

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

Notes de cours

Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone

Plan

Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone	1
Plan	2
Préambule	3
Introduction	3
Modèle transitoire de la machine asynchrone	3
Hypothèses de travail	3
Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque	4
Transformation triphasé - diphasé	5
Transformation de Park	7
Dans un référentiel lié au champ tournant	9
Modèle de la machine asynchrone en régime permanent	10
Commande de la machine asynchrone	13
Commande scalaire	13
Contrôle en V/f de la machine asynchrone	13
Contrôle scalaire du courant	15
Commande vectorielle	16
Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO)	18
Exemple d'inversion de vitesse	20
Conclusion	23
Annexes	24
Régulation, méthodes classiques	24
1. Introduction	24
2. Découplage	24
3. Régulation des courants	25
Bibliographie	28

Préambule

Ce document est un support de cours sur la commande de machine. Il comporte une introduction à la modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire, une présentation de la commande scalaire et de commande vectorielle et un exercice d'application.

Introduction

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement en cours est un modèle "régime permanent". C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée avec sous un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante.

Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (vecteurs de Fresnel).

Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en " V sur f ", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un *contrôle scalaire*. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle "régime permanent" de la machine.

Il existe un schéma de contrôle basé sur le modèle "transitoire" ou "dynamique" de la machine qui est le *contrôle vectoriel* de la machine.

Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle du couple. Il est cependant plus difficile à implanter puisqu'il requiert plus de puissance de calcul en temps réel de la part de l'organe de commande (microcontrôleur, DSP *Digital Signal Processor*, DSC *Digital Signal Controller*) du variateur.

Modèle transitoire de la machine asynchrone

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et qui permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique. La modélisation complète étant hors de portée de ce cours, nous expliquerons les grandes étapes et les résultats de la modélisation.

Hypothèses de travail

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

les flux sont additifs,

les inductances propres sont constantes,

il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

Pour les détails de la mise en équation, on pourra se référer à [LES 81], [CAR 95], [BOS 86], [VAS 90], [LEO 96]. Nous indiquons, à chaque fois, les choix qui sont propres à ce cours par rapport à ce qui se fait habituellement.

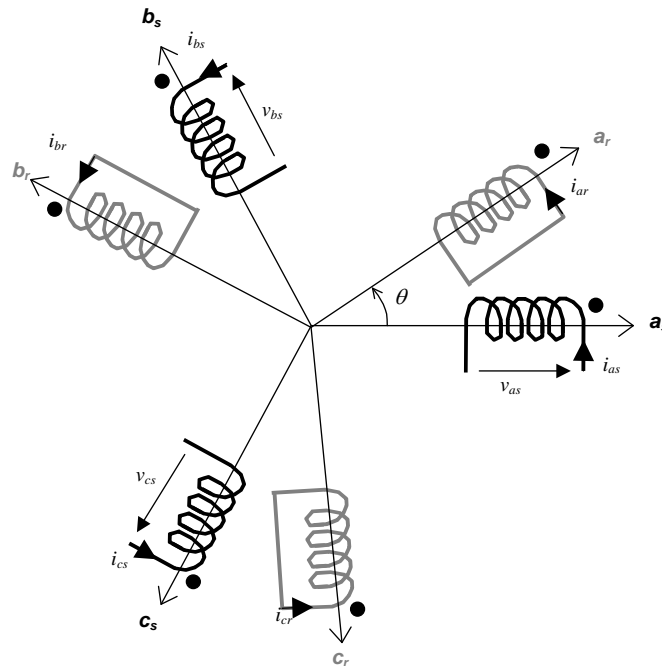


Figure 1 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (Figure 1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = R i + \frac{d\varphi}{dt}$$

Pour les 3 phases statoriques on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[v_{abc_s}] = R_s [i_{abc_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc_s}]$$

cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

La résistance statorique étant la même pour les 3 phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

De même pour le rotor

$$[v_{abc_r}] = R_r [i_{abc_r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc_r}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

Exemple de la phase a statorique :

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr}$$

En matriciel :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

où :

l_s est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$m_1 = m_{sr} \cos(\theta)$$

$$m_2 = m_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$m_3 = m_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Transformation triphasé - diphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

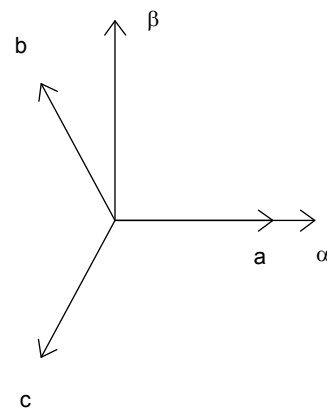


Figure 2 : $abc - \alpha\beta$.

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}]$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$
<p>avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>	<p>avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>

passer d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{abc}] = T_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq (I_{ds} , I_{qs} que l'on verra par la suite). En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$T_{23} [v_{abcs}] = [v_{\alpha\beta s}] = T_{23} \left\{ R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \right\}$$

$$[v_{\alpha\beta s}] = R_s T_{23} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} T_{23} [\varphi_{abcs}]$$

$$[v_{\alpha\beta s}] = R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{\alpha\beta s}]$$

On a alors réduit le système de 3 équations à un système à 2 équations.

De même pour le rotor

$$[v_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{\alpha\beta r}]$$

ainsi que pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3x3 des inductances vont être réduites à des matrices 2x2. On a alors l'apparition des inductances cycliques :

$$L_s = l_s - m_s$$

$$L_r = l_r - m_r$$

$$M = \frac{3}{2} m_{sr}$$

$$\text{alors } \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha\beta s} \\ \varphi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cdot P(\theta) \\ 0 & L_s & M \cdot P(-\theta) \\ M \cdot P(-\theta) & 0 & L_r \\ M \cdot P(\theta) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix}$$

où la matrice $P(\theta)$ est la matrice de rotation : $P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans 2 repères séparés : Les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques le sont dans le repère $\alpha\beta$ rotor. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun. En effet, si l'on examine de plus près la matrice des inductances,

$$\left[\begin{array}{cc|cc} L_s & 0 & M \cdot P(\theta) & \\ 0 & L_s & & \\ \hline M \cdot P(-\theta) & & L_r & 0 \\ & & 0 & L_r \end{array} \right]$$

on s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisi alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. Ce sont ces transformations ainsi que la transformation de Concordia ou de Clarke qui constitue la transformation de Park.

Transformation de Park

La transformation de Park est constitué d'une transformation triphasé - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc (Figure 2), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations (Figure 3). Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les grandeurs statoriques sont transformés :

$$[x_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s) [x_{dqs}]$$

et les grandeurs rotoriques également :

$$[x_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r) [x_{dqr}]$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$[v_{dqs}] = R_s [i_{dqs}] + \dot{\theta}_s P\left(\frac{\pi}{2}\right) [\varphi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqs}]$$

$$[v_{dqr}] = R_r [i_{dqr}] + \dot{\theta}_r P\left(\frac{\pi}{2}\right) [\varphi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqr}]$$

où $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqs} \\ \varphi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ \hline M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix}$$

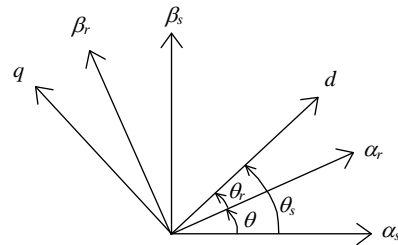


Figure 3 : Transformation de Park

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases}$$

et les tensions :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \dot{\theta}_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \dot{\theta}_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \dot{\theta}_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \dot{\theta}_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases}$$

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales (où p est le nombre de paires de pôles) :

$$C_e = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds})$$

$$C_e = p(\varphi_{qr} i_{dr} - \varphi_{dr} i_{qr})$$

$$C_e = pM(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite.

Choix du repère dq

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quand à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme.

Dans un référentiel lié au champ tournant

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant.

Notons $\omega_s = \dot{\theta}_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).

De même, nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$ la pulsation mécanique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases}$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

On peut, à partir de ces équations, les réécrire pour avoir un vecteur d'état (variables d'état du système) différent. C'est-à-dire qu'au lieu d'avoir les flux, on peut l'écrire en courants, il suffit juste d'opérer des substitutions dans les équations :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{ou même avoir les flux statoriques et courant statoriques :} \quad \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

Ensuite on introduit le système dans un outil de simulation. On peut ainsi prévoir le comportement de la machine asynchrone sur un démarrage franc, un échelon de couple.

Voici, en (

Figure 4), un exemple de démarrage d'une machine asynchrone où l'on montre le relevé expérimental et le résultat d'une simulation après identification des paramètres de la machine.

On remarque la forme du courant absorbé au démarrage de la machine asynchrone. Il y a un fort appel de courant, certes bref, mais important. Il convient donc de calculer les protections en tenant compte de cet appel de courant.

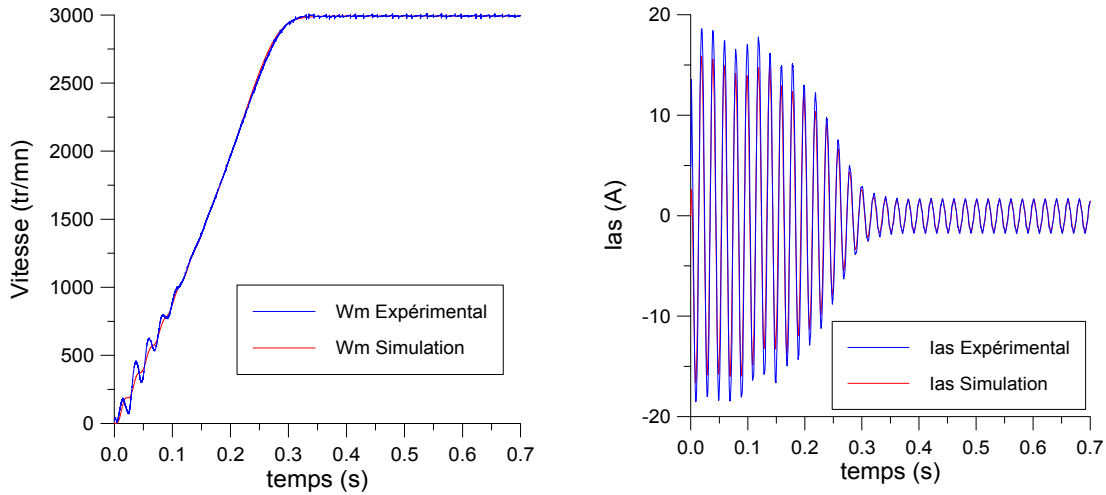


Figure 4 : Exemple de démarrage d'une machine asynchrone

Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

Si les tensions d'alimentation sont triphasées équilibrées, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{as} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \\ v_{bs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant.

Notons $\omega_s = \dot{\theta}_s$ la pulsation statorique (on est bien en régime permanent sinusoïdal).

De même, nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$ la pulsation mécanique.

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{qs} = \hat{V}_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{dr} = \hat{V}_s \\ v_{qr} = 0 \end{cases}$$

On peut ré-écrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe :

$$\bar{X} = x_{ds} + jx_{qs}$$

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs}) - \omega_s(\varphi_{qs} - j\varphi_{ds})$$

$$\bar{V}_s = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs}) + j\omega_s(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs})$$

D'où

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad \text{mais comme on est en régime permanent :}$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s$$

et

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad \text{avec } \omega_r = g\omega_s$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \bar{\varphi}_r \end{cases}$$

or
$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases}$$

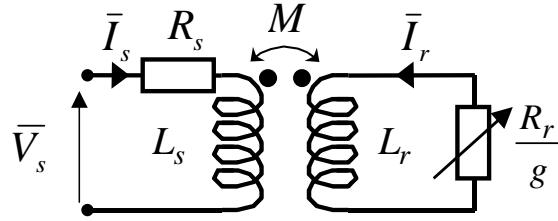


Figure 5 : Schéma par phase en régime permanent

On abouti alors au schéma de la Figure 5.

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($N_r \omega_s$) (Figure 6). Pour ce faire, on pose :

$$N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s}$$

$$\begin{cases} N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \\ R_r' = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \end{cases}$$

$$\bar{I}_r' = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s} \right)$$

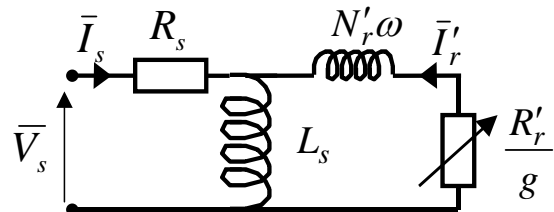


Figure 6 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

Alors, en partant des équations du schéma par phase de la Figure 5, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_r' = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \\ 0 &= \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \right) \frac{L_s}{M} = \frac{R_r}{g} \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r - \bar{I}_r') \\ 0 &= \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \\ 0 &= \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \end{aligned}$$

On obtient donc les équations du schéma de la Figure 6 :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \\ 0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \end{cases}$$

Si l'on écrit le couple en régime permanent de la machine asynchrone, on a :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} I_r'^2$$

$$\bar{I}'_r = \frac{V_s - R_s \bar{I}'_s}{\frac{R'_r}{g} + jN'_r \omega_s}$$

Si l'on néglige la résistance statorique ¹ on a :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

$$C_e = \frac{3p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

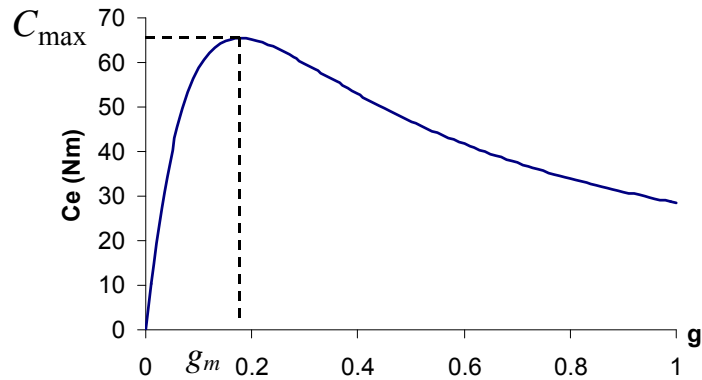


Figure 7 : Couple électromagnétique en fonction du glissement

Pour un glissement faible on a d'ailleurs :

$$C_e \approx \frac{3p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R'_r} \quad ; \text{ Une variation quasi linéaire du couple en fonction du glissement.}$$

Le couple maximum correspond à $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (N'_r \omega_s)^2$, c'est-à-dire quand $g = g_m = \frac{R'_r}{N'_r \omega_s}$.

On a alors :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2$$

Ce résultat nous sera utile pour expliquer le principe de la commande scalaire en tension.

On peut par ailleurs réécrire l'expression du couple électromagnétique approchée :

$$C_e \approx 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \frac{1}{R'_r} g \omega_s = ag \omega_s = a \omega_r$$

On voit donc clairement que le couple est proportionnel à la pulsation rotorique quand on garde le flux constant, c'est-à-dire le rapport $\frac{V_s}{f_s}$ constant.

¹ On ne néglige R_s ici que pour avoir une écriture simple du couple, pour montrer certaines propriétés ainsi que le principe de la commande. On discutera de la compensation des chutes ohmiques par la suite.

Commande de la machine asynchrone

On distingue deux types de commandes ; les commandes scalaires et les commandes vectorielles.

Commande scalaire	Commande vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> • Basée sur le modèle régime permanent + Simple à implanter - Dynamique lente 	<ul style="list-style-type: none"> • basée sur le modèle transitoire + Précise et rapide + Contrôle du couple à l'arrêt - Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)
Contrôle des grandeurs en amplitude	Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase

Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

Contrôle en V/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant.

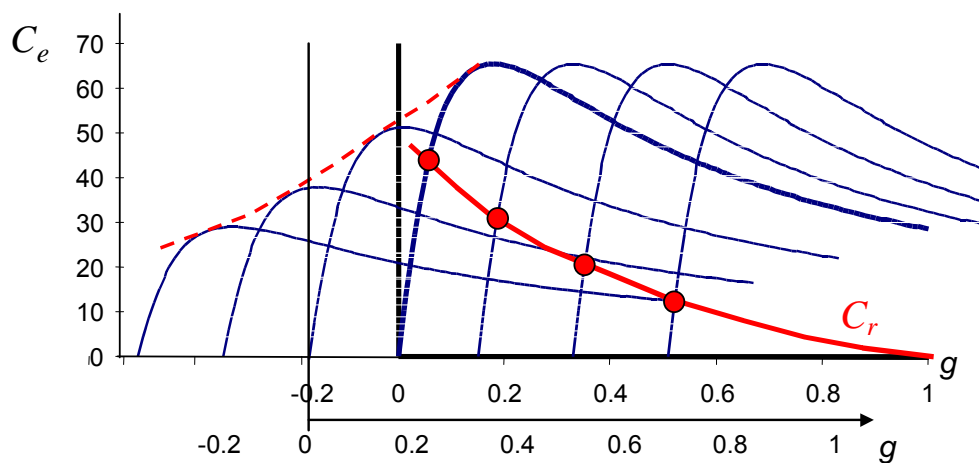
Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone (Figure 8).



Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation

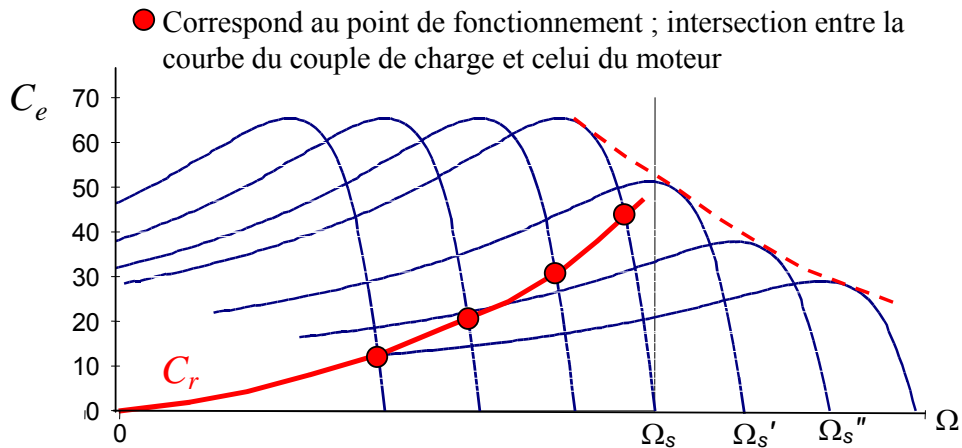


Figure 8 : Déplacement de la caractéristique *Couple-vitesse* en fonction de la fréquence d'alimentation

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$ de la Figure 8).

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée². On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure 9).

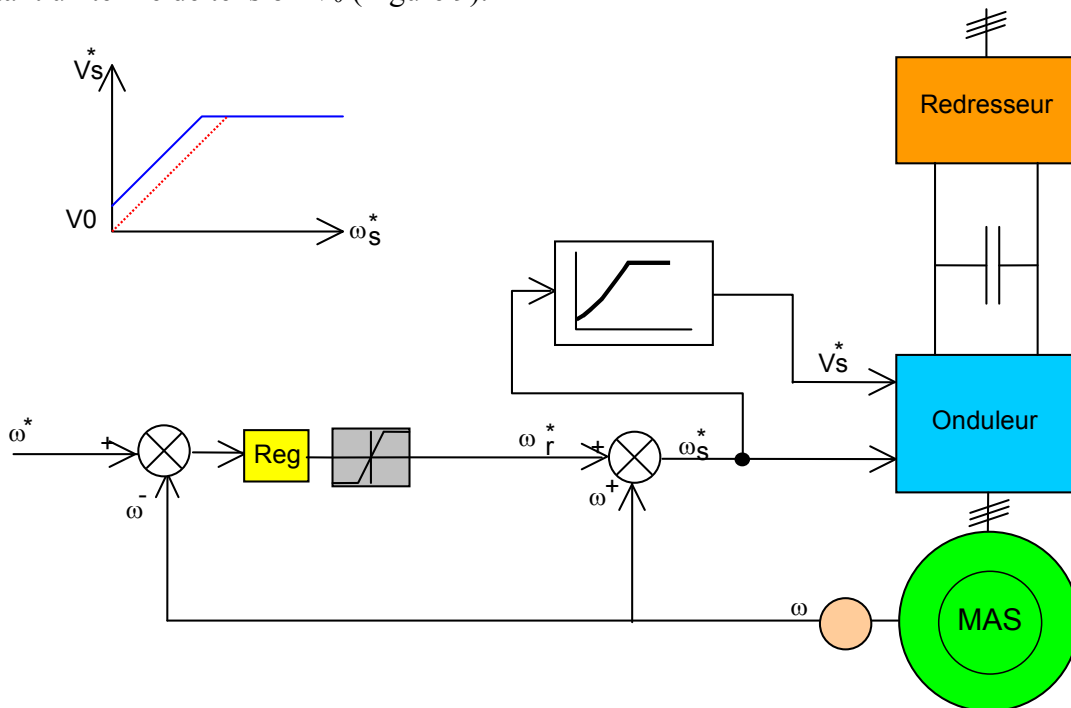


Figure 9 : Contrôle scalaire de la tension

² Simplification que l'on avait faite lors de l'écriture du couple

Le schéma de commande ci-dessus (Figure 9) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse.

Souvenez-vous que :

$$C_e \approx 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{R'_r} g \omega_s = ag \omega_s = a \omega_r$$

Le couple est proportionnel à la pulsation rotorique à flux constant.

Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

Contrôle scalaire du courant

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé (Figure 10). On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau I_d (courant continu) est égale à une constante près à la valeur efficace du courant imposé I_s . Elle est imposée par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension.

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

$$I_s^* = \frac{\varphi_{snom}}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r \tau_r)^2}}$$

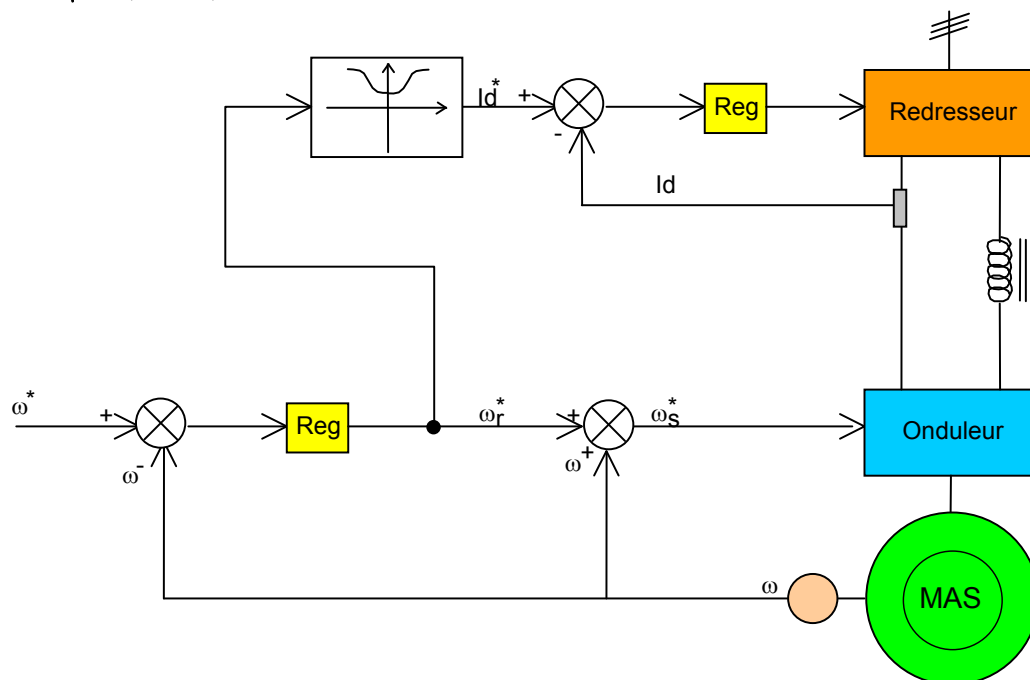


Figure 10 : Contrôle scalaire du courant

Commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps [BLA 72]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations... ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}).$$

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. On parle alors de régulation en cascade ; les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Il est évident que pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif, pour la diminuer il faut un couple négatif. Il apparaît alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple. Ce couple de référence doit à son tour être imposé par l'application des courants ; c'est le rôle des régulateurs de courants (Figure 12).

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieur de la machine de celle du couple.

Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, nous n'aborderons dans ce cours que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO).

Mais d'abord le principe de la commande vectorielle.

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\varphi_{qr} i_{ds}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir $\varphi_{qr} = 0$. Ainsi $\varphi_r = \varphi_{dr}$ uniquement (Figure 11).

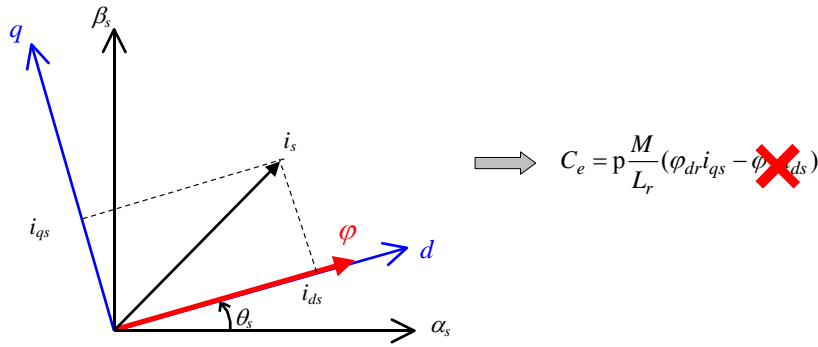


Figure 11 : Principe du contrôle vectoriel

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{qs}$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique et on régule le couple en agissant sur la composante i_{qs} .

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant i_{ds} ⁽³⁾ s'occupe de maintenir le courant i_{ds} constant et égal à la référence i_{ds}^* ($i_{ds}^* = i_{ds}$ Référence).

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variation de couple en agissant sur le courant i_{qs} .

Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant i_{qs}^* positive. Le régulateur du courant i_{qs} va imposer ce courant de référence à la machine. D'où un couple positif.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant i_{qs}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{qs}^*) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω^* .

La Figure 12 résume cette régulation puisqu'elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants i_{ds} et i_{qs} . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* dans le repère dq .

Revenons aux équations, en imposant, $\varphi_{qr} = 0$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

⁽³⁾ c'est une composante du "vecteur" courant mais on l'appelle également courant, puisqu'il résulte d'une transformation de Park

$$\begin{aligned}\varphi_r &= \varphi_{dr} \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r &= M I_{ds} \\ \omega_r &= \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs} \\ C_e &= p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs}\end{aligned}$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{aligned}V_{ds} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{ds} + p \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \varphi_r &= \frac{M}{1 + p\tau_r} I_{ds} \quad , \text{ ainsi } \varphi_r = M I_{ds} \text{ en régime permanent} \\ \omega_r &= \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}\end{aligned}$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux [CAR 95]. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds} . Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique τ_r .

Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO)

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int (p\Omega + \frac{I_{qs}^*}{\tau_r I_{ds}^*}) dt \quad \text{où } I_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M}$$

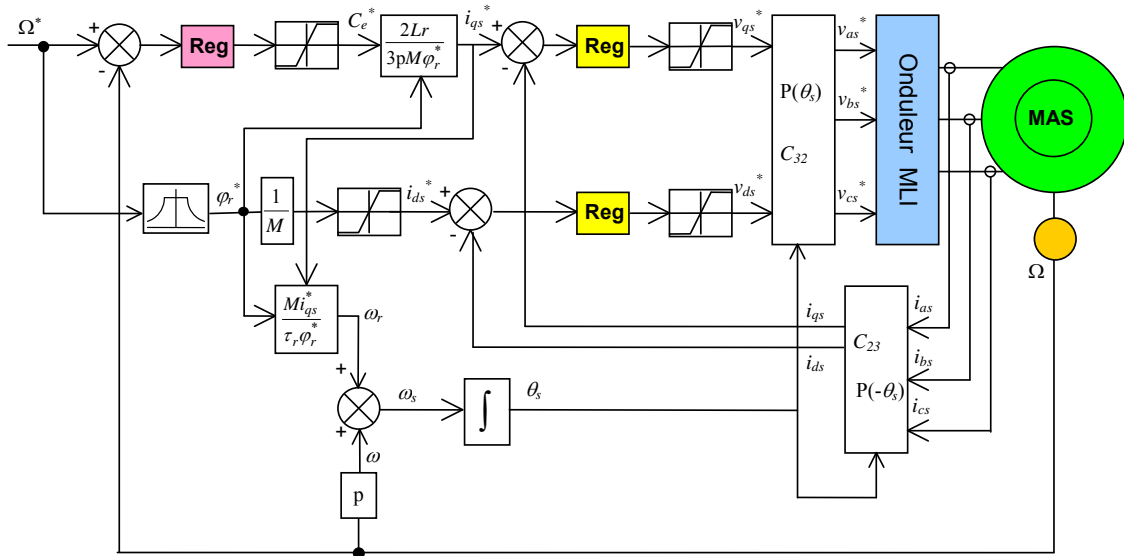


Figure 12 : Schéma de régulation de vitesse de MAS en IRFO

On a donc 3 régulateurs dans ce schéma :

Le régulateur de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

Le régulateur de courant i_{qs} :

Il prend en entrée le courant i_{qs}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs} . Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence i_{qs}^* . Ce coefficient tient compte de la valeur du flux (voir la formule du couple) mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasé – biphasé choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation Clarke dans ce schéma.

Le régulateur de courant i_{ds} :

Il prend en entrée le courant i_{ds}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{ds}^* . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + p\tau_r} i_{ds}$$

avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique et p la variable de la transformé de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent $\varphi_r = M i_{ds}$.

Il reste à examiner deux parties importantes :

Les transformations directes et inverses :

L'une permet, à partir des tensions biphasés (v_{ds}^* , v_{qs}^*) dans le repère dq , de calculer les tensions triphasées v_{as}^* , v_{bs}^* , v_{cs}^* à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés (i_{ds} , i_{qs}) dans le repère dq qu'il faut réguler.

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle θ_s .

Le calcul de l'angle de la transformation de Park θ_s :

Ce bloc utilise la vitesse mesurée et la "pulsation"⁽⁴⁾ de glissement ω_r . Dans le cadre de l'IRFO, la pulsation de glissement se calcule par $\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}^*}$ ou en utilisant les références au lieu des

mesures. Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt$$

On obtient ainsi le schéma général à implanter sur une commande numérique (DSP ou DSC).

Exemple d'inversion de vitesse

Cet exemple (Figure 13) montre le relevé expérimental d'une inversion de vitesse à vide d'une machine asynchrone pilotée en IRFO suivant le schéma en (Figure 12).

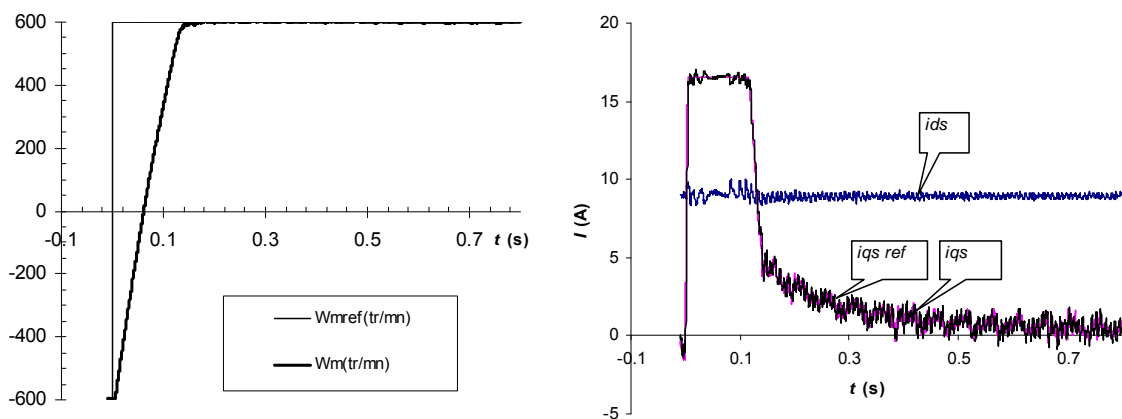


Figure 13 : Relevé expérimental lors d'une inversion de vitesse

La machine tourne en régulation de vitesse à -600 tr/mn. A $t=0$ s, la référence de vitesse va changer de -600 tr/mn à $+600$ tr/mn, la vitesse suit avec une accélération maximale fixée par la limitation en sortie du régulateur de vitesse. Pour cette machine, la valeur maximale que peut avoir i_{qs}^* est de $16,5$ A.

Le courant i_{qs} suit parfaitement sa référence i_{qs}^* durant tout l'essai.

Une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant i_{qs}^* de manière à lutter uniquement contre les frottements.

On voit également que le courant i_{ds} reste constant et égal à sa valeur de référence ($i_{ds}^*=8,9$ A) durant l'inversion de vitesse ce qui prouve l'efficacité du contrôle vectoriel.

On peut également rajouter une boucle externe de position. On obtient ainsi une régulation de position (Figure 14). Un relevé expérimental suite à un changement de position de référence de -10 rd à $+10$ rd est présenté en (Figure 15).

⁽⁴⁾ Rappelons que par abus de langage, on appelle ω (resp. ω_s , ω_r) une pulsation. Or ce n'est que la dérivé de l'angle θ (resp. θ_s , θ_r). Elle ne devient égale à une pulsation qu'en régime permanent.

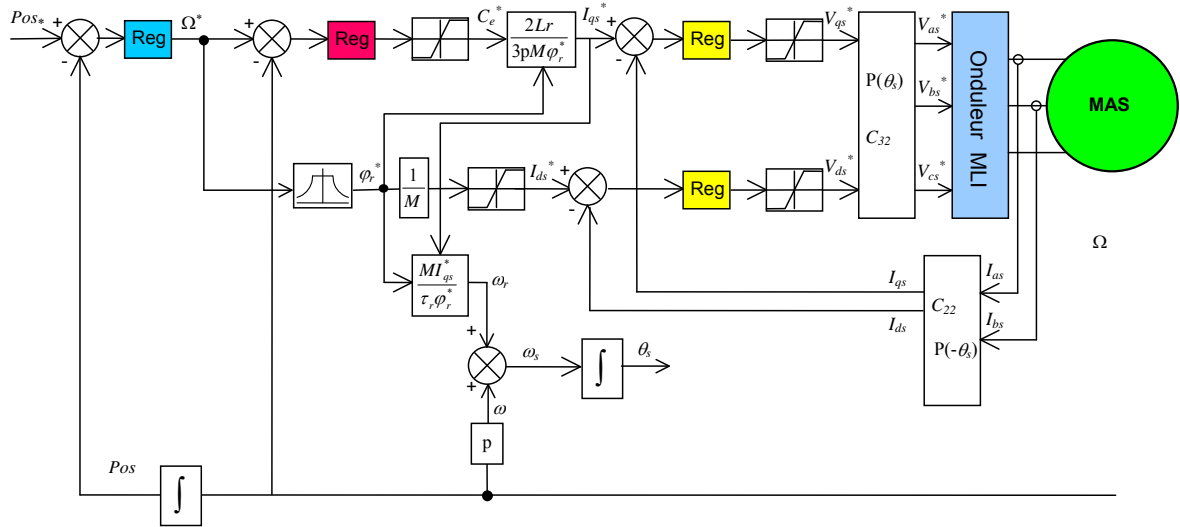


Figure 14 : Schéma de régulation de position de MAS en IRFO.

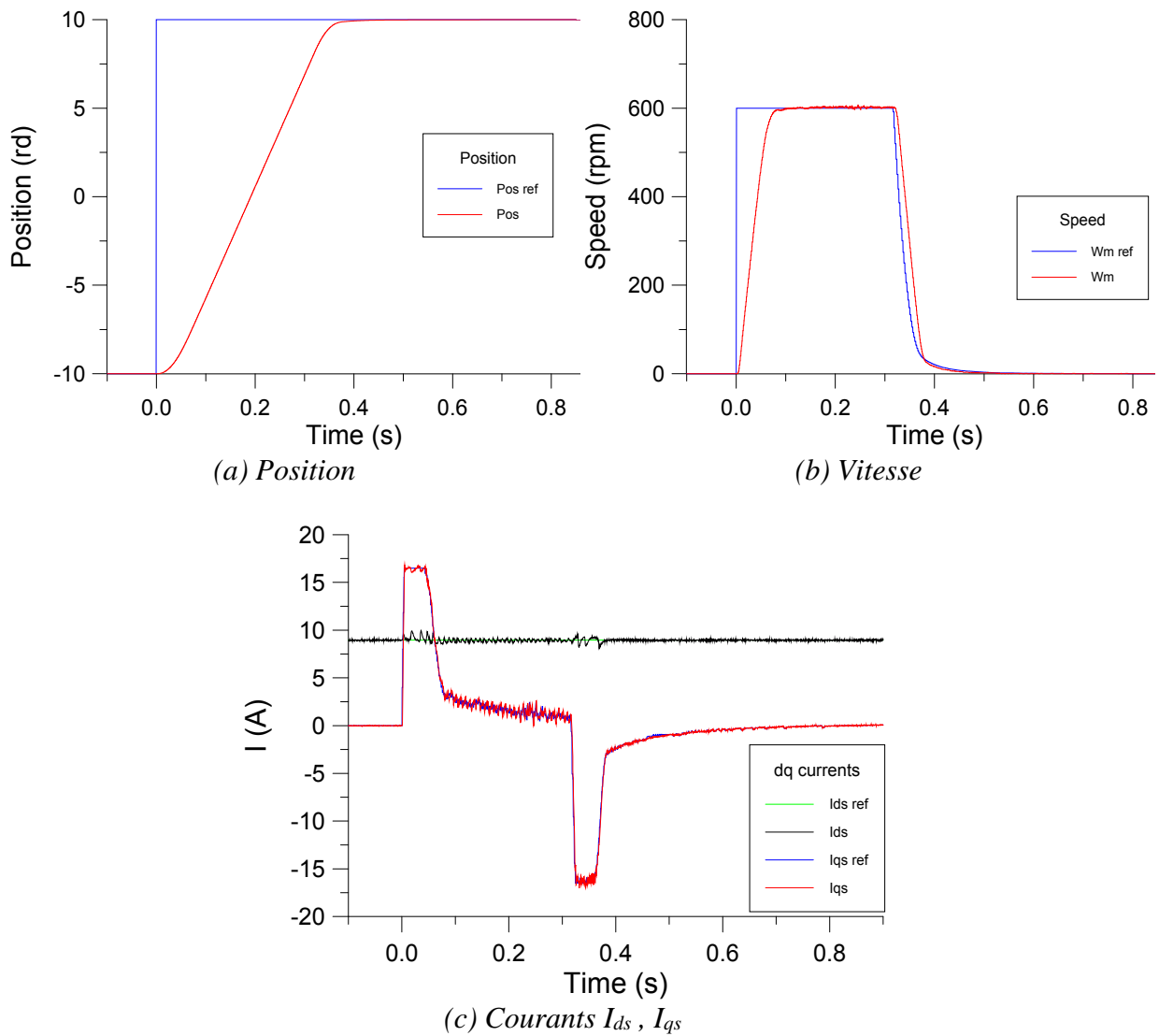


Figure 15 : Relevé expérimental lors d'un échelon de position

La position atteint la valeur de consigne sans dépassement et en douceur (Figure 15.b). Pour ce faire, le régulateur de position sort une consigne de vitesse (Figure 15.b) qui atteint une valeur de palier de 600 tr/mn tant que le moteur se trouve loin de la position finale puis quand il s'en approche, le régulateur de position diminue progressivement la vitesse de référence.

Cette vitesse de référence change donc sans arrêt dans ce régime de poursuite et on voit bien (Figure 15.b) que le régulateur de vitesse asservi la vitesse de la machine tout au long des changements de référence en imposant le couple maximal de la machine.

Le couple est représenté par le courant I_{qs} (Figure 15.c). Au début, la machine est en accélération maximale $I_{qs}=16.5$ A, puis quand elle atteint la vitesse de palier, le régulateur de vitesse diminue la consigne de courant. Ensuite, lorsque le régulateur veut freiner la machine, il passe le moteur en accélération négative à $I_{qs}=-16.5$ A, puis diminue afin que le positionnement se fasse sans dépassement.

La figure ci-dessous montre l'interface de gestion de la carte DSP dSPACE DS1104 lors d'une acquisition des signaux du programme de commande vectorielle IRFO qui s'exécute en temps réel sur la carte.

La machine est une MAS de 1.5 kW. L'essai correspond à des inversions de vitesses successives +50 / -50 rd/s.

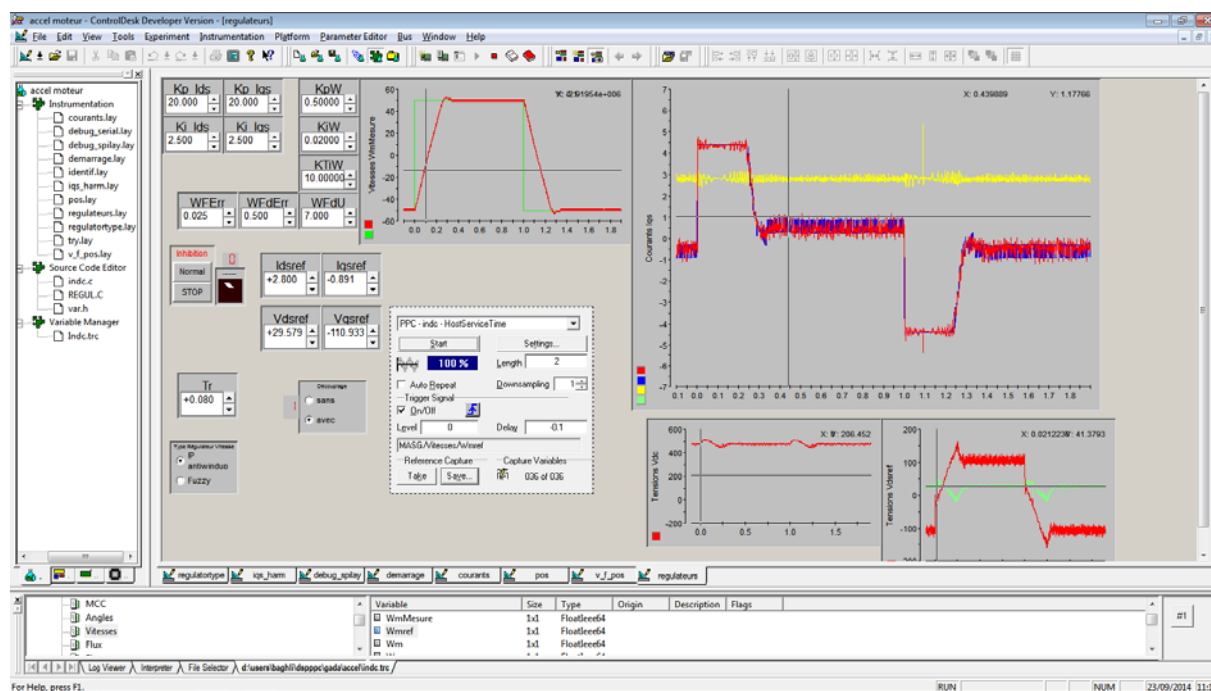


Figure 16 : Capture du logiciel ControlDesk : interface de gestion de la DS1104

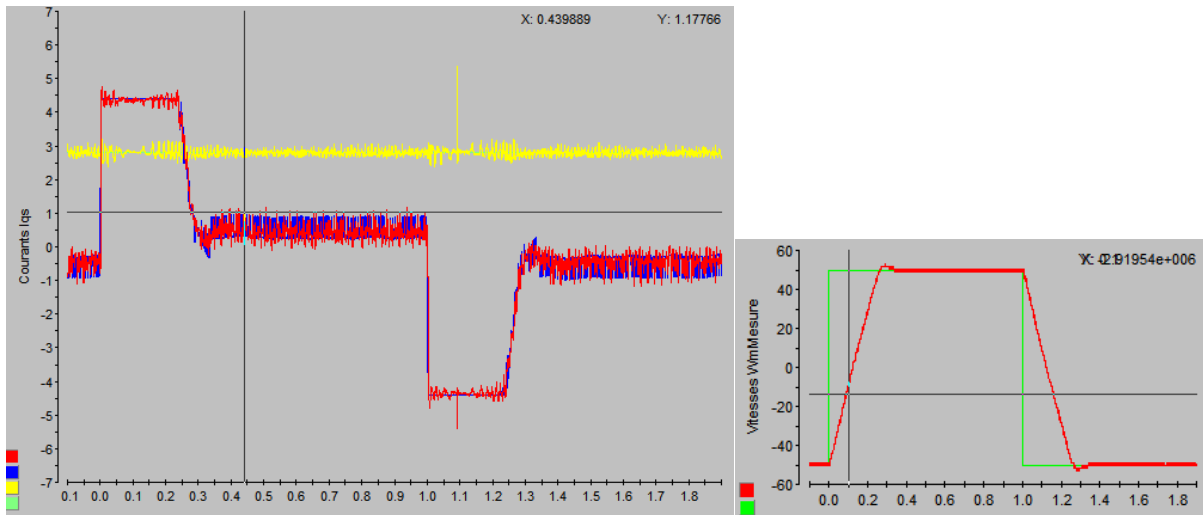


Figure 17 : Allures de I_{ds}^* , I_{ds} , I_{qs}^* , I_{qs} , Ω^* , Ω lors d'inversions de vitesses successives de +50 rd/s à -50 rd/s.

Conclusion

Le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique. Il repose sur un modèle en régime transitoire. Il permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer du couple à vitesse nulle. Le contrôle vectoriel exige une puissance de calcul qui est à la portée des DSP et micro-contrôleurs actuels.

Annexes

Régulation, méthodes classiques

1. Introduction

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.

Par rapport au schéma déjà introduit au paragraphe précédent, il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans [BAG 96]. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

2. Découplage

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement ⁵ par rapport à I_{ds} et I_{qs} , s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\
 V_{qs} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\
 \varphi_r &= \frac{M}{1 + p\tau_r} I_{ds} \\
 \omega_r &= \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

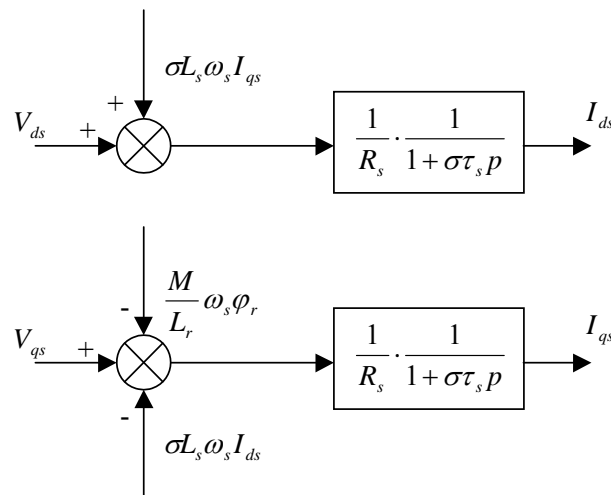


Figure 16 Modèle de la machine

⁵ Hypothèse que l'on vérifie aussi bien en simulation qu'expérimentalement.

Les termes $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r$ et $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d - q .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure 17.

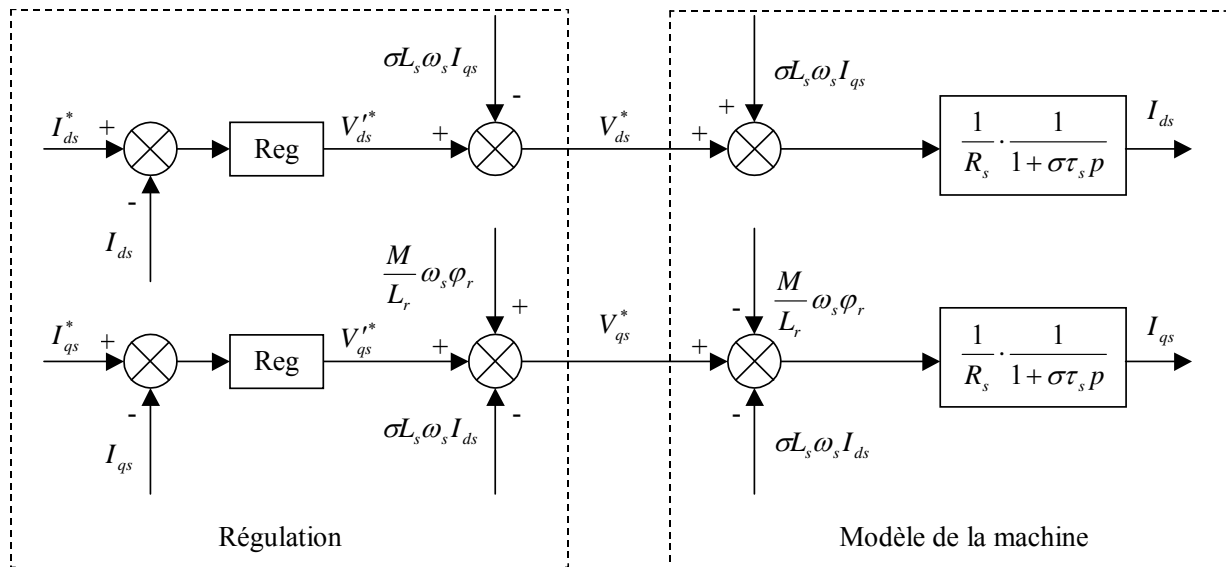


Figure 17 Découplage par addition des termes de compensation

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

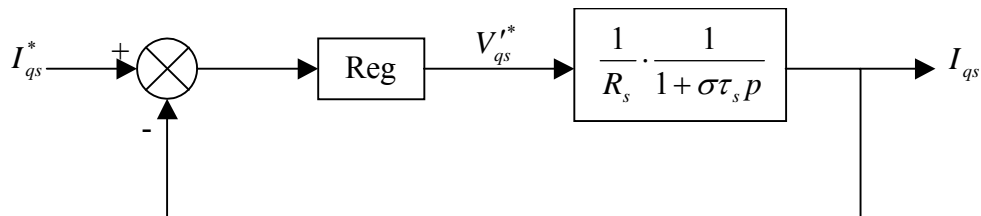


Figure 18 Boucle I_{qs} après découplage

Ce type de découplage est dit "statique" par opposition à un découplage "dynamique" qui introduit une matrice de découplage à la sortie des régulateurs, ne faisant donc intervenir que les termes (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s).

3. Régulation des courants

Partant des paramètres issus de l'identification de la machine, nous avons voulu mettre au point une méthode systématique de calcul des coefficients des régulateurs de la chaîne de commande pour ce type de contrôle.

Ce travail a une double vocation,

- Il permet de prédéterminer les paramètres de réglage des différents régulateurs, évitant ainsi une phase trop longue de mise au point.
- Il propose une méthode systématique de calcul des régulateurs.

Le système étant un système discret, les coefficients du régulateur équivalent dans un système continu ne correspondent pas directement à celui qu'il faut implanter dans les programmes de régulation, que ce soit pour la simulation ou pour l'expérimentation.

Une des approches pour le dimensionnement des régulateurs des systèmes échantillonnés consiste à concevoir le régulateur en considérant le système comme continu, mais en y introduisant les retards inhérents à la régulation numérique, puis à calculer le régulateur équivalent discret.

Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur MLI), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-pT_{qd}}$.

T_{qd} représente le délai sur l'axe q ; $T_{qd} = T_{MLI} + T_{Reg_Iqs}$.

Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre : $e^{-pT_{qd}} \approx \frac{1}{1 + pT_{qd}}$.

Pour nous permettre de trouver une formulation explicite des gains des régulateurs, nous n'avons pas modélisé le retard introduit par le filtre de courant dont la constante de temps $T_{qf} = 55 \mu s$ est plus petite que $T_{qd} = 300 \mu s$.

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Un régulateur proportionnel-intégral-dérivée (PID) est à écarter car, bien qu'une action dérivée permette d'anticiper et d'accélérer la régulation, elle amplifie néanmoins le moindre bruit.

Le schéma bloc devient :

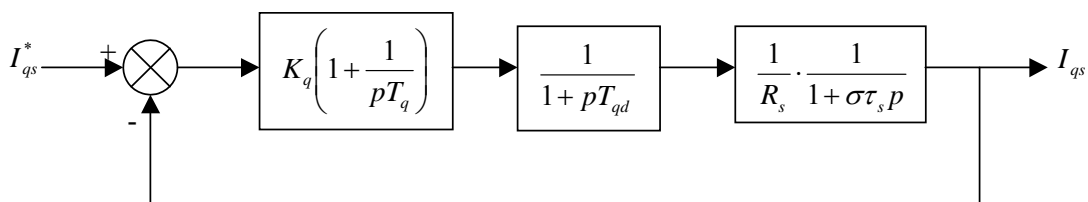


Figure 19 Boucle de régulation du courant I_{qs}

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O.) est :

$$G_{oi} = K_q \frac{1 + pT_q}{pT_q} \cdot \frac{1}{1 + pT_{qd}} \cdot \frac{1/R_s}{1 + p\sigma\tau_s}$$

On dispose de deux degrés de liberté pour réguler le système. Nous avons choisi d'utiliser T_q afin d'éliminer le pôle le plus lent, puis calculer K_q selon le critère sur la réponse "harmonique méplate" [BUH 88]. Cela permet d'avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système.

$$T_q = \sigma\tau_s$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{p\sigma\tau_s(1 + pT_{qd})}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F.) devient :

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}} \cdot \frac{1}{p^2 + 2p \frac{1}{2T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2p\xi\omega_0 + \omega_0^2}$$

avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s\sigma\tau_s}{K_q T_{qd}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}}} \end{cases}$$

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, lors d'un échelon sur la consigne, on a un dépassement de 4,3 %.

D'où :

$$K_q = \frac{R_s\sigma\tau_s}{2T_{qd}} = \frac{\sigma L_s}{2T_{qd}}$$

$$T_q = \sigma\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

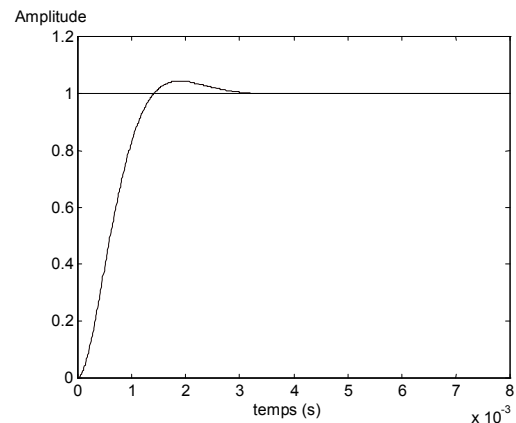


Figure 20 Réponse de G_{fi} à un échelon (système continu)

Nous obtenons une marge de gain de près de 79 dB et une marge de phase de 65.3° , ce qui nous garanti une bonne stabilité du système [BAG 99]. Les boucles de courant jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références de courant I_{ds}^* et I_{qs}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externes.

La forme incrémentale du régulateur PI discret que nous retenons est :

$$y(k) - y(k-1) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k)$$

avec :

$$K_p = K_q$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e$$

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

Les contrôleurs de courant ayant été réglés en se servant du premier jeu de paramètres de la machine 1. Nous présentons les courbes de simulation et d'expérimentation de l'évolution du courant I_{ds} suite à un échelon sur sa référence (Figure 21).

Les simulations ont été réalisées en tenant compte de la MLI à 10 kHz du convertisseur.

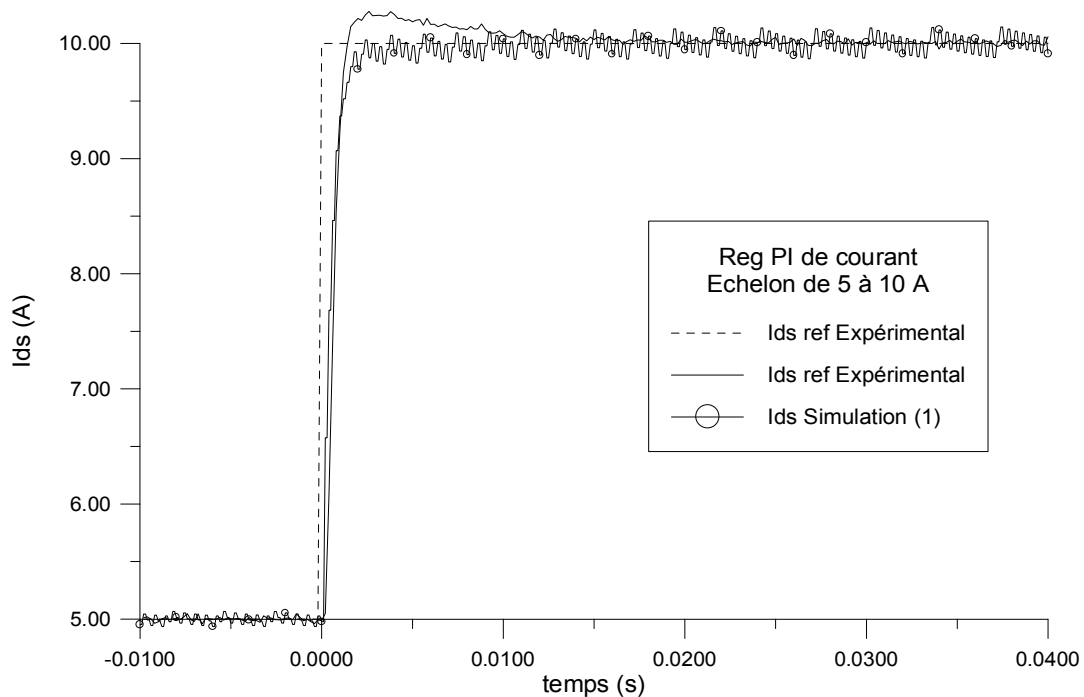


Figure 21 Echelon sur I_{ds}^* , passage de 5 à 10 A

Bibliographie

- [BAG 96] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors," in *Proc. 2nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications*, Nancy, 4-6 June 1996, pp.147-151.

- [BAG 99] Baghli, L., *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999. Télécharger (Thèse complète - 3 MO - http://baghli.com/dl/these_baghli.pdf)
- [BLA 72] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Review*, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.
- [BOS 86] Bose, B. K., *Power electronics and AC drives*, Prentice Hall, 1986, 402p.
- [BUH 88] Bühler, H., *Conception des systèmes automatiques*, Complément du traité de l'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1988, 542p.
- [CAR 95] Caron, J. P.; Hautier, J. P., *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Ed Technip, 1995, 279p.
- [LES 81] Lesenne, J.; Notelet, F.; Segulier, G., *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, Technique et Documentation, 1981, 247p.
- [LEO 96] Leonhard, W., *Control of electrical drives*, 2nd ed. Springer-Verlag, 1996, 420p.
- [VAS 90] Vas, P., *Vector control of AC machines*, Ed. Oxford University Press, 1990, 332p.