

Chapitre I

Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes de son fonctionnement [1],[2].

Dans un premier temps nous rappellerons la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé. Nous expliciterons, ensuite, via la transformée de *Park*, les équations d'état dans un repère diphasé lié au champs tournant (repère dq). Dans un seconde temps nous présenterons la modélisation de l'onduleur de tension triphasé. Nous terminerons ce chapitre par la présentation de la technique de commande vectorielle d'une machine asynchrone.

I.1 Modélisation de la machine asynchrone

I.1.1 Présentation de la machine

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encochage dû à la forte variation de la réluctance qui perturbe le couple. Cette inclinaison facilite également le démarrage et rend le fonctionnement plus silencieux. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté.

I.1.2 Les hypothèses simplificatrices

La machine électrique est prodigieusement complexe. Pour sa modélisation, nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [1],[2] :

- entrefer constant,
- effet d'encochage et pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement négligeable,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer,
- circuit magnétique parfaitement feuilleté et non saturé (perméabilité magnétique constante).

Ceci entraîne :

- un champ magnétique sinusoïdal,
- l'additivité vectorielle des flux,
- des inductances propres constantes.

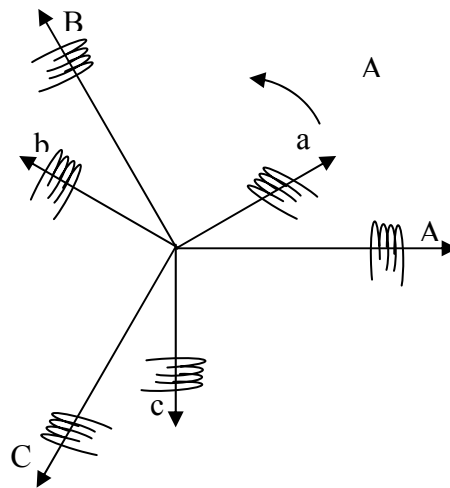


Figure 1.1 : Rotor et stator en triphasé

I.1.3 Equations des tensions

Nous écrivons en notation matricielle les équations électriques suivantes dans le repère a, b, c [6] [8].

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Maintenant, nous exprimons les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix}$$

$$\text{et} \quad [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique,

l_{ss} : inductance mutuelle entre phases statoriques,

l_{rr} : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor $[M_{sr}]$ dépend de la position angulaire θ_m entre l'axe du stator et celui du rotor.

Nous obtenons donc les équations électromagnétiques suivantes :

$$[V_{sk}]_{k=a,b,c} = R_s [i_{sk}]_{k=a,b,c} + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sk}] \}_{k=a,b,c} + \{ [M_{sr}] [i_{rk}] \}_{k=a,b,c} \quad (1.5)$$

$$[V_{rk}]_{k=a,b,c} = R_r [i_{rk}]_{k=a,b,c} + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{rk}] \}_{k=a,b,c} + [M_{sr}] [i_{sk}]_{k=a,b,c} \quad (1.6)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application : les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ_m et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [2], [6], [8].

I.1.4 Modélisation dans le repère de *Park*

A présent, nous allons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère diphasé. Cette transformation s'appelle transformation de *Park* [P]. Elle transforme le système en un système équivalent diphasé (Figure 1.2).

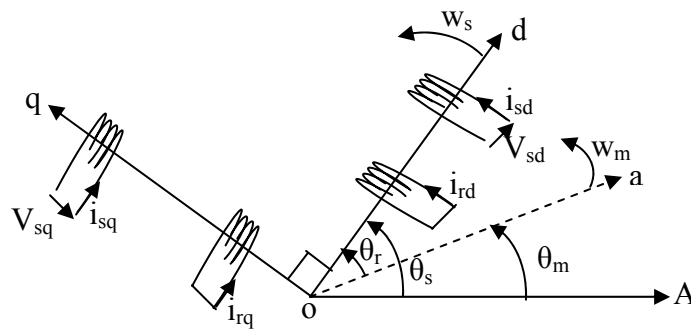


Figure 1.2 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de *Park*)

La matrice modifiée de *Park* est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

L'application de la transformation de *Park* donne :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_s \\ -W_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_r \\ -W_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Les équations magnétiques s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (1.11)$$

et

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.12)$$

Où :

$L_s = l_s - l_{ss}$: Inductance propre cyclique du stator,

$L_r = l_r - l_{rr}$: Inductance propre cyclique du rotor,

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

W_m : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator,

W_s : Vitesse de rotation du repère (dq) par rapport au stator,

$W_r = W_s - W_m$: Vitesse de rotation du repère (dq) par rapport au rotor.

I.1.5 Application de la théorie des phaseurs

A tout système de grandeurs triphasées $X_A(t)$, $X_B(t)$, $X_C(t)$ (tels que les courants, les tensions et les flux), on peut associer un vecteur tournant défini par la relation suivante (pour simplifier, on écrit : $\overline{X} = X$) [2], [4]:

$$X(t) = K[X_A(t) + aX_B(t) + a^2X_C(t)] \quad (1.13)$$

Où : K est un coefficient au choix de l'utilisateur :

$$K = \frac{2}{3} \quad : \text{pour une représentation vectorielle conservant l'amplitude}$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad : \text{pour une représentation vectorielle conservant la puissance}$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad : \text{Opérateur de position à } 120^\circ$$

Ce vecteur X tourne avec une vitesse angulaire égale à la pulsation électrique des grandeurs du système triphasé. On peut représenter l'application de ce concept à la machine asynchrone dans Fig. 1.3.

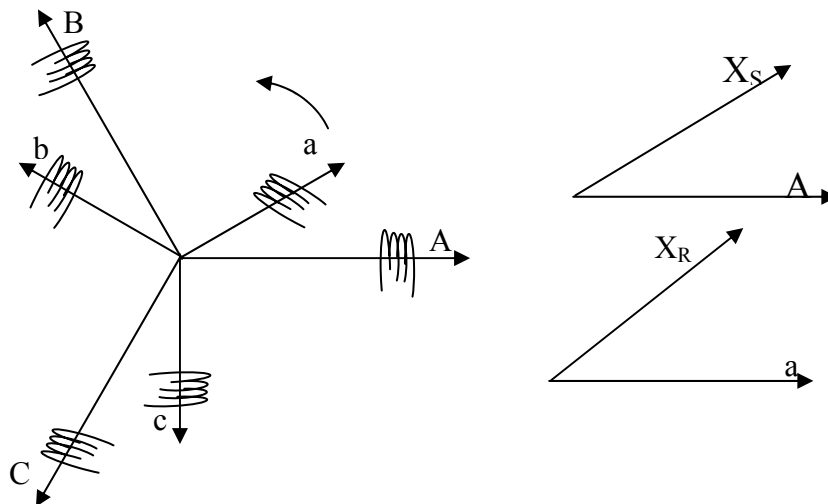


Fig. 1.3 : Vecteurs tournants équivalents aux systèmes triphasés statorique et rotorique

On peut définir également les relations inverses :

$$\begin{cases} X_A = \frac{2}{3K} \text{ Réel } \{X\} \\ X_B = \frac{2}{3K} \text{ Réel } \{aX\} \\ X_C = \frac{2}{3K} \text{ Réel } \{a^2X\} \end{cases} \quad (1.14)$$

Où $\text{Réel } \{ \}$ représente la partie réelle de l'expression entre $\{ \}$.

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées : $\phi_s, i_s, V_s, \phi_r, i_r$

I.1.5.1 Changement de référentiel de la grandeur vectorielle

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels : (S) lié au stator, (R) lié au rotor, (T) lié au champ tournant (Fig. 1.4).

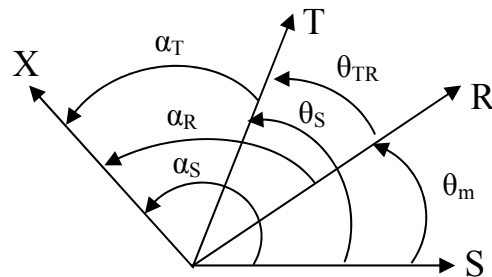


Fig. 1.4 : position des systèmes d'axes

D'après cette figure, on a :

$$X_{(T)} = X e^{j\alpha_T} \quad \text{dans le référentiel lié au champs tournant (T),}$$

$$X_{(S)} = X e^{j\alpha_S} \quad \text{dans le référentiel lié au stator (S),}$$

$$X_{(R)} = X e^{j\alpha_R} \quad \text{dans le référentiel lié au rotor (R).}$$

A partir de la position angulaire de chaque référentiel par rapport à un autre, on déduit l'expression de changement du référentiel.

- changement de (S) vers (T) :

$$X_{(T)} = X_{(S)} e^{-j\theta_S} \quad \text{avec} \quad \theta_S = \alpha_S - \alpha_T \quad (1.15)$$

- changement de (R) vers (T) :

$$X_{(T)} = X_{(R)} e^{-j\theta_{TR}} \quad \text{avec} \quad \theta_{TR} = \alpha_R - \alpha_T \quad (1.16)$$

- changement de (S) vers (R) :

$$X_{(R)} = X_{(S)} e^{-j\theta_m} \quad \text{avec} \quad \theta_m = \alpha_S - \alpha_R \quad (1.17)$$

I.1.5.2 Modèle vectoriel de la machine asynchrone

I.1.5.2.1 Réduction de la matrice des inductances

Le flux statorique dans la machine est donné par le vecteur ϕ_S comme suit :

$$\phi_S = K[\phi_{sa} + a\phi_{sb} + a^2\phi_{sc}] \quad (1.18)$$

Le remplacement des flux ϕ_{sa} , ϕ_{sb} , ϕ_{sc} par leurs expressions (1.3) et (1.4) et les courants par leurs phaseurs dans (1.16) donne :

$$\phi_S = K \begin{bmatrix} i_{sa}(l_s + al_{ss} + a^2l_{ss}) + i_{sb}(l_{ss} + al_s + a^2l_{ss}) + i_{sc}(l_{ss} + al_{ss} + a^2l_s) \\ + i_{ra} \left(M_{sr} \cos \theta_m + aM_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) + a^2M_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ + i_{rb} \left(M_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) + aM_{sr} \cos \theta_m + a^2M_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ + i_{rc} \left(M_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) + aM_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) + a^2M_{sr} \cos \theta_m \right) \end{bmatrix}$$

Après développement on aura :

$$\begin{aligned} \phi_S &= (l_s + al_{ss} + a^2l_{ss})i_{sa} + \left(M_{sr} \cos \theta_m + aM_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) + a^2M_{sr} \cos \left(\theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \right) i_{ra} \\ &= (l_s - l_{ss})i_s + \frac{3}{2}M_{sr}(\cos \theta_m + j \sin \theta_m)i_r = L_s i_s + M \cdot i_r e^{j\theta_m} \\ &= L_s i_s + M \cdot i_r' \end{aligned} \quad (1.19)$$

Avec :

$$L_s = l_s - l_{ss} \quad \text{Inductance cyclique statorique}$$

$$M = \frac{3}{2}M_{sr} \quad \text{Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.}$$

$$i_r' = i_r e^{j\theta_m} \quad \text{Courant rotorique dans le référentiel statorique selon les expressions de changement du référentiel précédent.}$$

Si on fait la même chose pour le flux rotorique, on trouve :

$$\phi_r = L_r i_r + M \cdot i_s' \quad (1.20)$$

Avec :

$$L_r = l_r - l_{rr} \quad \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$i_s' = i_s \cdot e^{-j\theta_m} \quad \text{Courant statorique dans la référentiel rotorique selon les expressions de changement du référentiel.}$$

En utilisant les relations de changement de référentiel, on peut ramener le flux rotorique au stator :

$$\phi'_r = \phi_r \cdot e^{j\theta_m} = (L_r i_r + M \cdot i'_s) e^{j\theta_m} = L_r i'_r + M \cdot i_s$$

On remarque que les paramètres inductifs dans les expressions de flux statorique et rotorique ne changent pas.

I.1.5.2.2 Equation de tension dans le modèle vectoriel

L'application de la théorie des phaseurs à (1.1) et (1.2) engendre :

- pour le stator :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (1.21)$$

- pour le rotor :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (1.22)$$

L'équation (1.21) étant décrite dans le référentiel fixe du stator, sa description dans le référentiel unique d'observation sera assurée par la relation (1.15) telle que :

$$V_s e^{j\theta_s} = R_s i_s e^{j\theta_s} + \frac{d(\phi_s e^{j\theta_s})}{dt} \quad (1.23)$$

Après dérivation et simplification par le terme exponentiel non nul, il en découle :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + jW_s \phi_s \quad (1.24)$$

L'équation (1.22) étant décrite dans le repère du rotor, déjà en rotation avec θ_{TR} , son expression dans le repère d'observation (T) sera définie comme suit par utilisation de l'expression (1.16):

$$V_R = R_R i_R + \frac{d\phi_R}{dt} + j(W_s - W_m) \phi_R \quad (1.25)$$

On aura finalement :

$$\begin{cases} V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j W_s \phi_s \\ V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j(W_s - W_m)\phi_r \\ \phi_s = L_s i_s + M \cdot i_r \\ \phi_r = L_r i_r + M \cdot i_s \end{cases} \quad (1.26)$$

Où : $V_s, V_r, i_s, i_r, \phi_s, \phi_r$ sont représentés dans une repère d'observation par θ_s

$W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: est la vitesse électrique du repère d'observation.

I.1.6 Expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques est donnée par :

$$\begin{aligned} P_e &= [R_{\text{éel}}(V_s i_s^*) + R_{\text{éel}}(V_r i_r^*)] \\ &= P_{\text{pertes}} + P_{\text{électromagnétique}} + P_{\text{mécanique}} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Donc :

$$\begin{aligned} P_{\text{mécanique}} &= P_e - P_{\text{pertes}} + P_{\text{électromagnétique}} = C_e \Omega_m \\ &= \left[R_e (V_s i_s^*) + R_e (V_r i_r^*) - R_s i_s^2 - R_r i_r^2 - R_e \left(\frac{d\phi_s}{dt} \cdot i_s^* \right) - R_e \left(\frac{d\phi_r}{dt} \cdot i_r^* \right) \right] \end{aligned} \quad (1.28)$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions vectorielles on trouve :

$$C_e \cdot \Omega_m = R_e (-j W_m \phi_r i_r^*) \quad (1.29)$$

Donc :

$$C_e = p(\phi_r \times i_r) = p(\phi_s \times i_s) \quad (1.30)$$

Avec :

$$W_m = p \Omega_m$$

Ω_m : vitesse mécanique.

p : nombre de paires de pôles.

I.1.7 Représentation du modèle vectoriel de la machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β)

A partir des équations électriques vectorielles (1.26) pour un référentiel lié au stator on a :

$$\begin{cases} V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j W_m \cdot \phi_r \end{cases} \quad (1.31)$$

- l'équation du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = p(\phi_s \times i_s) \quad (1.32)$$

- l'équation mécanique est :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_e - f \cdot \Omega - C_r \quad (1.33)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottements visqueux.

C_r : couple de charge.

Les équations (1.31), (1.32) et (1.33) définissent le modèle vectoriel de la machine asynchrone dont le schéma bloc est donné par la figure (1.5).

Remarque : f_1 et f_2 sont des fonctions exprimant i_s et i_r en fonction de Φ_s et Φ_r en utilisant les équations 1.26.

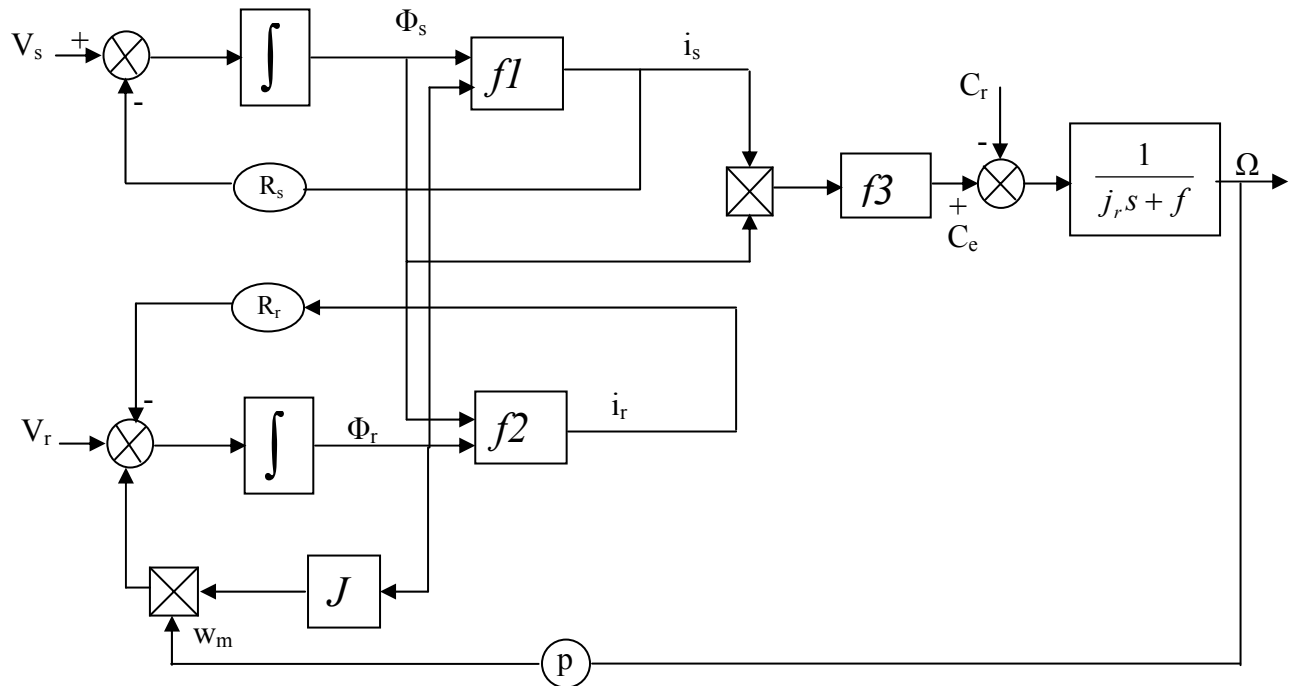


Figure 1.5 : Schéma bloc du modèle vectoriel de la machine asynchrone

I.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur [1], [2], [18].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

La figure (1.6) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le *MAS* :

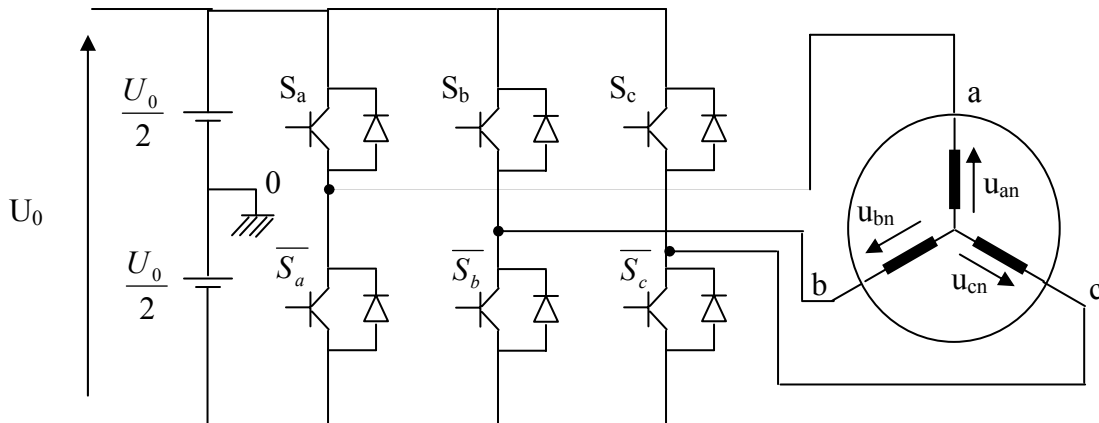


Figure (1.6) schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le *MAS*

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (1.34)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions, continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (1.35)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de *MAS* et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé, alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (1.36)$$

La substitution de (1.36) dans (1.35) aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (1.37)$$

En remplaçant (1.37) dans (1.35), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (1.38)$$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on trouve :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1.39)$$

I.3 Commande vectorielle de la machine asynchrone

I.3.1 Généralités

La commande de la machine asynchrone est devenue un domaine de recherche très actif durant ces dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le besoin de prendre sa structure d'état non- linéaire [5].

Différentes méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, la commande par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée, vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications [5].

Après la modélisation de la machine à induction, nous étudierons la commande numérique de la machine par la méthode du flux orienté avec modèle en courant. Nous donnerons les schémas de commande et les résultats de simulation.

I.3.2 Principe de la commande par orientation de flux rotorique (CV-OFR)

Dans la commande vectorielle la machine à induction est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (1.7).

Le courant I_{ds} est analogue au courant d'excitation I_e , tandis que le courant i_{qs} est analogue au courant d'induit i_a . En conséquence, les deux composantes I_{ds} et I_{qs} sont mutuellement découplées [5], [7], [11].

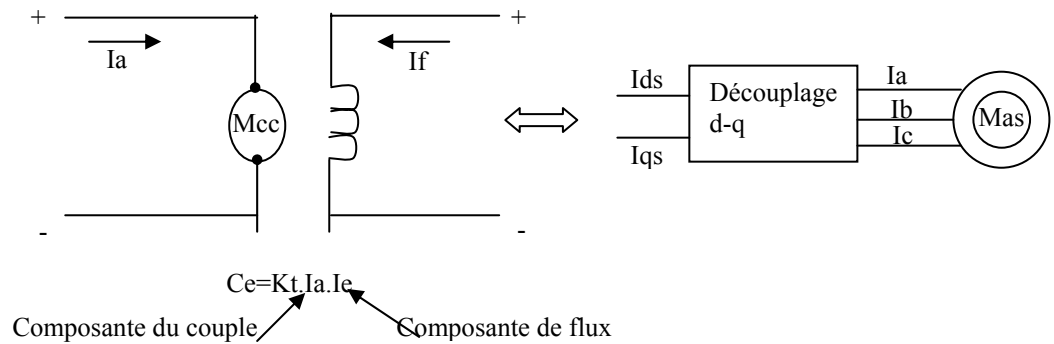


Fig.1.7 Analogie avec le moteur à courant continu

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{ds}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{qs}) donnant le couple électromagnétique. La commande vectorielle peut être réalisée par l'orientation de l'un des trois flux rotorique, statorique ou d'entrefer :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{qr} = 0$$

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{qs} = 0 \tag{1.40}$$

$$\phi_{dg} = \phi_g \quad \text{et} \quad \phi_{qg} = 0$$

Ceci est applicable sur la machine alimentée en courant ou en tension.

Dans les trois référentiels le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant (I_{qs}), mais seul le choix du flux rotorique permet un découplage caractérisé par une indépendance du flux et de la composante du courant en quadrature avec le flux. De plus ce choix permet d'avoir un couple de démarrage important, ce qui justifie le recours à ce type d'orientation du flux.

I.3.3 Système global de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (CV-OFR)

A partir des équations de *Park* (1.9, 1.10) et (1.11, 1.12), en prenant comme variables de contrôle les composantes du courant statorique i_{ds} et i_{qs} et en considérant les flux rotoriques

(ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et la vitesse Ω comme variables d'état, le modèle de la machine asynchrone alimenté en courant est représenté par les équations suivantes :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.41)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & W_r \\ -W_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \quad ; \quad X = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

Par ailleurs, pour réaliser le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, on peut choisir les conditions $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_{dr} = \phi_r$. Ainsi, les équations de la machine deviennent [7],[9] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} - W_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + W_s \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r + W_s \sigma L_s I_{sd} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot I_{sd} \\ W_r = \frac{M}{T_r \phi_r} I_{sq} \\ Ce = \frac{pM}{L_r} \phi_r I_{sq} \end{cases} \quad (1.42)$$

L'application de la transformation de *Laplace* au système (1.42) permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) I_{sd} + s \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r - W_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) I_{sq} + W_s \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r + W_s \sigma L_s I_{sd} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + sT_r} I_{sd} \\ W_r = \frac{M}{T_r \phi_r} I_{sq} \\ Ce = \frac{pM}{L_r} \phi_r I_{sq} \end{cases} \quad (1.43)$$

On constate que l'équation du couple est analogue à celle du couple délivré par la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre réaction en utilisant un régulateur PI. Par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, son contrôle le plus simple est du type à réaction.

I.3.4 Principe du contrôle par hystérésis

Le contrôle par hystérésis force le courant de phase à poursuivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine asynchrone garantit un couple électromagnétique non fluctuant [5],[10].

L'approche la plus simple utilisée à cette fin est une stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (voir figure 1.9) à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence.

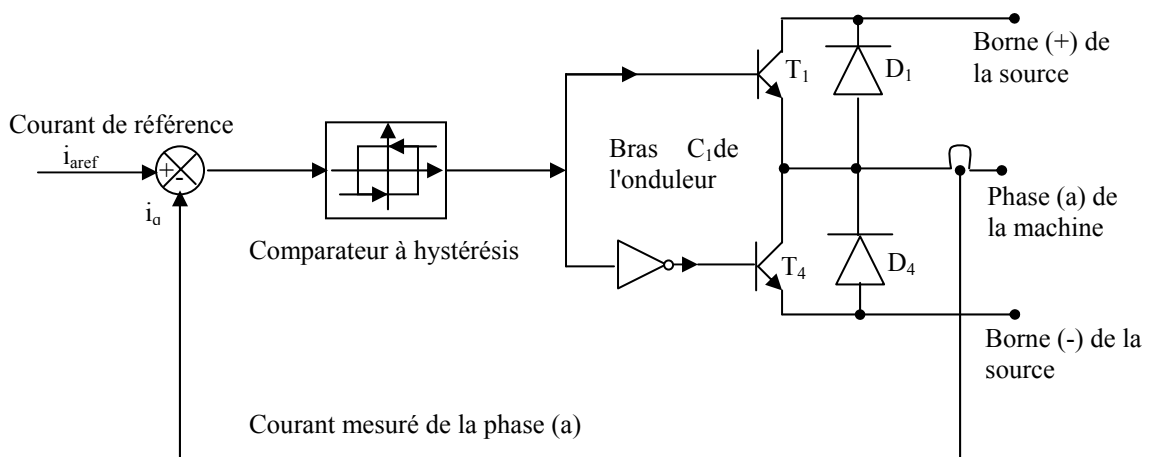


Figure 1.9 : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

De ce fait, les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=a,b,c$) de l'onduleur sont définies en terme d'états logiques correspondants de la façon suivante:

$$\begin{aligned}
 S_i &= -1 \quad \text{si} \quad i_i \geq i_{ref} + \Delta i \\
 S_i &= 1 \quad \text{si} \quad i_i \leq i_{ref} - \Delta i \\
 S_i &= S_{i-1} \quad \text{si} \quad i_i = i_{ref}
 \end{aligned}
 \tag{1.44}$$

Avec :

i_i ($i=1,2,3$) les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{iref} ($i=1,2,3$) les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

Δi la bande d'hystérésis. Elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.

Schéma bloc de la commande de la machine asynchrone alimentée en courant

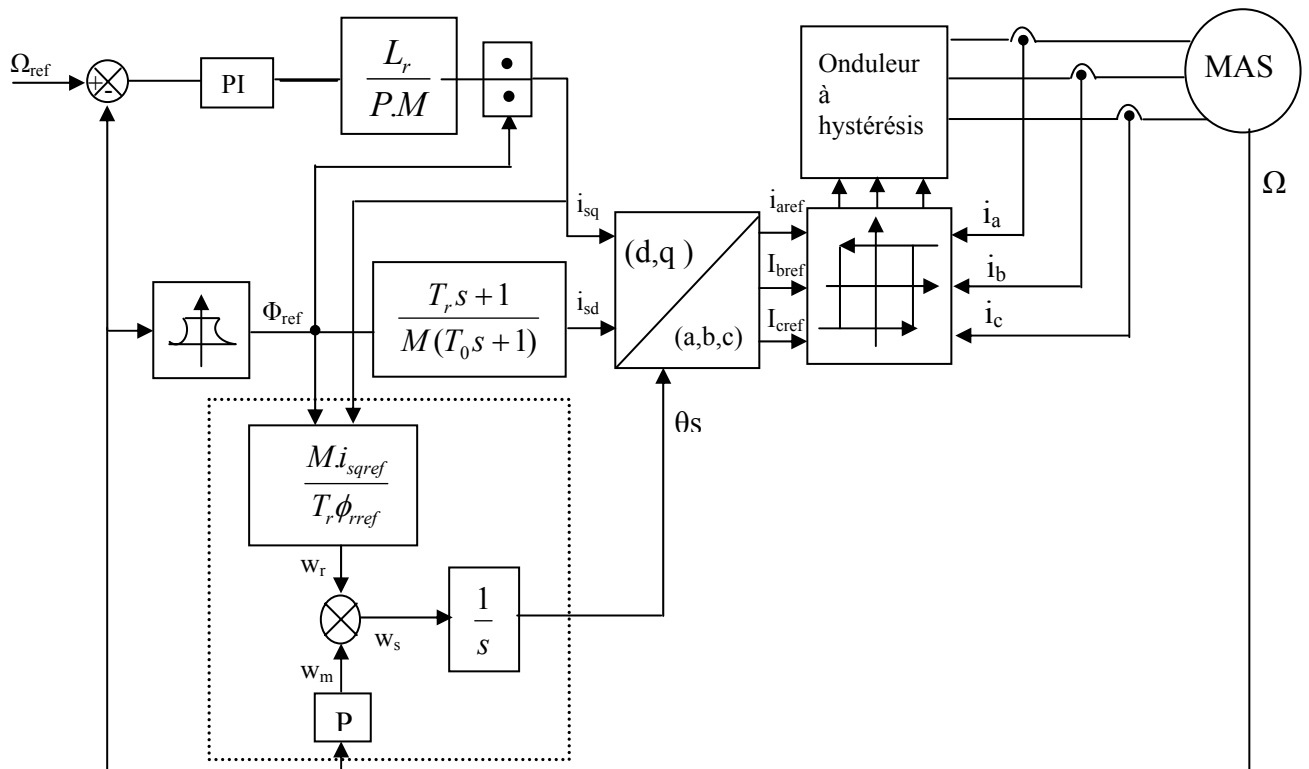


Fig.1.10 Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte d'une MAS alimentée en courant

Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine et en particulier de la résistance rotorique qui change avec la température.

Le pôle $(-1/T_0)$ est implanté dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérive du flux. Le régulateur PI, utilisé pour la vitesse, est calculé suivant l'approche analytique développée dans l'annexe. La constante de temps associée au régulateur PI ($\tau = k_p/k_i$) est choisie en tenant compte de la constante de temps statorique (L_s/R_s) qui caractérise la dynamique du courant d'alimentation.

Le défluxage est défini par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \phi_{ref} &= \phi_{r0} && \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_0 \\ \phi_{ref} &= \frac{\phi_{r0} \times \Omega_0}{|\Omega|} && \text{pour } |\Omega| > \Omega_0 \end{aligned} \tag{1.45}$$

avec : ϕ_{ref} : flux rotorique de référence;

ϕ_{r0} : flux rotorique nominal;

Ω_0 : vitesse nominale de rotation.

Remarque : le calcul des paramètres des différents régulateurs est donné dans l'annexe B.

I.4 Résultats de simulation

I.4.1 Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte

Les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel avec l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone sont évaluées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe A.

Nous avons effectué une inversion du sens de rotation du vitesse (100 rd/s à -100 rd/s) avec l'application d'un couple de charge de 25 Nm à $t=0.5$ s dans le but d'observer la variation temporelle de la vitesse et du couple électromagnétique à vide lors du démarrage. Lors de l'application du couple de charge, on note un dépassement au niveau de la réponse dynamique de la vitesse.

La figure (1.11) montre les performances de la régulation. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement.

La composante directe du flux rotorique marque un pic de 1.5 Wb puis se stabilise à sa valeur de référence 1 Wb tandis que la composante en quadrature subit un dépassement de 0.6Wb puis s'annule pratiquement en régime établi ; ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.

On constate ainsi d'après la figure (1.11) que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens du rotation de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t = 0.5$ s, puis se stabilisent en régime permanent, alors que le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de ce réglage vis à vis de larges variations de vitesse.

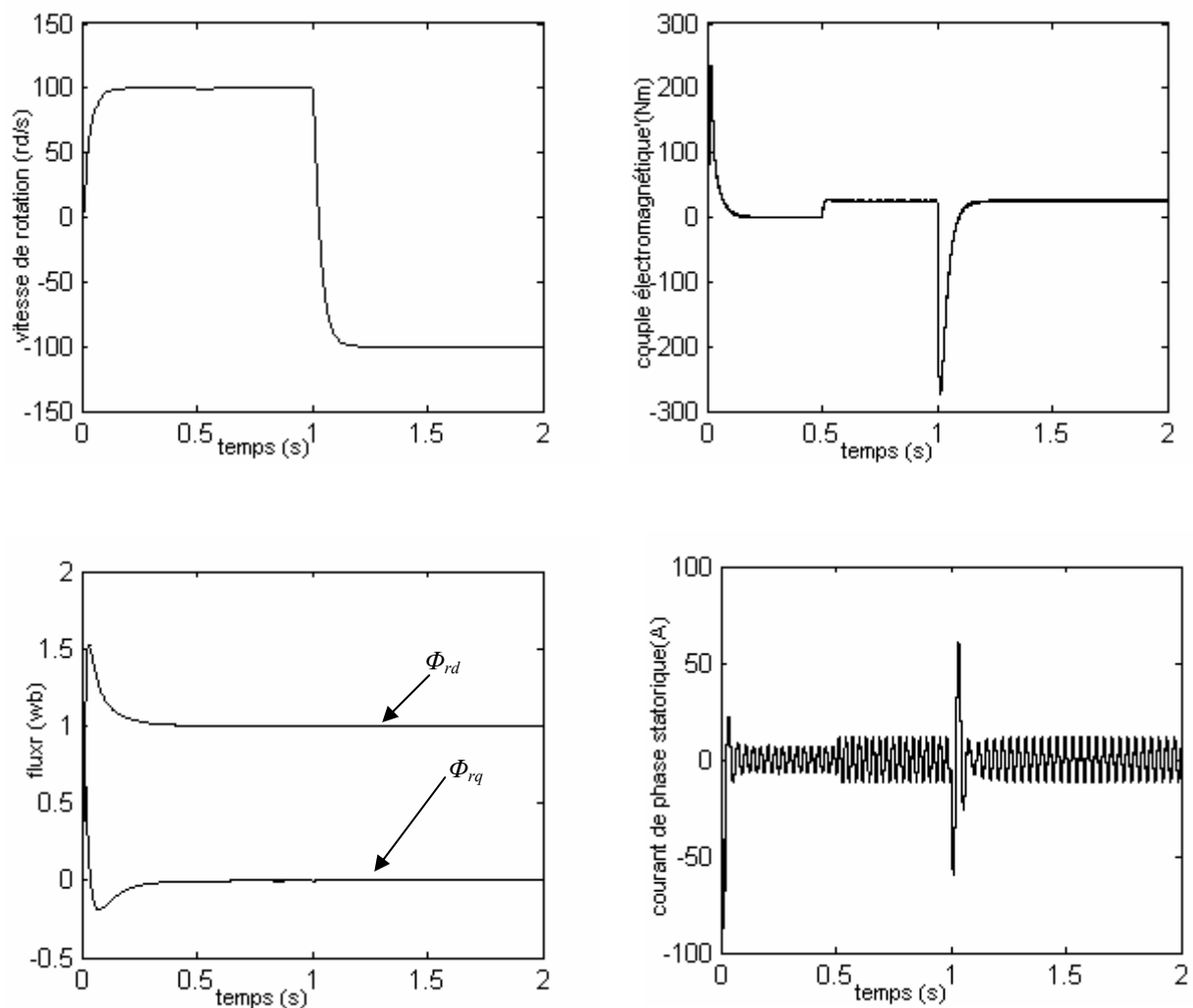


figure 1.11. Simulation d'une régulation par CVI d'un MAS alimenté en courant

I.4.2 Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

La figure (1.12) montre les réponses dynamiques de la machine lors des variations de la résistance rotorique et du moment d'inertie.

On note d'après ces résultats de simulation, obtenus pour différentes valeurs des deux paramètres (R_r , J) qu'une diminution de 50% de la résistance ou une augmentation de 50% du moment d'inertie entraîne une augmentation du temps de réponse de la vitesse.

Pour la dynamique du flux rotorique, on note que lors de l'augmentation de la résistance rotorique de 50%, la composante du flux rotorique selon l'axe (d) marque un pic de 1.7 Wb, puis se stabilise à sa référence, tandis que la composante en quadrature fait un pic de 0.6 Wb et s'annule en régime établi.

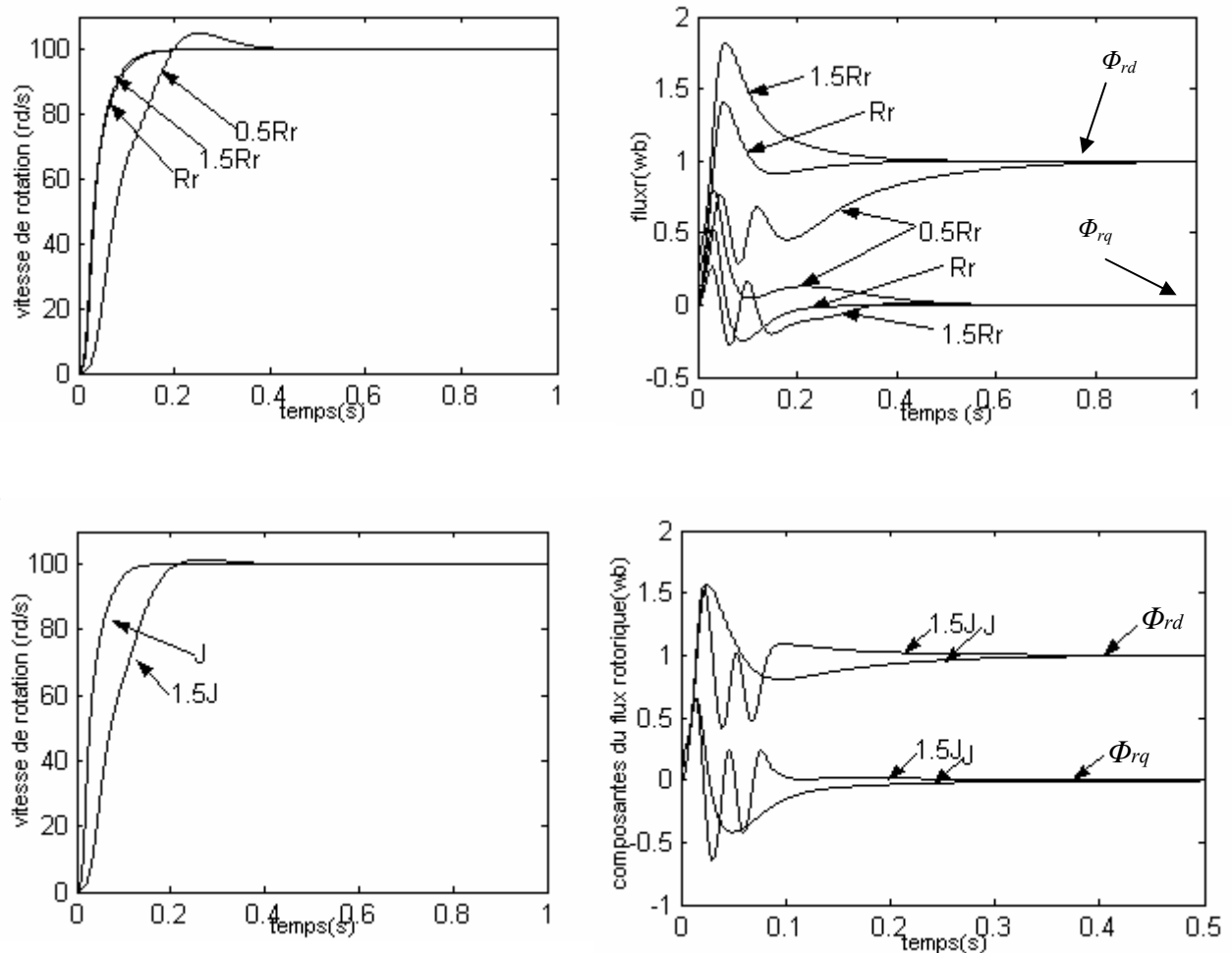


Figure 1.12 robustesse de la commande vis-à-vis de la variation de ses paramètres (R_r , J)

I.5 Critique de la commande vectorielle

Elle nécessite une bonne connaissance de Φ_s , ce qui impose généralement un capteur de grandeur mécanique pour déterminer la vitesse Ω ou la position Φ_{Rs} de l'arbre de la machine.

Sa mise en œuvre impose l'application de la transformation de *Park*. Les grandeurs traitées sont en fait des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre d'une méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées [3], [15], [23].

Le contrôle du couple moyen est effectué par l'intermédiaire du contrôle des courants et dépend donc des performances de ces contrôles.

Un changement de température ou de fréquence provoque une modification des résistances et inductances statoriques et rotoriques. Ces modifications entraînent une perte de découplage d'où détérioration des performances de la machine.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone par deux méthodes : l'application directe de la transformation de *Park* au modèle général de la machine et l'utilisation de la notion de vecteurs tournants (phaseurs). En effet, cette dernière méthode donne des équations plus compactes et est, par conséquent, plus simple à utiliser.

On a montré aussi quelques aspects de la commande vectorielle ainsi que son application à la machine à induction. Les résultats des simulations obtenus ont montré que la commande vectorielle est très sensible vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Finalement, nous avons terminé ce chapitre par des critiques montrant les contraintes et les limitations du contrôle à flux orienté. Ces contraintes ont donc conduit à s'intéresser à d'autres solutions pour commander le couple des machines asynchrones. C'est l'une de ces solutions qui sera étudiée dans les prochains chapitres.