + [B]^T K(+)[A]X + [B]U + [B]^T g(+) = 0 \quad (4.17)$$

Ce qui implique :

$$[[R] + [B]^T K(+)[B] + [D]^T [Q] [D]]U = -[[B]^T K(+)[A] + [D]^T [Q] [C]]X + [D]^T [Q] Z - [B]^T [g(+) + K(+)] \quad (4.18)$$

Le vecteur optimal peut donc s'écrire :

$$U(i) = -[L](i)X(i) + \mu'(i) \quad (4.19)$$

On obtient le schéma de commande suivant :

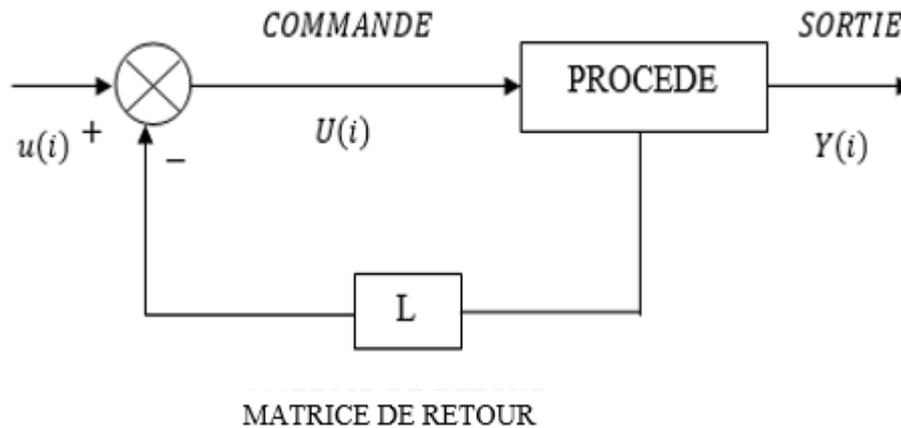


Figure 4.1 Structure optimale par retour d'état

La commande optimale comporte un terme de correction par retour d'état et un terme anticipatif. La présence du retour d'état est particulièrement intéressante car il permet de tenir compte en permanence de l'état réel du système physique et donc de réagir sur lui en conséquence pour obtenir le comportement souhaité.

Cependant, la réalisation de la commande sous cette forme nécessite le calcul préalable de la matrice $[L](i)$ et le vecteur $[\mu'](i)$ pour tous les instants d'action de l'horizon considéré $[0, N]$. Il faudrait calculer et mémoriser tous les résultats avant chaque changement de consigne. Cela constitue une contrainte importante pour le calculateur couplé au procédé. Il est donc parti culièrement intéressant de considérer un horizon d'optimisation infini afin de simplifier les calculs, Le critère à minimiser est alors de la forme :

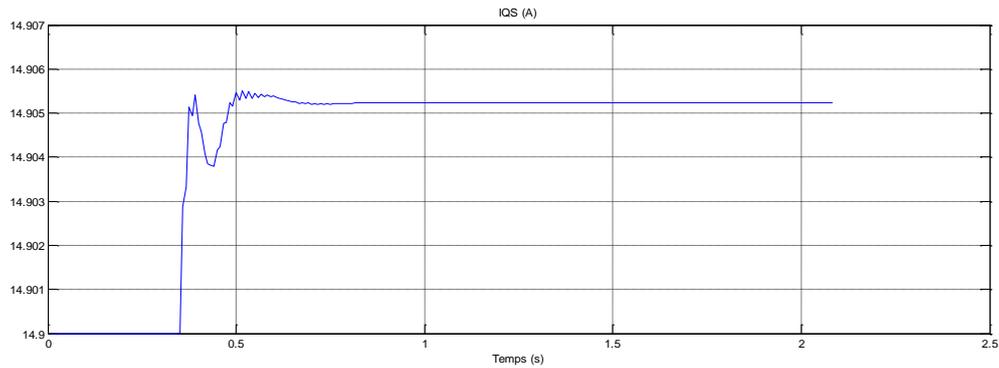
$$J_1 = \sum_{i=0}^{\infty} \{U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i)\} \quad (4.20)$$

Sous cette forme la structure de commande présente des insuffisances importantes. Diverses améliorations très notables sont possibles à considérer sans compliquer les calculs et la mise en œuvre.

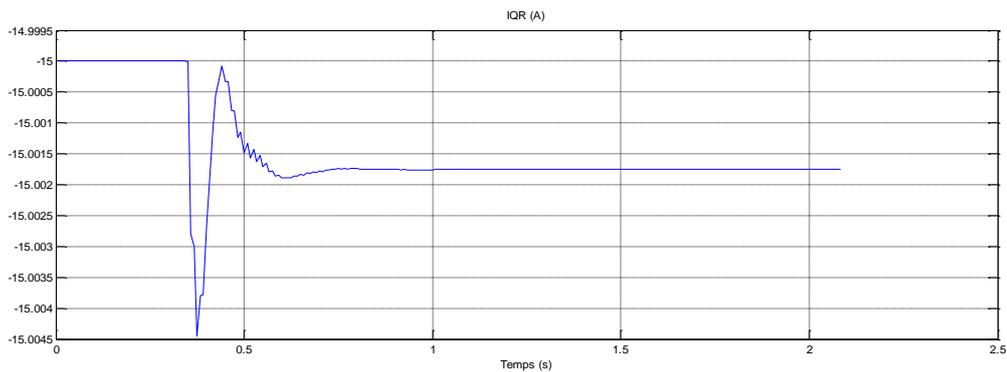
4.4 Résultats de simulations

A base du contenu de ce chapitre, nous avons développé un programme sous Matlab. Grâce auquel, on a obtenu les formes des grandeurs suivantes :

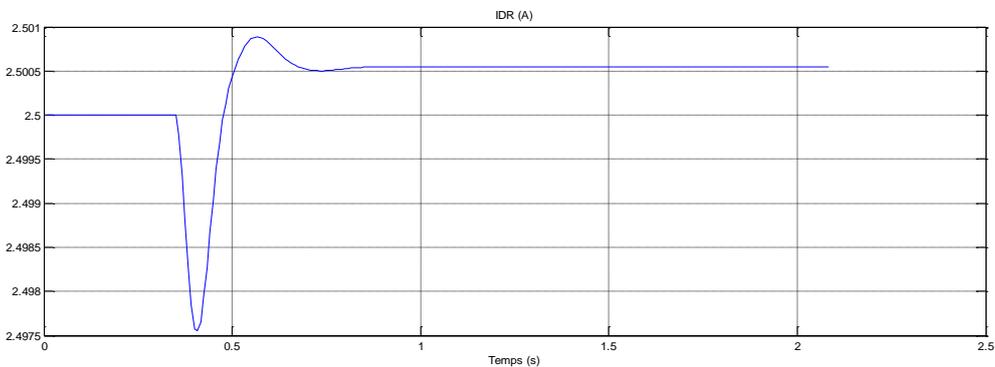
La figure (4.2), présente les deux composantes des courants rotoriques (I_{dr}, I_{qr}), la composant quadratique du courant statorique (I_{qs}), ainsi que la vitesse de rotation (w).



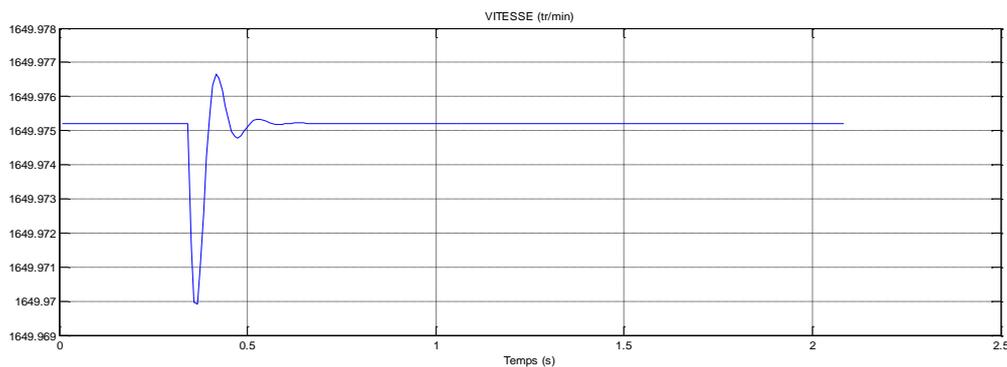
a) Réponse de i_{qs}



b) Réponse de i_{qr}



c) Réponse de i_{dr}



d) Réponse de la vitesse

Figure 4.2 Résultats de simulation de commande optimale avec variation de la charge

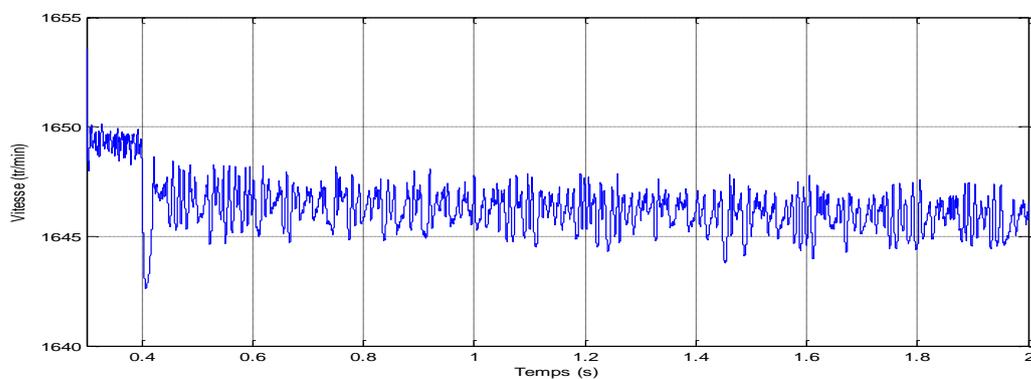


Figure 4.3 régulateur PI avec variation de la charge

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit les notions de la commande par retour d'état et son application pour un moteur à cage. Une commande avec critère quadratique et considéré et simulée.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire présente une la synthèse des techniques de réglage robuste basée sur la régulateur type RST et la commande par retour d'état, pour la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone. Une étude générale de modélisation de la MAS a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Pour réaliser une commande performante de la MAS, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. La commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des régulateurs PI classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants en utilisant le régulateur polynômial RST, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilisé la commande par retour d'état. La commande par retour d'état très connue par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité a la variation des paramètres internes et externes. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type PI est attestent de formes performances.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Cossgrï , « *Integral controller for use in carrier-type servomechanisms* », Trans. of the American institute of electrical engineers, vol. 69, pp. 1379, 1383,1950.
- [2] M. de Sousa, « *Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [3] K.Benabdallah, « *Conception de la commande d'une machine asynchrone* », Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 201 5.
- [4] N.Mesbahi, « *Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone* », Memoire de Magister, Universite Badji Mokhtar- Annaba, 2007.
- [5] .J.Gognat, « *Modélisation et simulation d'une commande vectorielle sous le logiciel MATLAB* », Rapport de stage, Université d'Aix-Marseille, Juin 1999.
- [6] T.Benmiloud, « *Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques* », These En Vue De L'obtention Du Diplome De Doctorat Sciences, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [7] K.Yahia , « *Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé* », diplôme de Magister, Universite Mohammed Khider De Biskra, 2005.
- [8] A.Teggar, « *Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone* », Master Professionnel, Universite Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [9] Z.Tir et D.Chekima, « *Commande d'une machine asynchrone par logique floue* », Master Academique, Université d'EL-Oued, 2014.
- [10] O.Khelifa Khelifi, « *Analyse d'une commande prédictive sous contraintes pour la conduite d'une machine asynchrone triphasee* », mémoire de Magister,Universite Hassiba Ben Bouali de Chlef,2008.
- [11] M.Aiachi et K.Cherade « *Commande robuste RST d'une machine asynchrone* », Master Academique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015.
- [12] H.Büler, Réglage échantillonnés, Volume 2, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [13] Foulard, C.Gentil, S.Sandraz. J.p. « *Commande et régulation par calculateur numérique* ». Eyrolles. 1987.

ANNEXE

Paramètres de la machine

Tension d'alimentation nominale	220 V
Puissance nominale	1000 VA
Nombre de paires de pôles	2
Fréquence	50 Hz
Résistance au stator	0.435 Ω
Résistance au rotor	0.816 Ω
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	0.06931 mH
Inductance cyclique au stator	0.002 mH
Inductance cyclique au rotor vu du stator	0.002 mH
Moment d'inertie du moteur	0.089 kg.m ²
Facteur d'amortissement	0.005

RESUME

Les installations industrielles exigent des commandes plus performantes quelque, soient les régimes de fonctionnement et l'état du système commandé.

Toutefois, les régulateurs à paramètres fixes n'assurent pas le fonctionnement souhaité si les paramètres du système régulé changent. Alors, La commande par retour d'état fait partie des méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables et que la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, à et certaines perturbations. Dans ce mémoire nous allons introduire la technique de commande par retour d'état pour la commande de la Machine asynchrone.

L'approche développée est validée grâce à des simulations numérique réalisées sous Matlab.

ABSTRACT

Industrial installations require more efficient controls, whatever the operating conditions and the state of the controlled system.

However, fixed parameter controllers do not provide the desired operation if the parameters of the regulated system change. So, feedback control is one of the robust control methods. It has undeniable advantages for the poorly identified system or variable parameters and that the dynamics of the system remains insensitive to the variations of the parameters of the process, to and certain disturbances. In this memoir we will introduce the state-feedback control technique for the control of the Asynchronous Machine.

The developed approach is validated thanks to numerical simulations realized under Matlab.

ملخص

تتطلب المنشآت الصناعية ضوابط أكثر كفاءة، مهما كانت ظروف التشغيل وحالة النظام الخاضع للتحكم. ومع ذلك، لا تضمن المنظمات ذات الإعدادات الثابتة القيام بالعملية المطلوبة إذا تغيرت إعدادات النظام الخاضع للتحكم. لذا، يعد التحكم برجوع الحالة أحد أساليب التحكم القوية. وله مزايا لا يمكن إنكارها بالنسبة إلى النظام الذي تم تعريفه بشكل سيئ أو ذو الإعدادات المتغيرة وأن ديناميكيات النظام لا تزال غير حساسة تجاه التغيرات في معايير العملية وكذلك تجاه الاضطرابات. في هذه المذكرة سوف نقدم تقنية التحكم بواسطة رجوع الحالة للآلة غير المتزامنة.

تم التحقق من صحة المنهج المتطور بفضل عمليات المحاكاة الرقمية التي تم تحقيقها عن طريق مبرمج المحاكات ما تلاب.