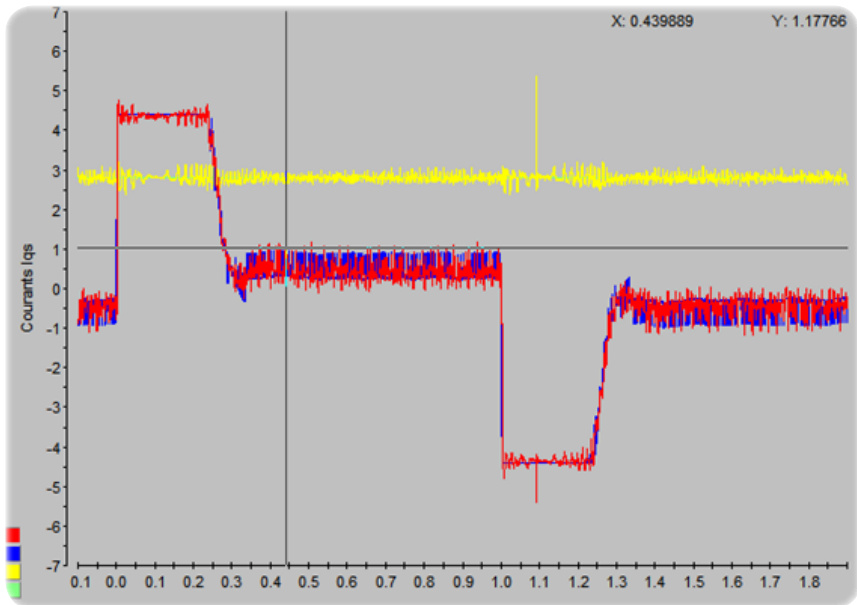


LOTFI BAGHLI

MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Modélisation
et Commande de la
Machine Asynchrone

Lotfi Baghli

**Modélisation
et Commande de la
Machine Asynchrone**

LES ÉDITIONS DU NET
22, rue Édouard Nieuport 92150 Suresnes

© Les Éditions du Net, 2015
ISBN : 978-2-312-04104-9

Avant-Propos

Ce livre peut servir comme support de cours sur la commande de machine asynchrone. Il comporte une introduction à la modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire et en régime permanent, une présentation de la commande scalaire et de la commande vectorielle.

Le livre comporte également une partie concernant la régulation et le calcul des paramètres de régulation. L'aspect d'implémentation expérimentale est mis en exergue.

Enfin, des exercices issus d'annales d'examens et de contrôles continus sont proposés afin d'aider l'étudiant à bien se préparer et aux enseignants de s'inspirer lors de la préparation des sujets de contrôle.

A propos de l'auteur

BAGHLI Lotfi est un spécialiste de commande de machines. Il est ingénieur de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger en Electrotechnique, en 1994. Après avoir obtenu sa thèse de Doctorat en Génie Electrique à l'Université de Nancy 1, en 1999, il exerça pendant 10 ans en tant qu'enseignant-chercheur, Maître de Conférences, à l'IUFM de Lorraine. Il est maintenant à l'Université de Tlemcen où il continue ses travaux de recherche et d'enseignement.

Il est présent sur le net à travers son blog personnel <https://baghli.blogspot.com> et sur sa page web <http://baghli.com>

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.

Modélisation

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.

MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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 supposerons 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.

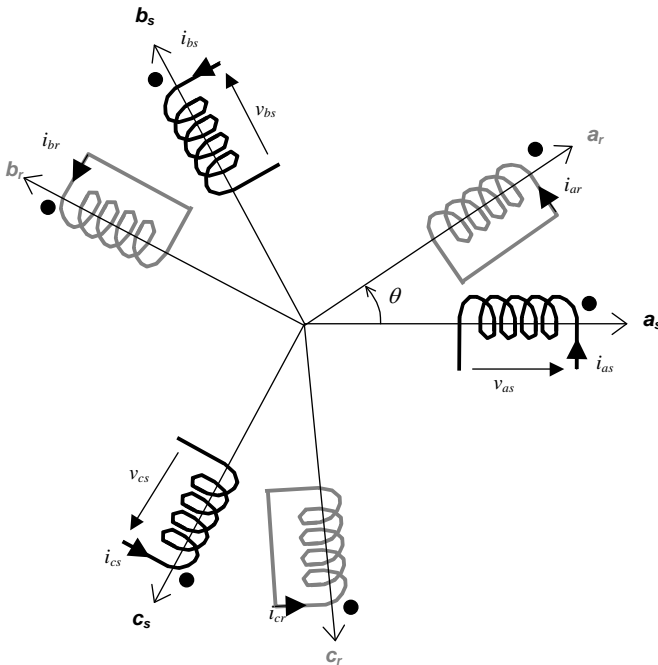


Figure 1 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

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 :

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

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

$$[v_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.}$$

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 :

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

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.

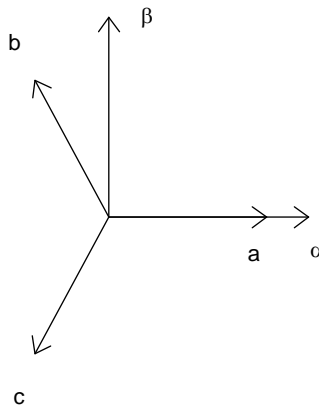


Figure 2 : $abc - \alpha\beta$.

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d}$ $[x_{\alpha\beta}] = T_{23}[x_{abc}]$ avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d}$ $[x_{\alpha\beta}] = C_{23}[x_{abc}]$ avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
Passer d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d}$ $[x_{abc}] = T_{32}[x_{\alpha\beta}]$ avec $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d}$ $[x_{abc}] = C_{32}[x_{\alpha\beta}]$ 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* :

$$L_s = l_s - m_s$$

$$L_r = l_r - m_r$$

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

$$\text{Alors } \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha\beta s} \\ \varphi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} L_s & 0 & M \cdot P(\theta) & \\ 0 & L_s & & \\ \hline M \cdot P(-\theta) & & L_r & 0 \\ & & 0 & L_r \end{array} \right] \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix}$$

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 choisit 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 constituée 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 :

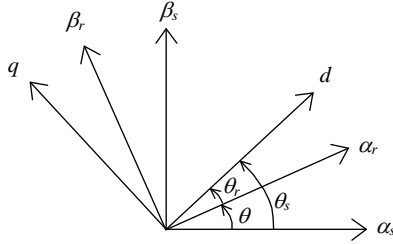


Figure 3 : Transformation de Park

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

Les grandeurs statoriques sont transformées :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_{dq s} \end{bmatrix}$$

et les grandeurs rotoriques également :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_{dq r} \end{bmatrix}$$

Les équations aux tensions deviennent :

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

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

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 :

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

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 :

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

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 important. 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, quant 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right.$$

$$\text{Avec } \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{array} \right.$$

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 :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

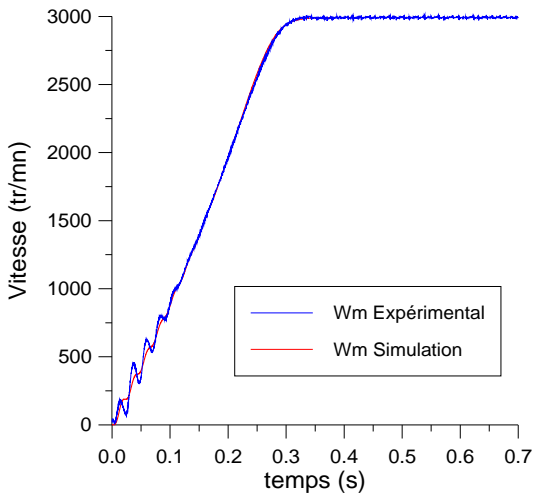
Ou même avoir les flux et les courant statoriques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

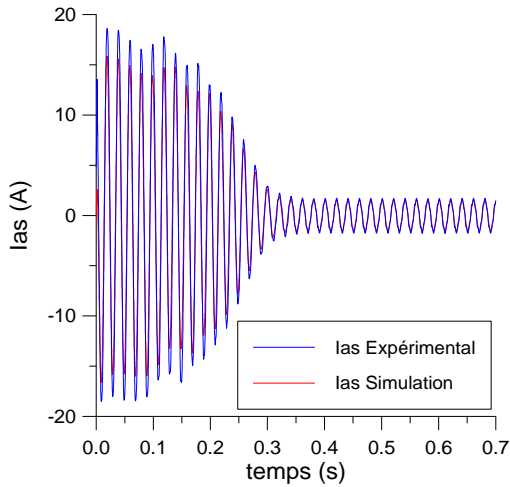
Ensuite on introduit le système dans un outil de simulation. On peut ainsi prévoir le comportement de la machine asynchrone sur un démarrage franc, un échelon de couple.

Voici, 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.



4.a – Vitesse



4.b – 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 :

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

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.

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

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \\ v_{qs} = 0 \end{cases}$$

On peut réécrire 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

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

Cependant, comme on est en régime permanent :

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

Et

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

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

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

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

On aboutit alors au schéma de la Figure 5.

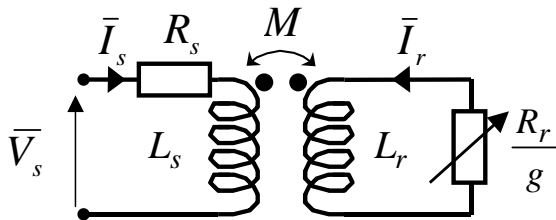


Figure 5 : Schéma par phase en régime permanent

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 :

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

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

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

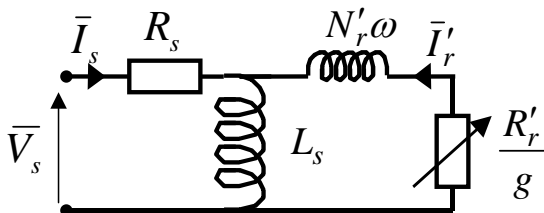


Figure 6 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

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

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}'_r = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \right) \frac{L_s}{M} = \frac{R_r}{g} \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

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 on a :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}$$

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

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.

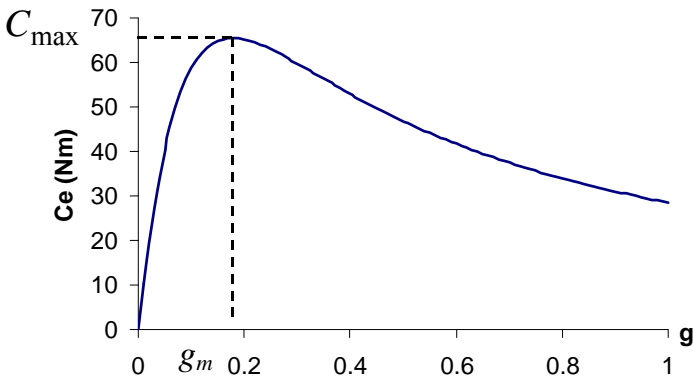


Figure 7 : Couple électromagnétique en fonction du glissement

Pour un glissement faible on a d'ailleurs :

$$C_e \approx \frac{3p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'}$$

Donc, 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 :

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

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.

Commande

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 s

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

Commande scalaire	Commande vectorielle
Basée sur le modèle régime permanent + Simple à implanter - Dynamique lente	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.

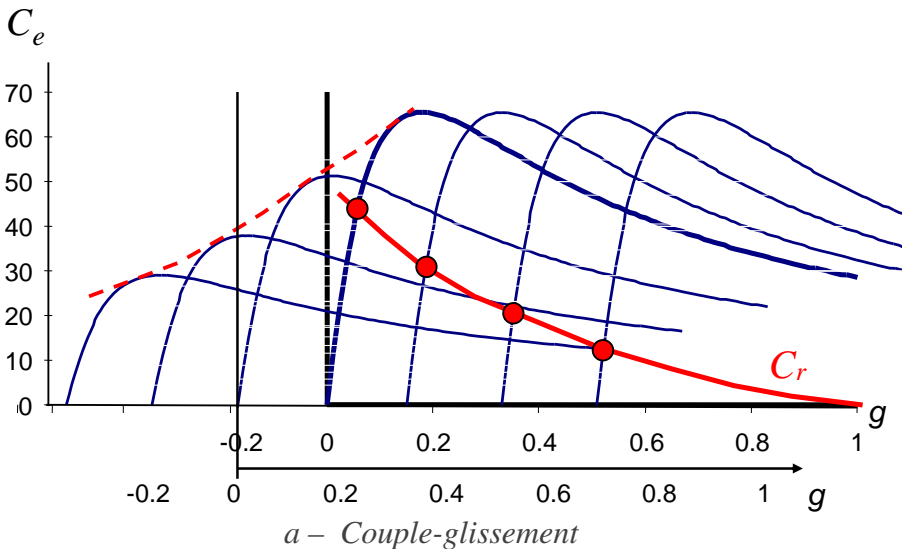
Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

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).



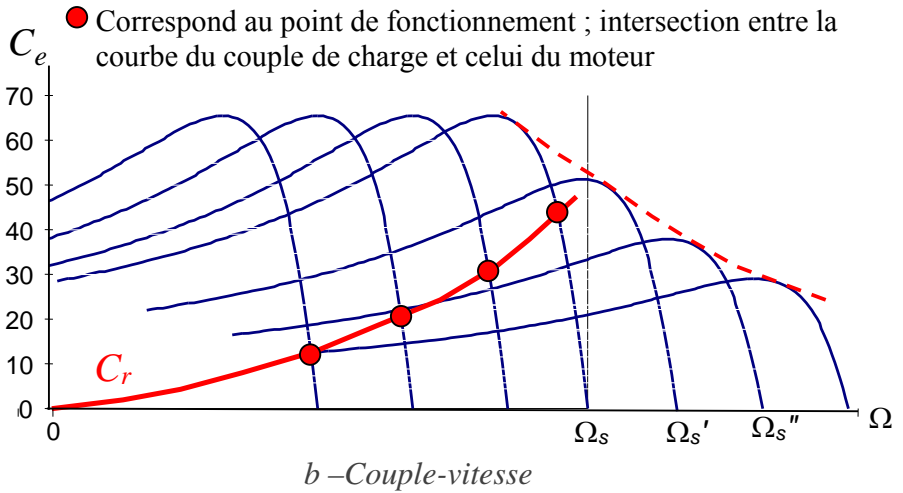


Figure 8 : Déplacement de la caractéristique de Couple en fonction de la fréquence d'alimentation

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 négligée¹. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure 9).

¹ Simplification que l'on avait faite lors de l'écriture du couple

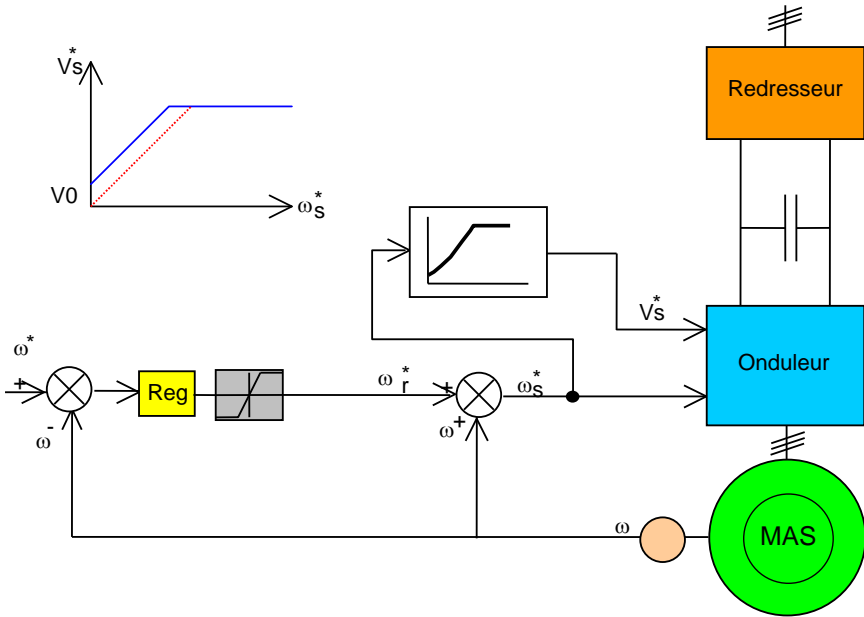


Figure 9 : Contrôle scalaire de la tension

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.

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

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

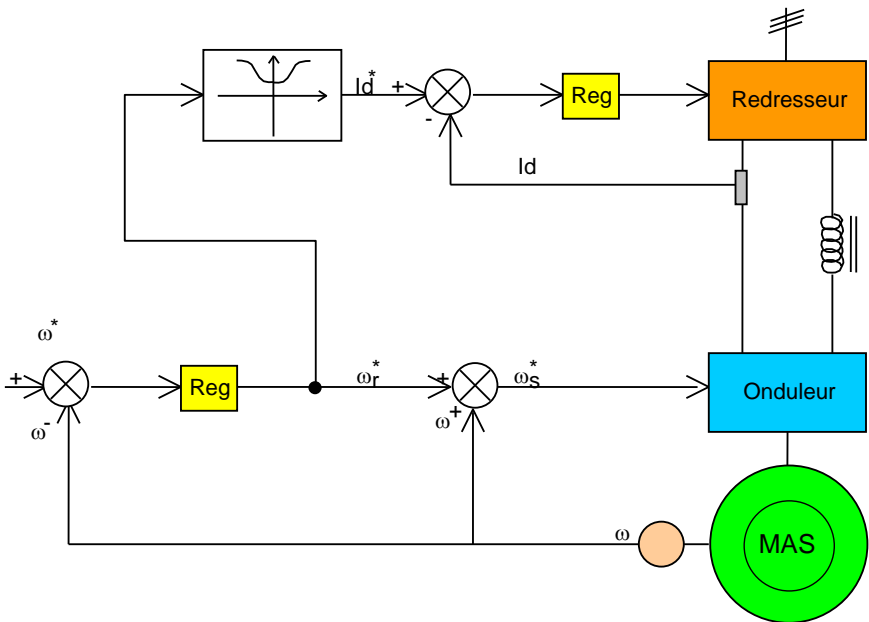


Figure 10 : Contrôle scalaire du courant

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 avancés 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).

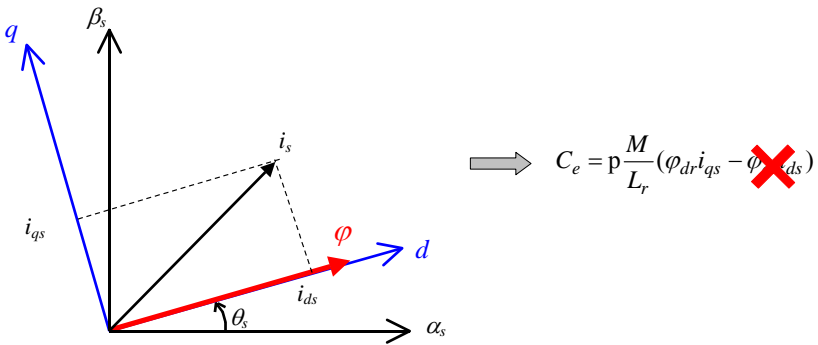


Figure 11 : Principe du contrôle vectoriel

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 règle 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} ⁽²⁾ 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 variations 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 .

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

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

$$\varphi_r = \varphi_{dr}$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}$$

$$\tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}$$

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

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$V_{ds} = (R_s + p \sigma L_s) I_{ds} + p \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs}$$

$$V_{qs} = (R_s + p \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}$$

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + p \tau_r} I_{ds} \quad , \text{ ainsi } \varphi_r = M I_{ds} \text{ en régime permanent}$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}$$

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 :

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

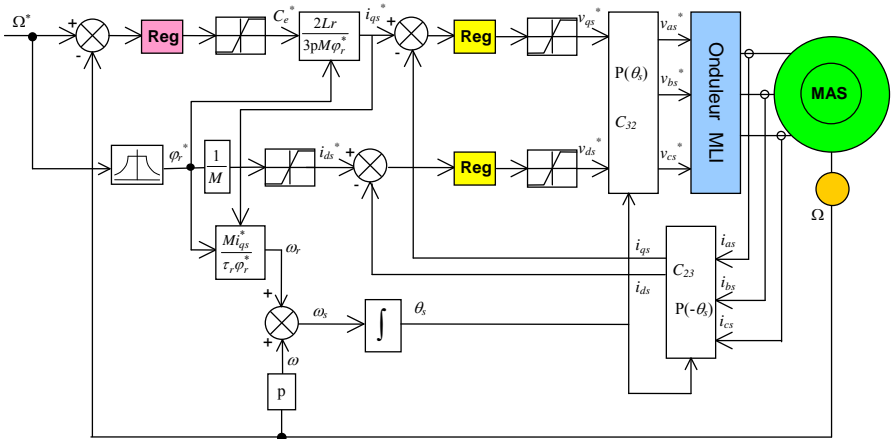


Figure 12 : Schéma de régulation de vitesse de MAS en IRFO

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"⁽³⁾ 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 me-

sure. 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).

⁽³⁾ 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.

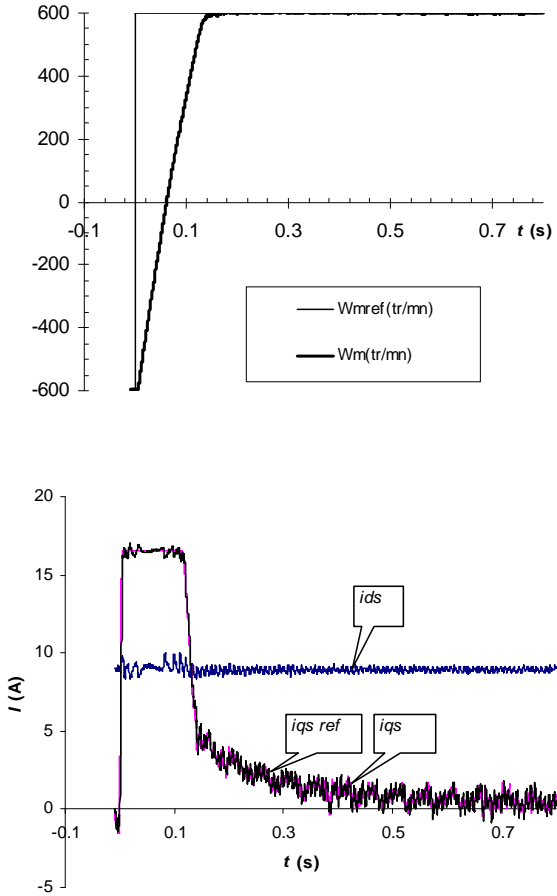


Figure 13 : Relevé expérimental lors d'une inversion de vitesse

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).

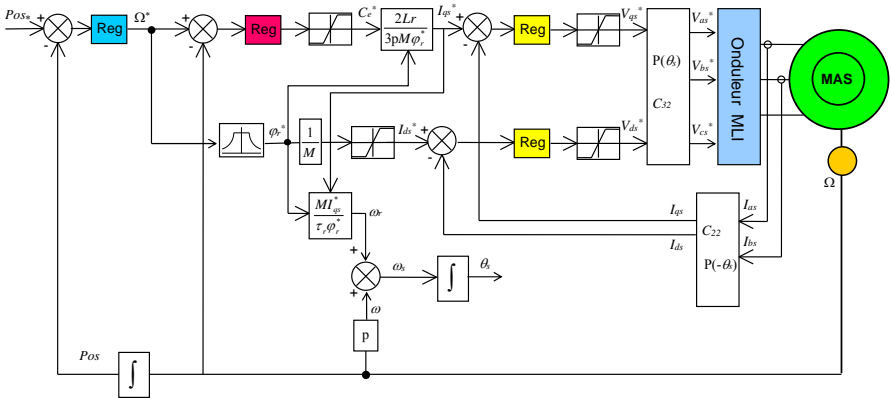
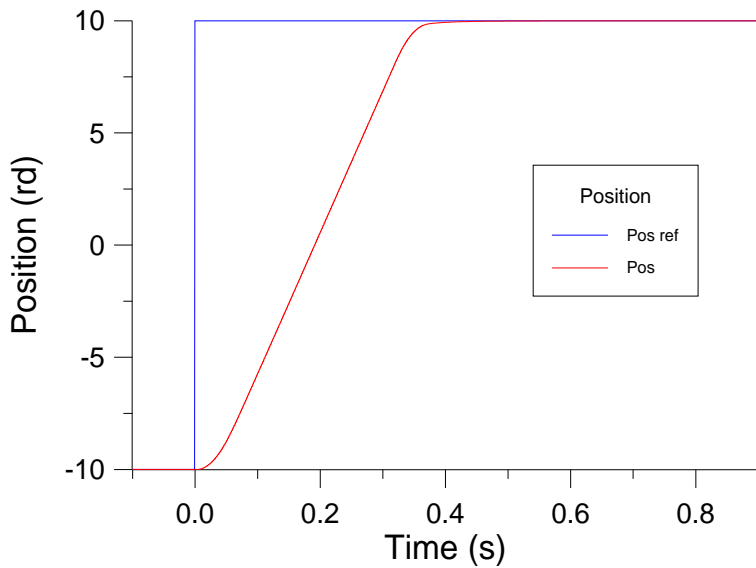
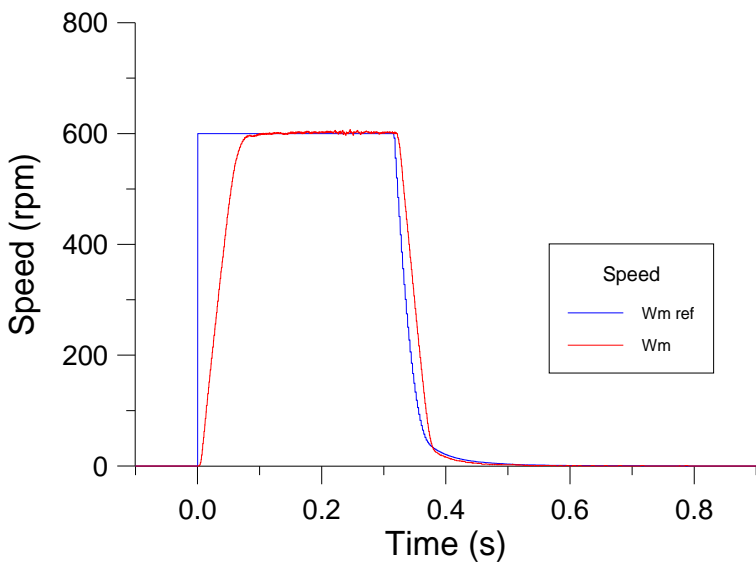


Figure 14 : Schéma de régulation de position de MAS en IRFO.



(a) Position



(b) Vitesse

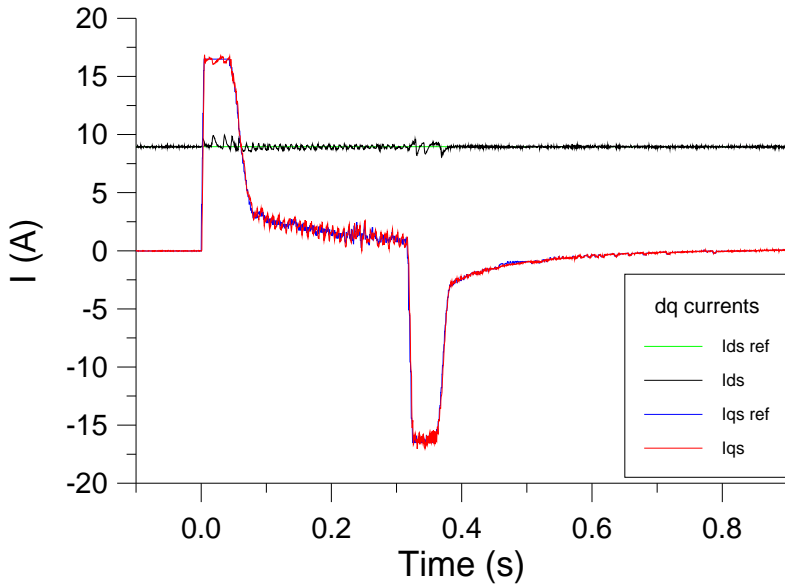
(c) Courants I_{ds} , I_{qs}

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.

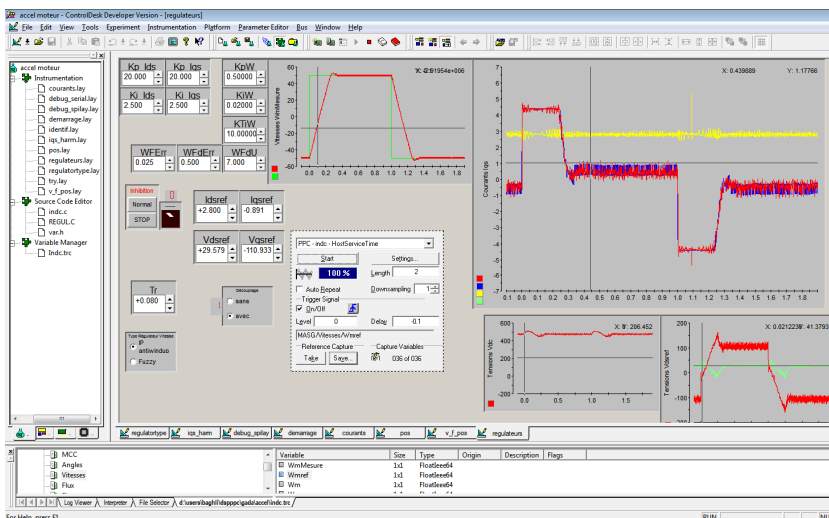


Figure 16 : Capture du logiciel ControlDesk : interface de gestion de la DS1104

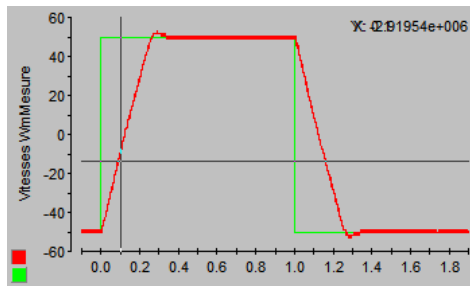
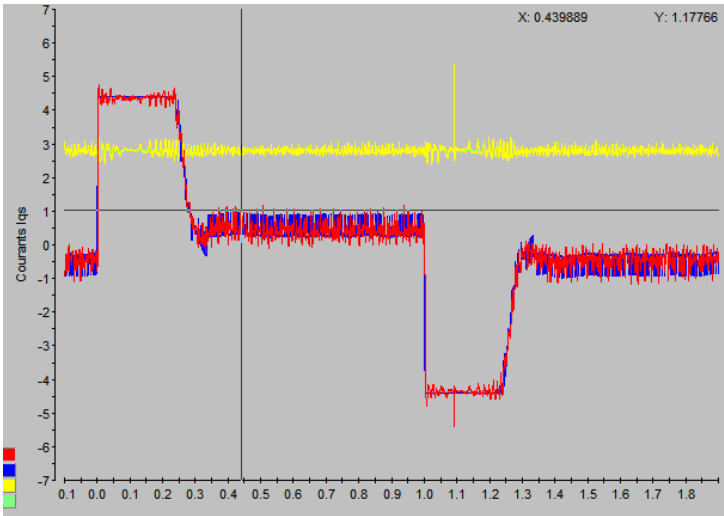


Figure 17 : Allures de I_{ds}^* , I_{ds} , I_{qs}^* , I_{qs} , Ω^* , Ω lors d'inversions de vitesses successives de +50 rd/s à -50 rd/s.

Régulation

INTRODUCTION

La commande vectorielle utilisée dans ce document est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.

Par rapport au schéma qu'on a étudié, 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.

DÉCOUPLAGE

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement ⁴ par rapport à I_{ds} et I_{qs} , s'écrivent :

⁴ Hypothèse que l'on vérifie aussi bien en simulation qu'expérimentalement.

$$V_{ds} = (R_s + p\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs}$$

$$V_{qs} = (R_s + p\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}$$

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

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}$$

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

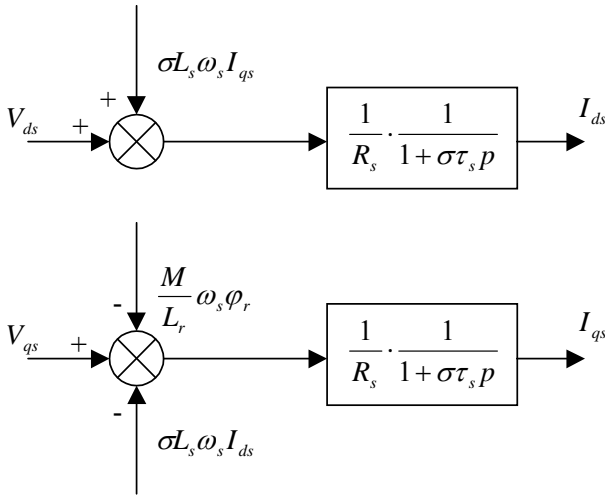


Figure 18 : Modèle de la machine

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 19.

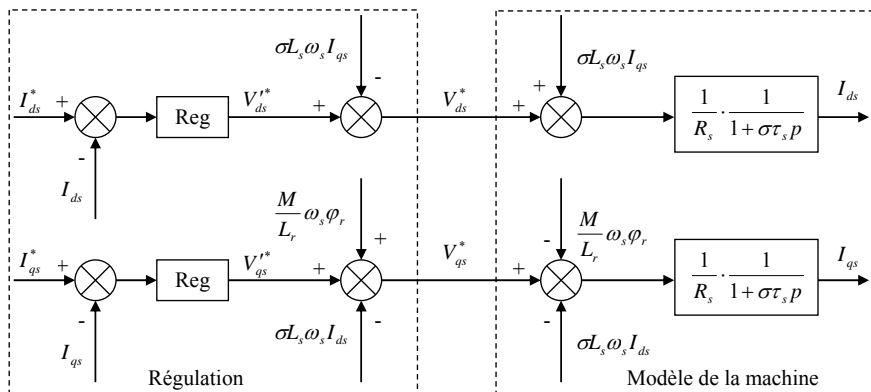


Figure 19 : Découplage par addition des termes de compensation

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

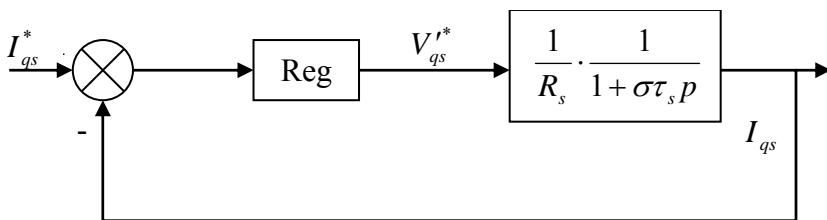


Figure 20 : Boucle I_{qs} après découplage

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).

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 :

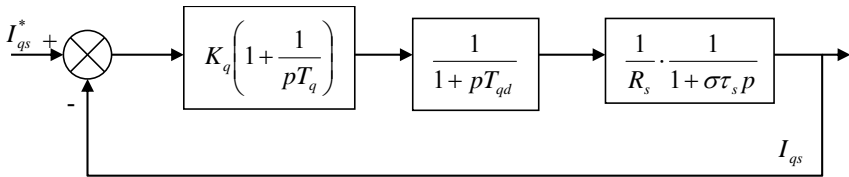


Figure 21 : Boucle de régulation du courant I_{qs}

La fonction de transfert en boucle ouverte (BO) 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.

$$T_q = \sigma \tau_s$$

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

La fonction de transfert en boucle fermée (BF) 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_q T_{qd}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}}} \end{array} \right.$$

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

D'où :

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

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

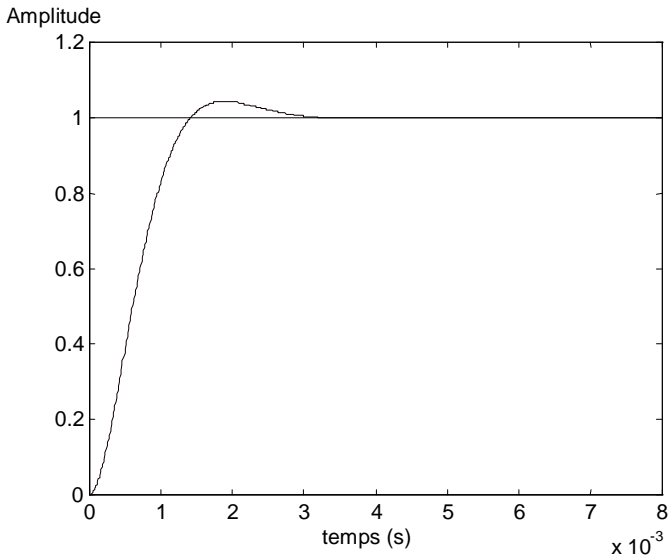


Figure 22 : Réponse de G_{fi} à un échelon (système continu)

Nous obtenons une marge de gain de près de 79 dB et une marge de phase de 65.3° , ce qui nous garantit 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 retons est :

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

$$K_p = K_q$$

Avec :

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

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

Les contrôleurs de courant ayant été réglés en se servant des paramètres de la machine identifiée. Nous présentons les courbes de simulation et d'expérimentation de l'évolution du courant I_{ds} suite à un échelon sur sa référence (Figure 23).

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

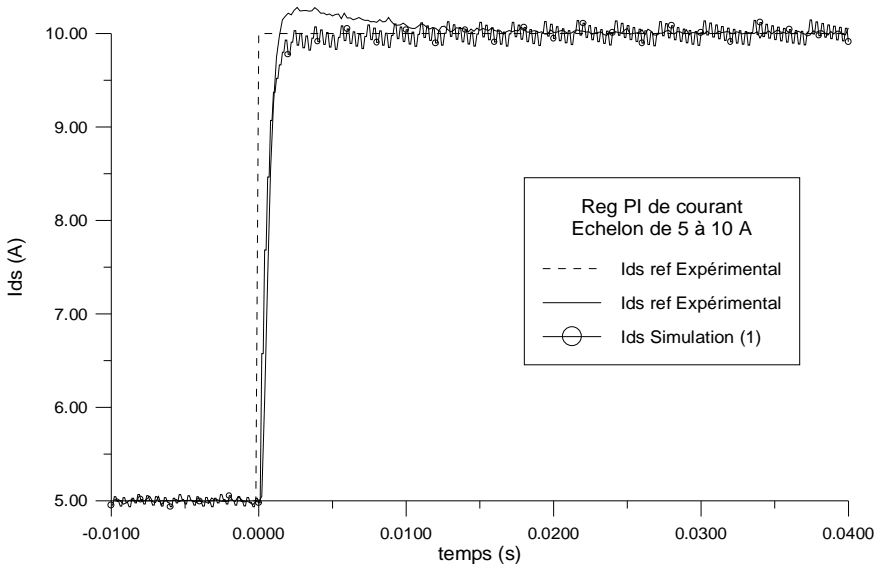


Figure 23 : Echelon sur I_{ds}^* , passage de 5 à 10 A

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 microcontrôleurs actuels.

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.; Segquier, 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.

Exercice d'application

COMMANDE EN COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Une machine asynchrone est commandée en IRFO. C'est une commande en courant ; la boucle de vitesse est donc inexistante et les références de courant sont directement imposées par l'utilisateur. La transformation triphasé - diphasé utilisée est celle de Clarke.

Dans le repère dq , la référence de courant i_{ds}^* est de 8 A et elle est constante.

La valeur maximale que peut prendre la référence de courant i_{qs}^* est de 15 A.

Les caractéristiques de la machine sont :

$$R_s = 2,25 \Omega$$

$$R_r = 0,7 \Omega$$

$$L_s = 0,1232 \text{ H (les inductances et la mutuelle sont cycliques)}$$

$$L_r = 0,1122 \text{ H}$$

$$M = 0,1118 \text{ H}$$

Nombre de paires de pôles $p=2$

$$J = 0,038 \text{ kg m}^2$$

- 1 Quel est ce type de contrôle, sur quel vecteur flux cherche-t-on à placer l'axe "d" du repère tournant ?
- 2 Nous allons démontrer les équations de ce type de contrôle vectoriel.
 - 2.1 A partir de :

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

Ecrivez φ_{ds} , φ_{qs} , i_{dr} , i_{qr} en fonction du reste des variables (φ_{dr} , φ_{qr} , i_{ds} , i_{qs}). Notez que $\sigma L_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$

2.2 Eliminez φ_{ds} , φ_{qs} , i_{dr} , i_{qr} des équations :

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

2.3 Ce contrôle vectoriel implique $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$. Montrez que l'on obtient le système d'équations :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ 0 = \frac{1}{\tau_r} \varphi_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \\ 0 = \omega_r \varphi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{qs} \end{cases}$$

2.4 Le terme $\frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt}$ est négligé et les termes

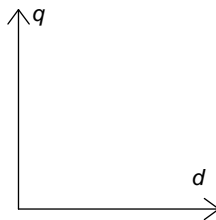
$\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r$ sont appelés termes couplages.

On peut les compenser. Montrez alors que la fonction de transfert des courants de la machine pour les deux axes est :

$$\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s p}$$

- 2.5 Montrez que le flux rotorique répond avec une constante de temps du 1^{er} ordre. Ecrivez sa fonction de transfert.
- 2.6 Trouvez comment génère t on la pulsation rotorique puis l'angle de Park.
- 3 Décrivez cette commande en expliquant le rôle des différentes parties.
- 4 Calculer les constantes de temps statorique τ_s et rotorique τ_r de la machine.
- 5 Combien vaut $\sigma \tau_s$, que peut on dire au sujet du temps de réponse des courants par rapport à celui du flux rotorique ?
- 6 Dans le repère dq (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) :
- 6.1 Calculer le module du vecteur flux rotorique.
- 6.2 Calculer le module du vecteur flux statorique (pour $i_{qs}^* = 0$ A et pour $i_{ds}^* = 15$ A).

Dessiner les vecteurs flux rotorique et statorique pour les 2 cas de figure. Dessinez également (avec une autre échelle mais sur le même schéma) le vecteur courant i_s et ses deux composantes i_{ds} , i_{qs} .



Repère dq

- 6.3 Quelle est la signification de l'angle entre les deux vecteurs flux.

- 7 Montrez que le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{qs}$$

Quelle est la valeur maximale du couple électromagnétique que peut générer la machine à l'aide de ce contrôle et sans dépasser les limites.

- 8 Que vaut le courant statorique (par exemple i_{as}), valeur max et valeur efficace (pour $i_{qs}^* = 15$ A).
- 9 Que deviennent ces valeurs si l'on avait utilisé dans notre schéma de commande une transformation de Concordia au lieu d'une transformation de Clarke tout en gardant les mêmes valeurs pour les références i_{ds}^* et i_{qs}^* .
- 10 La vitesse de la machine ne dépend que du couple électromagnétique ; c'est-à-dire qu'il n'y a pas de frottements. La machine est supposée "fluxée" avec une consigne de courant $i_{ds}^* = 8$ A et le courant i_{qs}^* passe de 0 à 15 A à $t=0$. On suppose que les boucles de courant répondent instantanément.

Combien de temps met la machine pour atteindre les 500 tr/mn. Trouvez vous ce temps réaliste ?

- 11 Quel est le comportement de la machine si au moment où elle atteint les 500 tr/mn on met brusquement $i_{qs}^* = 0$ A.
- 12 Quel est le comportement de la machine si au moment où elle atteint les 500 tr/mn on met brusquement $i_{qs}^* = -15$ A.

Est ce qu'elle atteindrait dans ce cas un régime permanent, si oui lequel, si non expliquer.

Sujets d'examen

EXAMEN 1

Documents non autorisés Durée 1h30

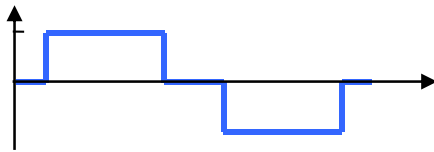
Question : (2 pts)

Le courant que l'on impose à chaque phase d'une MS commandée est représenté ci-contre.

Quel est ce type de commande ?

Quelle est l'allure de la f.e.m. de la MS correspondante ?

Quel est la valeur du courant imposé à $t=0$ dans les autres phases ?



Problème : (18 pts) Commande vectorielle d'un Moteur Asynchrone

Les paramètres de la machine considérée sont :

$$R_s = 2,25 \, \Omega,$$

$$\sigma \tau_s = 0,005 \, \text{s}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} = 0,160 \, \text{s}$$

$M=0,1118$ H (les inductances et la mutuelle sont cycliques)

$L_r=0,1122$ H

Nombre de paires de pôles $p=2$

$J=0,038$ kg m², couple résistant négligeable.

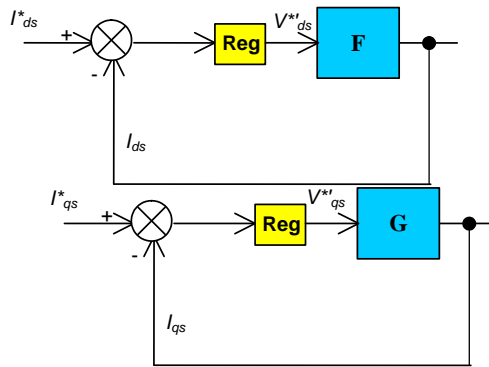


Figure 1

1. Quel est le principe de la commande vectorielle ?
2. Qu'est ce qu'une IRFO ?
3. Soit les schémas blocs de la figure 1. F et G représentent les fonctions de transfert de courant. Les équations de la machine en IRFO deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ 0 = \frac{1}{\tau_r} \varphi_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \\ 0 = \omega_r \varphi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{qs} \end{cases}$$

Les termes $\left(-\omega_s \sigma L_s i_{qs} , +\omega_s \sigma L_s i_{ds} , +\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \right)$ représentent les termes de couplage entre les deux axes d et q . On regroupe ces termes de couplage sous la forme :

$$v'_{ds} = v_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt}$$

$$v'_{qs} = v_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt}$$

Appliquer la transformation de Laplace sur toutes les équations (toujours autour d'un point de fonctionnement).

4. Exprimez $\frac{i_{ds}(p)}{v'_{ds}(p)}$ et $\frac{i_{qs}(p)}{v'_{qs}(p)}$.
5. Que valent F et G ? Quelle est la constante de temps de réponse du courant d'axe d et d'axe q ?
6. Les régulateurs sont des PI. On se propose d'éliminer le pôle et d'imposer un nouveau à l'aide du régulateur. Exprimer la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF).
- 6.1. Calculer K_p et T_i pour avoir un temps de réponse $t_r=600 \mu s$ à 95% de la valeur finale.
- 6.2. Y aura-t-il un dépassement ? Existera-t-il une erreur statique ?
7. Les boucles de courant sont maintenant bien réglées. On considère qu'elle répondent instantanément. Quels sont les blocs à rajouter au système des deux boucles de régulation pour constituer une commande en courant vectorielle complète ?
8. Trouver la fonction de transfert du flux rotorique $\frac{\varphi_r(p)}{i_{ds}(p)}$. Avec quelle constante de temps le flux répond-il ?
9. Le couple électromagnétique s'exprime : $C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{qs}$. On peut donc régler le couple en agissant sur l'une ou l'autre des variables. Laquelle choisit on habituellement et pourquoi ?

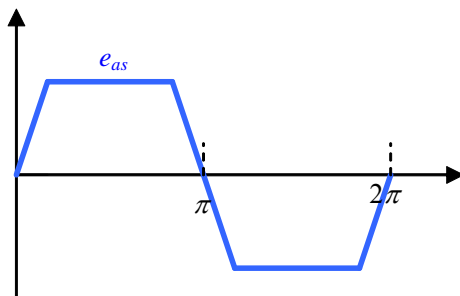
10. De la 4^{ème} équation, trouver l'expression de $\omega_s = f(i_{qs}, i_{ds}, \Omega)$ et des paramètres de la MAS (on considère le flux constant).
11. On "fluxe" la MAS en imposant un courant $i_{ds}=8,9$ A. Quelle est la valeur du flux rotorique correspondant ?
12. Calculer la valeur du couple pour $i_{qs}=0$ A, $-16,5$ A et $16,5$ A (ce sont les valeurs limites maximales).
13. Quel est le comportement de la MAS si à $t=0$ (machine fluxée), on impose $i_{qs}=16,5$ A ?
14. A quel instant, t_l , atteint elle 600 tr/mn ? Quel est alors la valeur de la pulsation de glissement et celle de la pulsation statorique ?
15. A l'instant t_l on applique $i_{qs}=0$ A, comment se comporte la machine ?
16. On fixe maintenant le flux à sa moitié ($i_{ds}=4,45$ A). Quel est le couple maximal que peut alors développer la machine ? De quoi dépend la vitesse maximale ?

EXAMEN 2

Documents non autorisés Durée 1h30

Exercice 1 : (2 pts)

- 1 Une machine synchrone présente une f.e.m. de la forme ci-contre :
 - 1.1 Dessinez la forme des courants (i_{as} par exemple par rapport à e_{as}) qu'il faudra imposer pour obtenir une commande efficace.
 - 1.2 Quel est le nom de cette commande ?

**Exercice 2 :** (18 pts)

Une machine asynchrone est commandée en V/f .

1. Quel est ce type de commande ? Est elle répandue ? Donner des exemples d'utilisation.

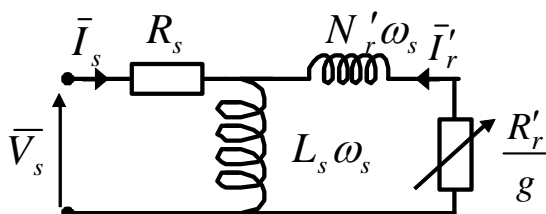


Figure 2

- 1.1. Les paramètres de la machine sont :

$$R_s = 2,25 \, \Omega$$

$$R_r = 0,7 \, \Omega$$

$L_s=0,1232$ H $L_r=0,1122$ H $M=0,1118$ H (les inductances et la mutuelle sont cycliques)

Nombre de paires de pôles $p=2$

Calculer les paramètres du schéma équivalent ramené au stator avec fuites magnétiques totalisées au rotor.

On rappelle que $N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s}$, $N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2$ et

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

1.2. On néglige la résistance statorique R_s et on rappelle que le

$$C_e = 3 \frac{P}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} I_r'^2.$$

On peut approximer le couple par une droite pour les faibles glissements ($g \ll 1$). Ecrire dans ce cas, l'équation de la droite $C_e = f(g)$. Exprimer le coefficient directeur de la droite en fonction des éléments du schéma et de la tension d'entrée.

1.3. Calculer ce coefficient si la machine est alimentée sous 230 V efficace par phase et à 50 Hz.

2. **La commande est en boucle ouverte (B.O.)** (c'est-à-dire sans régulation de vitesse).

2.1. Tracer rapidement le schéma de commande.

Le coefficient $\frac{V_s}{f_s} = \frac{230}{50}$ (V/Hz) pour $f_s \leq 50$ Hz. Au delà,

V_s reste constant à 230 V pour $f_s \geq 50$ Hz

2.2. On fixe $f_s=50$ Hz. La machine entraîne une charge de couple constant $C_r=30$ Nm. A quelle vitesse mécanique Ω le système tournant se stabilise t il (exprimer là en rd/s et en tr/mn) ?

3. **La commande est en boucle fermée (B.F.)** (c'est-à-dire avec régulation de la vitesse mécanique).

3.1. Tracer rapidement le schéma de commande.

3.2. La machine entraîne la même charge ($C_r=30$ Nm) et la vitesse mécanique de consigne est fixée à $\Omega^*=1500$ tr/mn.

Quelle est alors la fréquence statorique imposée par le contrôle ? (on cherchera d'abord le glissement).

3.3. La vitesse mécanique de consigne est maintenant fixée à $\Omega^*=1000$ tr/mn. Quelle est alors la fréquence statorique f_s et le glissement g .

EXAMEN 3

Documents non autorisés Durée 1h30

Un moteur asynchrone est commandé suivant le schéma de la figure 1.

1. Quel est ce type de commande ? Quel type d'onduleur utilise t on ?
2. Expliquez le fonctionnement du schéma de régulation.
3. On veut calculer ce que l'on met dans le bloc $f(\omega_r)$ à partir du schéma de la figure 2.
 - 3.1. Que représente le schéma de la figure 2 ?
 - 3.2. A partir de ce schéma, écrire les equations en tension en notation complexe.
 - 3.3. Exprimer la f.e.m. $\bar{E}_s = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s$ en fonction des courants.

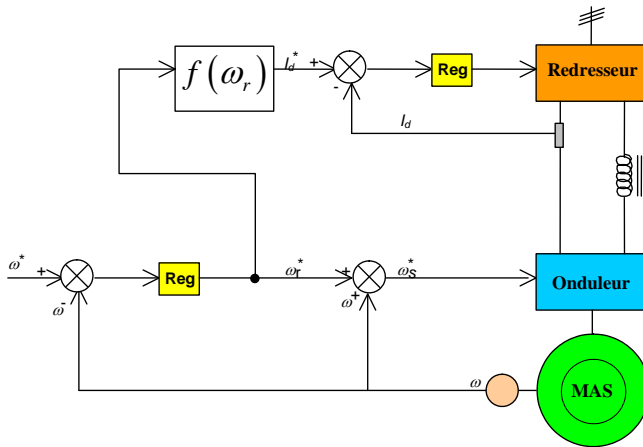


Figure 1

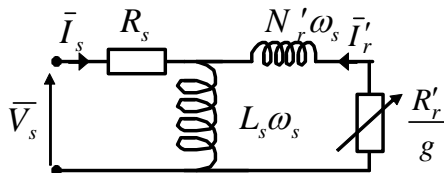


Figure 2

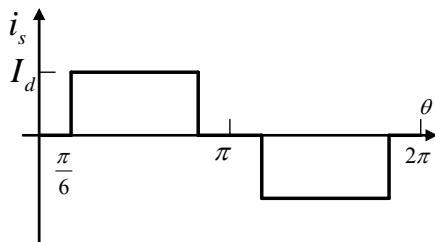


Figure 3

3.4. Exprimer $\bar{I}_s + \bar{I}'_r = f(\bar{I}_s, g, \omega_s, L_s, N'_r, R'_r)$.

3.5. En vous aidant des formules ci-dessous, exprimer

$\bar{I}_s + \bar{I}'_r = f(\bar{I}_s, g, \omega_s, \tau_r, \sigma)$ puis montrer que

$$\bar{I}_s + \bar{I}'_r = \bar{I}_s \frac{1 + j\sigma\tau_r\omega_r}{1 + j\tau_r\omega_r}$$

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

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{L'_r}{R'_r}, \quad N'_r = \sigma L'_r$$

$$\begin{cases} N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \\ R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \end{cases} \quad \bar{I}'_r = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s} \right)$$

3.6. En régime permanent, le flux s'exprime en module comme

$$\varphi_s = \frac{E_s}{\omega_s}, \text{ exprimer alors } I_s = f(\varphi_s, L_s, \omega_r, \tau_r, \sigma)$$

3.7. Expliquer comment utiliser cette fonction dans le schéma de commande. A quoi sert elle ?

4. Le convertisseur statique impose un courant statorique dont la forme est représentée en figure 3.

4.1. Quelle est la valeur efficace I_s du fondamental de i_s ?

4.2. Quelle est la valeur efficace I de i_s ?

- 4.3. Pourquoi doit on utiliser la valeur efficace du fondamental plutôt que la valeur efficace totale ?
- 4.4. Dédire alors la formule finale à mettre dans le bloc $f(\omega_r)$.

EXAMEN 4

Documents non autorisés Durée 1h30

Exercice 1 (4 pts) :

Soit une machine synchrone en commande vectorielle. $C_e = p \left((L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Psi_f I_{qs} \right)$. La MS entraîne une charge à 500 tr/mn avec un couple de charge de 50 Nm en régime permanent.

1. Pourquoi choisit-on de mettre I_{ds} à 0 si $L_d = L_q$? Que veut dire $L_d = L_q$?
2. Quel est le déphasage de $i_{as}(t)$ par rapport à la f.e.m. $e_{as}(t)$?
3. Dessinez, sur un diagramme dq , les vecteurs E_s , I_{ds} , I_{qs} , I_s , Ψ_f
4. Que se passe-t-il si $i_{as}(t)$ était en retard de $\pi/2$ par rapport à $e_{as}(t)$?

Exercice 2 (16 pts) :

Soit une régulation **de position** par une commande vectorielle de MAS.

$$\begin{cases} \theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{I_{qs}^*}{\tau_r I_{ds}^*} \right) dt \\ \varphi_r = \frac{M}{1 + p\tau_r} I_{ds} \end{cases} \quad C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs}$$

$$\varphi_r = 1 \text{ Wb}$$

$$L_r = 0,1122 \text{ H} \quad M = 0,1118 \text{ H}$$

$$p = 2 \quad J = 0,01 \text{ kg m}^2$$

1. Quel est le nom de cette commande et son abréviation en anglais ?
2. Quel est son principe (en 5 lignes) ?
3. Quelles sont les boucles de régulation nécessaires et leur interaction (connexion) entre elles ?
4. Pourquoi doit-on calculer l'angle θ_s ? A quoi sert-il ? Où va-t-on l'utiliser dans le schéma et dans le programme de commande ?
5. Dessinez rapidement le schéma
6. Soit un tableau `const unsigned int sinusTable[]` de 256 valeurs de la fonction sinus en notation Q_{12} en **Cà2** sur une période (comme en TP).
 - a. Trouver les éléments **s1**, **s2**, **s3**, **c1**, **c2**, **c3**, que doit calculer le DSC, tel que :

$$\begin{cases} s_1 = \sin(\theta) \\ s_2 = \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ s_3 = \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} c_1 = \cos(\theta) \\ c_2 = \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ c_3 = \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

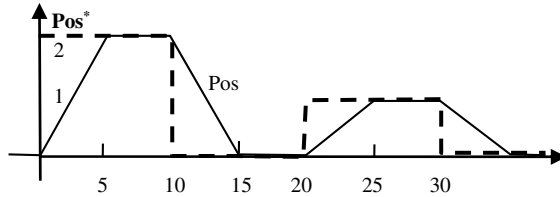
On donne `s1=SinusTable[theta>>8];`

et `th=theta>>8;`

avec `th` variant de `0x0000` à `0x00FF`

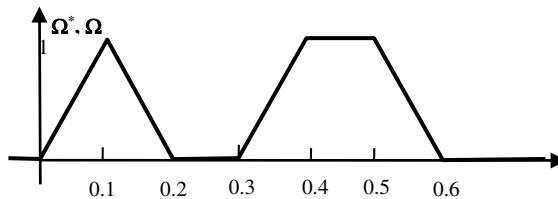
et `theta` variant de `0x0000` à `0xFFFF` pour représenter θ de 0 à 2π

- b. Si le maximum de la valeur du tableau `sinusTable[]` est `0x1000` et représente 1, quel est le minimum qui représente -1 ?



7. Soit le profil de position (référence et mesure) du système régulé.

Dessiner le profil de vitesse correspondant et calculer Ω_{\max} . On supposera que les boucles de courant répondent instantanément et sans limitation.



8. On est maintenant en régulation de vitesse (sans boucle de position). Soit le profil de vitesse ci-contre. Il n'y a pas de frottement et $C_r=0$.

Dessinez le couple électromagnétique C_e correspondant, puis I_{qs} et I_{ds} en calculant leurs valeurs.

9. Si $I_{qs}=10\text{A}$, quel est le couple électromagnétique et en combien de temps la vitesse passe de -100 rd/s à $+100\text{ rd/s}$?

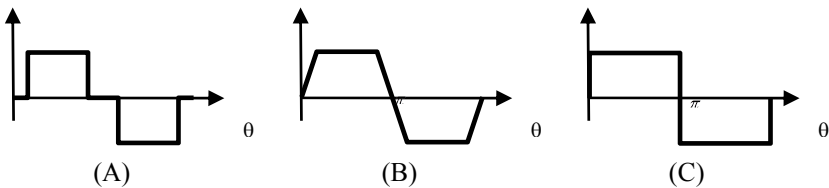
EXAMEN 5

Documents non autorisés Durée 1h30

Exercice 1 (pts) :

Soit les 3 profils de f.e.m. correspondants à 3 machines synchrones en autopilotage (commande 120°) parfait.

5. Avec quel angle de déphasage, entre la f.e.m. et le courant de phase correspondant, obtient-on un autopilotage parfait ?



6. En classant les machines suivant la puissance électromagnétique, laquelle de ces propositions est vraie :
- $P_A < P_B < P_C$
 - $P_A > P_B > P_C$
 - $P_A = P_B = P_C$
7. Si la f.e.m. d'une MS à aimants permanents est sinusoïdale, est ce l'on doit appliquer une commande 120° ? sinon, que doit on utiliser ?
8. Dessinez, sur un diagramme dq , les vecteurs E_s , I_{ds} , I_{qs} , I_s , ψ_f de cette machine

Exercice 2 (pts) :

On désire faire tourner un pétrin à pain à l'aide d'un moteur électrique et d'un réducteur de vitesse (de rapport $r=10$). Sur la plaque signalétique on lit : 1420 rpm, 230/400V, 21/12 A, 5.5 kW, $\cos\phi$ 0.8, IP55

- Quel est ce type de moteur ?
- Quel type de commande doit-on utiliser ?
- Le moteur est connecté en étoile sur le réseau 400 V classique. Doit-on le brancher en étoile ou en triangle ? et quel est le courant nominal qu'il absorbe ?
- Le moteur est maintenant commandé. Quelle est l'électronique de puissance associée ? Dessinez rapidement son schéma puis le schéma de commande.
- Quelle est l'erreur que l'on commet sur la vitesse (sans régulateur de vitesse) avec ce type de commande ? Le pain en souffrira-t-il ? Cette erreur est constante ou dépend elle de la charge ? Justifiez (courbes, équations)

Exercice 3 (pts) :

Soit une MAS commandé en IRFO. Les équations comportent des termes de couplage que l'on a regroupé.

$$V_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} = V'_{ds}$$

$$V_{qs} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{ds} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} = V'_{qs}$$

$$\tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \quad \omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs} \quad C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs}$$

$$\varphi_r = 1 \text{ Wb}$$

$$R_s = 2,25 \Omega, \quad \sigma \tau_s = 0,005 \text{ s}$$

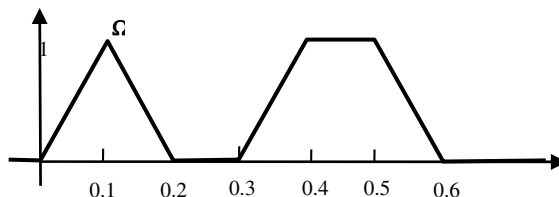
$$L_r = 0,1122 \text{ H} \quad M = 0,1118 \text{ H}$$

$$p = 2 \quad J = 0,01 \text{ kg m}^2$$

$$f = 0,05 \text{ Nm s/rd}$$

$$C_e - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$$

1. Que signifie IRFO ?
2. Dessinez sur un diagramme vectoriel dq et $\alpha\beta$: I_{ds} , I_{qs} , I_s , φ_r , φ_s
3. Que signifie l'angle entre l'axe d et l'axe α et celui entre les vecteurs φ_r et φ_s ?
4. Trouvez la formule de calcul de l'angle de Park à partir des équations
5. Ecrivez en Laplace les 4 équations différentielles ci-dessus.
6. Avec quelle constantes de temps répondent les variables I_{ds} , I_{qs} , φ_r et Ω ?



7. On suppose que les boucles de courant répondent instantanément et sans limitation. On est en régulation de vitesse. Soit le profil de vitesse ci-dessus. Il n'y a plus de frottement : $f=0$.

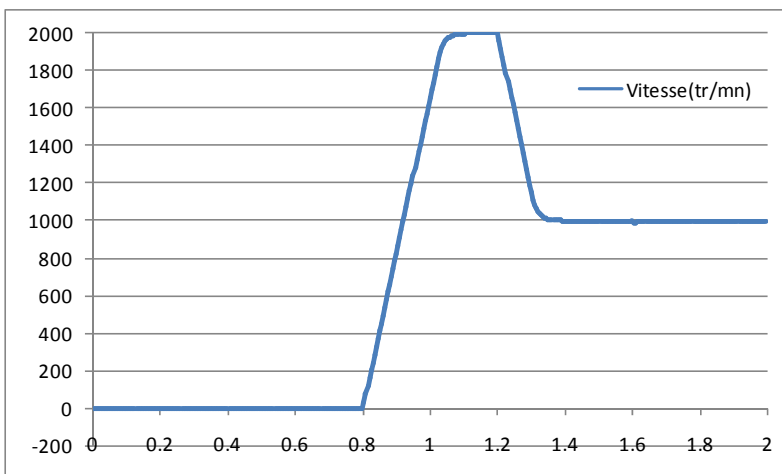
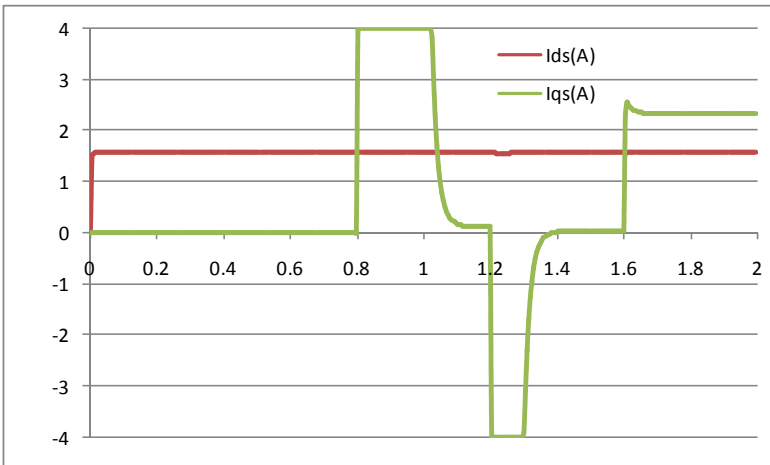
Dessinez le couple électromagnétique C_e correspondant.

EXAMEN 6

Documents non autorisés Durée 1h30

Exercice

Soit les courbes relevées lors de la commande IRFO d'une MAS. On donne $C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$ et $\varphi_r = \frac{M}{1 + p \tau_r} i_{ds}$. Les paramètres sont : $R_s = 7.83 \Omega$, $R_r = 4.06 \Omega$, $L_s = L_r = 0.588 \text{H}$, $M = 0.5745 \text{H}$, $p = 1$ paire de pôles.



1. Que veut dire IRFO et quel est le principe de cette commande ?
2. De combien de régulateurs doit on disposer pour réaliser la commande correspondant aux figures ci-dessus ? et quels sont ils ?
3. Quelle est la limitation du courant I_q ? ⁽⁵⁾
4. Quelle est la valeur du flux rotorique ? ⁽¹⁾
5. Dessinez, à l'échelle, les courbes de Ω^* , C_e , I_{qs}^* , φ_{dr} , φ_{qr} ⁽¹⁾

Problème

Une voiture hybride dispose d'un moteur thermique à essence (ICE) et d'un moteur synchrone à f.e.m. sinus (MS). L'ICE a une puissance nominale de 50 kW à 4000 tr/mn. Il est relié au train de traction (cardans) via une CVT (courroie à transmission variable) qui permet d'avoir une "boîte de vitesse" continue, sans paliers, avec un rapport de réduction de vitesse du moteur $G \in [1, 5]$. La voiture a des pneus 195/65R15 d'un diamètre extérieur de 63 cm.

1. Quel est le couple que l'ICE produit à 4000 tr/mn ?
2. Calculez le coefficient entre la vitesse de rotation des roues et la vitesse du véhicule (km/h)
3. Au démarrage, à 1000 tr/mn, le rapport de vitesse vaut $G=5$. Quelle est la vitesse du véhicule (km/h) ?

Le moteur synchrone est monté sur le même axe que les roues. Il a $p=4$ paires de pôles. En fonctionnement tout électrique, le MS entraîne seul la voiture. On donne : $C_e = p \left((L_d - L_q) I_d + \Psi_f \right) I_q$

4. Que signifie $L_d - L_q = 0$ et $L_d - L_q > 0$? Que signifie Ψ_f ?
5. On donne $L_d - L_q = 0.005$ H, et $\Psi_f = 0.8$ Wb. Dans un repère de Park avec une Tr. de Clarke, le courant I maximum admissible

⁵ Utilisez la règle de 3 pour obtenir les valeurs exactes en x et y à partir des courbes pour faire les calculs.

est 50 A. On peut le répartir entre ses composantes d'axe d et d'axe q .

- 5.1. Calculer le couple pour $I_d=0A$ et $I_q=50 A$. Dessinez le diagramme (I, I_d, I_q, E et Ψ_f).
- 5.2. Pour $I_d =10A, 20A, 30A, -10A, -20A$, calculer I_q puis le couple.
- 5.3. Dans quel mode applique t on les courants négatifs à I_d ?
6. Pour la suite, on choisit, $I_d=0A$. La voiture étant à l'arrêt, on applique un courant $I_q =50A$. En combien de temps, la voiture atteint les 50 km/h, si l'on considère qu'il n'y a pas de frottements et que le moment d'inertie ramené au moteur est de $J=5$ SI ?
7. Combien devient ce temps si les 2 moteurs sont utilisés et que le couple de l'ICE = 100 Nm ?
8. En tout électrique, à 50 km/h, le conducteur appuie sur le frein. La voiture utilise le MS pour freiner avec le couple négatif maximum.
- 8.1. Combien de temps met-elle pour s'arrêter ?
- 8.2. Que vaut I_q ?
- 8.3. Que se passe t il si le courant I_q est maintenu à cette valeur quand la vitesse atteint 0 ?
9. Le MS est remplacée par un MS à f.e.m. trapèze.

Dessinez la f.e.m. sur 2π électriques, en indiquant les angles de changement de la forme de la fe.m..

On cherche à avoir le couple maximum, dessinez le courant de la même phase que l'on doit imposer. Comment s'appelle cette méthode de commande.

Corrigé de l'exercice d'application

La machine asynchrone est commandée en IRFO. C'est une commande en courant ; la boucle de vitesse est donc inexistante et les références de courant sont directement imposées par l'utilisateur. La transformation triphasé - diphasé utilisée est celle de Clarke.

Dans le repère dq , la référence de courant i_{ds}^* est de 8 A et elle est constante.

La valeur maximale que peut prendre la référence de courant i_{qs}^* est de 15 A.

Les caractéristiques de la machine sont :

$$R_s = 2,25 \Omega$$

$$R_r = 0,7 \Omega$$

$L_s = 0,1232$ H (les inductances et la mutuelle sont cycliques)

$$L_r = 0,1122$$
 H

$$M = 0,1118$$
 H

Nombre de paires de pôles $p = 2$

$$J = 0,038$$
 kg m²

- 1 C'est un contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique (Indirect Rotor Field Orientation : IRFO). On cherche à orienter l'axe d sur le vecteur flux rotorique.
- 2 Nous allons démontrer les équations de ce type de contrôle vectoriel.

2.1 A partir de :

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

Ecrivons φ_{ds} , φ_{qs} , i_{dr} , i_{qr} en fonction du reste des variables (φ_{dr} , φ_{qr} , i_{ds} , i_{qs}).

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \\ i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - M i_{ds}) \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr} - M i_{qs}) \end{cases}$$

avec $\sigma L_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$

2.2 Eliminons φ_{ds} , φ_{qs} , i_{dr} , i_{qr} des équations :

$$\left. \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \right\} \text{on y remplace les variables}$$

$$\text{par } \left\{ \begin{aligned} \varphi_{ds} &= \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} &= \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \\ i_{dr} &= \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - M i_{ds}) \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr} - M i_{qs}) \end{aligned} \right.$$

2.3 Ce contrôle vectoriel implique $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$. On a alors :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ 0 &= \frac{1}{\tau_r} \varphi_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \\ 0 &= \omega_r \varphi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{qs} \end{aligned} \right.$$

2.4 Le terme $\frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt}$ est négligé et les termes

$\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r$ sont appelés termes couplages.

On peut les compenser grâce à l'introduction à la sortie des

régulateurs de courant de termes calculés qui correspondent à ces termes mais de signe contraire, mais ce n'est nécessaire que si l'on veut obtenir une dynamique élevée.

En appliquant la transformation de Laplace aux équations du système, on a :

$$v_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} = v'_{ds} = (R_s + \sigma L_s p) i_{ds}$$

$$v_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r = v'_{qs} = (R_s + \sigma L_s p) i_{qs}$$

La fonction de transfert des courants de la machine pour les deux axes est : $\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s p}$

- 2.5 Le flux rotorique répond avec une constante de temps du 1^{er} ordre.

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \varphi_r + p \varphi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{ds}$$

La fonction de transfert est donc : $\varphi_r = \frac{M}{1 + p \tau_r} i_{ds}$

- 2.6 Génération de la pulsation rotorique puis l'angle de Park : A partir de la dernière équation $0 = \omega_r \varphi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{qs}$ on calcule la

pulsation rotorique $\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}}$ puis l'angle de Park

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

Généralement on utilise les références plutôt que les mesures à causes des perturbations (bruit, harmoniques MLI...) que peuvent comporter les mesures.

- 3 Description de la commande en expliquant le rôle des différentes parties.

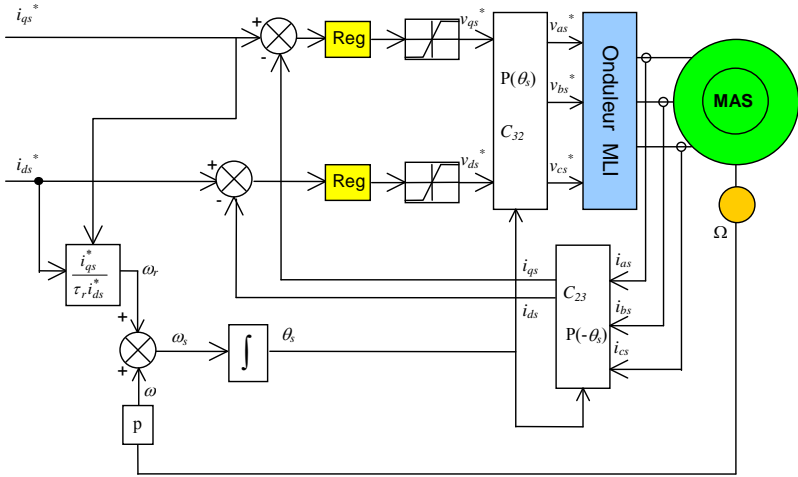


Schéma de régulation de courant de MAS en IRFO

Le régulateur de courant i_{qs} , le régulateur de courant i_{ds} , les transformations directes et inverses et le calcul de l'angle de la transformation de Park θ_s . C.f. devoir.

- 4 Calcul des constantes de temps statorique τ_s et rotorique τ_r de la machine.

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} = 0,056 \text{ s} \quad \text{et} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} = 0,160 \text{ s}$$

- 5 $\sigma\tau_s = 0,005 \text{ s}$

Les courants répondent à des échelons de tension avec une constante de temps $\sigma\tau_s$ qui est beaucoup plus faible que la constante de temps avec laquelle répond le flux sur un échelon de courant i_{ds} (τ_r)

6 Dans le repère dq :

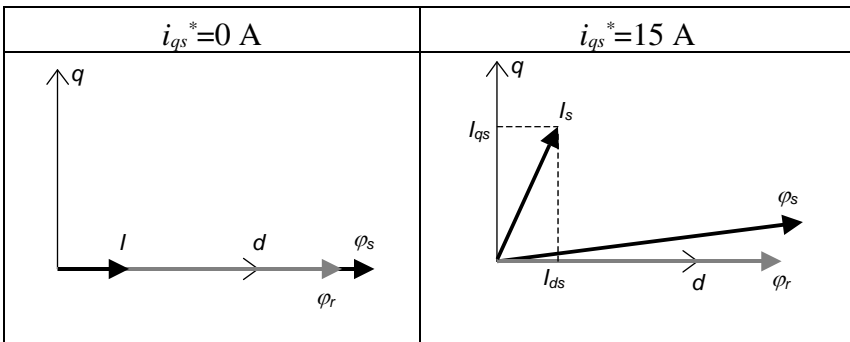
6.1 Calcul du module du vecteur flux rotorique

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2} = \varphi_r = M i_{ds} = 0,89 \text{ Wb}$$

6.2 Calcul du module du vecteur flux statorique (pour $i_{qs}^* = 0 \text{ A}$ et pour $i_{qs}^* = 15 \text{ A}$).

$i_{qs}^* = 0 \text{ A}$	$i_{qs}^* = 15 \text{ A}$
$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2}$	$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2}$
$\varphi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} = 0,986 \text{ Wb}$	$\varphi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} = 0,986 \text{ Wb}$
$\varphi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} = 0 \text{ Wb}$	$\varphi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} = 0,177 \text{ Wb}$
$\varphi_s = 0,986 \text{ Wb}$	$\varphi_s = 1 \text{ Wb}$

6.3 Diagramme des vecteurs flux rotorique et statorique pour les 2 cas de figure. Diagramme des vecteurs courants i_s et ses deux composantes i_{ds}, i_{qs} .



6.4 L'angle entre les deux vecteurs flux correspond à l'angle interne. Plus il est important, plus le couple est important.

- 7 Comme la transformation est celle de Clarke et non de Concordia, il apparaît un coefficient 3/2 sur la formule du couple.

La valeur maximale du couple électromagnétique que peut générer la machine à l'aide de ce contrôle et sans dépasser les limites correspond à i_{qs} maximal

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{qs} = 40,1 \text{ Nm}$$

- 8 Que vaut le courant statorique (par exemple i_{as}), valeur max et valeur efficace (pour $i_{qs}^* = 15 \text{ A}$).

On choisit un instant où l'axe α coïncide avec l'axe d . De sorte que :

$$i_{\alpha s} = i_{ds} = 8 \text{ A}$$

$$i_{\beta s} = i_{qs} = 15 \text{ A}$$

$$|i_{as}| = |i_s| = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = 17 \text{ A}$$

$$I_{s \text{ eff}} = 12 \text{ A}$$

- 9 Dans le cas d'une transformation de Concordia tout en gardant les mêmes valeurs pour les références i_{ds}^* et i_{qs}^* .

$$|i_{as}| = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = 13,9 \text{ A}$$

$$I_{s \text{ eff}} = 9,8 \text{ A}$$

- 10 La vitesse de la machine ne dépend que du couple électromagnétique ; c'est-à-dire qu'il n'y a pas de frottements. La machine est supposée "fluxée" avec une consigne de courant $i_{ds}^* = 8 \text{ A}$ et le courant i_{qs}^* passe de 0 à 15 A à $t=0$. On suppose que les boucles de courant répondent instantanément.

Pour atteindre 500 tr/mn

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e$$

$$J \frac{\Delta\Omega}{\Delta t} = C_e$$

$$\Delta t = J \frac{\Delta\Omega}{C_e} = 0.038 \frac{500}{40,1} \frac{\pi}{30} = 0,050 \text{ s}$$

Ce temps est tout à fait réaliste, on peut le comparer à celui donné dans l'exemple du relevé expérimental du devoir lors de l'inversion de vitesse de -600 à $+600$ tr/mn.

- 11 Si, quand elle atteint les 500 tr/mn, on met brusquement $i_{qs}^* = 0$ A, alors sa vitesse reste constante à 500 tr/mn car le couple est nul et il n'y a pas de frottement.
- 12 Si, quand elle atteint les 500 tr/mn, on met brusquement $i_{qs}^* = -15$ A, la vitesse décroît avec un couple de $-40,1$ Nm.

Elle atteindra le zéro au bout de 50 ms mais continuera sa course à accélération négative constante. Elle ne pourra pas aller à une vitesse infiniment négative à cause de la limitation en tension. En effet, le système ne peut fournir plus de tension que la valeur du bus continu. Hors, plus la vitesse est grande plus la valeur en tension (appliqué à la machine par le contrôle commande pour assurer le fonctionnement) est grande ($v_{qs} \neq \omega_s \varphi_{ds}$).

Table des matières

Avant-Propos	7
A propos de l'auteur.....	9
Introduction.....	11
Modélisation	13
Modèle transitoire de la machine asynchrone	13
Hypothèses de travail	13
Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque.....	14
Transformation triphasé - diphasé.....	16
Transformation de Park	19
Choix du repère dq	22
Modèle de la machine asynchrone en régime permanent	25
Commande	31
Commande scalaire	31
Contrôle en V/f de la machine asynchrone	32
Contrôle scalaire du courant.....	35
Commande vectorielle.....	36
Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO).....	40
Régulation	49
Introduction	49
Découplage.....	49

Régulation des courants	52
Conclusion	57
Bibliographie	59
Exercice d'application	61
Commande en couple d'une Machine Asynchrone	61
Sujets d'examen.....	65
Examen 1.....	65
Examen 2.....	69
Examen 3.....	72
Examen 4.....	75
Examen 5.....	78
Examen 6.....	80
Corrigé de l'exercice d'application.....	83
Table des matières	91

