

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE UNIVERSITE DE BOUIRA FACULTE DES SCIENCES ET DES
SCIENCES APPLIQUEES



L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

COURS
COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES
Pour 2^{ème} master : machine éclectique

Préparé par : Mr. SERHOUD Hicham
Maître de Conférences "A"

Présentation de la Brochure

Ce document est un support de cours sur la commande des machines électriques. Il comporte une introduction à la modélisation de la machine (asynchrone/synchrone) en régime transitoire, une présentation de la commande scalaire et de commande vectorielle et une introduction de la commande directe du couple (DTC).

Contenu de la matière :

Cette brochure de travaux est destinée aux étudiants de deuxième année master machines électriques, il est constitué des parties suivant :

1. Rappels sur la modélisation de la machine asynchrone
2. Variateurs de vitesse basée sur des machines asynchrones et synchrones.
3. Commande vectorielles des machines synchrones et asynchrones
4. Control direct du couple des moteurs asynchrones (DTC)).

Objectifs

- Connaître les différents systèmes électriques d'actionneurs électrique (moteur + charges mécanique et convertisseurs statiques)
- Être capable d'établir un modèle de simulation d'un système électrique comprenant moteur électriques, électronique de puissance et commande
- Être capable de simuler un modèle de commande dans l'environnement Matlab/Simulink
- Être capable de dimensionner les correcteurs présents dans les asservissements des moteurs par une méthode adaptée

Table des matières

Liste des Symboles	
PARTIE I : PARTIE I : Rappels sur la modélisation de la machine asynchrone	1
1.1 Introduction	1
1.2 Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage	2
1.3 Hypothèses simplificatrices	2
1.4 Système d'axes coordonnés (U-V)	2
1.5 Les matrices de rotation	3
1.6 Mode de l'état de machine dans la référence α - β	3
1.7 Référentiel fixe par rapport au rotor	6
1.8 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	6
1.9 Modélisation de la MAS en utilisant les vecteurs complexe	7
PARTIE2: Variateurs de vitesse basée sur des machines asynchrones et synchrones	9
2.1 Introduction	9
2-2. Modélisation de l'onduleur de tension	9
2.3 contrôle de l'onduleur de tensions par la technique MLI	11
2-4 Commande scalaire de la machine asynchrone	11
2-5-Contrôle scalaire de la tension	12
2-6 Contrôle scalaire du courant	13
2-6 Contrôle scalaire du courant	13
2-7 Régulation de la vitesse	14
2-8 Les résultats de simulation de commande scalaire de la MAS	15
2.9 Asservissement de vitesse de la machine synchrone(MSAP)	16
2-10- Modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	16
2.11 Structure de commande des courants de la MSAP	17
PARTIE 3 Commande vectorielles des machines synchrones et asynchrones	18
3.1. Principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents(MSAP)	18
3.2.découplage par compensation:	19
3.3. Calcul des régulateurs	20
3.3.1 Régulateur de courant i_d	20
3.3.2 Régulateur de courant i_q	21
3.3.3. Calcul du régulateur de vitesse	21
3.4 structure générale de la (FOC) appliqué a la MSAP	22
3.5 La commande vectorielle de la machine asynchrone par orientations du flux rotorique	23
3.6 Principes de la commande vectorielle par orientation flux rotorique en tension	24
3.7 Découplage par compensation	26
3.8 Bloc de défluxage	27
3.9 Calculs des régulateurs	28
3.9.1 Régulation de vitesse pour la commande vectorielle indirecte	28
3.9.2 Régulation de courant statorique i_s	28
3.10 Structure de la commande vectorielle directe du MAS en tension	29
3.10.1 organisations fonctionnelles de la commande vectorielle directe	29
3.10.2 Calcul du régulateur de flux	30
3.10.3 Calcul du régulateur de couple	31
3.10.3 Calcul du régulateur de vitesse pour la commande vectorielle directe	32
3.11 Estimation du flux rotorique	32
PARTIE 4:Commande direct du couple de la machine asynchrone	33
4-1. Principe du control direct de couple	33
4-2 fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée	34
4-3 Contrôle du vecteur de flux statorique	35
4.4 Estimation du Flux	36
4-5 Estimation du Couple	36
4.6 Elaboration du contrôle de flux	37
4.7 Le correcteur de couple	37

4.8 Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude \square s	38
TP1: étude du phénomène transitoire de la machine asynchrone avec onduleur MLI sous Matlab/Simulink	39
TP2: command scalaire de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink	42
TP3: commande vectorielle de la MSAP sous Matlab/Simulink	43
TP4: commande vectorielle de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink	45
TP5: Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone sous Matlab/Simulink	46
BIBLIOGRAPHIE	49

Liste des Symboles

DTC : Commande Directe du Couple
FOC : Commande Vectorielle à Flux Orienté
PI : régulateur proportionnel intégrale
Kp, Ki : gains des régulateurs PI
MAS : Machine Asynchrone
MRV : machine à réluctance variable
MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
Tr : constante de temps rotorique
Ts : constante de temps statorique
 σ : coefficient de dispersion de Blondel
MRV : machine à réluctance variable
J : moment d'inertie
f : coefficient de frottement visqueux
p : nombre de paires de pôles
 ψ : flux
v : tension
i : courant
L : inductance
Ld : inductance sur l'axe d
Lq : inductance sur l'axe q
 ϕ_f : flux magnétique du rotor
 ω : vitesse de rotation électrique
 Ω : vitesse mécanique de rotor
Ce : couple électromagnétique
Cr : résistant, ou de charge
t : temps
a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés
d, q : axes du référentiel de Park
 α, β : axes du référentiel statorique
s, r : Indices stator et rotor, respectivement
rs, rr : résistances d'une phase statorique, rotorique.
Ls, Lr : inductance propre statorique, rotorique.
Ms : inductance Mutuelle de deux phases statoriques
Mr : inductance Mutuelle de deux phases rotoriques.
Ls : Inductance cyclique statorique
Lr : Inductance cyclique rotorique.
M : Inductance Mutuelle cyclique du stator et du rotor

PARTIE I : Rappels sur la modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable cœur de tout système électrique.

De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, et nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

1.2 Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage

La transformant de Park :

La transformée de Park, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique afin de réaliser un changement de repère dans un système d'axe diphasé ou triphasé.

Passage d'un système triphasé ou système biphasé 3-2 et inversement 3-2

Pour des grandeurs x quelconques (flux, courants, tensions, etc...) on a donc :

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

A : la matrice de Park

$\theta = \int \omega_{\text{coor}} dt$: l'angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé)

ω_{coor} : la vitesse angulaire de rotation d'axe biphasé

$\Rightarrow \omega_{\text{coor}} = 0$ (Transformant de CLARAK)

Pour la transformation inverse, c'est-à-dire pour la passage du système biphasé au système triphasé, il faut utiliser la matrice inverse

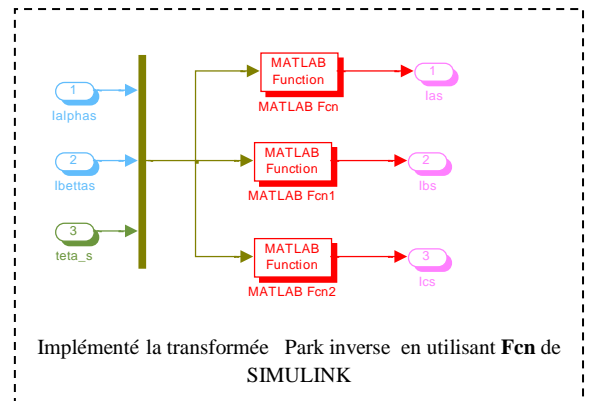
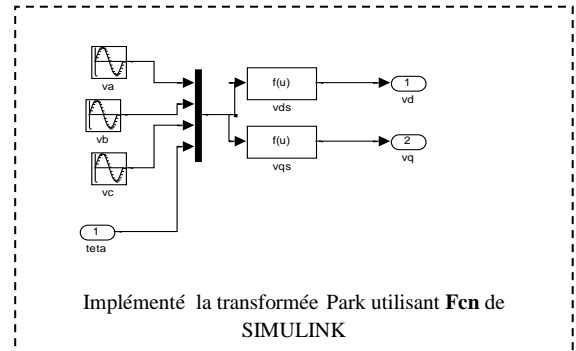
$$[A^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

La transformation de Park modifié :

La transformation de **Park** conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple. Tandis qu'elle Park modifié conserve la puissance mais pas les amplitudes

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

$$[A^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$



1.3 Hypothèses simplificatrices

- L'entrefer constant et L'effet d'encoche négligé
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- Pertes ferromagnétiques négligeables
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer

1.4 Système d'axes coordonnés (U-V)

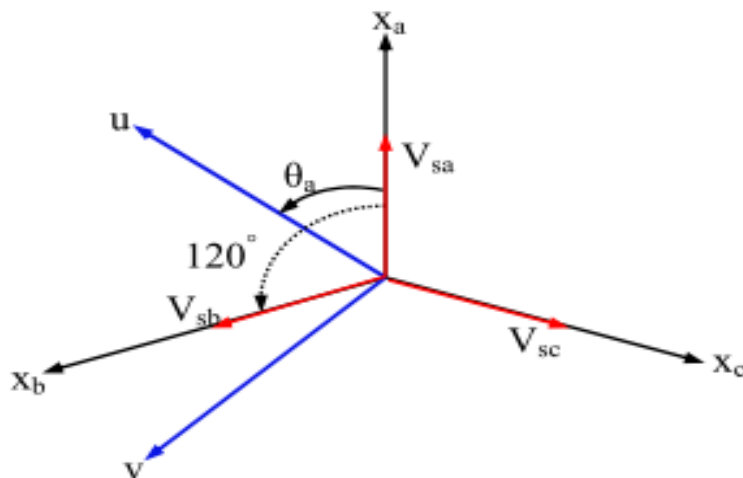


Figure (1.1) : Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé

Les équations électriques :

$$\begin{cases} U_{su} = i_{su}.r_s + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \psi_{sv}.\omega_{coord} \\ U_{sv} = i_{sv}.r_s + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \psi_{su}.\omega_{coord} \\ U_{ru} = i_{ru}.r_r + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - \psi_{rv}.(\omega_{coord} - \omega_r) \\ U_{rv} = i_{rv}.r_r + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + \psi_{ru}.(\omega_{coord} - \omega_r) \end{cases} \quad (1-1)$$

les équations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{rv} \\ \Phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{ru} \\ \Phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (1-2)$$

Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié.

Système d'axes α - β : $\Rightarrow \omega_{coord} = 0$..(Système lié ou stator)

Système d'axes d-q : $\Rightarrow \omega_{coord} = \omega_r$..(Système lié ou rotor)

Système d'axes x-y : $\Rightarrow \omega_{coord} = \omega_s$..(Système lié ou champ tournât)

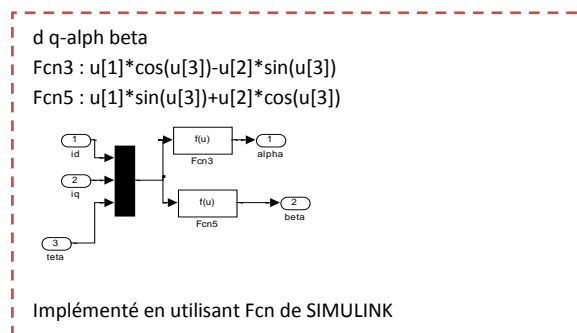
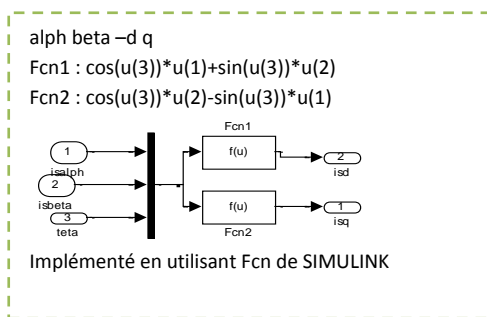
1.5 Les matrices de rotation :

La transformation directe α - $\beta \rightarrow d$ -q s'exprime ainsi :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

La transformation inverse d-q $\rightarrow \alpha$ - β s'exprime ainsi :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-4)$$



1.6 Mode de l'état de machine dans la référence α - β :

Il se traduit par la condition : $\omega_{coord} = 0$, Le référentiel est fixe au stator

Les variables sont des grandeurs sinusoïdales (tensions, courants, flux s), ce système utilisé dans la commande direct de couple.

En réécrivant les équations précédentes (2-1) dans un référentiel stationnaire $\alpha-\beta$

($\omega_{\text{coor}} = 0$), on obtient le modèle suivant :

Les équations électriques :

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} \cdot r_s + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} \cdot r_s + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = i_{s\alpha} \cdot r_r + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \Phi_{r\beta} \cdot \omega_r \\ 0 = i_{s\beta} \cdot r_r + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \Phi_{r\alpha} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (1-5)$$

$V_{dr} = v_{qr} = 0$: Le rotor étant en court-circuit,

les équations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \\ \Phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases} \quad (1-6)$$

L'équation de couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{3}{2} PM (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (1-7)$$

Nous remarquons les équations (1-6) dans (1-7) nous aurons :

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} \cdot r_s + \frac{d}{dt} (L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha}) \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} \cdot r_s + \frac{d}{dt} (L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta}) \\ 0 = i_{s\alpha} \cdot r_r + \frac{d(L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha})}{dt} + (L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \cdot \omega_r \\ 0 = i_{s\beta} \cdot r_r + \frac{d(L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta})}{dt} - (L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \cdot \omega_r \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ L_s & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r M & -r_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & \omega_r L_r & -r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Don l'équation d'état du système donne par :

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [A][I] + [V]$$

$$\frac{d}{dt} [I] = [L^{-1}] ([A][I] + [V]) \quad (1-8)$$

L'équation mécanique :

$$C_e - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (1-9)$$

En appliquant la transformation de Laplace donc.

$$C_e - C_r = Jp\omega(p) + f\omega(p) \quad \text{Donc : } \omega(p) = \frac{C_e - C_r}{Jp + f} \quad (1-10)$$

Ainsi, on peut exploiter ces équations pour implanter le modèle dynamique de la machine asynchrone sous SIMULINK, et ceci après avoir déclaré l'ensemble des variables dans un fichier d'extension .m

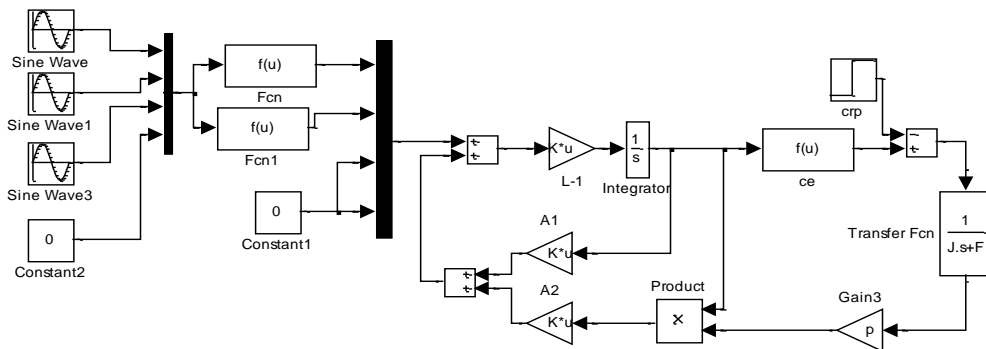


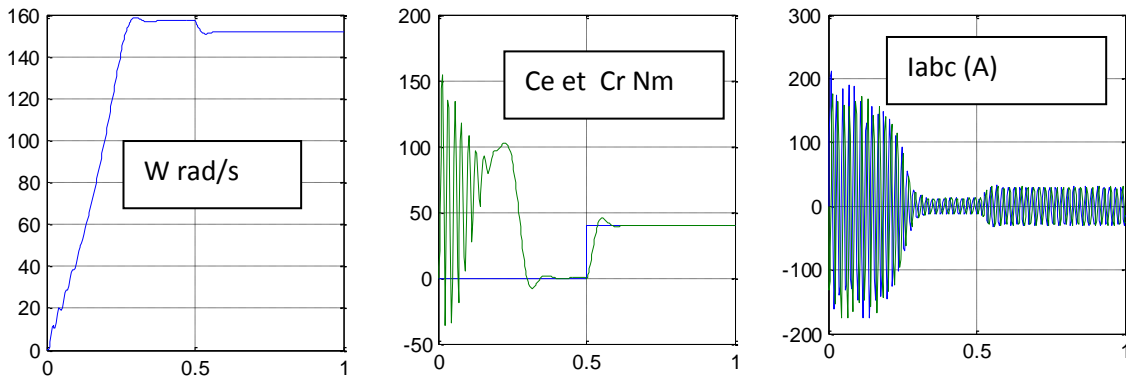
Figure (1-2) Schéma de simulation de la MAS dans la référence $\alpha\beta$

Sine wave $_{123}$: amplitude = $220 \cdot \sqrt{2}$ avec $w = 100 \cdot \pi$ déphasés entre eux $2\pi/3$
Fnc : $(u[1] \cdot \cos(u[4]) + u[2] \cdot \cos(u[4] + 2 \cdot \pi/3) + u[3] \cdot \cos(u[4] + 4 \cdot \pi/3)) \cdot \sqrt{2/3}$
Fnc1 : $-(u[1] \cdot \sin(u[4]) + u[2] \cdot \sin(u[4] + 2 \cdot \pi/3) + u[3] \cdot \sin(u[4] + 4 \cdot \pi/3)) \cdot \sqrt{2/3}$
Ce : $(2/3) \cdot m \cdot p \cdot (u[2] \cdot u[3] - u[4] \cdot u[1])$

```

clc
clear
rs=0.63;rr=0.4;ls=0.097;lr=0.091;F=0.001;J=0.22;p=2;m=0.091;
F=0.0001;J=0.13;
L=[ls 0 m 0; 0 ls 0 m; m 0 lr 0; 0 m 0 lr]
B=inv(L)
A1=[-rs 0 0 0; 0 -rs 0 0; 0 0 -rr 0; 0 0 0 -rr]
A2=[0 0 0 0; 0 0 0 0; 0 -m 0 -lr; m 0 lr 0]

```

Résultats de simulation de la MAS : dans le référentiel (α, β) 

Figure(1-3) démarrage d'une machine asynchrone

1.7 Référentiel fixe par rapport au rotor

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. : $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$.

Les équations électriques sont données par :

Les équations électriques :

$$\begin{cases} U_{sd} = i_{sd} \cdot r_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \\ U_{s\beta} = i_{sq} \cdot r_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \\ 0 = i_{d\alpha} \cdot r_r + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ 0 = i_{sq} \cdot r_r + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1-11)$$

les équations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1-12)$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

ce système utilisé dans la commande vectorielle parce que les variables sont des grandeurs continus (tensions, courants, flux).

1.8 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

La condition qui régit ce cas est: $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné

Les équations électriques du moteur sont données par :

Les équations électriques :

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx}.rs + \frac{d\psi s\alpha}{dt} - \omega_s \psi sy \\ U_{sy} = i_{sy}.rs + \frac{d\psi sy}{dt} + \omega_s \psi sx \\ 0 = i_{sx}.rr + \frac{d\psi rx}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi ry. \\ 0 = i_{sy}.rr + \frac{d\psi ry}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\psi rx. \end{cases} \quad (1-13)$$

les équations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{sx} = L_s i_{sx} + M i_{rx} \\ \Phi_{sy} = L_s i_{sy} + M i_{ry} \\ \Phi_{rx} = L_r i_{rx} + M i_{sx} \\ \Phi_{ry} = L_r i_{ry} + M i_{sy} \end{cases} \quad (1-14)$$

1.9 Modélisation de la MAS en utilisant les vecteurs complexe

On peut réécrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe

Pour le stator

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

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) - \omega_s(\phi_{qs} - j\phi_{ds})$$

$$\bar{V}_s = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) + j\omega_s(\phi_{ds} + j\phi_{qs})$$

d'où

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (1-15)$$

et

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (1-16)$$

Pour le rotor

$$\bar{X} = x_{dr} + jx_{qr}$$

$$\bar{V}_r = v_{dr} + jv_{qr} = R_r(i_{dr} + ji_{qr}) + \frac{d}{dt}(\phi_{dr} + j\phi_{qr}) - (\omega_s - \omega_r)(\phi_{qr} - j\phi_{dr})$$

$$\bar{V}_r = R_r(i_{dr} + ji_{qr}) + \frac{d}{dt}(\phi_{dr} + j\phi_{qr}) + jg\omega_s(\phi_{dr} + j\phi_{qr})$$

d'où

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + jg\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (1-17)$$

Et

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (1-18)$$

PARTIE2: Variateurs de vitesse basée sur des machines asynchrones et synchrones

2.1 Introduction

L'alimentation à fréquence variable de la machines asynchrone se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (fig. 2-1). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. en sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s

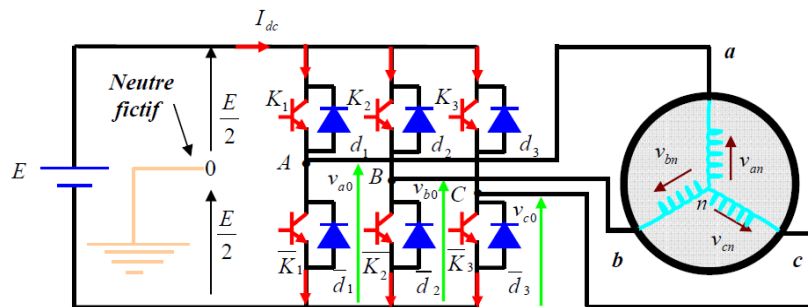


Figure 2-1 représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone

2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig. 2.2, on considère son alimentation comme une source parfait, suppose être constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $E/2$ connectés entre eux par un point note n_0 .

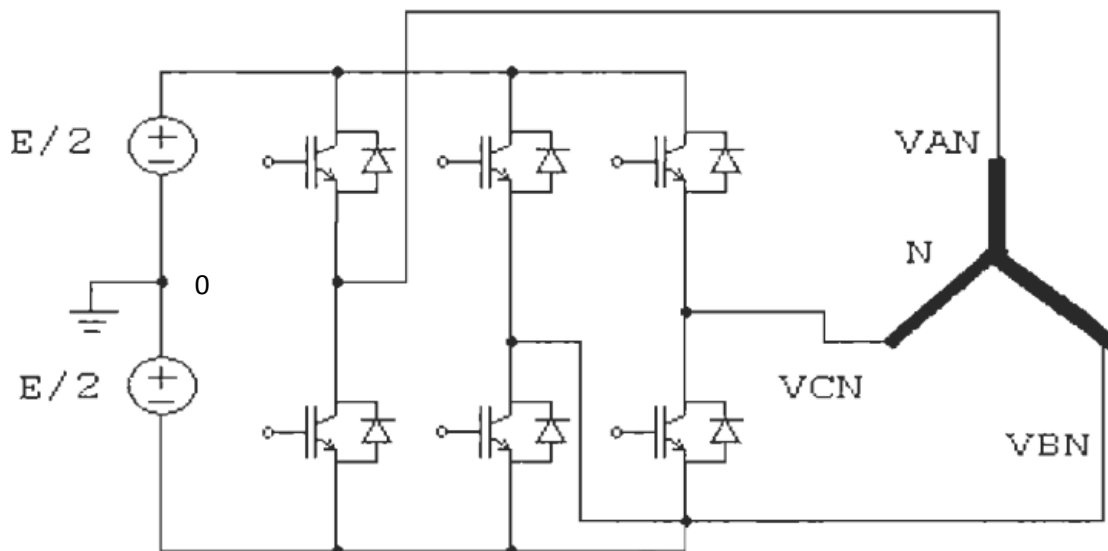


Figure 2-2 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn}

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . on appelle T_i et T_i'

si $s_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert, les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur:

Les tensions composées sont

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (2-1)$$

n : l'indice de point neutre

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} + U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} + U_{n0} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = U_{an} + U_{bn} + U_{cn} + 3U_{n0}$$

$$\text{La charge est équilibrée donc : } U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (2-3)$$

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \quad (2-4)$$

en remplaçant (2-4) dans (2-2) on obtient :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \\ U_{b0} = U_{bn} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \\ U_{c0} = U_{cn} + \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{1}{3}(2U_{a0} - U_{b0} - U_{c0}) \\ U_{bn} = \frac{1}{3}(-U_{a0} + 2U_{b0} - U_{c0}) \\ U_{cn} = \frac{1}{3}(-U_{a0} - U_{b0} + 2U_{c0}) \end{cases}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits on a donc:

$$\begin{cases} V_{a0} = S_a * E \\ V_{b0} = S_b * E \\ V_{c0} = S_c * E \end{cases} \quad (2-5)$$

On peut écrire l'équation (2.3) sous la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

2.3 contrôle de l'onduleur de tensions par la technique MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal module est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

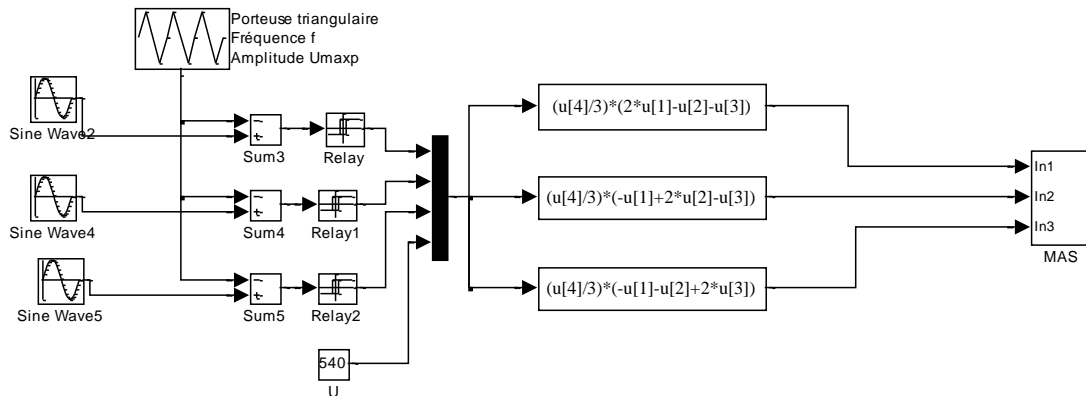


Figure 2-3 alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire sous MATLAB –SIMULINK

2-4 Commande scalaire de la machine asynchrone

Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent et son principe donc est de maintenir V/f constant, ce qui signifie garder le flux constant et le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur de vitesse

Pour cela, on utilisera la relation naturelle d'auto-pilotage des machines d'induction à savoir $\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$ (2-7)

ω_s la pulsation statorique

ω_r la pulsation rotorique

ω_{gl} la pulsation de glissement

2-5-Contrôle scalaire de la tension

Le schéma de commande ci- dessus (Figure 2-5) présente la manière de régule la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique.

La tension statorique s'exprime en fonction du flux statorique par la relation complexe suivant :

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad , \quad \text{en régime permanent : } \bar{v}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s$$

La chute de tension ohmique peut être négligée alors : $\bar{v}_s = j\omega_s \bar{\phi}_s$

Ce qui caractérise une loi en $V_s/FS=$ caste.

A basse vitesse en ajoutant un terme de tension V_0

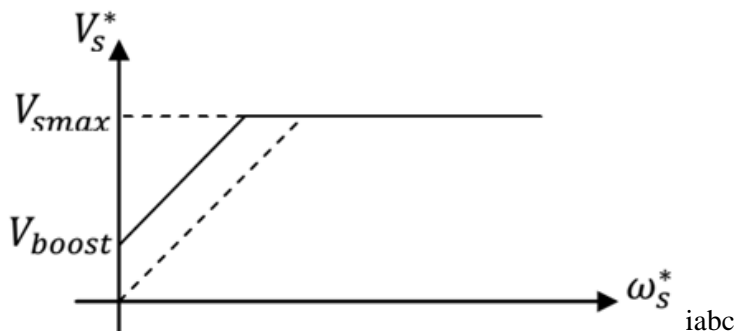


Figure 2-4 : la tension statorique en fonction de la pulsation statorique à flux statorique constant

bloc de la tension statorique en fonction de la pulsation statorique utilisé" Lookup Table " sur matlab

Le schéma de commande scalaire en tension est donné par la figure suivant :

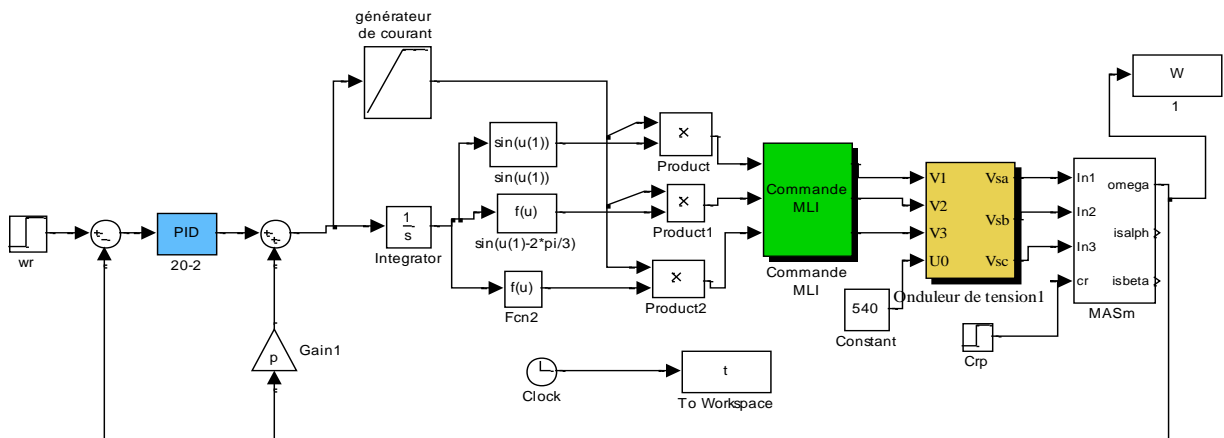


Figure 2-5 : Contrôle scalaire de la tension

2.6 Contrôle scalaire du courant

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur (commutateur) de courant qui est utilisé (Figure -2-6). On impose directement des courants dans les phases de la machine

Nous cherchons à établir les relations entre les flux et le module du courant statorique

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r, \text{ en régime permanent } 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r$$

La équation de le flux rotorique donne par :

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \text{ Ou } \bar{i}_r = \bar{\Phi}_r / L_r - (M / L_r) \bar{i}_s$$

En remplaçant le courant rotorique dans l'équation de la tension rotorique

$$0 = R_r \bar{\Phi}_r / L_r - (R_r M / L_r) \bar{i}_s + j\omega_r \bar{\Phi}_r$$

$$\bar{i}_s = (1 / M) \bar{\Phi}_r + (L_r / R_r M) j\omega_r \bar{\Phi}_r$$

On obtient la relation suivante : $\bar{i}_s = (1 / M) \bar{\Phi}_r (1 + j\omega_r \tau_r M)$ Avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

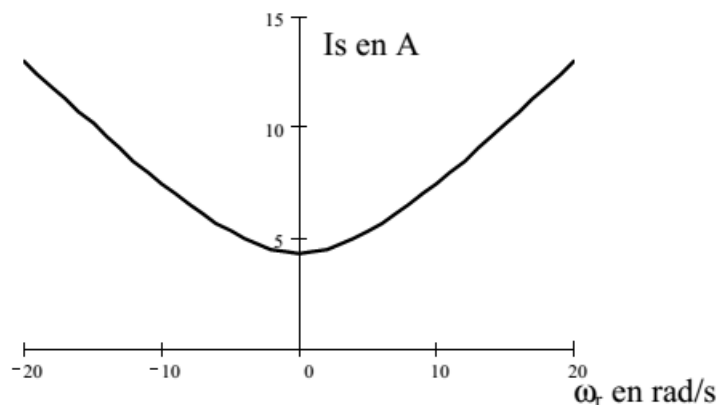


Figure 2-6: Courant statorique en fonction de la pulsation rotorique à flux rotorique constant

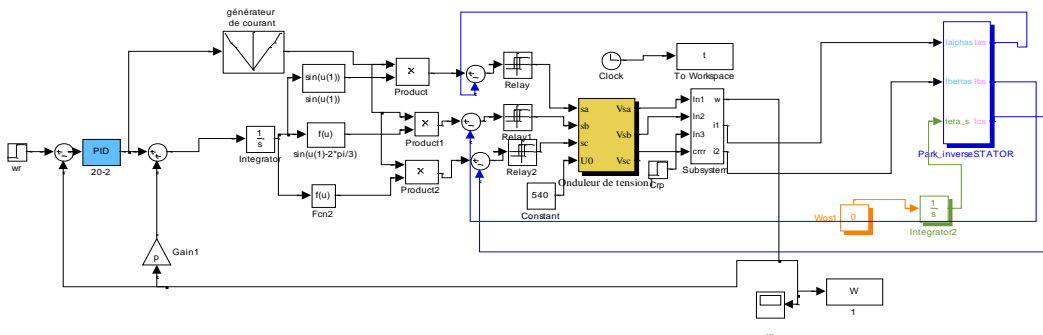
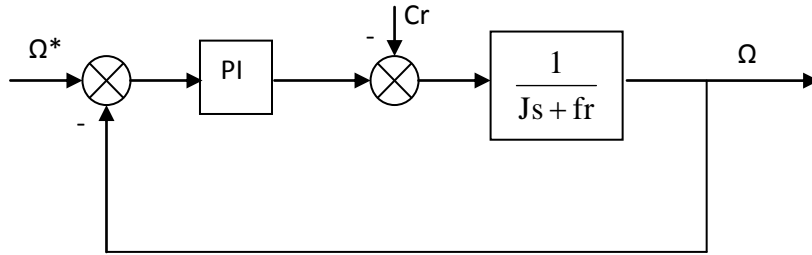


Figure 2-7: Schéma de commande scalaire du courant

Pour pouvoir simuler le comportement de la machine asynchrone avec sa commande V/f avec asservissement de la vitesse, il nous faut déterminer les coefficients du correcteur PI, c'est-à-dire faire la synthèse du correcteur PI.

2.7 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (2-8).



Si $Cr=0$

Figure 2-8 : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n ; on obtient:

$$K_{i3} = J\omega_n^2, \quad K_{p3} = 2J\omega_n - f$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps τ .

2-8 Les résultats de simulation de commande scalaire de la MAS

Les résultats de simulation qui suivent correspondent à une commande scalaire par contrôle les courants statoriques et une commande scalaire par contrôle la tension statoriques.

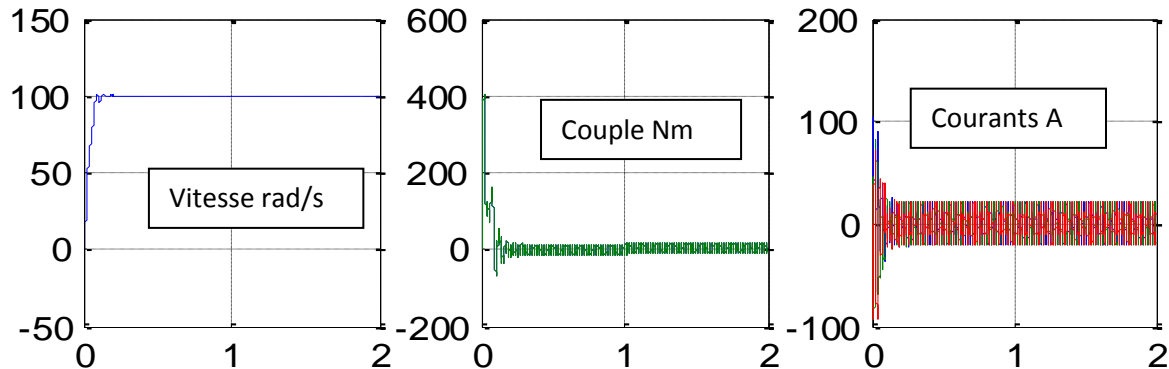


Figure 2-9 résultats de simulation dans le cas d'une commande scalaire de la tension

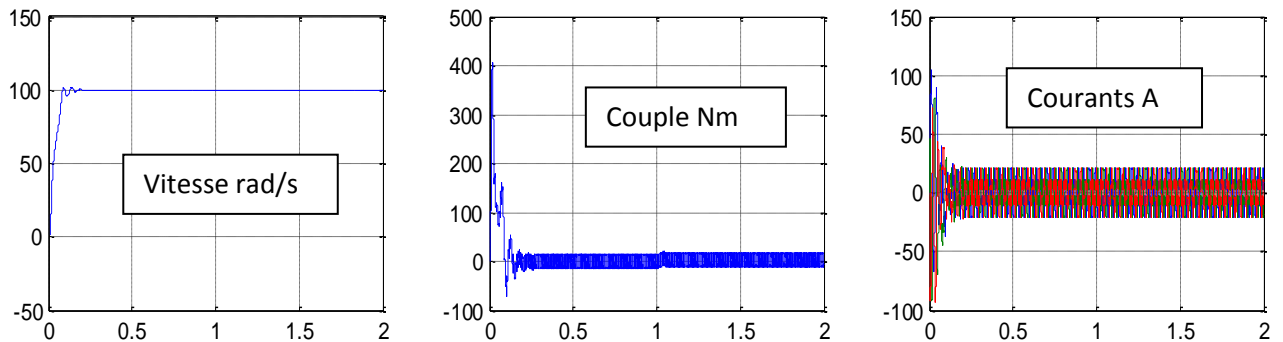


Figure 2-9 résultats de simulation dans le cas d'une commande scalaire du courant

Remarque sur commande scalaire en tension

- Le réglage du courant I_s est obtenu indirectement en agissant sur la valeur de la pulsation de glissement
- La variation de vitesse d'une machine asynchrone est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation
- La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine est asservie à la vitesse du rotor. De plus, les impulsions des convertisseurs sont synchronisées sur la position du rotor

Remarque sur commande scalaire en courant

- Les interrupteurs sont commandés de manière à assurer les courants désirés dans les phases de la machine.
- Lors de l'utilisation d'un comparateur par hystérésis, la fréquence de commutation est libre, elle est fixée par la charge.

2.9 Asservissement de vitesse de la machine synchrone(MSAP)

La Fig. 2-11 présente le diagramme de principe pour cette technique, où les références de courant sont sinusoïdales. Cette stratégie utilise trois comparateur à hystérésis indépendants, un par phase. quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence sinusoïdales, , une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant, de façon à maintenir ces courants toujours dans une bande entourant ces références, donc les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis.

2.10 Modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le modèle électrique de la MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases}, \text{ donc la dérivation des courants s'écrit}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f) \end{cases}$$

Le couple développé par la machine s'écrit : $C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}]$

Les équations mécaniques : $C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$, Avec : $\omega = p\Omega$

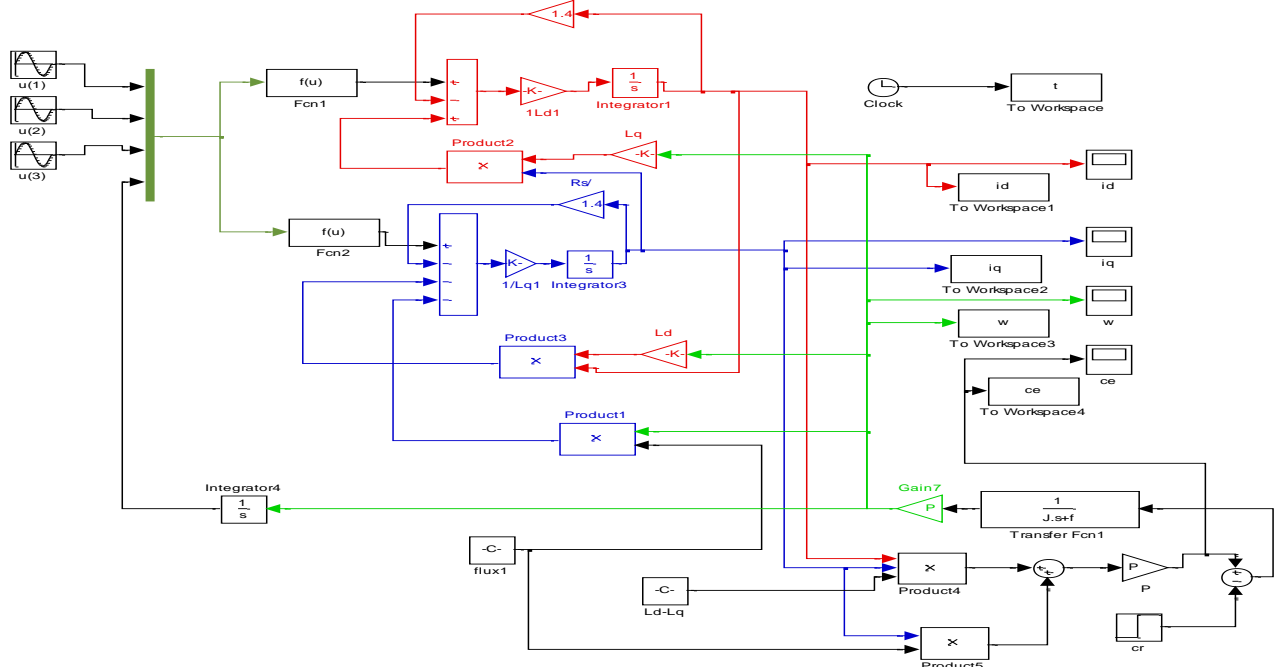


Figure 2-10-schéma bloc de la MSAP alimentée en tension.

2.11 Structure de commande des courants de la MSAP

l'asservissement de vitesse de la machine synchrone est réalisé par une régulation de la vitesse c'est à dire en rajoutant une boucle "extérieure" de vitesse qui génère la consigne de courant I_{sdref} avec $I_{sqref} = 0$.

On utilise la transformation de Park pour imposer ici des courants statoriques de référence. Les trois régulateurs à hystérésis qui permettent de générer des impulsions pour la commande de l'onduleur de tension.

Cette méthode, certainement la plus simple, a souvent été employée pour l'alimentation des machines à courant alternatif.

Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse de la MSAP est donné à la figure 2.11

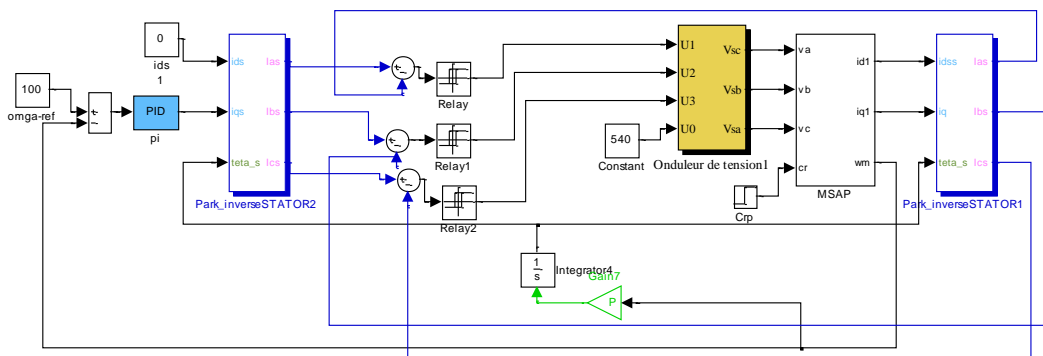


Figure 2.11 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimenté par un onduleur de tension

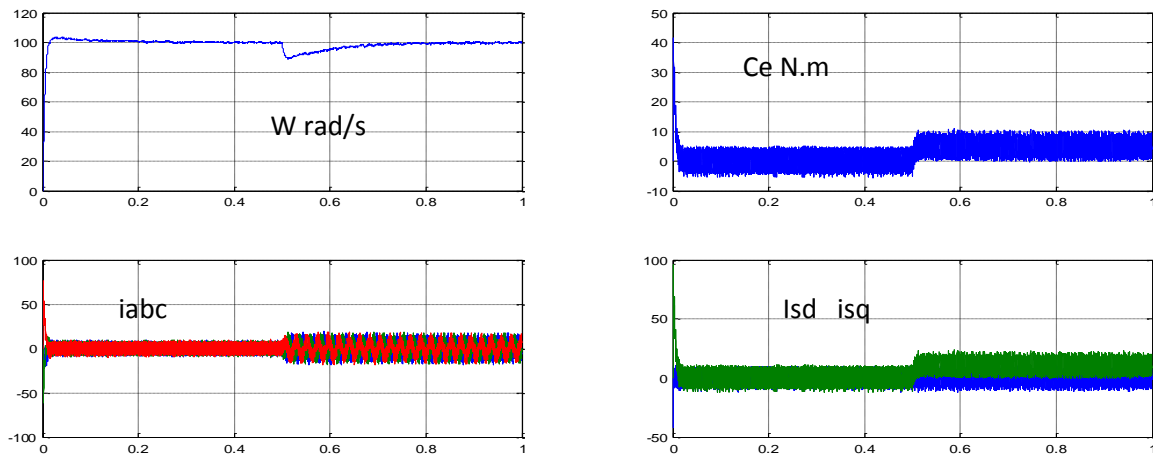


Figure 2-11: Résultats de simulation pour la variation de la charge de 10 N.m

3.1. Principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé.

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée..

la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine.

La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple.

Si le courant i_d doit être nul,

$$\mathbf{i}_d = 0 \Rightarrow \mathbf{i}_q = \mathbf{i}_s \quad (3.1)$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (3.2)$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f i_q \quad (3.3)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante:

$$C_e = k_t i_q \quad (3.4)$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (3.5)$$

En faisant appelle aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q - p\Omega L_s i_d - p\Omega \Phi_f \end{cases} \quad (3.6)$$

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s P) I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s P) I_q + \omega (L_s I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\text{Avec: } \omega = p\Omega \quad (3.8)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

3.2.découplage par compensation:

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

La figure(3.1) représente le couplage entre les axes d et q .

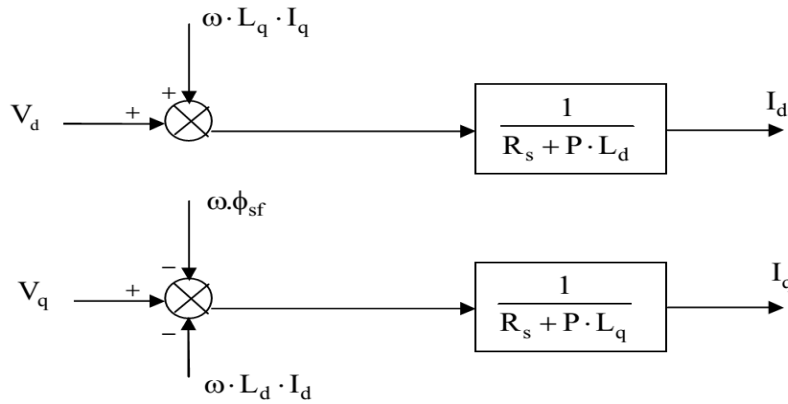


Figure 3.1: Description des couplages

A partir des équations (3.8), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations.

$$\begin{cases} V_d = V_d^* + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (3.9)$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V_d^*} = \frac{1}{R_s + PLd} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} V_q = V_q^* + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \phi_f \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\frac{I_q}{V_q^*} = \frac{1}{R_s + PLq} \quad (3.13)$$

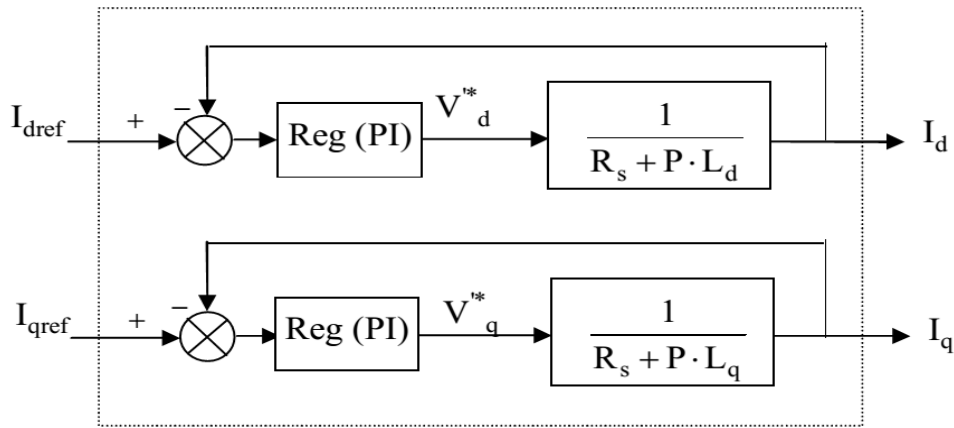


Figure 3.2: Commande découplée.

Nous considérons que le découplage des courants et les tensions (v_q , v_d) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément.

3.3 Calcul des régulateurs

3.3.1 Régulateur de courant i_d

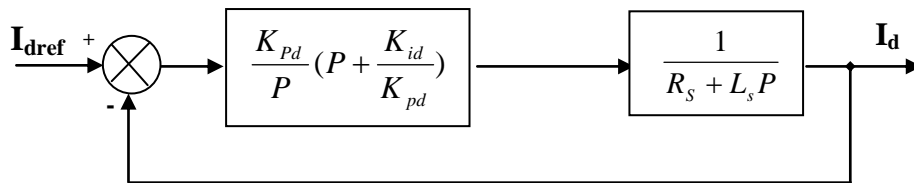


Figure 3.3 : Boucle de régulation du courant I_d .

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + L_d P} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \quad \text{Avec: } T_d = \frac{L_d}{R_s}$$

la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{od}(P) = \frac{K_{id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P\right) \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P}$$

En compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire $T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$

Ce qui ramène les fonctions de transfert de courant en boucle fermée aux expression suivante:

$$G_{fd}(P) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P}$$

En choisissant temps de réponse (τ_d), donc: $K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d}$ D'où: $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$

3.3.2 Régulateur de courant i_q

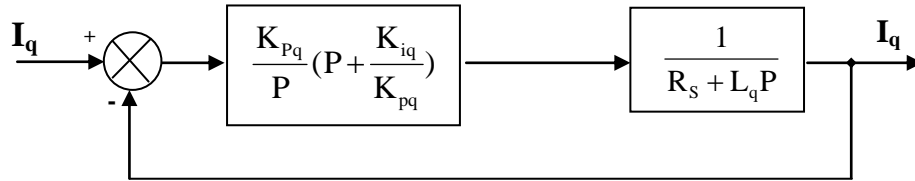


Figure 3.4 : Boucle de régulation du courant I_q .

En choisissant le temps de réponse (τ_q), donc: $K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q}$

D'où: $K_{pq} = K_{iq} \cdot T_q$ Avec: $T_q = \frac{L_q}{R_s}$

3.3.3 Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad \Longrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f_r}$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

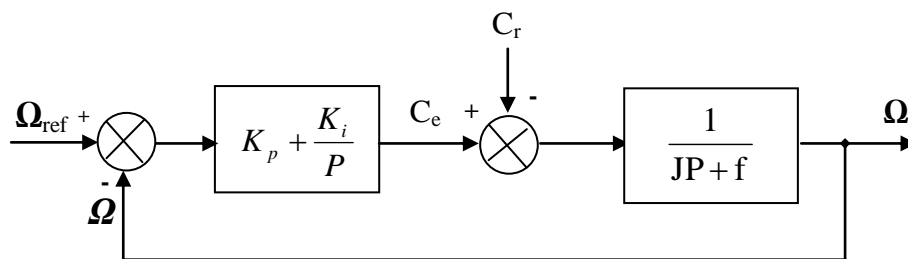


Figure 3.5 : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour $C_r=0$ est donnée par:

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{JP + f}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle, donc la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (f + K_p)P + K_i}$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_n^2} P^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} \right) P + 1$$

$$\text{Alors: } \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2}, \quad \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n}$$

Avec:

On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_0

$$K_i = J\omega_n^2, \quad K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_n} - f$$

pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$ nous avons $\omega_n \cdot \tau = 4.75$

Tableau 3.1 Relation entre ζ et $\omega_n \cdot \tau$

ζ	$\omega_n t_{rep}(5\%)$
0,4	7,7
0,5	5,3
0,6	5,2
0,7	3
1	4,75

$$\text{On obtient : } \begin{cases} K_i = J \left(\frac{4.75}{\tau} \right)^2 \\ K_p = 2J \left(\frac{4.75}{\tau} \right) - f \end{cases}$$

avec : τ le temps de réponse

3.4 structure générale de la (FOC) appliqué a la MSAP

Le schéma de la commande vectorielle avec capteur de vitesse est représenté dans la figure(3-6).

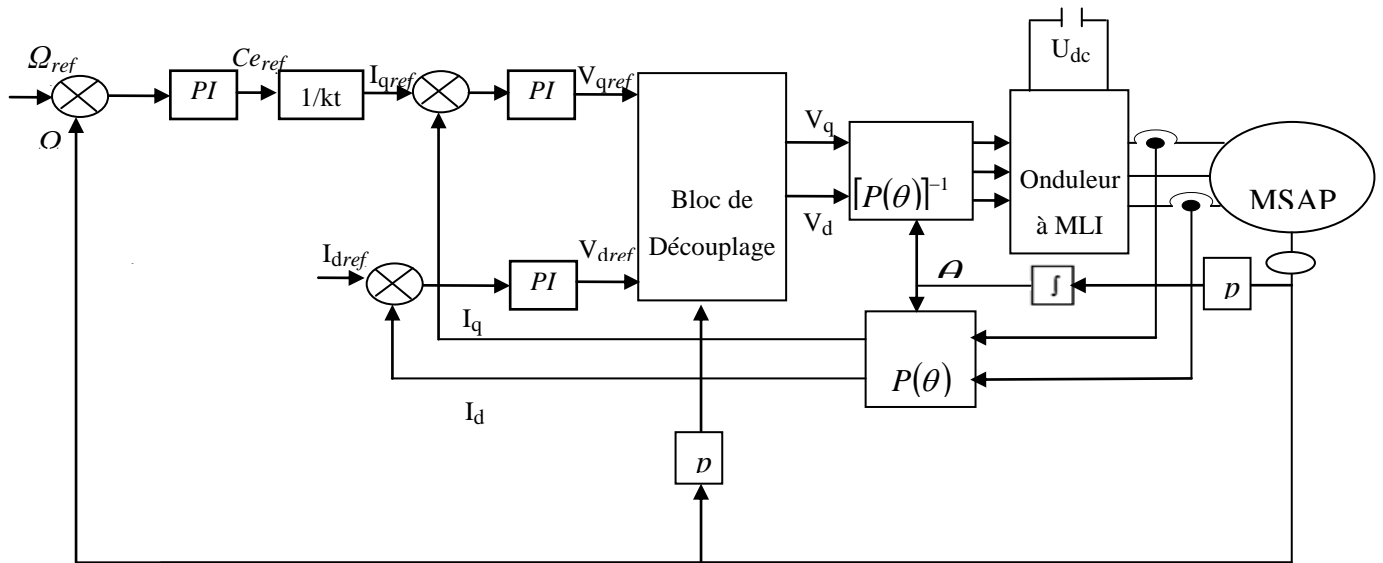


Figure 3.6: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

3.5 La commande vectorielle de la machine asynchrone par orientations du flux rotorique

Comme objectif d'orienter le flux signifie qu'on souhaite qu'il n'ait qu'une composante sur l'axe **d**.

On aura donc comme objectif d'annuler $\Phi_{rq} = 0$

C'est bien sûr le rôle de la commande à concevoir, Le couple se réduira alors à : $C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq}$

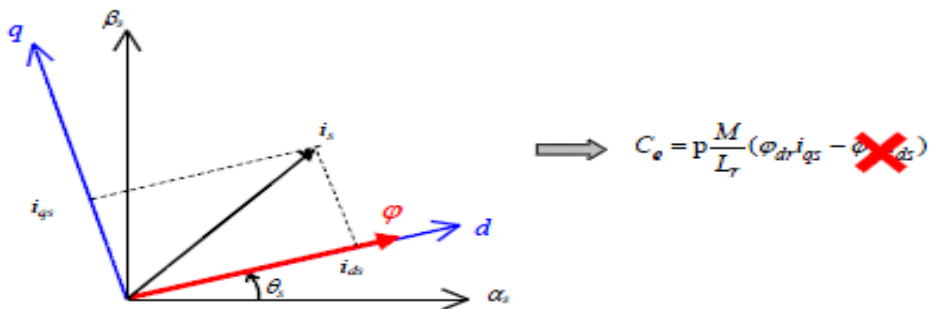
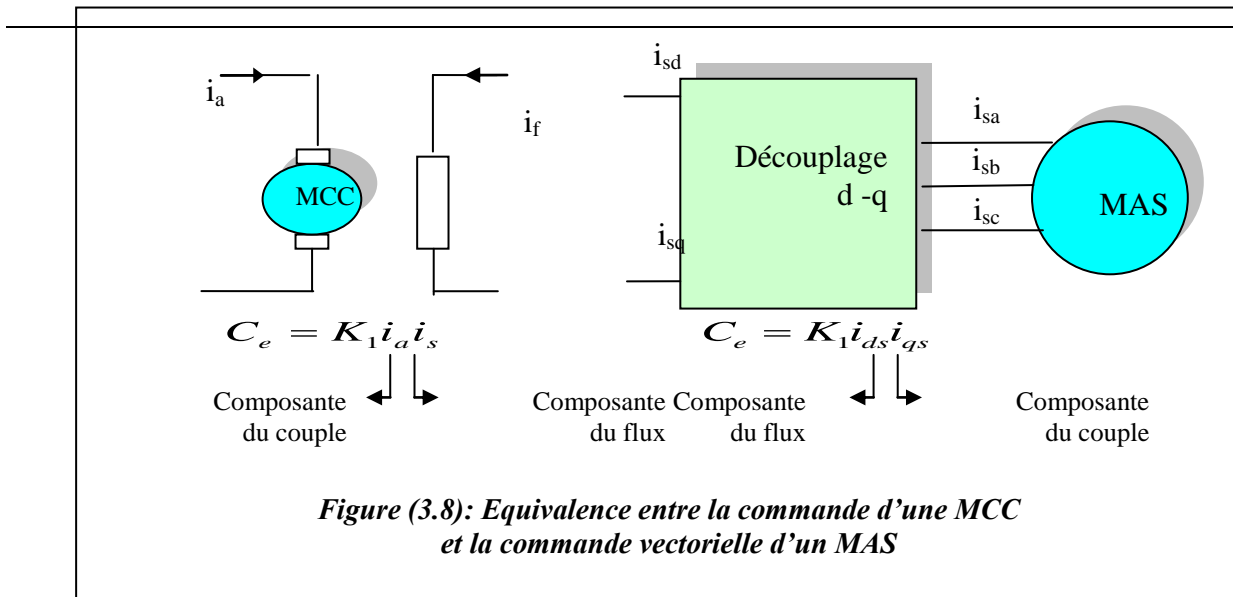


Figure 3.7 Principe du contrôle vectoriel



Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- a- Flux rotorique , $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- b- Flux statorique , $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- c- Flux d'entrefer $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

3.6 Principes de la commande vectorielle par orientation flux rotorique en tension

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned} \Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r \end{aligned} \quad (3-14)$$

Le couple se réduira alors à

$$C_e = \frac{pM}{I_r} \Phi_r i_{sq} \quad (3-15)$$

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = i_{sd}.rs + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = i_{sy}.rs + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega_s \Phi_{sx} \\ 0 = i_{sx}.rr + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 = i_{sy}.rr + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd}. \end{array} \right. * \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{array} \right. **$$

Loi des mailles pour VSd et VSq

$$\text{à partir de (**):} \left\{ \begin{array}{l} i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\Phi_{rd} - M i_{sd}) \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} (-M i_{sq}) \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} \end{array} \right.$$

$$\text{on obtient :} \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s \sigma i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \sigma i_{sq} \end{array} \right. ***$$

Avec σ le coefficient de dispersion de BLONDEL $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

En utilisant (***) ,les équation de tensions statoriques s'écrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = i_{sd}.rs + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ v_{sq} = i_{sy}.rs + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (3-16)$$

Estimation de flux rotorique

$$\text{A partir de} \left\{ \begin{array}{l} 0 = i_{sd}.rr + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \end{array} \right. \text{ donc } \left\{ \begin{array}{l} i_{sd} = \frac{1}{rr} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \Phi_{rd} = L_r \frac{1}{rr} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + M i_{sd} \end{array} \right.$$

$$\text{on obtient } \Phi_{rd} = \frac{M i_{sd}}{1 + \tau_r s} \tau_r \quad (3-17)$$

Estimation de ws

La relation d'autopilotage de MAS donne par : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ (3-18)

À partir de deux équations: $0 = i_{sq}.rr + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd}$, $0 = L_r i_{rq} + M i_{sq}$ on tire

$$\omega_{gl} = \frac{M}{\tau_r \Phi_r} i_{sq} \quad (3-19)$$

3.7 Découplage par compensation

Les lois de commandes vectorielles présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q . donc il faut réaliser un découplage.

En définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_q$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_d &= \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_r \\ e_q &= -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{L_r} \Phi_r) \end{aligned} \quad (3-20)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (3-9))

Tel que:

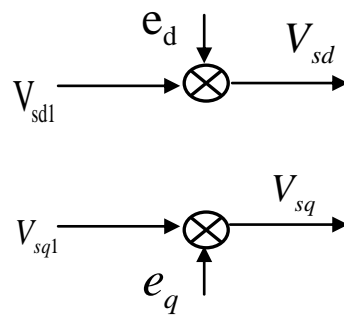


Figure (3-9): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système «Fig.3-10», pour lequel :

$$i_{sd} = \frac{v_{sd1}}{(R_s + \sigma L_s S)} \quad , \quad i_{sq} = \frac{v_{sq1}}{(R_s + \sigma L_s S)} \quad (3-21)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

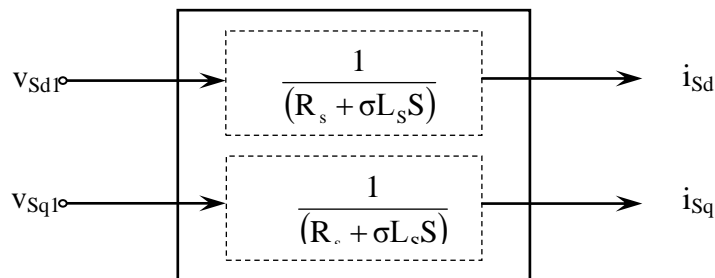


Figure (3-10): Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}

3.8 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale et fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire .

- sous-vitesse	$\Phi_r = \Phi_{mom}$	Pour	$ \Omega_r \leq \Omega_{mom}$
- sur -vitesse :	$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{ \Omega_r } * \Phi_{mom}$	Pour	$ \Omega_r \geq \Omega_{mom}$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : flux rotorique nominale.

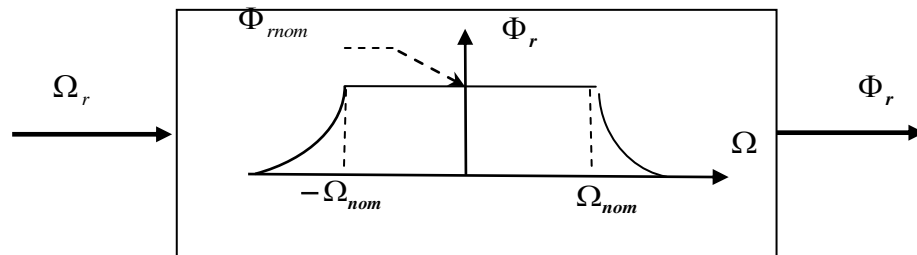


Figure (3-11) : Bloc de défluxage

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la Fig (3-12).

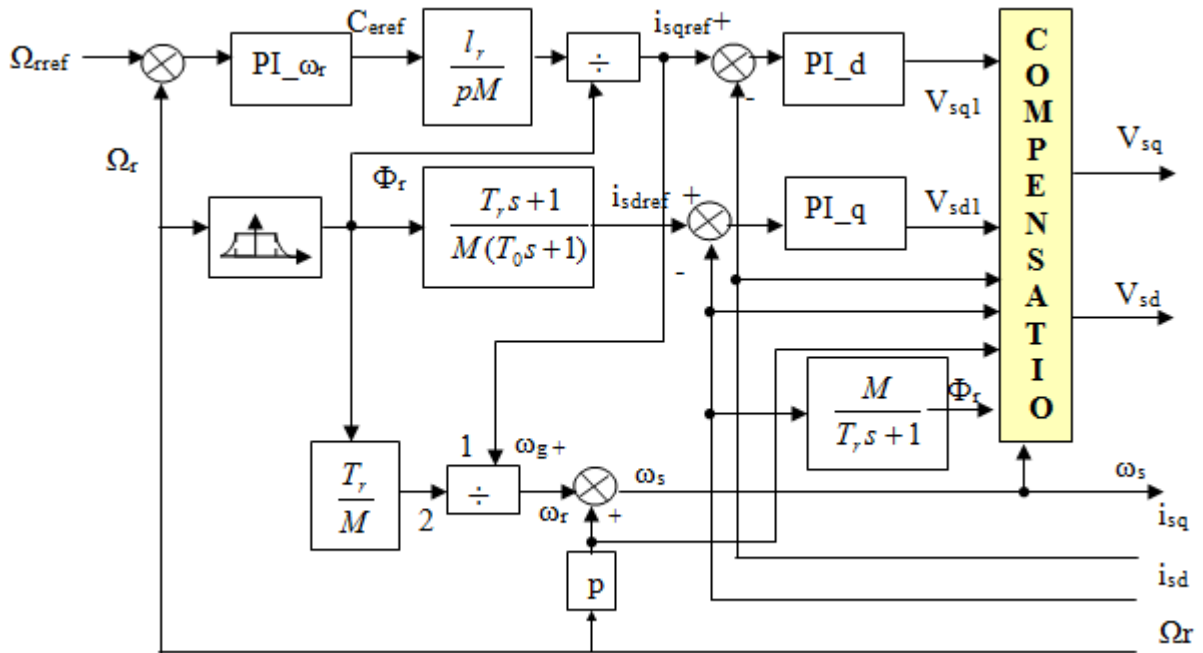


Fig (3-12): Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI . et le flux rotorique est estime par le bloc de le bloke de défluxage,

3.9 Calculs des régulateurs

3.9.1 Régulation de vitesse pour la commande vectorielle indirecte

Si le même calcul que la commande vectorielle de la MSAP

$$K_i = J\omega_n^2$$

$$K_p = \frac{2 \zeta K_i}{\omega_n} - f$$

3.9.2 Régulation de courant statorique i_s

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

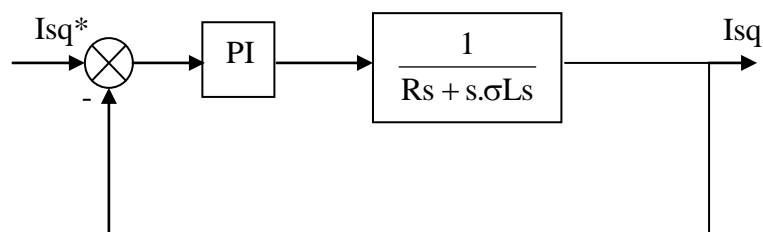


Figure (3-13) : schéma bloc de la régulation du courant statorique isq (même chose pour ids).

En boucle ouverte :

$$\text{FTBO : } K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s}$$

Par compensation :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

$$\text{FTBO : } \frac{K_p}{s} \frac{1}{\sigma L_s}$$

Donc en boucle fermé :

$$\text{FTBF : } \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{s}}{1 + \frac{K_p}{s \cdot \sigma L_s}} = \frac{1}{s \frac{\sigma L_s}{K_p} + 1} = \frac{1}{\tau s + 1}$$

Avec :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$$

on a choisi le temps de réponse (τ)

On a trouvé :

$$K_i = \frac{\sigma L_s}{\tau}$$

$$K_p = \frac{\sigma L_s}{R_s} \cdot K_i$$

3.10 Structure de la commande vectorielle directe du MAS en tension

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position par la mesure directe permet de connaître exactement la position du flux utilisation d'un capteur de flux ce qui augmente considérablement le coût ou par un estimateur (observateur) .

3.10.1 organisations fonctionnelles de la commande vectorielle directe

L'organisation fonctionnelle de la commande **vectorielle directe** alimentée en tension est représentée par la Fig(3-14)

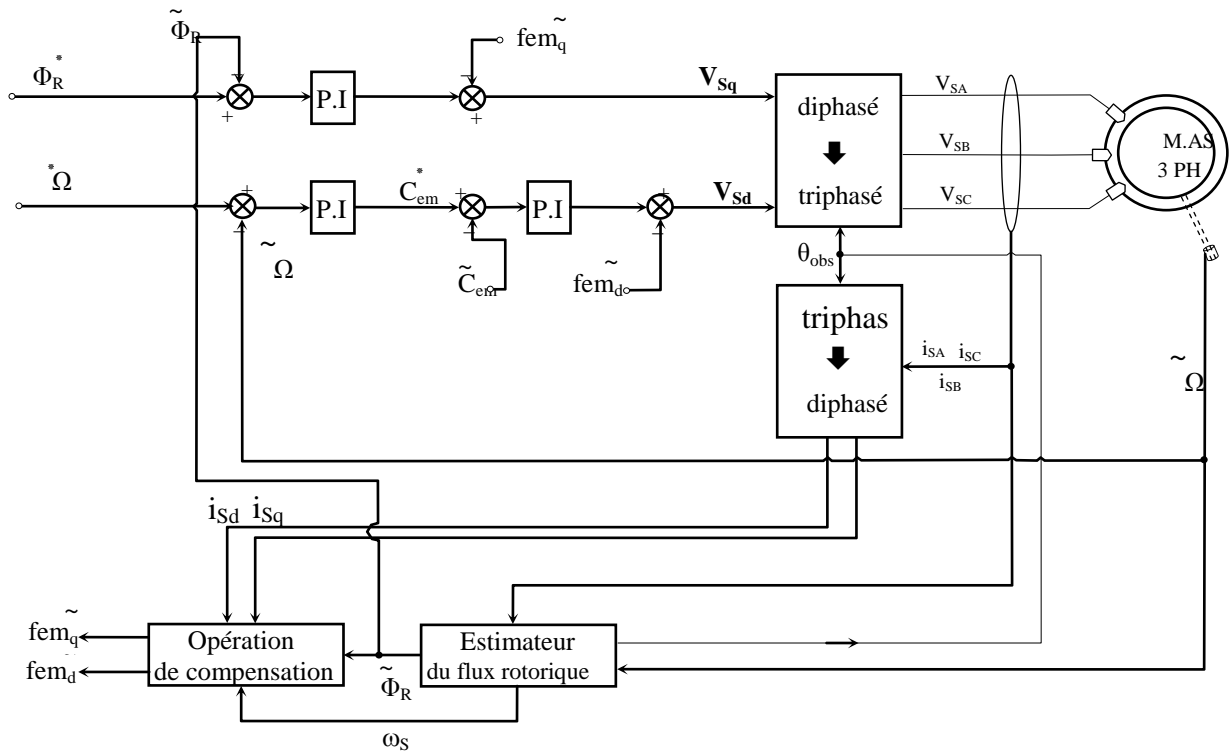


Figure (3-14): Commande vectorielle direct du flux d'une machine alimenté en tension

3.10.2 Calcul du régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

A partir de $\Phi_{rd} = \frac{M i_{sd}}{1 + \tau_r s}$ et de $i_{sd} = \frac{v_{sd} l / R_s}{(1 + \sigma \tau_s s)}$ on tire : $\Phi_{rd} = \frac{(M / R_s) v_{sd} l}{(1 + \tau_r s)(1 + \sigma \tau_s s)}$

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la Figure (3-15):

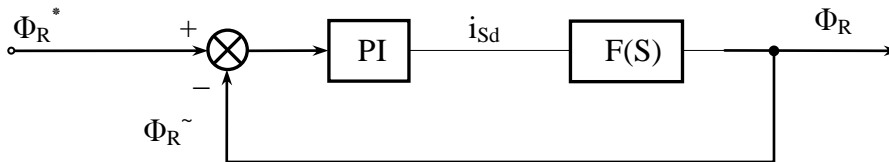


Fig.3-15 Schéma fonctionnel de régulation de flux.

$$\Phi_{rd} = \frac{(M / R_s) * \frac{1}{\tau_r} * \frac{1}{\sigma \tau_s} v_{sd} l}{\left(\frac{1}{\tau_r} + s\right) \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + s\right)} = \frac{k\phi * v_{sd} l}{\left(\frac{1}{\tau_r} + s\right) \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + s\right)}$$

$$PI = \frac{k_p(s + \frac{k_i}{k_p})}{s} = \frac{k_p(s + \tau_\Phi)}{s}$$

En compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur ($\tau_\Phi = \frac{1}{\tau_r}$)

Après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrira alors :

$$FTBO(S) = \frac{k_\phi * k_p}{s \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + s \right)}$$

$$\text{Donc : } FTBf(S) = \frac{k_\phi * k_p}{k_\phi * k_p + \frac{s}{\sigma\tau_s} + s^2}$$

par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre , On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_n .

$$k_{p\Phi} = \frac{\omega_n}{2\xi\sigma\tau_s k_\phi}, \quad k_{i\Phi} = \frac{k_p}{\tau_r}$$

3.10.3 Calcul du régulateur de couple

$$\text{A partir de } C_e = \frac{PM\Phi_{Rn}i_{sq}}{L_r} \quad \text{et de } i_{sq} = \frac{vsq1/R_s}{(1 + \sigma\tau_s s)} \quad \text{on tire : } C_{em} = \frac{\frac{k_c}{R_s}}{1 + \tau_s s}$$

$$\text{Avec : } k_c = \frac{pM}{L_R} \Phi_{Rn}$$

$$PI(s) = k_{ic} \frac{1 + \tau_c s}{s} \quad \text{Avec : } \tau_c = \frac{k_{pc}}{k_{ic}}$$

Le schéma fonctionnel de bloc de la régulation de couple est présenté par la Figure (3-14)

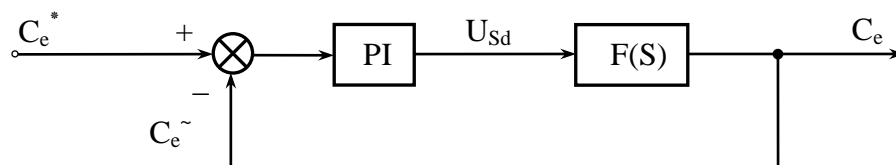


Fig.3-14 Schéma fonctionnel de régulation de couple

Par compensons ($\tau_c = \tau_s$), la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FTBO(S) = \frac{k_c k_{ic}}{R_s S}$$

Donc :

$$FTBF(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{k_c k_{ic}} + S}$$

En boucle fermée, on obtient une réponse de type 1^{er} ordre de constants de temps $\frac{R_s}{K_c K_{ic}}$.

Pour un temps de réponse imposé τ , $K_{ic} = \frac{R_s}{K_c \tau}$ et $K_{pc} = k_{ic} \tau$

3.10.4 Calcul du régulateur de vitesse pour la commande vectorielle directe

Si le même calcul que la commande vectorielle de la MSAP

$$K_i = J \omega_n^2$$

$$K_p = \frac{2 \zeta K_i}{\omega_n} - f$$

3.11 Estimation du flux rotorique

Un estimateur simple du vecteur flux rotorique établi dans le repère (α, β) à partir du système d'équations :

$$\begin{cases} 0 = i_{s\alpha} \cdot r_r + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \Phi_{r\beta} \cdot \omega_r \\ 0 = i_{s\beta} \cdot r_r + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \Phi_{r\alpha} \cdot \omega_r \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \Phi_{or} = L_r i_{or} + M i_{os} \\ \Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{R\alpha} - \omega_r \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{s\beta} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{R\beta} - \omega_r \Phi_{R\alpha} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (3-22)$$

Le modèle du flux est donné par:

$$\|\Phi_R\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \quad (3-23)$$

$$\text{et la position du flux donne par ; } \theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \quad (3-24)$$

PARTIE 4: Commande direct du couple de la machine asynchrone

4-1. Principe du control direct de couple

La commande DTC d'un moteur asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commandes appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Cette stratégie est basée généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique.

La commande par DTC du MAS , peut être schématisée par la figure suivante:

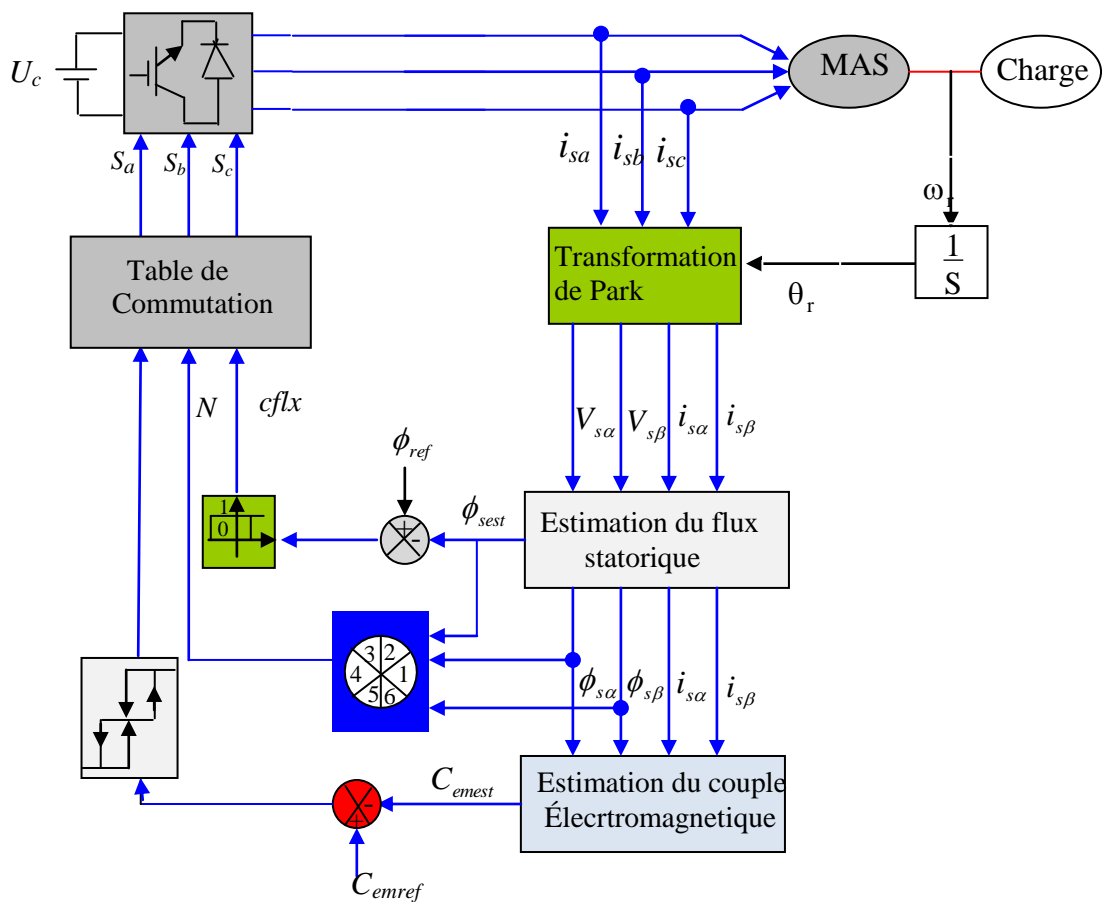


Figure (4.1) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

Cette technique possède généralement des excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple.

En plus :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de la machine.
- l'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
- la mise en oeuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques, elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.
- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

4.2 fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentés sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, On peut écrire

$$\bar{V}_s = V_{sa} + V_{sb} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.1)$$

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ Est le vecteur de tension de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs Cet état est représenté, théoriquement par 3 grandeurs booléennes de la command $C_{ki}(i=1,2,3)$, où C_{ki} est l'état de l'interrupteur k_i supposé parfait, tel que pour le $i^{ème}$ bras de l'onduleur $C_{ki}(i=1,2,3)$:

- $C_{ki} = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.
- $C_{ki} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

On pose

$$C_k = [C_{k1} \ C_{k2} \ C_{k3}]^t; \quad V_{sabc} = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t;$$

Ou V_{sabc} est le vecteur des tensions simple a la sortie de l'onduleur, donné par:

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{k1} \\ C_{k2} \\ C_{k3} \end{bmatrix} = U_c [T_c] [C_k]$$

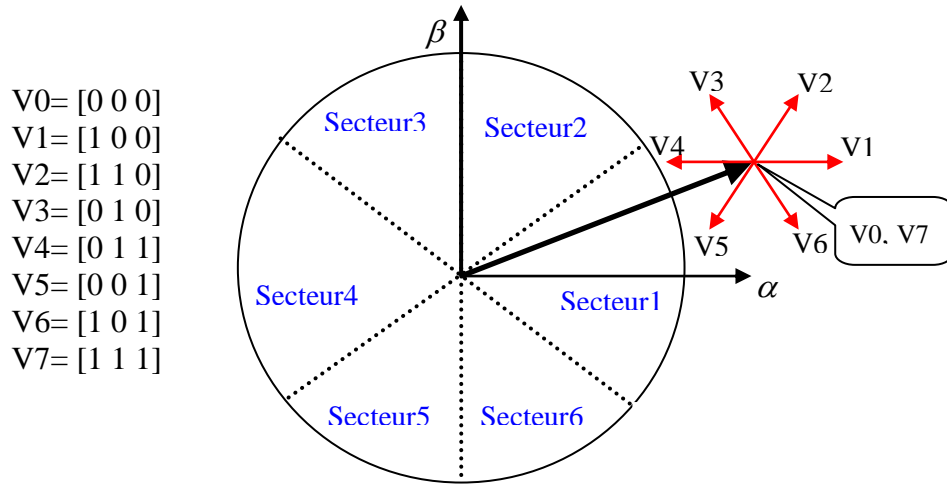


Figure (4.2) Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires

4.3 Contrôle du vecteur de flux statorique

On place dans un repère fixe ($\alpha - \beta$) lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + \int (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (4.5)$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on aura :

$$\overline{\phi}_s \approx \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (4.6)$$

On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur \overline{V}_s sélectionné pendant T_e .

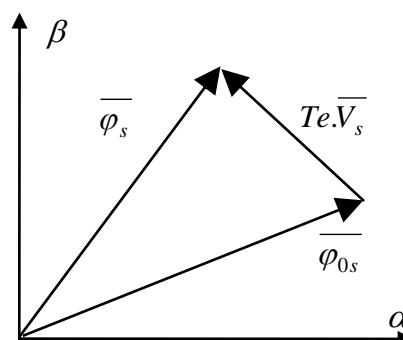


Figure (4.3) Evolution de l'extrémité de ϕ_s

4.4 Estimation du Flux

Les équations électriques statoriques de la MAS, dans le repère $(\alpha - \beta)$ sont données par :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (4.7)$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) \cdot dt \end{cases} \quad (4.8)$$

pour les vitesses élevées, on néglige la chute de tension, les équations (4.8) deviennent

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t V_{s\alpha} \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t V_{s\beta} \cdot dt \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \delta = \text{Arc tan}\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (4.10)$$

On obtient les tensions $(V\alpha - V\beta)$ à partir les équations d'onduleur et l'appliquant de la transformée de Concordia:

$$\begin{bmatrix} v\alpha \\ v\beta \\ v0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} va \\ vb \\ vc \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (4.11)$$

4.5 Estimation du Couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, le couple électromagnétique est donné

$$\text{par : } C_e = \frac{3P}{2} (\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \tag{4.12}$$

4.6 Elaboration du contrôle de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (4.4 (a)).

La sortie du contrôleur de flux, donnée par la grandeur booléenne cflx, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme le montre la figure (II.3 (b)) ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter.

$|\phi_{ref} - \phi_s| < \Delta\phi$, avec ϕ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

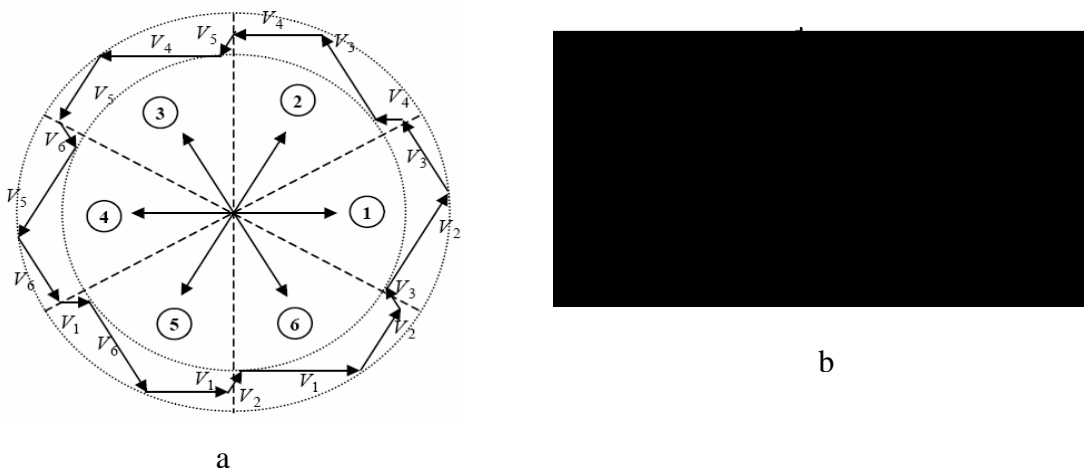


Figure (4.4) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection de vectrices tensions correspondant

4.7 Le correcteur de couple

Le correcteur à trois niveaux. Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne Cc indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en Valeur absolue (Cc=1 pour une consigne positive et Cc=-1 pour une consigne négative) ou diminuée (Cc=0).

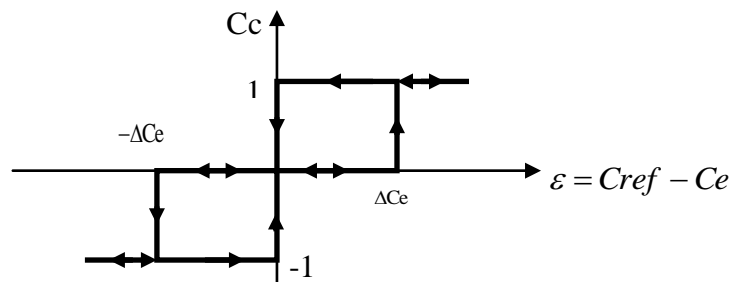


Figure (4.4) correcteur à hystérésis à trois niveaux

4.8 Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude φ_s

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux et le secteur

Tableau (4.1): Table de commande proposé par **Takahashi**

		secteur					
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

BIBLIOGRAPHIE

- 1-P. Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones »
- 2-Philippe Ladoux, « Variation de vitesse des machines à courant alternatif. »
- 3-L.Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004.
- 4-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, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- 5-Philippe Ladoux 'Variation de vitesse des machines à courant alternatif.
- 6-R Abdessemed et M- Kadjoudj « Modélisation des machines électriques
- 7-G. Grellet and G. Clerc, Actionneurs électriques : principes, modèles, commandes, 1997.
- 8-J.M RETIF ' commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones. 2008
- 9- Canudas de Wit, « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », 2000.
- 10- A. Guettaf, «Contribution à la conception de la machine à reluctance variable, en vue de sa commande», Université Biskra, 2005.
- 11- S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de Doctorat en Science Université de Batna, Décembre 2005

12- M.S. Merzoug, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008. G.

13-Toufouti Riad "Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine asynchrone ",thèse de Doctorat de l'Université de Constantine 2008.