

Fonds National  
des Thèses

Reproduction & Diffusion interdite

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI – CHLEF –

Faculté des sciences et des sciences de l'ingénieur

Département d'Electrotechnique

Mémoire

*En vue de l'obtention du diplôme de*

**MAGISTER**

**Filière :** Electrotechnique

**Option :** Commande des machines électriques

*Présenté par :*

**BOUNADJA Mohamed**

THEME

---

**Commande à Modèle de Comportement de la  
Machine Asynchrone Triphasée**

---

Soutenu le 15 Septembre 2004 devant le jury composé de :

Président	: Mr. ALI BENAMARA	Maître de Conférences	UHBChlef
Encadreur	: Mr. B.BELMADANI	Professeur	UHBChlef
Co.Encadreur	: Mr. A.MELAKHI	M.A. Chargé de Cours	UHBChlef
Examineurs	: Mr. M.A.DENAI	Professeur	USTOran
	Mr. A.BENDIABDELLAH	Maître de Conférences	USTOran
	Mr. B.MAZARI	Maître de Conférences	USTOran

Promotion : 2002



## Remerciements

J'adresse mes sincères remerciements et ma gratitude à Monsieur *B.BELMADANI*, Encadreur et Maître de conférences à l'Université de Chlef, et Monsieur *A.MELAKHI*, Co.Encadreur et Chargé de cours à l'Université de Chlef, pour la confiance accordée et les précieux conseils.

Ma reconnaissance et mes remerciements à Monsieur *A.ALI BENAMARA*, Maître de Conférences à l'Université de Chlef, pour avoir accepté de présider le jury de ce mémoire.

Je remercie Monsieur *M.A.DENAI*, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies d'Oran, et Messieurs *A.BENDIABDALLAH* et *B.MAZARI*, Maîtres de Conférences à l'Université des Sciences et Technologies d'Oran, pour avoir accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

Aussi, je remercie l'ensemble des collègues de notre promotion, pour leurs encouragements, compétences et leur amitié ainsi que tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à ce travail.

*A mes Parents, à mes Frères et Sœurs,*

*à toute la famille,*

*à tous mes amis.*

# Sommaire

- Notations

<b>Introduction générale</b> .....	<b>1</b>
------------------------------------	----------

## **Chapitre 1 :                   Présentation du processus à commander**

1.1. Introduction .....	5
1.2. Modèle dynamique d'une machine asynchrone triphasée .....	5
1.2.1. Description paramétrique .....	5
1.2.2. Equations générales de la machine .....	6
1.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone .....	9
1.3.1. Modèle exprimé dans le repère de Park .....	10
1.3.2. Choix du système d'axes de référence .....	13
1.3.2.1. <i>Référentiel lié au stator</i> .....	13
1.3.2.2. <i>Référentiel lié au rotor</i> .....	14
1.3.2.3. <i>Référentiel lié au champ tournant</i> .....	14
1.3.3. Expressions du couple électromagnétique .....	15
1.3.4. Représentation sous forme d'équations d'état .....	16
1.3.5. Comportement de la machine asynchrone reliée au réseau triphasé .....	17
1.4. Alimentation de la machine asynchrone .....	19
1.4.1. Onduleur de tension triphasé .....	20
1.4.2. Modèle mathématique d'un onduleur de tension triphasé .....	20
1.4.3. Commande de l'onduleur de tension triphasé .....	21
1.4.4. Association onduleur de tension à MLI-Machine asynchrone .....	24
1.5. Conclusion .....	26

## **Chapitre 2 :                   Commande vectorielle de la machine asynchrone**

2.1. Introduction .....	28
2.2. Principe de la commande par orientation du flux .....	28
2.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté .....	29
2.3.1. Principe d'orientation du flux rotorique .....	29
2.3.2. Expressions générales de la commande .....	30
2.3.3. Découplage entrée-sortie .....	31

2.3.4. Contrôle du flux et du couple .....	33
2.3.5. Différents types de commande vectorielle .....	34
2.3.5.1. <i>La commande vectorielle directe</i> .....	34
2.3.5.2. <i>La commande vectorielle indirecte</i> .....	35
2.4. Implantation de la commande indirecte à flux rotorique orienté .....	35
2.4.1. Structure de la commande .....	35
2.4.1.1. <i>Contrôle des courants</i> .....	37
2.4.1.2. <i>Contrôle de la vitesse</i> .....	38
2.4.2. Performances de la commande .....	39
2.5. Conclusion .....	46
 <b>Chapitre 3 : Caractérisation de la commande à modèle de comportement</b>	
3.1. Introduction .....	48
3.2. Commandes robustes des processus .....	48
3.2.1. Processus – Commande – Robustesse .....	48
3.2.2. Différents types de commandes robustes .....	49
3.2.3. Commandes à modèle .....	51
3.2.3.1. <i>Commande avec des reconstituteurs d'état</i> .....	52
3.2.3.2. <i>Commande adaptative</i> .....	52
3.2.3.3. <i>Commande à modèle interne</i> .....	53
3.2.3.4. <i>Commande à modèle de comportement</i> .....	54
3.3. Analyse de la commande à modèle de comportement .....	55
3.3.1. Préliminaire .....	55
3.3.2. Schéma fonctionnel de la CMC .....	56
3.3.3. Analyse de la boucle de comportement .....	57
3.3.4. Retour par la sortie du modèle (CMC1) .....	59
3.3.5. Retour par la sortie du processus (CMC2) .....	61
3.3.6. Etude de la commande à modèle de comportement pour deux boucles ....	62
3.3.6.1. <i>CMC action locale – modèle distribué</i> .....	63
3.3.6.2. <i>CMC action locale – modèle global</i> .....	64
3.3.6.3. <i>CMC action globale – modèle global</i> .....	66
3.3.6.4. <i>CMC action globale – modèle distribué</i> .....	67
3.4. Conclusion .....	68



# Notations

## Indices :

$s$	Grandeur statorique ou de repère stator
$r$	Grandeur rotorique ou de repère rotor
$d$	Axe $d$ du repère de Park
$q$	Axe $q$ du repère de Park
$n$	Grandeur nominale

## Principales grandeurs :

$v_{ds}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $d$
$v_{qs}$	Tension statorique instantanée dans l'axe $q$
$i_{ds}$	Courant statorique instantané dans l'axe $d$
$i_{qs}$	Courant statorique instantané dans l'axe $q$
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_{ch}$	Couple de charge
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique
$\omega_s$	Pulsation statorique
$\omega_r$	Pulsation rotorique
$\omega_m$	Pulsation mécanique
$\theta$	Angle électrique entre le rotor et le stator
$\theta_s$	Angle électrique entre l'axe $d$ et le stator
$\theta_r$	Angle électrique entre l'axe $d$ et le rotor
$s$	Opérateur de Laplace
$\left. \begin{array}{l} X^* \\ \text{ou} \\ X_{ref} \end{array} \right\}$	Consigne (référence) de la grandeur $X$
$\tilde{X}$	Estimation de la grandeur $X$
$\hat{X}$	Reconstruction de $X$ par un observateur

## Principaux paramètres de la

### machine asynchrone :

$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$L_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
$p$	Nombre de paires de pôles
$T_r$	Constante de temps rotorique
$J$	Moment d'inertie
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux

# Introduction générale

## Introduction générale

La machine asynchrone est de plus en plus utilisée dans le domaine des entraînements réglés à vitesse variable. Cette machine se distingue par une construction mécanique simple et robuste. Cependant, sa commande s'avère difficile du fait de sa dynamique qui est non-linéaire, multivariable et fortement couplée. Par conséquent, toute commande développée pour la machine asynchrone doit simplifier son modèle mathématique en assurant un découplage parfait entre le flux et le couple pour séparer les deux comportements (magnétique et mécanique). On compte plusieurs tentatives de réalisation de la commande de cette machine, dont la plupart ne répondent pas aux exigences technologiques actuelles. Ainsi, la meilleure solution de nos jours est celle offerte par Blaschke [5] au début des années 70.

L'idée de ce dernier est simple et consiste à simuler le comportement du moteur à courant continu à excitation séparée par une orientation du flux de la machine asynchrone selon l'un des axes du repère de Park. Cette solution permet effectivement de découpler les deux composantes « flux » et « couple ». Cependant, plusieurs approches basées sur le choix de l'orientation du flux ont suivi le principe de base de Blaschke. Celle à orientation du flux rotorique avec l'un des axes du repère de Park est la plus intéressante du fait des avantages qu'elle offre.

Par ailleurs, pour répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques, les moyens de traitement de signal, entre autres, les *DSP (Digital Signal Processing)* et les progrès importants réalisés dans l'électronique de puissance, ont contribué à l'implémentation des stratégies de commande assez complexes et les performances de réglage sont similaires à celles obtenues pour le moteur à courant continu.

Toutefois, l'entraînement électrique par une machine asynchrone, découplée par la technique à flux rotorique orienté, pose un problème d'efficacité. En effet, son fonctionnement optimal est fortement altéré par l'insuffisance des performances dynamiques des correcteurs classiques, par l'influence des paramètres de la machine sur l'orientation du flux et sur le comportement des correcteurs ainsi que par l'influence de l'incertitude des valeurs des variables d'état (mesurées, estimées ou observées), en particulier dans le cas des régimes transitoires.

Ceci se traduit par des perturbations (externes et/ou internes) au niveau de la machine. Il s'agit donc d'un problème de robustesse. Cette dernière représente la capacité d'une commande à garder ses performances malgré les aléas et les perturbations qui l'affectent. A celà, on doit ajouter les imperfections des modèles simplifiés et leur évolution temporelle.

Dans ce contexte, ces dernières années ont vu l'apparition de nombreux algorithmes et techniques développés dont l'objectif est de rendre robuste une commande. Parmi ces techniques, une méthode alternative, appelée *commande à modèle de comportement* (CMC), a été développée [29]. L'utilisation de ses avantages (la rapidité de fonctionnement, la capacité de générer des lois de commande robustes, le rejet des perturbations sans être estimées) peut s'avérer une solution prometteuse. En effet, l'application de cette méthode dans plusieurs domaines, en particulier, la commande des systèmes linéaires et non-linéaires, a permis d'obtenir des performances satisfaisantes.

A la lumière de ce qui a été cité, notre travail rentre dans le cadre de la commande de la machine asynchrone fonctionnant avec les meilleures performances possibles tout en améliorant la robustesse de la commande vectorielle par application de la méthode à modèle de comportement. Pour cela, on a partagé ce travail comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du processus à commander. Tout d'abord, on présente le modèle dynamique de la machine asynchrone dans le plan de Park. Ensuite, l'association de l'onduleur de tension à la machine asynchrone est abordée ainsi que la commande de l'onduleur par la stratégie de modulation à largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions la commande vectorielle de la machine asynchrone à flux rotorique orienté. Après une description générale de cette commande et ses différentes variantes, on évolue l'ensemble de ses performances en utilisant les correcteurs conventionnels (commande classique) pour contrôler les courants et la vitesse tout en supposant les paramètres de la machine constants.

Dans le troisième chapitre, on cherche dans une première partie à situer, par une étude bibliographique, la commande à modèle de comportement (CMC) parmi les commandes robustes. La CMC fait partie de la famille des commandes à modèle (avec la commande à modèle interne, la commande à modèle de référence et les reconstruteurs d'état). La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'analyse de la CMC. Cette

commande exploite l'écart entre le processus et son modèle pour modifier les actions du processus réel, afin de le forcer à suivre un comportement défini. Deux structures différentes issues de cette méthode se présentent à l'analyse.

L'application de la commande à modèle de comportement au contrôle vectoriel de la machine asynchrone fait l'objet du quatrième chapitre où nous remplaçons les correcteurs de courants et de vitesse par la CMC. D'abord, la synthèse de cette commande est présentée. Le modèle utilisé est le modèle de Park et la synthèse des correcteurs de comportement est basée sur la nature supposée de la perturbation externe qui affecte le processus. Les deux structures CMC sont ensuite comparées à une commande classique du point de vue de la robustesse (réponses à une variation paramétrique et à une perturbation externe). A la fin de ce chapitre, on représente l'influence de l'incertitude de la valeur estimée de l'angle de changement de repère sur le découplage. A cet effet, un schéma d'estimation est proposé en se basant sur la connaissance du couple de référence déduit de la structure de contrôle de la vitesse par la CMC. Ce schéma présente l'avantage d'être moins lié aux paramètres de la machine, mise à part la résistance rotorique par rapport aux schémas classiques. Pour l'identification de cette dernière, on rappelle le principe d'adaptation par modèle de référence (MRAS). Ainsi, une association des deux méthodes est proposée et les résultats de simulation sont commentés par comparaison des résultats obtenus avec et sans adaptation.

Enfin, dans une conclusion générale, sont énoncés les principaux résultats obtenus et les perspectives de développement envisagées.

## Chapitre 1

# Présentation du Processus à Commander

## 1.1. Introduction :

Pour commander la machine asynchrone triphasée (à induction), comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. De ce fait, il est impératif de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental.

Ce chapitre est consacré à la présentation du processus à commander composé par la machine asynchrone triphasée et l'onduleur de tension.

Dans une première partie, on définit un modèle de la machine asynchrone par modélisation dans le repère de Park.

La deuxième partie est dédiée à la modélisation de l'onduleur triphasé et à l'étude de sa commande pour aborder l'association Onduleur – Machine asynchrone, utile pour les entraînements à vitesse variable.

## 1.2. Modèle dynamique d'une machine asynchrone triphasée :

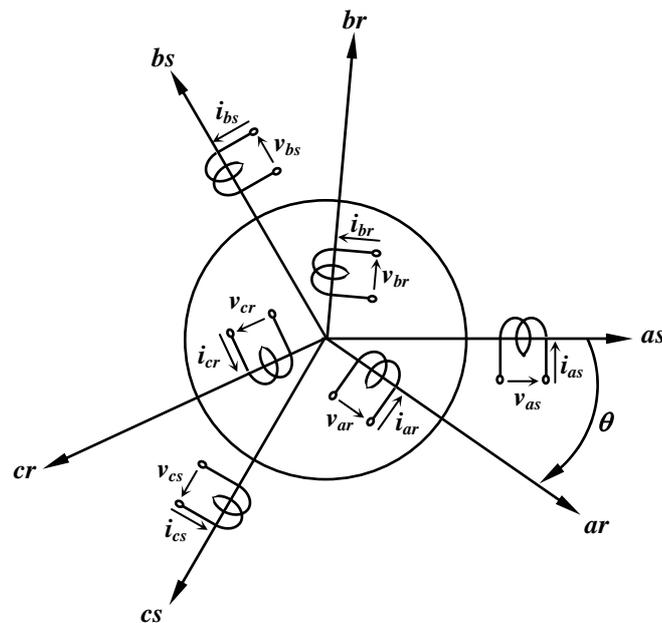
### 1.2.1. Description paramétrique :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $2\pi/3$ , alimentés par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure du rotor peut-être réalisée soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), soit par une cage conductrice formée d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux (rotor à cage d'écureuil) [36]. Il sera admis que les deux structures du rotor sont électriquement équivalentes [47].

La représentation schématique de la machine est donnée sur la figure 1.1 dans l'espace électrique ; l'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique de référence ( $ar$ ) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence ( $as$ ).



**Figure 1.1 :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

La modélisation de la machine repose sur les hypothèses simplificatrices habituelles [16] :

- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches),
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- La constance des inductances propres,
- La loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique est sinusoïdale.

### 1.2.2. Equations générales de la machine :

Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [47].

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (1.1)$$

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (1.2)$$

En désignant par :

$$[v_{sabc}] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T \quad : \text{les tensions appliquées aux trois phases statoriques,}$$

$$[i_{sabc}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \quad : \text{les courants qui traversent celles-ci,}$$

$$[\Phi_{sabc}] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T \quad : \text{les flux totaux à travers ces enroulements,}$$

$R_s$  : la résistance d'une phase statorique.

et en adoptant les mêmes notations pour le rotor en remplaçant les indices «  $s$  » par «  $r$  ».

D'après les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante [19] :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{sabc}] \\ [\Phi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabc}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[M_{sr}(\theta)] = M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$[M_{rs}(\theta)] = [M_{sr}(\theta)]^T \quad (1.7)$$

Tels que :

$l_s$  : l'inductance propre d'une phase statorique,

$l_r$  : l'inductance propre d'une phase rotorique,

$M_s$  : l'inductance mutuelle entre phases statoriques,

$M_r$  : l'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_{sr}$  : l'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques et  $M_o$  sa valeur lorsque leurs axes coïncident.

En tenant compte des expressions (1.4) des flux, les équations des tensions deviennent :

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}(\theta)] [i_{rabc}] \} \quad (1.8)$$

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] [i_{rabc}] + [M_{rs}(\theta)] [i_{sabc}] \} \quad (1.9)$$

En considérant l'entrefer constant et les deux armatures de la machine (stator et rotor) triphasées et symétriques, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont constantes et égales [1]. Ce qui permet d'exprimer les tensions des différents enroulements par :

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}(\theta)] [i_{rabc}] \} \quad (1.10)$$

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}(\theta)] [i_{sabc}] \} \quad (1.11)$$

Pour compléter le modèle de la machine, il convient d'ajouter les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation.

Sachant que l'énergie électromagnétique peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$W_{em} = \frac{1}{2} \left( [i_{sabc}]^T [\Phi_{sabc}] + [i_{rabc}]^T [\Phi_{rabc}] \right) \quad (1.12)$$

Le couple électromagnétique peut être déterminé par :

$$C_{em} = p \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad (1.13)$$

Tel que :  $p$  représente le nombre de paires de pôles.

La vitesse de rotation du rotor  $\Omega$  est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{fr} - C_{ch} \quad (1.14)$$

Avec :  $J$  : représente le moment d'inertie du rotor,

$C_{ch}$  : le couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor,

$C_{fr}$  : le couple dû au frottement défini en fonction du coefficient de frottement

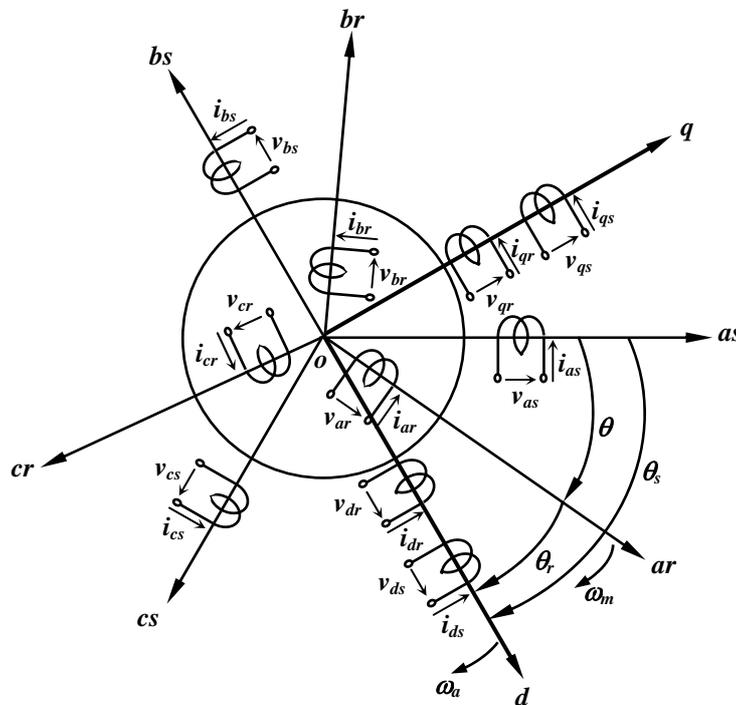
visqueux  $f_r$  par :

$$C_{fr} = \frac{f_r}{p} \frac{d\theta}{dt} \quad (1.15)$$

Les expressions (1.10) à (1.14) permettent la modélisation de la machine dans le plan  $(a,b,c)$ . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multivariées, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

### 1.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone :

Le modèle de Park est généralement choisi comme modèle de la machine asynchrone pour obtenir un système d'équations à coefficients constants. Ce modèle est obtenu grâce à la transformation des enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents (figure 1.2), en respectant l'équivalence du point de vue énergies électrique et magnétique instantanées [71].



**Figure 1.2 :** Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

Avec :  $\theta_s$  : l'angle entre l'axe direct  $d$  et l'axe statorique de référence  $as$ ,

$\theta_r$  : l'angle entre l'axe direct  $d$  et l'axe rotorique de référence  $ar$ ,

$\omega_e$  : la pulsation électrique du système d'axes  $d, q, o$ ,

$\omega_m$  : la pulsation mécanique du rotor.

On remarque que  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont naturellement liés à  $\theta$  par :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (1.16)$$

La matrice de transformation de Park qui assure l'invariance de la puissance instantanée est définie par :

$$[A(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec : 
$$\theta_a = \frac{d\omega_a}{dt} \quad (1.18)$$

On définit la *transformation directe* des grandeurs réelles au système  $(d,q,o)$  par :

$$[Y_{dqo}] = [A(\theta_a)][Y_{abc}] \quad (1.19)$$

tel que  $Y$  représente le vecteur des tensions, des courants ou des flux.

La matrice de *transformation inverse* de Park est définie par :

$$[A(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_a + 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Ce qui permet de revenir aux grandeurs réelles en utilisant la relation :

$$[Y_{abc}] = [A(\theta_a)]^{-1}[Y_{dqo}] \quad (1.21)$$

### 1.3.1. Modèle exprimé dans le repère de Park :

Sachant que  $A(\theta_s)$  représente la matrice de transformation de *Park* définie par (1.17) en remplaçant  $\theta_a$  par  $\theta_s$  et d'après l'expression (1.19), la transformation directe des grandeurs statoriques devient :

$$[v_{sdqo}] = [A(\theta_s)] [v_{sabc}] \quad (1.22)$$

$$[i_{sdqo}] = [A(\theta_s)] [i_{sabc}] \quad (1.23)$$

$$[\Phi_{sdqo}] = [A(\theta_s)] [\Phi_{sabc}] \quad (1.24)$$

Avec : 
$$[v_{sdqo}] = [v_{ds} \ v_{qs} \ v_{os}]^T ; [i_{sdqo}] = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{os}]^T ; [\Phi_{sdqo}] = [\Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \ \Phi_{os}]^T .$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant les indices «  $s$  » par «  $r$  ».

En tenant compte des équations des tensions statoriques (1.1), leurs expressions dans la base de Park s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (1.25)$$

Où :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  représente d'une part la vitesse angulaire des axes  $d, q, o$  dans le repère statorique et la pulsation des grandeurs statoriques, d'autre part.

De façon analogue, la transformation des équations des tensions rotoriques (1.2) conduit au système :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \\ v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (1.26)$$

L'application de la transformation de Park aux équations du flux (1.3) conduit à la relation matricielle entre les vecteurs flux et courants d'axes  $d, q, o$  :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_o & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_o & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_o & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_o & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

On constate :

- d'une part, que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps.
- d'autre part, que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Ce sont :

$$\begin{aligned}
 L_s &= l_s - M_s && \text{l'inductance cyclique statorique,} \\
 L_r &= l_r - M_r && \text{l'inductance cyclique rotorique,} \\
 L_{sr} &= \frac{3}{2} M_o && \text{l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor,} \\
 L_{os} &= l_s + 2M_s && \text{l'inductance homopolaire du stator,} \\
 L_{or} &= l_r + 2M_r && \text{l'inductance homopolaire du rotor.}
 \end{aligned}$$

Les expressions des flux totalisés statoriques et rotoriques s'expriment donc par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{os} & 0 & 0 & 0 \\ L_{sr} & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{or} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Le mode habituel d'alimentation du stator (régime équilibré) et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et rotoriques, les composantes d'indice ( $o$ ) sont nulles. Les équations (1.28) sont réduites à :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Les expressions des flux (1.29) permet d'écrire la forme générale des équations de Park des tensions statoriques et rotoriques transformées :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -L_s \omega_s & L_{sr} s & -L_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s s & L_{sr} \omega_s & L_{sr} s \\ L_{sr} s & -L_{sr} (\omega_s - \omega_m) & R_r + L_r s & -L_r (\omega_s - \omega_m) \\ L_{sr} (\omega_s - \omega_m) & L_{sr} s & L_r (\omega_s - \omega_m) & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Avec :  $s = \frac{d}{dt}$  représente l'opérateur de Laplace.

Le rotor est généralement en court-circuit, donc les tensions  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  sont nulles. La relation matricielle (1.30) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -L_s \omega_s & L_{sr} s & -L_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s s & L_{sr} \omega_s & L_{sr} s \\ L_{sr} s & -L_{sr} (\omega_s - \omega_m) & R_r + L_r s & -L_r (\omega_s - \omega_m) \\ L_{sr} (\omega_s - \omega_m) & L_{sr} s & L_r (\omega_s - \omega_m) & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

### 1.3.2. Choix du système d'axes de référence :

Le référentiel est le système d'axes  $d, q$  associé à une vitesse de rotation choisie. Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du référentiel qui dépendent des objectifs de l'application.

On définit la relation entre les vitesses angulaires des axes  $d, q$  respectivement dans les repères statorique et rotorique ainsi que la vitesse angulaire du rotor par :

$$\omega_s - \omega_r = \omega_m = p\Omega \quad (1.32)$$

Avec :  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  représentant la vitesse angulaire électrique des axes  $d, q, o$  dans le repère rotorique (vitesse de glissement).

La relation (1.32) montre que les différentes vitesses ne sont pas indépendantes. Ainsi, le choix de la vitesse du référentiel change la forme des équations des tensions.

#### 1.3.2.1. Référentiel lié au stator :

Ce choix est traduit par les conditions :  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$  ;  $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_m$

Les équations électriques s'écrivent sous la forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.33)$$

Ce référentiel est choisi de préférence pour l'étude des grandeurs rotoriques ainsi que les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

**1.3.2.2. Référentiel lié au rotor :**

Il se traduit par les conditions :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_m$  ;  $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$

Les équations électriques s'écrivent sous la forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1.34)$$

Ce référentiel peut être intéressant dans l'étude des grandeurs statoriques pendant les régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

**1.3.2.3. Référentiel lié au champ tournant :**

Il se traduit par les conditions :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  ;  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m$

Les équations électriques s'écrivent sous la forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.35)$$

Ce référentiel n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations des tensions, il est cependant particulièrement avantageux pour l'étude de la commande et fait correspondre les grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux divers axes de flux.

### 1.3.3. Expressions du couple électromagnétique :

Dans le cas général, la puissance instantanée  $P_e$  fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axe  $d, q$  par :

$$P_e = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} + v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} \quad (1.36)$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui sont :

a) Puissance  $P_J$  dissipée en pertes Joules :

$$P_J = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (1.37)$$

b) Puissance  $P_{em}$  représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources :

$$P_{em} = i_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + i_{dr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (1.38)$$

c) Puissance mécanique  $P_{mec}$  regroupant l'ensemble des termes liés aux vitesses angulaires :

$$P_{mec} = (\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds})\omega_s + (\Phi_{dr}i_{qr} - \Phi_{qr}i_{dr})(\omega_s - \omega_m) \quad (1.39)$$

En tenant compte des expressions des flux (1.29), on peut donc écrire :

$$P_{mec} = (\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds})\omega_m \quad (1.40)$$

or la puissance mécanique est aussi égale à  $C_{em}\Omega$  ou  $C_{em}\omega_m / p$ , on en tire l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p[\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] \quad (1.41)$$

si on exprime la puissance mécanique par :

$$P_{mec} = \frac{L_{sr}}{L_r}(\Phi_{dr}i_{qs} - \Phi_{qr}i_{ds})\omega_m \quad (1.42)$$

l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} [\Phi_{dr}i_{qs} - \Phi_{qr}i_{ds}] \quad (1.43)$$

Diverses manipulations des équations fondamentales (1.41) et (1.43), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux, conduisent à

l'établissement d'autres expressions du couple électromagnétique qui seront autant de points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande.

On trouve ainsi :

$$C_{em} = p[\Phi_{qr}i_{dr} - \Phi_{dr}i_{qr}] \quad (1.44)$$

$$C_{em} = pL_{sr}[i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}] \quad (1.45)$$

$$C_{em} = p\frac{L_{sr}}{L_s}[\Phi_{qs}i_{dr} - \Phi_{ds}i_{qr}] \quad (1.46)$$

$$C_{em} = p\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_{sr}}[\Phi_{dr}\Phi_{qs} - \Phi_{qr}\Phi_{ds}] \quad (1.47)$$

avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r}$  : coefficient de dispersion.

### 1.3.4. Représentation sous forme d'équations d'état :

La représentation sous forme d'équations d'état permet de représenter les systèmes à modèle complexe. Elle est définie par la forme matricielle suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.48)$$

Avec :  $X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T$  : vecteur des variables d'état choisies.

$U = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$  : vecteur d'entrée (tensions).

En explicitant les grandeurs en fonction des variables d'état, on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} & \omega_m k \\ -\omega_s & -\gamma & -\omega_m k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_m \\ 0 & \frac{L_{sr}}{T_r} & -(\omega_s - \omega_m) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Avec :  $k = \frac{L_{sr}}{\sigma L_r L_s}$  ;  $\gamma = \frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} \frac{L_{sr}^2}{L_r^2}$  ;  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  (constante de temps rotorique).

En fonction des variables d'état, l'équation de la dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_{fr} - C_{ch} \quad (1.50)$$

Les expressions (1.48) à (1.50) permettent la modélisation de la machine dans le plan  $(d,q)$ . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur pour la simulation du comportement dynamique de la machine asynchrone et permettent d'en tirer des stratégies de commande.

### 1.3.5. Comportement de la machine asynchrone reliée au réseau triphasé :

Les réponses du modèle dynamique de la machine asynchrone dans la base de Park associé à un modèle du réseau triphasé équilibré caractérisent le comportement dynamique de la machine (les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe 1). Les grandeurs les plus importantes qui caractérisent une machine asynchrone sont le courant statorique, le couple et la vitesse de rotation. Concernant le flux, cette grandeur dépend de l'étude. Dans notre cas, on s'intéresse à l'étude du flux rotorique.

En simulation, on considère le démarrage à vide et la réponse à un couple de charge pendant le régime permanent ( $t = 0,7s$ ).

Lors du démarrage à vide, on constate l'importance du courant statorique pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives (figure 1.3). En appliquant une charge, le courant absorbé augmente suivant le couple demandé.

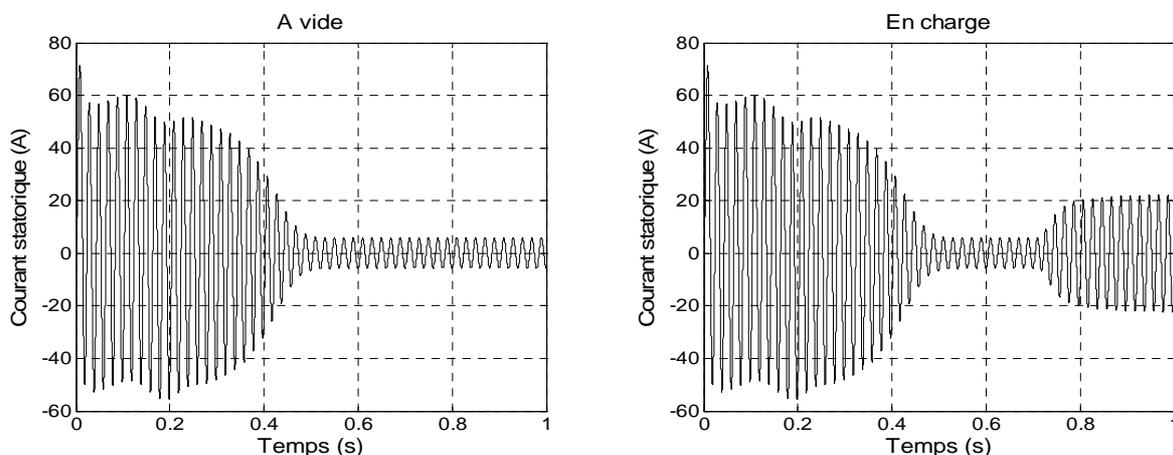
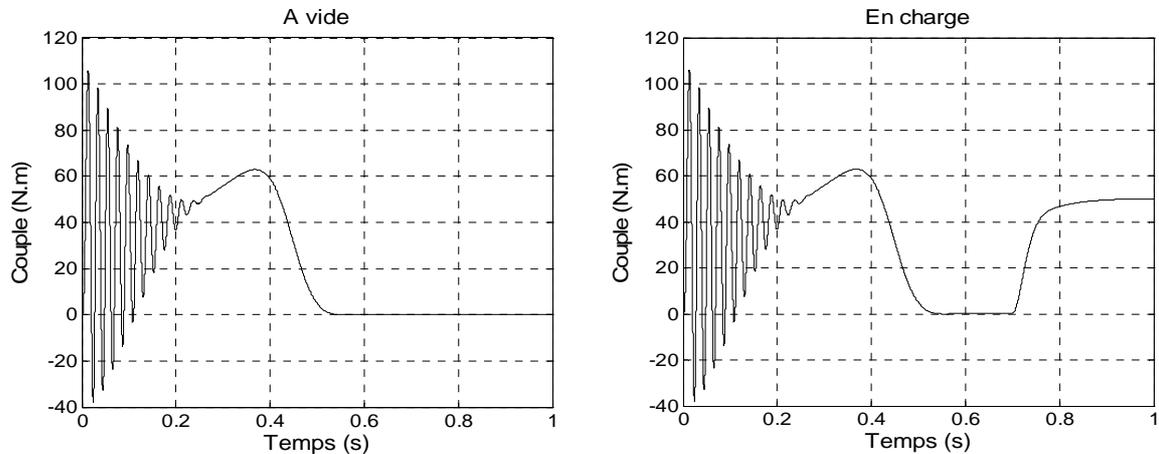


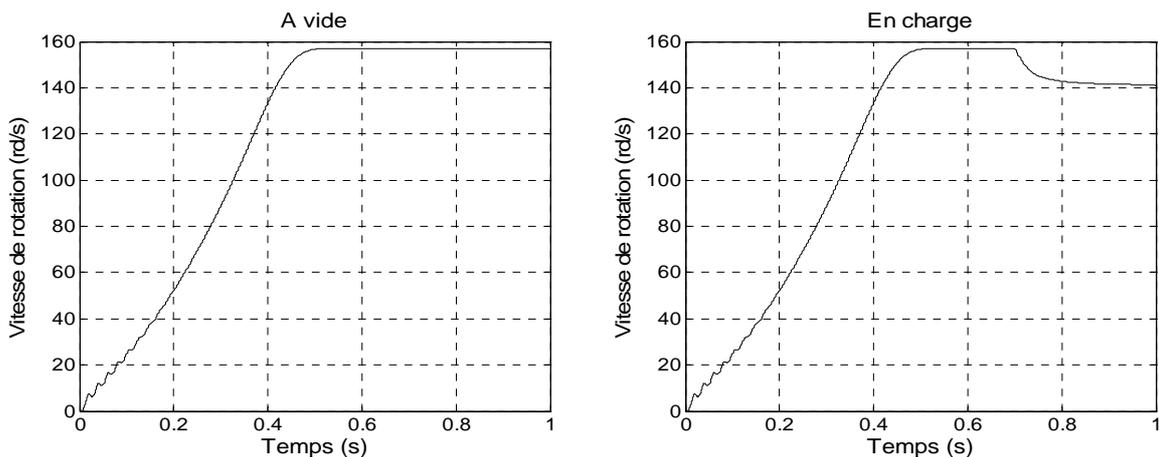
Figure 1.3 : Réponses transitoires du courant statorique.

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique (figure 1.4) est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En charge, le couple électromagnétique compense le couple résistant.



**Figure 1.4 :** Réponses transitoires du couple électromagnétique.

L'allure de la caractéristique de vitesse (figure 1.5) présente des petites oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Au cours de ces oscillations, se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement [1]. A vide, la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse du synchronisme tout en conservant un glissement faible. Mais, elle diminue en appliquant une charge.



**Figure 1.5 :** Réponses transitoires de la vitesse de rotation.

Pendant le régime transitoire, le flux rotorique (figure 1.6) est fortement pulsatoire, suivant l'évolution du couple électromagnétique, avant d'atteindre sa valeur nominale. Mais, sa valeur est affaiblie en charge.

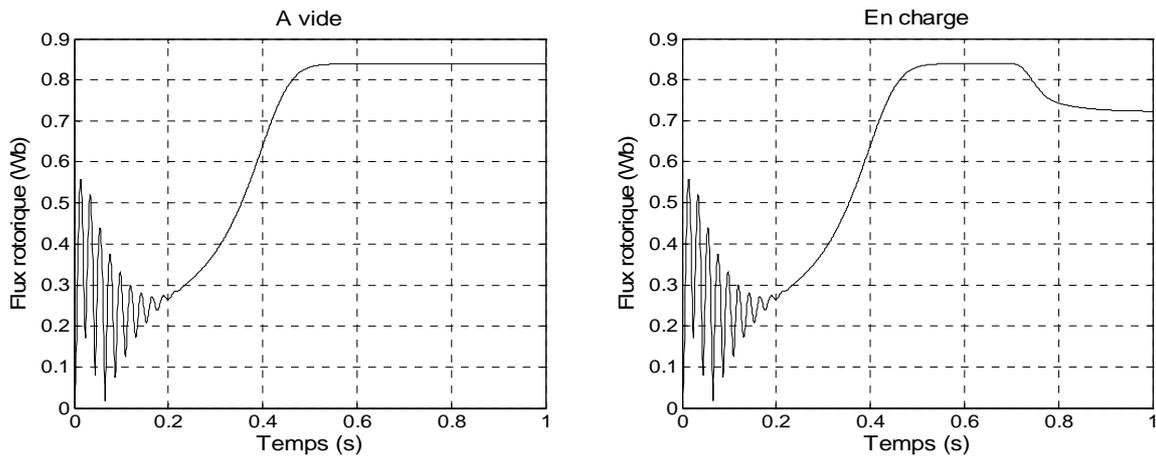


Figure 1.6 : Réponses transitoires du flux rotorique.

D'après ces différentes allures, on constate que la machine asynchrone est fortement couplée, d'où la nécessité du découplage afin de contrôler le couple et le flux séparément et permettre ainsi la commande en vitesse de la machine.

#### 1.4. Alimentation de la machine asynchrone :

Pour l'entraînement des machines asynchrones à vitesse variable, le type d'alimentation doit être à fréquences et amplitudes variables [13]. Les variateurs les plus répandus sont constitués d'un pont redresseur qui en association avec un filtre réalise une source de tension ou de courant continu, et d'un onduleur autonome qui délivre au moteur un système de tensions ou de courants alternatifs triphasés réglables en fréquence et en valeur efficace grâce à des lois appropriées de commande des interrupteurs électroniques  $K_i$  et  $K'_i$  (figure 1.7). Ces interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des thyristors, des transistors *MOS* ou bipolaires, des *IGBT* ou des *GTO*, associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

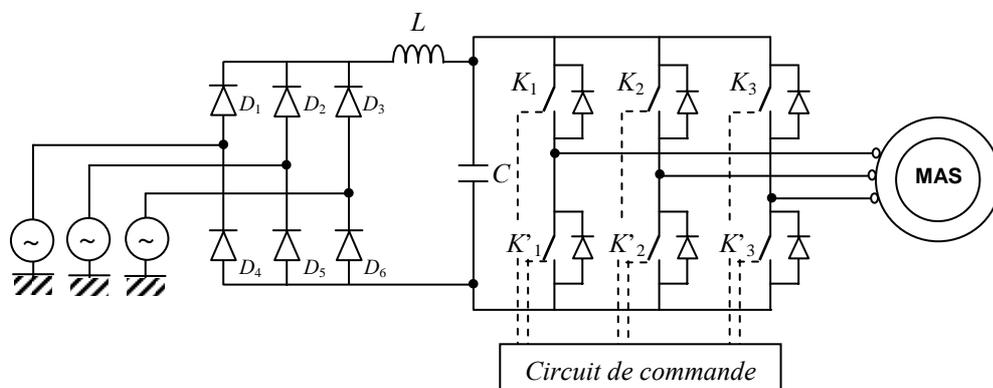


Figure 1.7 : Principe d'alimentation de la machine asynchrone.

Dans la suite, on procède seulement à la modélisation de l'onduleur de tension représentant l'organe de commande de la machine.

### 1.4.1. Onduleur de tension triphasé :

Le schéma d'un onduleur de tension triphasé (figure 1.8), comporte trois bras et 6 cellules (interrupteurs) de commutation [41].

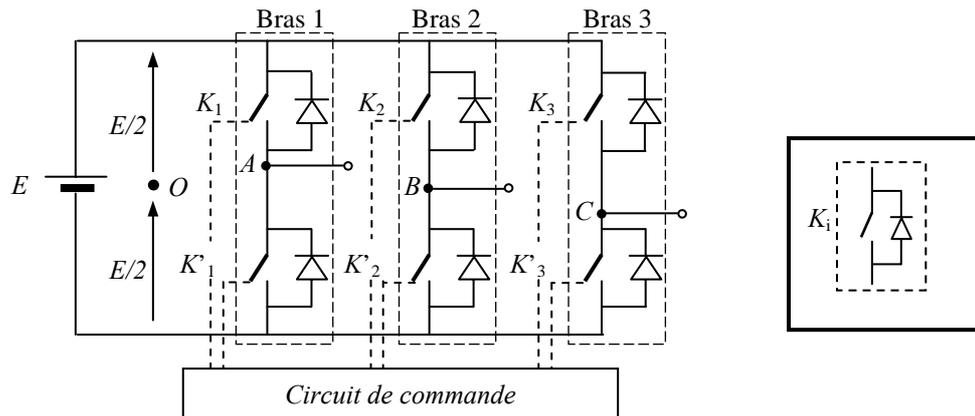


Figure 1.8 : Schéma d'un onduleur triphasé.

Les interrupteurs  $K_i$  et  $K'_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Ces éléments sont commandés à l'ouverture et à la fermeture grâce aux signaux générés par le circuit de commande [39]. Il s'agit de séquences de commutation de l'onduleur afin de fournir les tensions à appliquer au moteur [15]. En pratique, plusieurs stratégies de commande sont mises en œuvre pour réaliser ces signaux.

### 1.4.2. Modèle mathématique d'un onduleur de tension triphasé :

D'après le schéma simplifié de l'onduleur triphasé, il existe une relation liant les tensions simples issues de l'onduleur dans les points  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et leurs valeurs par rapport au point milieu ( $O$ ), défini par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

Les tensions  $v_A$ ,  $v_B$ ,  $v_C$  représentent les tensions issues de l'onduleur pour alimenter et commander la machine asynchrone.

En sachant que :

$$\begin{cases} v_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ v_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ v_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (1.52)$$

et les signaux de commande  $S_i$  ( $i = 1,2,3$ ) sont donnés par :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé} & \text{sinon } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé} & \text{sinon } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé} & \text{sinon } S_3 = -1 \end{cases}$$

les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

Ce système d'équations représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé dont les signaux  $S_i$  sont déterminés suivant la stratégie de commande choisie.

La détermination des tensions composées entre deux phases revient à appliquer les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{AB} = v_A - v_B \\ v_{BC} = v_B - v_C \\ v_{CA} = v_C - v_A \end{cases} \quad (1.54)$$

### 1.4.3. Commande de l'onduleur de tension triphasé :

Les ondes de tensions délivrées par un variateur de vitesse pour machine asynchrone triphasé doivent présenter les deux caractéristiques suivantes :

- Constituer une approximation aussi proche que possible de la sinusoïde car les harmoniques produisent des effets nuisibles.
- Présenter un fondamental dont on puisse faire varier l'amplitude en même temps que la fréquence.

Parmi les procédés de génération de ces formes d'ondes, on trouve la méthode de découpage d'une tension continue par le procédé dit *Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)*.

Plusieurs stratégies de commande sont proposées pour réaliser ces formes d'ondes, mais la méthode la plus utilisée est la stratégie *MLI triangulo-sinusoidale*. Cette dernière est réalisée par comparaison des tensions de références, correspondantes aux tensions de sorties de fréquence basse  $f$ , à une onde triangulaire (porteuse) de fréquence haute  $f_p$  (figure 1.9). Les signaux résultants représentent les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur.

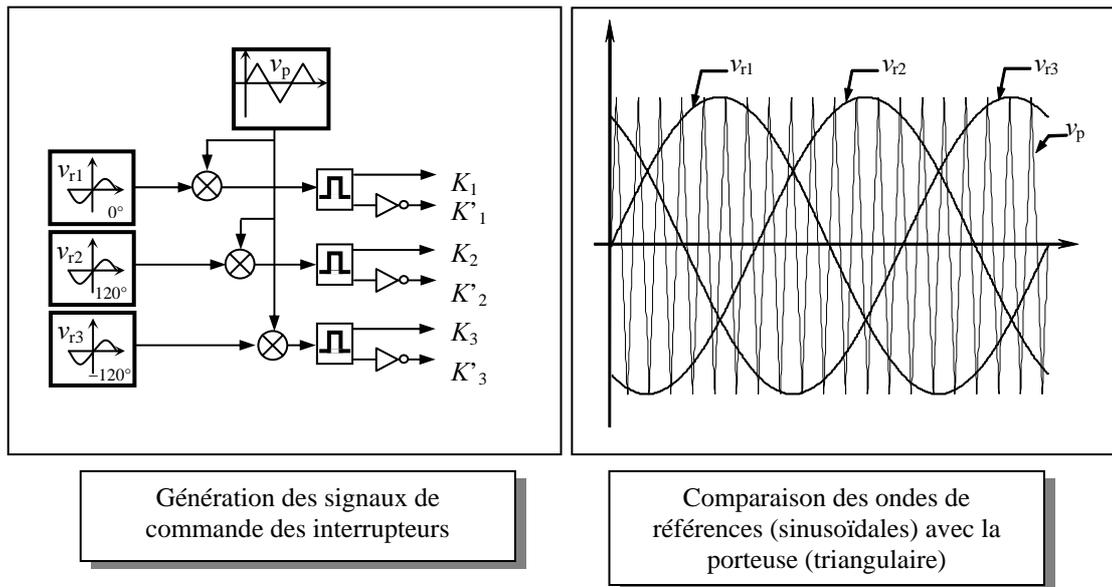


Figure 1.9 : Stratégie MLI triangulo-sinusoidale.

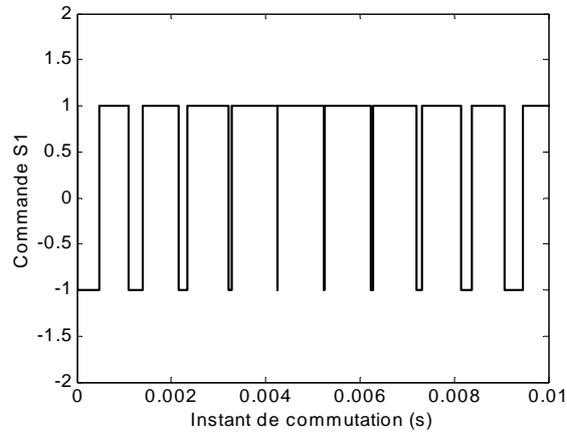
En désignant par  $v_{r1}$ ,  $v_{r2}$ ,  $v_{r3}$  les tensions de référence d'amplitude  $V_{rm}$  et  $v_p$  la porteuse triangulaire d'amplitude  $V_{pm}$ , leurs expressions peuvent être définies par :

$$\begin{cases} v_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ v_{r2} = V_{rm} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{r3} = V_{rm} \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (1.55)$$

$$v_p = \begin{cases} \left( \frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) V_{pm} & \text{pour } nT_p \leq t \leq \left( n + \frac{1}{2} \right) T_p \\ \left( \frac{-4t}{T_p} + (4n+3) \right) V_{pm} & \text{pour } \left( n + \frac{1}{2} \right) T_p \leq t \leq (n+1)T_p \end{cases} \quad (1.56)$$

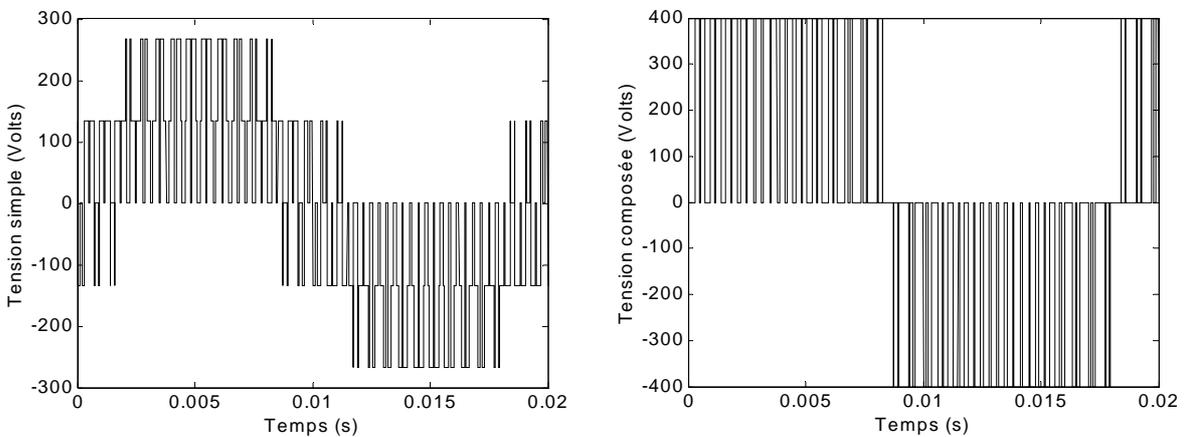
Telle que  $T_p$  désigne la période du signal de la porteuse et  $n$  prend les valeurs (0,1,2,...) suivant la période.

Les instants de commutations des interrupteurs (figure 1.10) sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et les références. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse [39].



**Figure 1.10 :** *Signal de commande  $S_1$ .*

Ainsi, les allures de tension simple d'une phase et la tension composée issues de l'onduleur commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale sont représentées par la figure 1.11.



**Figure 1.11 :** *Tension simple ( $v_A$ ) et tension composée ( $v_{AB}$ ).*

La tension simple est proche de la sinusoïde. Pour réduire les harmoniques, on agit sur deux paramètres caractérisant cette stratégie de commande, qui sont :

- L'indice de modulation  $m = \frac{f_p}{f}$ .
- Le taux de modulation  $r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}}$ .

Un choix judicieux de  $m$  permet de rejeter les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage (figure 1.12) et le paramètre  $r$  est choisi de telle sorte que l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse pour que certaines intersections ne disparaissent pas [26,37].

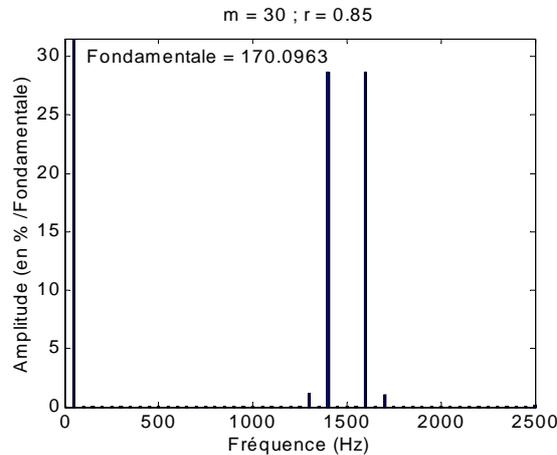


Figure 1.12 : Spectre d'harmoniques de la tension  $v_A$  issu de l'onduleur.

#### 1.4.4. Association Onduleur de tension à MLI – Machine asynchrone :

La figure 1.13 représente l'association de l'onduleur de tension commandé par la stratégie MLI alimentant la machine asynchrone.

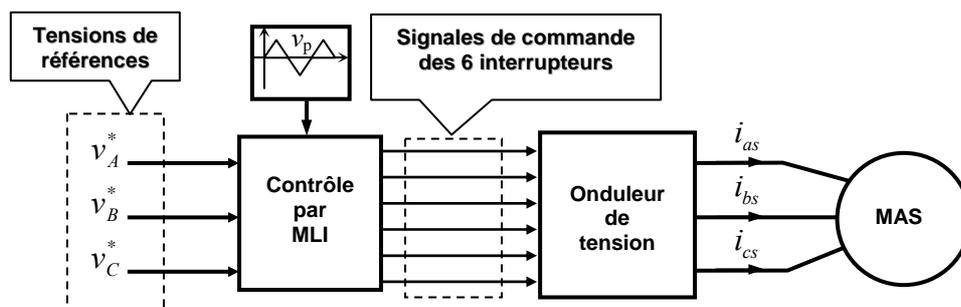
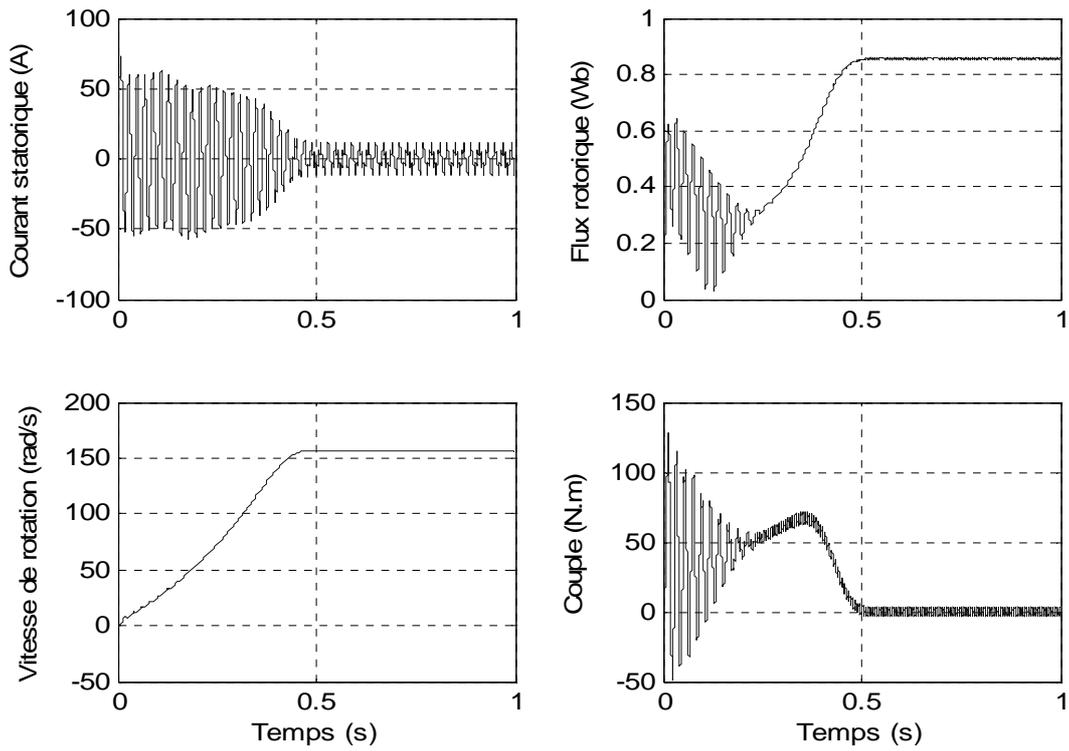
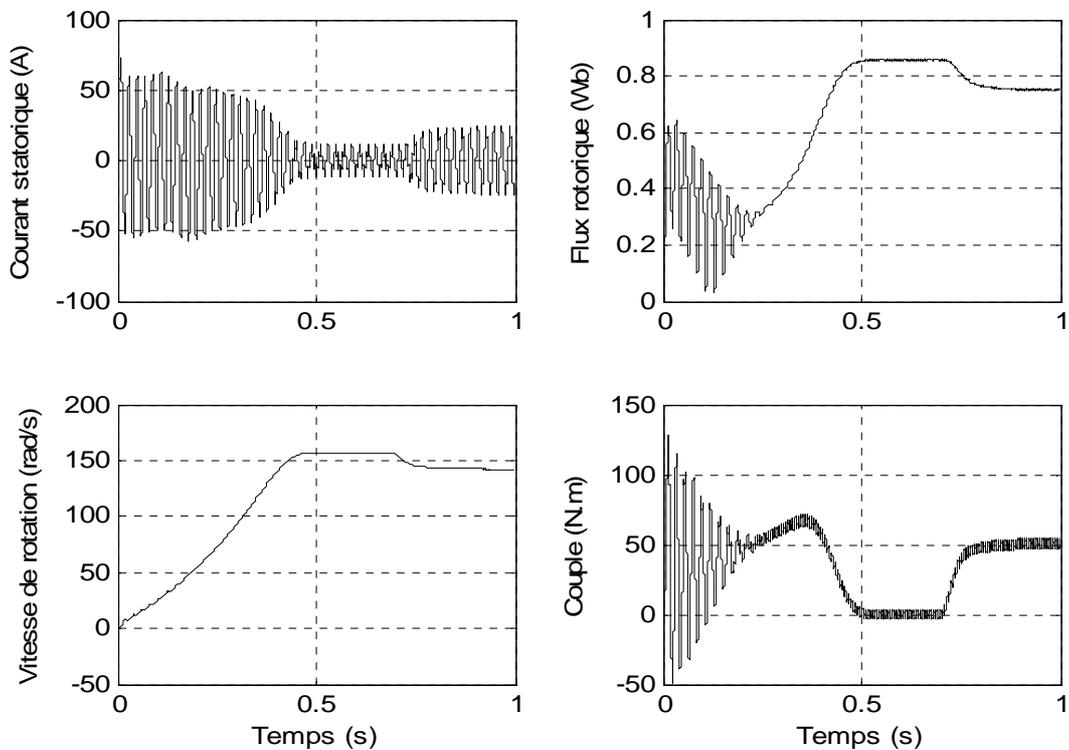


Figure 1.13 : Association onduleur à MLI-MAS.

La figure 1.14 représente le comportement à vide de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI. Par comparaison avec l'alimentation via le réseau triphasé, la grande différence réside dans l'allure du couple électromagnétique qui présente des oscillations dues à la présence des harmoniques dans les signaux des tensions statoriques issues de l'onduleur. L'application d'une charge pendant le régime permanent (figure 1.15) montre que le couplage demeure entre le flux et le couple.



**Figure 1.14 :** Démarrage à vide de l'ensemble Onduleur à MLI- Machine asynchrone ( $m = 30 ; r = 0,85$ ).



**Figure 1.15 :** Démarrage à vide de l'ensemble Onduleur à MLI-Machine asynchrone puis application d'une charge à  $t = 0.7s$ .

## 1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, un modèle mathématique de la machine asynchrone a été établi dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices ; cela a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le nombre d'équations du système électrique d'état de la machine et rendre les coefficients de ces équations indépendants de la position du rotor.

Un modèle mathématique de l'onduleur de tension a été établi ainsi que sa commande par la stratégie de modulation à largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale pour aborder l'association onduleur-machine asynchrone dans les entraînements à vitesse variable.

Dans les différentes simulations, nous avons constaté que le flux et le couple sont couplés, ainsi que la vitesse de rotation, d'où la difficulté de la commande de la machine.

Le prochain chapitre présente une méthode de découplage permettant la commande de la machine.

## **Chapitre 2**

# **Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone**

## 2.1. Introduction :

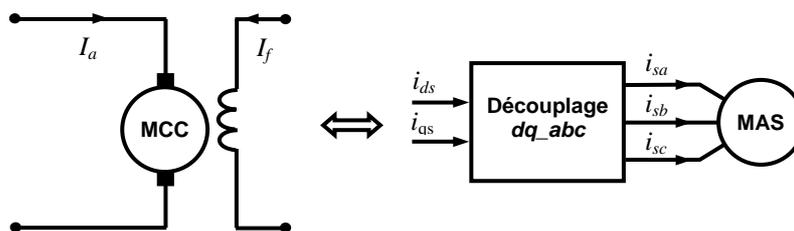
Les progrès de l'électronique de puissance et de la commande ont permis d'utiliser la machine asynchrone dans la plupart des applications industrielles à vitesse variable (traction, machine à outils,...), pour remplacer la machine à courant continu. Ceci a été possible grâce au développement de la « commande vectorielle » pour contrôler le flux et le couple séparément et permettre ainsi la commande en vitesse de la machine.

Deux méthodes de commande vectorielle (directe et indirecte) existent. Elles sont toutes les deux basées sur la décomposition du courant statorique en deux courants orthogonaux producteurs de flux et de couple.

Dans ce chapitre, on présente le principe de la commande vectorielle ainsi que l'implantation de la commande indirecte par orientation du flux rotorique dans laquelle on analyse les possibilités de découpler les deux comportements (magnétique et mécanique). Ceci permet de simplifier les boucles de contrôle des courants et de la vitesse. Les lois de commande sont déduites en considérant les paramètres de la machine constants.

## 2.2. Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à simuler le comportement de la machine à courant continu (à excitation séparée), par orientation du flux de la machine asynchrone selon l'un des axes du repère de Park (figure 2.1), ce qui permet de découpler les deux composantes « flux » et « couple » [8].

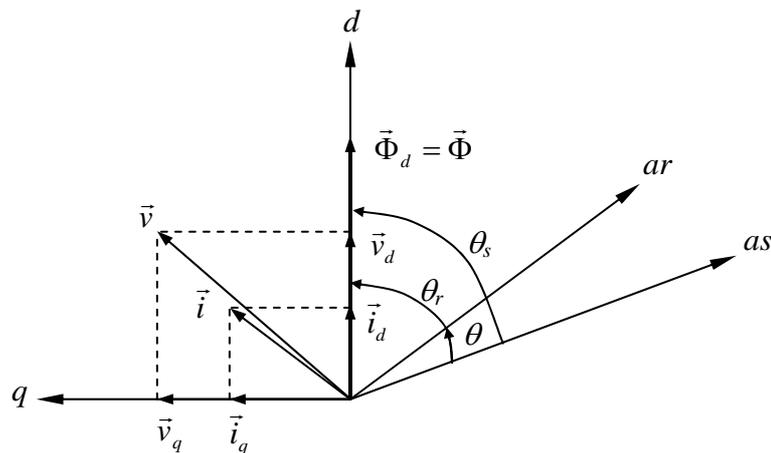


**Figure 2.1 :** Principe de la commande vectorielle.

Dans une machine à courant continu, l'axe de l'induit est maintenu fixe et orthogonal au flux inducteur grâce au dispositif balais-collecteur. Il en découle un découplage naturel entre ces deux grandeurs de sorte que l'expression du couple prenne la forme scalaire :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_f \cdot I_a \quad (2.1)$$

Par contre, dans une machine asynchrone, le couple électromagnétique instantané résulte d'une différence de produits de deux grandeurs scalaires. Ainsi, l'observation des équations de Park du couple prouve que le choix d'orientation qui consiste à aligner l'un des flux (statorique, rotorique ou d'entrefer) sur un axe du repère (figure 2.2), annule la composante de ce même flux sur l'autre axe [73]. Ce qui mène à une expression du couple en fonction de deux grandeurs orthogonales tout en contrôlant la position du flux orienté.



**Figure 2.2 :** Principe d'orientation du flux.

Ainsi, la vitesse du référentiel d'axes  $d, q$  doit être celle du champ tournant, ce qui convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = \int_0^t (p\Omega + \omega_r) dt \quad (2.2)$$

Cependant, la vitesse angulaire  $\omega_r$  est inaccessible. Son estimation est possible en développant un modèle dynamique déduit de la simplification des expressions de Park, pour un référentiel lié au champ tournant, par application des conditions d'orientation du flux.

## 2.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté :

### 2.3.1. Principe d'orientation du flux rotorique :

Le choix du référentiel d'axes  $d, q$  de telle sorte que l'axe  $d$  coïncide avec le vecteur du flux rotorique annule la composante en quadrature :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r ; \Phi_{qr} = 0 \quad (2.3)$$

Si le flux est maintenu constant, l'évolution du couple suit celle de  $i_{qs}$  puisque l'expression (1.43) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (2.4)$$

Si  $\Phi_{qr} = 0$ , les équations de Park pour un repère lié au champ tournant se simplifient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (2.5)$$

### 2.3.2. Expressions générales de la commande :

La machine est alimentée en tension. Donc, il convient d'établir le modèle électrique du processus afin d'élaborer les algorithmes nécessaires à la définition des grandeurs de réglage  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ .

En considérant le flux  $\Phi_r$  orienté sur l'axe  $d$  et en tenant compte des équations des flux (1.29) et des tensions (1.35) on obtient (après calcul) :

$$\begin{cases} v_{ds} = \left( R_s + R_r \frac{L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = \left( R_s + R_r \frac{L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + p\Omega \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_{sr} i_{ds} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (2.6)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux rotorique orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  influent à la fois sur  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  donc sur le flux et le couple (figure 2.3).

Par conséquent, toute variation de l'une de ces grandeurs engendrera une perturbation sur l'autre. Ceci peut poser des problèmes lorsque nous souhaitons des réponses transitoires rapides ou des variations de consignes de très grandes amplitudes [44].

Ceci nous a donc conduit à analyser les possibilités de découpler ces deux grandeurs de sorte à minimiser ou réduire de façon très significative leur influence réciproque.

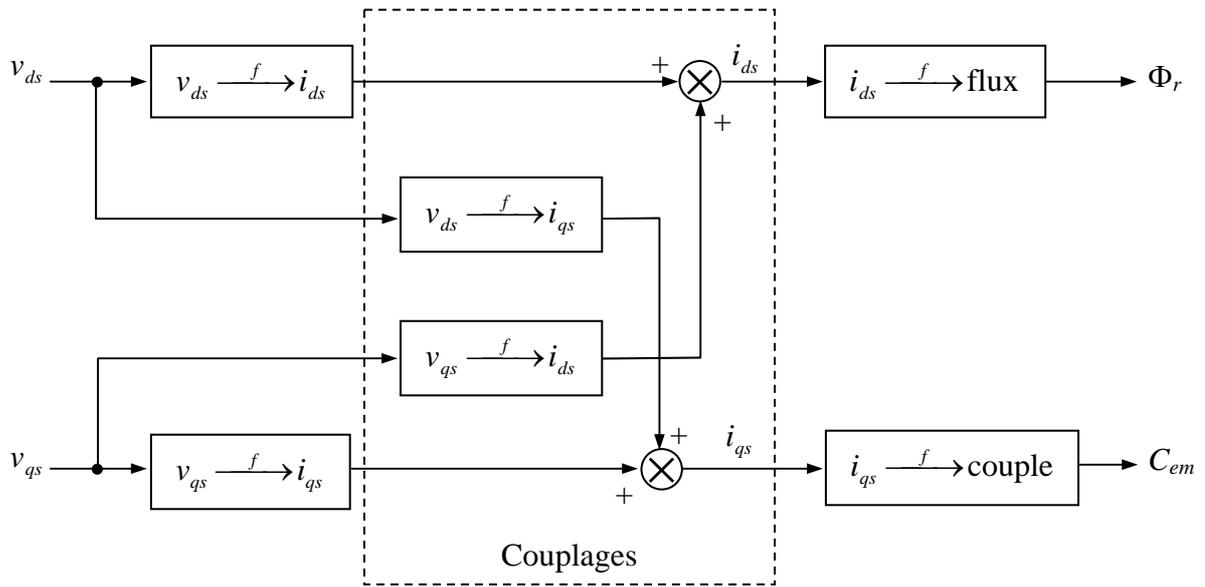


Figure 2.3 : Description des couplages.

### 2.3.3. Découplage entrée – sortie :

L’objectif est de limiter l’effet d’une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d’un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur [49], découplage par retour d’état [32], découplage par compensation [16,32]. Nous présentons le dernier type de découplage.

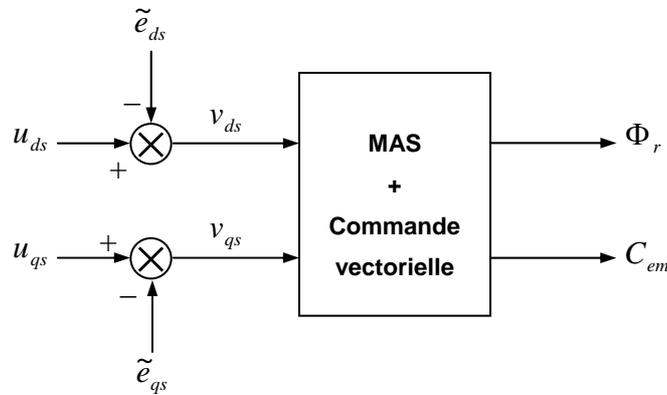
Définissons deux nouvelles variables de commande  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  telles que :

$$\begin{cases} v_{ds} = u_{ds} - e_{ds} \\ v_{qs} = u_{qs} - e_{qs} \end{cases} \quad (2.7)$$

où  $e_{ds}$  et  $e_{qs}$  représentent les termes de couplage définis par :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \Phi_r \\ e_{qs} = -p \Omega \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{ds} \end{cases} \quad (2.8)$$

Comme le montre la figure 2.4, le découplage par compensation consiste à injecter ces deux termes perturbateurs en opposition, reconstituées par le dispositif de commande ( $\tilde{e}_{ds}$  et  $\tilde{e}_{qs}$ ).



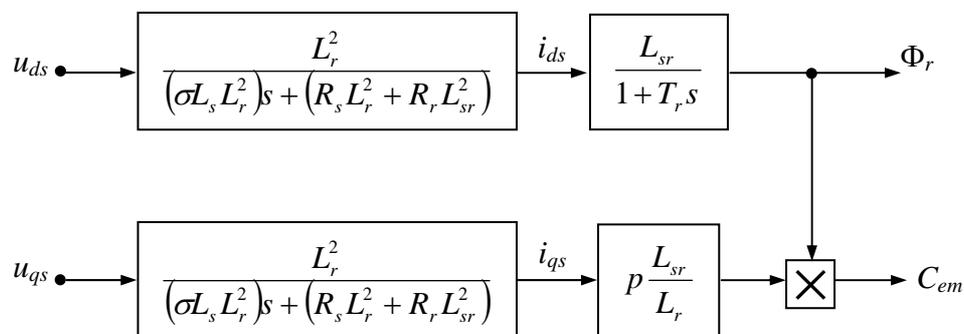
**Figure 2.4 :** Reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$

Les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$ , d'où le nouveau système :

$$\begin{cases} u_{ds} = \left( R_s + R_r \frac{L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ u_{qs} = \left( R_s + R_r \frac{L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (2.9)$$

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées. Les tensions  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  permettent respectivement le contrôle de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

En faisant apparaître de manière explicite le flux rotorique et le couple électromagnétique, on aboutit au modèle de la commande découplée (figure 2.5).



**Figure 2.5 :** Commande découplée – expression de  $\Phi_r$  et  $C_{em}$ .

On constate que seule la composante du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple électromagnétique ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$  si le flux rotorique est maintenu constant.

### 2.3.4. Contrôle du flux et du couple :

Pour contrôler le courant  $i_{qs}$  (couple) sans toutefois modifier le courant  $i_{ds}$  (flux), on agit de façon instantanée sur les tensions statoriques issues de la commande.

La fonction de transfert de courant est la même sur les deux axes et elle est définie par :

$$F_s(s) = \frac{i_s}{v_s + e_s} = \frac{K_e}{1 + \tau_e s} \quad (2.10)$$

Avec :  $K_e = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2}$  ;  $\tau_e = \frac{\sigma L_s L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2}$ .

La figure 2.6 représente le schéma fonctionnel du contrôle qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies selon que les perturbations non linéaires ( $e_{ds}$  et  $e_{qs}$ ) sont compensées ou non. Les termes  $\tilde{e}_{ds}$  et  $\tilde{e}_{qs}$  sont déterminés par une reconstitution en temps réel des perturbations réciproques  $e_{ds}$  et  $e_{qs}$ . Ainsi, si  $\tilde{e}_{ds} = e_{ds}$  et  $\tilde{e}_{qs} = e_{qs}$  le découplage est évident.

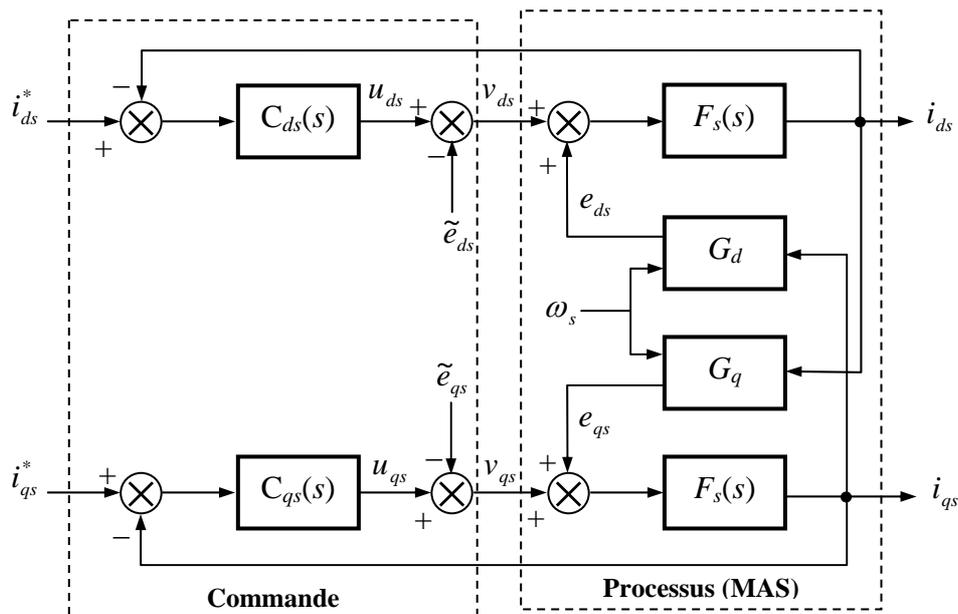


Figure 2.6 : Schéma fonctionnel de contrôle des courants statoriques.

Les deux fonctions  $G_d$  et  $G_q$  sont définies par :  $G_d = \sigma L_s + \frac{L_{sr} \Phi_r}{L_r^2 \omega_s i_{qs}}$  ;  
 $G_q = -\sigma L_s - p \Omega \frac{L_{sr} \Phi_r}{L_r \omega_s i_{ds}}$ .

On remarque sur cette figure que les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  sont régulés respectivement par les deux correcteurs  $C_{ds}$  et  $C_{qs}$ . Pour le calcul de ces correcteurs, on considère que la compensation est parfaite. Ceci permet de considérer la régulation du courant  $i_{ds}$  sans perturbation de l'axe  $q$  et sa boucle de régulation plus le terme de découplage entre l'axe  $q$  et  $d$  permettent de maintenir le courant  $i_{ds}$  constant quelle que soit la valeur du courant  $i_{qs}$ . Ainsi, le courant  $i_{ds}$  ne perturberait plus l'axe  $q$ .

### 2.3.5. Différents types de commande vectorielle :

Pour commander la machine, nous venons de voir qu'il faut réguler  $i_{ds}$  pour magnétiser la machine, réguler  $i_{qs}$  pour contrôler le couple et assurer la relation angulaire d'autopilotage. Alors, l'estimation des grandeurs inaccessibles est impérative (la position ou l'amplitude du flux).

Pour cela, deux modes de commande vectorielle sont fréquemment utilisés :

- Commande vectorielle directe,
- Commande vectorielle indirecte.

#### 2.3.5.1. La commande vectorielle directe :

Initiée par Blaschke, cette commande consiste à réguler le flux rotorique. La valeur de retour de la boucle du flux est mesurée par des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine (capteurs à effet hall) [51] ou estimée par des modèles d'observation [61].

Mais, cette méthode présente les inconvénients suivants [35] :

- Les capteurs sont mécaniquement fragiles, manque de précision dans des conditions de fonctionnement sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
- Les paramètres du modèle sont fixes et ne permettent pas de suivre l'évolution du flux dans le cas des variations paramétriques de la machine dues surtout à l'échauffement et la saturation.

### 2.3.5.2. La commande vectorielle indirecte :

Introduite par Hasse, cette commande consiste à supposer le flux établi en régime permanent à la valeur désirée, imposée dans la commande. La signification de la « *méthode indirecte* » est la possibilité d'éliminer l'estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor.

D'après les deux présentations, le choix est porté sur la commande vectorielle indirecte. Dans cette méthode, l'emploi d'un capteur ou un estimateur de flux n'est pas nécessaire, puisqu'on n'a nullement besoin de connaître l'amplitude du flux.

## 2.4. Implantation de la commande indirecte à flux rotorique orienté :

### 2.4.1. Structure de la commande :

La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté peut se résumer par la figure 2.7.

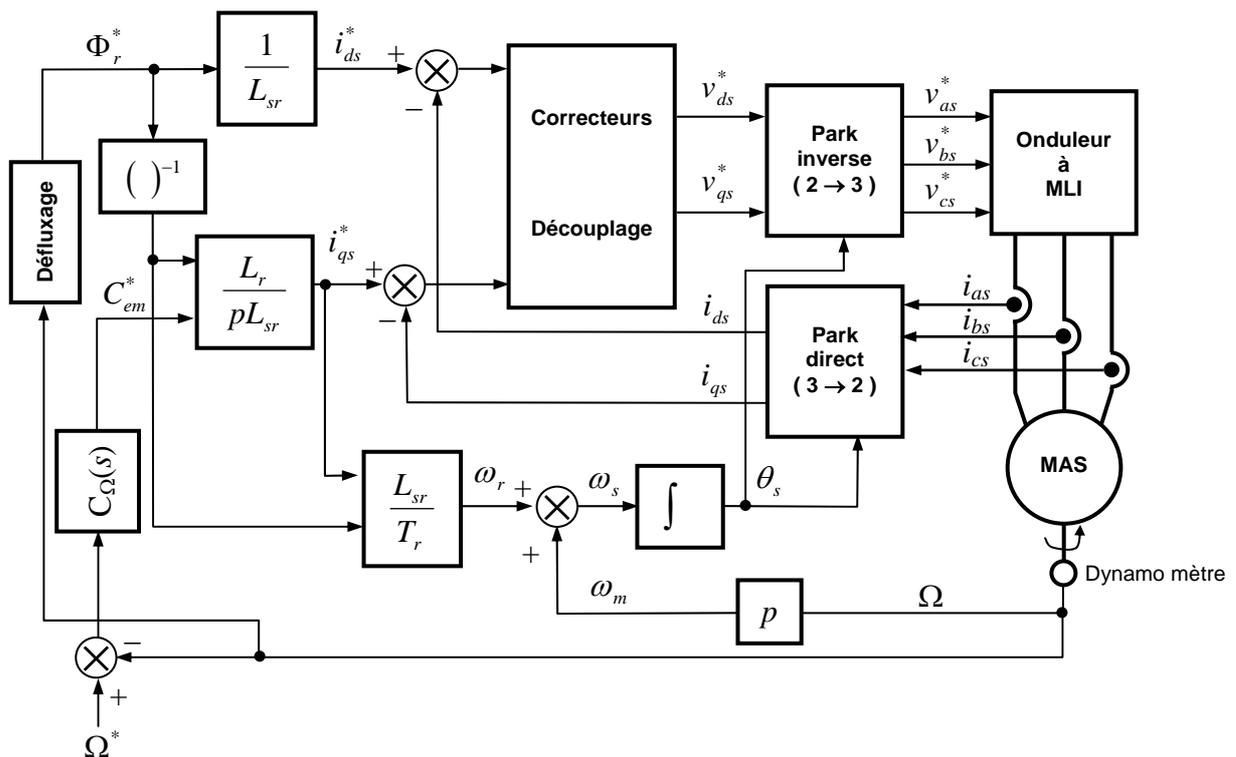


Figure 2.7 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte.

Nous pouvons constater sur cette figure l'apparition de deux boucles internes pour asservir les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et d'une boucle externe pour asservir la vitesse de rotation

mécanique  $\Omega$ , d'un ensemble estimant  $\theta_s$  ainsi que les blocs de transformation de Park directe et inverse. La sortie du régulateur de vitesse  $C_\Omega(s)$  fournira le couple de référence  $C_{em}^*$ . La référence  $i_{qs}^*$  est l'image du couple à flux de référence  $\Phi_r^*$  donné. La référence  $i_{ds}^*$  est obtenue en considérant qu'au régime permanent  $i_{ds}^* = \Phi_r^* / L_{sr}$ . Le bloc Correcteurs-Découplage est détaillé sur la figure 2.6. Les sorties des deux boucles internes constituent l'image des tensions triphasées appliquées à la machine asynchrone au travers d'un onduleur de tension à MLI.

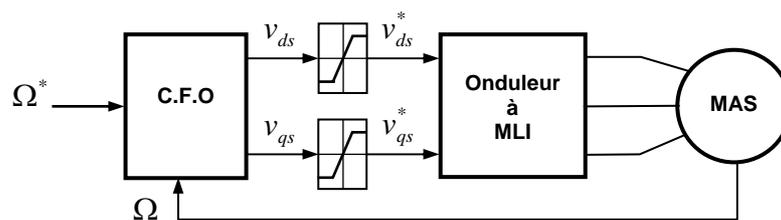
Le flux de référence est déterminé par le bloc de défluxage, ce qui permet, pour un fonctionnement à puissance constante, de diminuer cette référence lors du fonctionnement à des vitesses supérieures à la vitesse nominale. Ce bloc est défini par [48] :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \Phi_n & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (2.11)$$

Où :  $\Phi_n$  : désigne la valeur nominale du flux rotorique.

$\Omega_n$  : valeur nominale de la vitesse de rotation mécanique.

En pratique, les tensions statoriques ne doivent pas dépasser la valeur maximale admissible par l'onduleur. Pour cela, on introduit des blocs de limitation des tensions sortantes du bloc (C.F.O) de la commande à flux orienté (figure 2.8).



**Figure 2.8 :** Limitation des tensions de références de l'onduleur.

Cette limitation consiste à maintenir le module du vecteur de tension statorique défini par la relation :

$$|v_s| = \sqrt{|v_{ds}|^2 + |v_{qs}|^2} \quad (2.12)$$

En développant les expressions des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  en fonction des tensions réelles de valeur maximale  $V_m$ , on aboutit à la relation :

$$|v_s| = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \quad (2.13)$$

Cette relation reste valable quelle que soit l'orientation du référentiel.

Dans le cas où  $|v_s| > \sqrt{\frac{3}{2}} V_m$ , il faut maintenir le module de  $v_{ds}$  et poser :

$$|v_{qs}| = \sqrt{|v_s|^2 - |v_{ds}|^2} \quad (2.14)$$

#### 2.4.1.1. Contrôle des courants :

Dans cette étude, on considère la source électrique, le convertisseur statique (onduleur de tension), les capteurs idéaux, les paramètres du processus constants et connus, ainsi que toute perturbation, interne ou externe, parfaitement compensée (ou inexistante).

La boucle de courant, illustrée par la figure 2.9, est la même sur les deux axes, sauf les perturbations. Par conséquent, on va illustrer une seule fois cette boucle (les indices  $d$  et  $q$  sont volontairement omis). Le correcteur utilisé est un IP [54] et les gains proportionnel  $K_P$  et intégral  $K_I$  sont calculés (voir l'annexe 2) afin d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée du deuxième ordre, dont l'amortissement est unitaire et le temps de réponse est 15 ms.

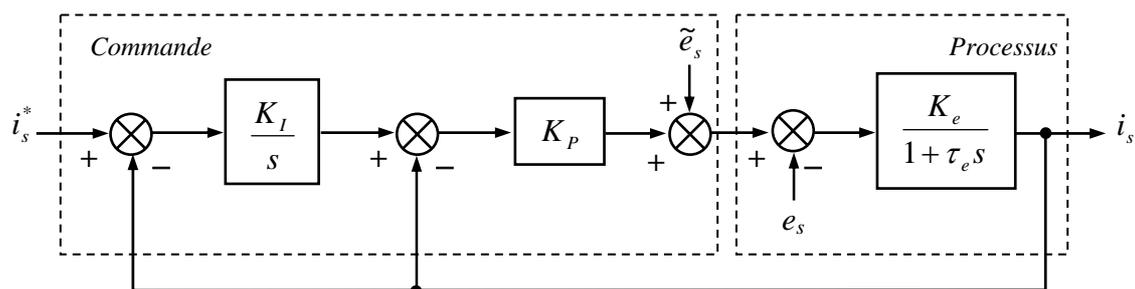


Figure 2.9 : Boucle de courant.

D'après la réponse indicielle de la boucle de courant, le temps de réponse désiré et l'amortissement sont vérifiés en simulation, figure 2.10.

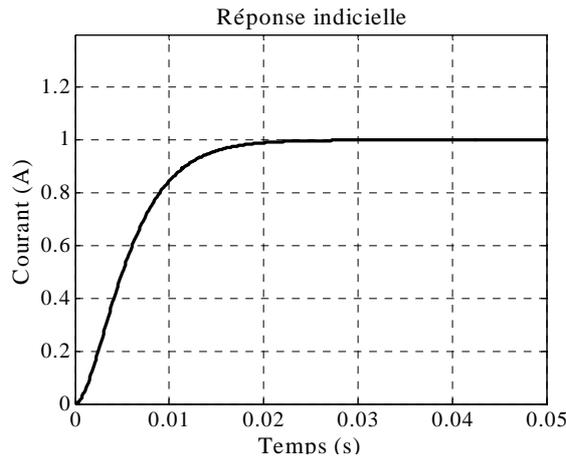


Figure 2.10 : Réponse indicielle de la boucle de courant.

2.4.1.2. Contrôle de la vitesse :

Une fois que les courants sont maîtrisés, le réglage du correcteur de vitesse est étudié. D’après l’équation de la dynamique, la fonction de transfert de la vitesse de rotation est définie par :

$$\Omega(s) = \frac{K_{\Omega} C_{em}}{(1 + \tau_{\Omega} s)(1 + \tau_e s)} - \frac{K_{\Omega} C_{ch}}{(1 + \tau_{\Omega} s)} \tag{2.15}$$

avec :  $K_{\Omega} = \frac{1}{fr}$  ;  $\tau_{\Omega} = \frac{J}{fr}$ .

Le schéma fonctionnel en boucle fermée est illustré sur la figure 2.11.

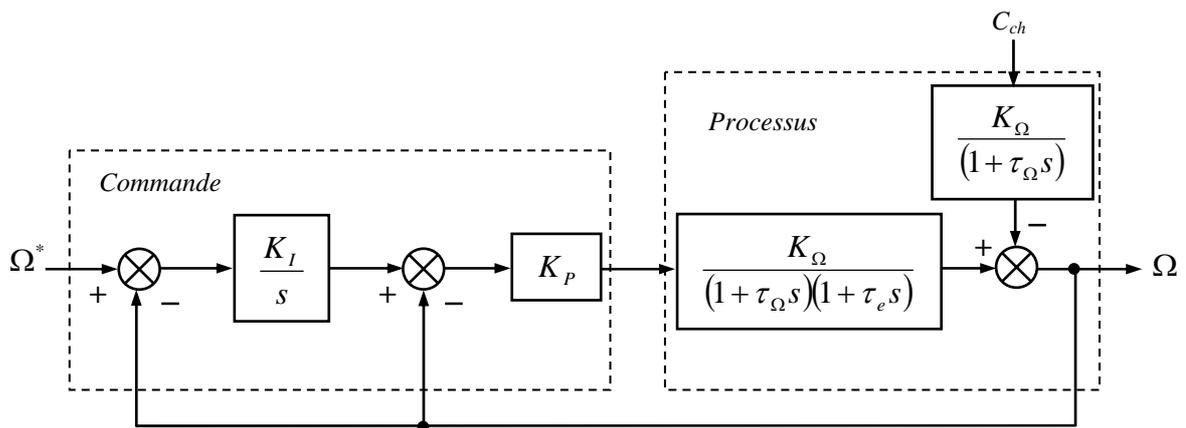


Figure 2.11 : Boucle de la vitesse de rotation.

En considérant les modes électrique et mécanique découplés, la constante de temps électrique  $\tau_e$  peut être négligée. Les gains proportionnel et intégral sont calculés

(voir l'annexe 2) pour obtenir une fonction de transfert en boucle fermée du deuxième ordre avec un amortissement unitaire et un temps de réponse de 300ms (figure 2.12).

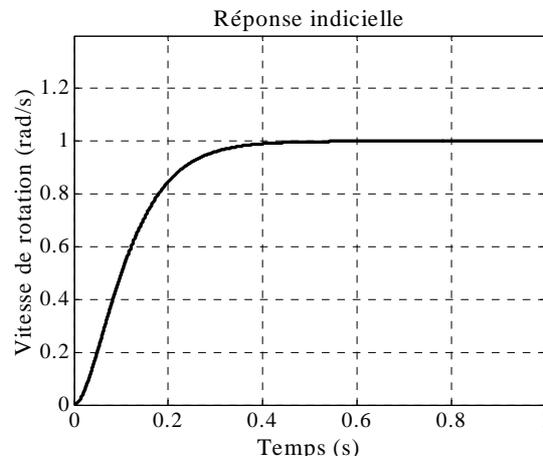


Figure 2.12 : Réponse indicielle de la boucle de vitesse.

#### 2.4.2. Performances de la commande :

La régulation des courants et de la vitesse ainsi que la compensation ont pour but de découpler et commander en vitesse la machine asynchrone. On illustre les différentes réponses caractérisant le comportement de la machine asynchrone contrôlée par la commande vectorielle indirecte pour en déduire les performances apportées par cette solution.

Dans la figure 2.13a, on constate que les conditions d'orientation du flux sont vérifiées. La composante du flux rotorique sur l'axe  $d$  est maintenue constante, contrôlée par le courant  $i_{ds}$  (figure 2.13b), et celle en quadrature est nulle.

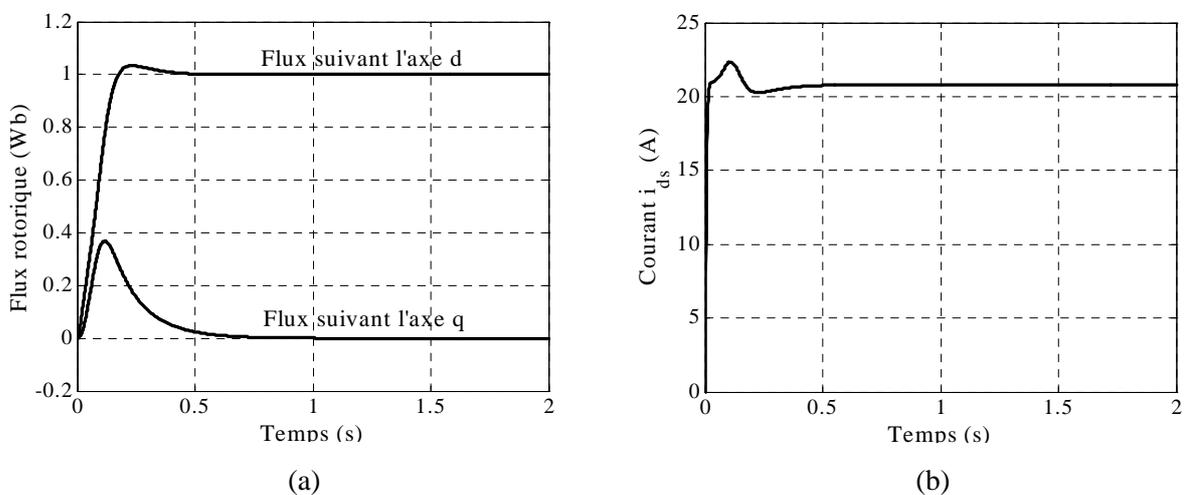
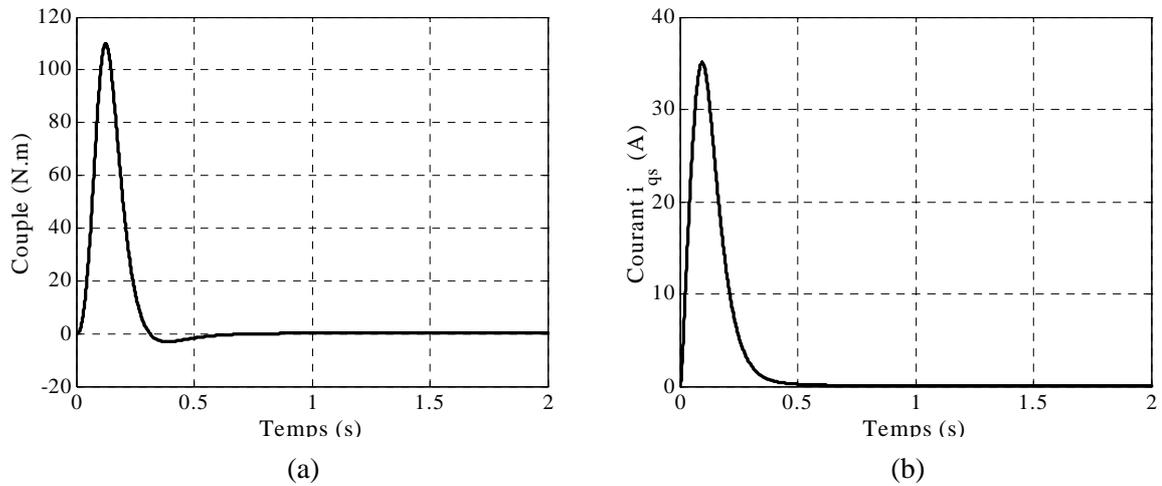


Figure 2.13 : (a)- Flux rotorique sur les axes  $d$  et  $q$ . (b)- Courant  $i_{ds}$ .

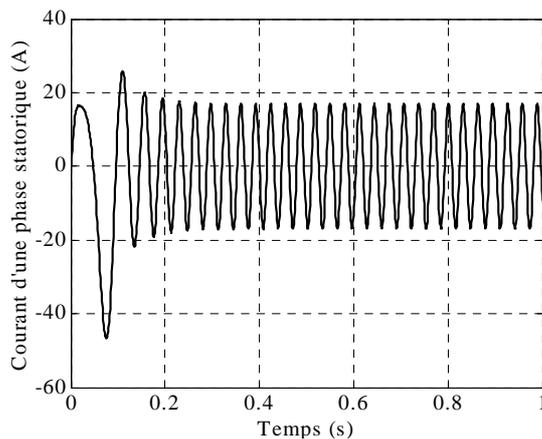
Le couple électromagnétique (figure 2.14a) est contrôlé par le courant  $i_{qs}$  (à flux constant) représenté à la figure 2.14b.



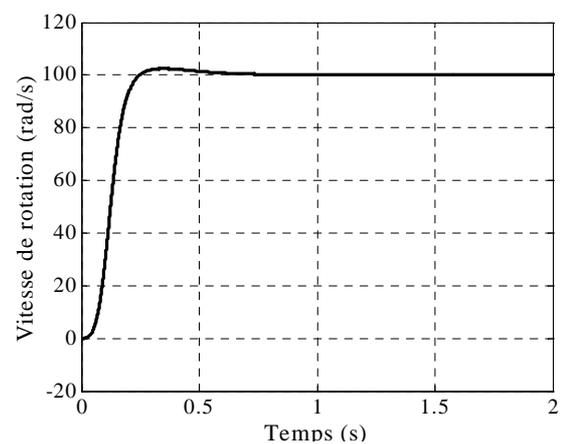
**Figure 2.14 :** (a)- Couple électromagnétique. (b)- Courant  $i_{qs}$ .

D'après la figure 2.15, nous pouvons constater que le courant d'une phase statorique conserve sa nature sinusoïdale pendant le régime permanent.

La réponse de la vitesse de rotation (figure 2.16) présente un petit dépassement pendant le régime transitoire, mais en régime permanent, elle suit sa valeur de référence imposée par la stratégie de la commande.



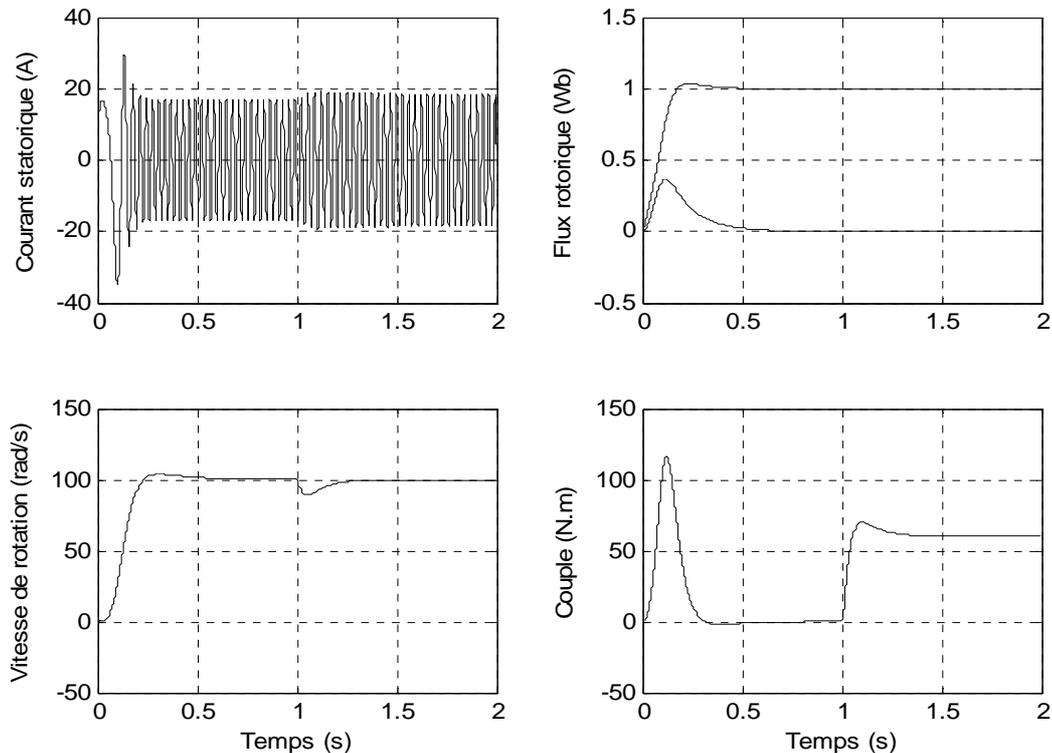
**Figure 2.15 :** Courant d'une phase statorique.



**Figure 2.16 :** Vitesse de rotation.

Pour analyser le comportement de la machine en charge, on applique un couple résistant (couple de charge) à l'instant  $t = 1s$ , les réponses seront celles de la figure 2.17. Nous pouvons constater que le découplage est bien maintenu. A l'instant de l'application d'une charge, le flux est non perturbé par rapport au cas de la machine sans commande

vectorielle. La compensation des perturbations sur les axes  $d$  et  $q$  permet de réduire leurs influences réciproques. La régulation de la vitesse de rotation permet de rejeter la perturbation due au couple de charge. Le courant statorique augmente pour permettre à la machine de délivrer un couple électromagnétique permettant de suivre l'évolution du couple résistant.



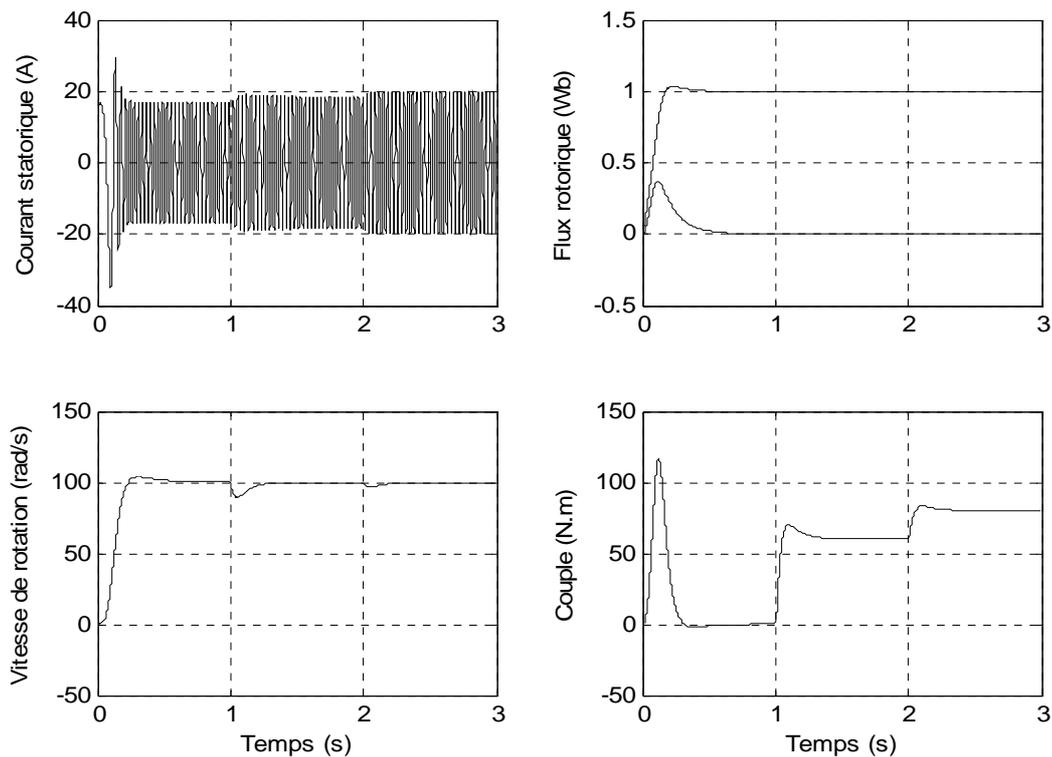
**Figure 2.17 :** Comportement en charge de la machine à flux orienté.

Les changements du couple de charge n'influent pas sur le découplage. Ceci peut être démontré en imposant dans la simulation deux échelons du couple résistant pendant le régime permanent (figure 2.18).

La régulation de la vitesse permet de rejeter la perturbation (les deux références du couple de charge).

Le courant statorique alimentant la machine suit les changements de la charge pour assurer la génération du couple électromagnétique qui doit être développé par la machine jusqu'au point d'équilibre.

On remarque aussi que le flux rotorique n'est pas influé par ce régime de fonctionnement.



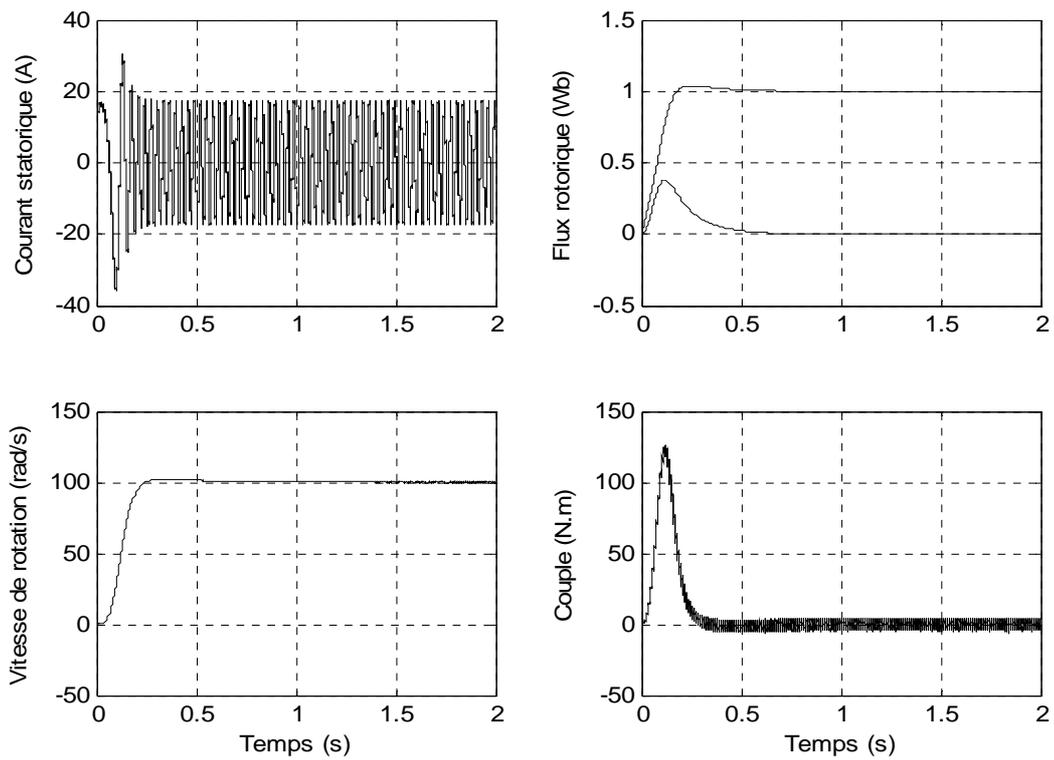
**Figure 2.18 :** Influence du changement du couple de charge.

La commande vectorielle s'applique également dans le cas de l'association de la machine asynchrone et l'onduleur de tension à MLI et les mêmes performances sont obtenues. Les différentes réponses sont regroupées sur la figure 2.19 pour un fonctionnement à vide.

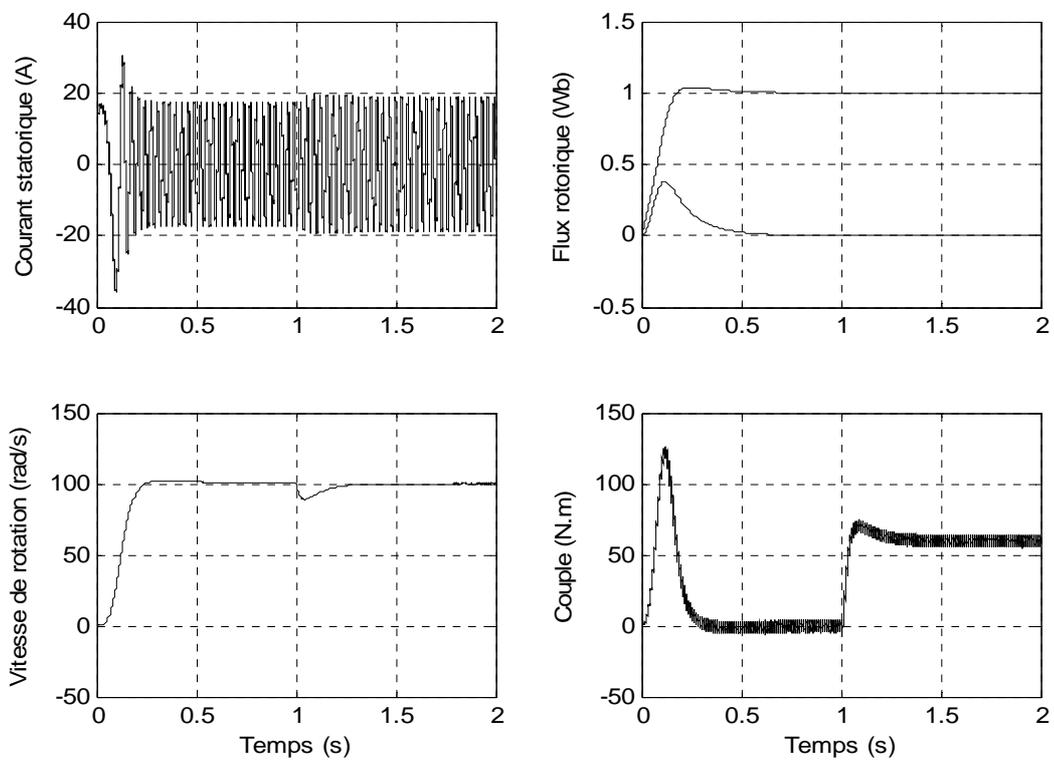
L'application d'une charge à  $t = 1$  s n'influe pas sur le découplage même pour une association de la machine asynchrone à l'onduleur de tension. Le comportement dans ce cas de fonctionnement est illustré par la figure 2.20.

L'analyse des différentes figures représentant le comportement de la machine asynchrone à flux orienté permet d'apprécier les performances apportées par la commande vectorielle.

Ainsi, la commande en vitesse de la machine asynchrone peut être envisagée. Dans ce cas, les simulations appropriées seront établies en considérant l'association de la machine à l'onduleur de tension, car pratiquement, c'est l'organe qui permet la transformation des signaux de références des circuits de réglages en tension de commande de la machine.

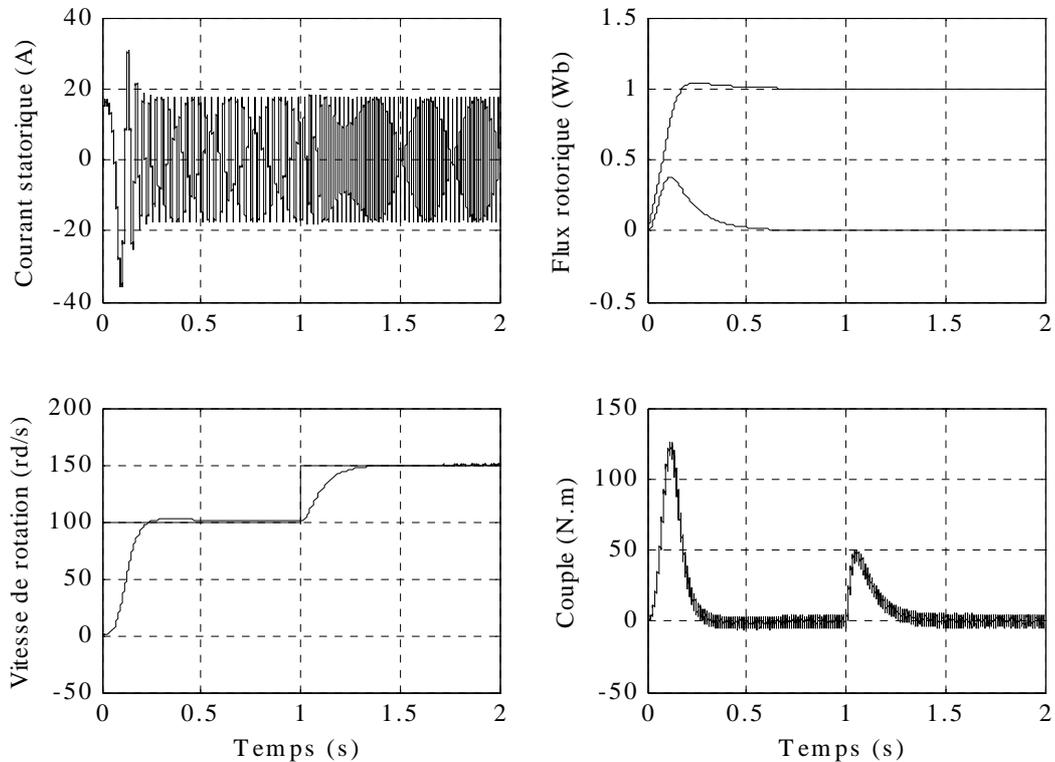


**Figure 2.19 :** Comportement à vide de la machine à flux orienté associée à l'onduleur à MLI.



**Figure 2.20 :** Comportement en charge de la machine à flux orienté associée à l'onduleur à MLI.

Sur la figure 2.21, on représente le comportement du processus pour une commande en vitesse. On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence imposée ce qui permet de mettre en évidence l'apport de l'asservissement de cette grandeur.

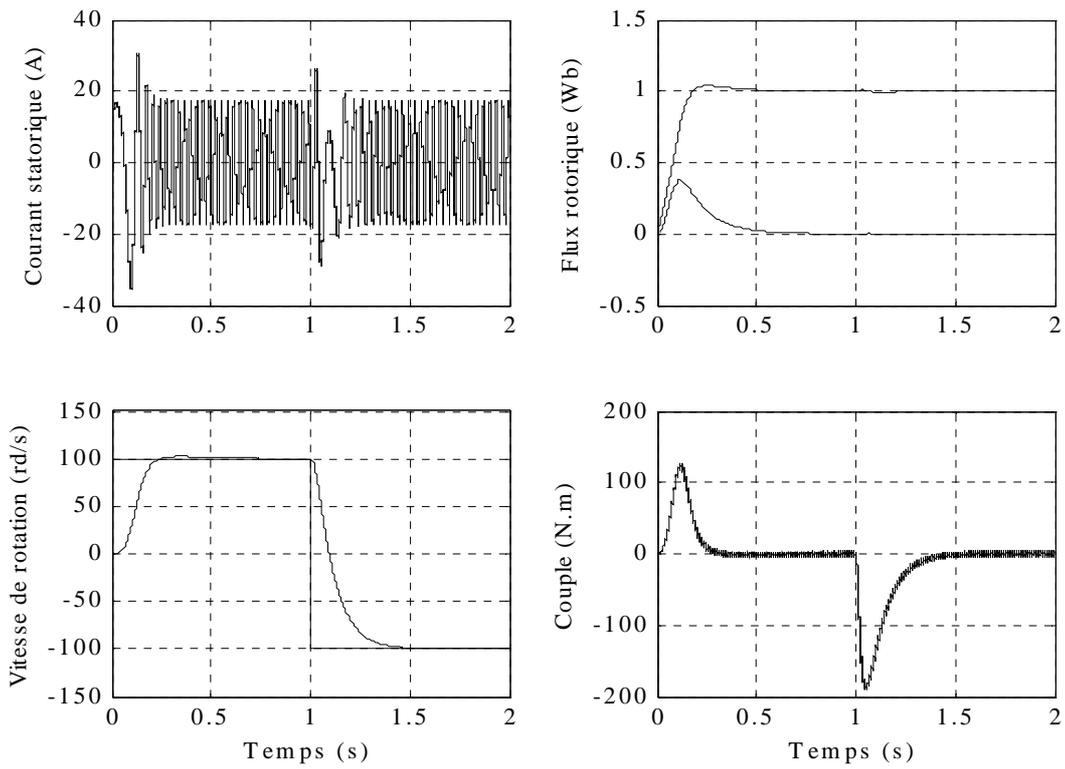


**Figure 2.21 :** Comportement à vide de la machine à flux orienté – Changement de référence de vitesse.

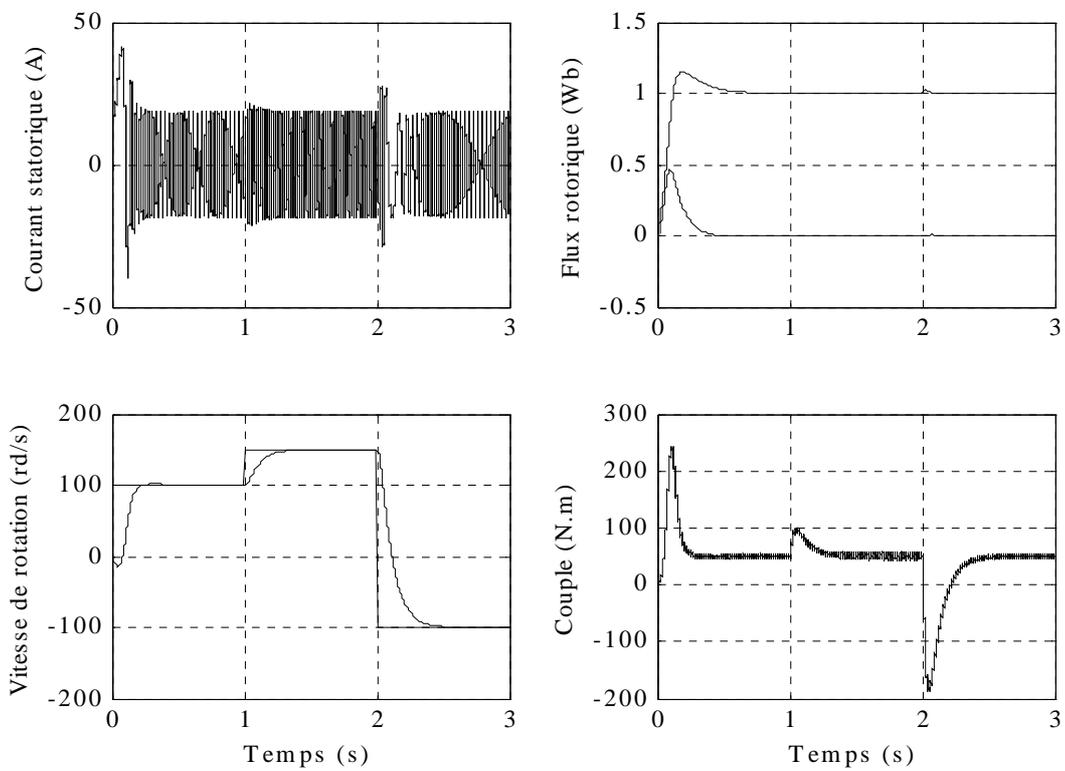
La commande en vitesse permet aussi le changement du sens de rotation de la machine (figure 2.22).

Si la machine démarre en charge, la commande en vitesse conserve ses performances. Cela peut être démontré en augmentant la vitesse de référence puis un inversement du sens de rotation comme le montre la figure 2.23. On remarque, sur la même figure, un ralentissement de la vitesse au démarrage dû au couple résistant. Néanmoins, ce retard sera rattrapé grâce à l'asservissement de la vitesse.

Il faut signaler que l'influence des changements de la valeur de référence de la vitesse sur le couple électromagnétique est pendant les régimes transitoires. Ces changements n'ont aucun effet en régime permanent, car le couple revient à sa valeur initiale, que ce soit à vide ou en charge.

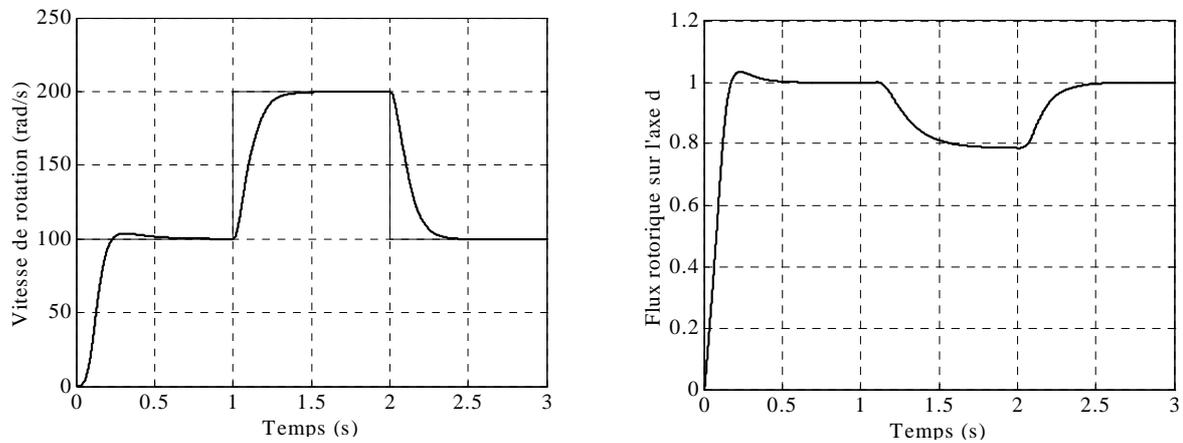


**Figure 2.22 :** Comportement à vide de la machine à flux orienté – Inversion du sens de rotation.



**Figure 2.23 :** Démarrage en charge de la machine à flux orienté – Changement de référence de vitesse.

Enfin, pour des vitesses de références supérieures à la valeur nominale ( $153\text{rad/s}$  pour la machine étudiée), le bloc de défluxage permet d'affaiblir la valeur du flux rotorique pour un fonctionnement à puissance constante, ce qui explique les allures représentées sur la figure 2.24.



**Figure 2.24 :** Rôle du bloc de défluxage.

## 2.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, la commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone est étudiée. Après une présentation générale du principe d'orientation du flux, le découplage du flux rotorique et du couple électromagnétique par la commande vectorielle indirecte est étudié. Ce choix est favorisé par le fait que les inconvénients de la mesure ou l'estimation du flux rotorique dans la commande vectorielle directe sont rejetés en supposant le flux établi en régime permanent à la valeur désirée.

Cette méthode présente de bonnes performances dynamiques en considérant certaines hypothèses simplificatrices. En effet, dans cette partie, les paramètres de la machine sont supposés constants. Mais, en réalité, les variations paramétriques sur la partie électrique et mécanique existent. Ceci influe directement sur le découplage entre le flux et le couple ainsi que le réglage de la vitesse, ce qui mène à une dégradation des performances de la commande vectorielle et qui pose alors un problème de robustesse.

Pour cela, le chapitre suivant présente une étude de quelques méthodes permettant d'augmenter la robustesse d'une commande et des solutions seront retenues.

## **Chapitre 3**

# **Caractérisation de la Commande à Modèle de Comportement**

### 3.1. Introduction :

La commande d'un processus a comme objectif de maîtriser sa réponse pour lui imposer un comportement désiré, ainsi que de maintenir ce comportement malgré les aléas et les perturbations qui affectent le processus pendant son fonctionnement. Cette seconde exigence, qualifiée de « robustesse à l'incertitude », fait l'objet de notre étude.

Dans ce chapitre, on détaille le problème de la robustesse et on présente, de manière très brève, quelques solutions à ce problème.

Dans une première partie, nous rappelons des solutions diverses plus ou moins classiques pour la commande des machines électriques (observation, commande à modèle de référence, commande à modèle interne, commande par modes glissants, commandes multialgorithmiques, synthèse linéaire quadratique, synthèse  $H_\infty$ , ...).

Une autre méthode appelée **commande à modèle de comportement** (CMC) a été développée dans le cadre du positionnement des chariots de machines-outils pour l'usinage à grande vitesse [3]. Ceci a permis de mettre en évidence la robustesse apportée par cette technique. L'analyse et la synthèse de la CMC font l'objet de la seconde partie du chapitre.

### 3.2. Commandes robustes des processus :

#### 3.2.1. Processus – Commande – Robustesse :

La plupart des processus réels sont non-linéaires et non stationnaires. On peut donner comme exemples le caractère non-linéaire de la saturation magnétique, l'évolution des résistances électriques avec la température, l'usure des parties mécaniques, pour se limiter au domaine des machines électriques.

A ces causes internes du problème de robustesse, on peut ajouter les perturbations externes ; elles ne sont pas connues *à priori* et peuvent être très variables dans le temps.

A ces problèmes de connaissance du processus, il convient d'ajouter ceux liés à l'identification des paramètres du modèle, aux erreurs de mesure.

De plus, des hypothèses simplificatrices sont nécessaires afin de faciliter la modélisation du processus. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique de la commande (temps réel), mais elles écartent le modèle obtenu de la réalité du processus à représenter. Toute commande est donc conçue à partir d'un modèle idéalisé et simplifié

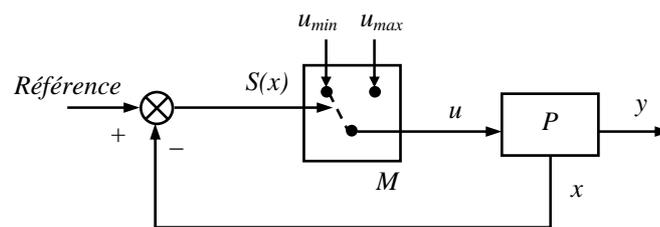
d'un système réel qui peut être méconnu, mal identifié, en outre non-linéaire et non stationnaire.

La commande doit non seulement imposer la réponse du processus, mais également maintenir son comportement face aux dérives des paramètres physiques, aux perturbations externes et cela, en dépit des imperfections du modèle. Si cette commande représente la capacité à garder ces performances, on dit qu'elle est robuste.

### 3.2.2. Différents types de commandes robustes :

L'objectif de ce paragraphe est de donner une vue d'ensemble des commandes souvent mises en œuvre pour la commande des machines électriques. Il ne s'agit pas là d'une description exhaustive ou d'un classement, d'autant plus qu'on se limite aux commandes les plus utilisées.

Une des commandes bien connue pour sa grande robustesse est la commande par modes glissants [12,33]. Son principe est illustré par la figure 3.1.



**Figure 3.1 :** Principe de la commande par modes glissants.

La sortie de la commande  $u$  est discrète, le niveau  $\{u_{min}, u_{max}\}$  à l'entrée du processus  $P$  est une fonction du signe de la fonction de commutation  $S(x)$ . Cette fonction dépend d'un état du processus et, dans la plupart des cas, elle correspond à un polynôme de 1<sup>er</sup> ou 2<sup>ème</sup> ordre.

Le processus est ainsi forcé à glisser sur une trajectoire dans l'espace d'état, malgré les variations paramétriques ou certaines perturbations externes.

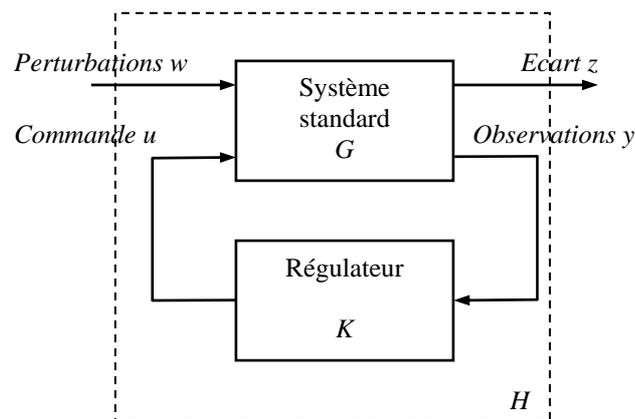
L'inconvénient de cette commande est la fréquence de commutation du modulateur  $M$ . Elle n'est ni constante ni bornée. Parmi les différentes solutions qui permettent de contourner ce problème, on rappelle l'utilisation d'un oscillateur [45].

Une autre commande, moins utilisée, est la commande multialgorithmique. Par commande multialgorithmique, on comprend la commutation d'un algorithme de commande vers un autre ; une telle solution est souvent utile pour de larges plages de

fonctionnement. Une logique de commande « supervise » ce passage. Par exemple, un estimateur est utilisé en basse fréquence pour la reconstruction du flux rotorique de la machine asynchrone, et un autre est utilisé en haute fréquence [34]. Ce passage est « géré » par un correcteur PI (Proportionnel – Intégral). Mais d’autres types de logique de supervision peuvent être utilisés, comme la logique floue.

Plus utilisée en robotique et pour la commande des systèmes multivariables, la commande linéaire quadratique (LQ) est moins utilisée dans le « milieu électrotechnicien ». Des commandes robustes apparentées sont la commande LQG, l’optimisation  $H_2$  ou  $H_\infty$  [43], la  $\mu$ -analyse et la  $\mu$ -synthèse [2].

Toutes ces commandes sont de type retour d’état. Un « problème standard » [43] est illustré à la figure 3.2. Mathématiquement, le problème de la commande peut se définir par la recherche d’un régulateur  $K$  qui annule, borne ou minimise les écarts  $z$  (entre les consignes et les grandeurs à contrôler).  $K$  doit rendre le système  $H$  stable et minimal au sens d’une norme (dans un sens à préciser).



**Figure 3.2 :** Le problème standard en automatique.

Très utilisées en automatique, les commandes robustes cherchent plutôt à considérer la robustesse de la stabilité et pas spécialement la robustesse en performances au sens paramétrique [59].

Mais il y a d’autres moyens de rendre une commande robuste par rapport aux variations paramétriques. Ces méthodes sont réunies sous l’appellation « commande à modèle » ; elles sont ainsi désignées car elles déterminent le réglage du processus en utilisant un modèle dans leurs algorithmes. On peut énumérer les reconstruc-

(estimateurs/observateurs), la commande adaptative et plus précisément la commande à modèle de référence, ainsi que la commande à modèle interne.

Ces commandes sont très utilisées dans le domaine de la commande des machines électriques. Dans la suite nous analysons leurs propriétés afin de dégager les caractéristiques originales de la commande à modèle de comportement [29].

### 3.2.3. Commandes à modèle :

L'étude des caractéristiques des commandes à modèle peut être généralisée grâce à une présentation partant de quatre blocs fonctionnels bien définis (figure 3.3).

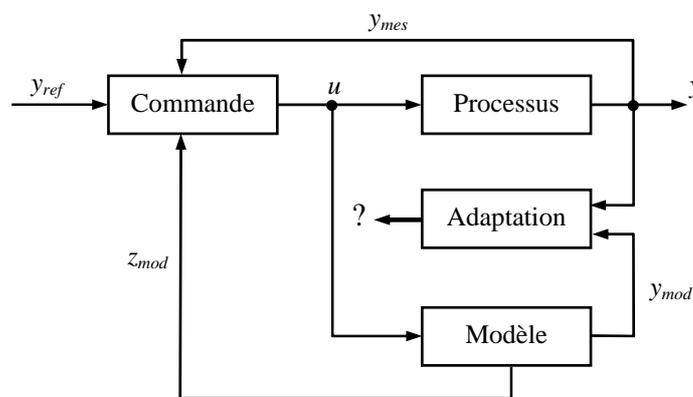


Figure 3.3 : Représentation à quatre blocs.

Le bloc « processus » correspond au processus réel. Il est caractérisé par le vecteur d'entrée  $u$  et le vecteur de sortie  $y$ .

Le bloc « commande » définit la variable de contrôle  $u$ , pour que le processus suive le vecteur de référence  $y_{ref}$ . D'autres entrées peuvent agir au niveau de ce bloc : le vecteur des sorties du processus  $y_{mes}$  (comme retour) et celui des variables estimées  $z_{mod}$ .

Le bloc « modèle » est la simulation du processus, soit un modèle simplifié et idéalisé du processus, bâti selon les hypothèses d'analyse. Souvent, l'entrée de ce bloc est la même que celle du processus. Les sorties  $z_{mod}$  et  $y_{mod}$  sont utilisées par la commande et par le bloc d'adaptation.

La différence entre la sortie du processus et celle du modèle est gérée par le bloc « d'adaptation ». En fonction de l'utilisation de cette sortie par les autres blocs, on distingue plusieurs commandes : commande avec des reconSTRUCTEURS d'état (estimateur/observateur), commande adaptative, plus particulièrement commande à modèle

de référence (MRAC), commande à modèle interne (CMI) et la commande à modèle de comportement (CMC).

### 3.2.3.1. Commande avec des reconstituteurs d'état :

On inclut les observateurs parmi les commandes à modèle car leurs estimations peuvent servir à rendre un contrôle robuste.

Un observateur est un reconstituteur d'état qui impose au modèle de suivre le processus (voir figure 3.4). On peut non seulement reconstruire un état, mais aussi des paramètres du processus (par exemple la constante de temps rotorique d'une machine asynchrone). Dans ce cas, on parle d'un observateur étendu [70]. D'autre part, il y a l'observateur d'ordre réduit [57], car il n'estime pas tous les états du processus. Les observateurs sont soit déterministes soit stochastiques (filtre de Kalman) [20].

Par rapport à un simple estimateur (une simulation en boucle ouverte), l'observateur est « bouclé » par le bloc d'adaptation, dont la sortie agit sur le modèle. L'erreur entre le modèle et le processus va permettre au modèle de converger vers le processus grâce au traitement par le mécanisme d'adaptation. Dans la plupart des cas, ce mécanisme peut être un simple gain (ou un correcteur linéaire) [34,75], mais il peut également être défini par une loi non-linéaire [55].

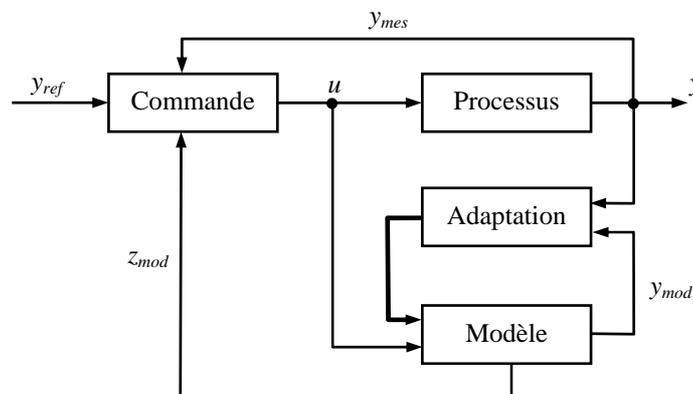
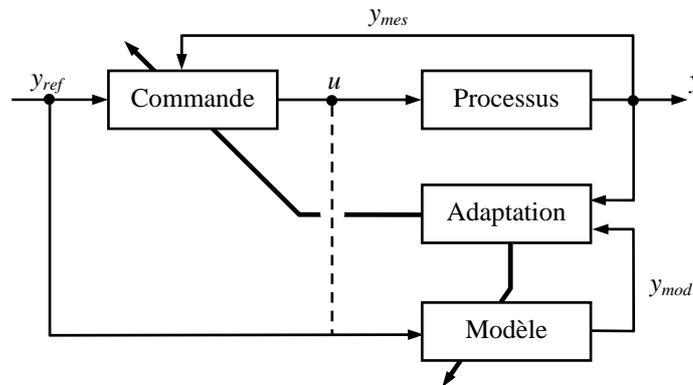


Figure 3.4 : Exemple de commande avec un observateur.

### 3.2.3.2. Commande adaptative :

La commande adaptative [40] correspond à plusieurs techniques de commande qui ont en commun la propriété de l'adaptation en temps réel des paramètres des correcteurs ou du modèle utilisé. On peut citer les correcteurs adaptatifs, les correcteurs à gain programmé et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

La MRAC (figure 3.5) est la commande adaptative la plus rencontrée dans les publications portant sur le contrôle des machines électriques. D'après [27], les deux autres sont davantage mises en œuvre dans les applications industrielles.

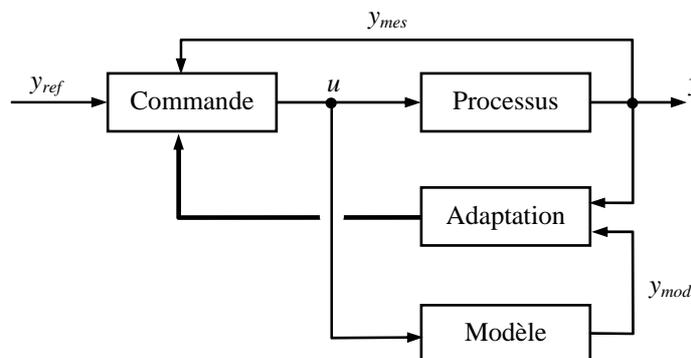


**Figure 3.5 :** Exemple de commande à modèle de référence.

L'erreur entre le modèle et le processus sert à agir directement sur la commande, pour que les paramètres des correcteurs soient recalculés en temps réel en fonction de cette erreur [76]. A partir de cette structure, une autre méthode appelée méthode d'adaptation des systèmes par modèle de référence (MRAS) a été développée et son principe consiste à considérer l'erreur comme étant la variable conduisant à l'adaptation en temps réel des paramètres du modèle [66]. Cette structure est utilisée soit pour l'estimation adaptative des paramètres des machines [65] (surtout la résistance ou la constante de temps rotorique), soit pour l'estimation des variables d'état (comme la vitesse d'une machine asynchrone) [66,77].

### 3.2.3.3. Commande à modèle interne :

La commande à modèle interne (figure 3.6) [24] est un autre moyen d'augmenter la robustesse d'une commande.



**Figure 3.6 :** Exemple de commande à modèle interne.

Tout écart par rapport au modèle est ramené à l'entrée du bloc de commande. Cet écart est vu comme une perturbation équivalente à compenser, le bloc de commande agit alors simultanément sur le processus et le modèle pour annuler l'écart. En effet, la commande à modèle interne présente une action intégrale implicite.

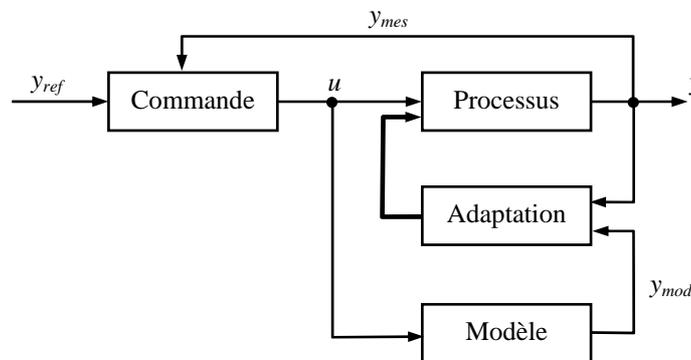
Le mécanisme d'adaptation est un simple gain unitaire. Les grandeurs mesurées ne sont pas utilisées directement dans la commande ( $y_{mes} = 0$ ). On garde cette entrée dans la représentation pour l'homogénéité avec les autres types de commande.

La commande est un correcteur (l'inverse de la partie inversible du processus) augmentée d'un filtre. Ce filtre est appelé « filtre de robustesse » par Morari [52], car il est l'élément qui contrôle la robustesse de la commande. On trouve bien la dualité performance – robustesse dans le réglage du seul paramètre de réglage de ce correcteur.

La CMI a été appliquée à la commande des machines synchrones [28] et asynchrones [72] et dans les convertisseurs statiques de puissance [23,67].

#### 3.2.3.4. Commande à modèle de comportement (CMC) :

En utilisant la même représentation à quatre blocs, le principe de la commande à modèle de comportement est illustré par la figure 3.7 :



**Figure 3.7 :** Exemple de commande à modèle de comportement.

L'idée est d'exploiter l'écart entre le modèle et le processus pour modifier les actions du processus réel afin de le « forcer » à suivre le modèle. Ainsi, on rend robuste la représentation du processus.

Le bloc d'adaptation traite l'écart de comportement et élabore une action corrective alors superposée à la grandeur d'entrée commune au modèle et au processus. Il faut remarquer que cette action agit seulement au niveau du processus et pas au niveau du modèle.

L'algorithme du bloc d'adaptation doit faire converger vers zéro l'écart de comportement en toutes circonstances, ce qui a bien pour effet de rendre l'évolution du processus conforme à son modèle. Toute perturbation, variation paramétrique et perturbation externe, doit voir son effet sinon annulé au moins fortement limité. Alors, la commande sera nécessairement robuste et présentera toutes les performances souhaitées en terme de stabilité et de précision pour tout point de fonctionnement. Toutefois, le concept de robustesse se trouve dans la représentation du processus et non dans l'asservissement des trajectoires de sortie.

Sur le choix du modèle, il y a plusieurs options [11,22,29,60], mais la plus courante est celle d'un modèle stationnaire, linéaire, à dynamique proche de celle du processus, même dans le cas des systèmes non-linéaires.

Cette commande a été implicitement appliquée à la commande de machines synchrones [64] et asynchrones [69] pour prendre en compte le couple résistant, mais plus explicitement pour le positionnement des chariots de machines-outils pour l'usinage à grande vitesse [3]. La commande d'une machine à courant continu a aussi été rendue robuste à l'aide de la CMC [10].

De la même manière cette commande s'applique dans le domaine des commandes de processus non-linéaires, comportant notamment des éléments électromagnétiques [30] ou mécanique [60] (cas de contact roue – rail dans une application de traction ferroviaire).

### **3.3. Analyse de la commande à modèle de comportement :**

#### **3.3.1. Préliminaire :**

Pour la conception de la commande d'un processus, on applique le principe d'inversion causale [30] : *commander un processus, c'est lui imposer la trajectoire désirée*. Cette trajectoire est l'effet d'une cause de sorte qu'il suffit alors de créer la bonne cause pour avoir le bon effet, soit la trajectoire désirée. En d'autres termes, il faut inverser le modèle du processus.

Pour illustrer cette démarche, on suppose qu'on doit élaborer la commande du processus présenté à la figure 3.8. Ce type de processus se rencontre souvent dans le domaine de la commande des machines électriques (par exemple : la partie électrique).

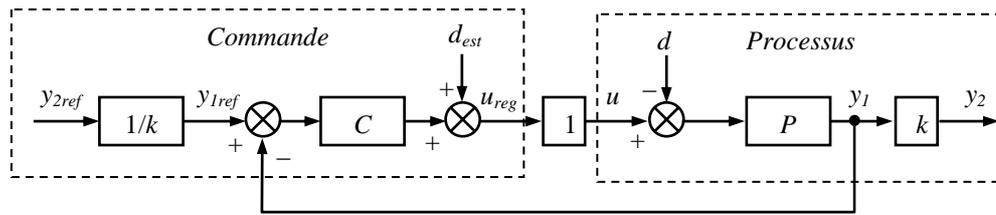


Figure 3.8 : Illustration du principe d'inversion.

Pour respecter le principe d'inversion, toute perturbation  $d$  doit être compensée soit par mesure directe, soit par une estimation  $d_{est}$ . Pour trouver la commande d'un processus  $P$ , on se sert d'un asservissement, donc d'un correcteur  $C$ . Un gain  $k$  a son inverse  $1/k$  dans la partie commande.

Cette commande (vue dans le chapitre 2), qui respecte le principe d'inversion causale, sera appelée dans la suite une commande classique. En pratique, selon le processus, certaines opérations sont omises ou confondues avec d'autres, on se retrouve ainsi avec des solutions de commande simplifiées.

### 3.3.2. Schéma fonctionnel de la CMC :

La commande à modèle de comportement (schéma fonctionnel) est illustrée par la figure 3.9.

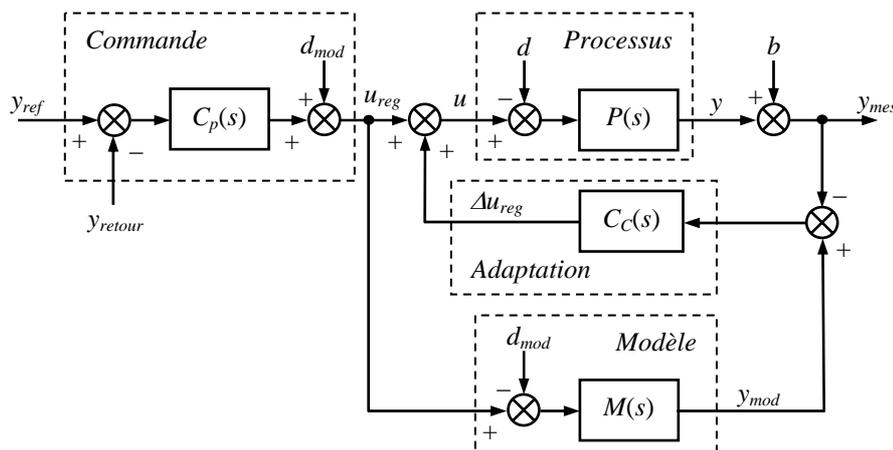


Figure 3.9 : Commande à modèle de comportement (schéma fonctionnel).

On retrouve bien les quatre blocs de la figure 3.7. Le processus réel est représenté par  $P$ , soumis au réglage  $u$  et à la perturbation  $d$ , il est modélisé par  $M$  auquel s'associe la

perturbation  $d_{mod}$ . Même si on ne recherche pas un modèle perturbé, la présence du modèle de la perturbation est nécessaire dans une phase d'étude générale.

*Note :* Le bruit  $b$  qui affecte la mesure,  $y_{mes}$ , n'est pas pris en compte dans le modèle. Toutefois, dans certaines situations particulières, si la fonction bruit était représentable, il serait pertinent de l'introduire ce qui aurait l'effet d'une compensation.

Le bloc d'adaptation,  $C_C$ , est un correcteur appelé **correcteur de comportement**. En fonction de la complexité du processus et de celle du modèle, ce correcteur est un simple gain proportionnel ou une fonction plus complexe.

Le correcteur  $C_p$  est le correcteur principal, qui servira à l'asservissement du modèle. Sur le choix du modèle, il y a plusieurs solutions (voir § 3.2.3.4). On a choisi, pour les applications envisagées, des modèles du 1<sup>er</sup> ordre, linéaires et stationnaires. Toujours dans la partie commande, la perturbation est compensée par  $d_{mod}$ , conformément au principe d'inversion.

### 3.3.3. Analyse de la boucle de comportement :

La figure 3.10 montre le schéma fonctionnel de la partie visant à conformer la réponse au modèle dit de comportement.

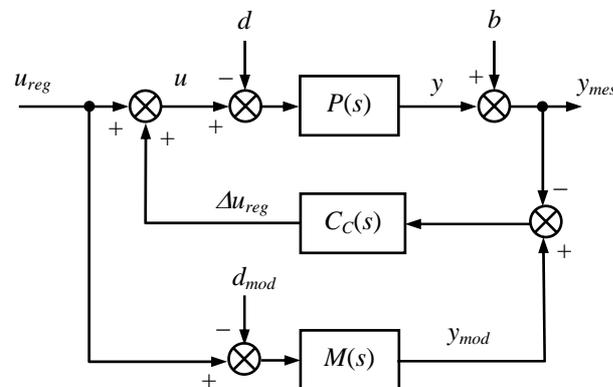


Figure 3.10 : La boucle de comportement (schéma fonctionnel).

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y(s) = P(s)[u_{reg}(s) + \Delta u_{reg}(s) - d(s)] \\ \Delta u_{reg}(s) = C_C(s)\{M(s)[u_{reg}(s) - d_{mod}(s)] - y(s) - b\} \end{cases} \quad (3.1)$$

Afin de simplifier les écritures, les dépendances des variables et des fonctions de transfert à l'opérateur  $s$  sont par la suite sous-entendues.

Les calculs déduits des relations (3.1) débouchent sur l'expression suivante donnant la sortie du processus et celle du modèle en fonction des entrées, en présence des perturbations :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1+MC_C)}{1+PC_C} u_{reg} - \frac{PMC_C}{1+PC_C} d_{mod} - \frac{P}{1+PC_C} d - \frac{PC_C}{1+PC_C} b \\ y_{mod} = Mu_{reg} - Md_{mod} \end{cases} \quad (3.2)$$

On remarque qu'un grand gain introduit par le correcteur de comportement simplifie l'expression de  $y$  dans (3.2). Ce gain se traduit par la condition suivante, valable pour la bande passante désirée :

$$\begin{cases} |MC_C(j\omega)| \gg 1 \\ |PC_C(j\omega)| \gg 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

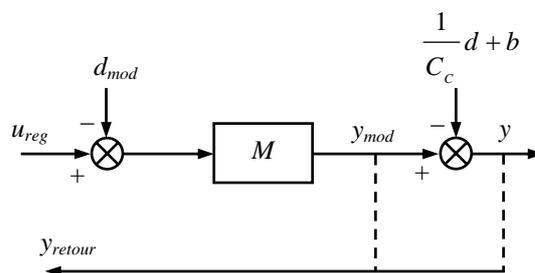
Après la simplification de l'expression (3.2), on trouve :

$$\begin{cases} y = Mu_{reg} - Md_{mod} - \frac{1}{C_C} d - b \\ y_{mod} = Mu_{reg} - Md_{mod} \end{cases} \quad (3.4)$$

D'où :

$$y = y_{mod} - \frac{1}{C_C} d - b \quad (3.5)$$

D'après les expressions (3.4) et (3.5), le schéma fonctionnel équivalent de la boucle de comportement (simplifié) devient (figure 3.11) :



**Figure 3.11 :** Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement.

La sortie du processus  $y$  est la même que celle du modèle,  $y_{mod}$ , à la perturbation globale près. Si cette perturbation équivalente  $b + d/C_C$  est négligeable par rapport à la

sortie du processus, la sortie  $y$  du processus suit parfaitement la sortie du modèle. Cette condition s'écrit :

$$\frac{d}{C_c} + b \ll M(u_{reg} - d_{mod}) \quad (3.6)$$

On note alors que la commande « voit » le modèle du processus construit avec les hypothèses simplificatrices de sorte qu'il est aisé de comprendre la robustesse qualitative de la commande à modèle de comportement, car l'asservissement d'un modèle stationnaire, linéaire est, par définition, robuste.

Pour ce qui est la perturbation externe, elle est « gérée » par le correcteur de comportement  $C_c$ .

*La commande à modèle de comportement améliore la **robustesse** du point de vue des perturbations externes et internes (évolution du processus ou méconnaissances).*

On remarque aussi que le retour vers la commande principale peut être soit la sortie du processus, soit celle du modèle, puisque *à priori* les deux comportements sont identiques. On donne dans la suite une analyse des performances de ces deux solutions.

### 3.3.4. Retour par la sortie du modèle (CMC1) :

Dans un premier temps, on considère que le retour vers la commande, le correcteur  $C_p$ , est la sortie du modèle  $y_{mod}$ . Le schéma fonctionnel est illustré à la figure 3.9.

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y = P[C_p(y_{ref} - y_{mod}) + C_c(y_{mod} - y - b) + d_{mod} - d] \\ y_{mod} = MC_p(y_{ref} - y_{mod}) \end{cases} \quad (3.7)$$

Suite au calcul, on arrive à l'expression suivante de la sortie du processus et du modèle :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1 + MC_c)}{M(1 + PC_c)} y_{mod} + \frac{P}{1 + PC_c} (d_{mod} - d) - \frac{PC_c}{1 + PC_c} b \\ y_{mod} = \frac{MC_p}{1 + MC_p} y_{ref} \end{cases} \quad (3.8)$$

La fonction de transfert  $y_{mod} / y_{ref}$  n'a besoin d'aucune hypothèse simplificatrice. Elle est l'expression d'une boucle fermée du modèle  $M$  et du correcteur  $C_p$ . La synthèse du correcteur  $C_p$  se fait en accord avec le modèle  $M$ . Cette boucle fermée n'étant perturbée par aucune perturbation externe ou interne apparaît évidemment très robuste.

Pour simplifier la fonction de transfert  $y / y_{mod}$ , on admet l'hypothèse suivante :

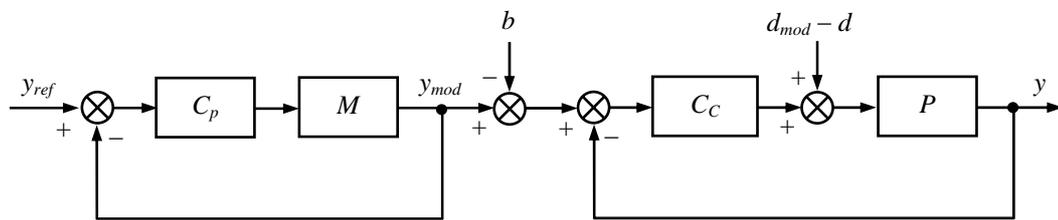
$$|MC_C(j\omega)| \gg 1 \quad (3.9)$$

Cette hypothèse pourrait être le résultat de l'évolution du processus de sorte que la seconde condition de l'hypothèse (3.3) ne serait pas vérifiée.

On obtient :

$$y = \frac{PC_C}{1+PC_C} y_{mod} + \frac{P}{1+PC_C} (d_{mod} - d) - \frac{PC_C}{1+PC_C} b \quad (3.10)$$

Cette fonction de transfert met en évidence une boucle de réglage illustrée par le schéma équivalent de la figure 3.12.



**Figure 3.12 :** 2<sup>ème</sup> schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC1)

Sur ce schéma équivalent, on voit clairement que le correcteur  $C_C$  n'intervient pas seulement sur la perturbation, mais également sur la poursuite de la référence.

**Note :** Comme les deux boucles sont en série, la plus lente va imposer la dynamique globale du réglage.

Dans ce cas, on fait le choix d'avoir une première boucle ( $M-C_p$ ) plus lente par rapport à la deuxième ( $P-C_C$ ).

La fonction de transfert  $y / y_{mod}$  peut être encore simplifiée en utilisant l'expression suivante :

$$|PC_C(j\omega)| \gg 1 \quad (3.11)$$

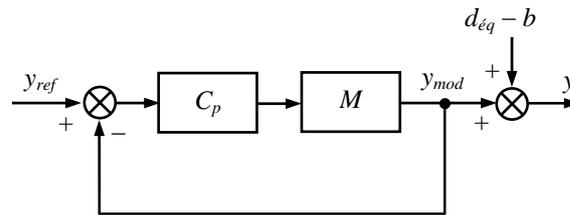
On obtient ensuite :

$$y = y_{mod} + d_{\acute{e}q} - b \quad (3.12)$$

Où :

$$d_{\acute{e}q} = \frac{1}{C_C} (d_{mod} - d) \quad (3.13)$$

Le résultat (3.12) est en accord avec l'expression (3.5), le schéma équivalent sera le suivant (figure 3.13) :



**Figure 3.13** : Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC1).

### 3.3.5. Retour par la sortie du processus (CMC2) :

La commande ne change pas par rapport au cas précédent, mais on utilise la sortie du processus  $y_{mes}$  comme retour pour le correcteur principal  $C_p$  (voir figure 3.9).

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y = P[C_p(y_{ref} - y - b) + C_c(y_{mod} - y - b) + d_{mod} - d] \\ y_{mod} = MC_p(y_{ref} - y - b) \end{cases} \quad (3.14)$$

Suite au calcul, on arrive à l'expression suivante de la sortie du processus et de celle du modèle :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1 + MC_c)}{M(1 + PC_c)} y_{mod} + \frac{P}{1 + PC_c} (d_{mod} - d) - \frac{PC_c}{1 + PC_c} b \\ y_{mod} = \frac{MC_p}{1 + PC_p + PC_c + PC_c MC_p} [(1 + PC_c)y_{ref} - P(d_{mod} - d) - b] \end{cases} \quad (3.15)$$

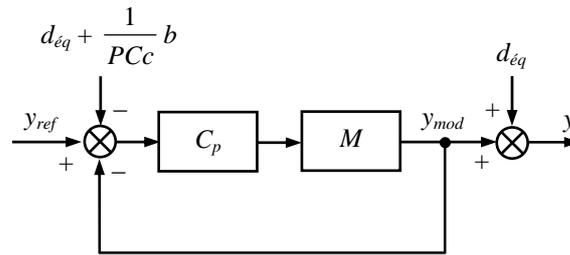
On note que l'expression  $y / y_{mod}$  n'a pas changé par rapport au cas précédent, mais celle de  $y_{mod} / y_{ref}$  est radicalement modifiée.

L'hypothèse (3.3) appliquée aux fonctions de transfert (3.15) conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} y = y_{mod} + d_{eq} - b \\ y_{mod} = \frac{MC_p}{1 + MC_p} \left[ y_{ref} + d_{eq} - \frac{1}{PC_c} b \right] \end{cases} \quad (3.16)$$

Cette hypothèse est la seule à simplifier la fonction de transfert  $y_{mod} / y_{ref}$ .

Le schéma fonctionnel équivalent découlant des expressions (3.16) est illustré sur la figure 3.14.



**Figure 3.14 :** Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC2).

Si on ne prend pas en compte le bruit, les perturbations qui affectent l'entrée et la sortie de la boucle de réglage sont identiques et de signes contraires. Donc, en dehors de la période transitoire de la boucle ( $M-C_p$ ), la perturbation externe est auto-compensée. De plus, il s'agit de la même perturbation que dans le cas précédent (voir §3.3.4).

Par rapport à la précédente, l'avantage de cette structure est l'auto-compensation de la perturbation externe. On n'est pas censé connaître la perturbation externe, c'est la structure de commande qui va la compenser elle-même.

### 3.3.6. Etude de la commande à modèle de comportement pour deux boucles :

Considérons un processus en cascade formé par deux sous-processus à constantes de temps assez différentes (comme les parties électrique et mécanique d'une machine électrique). Pour appliquer la CMC à ce type de processus, on a besoin de deux modèles et de deux correcteurs de comportement (au maximum).

Les deux modèles (incluant la perturbation externe) peuvent être totalement indépendants ou peuvent être liés (l'entrée de l'un est la sortie de l'autre) : on parle alors respectivement de modèles distribués ou d'un modèle global.

Les deux correcteurs de comportement peuvent agir soit au même endroit (par exemple au niveau de la tension), soit à deux endroits différents : on parle respectivement d'action globale ou d'actions locales.

Ces deux types d'action et les deux types de modèles conduisent à quatre structures en cascade à étudier dans la suite.

Dans cette étude, les perturbations ne sont pas prises en compte car on s'intéresse aux structures et non aux propriétés des structures. De plus, on ne présente que des CMC avec retour issu de la sortie du modèle (CMC1). Le résultat reste aussi valable pour l'autre structure (CMC2).

### 3.3.6.1. CMC action locale – modèle distribué :

Cette stratégie de commande est illustrée à la figure 3.15 :

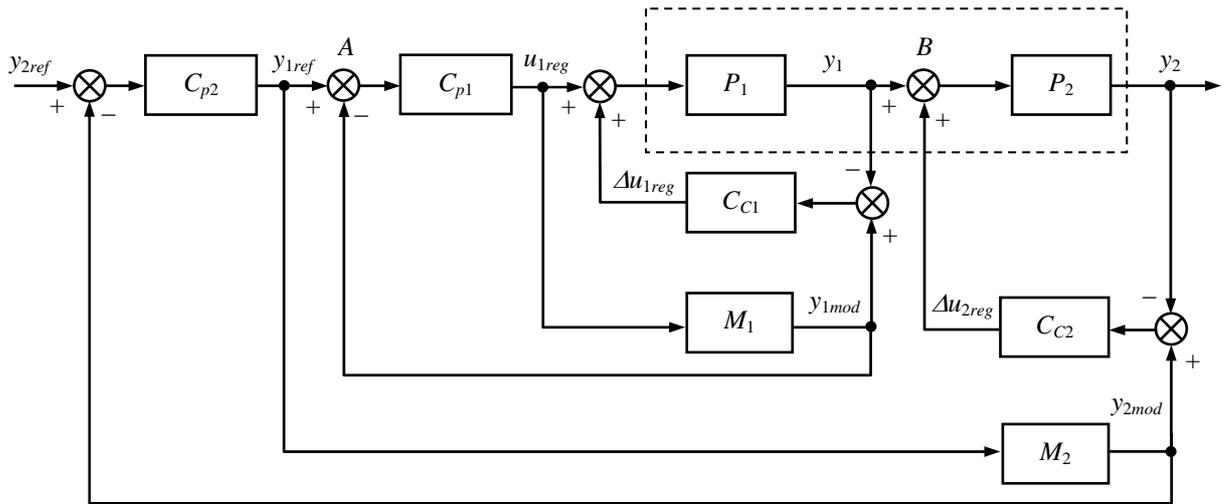


Figure 3.15 : CMC deux boucles : action locale – modèle distribué.

On remarque que le deuxième correcteur de comportement  $C_{C2}$  doit agir à l'intérieur du processus (point  $B$ ) conformément au principe de la CMC. Mais cela n'est pas possible, on ne peut pas injecter un couple à l'intérieur de la MAS, par exemple.

En faisant l'hypothèse de séparation des modes des processus  $P_1$  et  $P_2$ , on peut considérer que les points  $A$  et  $B$  sont identiques à l'échelle du temps du 2<sup>ème</sup> processus. Ainsi, on va agir au niveau de la commande, au point  $A$  (voir aussi la figure 3.9).

On démontre l'efficacité de l'hypothèse de séparation des modes à l'aide des équations.

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{p2} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{p1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1ref} - y_{1mod})C_{p1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1}] \\ y_{2mod} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{p2}M_2 \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (3.17)$$

Les expressions (3.17) mènent aux fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = F = \frac{P_1(1 + M_1 C_{C1})}{M_1(1 + P_1 C_{C1})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1 C_{p1}}{1 + M_1 C_{p1}} \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{FO.P_2(1 + M_2 C_{C2})}{M_2(1 + FO.P_2 C_{C2})} \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_2 C_{p2}}{1 + M_2 C_{p2}} \end{cases} \quad (3.19)$$

En faisant l'hypothèse de séparation des modes,  $F \rightarrow 1$  et  $O \rightarrow 1$ , on retrouve les mêmes équations de la CMC que celles d'une seule boucle de réglage (équation 3.8).

### 3.3.6.2. CMC action locale – modèle global :

Cette stratégie est illustrée sur la figure 3.16.

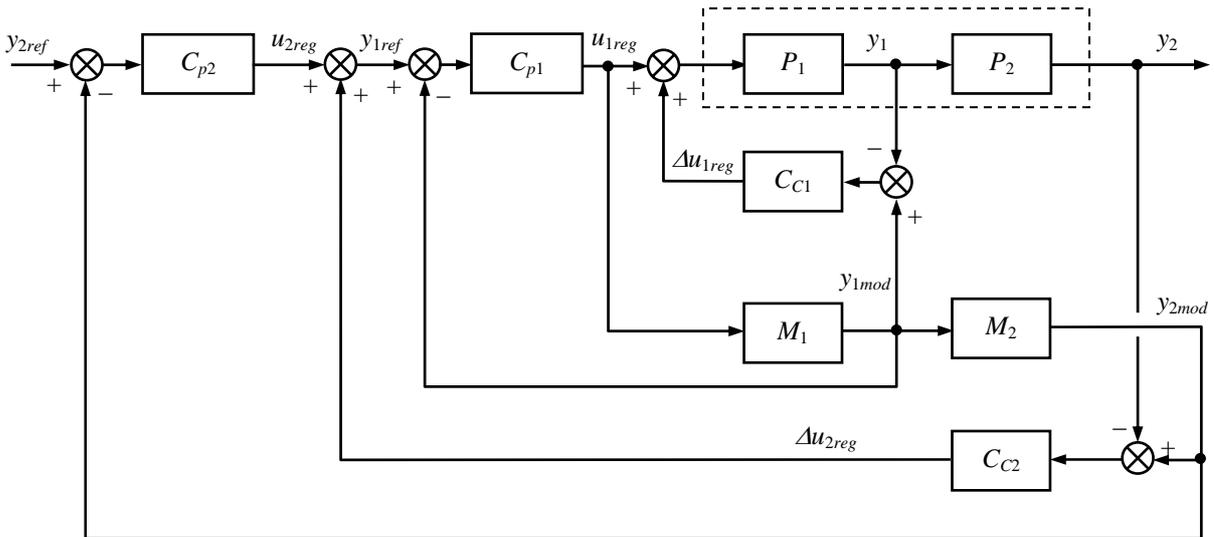


Figure 3.16 : CMC deux boucles : action locale – modèle global.

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{p2} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{C1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1ref} - y_{1mod})C_{p1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1}] \\ y_{2mod} = M_2 y_{1mod} \\ y_2 = P_2 y_1 \end{cases} \quad (3.20)$$

Les fonctions de transfert de la boucle interne sont données par les expressions (3.18).

En faisant l'hypothèse d'un bon réglage du correcteur  $C_{p1}$  :

$$|M_1 C_{p1}| \gg 1 \quad (3.21)$$

la fonction de transfert  $y_1 / y_{1mod}$  peut se simplifier comme suit :

$$\frac{y_1}{y_{1mod}} = \frac{P_1 C_{C1}}{1 + P_1 C_{C1}} \quad (3.22)$$

Si le correcteur  $C_{C1}$  est aussi bien réglé :

$$|P_1 C_{C1}| \gg 1 \quad (3.23)$$

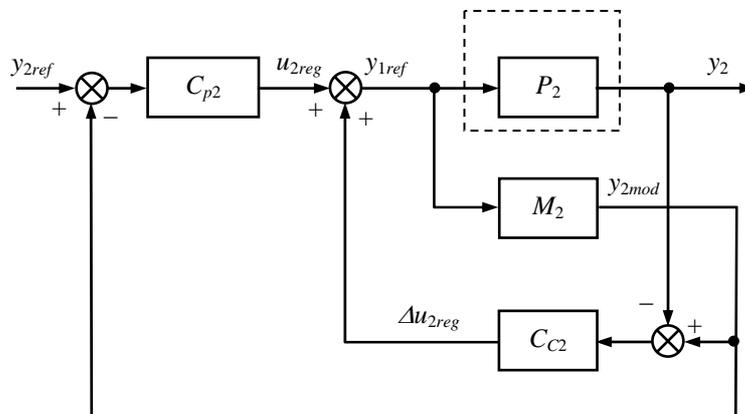
la sortie  $y_1$  suit la référence  $y_{1ref}$  via le suivi de  $y_{1mod}$ .

Les fonctions de transfert de la boucle externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} F \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{FM_2 C_{p2}}{1 + FM_2 C_{p2} + FM_2 C_{C2} \left( \frac{P_2}{M_2} O - 1 \right)} \end{cases} \quad (3.24)$$

Si la boucle interne est parfaite,  $F \rightarrow 1$  et  $O \rightarrow 1$ , la fonction de transfert  $y_2 / y_{2mod}$  dépend du processus  $P_2$ . Par conséquent, le réglage en cascade n'est pas robuste.

D'ailleurs, cette structure ne respecte pas le principe de la CMC. En supposant la boucle interne parfaite, le retour du correcteur  $C_{C2}$  n'affecte pas seulement le processus  $P_2$ , mais également le modèle  $M_2$ . Le système est détaillé par la figure 3.17.



**Figure 3.17 :** Détail de CMC actions locales – modèle global.

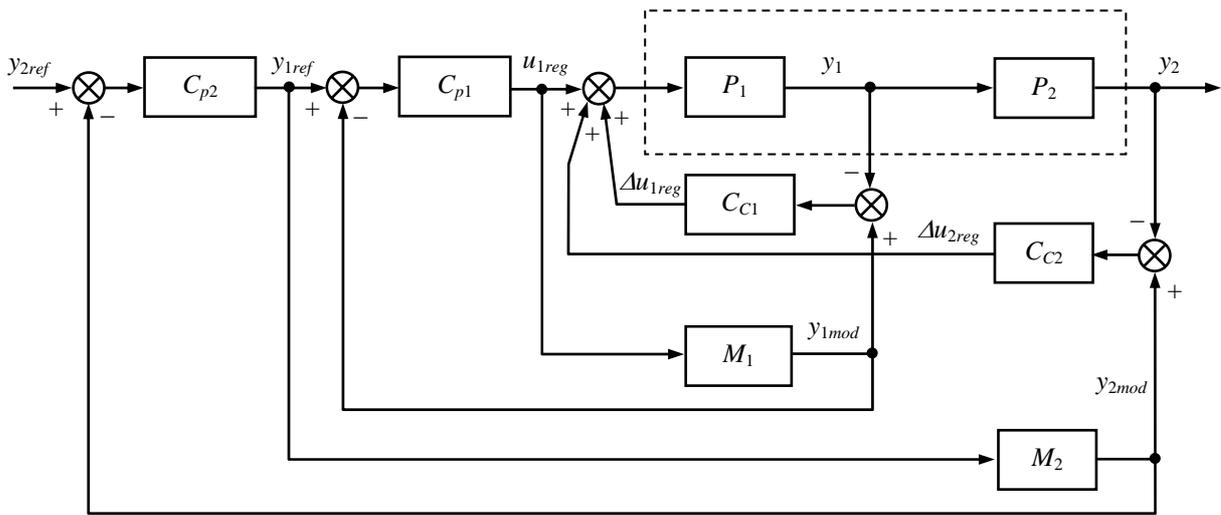


correcteurs principaux soient bien réglés ( $C_{p2}$  remplit la condition (3.21)), les sorties des modèles suivent les références.

Pour obtenir  $y_2/y_{2mod}$  indépendante de  $P_2/M_2$ ,  $F$  doit tendre vers  $M_2/P_2$ . Une hypothèse supplémentaire est nécessaire, mais cela semble beaucoup plus compliqué que (3.21) ou (3.23), et donc plus difficile à respecter.

**3.3.6.4. CMC action globale – modèle distribué :**

Cette stratégie est illustrée sur la figure 3.19.



**Figure 3.19 :** CMC deux boucles : action globale – modèle distribué.

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod}) C_{p2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod}) C_{p1} M_1 \\ y_1 = P_1 [(y_{1ref} - y_{1mod}) C_{p1} + (y_{1mod} - y_1) C_{c1} + (y_{2mod} - y_2) C_{c2}] \\ y_{2mod} = (y_{2ref} - y_{2mod}) C_{p2} M_2 \\ y_2 = P_2 y_1 \end{cases} \quad (3.28)$$

Les fonctions de transfert des boucles interne et externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1ref}} = F = \frac{P_1 C_{p1} (1 + M_1 C_{c1}) + P_1 C_{c2} M_2 (1 + M_1 C_{p1})}{M_1 C_{p1} (1 + P_1 C_{c1} + P_1 P_2 C_{c2})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1 C_{p1}}{1 + M_1 C_{p1}} \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} FO \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_2 C_{p2}}{1 + M_2 C_{p2}} \end{cases} \quad (3.30)$$

De même que pour la structure action globale – modèle global, des conditions supplémentaires doivent être définies. Cette structure sera aussi écartée pour ces raisons.

Ainsi, à part la première stratégie, on remarque que les autres possibilités ne sont pas aussi faciles à analyser. On ne peut pas faire l'hypothèse de séparation des modes, ce qui conduit à une autre condition de simplification que celle de la CMC à une boucle (équation (3.3)). Cette nouvelle condition est beaucoup plus difficile à respecter.

### 3.4. Conclusion :

La robustesse à l'incertitude est le premier souci d'une commande efficace, notamment dans le cas des systèmes électrotechniques souvent construits autour d'objets possédant des matériaux magnétiques. Plusieurs techniques sont possibles : techniques d'estimations, adaptatives, à modes glissants, LQ et commandes à modèle. Parmi les commandes à modèle, on propose la commande à modèle de comportement (CMC).

Cette commande exploite l'écart entre le processus et son modèle pour modifier les actions du processus réel, afin de le forcer à suivre un comportement défini. Ensuite, la commande « voit » le modèle, avec tous ses avantages : linéarité, paramètres connus et constants.

Ainsi, les effets des variations paramétriques et même des non-linéarités du processus sont fortement atténués, sinon éliminés. Les perturbations externes peuvent être maîtrisées, voire auto-compensées, sans être connues *a priori*. Il résulte ainsi de bonnes performances notamment dues à la grande robustesse qu'apporte la commande à modèle de comportement.

## **Chapitre 4**

# **Application de la Commande à Modèle de Comportement au Processus**

## 4.1. Introduction :

Dans ce chapitre, on présente une application de la commande à modèle de comportement (CMC) à la machine asynchrone à flux orienté dans l'objectif d'augmenter la robustesse de la commande. Ensuite, la commande classique en vitesse de la machine asynchrone est comparée avec la commande à modèle de comportement pour mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cette solution, notamment en efficacité de réglage et en robustesse.

Un estimateur de l'angle de changement de repère est proposé et est basé sur la connaissance de la valeur du couple de référence issu de la structure de la CMC pour réduire l'influence des paramètres par rapport aux estimateurs classiques. Ce qui reste à identifier c'est la résistance rotorique. Pour cela, on propose un schéma d'observateur basé sur la méthode d'adaptation des systèmes par modèle de référence (*MRAS : Model Reference Adaptive System*).

## 4.2. Analyse des boucles de Contrôle par la CMC :

On a vu dans le paragraphe 2.3 qu'une commande classique (avec des correcteurs PI ou IP) est suffisante pour imposer le comportement désiré à un processus connu (sans variations paramétriques et avec perturbations externes compensées). Dans ces conditions, les trajectoires présentées aux figures 2.13 à 2.17 sont des trajectoires idéales de la commande classique. Elles serviront de référence à la définition d'une erreur dans les cas de variations paramétriques ou non-compensation des perturbations externes.

La robustesse représente la capacité de la commande à garder ces trajectoires idéales. La robustesse de la commande classique et celle de la commande à modèle de comportement seront comparées au paragraphe 4.4.

Dans les paragraphes 3.3.4 et 3.3.5, on a vu qu'il y a deux structures différentes de la CMC, en fonction du retour du correcteur principal : soit la sortie du modèle, soit celle du processus. La synthèse des correcteurs de comportement est alors différente et sera illustrée dans les deux paragraphes suivants.

On garde les hypothèses de la commande classique pour pouvoir mettre en évidence l'apport de la commande à modèle de comportement.



Le réglage du correcteur de comportement se fait à partir des équations (3.8) et par rapport à la nature de la perturbation (avec  $b = 0$ ).

$$y \Big|_{\substack{y_{ref}=0 \\ d_{mod}=0}} = -\frac{P}{1+PC_C} d \quad (4.1)$$

Pour notre machine, les termes les plus significatifs dans les expressions (2.8) sont ceux qui dépendent du flux et non pas le couplage des axes. On rappelle que les perturbations sur les deux axes sont définies par :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{qs} = -p\Omega \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{ds} \end{cases}$$

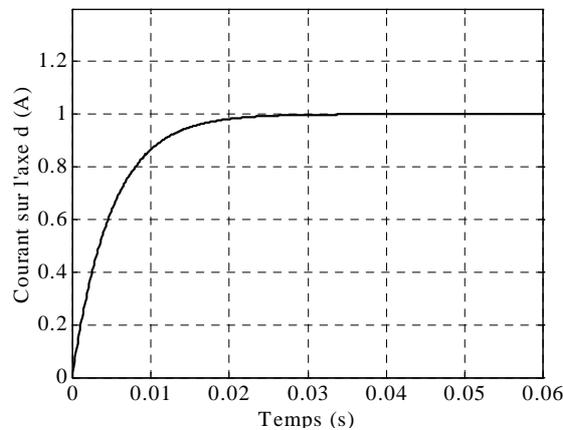
On peut donc considérer qu'à l'échelle de temps du courant,  $e_{ds}$  est une constante et  $e_{qs}$  est une rampe (à cause de la vitesse).

Dans ce cas, en prenant en compte la nature de la perturbation sur l'axe  $d$ , le correcteur de comportement qu'on propose est un correcteur PI (voir le calcul des paramètres à l'annexe 3).

$$C_{Ce}(s) = G_{Cd} \frac{1 + \tau_{Cd} s}{s} \quad (4.2)$$

Par placement des pôles, choix du gain  $G_{Cd}$  et  $\tau_{Cd}$ , on contrôle l'amplitude et le temps d'annulation de l'erreur due à la perturbation  $e_{ds}$ .

La réponse de la boucle du courant  $i_{ds}$  est illustrée à la figure 4.2 suivante :



**Figure 4.2 :** Réponse de la boucle du courant  $i_{ds}$  (CMC1).

Dans le choix du gain du correcteur de comportement  $C_{Ce}$ , il faut tenir compte du temps d'annulation de l'erreur, de la limite imposée par la période d'échantillonnage (pour une implantation pratique) et de la condition (3.3). Cette dernière doit rester valable même dans les cas extrêmes d'une variation paramétrique (comme 100% d'erreur sur la résistance rotorique) :

$$\begin{cases} |M_e C_{Ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \times G_{Cd} \right| \gg 1 \\ |P_e C_{Ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + 2R_r L_{sr}^2} \times G_{Cd} \right| \gg 1 \end{cases} \quad (4.3)$$

Sur l'axe  $q$ , la perturbation est une rampe, le correcteur de comportement qu'on propose est une action proportionnelle et intégrale de la forme suivante :

$$C_{Ce}(s) = \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{s^2} \quad (4.4)$$

Il faut deux pôles nuls pour annuler tout écart statique dû à la perturbation. Une action PI est également envisageable si l'erreur statique non nulle introduite n'est pas gênante pour l'application. Les paramètres  $C_0, C_1, C_2$  sont calculés dans l'annexe 3, par placement des pôles. On obtient trois pôles, deux complexes et un réel. On choisit les parties réelles identiques. La partie imaginaire est égale à la partie réelle pour obtenir un amortissement optimal. Par le choix de la partie réelle, on contrôle le temps nécessaire à l'annulation de l'erreur due à la perturbation externe.

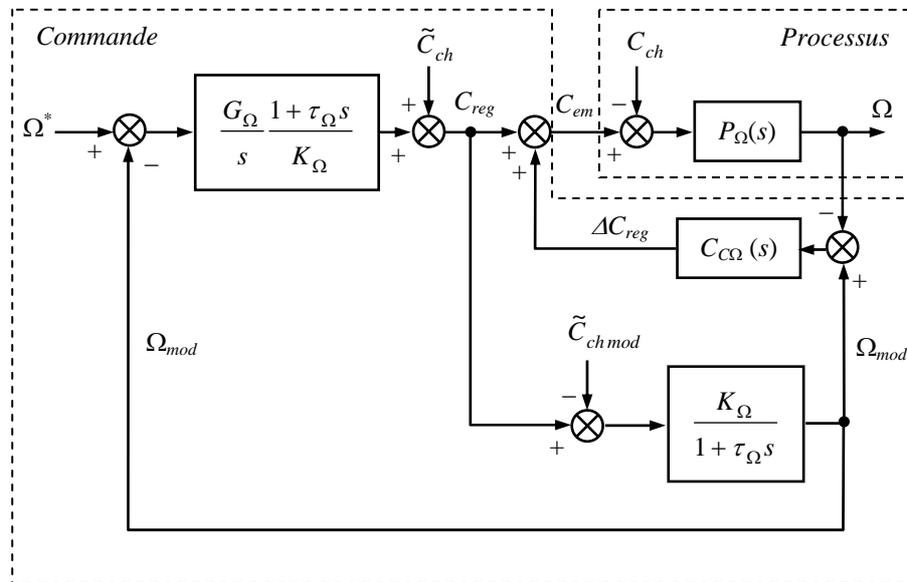
Bien évidemment, la réponse de la boucle du courant  $i_{qs}$  reste la même que celle de la figure 4.2.

De même, le choix du gain du correcteur de comportement doit tenir compte du temps d'annulation de l'erreur et de la condition (3.3).

$$\begin{cases} |M_e C_{Ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \times C_0 \right| \gg 1 \\ |P_e C_{Ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + 2R_r L_{sr}^2} \times C_0 \right| \gg 1 \end{cases} \quad (4.5)$$

#### 4.2.1.2. Contrôle de la vitesse par la CMCI :

Le choix de découplage des modes électrique et mécanique conduit au schéma fonctionnel de réglage de la vitesse illustré par la figure 4.3.



**Figure 4.3 :** Boucle de vitesse (commande CMC).

Le réglage du correcteur principal se fait en fonction du modèle choisi (voir l'expression (3.8)). Pour un modèle de premier ordre, on a choisi un PI (voir son expression sur la figure 4.3) pour annuler tout écart statique.

Le paramètre  $G_\Omega$  est calculé d'après une synthèse par simplification du pôle dominant. On obtient ensuite une réponse de premier ordre et une constante de temps de 100ms. On garde donc le même temps de réponse que celui de la boucle de vitesse de la commande classique.

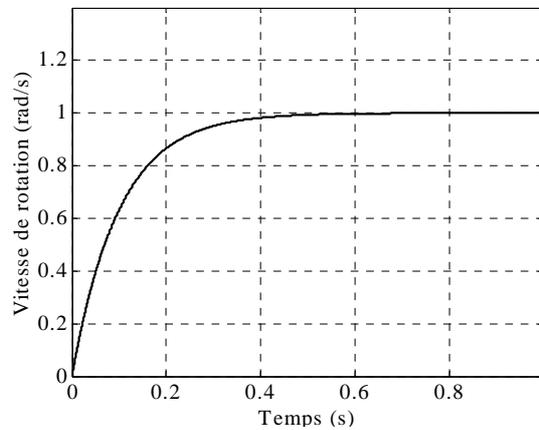
Dans le cas de la méconnaissance de la perturbation externe, on fait le choix de ne pas la compenser dans la commande. Le réglage du correcteur de comportement se fait toujours à partir des équations (3.8) et par rapport à la nature supposée de la perturbation (un échelon pour le couple résistant).

Le correcteur d'ordre minimal qui assure une erreur statique nulle est un PI (voir le calcul des paramètres à l'annexe 3) :

$$C_{C\Omega}(s) = G_{C\Omega} \frac{1 + \tau_{C\Omega}s}{s} \quad (4.6)$$

Par placement des pôles, choix du gain  $G_{c\Omega}$  et  $\tau_{c\Omega}$ , on contrôle l'amplitude et le temps d'annulation de l'erreur due au couple résistant.

La réponse de la boucle de vitesse est illustrée à la figure 4.4.



**Figure 4.4 :** Réponse de la boucle de vitesse (CMC1).

Comme pour la boucle de courant, dans le choix du gain du correcteur de comportement, il faut tenir compte du temps d'annulation de l'erreur, de la limite imposée par la période d'échantillonnage et de la condition (3.3). Cette condition doit rester valable même dans le pire des cas d'une variation paramétrique (les frottements augmentent de 100%).

$$\begin{cases} |M_{\Omega} C_{c\Omega}| = \left| \frac{1}{f_r} \times G_{c\Omega} \right| \gg 1 \\ |P_{\Omega} C_{c\Omega}| = \left| \frac{1}{2f_r} \times G_{c\Omega} \right| \gg 1 \end{cases} \quad (4.7)$$

Pour un processus non sollicité par une perturbation externe, le réglage du correcteur de comportement se fait d'après l'équation (3.8) où  $d = 0$ . Dans ce cas, la CMC1 est équivalente à l'asservissement de la grandeur de référence filtrée. Le filtre est la boucle formée par le correcteur principal et le modèle. Le correcteur de comportement est calculé pour l'asservissement de la référence et non pas en régulation (voir l'annexe 3).

Il est possible d'utiliser d'autres types de correcteurs que ceux proposés dans cette étude. Nous pouvons suggérer de garder le correcteur de la commande classique (IP) comme correcteur principal ou utiliser d'autres techniques (mode de glissement, logique floue,...) pour les deux correcteurs.

## 4.2.2. Retour par la sortie du processus (CMC2) :

### 4.2.2.1. Contrôle des courants par la CMC2 :

Le schéma fonctionnel est le même que celui illustré par la figure 4.1, mais le retour vers le correcteur principal est la sortie du processus.

Le correcteur principal est le même, avec le même réglage : temps de réponse de  $15ms$ .

Le réglage du correcteur de comportement de la boucle de courant est différent de celui présenté dans le paragraphe 4.2.1.1, car les deux structures CMC sont différentes. On garde comme critère de réglage des correcteurs de comportement la nature de la perturbation.

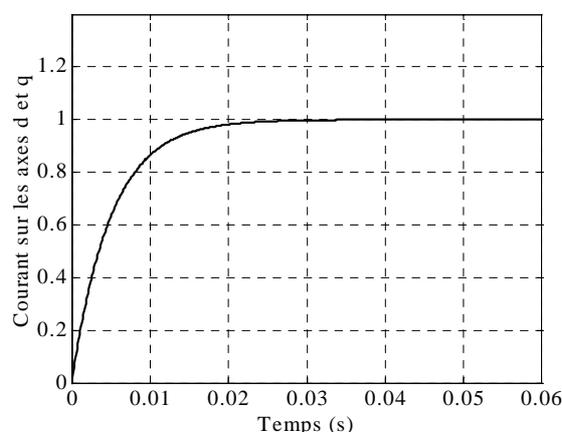
Le réglage du correcteur de comportement se fait à partir des équations (3.15) et par rapport à la nature de la perturbation (avec  $b = 0$ ) :

$$y \Big|_{\substack{y_{ref}=0 \\ d_{mod}=0}} = -\frac{P}{1 + PC_C} d \quad (4.8)$$

Un correcteur PI serait nécessaire pour annuler un écart statique en régime permanent (voir l'annexe 3) due à la perturbation en échelon ou en rampe sur les axes  $d, q$ . Toutefois, on met en œuvre un correcteur proportionnel, en jugeant que l'écart statique obtenu en simulation est a priori négligeable. Ce correcteur est :

$$C_{Ce} = K_{Ce} \quad (4.9)$$

La réponse de la boucle de courant est illustrée par la figure suivante :



**Figure 4.5 :** Réponse de la boucle de courant (CMC2).

Le gain a été choisi de manière à obtenir un écart statique convenable mais aussi pour pouvoir remplir la condition (3.3) dans le cas extrême d'une variation paramétrique (voir les expressions (4.10)). Dans l'implantation pratique, il ne doit pas amplifier le bruit non plus.

$$\begin{cases} |M_e C_{ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \times K_{ce} \right| \gg 1 \\ |P_e C_{ce}| = \left| \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + 2R_r L_{sr}^2} \times K_{ce} \right| \gg 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

#### 4.2.2.2. Contrôle de la vitesse par la CMC2 :

Le schéma fonctionnel est le même que celui illustré par la figure 4.3 en considérant comme retour vers le correcteur principal la sortie du processus.

Le correcteur principal est le même, avec le même réglage : temps de réponse de 300ms.

La boucle de vitesse est perturbée par le couple résistant, une perturbation supposée en échelon. Cette fois-ci, un correcteur proportionnel suffit pour annuler tout écart statique.

$$C_{c\Omega} = K_{c\Omega} \quad (4.11)$$

Le gain proportionnel est choisi de manière à obtenir une annulation de l'erreur due à la perturbation, dans le même temps que le cas de la CMC1.

La réponse de la boucle de vitesse du processus est illustrée à la figure suivante :

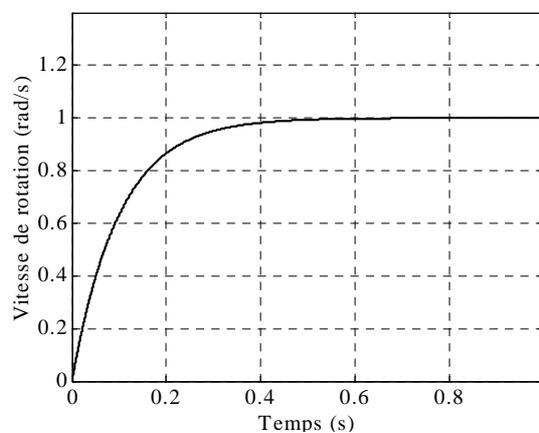


Figure 4.6 : Réponse de la boucle de vitesse (CMC2).

L'amplitude ainsi que le temps d'annulation de l'erreur due au couple résistant dépend du gain choisi. Mais en choisissant une petite constante de temps pour l'annulation de l'erreur on a forcément une petite amplitude (voir l'équation A3.16 dans l'annexe 3).

Dans le choix de ce gain le critère principal est le temps nécessaire à l'annulation de l'erreur. Mais ce gain doit aussi vérifier la condition (3.3) pour le pire des cas d'une variation paramétrique :

$$\begin{cases} |M_{\Omega} C_{C\Omega}| = \left| \frac{1}{f_r} \times K_{C\Omega} \right| \gg 1 \\ |P_{\Omega} C_{C\Omega}| = \left| \frac{1}{2f_r} \times K_{C\Omega} \right| \gg 1 \end{cases} \quad (4.12)$$

En absence de perturbation externe, on peut régler le correcteur de comportement pour assurer un meilleur asservissement (voir l'annexe 3).

### 4.2.3. Commande à modèle de comportement pour deux boucles :

Dans les paragraphes précédents, on a fait l'hypothèse de séparation des modes électrique et mécanique pour pouvoir appliquer la CMC à la boucle de vitesse. Cette hypothèse de séparation des modes entre le courant  $i_{qs}$  et la vitesse a été validée en simulation en considérant un facteur 20 entre les temps de réponses. Dans ce paragraphe, on analyse la CMC des deux boucles par la stratégie action locale - modèle distribué et le schéma fonctionnel est illustré à la figure 4.7.

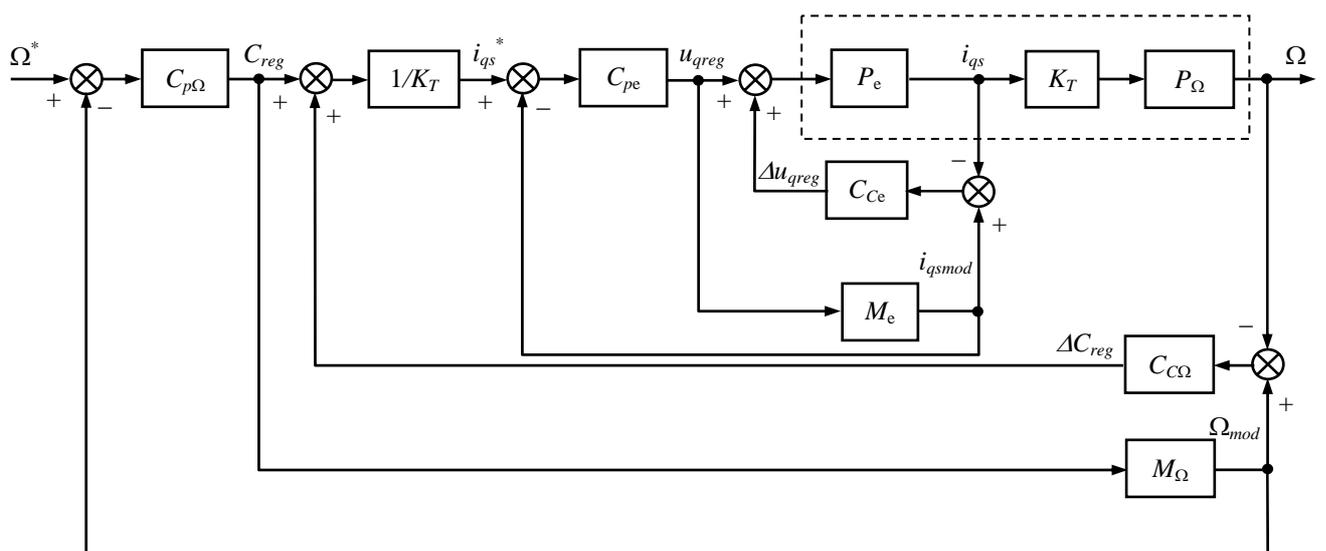


Figure 4.7 : CMC deux boucles : action locale – modèle distribué.

La somme des signaux en sortie des correcteurs principal et de comportement de la vitesse donne la référence du couple électromagnétique exprimé par  $C_{em}^* = C_{reg} + \Delta C_{reg}$ . Ainsi, la valeur de référence du courant  $i_{qs}$  sera déterminée par la relation :

$$i_{qs}^* = \frac{1}{K_T} C_{em}^* \quad (4.13)$$

Avec le flux rotorique constant,  $K_T$  est une constante exprimée par :

$$K_T = p \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_r^* \quad (4.14)$$

Ainsi, les fonctions de transfert seront :

$$\begin{cases} \frac{i_{qs}}{i_{qs\,mod}} = F = \frac{P_e(1 + M_e C_{Ce})}{M_e(1 + P_e C_{Ce})} \\ \frac{i_{qs\,mod}}{i_{qs}^*} = O = \frac{M_e C_{pe}}{1 + M_e C_{pe}} \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} \frac{\Omega}{\Omega_{mod}} = \frac{FO.P_\Omega(1 + M_\Omega C_{C\Omega})}{M_\Omega(1 + FO.P_\Omega C_{C\Omega})} \\ \frac{\Omega_{mod}}{\Omega^*} = \frac{M_\Omega C_{p\Omega}}{1 + M_\Omega C_{p\Omega}} \end{cases} \quad (4.16)$$

Cette étude a été menée pour la structure de la CMC ayant pour retour du correcteur principal la sortie du modèle (CMC1), mais le résultat reste valable pour l'autre structure (CMC2).

Il faut tenir compte dans le calcul des correcteurs que la structure la plus lente va imposer la dynamique globale du réglage. Cette condition a été mentionnée dans le paragraphe 3.3.4 pour une seule boucle de la CMC où nous avons fait le choix d'avoir une première boucle ( $M-C_p$ ) plus lente par rapport à la deuxième ( $P-C_c$ ). Dans ce cas, le correcteur principal impose la dynamique du modèle avec un temps de réponse  $t_{rM}$  en boucle fermée du système ( $M-C_p$ ).

Pour simplifier la synthèse des correcteurs, on considère le principe de découplage des modes en imposant les temps de réponse des boucles de modèle :

$$(t_{rM})_{i_{qs}} < (t_{rM})_\Omega \quad (4.17)$$

Le correcteur de comportement a comme rôle d'imposer la dynamique du processus. Alors, il impose un temps de réponse  $t_{rP}$  en boucle fermée du système ( $P-C_C$ ). Dans ce cas, la condition suivante doit être vérifiée :

$$\begin{cases} (t_{rP})_{i_{qs}} < (t_{rM})_{i_{qs}} \\ (t_{rP})_{\Omega} < (t_{rM})_{\Omega} \end{cases} \quad (4.18)$$

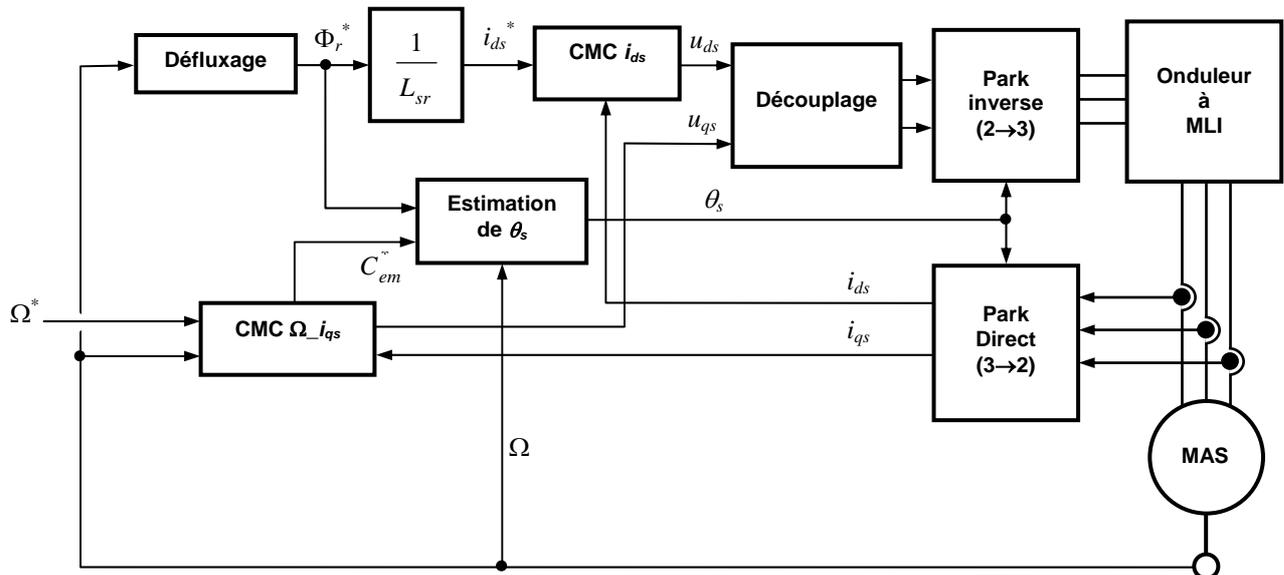
Les expressions (4.17) et (4.18) peuvent être résumées sous la forme :

$$(t_{rP})_{i_{qs}} < (t_{rM})_{i_{qs}} < (t_{rP})_{\Omega} < (t_{rM})_{\Omega} \quad (4.19)$$

Dans la synthèse des correcteurs de la CMC pour deux boucles, on doit satisfaire la condition (4.19).

### 4.3. Structure de commande du processus par la CMC :

En se basant sur la structure de la commande vectorielle indirecte, on peut en déduire celle de la commande par la méthode de modèle de comportement (figure 4.8).



**Figure 4.8 :** Structure de commande de la machine asynchrone à flux orienté par la CMC.

On constate sur cette figure l'apparition des blocs représentant la CMC des deux boucles de vitesse et du courant sur l'axe  $q$  ( $CMC \Omega_{i_{qs}}$ ), le bloc  $CMC i_{ds}$  de la boucle du courant sur l'axe  $d$ . On note que les  $C_C$  pour les deux boucles des courants ne sont pas les mêmes, car les perturbations sont différentes sur les deux axes. Les blocs

« Défluxage » et « Découplage » restent les mêmes que ceux définis pour la commande classique.

L'angle  $\theta_s$  est important pour le contrôle de l'orientation du référentiel d'axe  $d, q$ . Son estimation est basée sur la mesure de la vitesse de rotation mécanique ( $\Omega$ ) et la connaissance de la vitesse de glissement ( $\omega_r$ ) qui est non accessible. Pour cela, nous proposons dans cette partie un autre estimateur de cette vitesse, différent de celui défini précédemment. Cet estimateur est défini par la relation :

$$\omega_r = \frac{R_r}{p} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^{*2}} \quad (4.20)$$

Cette expression présente l'avantage d'avoir un estimateur de la vitesse de glissement moins lié aux paramètres de la machine et cela est dû à la connaissance du couple électromagnétique à travers sa valeur de référence issue de la boucle CMC. Ceci permet de représenter le bloc « Estimation de  $\theta_s$  » par le schéma suivant :

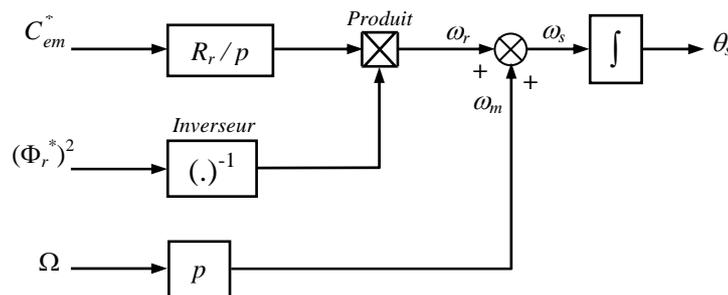


Figure 4.9 : Bloc d'estimation de  $\theta_s$ .

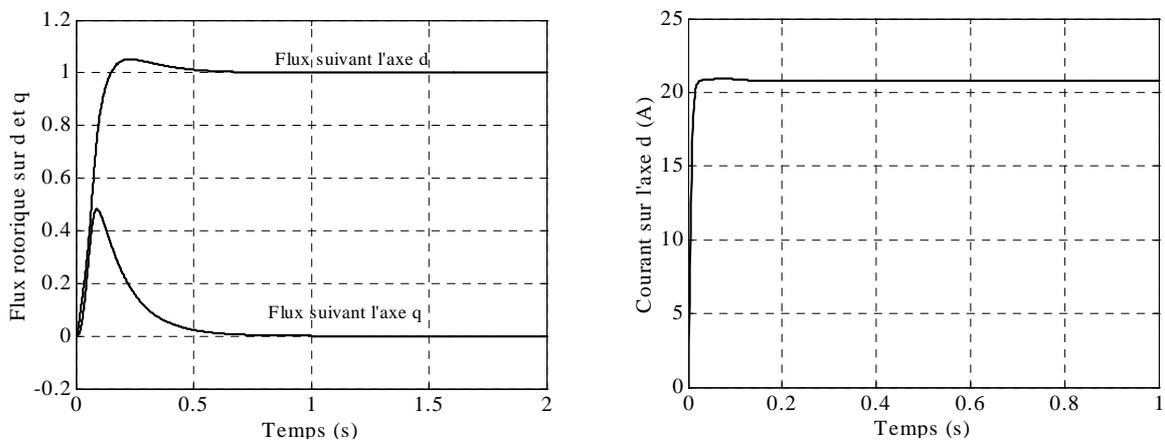
Néanmoins, cet estimateur reste sensible à la variation de la résistance rotorique et toute déviation de ce paramètre de sa valeur réelle conduit à une valeur erronée de l'angle d'orientation. Ce cas sera étudié et un schéma plus efficace sera proposé.

#### 4.4. Performances de la commande du processus par la CMC :

Chaque commande doit conduire le processus aux mêmes performances de la commande classique en absence des perturbations externes ou internes.

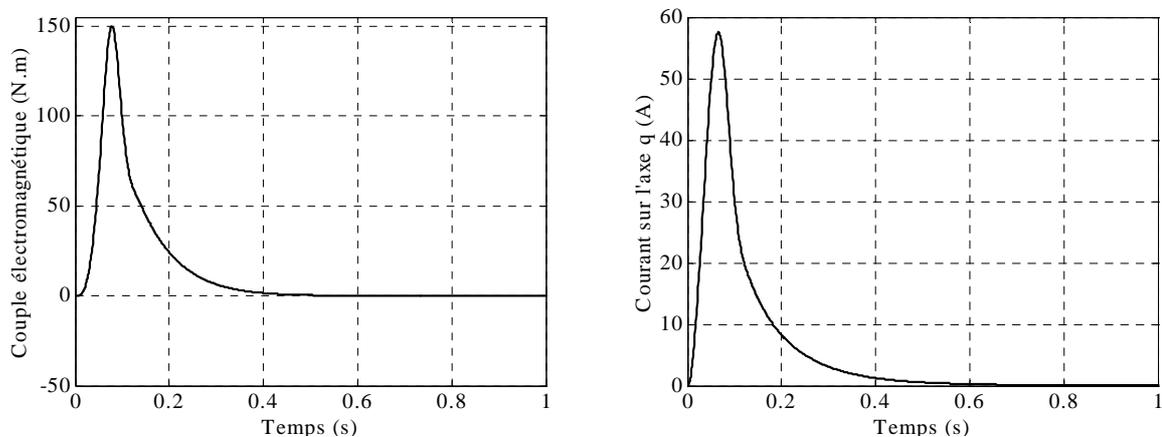
On garde les mêmes hypothèses que celles de la commande classique. En plus, afin de commander le processus en vitesse, toute commande de la machine asynchrone doit garder le découplage entre le flux et le couple.

On illustre sur la figure 4.10 le flux rotorique suivant l'axe  $d$  qui est maintenu constant, contrôlé par le courant  $i_{ds}$  et la composante du flux sur l'axe  $q$  est nulle.



**Figure 4.10 :** Flux rotorique sur les axes  $d$  et  $q$  – Courant  $i_{ds}$ .

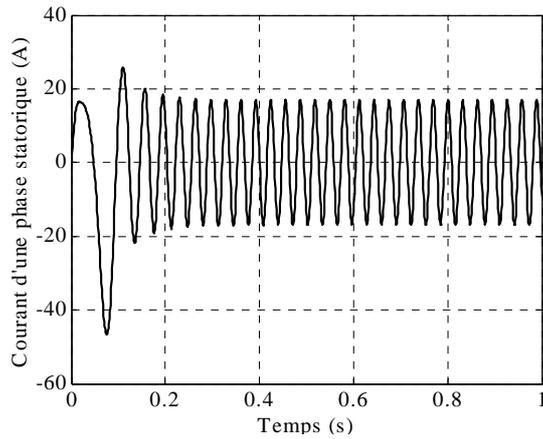
En maintenant le flux constant, le couple électromagnétique est contrôlé par le courant sur l'axe  $q$  ( $i_{qs}$ ) comme le montre la figure 4.11.



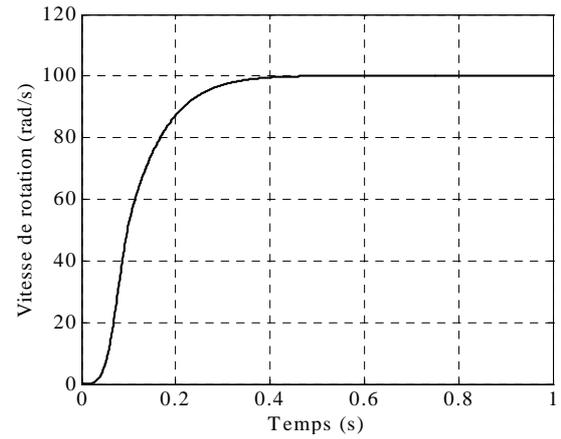
**Figure 4.11 :** Couple électromagnétique – Courant  $i_{qs}$ .

Sur la figure 4.12, on représente le courant d'une phase statorique qui conserve sa nature sinusoïdale.

La réponse en vitesse est illustrée sur la figure 4.13 où le temps de réponse imposé par la commande (300ms) est vérifié en simulation. Sur cette même figure, on remarque que la vitesse poursuit mieux sa référence sans dépassement par rapport à la commande classique et cela pour les mêmes conditions de fonctionnement et modèle du processus étudié.

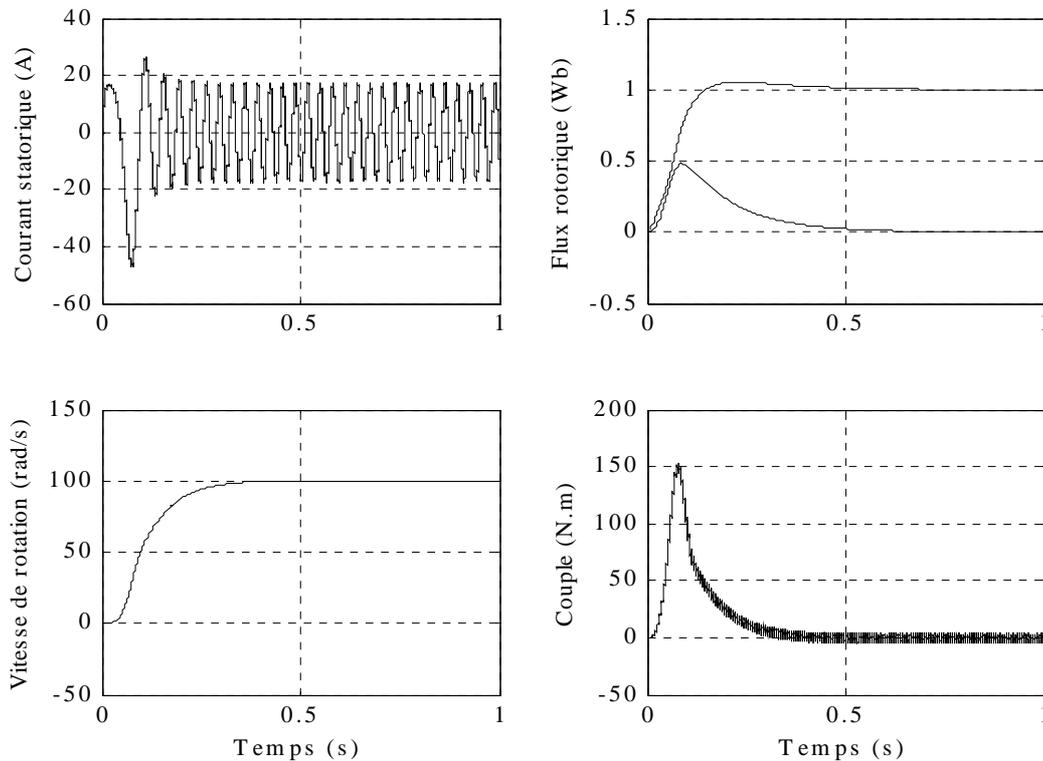


**Figure 4.12 :** Courant d'une phase statorique ( $i_{as}$ ).



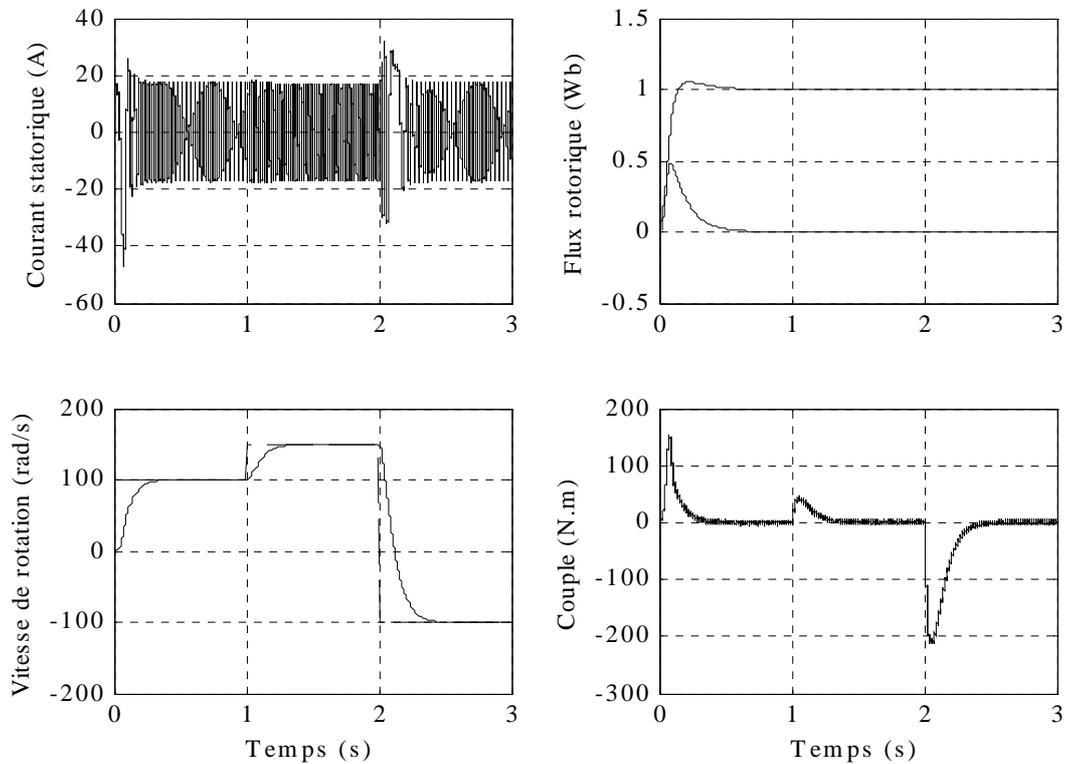
**Figure 4.13 :** Vitesse de rotation.

Pour une CMC appliquée au processus dans le cas de l'association avec l'onduleur à MLI, les mêmes performances sont conservées d'après les réponses assemblées dans la figure 4.14.



**Figure 4.14 :** Comportement à vide du processus Onduleur à MLI – MAS commandé par la CMC.

Avec cette association, la variation de la vitesse de rotation peut être envisagée. Dans ce cas, on applique des changements de références par l'augmentation de la consigne puis un changement du sens de rotation pour mettre en évidence l'efficacité de l'asservissement de la vitesse par la CMC (figure 4.15).



**Figure 4.15 :** *Variation de la vitesse de rotation.*

Sur cette figure, on remarque que la vitesse suit sa référence et l'asservissement des courants sur les deux axes permet de contrôler le flux rotorique et le couple sous ces conditions de fonctionnement.

Ainsi, ces résultats montrent que la CMC, avec les deux méthodes CMC1 et CMC2, est aussi simple à mettre en œuvre qu'une commande classique.

## 4.5. Comparaison entre la commande classique et la CMC :

Dans le chapitre 2 et la première partie de ce chapitre, on a présenté une commande classique et la commande à modèle de comportement d'une machine asynchrone à flux orienté. Le choix et le réglage des correcteurs ont été argumentés. Pour un processus bien connu avec des paramètres constants et des perturbations bien compensées, une commande classique est aussi performante que la CMC. La différence entre les deux vient de la robustesse, la capacité de garder ces trajectoires « idéales » malgré les perturbations externes et les variations paramétriques.

Ce paragraphe est dédié à l'étude de robustesse d'une CMC par rapport à une commande classique. On considère la commande classique comme une référence qui permet la mise en évidence des apports de la CMC.

Toutes les simulations présentées dans le paragraphe 4.4 ont été faites en supposant des « conditions idéales » décrites comme suit :

- Source électrique parfaite ;
- Convertisseur statique linéaire ;
- Capteurs linéaires, parfaits ;
- Absence de la limitation dans la commande ;
- Système non-perturbé par une variation paramétrique ou perturbation externe.

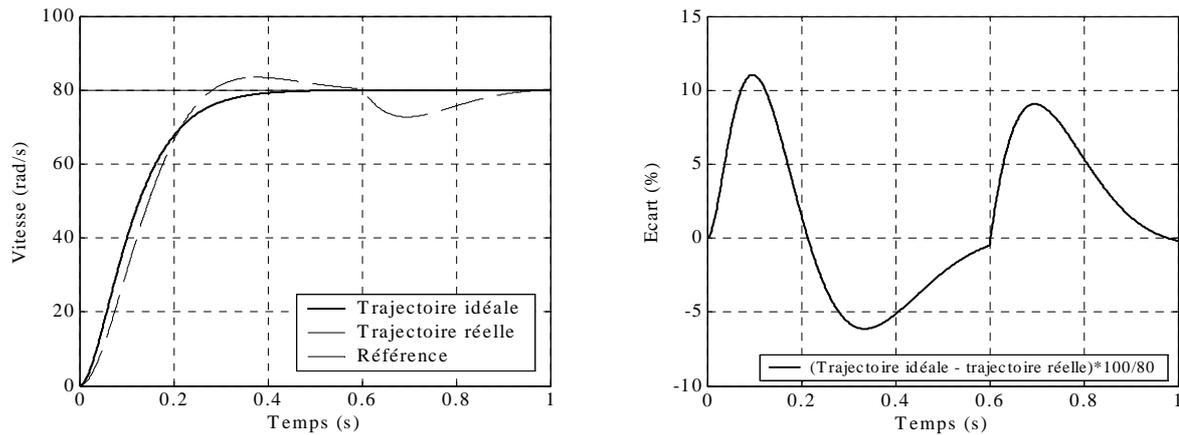
Etant donné ces conditions idéales, les trajectoires (simulations) présentées aux figures 2.13 à 2.16 et 4.10 à 4.13 sont des *trajectoires idéales*. On appelle dans la suite une *trajectoire idéale* la réponse d'un système obtenue dans ces conditions idéales.

Mais généralement un système n'est pas parfait et peut être affecté par des perturbations internes (variations paramétriques) ou externes. Ainsi, toute réponse obtenue lorsque les conditions ne sont plus idéales est désignée par *trajectoire réelle*.

Pour illustrer ces deux définitions, la réponse d'une MAS à une référence de vitesse, soit un échelon de 80 rad/s, est représentée à la figure 4.16.

La trajectoire idéale (trait en gras) est différente de celle réelle (en pointillé) obtenue pour un système perturbé par un couple résistant et une augmentation du moment d'inertie. L'écart entre les deux trajectoires est aussi illustré par cette même figure. Il a été normalisé par rapport à la référence, soit :

$$E_N (\%) = \frac{\text{trajectoire idéale} - \text{trajectoire réelle}}{|\text{référence}|} \times 100 \quad (4.21)$$



**Figure 4.16 :** Trajectoires idéale et réelle, écart normalisé.

Les trajectoires idéales des courants et de la vitesse sont définies pour la commande classique et d'autres sont également définies pour la CMC. Pour pouvoir comparer l'effet de la même perturbation sur les deux commandes, on se sert de l'écart normalisé.

#### 4.5.1. Robustesse de l'asservissement :

Les variations paramétriques qu'on admet physiquement possibles pour ce système sont :

$$\begin{cases} \Delta R_s \in [-50\% \div +50\%]R_s \\ \Delta R_r \in [-50\% \div +50\%]R_r \\ \Delta L_s \in [-25\% \div +25\%]L_s \\ \Delta L_r \in [-25\% \div +25\%]L_r \\ \Delta J \in [-50\% \div +100\%]J \\ \Delta fr \in [-50\% \div +100\%]fr \end{cases} \quad (4.22)$$

$R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$  représentent les valeurs des résistances et des inductances statorique et rotorique,  $J$  et  $fr$  sont le moment d'inertie et les frottements visqueux de la machine asynchrone. Dans les simulations, les variations paramétriques ont lieu au niveau de la commande et non au niveau du processus. En effet, il est plus facile de considérer un autre modèle erroné (et les correcteurs associés) au niveau de la commande, que de reproduire physiquement une variation de 50% des frottements par exemple.

L'échauffement de la machine et la saturation du circuit magnétique conduisent aux variations des paramètres de la partie électrique de la machine asynchrone (les résistances et les inductances).

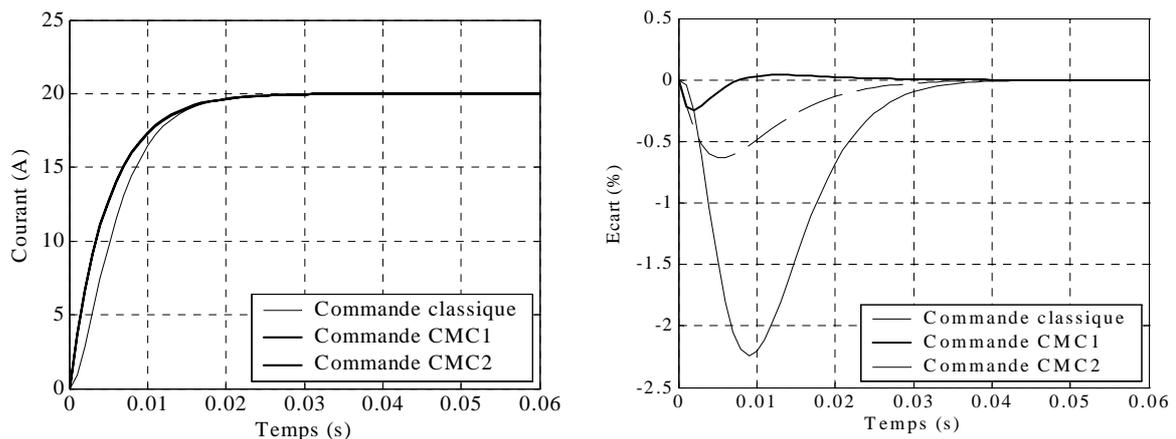
L'écart  $E_N$  par rapport aux trajectoires idéales de la boucle de courant, pour certaines variations paramétriques, est donné dans le tableau suivant :

Variation paramétrique	Commande classique Max( $ E_N $ ) (%)	Commande CMC1 Max( $ E_N $ ) (%)	Commande CMC2 Max( $ E_N $ ) (%)
$0.5R_s \div 1.5R_s$	2.4 $\div$ 2.24	0.26 $\div$ 0.25	0.64 $\div$ 0.63
$0.5R_r \div 1.5R_r$	2.4 $\div$ 2.24	0.26 $\div$ 0.25	0.64 $\div$ 0.63
$0.75L_s \div 1.25L_s$	3.35 $\div$ 5.94	1.29 $\div$ 1.28	1.35 $\div$ 1.4
$0.75L_r \div 1.25L_r$	3.4 $\div$ 1.7	0.44 $\div$ 0.2	0.98 $\div$ 0.46

**Tableau 4.1 :** Variations paramétriques sur la partie électrique.

#### A. Influence de la résistance rotorique :

A titre d'exemple, pour le courant sur l'axe  $d$ , on impose une référence de 20 A avec une variation de +50% sur la résistance rotorique (au niveau de la commande) et on illustre les résultats obtenus par les figures suivantes :



**Figure 4.17 :** Réponse du courant sur l'axe  $d$  (avec variation paramétrique).

On remarque sur la figure 4.17 que l'écart est plus petit pour la CMC. Cela montre que la CMC est plus robuste par rapport aux variations paramétriques. En effet, la CMC

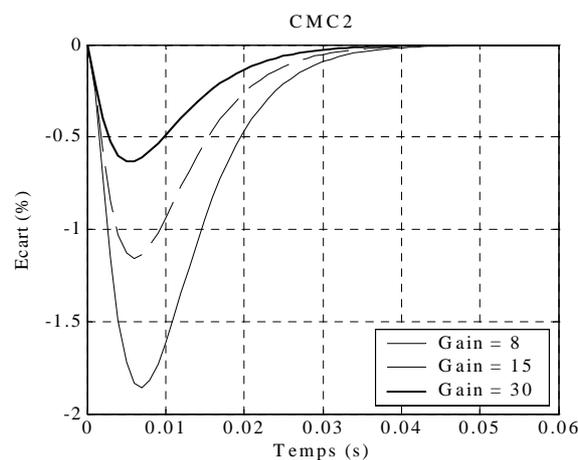
apporte des moyens supplémentaires pour maîtriser cette erreur transitoire. Cette robustesse est justifiée par le fait que la CMC dispose d'un correcteur supplémentaire, dont on modifie les paramètres pour augmenter les performances du système. On peut le souligner grâce aux équations (4.23), qui mettent en évidence le  $C_C$  intervenant dans les fonctions de transfert en asservissement et régulation à coté du correcteur principal  $C_p$  (présent dans toutes les commandes classiques) :

$$y_{mod} - y = \begin{cases} \frac{(M - P)C_p}{(1 + MC_p)(1 + PC_C)} y_{ref} + \frac{P}{1 + PC_C} (d - d_{mod}) & \text{CMC1} \\ \frac{1}{1 + PC_C + PC_p + PC_C MC_p} [(M - P)C_p y_{ref} + P(d - d_{mod})] & \text{CMC2} \end{cases} \quad (4.23)$$

En asservissement, l'écart  $y_{mod} - y$  est particularisé pour  $d = d_{mod} = 0$ .

Pour illustrer ces moyens supplémentaires apportés par la CMC, on modifie le correcteur de comportement dans la structure CMC2 et on regarde son influence sur l'écart normalisé (figure 4.18).

Pour différents gains du correcteur de comportement (qui, on le rappelle, est un gain proportionnel) et la même variation paramétrique de +50% sur la résistance, on constate que l'écart diminue quand le gain augmente.



**Figure 4.18 :** *Ecart normalisé de la CMC2 pour différents gains du  $C_C$  (avec variation paramétrique).*

La modification de la charge mécanique, du sens de rotation de la machine et des frottements conduisent aux variations paramétriques de la partie mécanique.

Pour des variations paramétriques physiquement possibles, on trouve les écarts suivants par rapport à la trajectoire idéale.

Variation paramétrique	Commande classique Max( $ E_N $ ) (%)	Commande CMC1 Max( $ E_N $ ) (%)	Commande CMC2 Max( $ E_N $ ) (%)
0.5J	7.06	1.23	2.7
2J	11	1.94	4.28
0.5fr	0.09	0.0025	0.0165
2fr	0.18	0.005	0.033

Tableau 4.2 : Variations paramétriques sur la partie mécanique.

### B. Influence du moment d'inertie :

Lors des simulations, le couple résistant est nul et la boucle du courant sur l'axe  $q$  est idéale.

Les trajectoires de la vitesse dans le cas d'une variation paramétrique de +100% sur l'inertie sont illustrées par la figure 4.19.

Avec la commande classique, la trajectoire de la vitesse a beaucoup changé à cause de la variation paramétrique et ne présente pas le même temps de réponse.

Par contre, la CMC conserve mieux sa trajectoire idéale. Les deux structures CMC ont des réponses similaires, même confondues sur la figure 4.19.

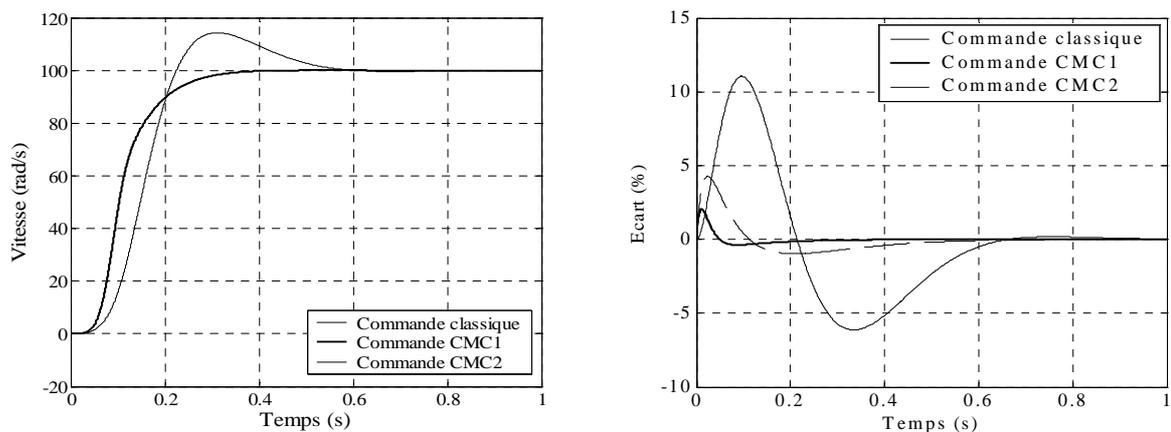


Figure 4.19 : Réponse en vitesse (avec variation paramétrique).

L'écart normalisé est plus petit si on utilise la CMC et peut encore être diminué en modifiant le correcteur de comportement. Par exemple, en augmentant le gain du correcteur  $C_C$  (CMC2) avec variation paramétrique de  $-50\%$  sur l'inertie, on obtient :

Gain $C_C$	Max( $ E_N $ ) (%)
2	2.7
5	1.2
10	0.63

**Tableau 4.3 :** Variation du gain de  $C_C$  pour la CMC2.

#### 4.5.2. Robustesse en régulation :

Souvent, une perturbation externe n'est pas censée être connue. En effet, même si on peut donner une estimation de cette perturbation externe (par exemple une estimation de la perturbation  $e_q$  suivant l'axe  $q$  à partir de la vitesse), elle n'est pas forcément exacte ; ceci engendre une perturbation équivalente de la commande, cette perturbation vaut  $(d-d_{estimée})$ . Dans ce cas, sa méconnaissance nous conduit à ne pas effectuer la compensation ni dans la commande classique, ni dans la CMC.

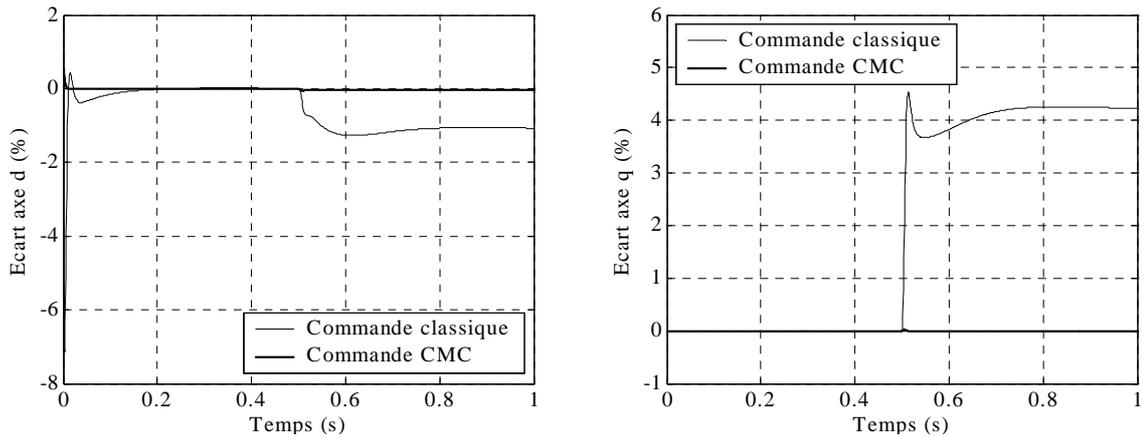
Pour toutes les simulations, on considère que le processus est parfaitement connu ( $P=M$ ), qu'il n'est affecté que par la perturbation externe étudiée.

Les perturbations traitées sont : les perturbations dues aux couplages  $e_d$  et  $e_q$  (perturbations internes en échelon et en rampe), le couple de charge (perturbation externe en échelon) et le couple sec (perturbation non-linéaire).

##### **A. Influence des perturbations dues aux couplages :**

Pour montrer l'efficacité de la CMC, on présente sur la figure 4.20 l'écart normalisé  $E_N$  du courant pour une commande classique en courant et pour la CMC correspondante. On veut imposer un courant de 10A à l'instant  $t = 0s$  sur l'axe  $d$  et à partir de  $t = 0.5s$  sur l'axe  $q$ .

On fait l'hypothèse qu'on est toujours dans le bon repère  $dq$  et que les seules perturbations existantes sont  $e_d$  et  $e_q$ , non compensées ni dans la commande classique, ni dans la commande CMC.



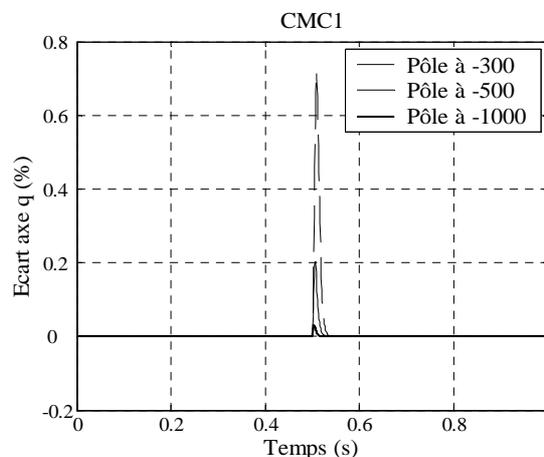
**Figure 4.20 :** Influence des perturbations ( $e_d$  et  $e_q$ ) sur le courant.

On constate que, dans le cas de la commande classique, le courant est très perturbé, surtout après l'apparition du courant sur l'axe  $q$ . Ce courant est synonyme du couple délivré par la machine, c'est lui qui conduit à l'apparition de la vitesse. Donc, le terme  $e_q$  perturbe beaucoup la commande classique par rapport à la CMC.

Dans le même but de montrer que la CMC apporte des moyens supplémentaires pour augmenter la robustesse aussi en régulation, on présente l'écart  $y_{mod} - y$  (dans le cas de la connaissance du processus, soit  $P=M$  dans les expressions 4.23) :

$$y_{mod} - y = \frac{M}{1 + MC_C} (d - d_{mod}) \quad (4.24)$$

Cet écart dépend du correcteur de comportement. Il est possible de le maîtriser à l'aide du  $C_C$ . Pour différents réglages de ce correcteur, on présente l'influence de la perturbation  $e_q$  sur la CMC1.



**Figure 4.21 :** Ecart normalisé de la CMC1 pour différents  $C_C$  (influence de  $e_q$ ).

### B. Influence du couple de charge :

L'influence du couple de charge sur le réglage de la boucle de vitesse est illustrée par les figures 4.22. Le couple de charge perturbateur est considéré comme un échelon de valeur  $C_n$  (valeur nominale de  $C_{em}$ ) agissant à l'instant  $t = 0.6s$ .

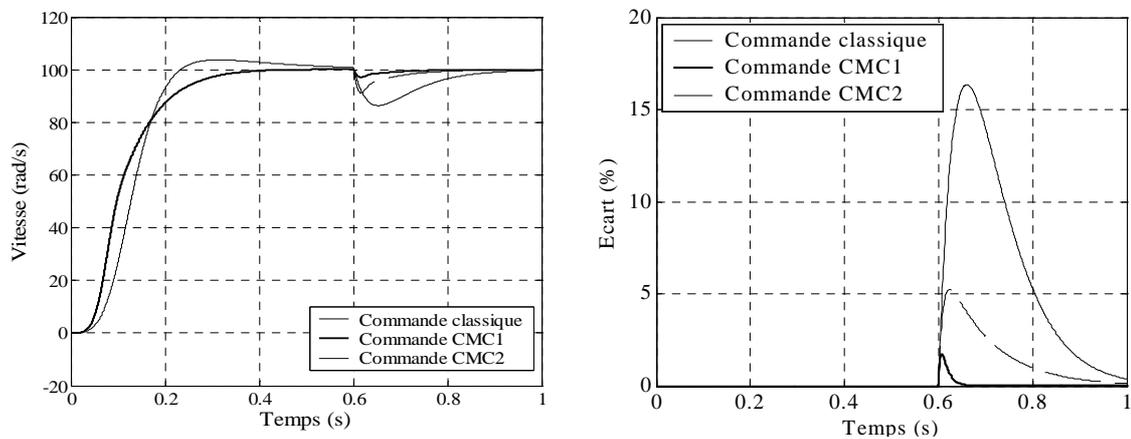


Figure 4.22 : Influence du couple résistant.

Pour différents correcteurs de comportement ( $C_{C1} = 50s + 1000/s$ ,  $C_{C2} = 50s + 100/s$ ,  $C_{C3} = 20s + 1000/s$ ), on obtient différents temps d'annulation, ainsi que différentes amplitudes de l'erreur (figure 4.23). Cela montre encore une fois que la CMC apporte des moyens pour mieux maîtriser l'erreur transitoire due à une perturbation externe.

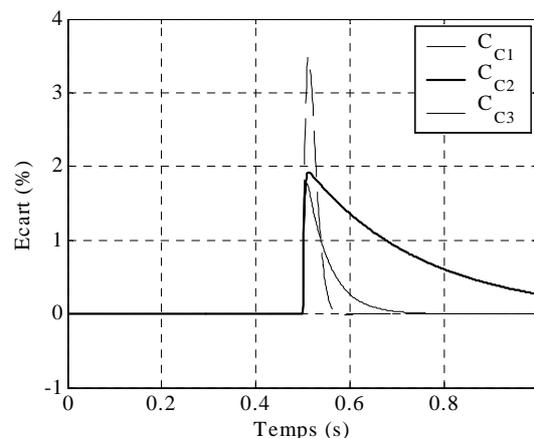


Figure 4.23 : Ecart normalisé de la CMC1 pour différents  $C_c$  (influence  $C_{ch}$ ).

### C. Influence du couple sec :

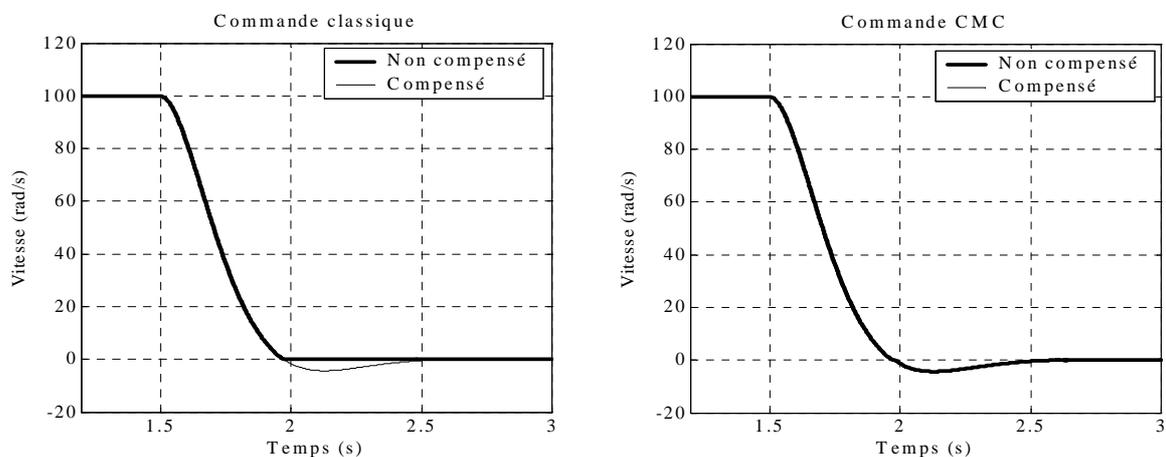
Le couple sec est une perturbation non-linéaire. Sa dépendance de la vitesse est décrite par l'équation suivante :

$$C_{sec} = C_s \text{sign}(\Omega) \quad (4.25)$$

$C_s$  est le coefficient de frottement sec ou coefficient de Coulomb.

L'influence de ce couple résistant est importante aux alentours de la vitesse nulle, notamment lors du changement de signe de la vitesse, ce qui influe considérablement dans le cas de la commande en position de la machine asynchrone. Pour mettre en évidence ce phénomène, on effectue un changement de consigne, la vitesse passant de 100 *rad/s* à 0 *rad/s*. Si le réglage des correcteurs est fait de manière à avoir un dépassement, la vitesse doit devenir négative avant de se stabiliser sur la valeur finale. On réalise ainsi une variation de la vitesse aux alentours de la vitesse nulle.

Lors de la simulation, on a changé le réglage du correcteur de vitesse des deux commandes (le correcteur principal pour la CMC) afin d'obtenir un dépassement de 5% (même temps de réponse et  $\zeta = 0.707$  au lieu de 1). Ensuite, on procède à deux essais, suivant l'existence ou non-existence (compensation) du couple sec. L'influence de cette perturbation est illustrée par la figure 4.24.



**Figure 4.24 :** Influence du couple résistant.

Dans le cas de l'existence du couple sec, la commande classique n'a pas le dépassement de 5% demandé par le réglage. Le couple sec arrive à freiner la machine, malgré l'asservissement en vitesse. En revanche, la commande CMC garde les mêmes performances dans le cas de l'existence ou non-existence du couple sec (les deux sont

confondus sur la figure 4.24). La commande CMC a donc comme effet la « linéarisation » [30] de la réponse du processus, car le modèle de comportement choisi est linéaire.

#### 4.6. Reconstruction de l'angle d'orientation du repère de Park :

L'estimation de l'angle d'orientation du repère  $dq$  est indispensable pour un changement de repère (de la base de Park au système réel), mais c'est une grandeur non-accessible et sa reconstruction constitue un autre problème délicat d'une commande vectorielle à flux orienté. Le problème réside essentiellement dans la structure de l'estimateur qui fait apparaître les paramètres physiques de la machine [9,31,50,56,68]. D'après les expressions (2.6), les variations paramétriques les plus influentes sont la variation de l'inductance mutuelle et surtout la variation de la constante de temps rotorique (entre  $0.5T_r$  et  $1.5T_r$ ) à cause de l'échauffement et la saturation.

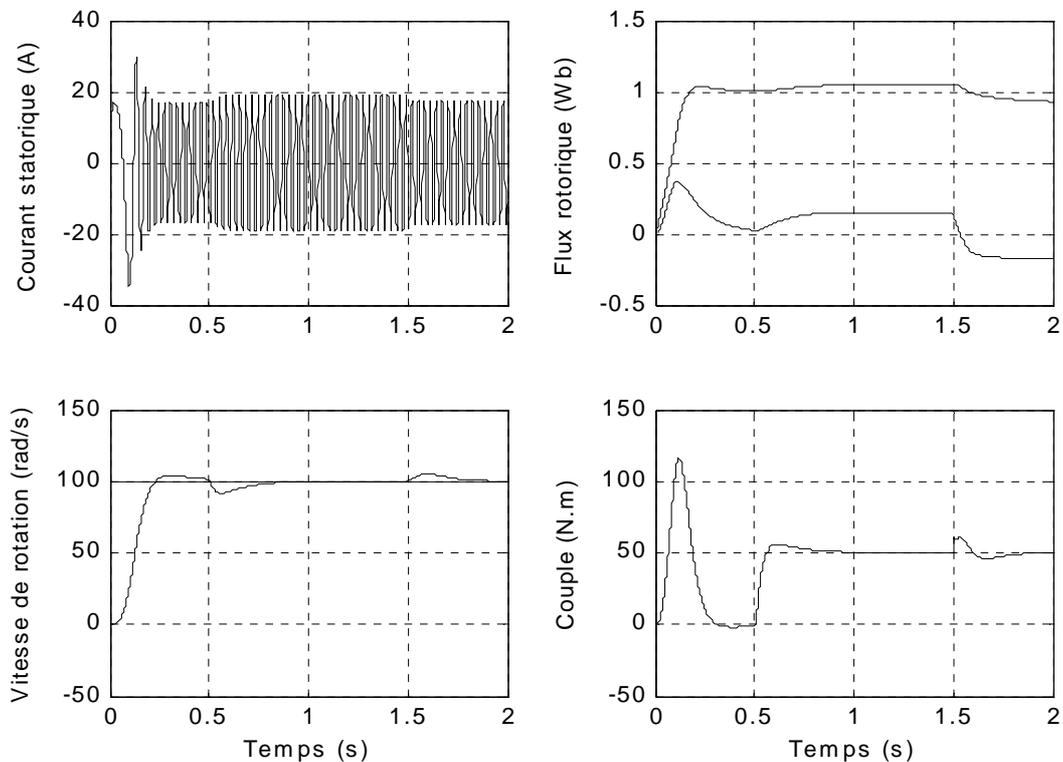
Ainsi, pour palier à ces inconvénients, plusieurs méthodes ont été développées pour l'identification des paramètres les plus influents. Mais, plusieurs problèmes demeurent, en particulier, la complexité d'implémentation en temps réel des schémas résultants et la difficulté d'estimer plusieurs paramètres simultanément. A cet effet, il faut réduire le nombre des paramètres qui apparaissent dans l'estimateur de l'angle de changement de repère pour faciliter l'adaptation. Cette démarche a été mentionnée dans le paragraphe 4.3 où un schéma a été proposé en exploitant l'avantage de la structure de la CMC pour réduire l'influence des variations paramétriques sauf la résistance rotorique. Pour l'identification de cette dernière, on présentera, dans la suite de cette partie, un moyen d'adaptation en temps réel.

##### 4.6.1. Influence des variations paramétriques sur l'orientation du repère :

Concernant la commande classique, la simulation des variations de la résistance rotorique  $R_r$  et de l'inductance rotorique  $L_r$  permet de montrer l'effet de la variation de la constante de temps rotorique  $T_r$  sur le découplage au cours du fonctionnement. Dans les simulations, on procède au démarrage de la machine à vide puis une application d'un couple de charge à  $t = 0.5s$ .

La figure 4.25 montrent que la diminution de  $T_r$  (-50%) à l'instant  $t = 0.5s$  du fait de l'augmentation de la résistance ou la diminution de l'inductance rotorique provoque une augmentation des composantes du flux rotorique. Sur cette même figure, on remarque que

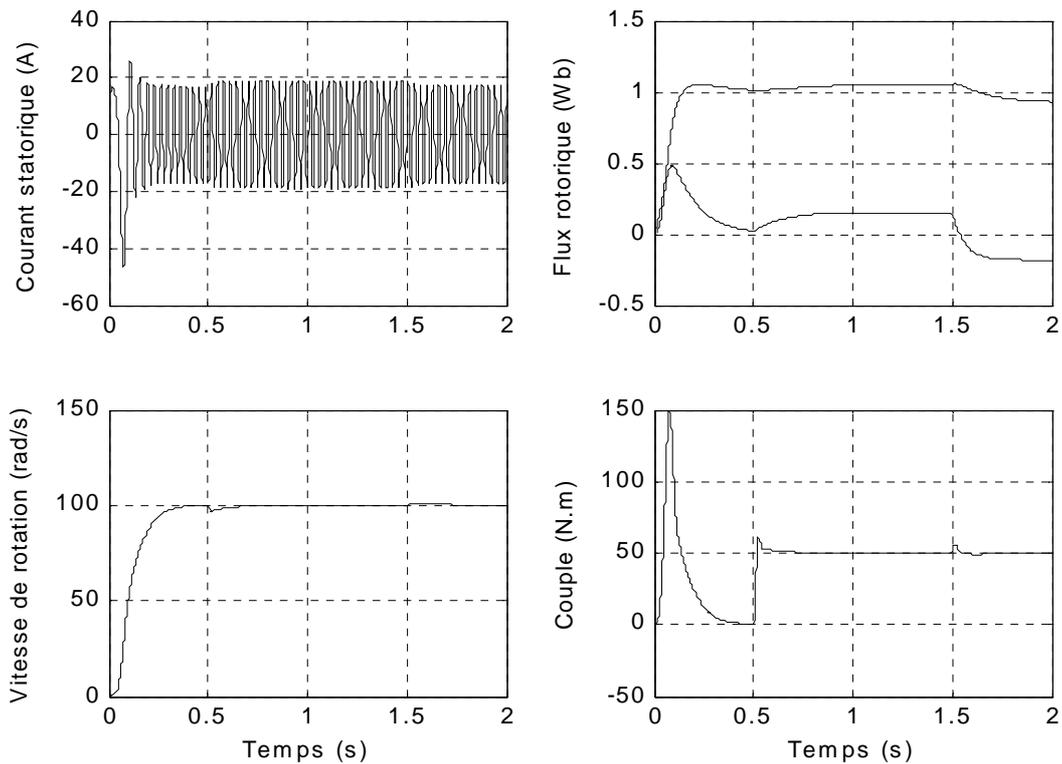
l'augmentation de  $T_r$  (+50%) à  $t = 1.5s$  provoque la diminution des composantes du flux rotorique ainsi qu'une déviation du couple électromagnétique de sa référence. Ceci mène à la dégradation du découplage due à une valeur erronée de l'angle  $\theta_s$  imposé par la commande vectorielle pour le contrôle du couple et du flux.



**Figure 4.25 :** Effet de la variation de la constante de temps rotorique  $T_r$  de  $\pm 50\%$  (Commande classique).

Pour la commande CMC, malgré la proposition d'un estimateur de  $\theta_s$  indépendant de l'inductance rotorique et de l'inductance mutuelle, il reste sensible à la variation de la résistance rotorique (à cause de l'échauffement).

Pour les mêmes conditions de fonctionnement, la figure 4.26 montre que l'augmentation de  $R_r$  (+50%) à  $t = 0.5s$  provoque une augmentation des composantes du flux rotorique. La diminution de  $R_r$  (-50%) à  $t = 1.5s$  provoque la diminution des composantes du flux rotorique. Cependant, la vitesse et le couple électromagnétique suivent mieux leurs références par rapport à la commande classique.



**Figure 4.26 :** Effet de la variation de la constante de temps rotorique  $R_r$  de  $\pm 50\%$  (CMC).

L'estimateur proposé dans cette étude est lié seulement à la résistance rotorique. Donc, on étudiera dans la suite une méthode d'adaptation de ce paramètre en temps réel.

#### 4.6.2. Adaptation par la méthode MRAS :

Parmi les méthodes d'identifications fréquemment rencontrées on trouve la méthode d'adaptation des systèmes par modèle de référence (MRAS). On utilisera cette méthode pour l'adaptation de la résistance rotorique.

Plusieurs schémas d'adaptation par modèle de référence ont été proposés pour estimer la constante de temps rotorique [4,18,20,31,55,65], la vitesse de rotation [38,58,66] et la résistance rotorique [53,68]. Malgré cela, des progrès restent à faire pour plusieurs raisons, en particulier, leurs implémentations en temps réel et la dégradation des performances aux alentours des vitesses faibles ainsi que l'insuffisance de leurs performances aux régimes transitoires. Par ailleurs, d'après [17], tous ces schémas sont basés sur l'estimation de deux grandeurs  $Y$  et  $\hat{Y}$  à partir de deux modèles soumis à un ou

plusieurs signaux d'entrée  $X$ , significatives d'un écart  $\varepsilon$  entre la valeur réel et celle estimé de la grandeur  $\theta_i$  à adapter par un mécanisme d'adaptation comme le montre la figure 4.27. La différence réside dans les expressions du modèle de référence et du modèle ajustable qui sont choisis pour l'estimation.

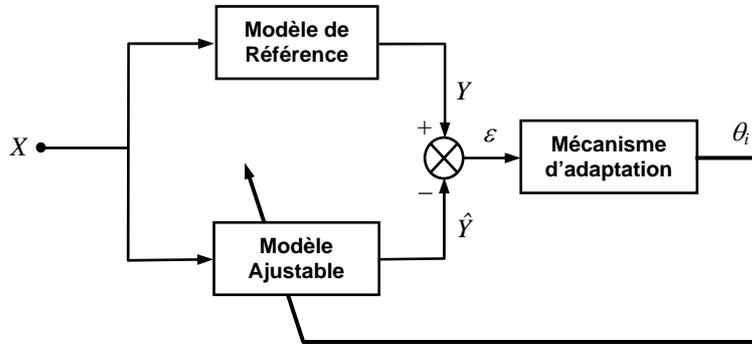


Figure 4.27 : Structure d'adaptation par MRAS.

Dans ce cas, on cherche un schéma performant et simple à mettre en œuvre comme celui développé dans [62]. Dans ce schéma, le modèle ajustable, dépendant de la résistance rotorique à travers la constante de temps rotorique, sert à estimer le flux rotorique à partir des expressions suivantes (pour un référentiel lié au champ tournant) :

$$\begin{cases} s\hat{\Phi}_{dr} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{dr} + \omega_r \hat{\Phi}_{qr} \\ s\hat{\Phi}_{qr} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{qr} - \omega_r \hat{\Phi}_{dr} \end{cases} \quad (4.28)$$

Ce qui permet de représenter ce modèle par le schéma bloc suivant :

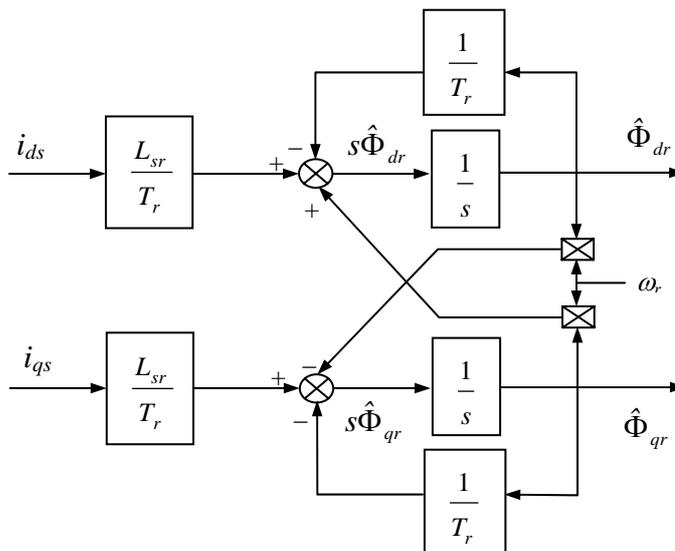


Figure 4.28 : Estimation du flux rotorique par le modèle ajustable.

On rappelle que, pour une régulation idéale du flux rotorique dans la commande vectorielle, la composante en quadrature de ce flux doit être égale à zéro. De ce fait, le schéma bloc de la figure 4.28 se réduit au schéma suivant :

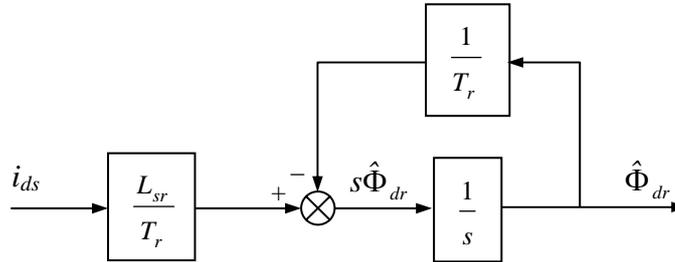


Figure 4.29 : Modèle ajustable pour  $\Phi_{qr}$  nulle.

Si  $\Phi_{qr} = 0$  est choisi comme modèle de référence, le mécanisme d'adaptation ajuste le modèle ajustable afin d'obtenir la même valeur du flux sur l'axe  $q$  en annulant l'écart  $\varepsilon$  entre les deux modèles en cas de variation de la résistance rotorique pour retrouver le modèle de la figure 4.29. Ce principe est résumé par le schéma suivant :

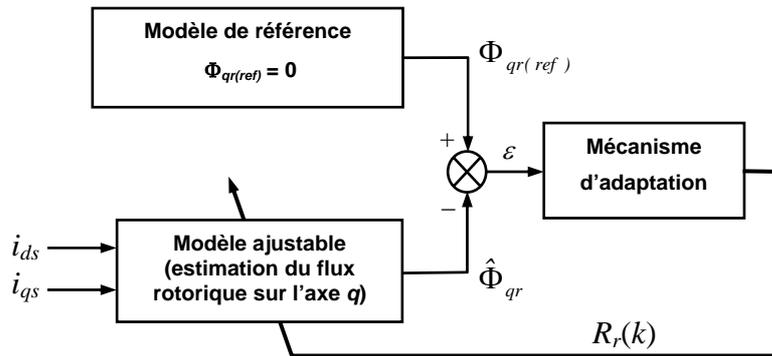


Figure 4.30 : Schéma bloc de la MRAS pour l'adaptation de la résistance rotorique.

Afin d'annuler l'écart entre les deux modèles, l'algorithme du mécanisme d'adaptation sert à calculer toute déviation de la résistance rotorique en utilisant un correcteur  $PI$ , de coefficient  $K_p$  et  $K_I$ , comme le montre la relation suivante :

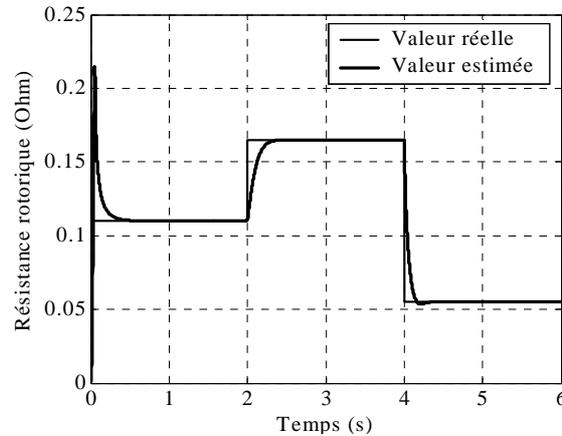
$$\Delta R_r(k) = K_p \varepsilon(k) + K_I \int_0^t \varepsilon(k) dt \tag{4.29}$$

Et la résistance rotorique est estimée par :

$$R_r(k) = R_r(k-1) + \Delta R_r(k) \tag{4.30}$$

Pour chaque itération  $k$ , la valeur de  $\varepsilon$  est vérifiée si elle est nulle. Si non, l'algorithme recalcule la valeur de la résistance rotorique pour annuler cet écart.

La simulation de la figure 4.31 permet de démontrer l'efficacité de l'estimateur MRAS proposé.

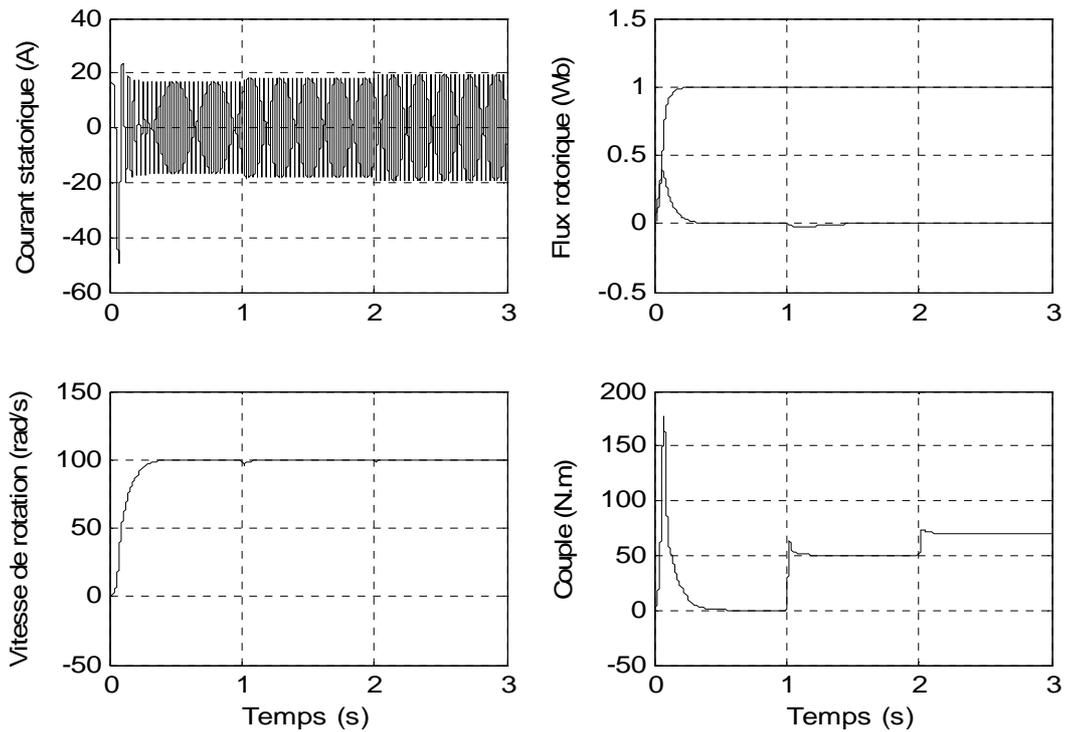


**Figure 4.31 :** Estimation de la résistance rotorique.

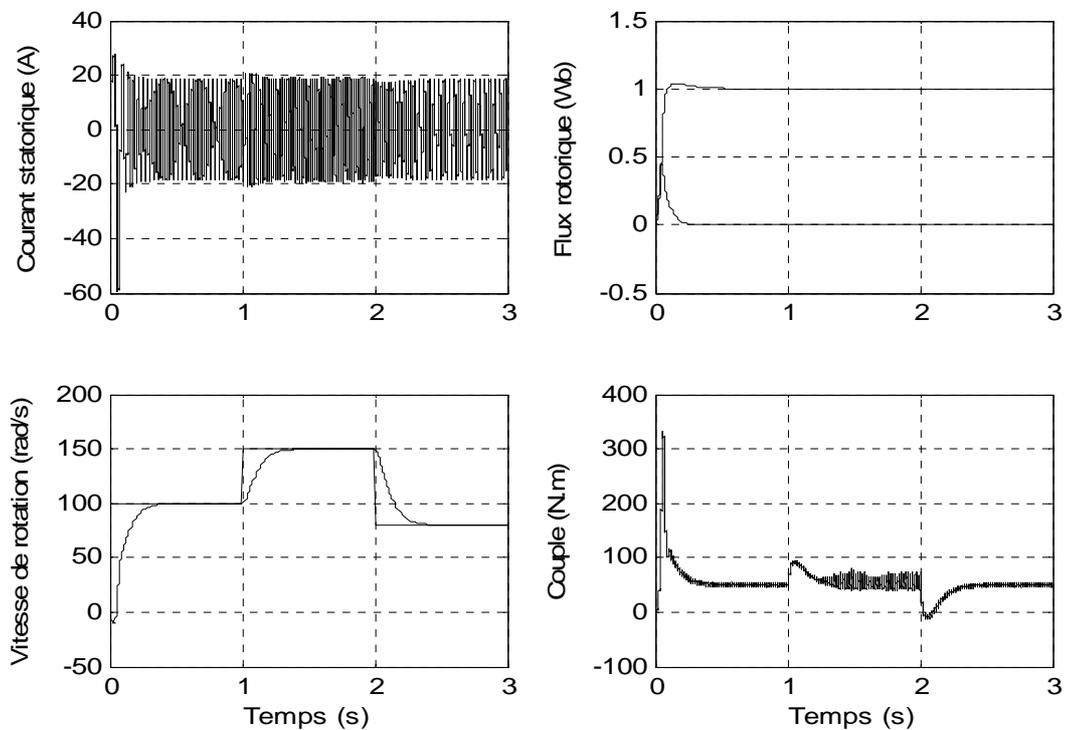
Cette figure montre respectivement l'évolution de l'estimation de la résistance rotorique par rapport à sa valeur réelle donnée pour la valeur nominale ( $0.11\Omega$ ), pour une augmentation de +50% de sa valeur nominale pendant la période  $t \in [2,4]$ s et pour une diminution de -50% de sa valeur nominale pendant la période  $t \in [4,6]$ s. Il est clair, d'après les résultats obtenus, que la résistance rotorique converge bien vers sa valeur réelle, avec des fluctuations lors du régime transitoire.

La figure 4.32 montre qu'avec une estimation en temps réel de la résistance rotorique par la technique MRAS proposée avec la commande CMC de la machine asynchrone, le découplage est maintenu et le flux rotorique suit exactement sa référence dans le régime permanent, ainsi que la vitesse de rotation et le couple électromagnétique même pour deux changements du couple de charge pendant le régime permanent.

Dans la figure 4.33, la machine est simulée avec association à l'onduleur à MLI pour imposé des changements de vitesses avec un couple nominale (démarrage en charge) et variation de la résistance rotorique à  $1,5R_r$ . On a effectué des variations de la vitesse de  $100 \text{ rad/s}$  à  $150 \text{ rad/s}$  à  $t = 1 \text{ s}$  puis  $80 \text{ rad/s}$  à  $t = 2 \text{ s}$ . On constate que le découplage est maintenu. Le couple présente des fluctuations dues aux harmoniques présents dans le système d'alimentation. Le flux engendre un léger couplage en régime transitoire suite aux variations des régimes de fonctionnement.



**Figure 4.32 :** Comportement de la machine asynchrone avec adaptation de la résistance rotorique (variation de  $R_r$  à  $\pm 50\%$ ) et changement du couple de charge.



**Figure 4.33 :** Comportement en charge de l'ensemble machine asynchrone- onduleur à MLI avec changement de la référence de vitesse et variation de la résistance rotorique à  $1,5R_r$ .

## 4.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une application de la commande à modèle de comportement (CMC) sur la machine asynchrone dans le but d'augmenter la robustesse de la commande vectorielle.

La commande en vitesse de la machine asynchrone permet la mise en évidence de la robustesse induite par la commande à modèle de comportement, par rapport à une commande classique. Le modèle choisi est linéaire et stationnaire, déduit du modèle de Park défini dans un repère lié au champ tournant (commande à flux orienté), ce qui facilite le réglage du correcteur principal. Quant aux correcteurs de comportement, leurs synthèses prennent en compte la nature de la perturbation. Le couplage des axes  $dq$ , les variations paramétriques et les perturbations externes des boucles de vitesse et de courant sont très sensiblement limités et mieux maîtrisés à l'aide de la CMC, sans avoir besoin de les estimer, car cette commande apporte des moyens supplémentaires (un correcteur de plus).

D'après la structure de la CMC, le couple électromagnétique de référence est déduit afin de réduire le nombre des paramètres constituant les schémas classiques pour l'estimation de l'angle d'orientation du repère  $dq$  et réduire ainsi la sensibilité aux variations paramétriques, sauf la résistance rotorique. Cette dernière est estimée en temps réel et pour différents modes de fonctionnement (variation de la vitesse et changement du couple de charge) par la méthode MRAS.

## **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le travail présenté apporte une contribution à la commande de la machine asynchrone triphasée. La commande à modèle de comportement (CMC) a été appliquée dans l'objectif d'augmenter la robustesse du contrôle vectoriel pour garder ses performances malgré les aléas et les perturbations qui l'affectent.

Pour réaliser ce travail, on a abordé dans une première partie la modélisation de la machine asynchrone dans le plan de Park pour obtenir son modèle mathématique afin de permettre, par la suite, d'en tirer des stratégies de commande. Ensuite, l'étude de l'onduleur de tension et sa commande ont été présentées ainsi que son association à la machine asynchrone dans le cas de l'entraînement à vitesse variable. Dans cette partie, l'analyse du comportement dynamique de la machine par simulation a été réalisée et le couplage existant entre le flux et le couple a été mis en évidence. Pour les découpler et séparer ainsi les deux comportements (magnétique et mécanique), le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique a été présenté. Les performances de cette commande avec des correcteurs conventionnels ont été représentées en supposant les paramètres de la machine constants et les résultats obtenus ont été retenues comme référence pour une étude comparative avec la méthode proposée.

La deuxième partie porte sur l'analyse et l'application de la CMC. Une étude bibliographique sur les commandes à modèle (commande à modèle interne, commande à modèle de référence, reconstruteur d'état) a été réalisée. Cette étude a permis de bien situer la CMC par rapport aux autres structures.

On peut résumer le principe de la CMC comme suit : la commande exploite l'écart entre le processus et le modèle pour modifier les actions du processus afin de le « forcer » à suivre un comportement défini. Il faut noter que deux structures sont possibles : celle utilisant la sortie du modèle comme retour de boucle et celle utilisant la sortie du processus. Néanmoins, chaque structure possède certains avantages.

La CMC a été appliquée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone et validée par simulation. Le modèle est déduit du modèle de Park (commande à flux orienté), ce qui facilite le réglage du correcteur principal. Quant aux correcteurs de comportement, leurs synthèses prennent en compte la nature de la perturbation.

Par comparaison à la commande classique, la CMC a montré des qualités de robustesse intéressantes. En effet, le problème de couplage des axes  $d$  et  $q$ , l'influence des paramètres de la machine (résistances, inductances, moment d'inertie,...) ainsi que d'autres perturbations de la boucle de vitesse et de courant sont très sensiblement limitées et mieux maîtrisées à l'aide de la CMC, sans avoir besoin de les estimer.

A la fin de cette partie, on a abordé le problème de reconstruction de l'angle de changement de repère. A cet effet, un schéma d'estimation est élaboré en se basant sur la connaissance du couple de référence déduit de la structure CMC de la boucle de vitesse. Cette solution nous a permis de réduire le nombre de paramètres de la machine constituant les schémas classiques. Néanmoins, dans ce schéma, l'adaptation de la résistance rotorique est indispensable. Pour cela, on a fait appel à la technique MRAS où le mécanisme d'adaptation retenu sert à annuler l'écart entre le flux rotorique sur l'axe  $q$  qui est imposé comme nul, d'après le principe du contrôle vectoriel, et le même flux issu d'un modèle d'observateur en fonction des courants statoriques.

Par cette étude, les performances de robustesse de la CMC sont mises en évidence et sa contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone est réalisée.

Les perspectives de la commande à modèle de comportement sont très intéressantes par les performances et la simplicité de la démarche. On peut envisager une méthodologie pour la synthèse de la commande (notamment en utilisant le lieu des pôles généralisé). En connaissant le type de processus à régler, la marge de variation des paramètres, on pourrait en déduire les paramètres de réglages des correcteurs.

Une étude sur la machine asynchrone plus poussée est envisageable. En effet, la CMC peut être vue comme un observateur inversé.

La résolution des problèmes posés par les systèmes non-linéaires paraît un domaine privilégié d'application pour la CMC. En effet, en choisissant un modèle linéaire, la CMC peut jouer un rôle de linéarisation. D'autres applications devraient profiter de cet outil.

# **Annexes**

## Annexe 1

### Paramètres de la machine asynchrone triphasée

---

Paramètres de la machine asynchrone utilisés dans la simulation

---

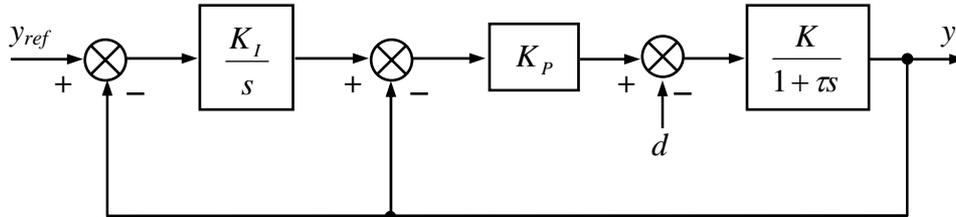
Puissance nominale	$P_n$	3.7 kW
Tension nominale	$V_n$	220/380 V
Courant nominal	$I_n$	14.8/8.54 A
Fréquence	$f_s$	50 Hz
Vitesse nominale	$\Omega_n$	1460 tr/min
Paires de pôles	$p$	2
Résistance statorique	$R_s$	1.126 $\Omega$
Résistance rotorique	$R_r$	0.11 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s$	0.17 H
Inductance cyclique rotorique	$L_r$	0.015 H
Inductance cyclique mutuelle	$L_{sr}$	0.048 H
Moment d'inertie	$J$	0.135 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	$fr$	0.0018 N.m/rd.s <sup>-1</sup>

---

## Annexe 2

### Calcul des correcteurs IP

Le schéma bloc d'un correcteur IP est illustré par la figure suivante :



**Figure A2.1 : Correcteur IP.**

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[ (y_{ref} - y) \frac{K_I}{s} - y \right] K_P - d \right\} \frac{K}{1 + \tau s} = y \quad (A2.1)$$

Suite au calcul on obtient :

$$y = \frac{\frac{KK_I K_P}{\tau}}{s^2 + s \frac{(1 + KK_P)}{\tau} + \frac{KK_I K_P}{\tau}} y_{ref} - \frac{\frac{K}{s}}{s^2 + s \frac{(1 + KK_P)}{\tau} + \frac{KK_I K_P}{\tau}} d \quad (A2.2)$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur en fonction de l'amortissement  $\xi$  et la fréquence  $\omega_n$  :

$$\begin{cases} K_P = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_I = \frac{\omega_n^2\tau}{KK_P} \end{cases} \quad (A2.3)$$

Application numérique :

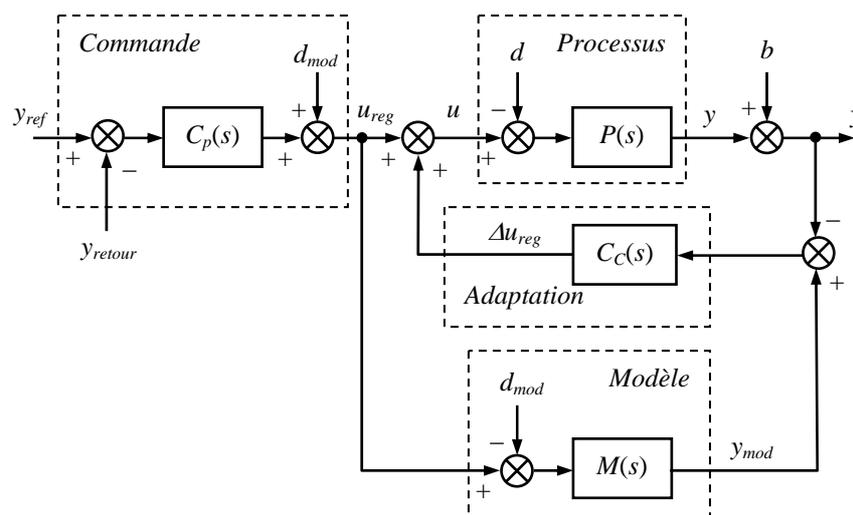
<b>Boucle de courant</b>	
$\xi = 1$	$K_P = 8.68$
$\omega_n = 333.34$	
$K_e = 0.444$	$K_I = 209.91$
$\tau_e = 0.0073$	

<b>Boucle de vitesse</b>	
$\xi = 1$	$K_P = 4.498$
$\omega_n = 16.67$	
$K_\Omega = 555.56$	$K_I = 8.34$
$\tau_\Omega = 75$	

## Annexe 3

### Calcul des correcteurs de comportement

Le schéma fonctionnel de la commande à modèle de comportement est illustré par la figure suivante :



**Figure A3.1** : Schéma de la commande à modèle de comportement.

Sur ce schéma les symboles signifient :

- Processus  $P(s) = K_p / (1 + \tau_p s)$ ,
- Perturbation externe  $d$ ,
- Modèle du processus  $M(s) = K_M / (1 + \tau_M s)$ ,
- Modèle de la perturbation externe  $d_{mod}$ ,
- Correcteur principal  $C_p(s) = G_M (1 + \tau_M) / (s K_M)$ ,
- Correcteur de comportement  $C_C(s)$ .

#### 1. Retour par la sortie du modèle (CMC1) :

La fonction de transfert  $y/y_{ref}$  est la suivante :

$$y = \frac{P(1 + MC_C)}{M(1 + PC_C)} \frac{MC_P}{1 + MC_P} y_{ref} + \frac{P}{1 + PC_C} (d_{mod} - d) \quad (\text{A3.1})$$

Le réglage du correcteur  $C_C(s)$  se fait en régulation, d'après l'équation suivante :

$$y \Big|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{P}{1+PC_C} d \quad (\text{A3.2})$$

- Cas d'une perturbation en rampe  $d = A/s^2$  :

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C = \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{s^2} \quad (\text{A3.3})$$

Pour  $y_{ref} = d_{mod} = 0$ , la sortie  $y$  devient :

$$y = -\frac{\frac{K_P}{1+\tau_P s}}{1 + \frac{K_P}{1+\tau_P s} \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{s^2}} d = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{s^3 + \frac{1+C_2 K_P}{\tau_P} s^2 + \frac{C_1 K_P}{\tau_P} s + \frac{C_0 K_P}{\tau_P}} d \quad (\text{A3.4})$$

Le numérateur de la fonction de transfert est un polynôme de 3<sup>ème</sup> degré. Par le choix des  $C_0$ ,  $C_1$  et  $C_2$  on place ces racines, les pôles de la fonction de transfert. On choisit deux racines complexes conjuguées et une troisième réelle. La partie imaginaire des pôles complexes est égale à celle réelle pour obtenir un bon amortissement. La racine réelle est égale à la partie réelle des racines complexes (voir figure A3.2). On obtient :

$$y = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{(s+\rho)(s+\rho-j\rho)(s+\rho+j\rho)} d = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{s^3 + 3\rho s^2 + 4\rho^2 s + 2\rho^3} d \quad (\text{A3.5})$$

Par identification des termes des polynômes (expressions A3.4 et A3.5), on obtient :

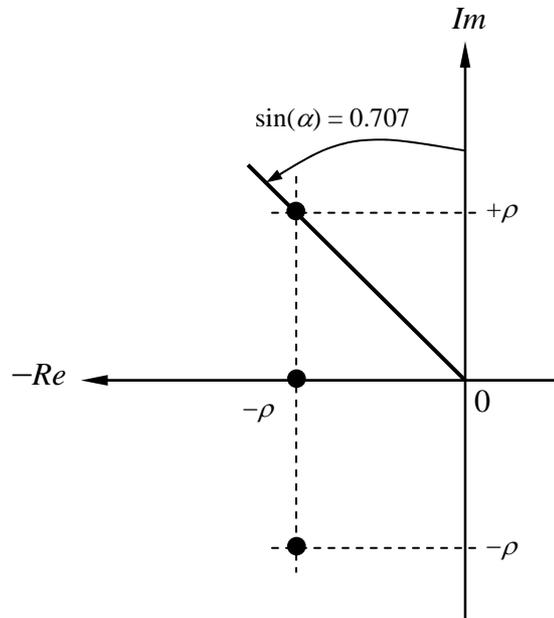
$$\begin{cases} \frac{1+C_2 K_P}{\tau_P} = 3\rho \\ \frac{C_1 K_P}{\tau_P} = 4\rho^2 \\ \frac{C_0 K_P}{\tau_P} = 2\rho^3 \end{cases} \quad (\text{A3.6})$$

D'où :

$$\begin{cases} C_2 = \frac{3\rho\tau_p - 1}{K_p} \\ C_1 = \frac{4\rho^2\tau_p}{K_p} \\ C_0 = \frac{2\rho^3\tau_p}{K_p} \end{cases} \quad (\text{A3.7})$$

Pour la boucle de courant de la composante en quadrature, on a considéré que la perturbation est une rampe. L'application numérique donne :

$$K_p = 0.444 ; \tau_p = 0.0073 ; \rho = 1000 \Rightarrow C_0 = 4.92 \times 10^7 ; C_1 = 6.56 \times 10^4 ; C_2 = 46.95.$$



**Figure A3.2 :** Placement des pôles choisis.

- Cas d'une perturbation échelon  $d = A/s$  :

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_c(s) = G \frac{1 + \tau_c s}{s} \quad (\text{A3.8})$$

Pour  $y_{ref} = d_{mod} = 0$ , la sortie  $y$  devient :

$$y = -\frac{\frac{K_p}{1 + \tau_p s}}{1 + \frac{K_p G}{1 + \tau_p s} \frac{1 + \tau_c s}{s}} d = -\frac{\frac{K_p}{\tau_p} s}{s^2 + \frac{1 + GK_p \tau_c}{\tau_p} s + \frac{GK_p}{\tau_p}} d \quad (A3.9)$$

L'expression (A3.9) s'écrit également :

$$y = -\frac{\frac{K_p}{\tau_p} s}{s^2 + \frac{1 + GK_p \tau_c}{\tau_p} s + \frac{GK_p}{\tau_p}} d = -\frac{\frac{K_p}{\tau_p} s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} d \quad (A3.10)$$

La perturbation sur l'axe  $d$  est un échelon :

$$K_p = 0.444 ; \tau_p = 0.0073s ; \omega_n = 1400 ; \xi = 1.2 ; tr = 0.003s \Rightarrow G = 31716 ; \tau_c = 0.0017s.$$

Pour la boucle de vitesse :

$$K_p = 555.56 ; \tau_p = 0.0073s ; \omega_n = 37.04 ; \xi = 1.5 ; tr = 0.09s \Rightarrow G = 185 ; \tau_c = 0.081s.$$

## 2. Retour par la sortie du processus (CMC2) :

La fonction de transfert  $y/y_{ref}$  est la suivante :

$$y = \frac{P(1+MC_c)}{M(1+PC_c)} \frac{MC_p(1+PC_c)}{(1+PC_p+PC_c+PC_cMC_p)} y_{ref} + \frac{P}{1+PC_p+PC_c+PC_cMC_p} (d_{mod}-d) \quad (A3.11)$$

Le réglage du correcteur  $C_c(s)$  se fait en régulation, d'après l'équation suivante :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = -\frac{P}{1+PC_p+PC_c+PC_cMC_p} d \quad (A3.12)$$

- *Correcteur proportionnel :*

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_c(s) = K_s \quad (A3.13)$$

La sortie  $y$  devient :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = - \frac{\frac{K_p}{1+\tau_p s}}{1 + \frac{K_p}{1+\tau_p s} G_M \frac{1+\tau_M s}{K_M} + \frac{K_p}{1+\tau_p s} K_s + \frac{K_p}{1+\tau_p s} K_s \frac{K_M}{1+\tau_M s} G_M \frac{1+\tau_M s}{K_M}} d \quad (A3.14)$$

L'expression (A3.14) s'écrit également :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = - \frac{\frac{K_M}{G_M(1+K_M K_s)} s}{\frac{\tau_p K_M}{K_p G_M(1+K_M K_s)} s^2 + \frac{K_M + K_p G_M \tau_M + K_p K_s K_M}{K_p G_M(1+K_M K_s)} s + 1} d \quad (A3.15)$$

L'expression (A3.15) est équivalente à :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = - \frac{\frac{1}{K_s G_M} s}{\frac{1}{G_M} s + 1} d \quad (A3.16)$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_s \gg 1 \\ K_p K_s \gg 1 \\ \tau_1 \tau_2 \rightarrow 0 \end{cases} \quad (A3.17)$$

Application numérique :

$$K_p = K_M = 1/f_r = 555.56 ; \tau_p = \tau_M = J/f_r = 75 ; K_s = 15 ; G_M = 10.$$

$$(A3.15) \quad y = - \frac{0,0067s}{9.10^{-4} s^2 + 0.109s + 1} d$$

$$(A3.16) \quad y = - \frac{\frac{1}{15.10} s}{\frac{1}{10} s + 1} d = - \frac{0.0067s}{0.1s + 1}$$

- *Correcteur PI :*

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C(s) = K_s \frac{1 + \tau_s s}{s} \quad (\text{A3.18})$$

La sortie  $y$  devient :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = \frac{\frac{K_p}{1 + \tau_p s}}{1 + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} G_M \frac{1 + \tau_M s}{K_M} + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} K_s \frac{1 + \tau_s s}{s} + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} K_s \frac{1 + \tau_s s}{s} \frac{K_M}{1 + \tau_M s} G_M \frac{1 + \tau_M s}{K_M}} d \quad (\text{A3.19})$$

L'expression (A3.19) est équivalente à :

$$y \Big|_{y_{ref}=d_{mod}=0} = \frac{\frac{1}{K_s G_M} s^2}{\left( \frac{1 + \tau_s}{G_M} + \frac{1}{K_s K_M} \right) s + 1} d \quad (\text{A3.20})$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_s \gg 1 \\ K_p K_s \gg 1 \\ \sum \frac{\tau_i \tau_j}{K_p K_s} \rightarrow 0 \end{cases} \quad (\text{A3.21})$$

Si le réglage du correcteur  $C_C(s)$  se fait en asservissement on utilise l'expression suivante :

$$y \Big|_{d=d_{mod}=0} = \frac{PC_p(1 + MC_C)}{1 + PC_p + PC_C + PC_C MC_p} y_{ref} \quad (\text{A3.22})$$

- *Correcteur proportionnel :*

Le correcteur de comportement a la forme (A3.13). La sortie  $y$  devient :

$$y \Big|_{d=d_{mod}=0} = \frac{\frac{K_p}{1 + \tau_p s} G_M \frac{1 + \tau_M s}{K_M} \left( 1 + \frac{K_M}{1 + \tau_M s} K_s \right)}{1 + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} G_M \frac{1 + \tau_M s}{K_M} + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} K_s + \frac{K_p}{1 + \tau_p s} K_s \frac{K_M}{1 + \tau_M s} G_M \frac{1 + \tau_M s}{K_M}} y_{ref} \quad (\text{A3.23})$$

L'expression (A3.23) s'écrit également :

$$y|_{d=0} = \frac{1 + \frac{\tau_M}{1 + K_s K_M} s}{\frac{K_M \tau_P}{K_P G_M (1 + K_s K_M)} s^2 + \frac{K_M + K_P G_M \tau_M + K_M K_s K_P}{K_P G_M (1 + K_s K_M)} s + 1} y_{ref} \quad (\text{A3.24})$$

L'expression (A3.24) est équivalente à :

$$y|_{d=0} = \frac{1}{\frac{1}{G_M} s + 1} y_{ref} \quad (\text{A3.25})$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_s \gg 1 \\ K_P K_s \gg 1 \end{cases} \quad (\text{A3.26})$$

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presse de l'Université de Batna, 1997.
- [2] D.Alazard et al, *Robustesse et commande optimale*, Editions CEPAD, 1999.
- [3] P.J.Barre, J.P.Hautier, X.Guillaud, B.Lemaire-Semail, *Modelling and axis control of machine tool for high speed machining*, Proceeding of IFAC'97, Belfort, 1997, pp.63-68.
- [4] R.Beuenane, M.A.Ouhrouche, *MRAS-IFO induction motor control with simultaneous velocity and rotor inverse time constant estimation*, IASTED International Conference, PES'2003, Vol.5, n°15, 2003, pp.410-418.
- [5] F.Blaschke, *The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines*, Siemens Review XXXIX, n°5, 1972, pp.217-220.
- [6] P.Borne, G.Dauphin, J.P.Richard, F.Rotella, I.Zambettakis, *Commande et optimisation des processus*, Edition Technip, 1990.
- [7] P.Borne, G.Dauphin-Tanguy, J.P.Richard, F.Rotella, I.Zambettakis, *Analyse et régulation des processus industriels*, Tome1 et 2, Régulation continue et numérique, Edition Technip, 1993.
- [8] B.K.Bose, *Power electronics and AC drives*, Edition Printice-Hall, 1986.
- [9] A.Boukhelifa, *Sensibilité de la commande à flux orienté indirecte aux variations des paramètres rotoriques*, International Conference on Eltrotechnics, ICEL'2000, USTOran, Vol.1, November 2000, pp.138-143.
- [10] A.Bouscayrol, B.Vulturescu, J.P.Hautier, X.Guillaud, F.Ionescu, *Behaviour model control of a DC machine*, ICEM'2001, Conference Espoo (Finland), 2001, pp.137-142.
- [11] A.Bouscayrol, J.P.Hautier, J.Pierquin, B.Vulturescu, *Behaviour model control structures for an electric vehicle*, EPE'2002, Graz (Austria), 2002.
- [12] H.Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [13] H.Bühler, *Electronique de réglage et de commande*, Presse Polytechniques Romandes, Lausanne, 1987.

- [14] H.Bühler, *Conception des systèmes automatiques*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1989.
- [15] H.Bühler, *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1997.
- [16] J.P.Caron, J.P.Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Edition Technip, 1995.
- [17] S.Chaouch, M.S.Nait-Said, *Comparative study of various techniques MRAS for sensorless induction motor rotor-field controlled*, Proceedings du troisième séminaire National en Génie Electrique, 2001, pp.34-38.
- [18] S.Chaouch, M.S.Nait-Said, *Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique d'une machine à induction par la technique MRAS*, Conference on Electrical Engineering, CEE'02, Batna, December 2002, pp.273-278.
- [19] J.Chatelain, *Machines électriques*, Vol.2, Edition Dunod, 1983.
- [20] L.Cheng Zai, C.L.DeMarco, *An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, n°1, January/February 1992, pp.96-103.
- [21] E.Delmotte, *Parameter sensitivity of an induction machines flux observer*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.2, February 2000, pp.1025-1031.
- [22] E.Dumetz, F.Vanden Hende, J.P.Barr, *Resonant load control methods application to high-speed machine tool with linear motor*, IEEE International Conference, Vol.2, October 2001, pp.23-31.
- [23] I.Gadoura, T.Suntio, K.Zenger, P.Vallitu, *Internal model control for DC/DC converters*, EPE'99 conference, Lausanne (Suisse), 1999.
- [24] C.E.Garcia, M.Morari, *Internal model control: a unifying review and some new results*, Industrial Engineer Chemical Process Development, n°21, 1982, pp.308-323.
- [25] J.C.Gille, P.Decaulne, M.Pélegrin, *Théorie et calcul des asservissements linéaires*, Edition Dunod, 1987.
- [26] G.Grellet, G.Clerc, *Actionneurs électriques, Principes, Modèles, Commandes*, Edition Eyrolles, 1996.
- [27] T.Hägglund, K.J.Aström, *The control handbook*, Editeur W.S. Levine, CRC Press, 1996.

- [28] L.Harnefors, H.P.Nee, *Model based current control of AC machines using the internal model control method*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.34, n°1, January/February 1998, pp.133-141.
- [29] J.P.Hautier, J.P.Caron, *Systèmes automatiques, Commande des processus*, Tome 2, Edition Ellipses, 1997.
- [30] J.P.Hautier, J.P.Caron, *Convertisseurs statiques – Méthodologie causale de modélisation et de la commande*, Edition Technip, 1999.
- [31] B.Hemici, M.O.Mahmoudi, S.Rehahla, *Adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique dans la commande par flux orienté des moteurs asynchrones*, Conférence Maghrébine COMAEI'96, Tlemcen, AJOT, Vol.3, Décembre 1996, pp.108-112.
- [32] R.Hubert, *La machine à induction : commande et défaillance*, Habilitation à diriger les recherches, Nancy 1, 2000.
- [33] U.Itkis, *Control systems of variable structure*, Edition Wiley, 1976.
- [34] P.Jansen, R.Lorenz, *A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, n°1, January/February 1994, pp.101-109.
- [35] D.Kemache, O.Touhami, *Contrôle vectoriel et adaptatif d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension*, International Conference on Electrotechnics, ICEL'98, USTO, Vol.1, 1998, pp.167-171.
- [36] M.Kostenko, L.Pitrovski, *Machines électriques*, Tome 2, Edition Mir, 1979.
- [37] P.T.Krein, *Elements of power electronics*, Oxford University Press, 1998.
- [38] Y.A.Kwon, D.W.Jin, *A novel MRAS based speed sensorless control of induction motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, n°4, 2001, pp.933-938.
- [39] F.Labrique, G.Seguirer, R.Bausière, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, Vol.4, Edition Technique et Documentation, 1994.
- [40] I.D.Landau, L.Dugard, *Commande adaptative*, Edition Hermès, 1988.
- [41] C.W.Lander, *Electronique de puissance*, 2<sup>ème</sup> édition, McGraw-Hill, 1989.
- [42] P.M.Larsen, *Industrial applications of fuzzy logic control*, Intelligence Man-Machines Study, 1980, pp.3-10.

- [43] P.de Larminat, *Automatique, commande des systèmes linéaires*, Editions Hermes, 1996.
- [44] A.Larabi, F.Labrique, *Influence de la numérisation des régulateurs et de l'alimentation par onduleur MLI sur les performances de système d'entraînement à moteur asynchrone*, International Conference on Electrotechnics, ICCEL'98, USTOran, Vol.1, October 1998, pp.155-160.
- [45] J.C.Le Claire, S.Siala, J.Saillard, R.Le Doeuff, *An original pulse modulation method for current control*, Electrimacs'99, Vol.2, Lisbon, 1999, pp.189-194.
- [46] W.Leonard, *Control of electrical drives*, Springer-Verlag, 1985.
- [47] J.Lesenne, F.Notelet, G.Seguirier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, Edition Technique et Documentation, 1981.
- [48] C.H.Liu, Y.T.Kao, *Analysis and design of microprocessor based vector controlled induction motor drives*, IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.39, n°1, February 1992, pp.45-54
- [49] R.D.Lorenz, T.A.Lipo, D.Nowotny, *Motion control with induction motors*, Proceedings of IEEE, vol.82, August 1994, pp.1235-1240.
- [50] M.O.Mahmoudi, *Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation et commande par mode de glissement*. Thèse de Doctorat, ENP, Décembre 1999.
- [51] M.L.Mazenc, *Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance*, Direction des études et recherches, Dép. Machines électriques, EDF 1992.
- [52] M.Morari, E.Zafirion, *Robust process control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989.
- [53] M.S.Nait-Said, M.Benbouzid, *Induction motors direct field oriented control with robust on-line tuning of rotor resistance*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, n°4, December 1999, pp.1038-1042.
- [54] P.K.Nandam, P.C.Sen, *Analogue and digital speed control of DC drives using proportional-intégral and integral-proportional control techniques*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.IE-34, May 1987, pp.227-233.
- [55] R.Nielsen, M.Kazmierkowski, *Reduced-order observer with parameter adaptation for fast rotor flux estimation in induction machines*, IEEE Proceedings D, Vol.136, n°1, January 1989, pp.35-43.

- [56] K.B.Nordin, D.W.Novotny, *The influence of motor parameter deviations in feed forward field orientation drive system*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-21, 1987, pp.1009-1015.
- [57] T.Orlowska-Kowalska, *Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time constant estimation in induction motor drives*, IEEE Proceedings D, Vol.136, n°6, November 1989, pp.324-330.
- [58] M.A.Ouhrouche, R.Beguenane, *Stator resistance tuning to improve the MRAS-based IM direct field-oriented drives in low speed region*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.1, n°4, 2003, pp.1015-1021.
- [59] A.Oustaloup, *La commande CRONE*, Editions Hermes, 1991.
- [60] J.Pierquin, P.Escané, A.Bouscayrol, M.Pietrzak-David, J.P.Hautier, B.de Fornel, *Behaviour model control of a high speed traction system*, EPE-PEMC'2003, Conference Kocise, Vol.6, 2003, pp.197-202.
- [61] M.D.Pietrzak, B.DeFornel, *Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle*, Journée d'études SEE, Lille 1992.
- [62] H.Rehman, A.Derdiyok, M.K.Güvers, L.Xu, *An MRAS scheme for on-line rotor resistance adaptation of an induction machine*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, n°4, July/August 2001, pp.817-822.
- [63] M.Rivoire, J.L.Ferrier, *Matlab, Simulink, Stateflow*, Editions Technip, 2001.
- [64] B.Robyns, Y.Fu, F.Labrique, H.Buyse, *Commande numérique des moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance*, Journal de Physique III, Vol.5, n°3, August 1995, pp.1255-1268.
- [65] T.Rowan, R.Kerkman, D.Leggate, *A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, n°4, July/August 1991, pp.720-727.
- [66] C.Schauder, *Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, n°5, September/October 1992, pp.1054-1061.
- [67] M.Sedighy, S.B.Dewan, F.P.Dawson, *A robust digital current control method for active power filters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, n°4, July/August 2000, pp.1158-1164.
- [68] K.S.Seung, *A new technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, n°4, July/August 1989, pp.578-587.

- [69] I.Stefan, C.Forgez, B.Lemaire-Semail, X.Guillaud, *Comparaison between neural compensation and internal model control for induction machine drive*, ICEM'98, Istanbul, September 1998, pp.1330-1334.
- [70] F.Stronach, T.Du, P.Vas, *Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives*, IEEE Electronics Power Applications, Vol.142, n°2, March 1995, pp.71-78.
- [71] W.Théodore, W.S.Gilbert, *Electromagnétique*, Presses de l'Université Laval, 2<sup>ème</sup> édition, 1991.
- [72] J.L.Thomas, M.Boidin, *An internal model control structure in field oriented controlled VSI induction motors*, Proceeding of EPE'91, Firenze (Italy), Vol.2, 1991, pp.202-207.
- [73] P.Vas, *Vector control of AC machines*, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [74] P.Vas, *Electrical machines and drives: A space vector theory approach*, Clarendon Press, Oxford, 1992.
- [75] G.Verghese, S.Sanders, *Observers for flux estimation in induction machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, n°1, February 1988, pp.135-141.
- [76] W.Wang, C.Wang, *A rotor flux observer based composite adaptive speed controller for an induction machine*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.12, n°4, December 1997, pp.323-329.
- [77] L.Zhen, L.Xu, *Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.45, n°5, October 1998, pp.824-830.

---

## Résumé

Dans le contexte de la commande d'une machine asynchrone, il a été établi que le contrôle vectoriel permet l'obtention d'excellentes performances dynamiques. Cependant, l'utilisation des correcteurs conventionnels ne permet pas d'avoir ces mêmes performances en présence des perturbations (variations des paramètres de la machine, variations brusques de la charge, etc...).

Dans l'objectif d'augmenter la robustesse du contrôle vectoriel et garder ses performances malgré les aléas et les perturbations qui l'affectent, nous avons opté pour la méthode de *commande à modèle de comportement* (CMC). Pour cela, dans une première partie, une modélisation de la machine et son convertisseur statique a été élaborée pour présenter un modèle du processus à commander. Ensuite, les lois du contrôle vectoriel ont été déduites et ces performances par les correcteurs classiques sont mises en évidence. Dans une deuxième partie, l'analyse de la CMC et son application au contrôle vectoriel de la machine asynchrone ont été présentées. Par simulation, une étude comparative entre les correcteurs classiques et la CMC du point de vue de la robustesse (réponses à des variations paramétriques et à des perturbations externes) a été réalisée et a permis de mettre en évidence les performances de robustesse de la CMC. Ainsi, une commande robuste et performante de la machine asynchrone est proposée.

**Mots Clés :** Machine asynchrone, Contrôle vectoriel, Correcteurs classiques, Commande à modèle de comportement (CMC), Robustesse.

---

## ملخص

...

---

## Abstract

In the context of the control of an asynchronous machine, it was established that method of vector control allows obtaining excellent dynamic performances. However, the use of the conventional correctors does not make it possible to have these same performances in the presence of the disturbances (variations of the parameters of the machine, abrupt variations of the load, etc...).

In the objective to increase the robustness of vector control and to keep these performances in spite of the risks and the disturbances that affect it, we chose the method of *behaviour model control* (BMC). For that, in a first part, a modelling of the machine and its static inverter was established to present a model of the process to be controlled. Then, the laws of vector control were deduced and these performances by the traditional correctors are highlighted. In a second part, the analysis of the BMC and its application to the vector control of the asynchronous machine were presented. By simulation, a comparative study between the traditional correctors and the BMC to view the robustness (for parametric variations and external disturbances) were carried out and made it possible to highlight the performances of robustness of the BMC. Thus, a control robust and powerful of the asynchronous machine was proposed.

**Keywords:** Asynchronous machine, Vector control, Traditional correctors, Behaviour model control (BMC), Robustness.

---