

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 systèmes électro-énergétiques
Pour 1^{er} année master réseaux électrique

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

2023/2024

Résumé :

Ce document est un support de cours sur la commande des systèmes électro-énergétiques. 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).

mot –clé:

machine électrique , Modélisation, Commande vectorielle , commande scalaire , commande directe du couple (DTC).

Contenu de la matière :

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

1. Rappels

(Utilisation des systèmes électriques, Lois des circuits électriques, Lois de la magnétostatique).

2. Les convertisseurs statiques

(Généralités sur la modélisation, Redresseur, Hacheur, Onduleur).

3. Le moteur à courant continu

(Modélisation, Alimentation avec hacheur, Asservissement du courant, Asservissement de la vitesse, Asservissement de position).

4. La machine synchrone triphasée

(Structure, Modélisation, Commande vectorielle).

5. Le moteur asynchrone triphasé

(Modélisation, Flux rotorique orienté (FRO ou FOC), Control direct du couple (DTC)).

6. Le moteur à réluctance variable

(Principe, Alimentation, Domaine d'utilisation).

7. Le moteur piézo-électrique

(Principe, Caractéristiques)

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

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 réductance 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 réductance 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 : résistive, 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

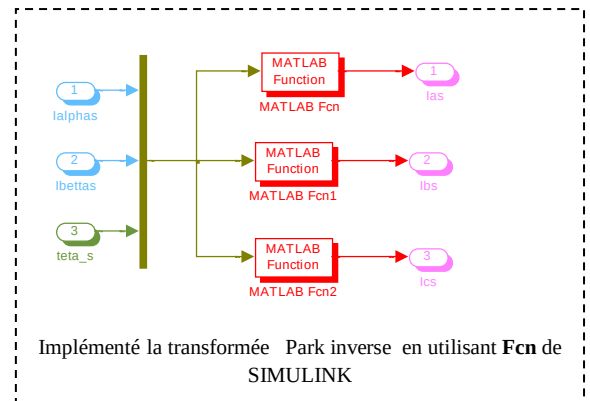
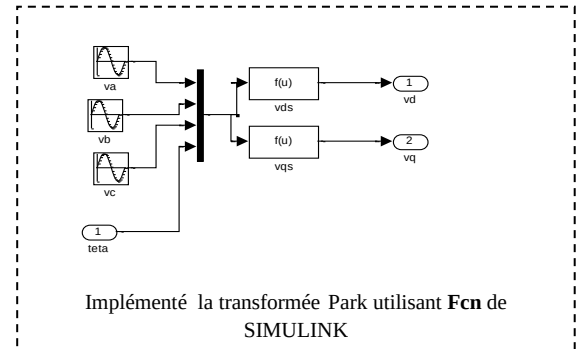
$$[A^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

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)

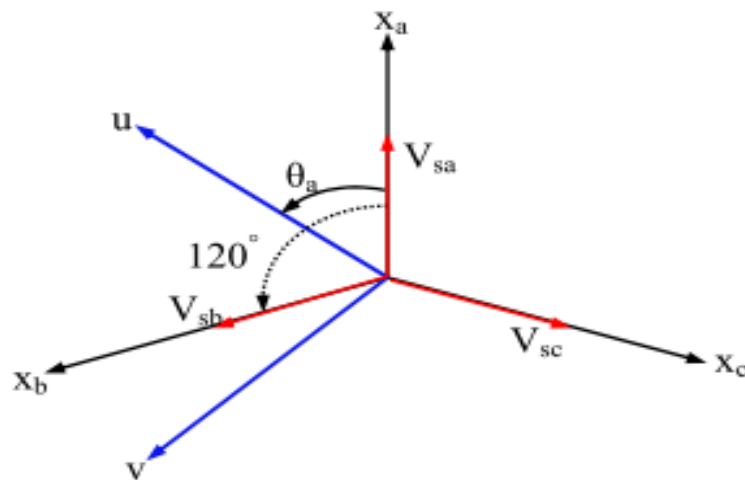


Figure (1.1) : Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé

Les équations électriques :

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

les équations des flux

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

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

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

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

Système d'axes x-y : $\Rightarrow \omega_{coor} = \omega_s$..(Système lié au champ tournant)

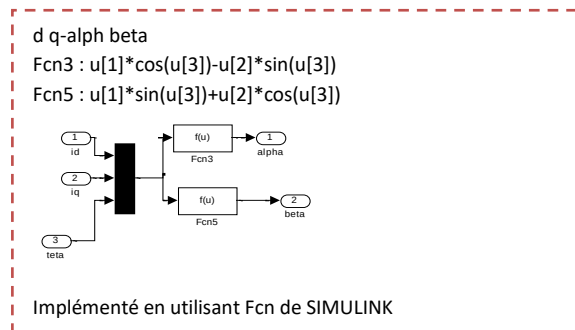
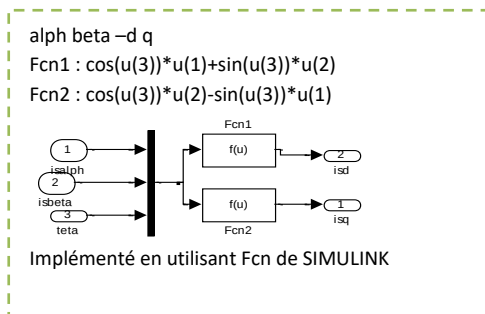
1.5 Les matrices de rotation :

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

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

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

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



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

Il se traduit par la condition : $\omega_{coor} = 0$, 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 $\alpha - \beta$

($\omega_{\text{cor}} = 0$), 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

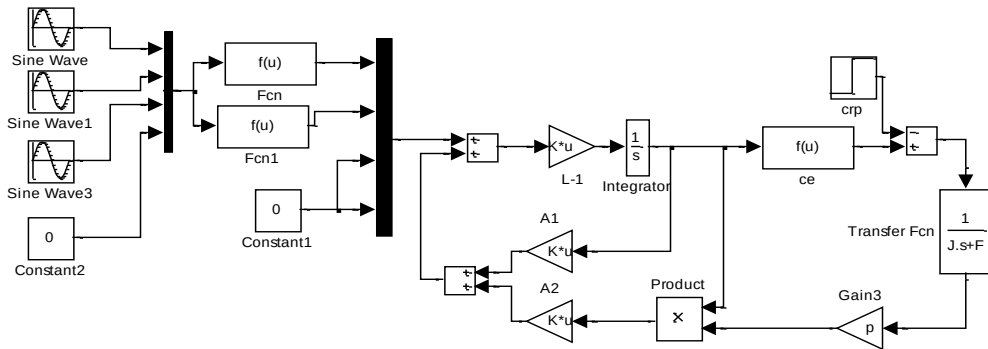
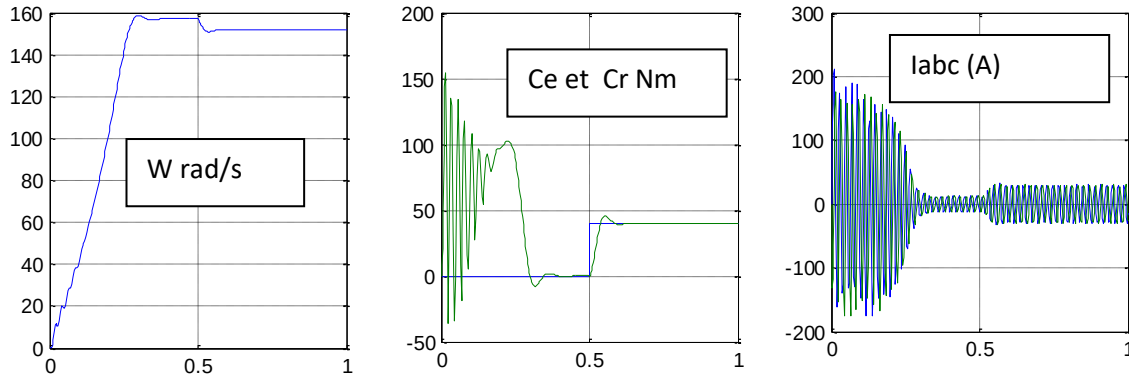


Figure (1-2) Schéma de simulation de la MAS dans la référence $\alpha\beta$

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. : $\omega_{coord} = \omega_r$.

Les équations électriques sont données par :

Les équations électriques :

$$\begin{cases} U_{sd} = i_{sd}.r_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \\ U_{sq} = i_{sq}.r_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \\ 0 = i_{dr}.r_r + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ 0 = i_{qr}.r_r + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1-11)$$

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: $\omega_{coord} = \omega_s$

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 :

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

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

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

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

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

d'où

$$\overline{V_r} = R_r \overline{I_r} + \frac{d}{dt} \overline{\Phi_r} + jg\omega_r \overline{\Phi_r} \quad (1-17)$$

Et

$$\overline{\phi_r} = L_r \overline{I_r} + M \overline{I_s} \quad (1-18)$$

2.1- INTRODUCTION

Un convertisseur statique est une interface entre la source d'énergie électrique et la charge. Sa vocation première est d'assurer une adaptation entre la source et le récepteur.

2.2. Les convertisseurs statiques

Les convertisseurs à utilisation courante dans le domaine des entraînements électriques sont:

- Les hacheurs et les redresseurs pour moteurs à courant continu,
- Les gradateurs, les cyclo-convertisseurs et les onduleurs pour moteurs triphasés

2.3 Modélisation et Simulation des convertisseurs statiques à commande par MLI

La conception du contrôleur pour tout système nécessite des connaissances sur le comportement du système. Cela implique généralement une description mathématique de la relation entre les entrées et le processus, les variables d'état et la sortie. Cette description sous forme d'équations mathématiques qui décrivent le comportement du système (processus) est appelée modèle du système. Ce chapitre vise à développer les modèles mathématiques des convertisseurs électroniques de puissance DC/DC utilisés souvent dans les systèmes à énergies renouvelables, en utilisant des modèles d'espace d'états commutés et non linéaires au niveau du système. L'objectif de ce TP est l'étude de la réponse des modèles développés en boucle ouverte afin de les utiliser dans la conception des schémas fonctionnels en boucles fermées

2.4 Modélisation et simulation de l'hacheur dévolteur (Buck)

Le convertisseur dévolteur avec des dispositifs de commutation idéaux sera considéré ici qui fonctionne avec la période de commutation de T et le cycle de service D Figure 1. Les équations d'état correspondant au convertisseur en mode de conduction continue (CCM) peuvent être facilement comprises en appliquant la loi de tension de Kirchhoff sur la boucle contenant l'inductance et la loi de courant de Kirchhoff sur le nœud auquel est connectée la branche du condensateur. Lorsque l'interrupteur idéal est sur ON, la dynamique du courant de l'inductance $i_L(t)$ de la tension du condensateur $v_C(t)$ est donnée par : 1

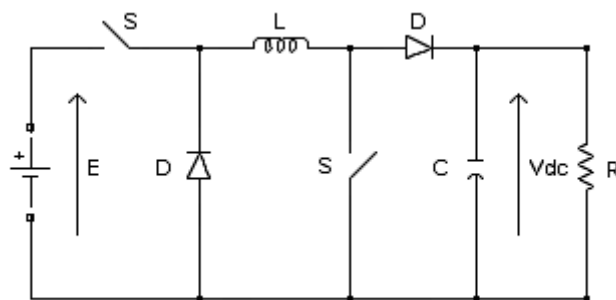


Figure 2.1. Schéma de principe du convertisseur non inverseur Buck/Boost

2. 5Modélisation et simulation de l'hacheur survolteur (Boost)

Le modèle mathématique du hacheur parallèle est obtenu par l'application des lois de Kirchhoff sur le schéma de base du hacheur, représenté en fig. 1 et par rapport au régime de fonctionnement et la condition de l'interrupteur S.

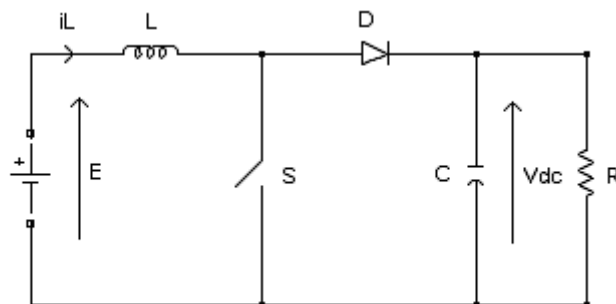


Figure 2.2. Schéma de principe du hacheur parallèle

$$L \frac{di_L}{dt} = E - V_{dc}(1-u)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_L(1-u) - \frac{V_{dc}}{R}$$

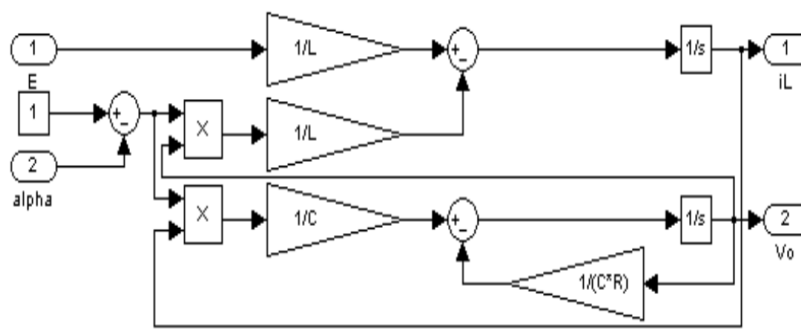
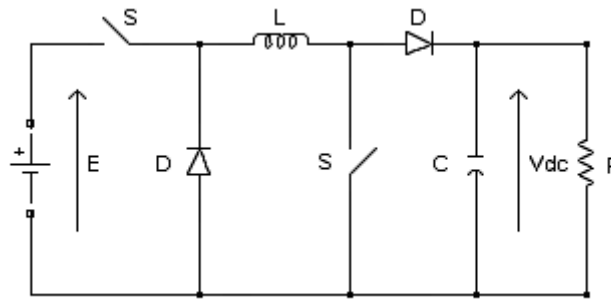


Figure 2.3 Schéma Simulink du convertisseur Boost**2.- 6Modélisation et simulation de l'hacheur dévolteur-survolteur (Buck-Boost)**

Si l'application exige que la tension de sortie ne soit pas inversée, une configuration en cascade du convertisseur Buck et du convertisseur Boost, avec un interrupteur complémentaire peut être effectuée comme est affiché à la fig. 5. Le modèle de ce convertisseur peut être obtenu directement en appliquant la même procédure pour le convertisseur Buck-Boost, ne modifiant que le rapport des tensions entrée-sortie à $V_{dc}/E = -u/(1-u)$ 5. Le modèle Simulink® du convertisseur est montré sur la fig. 4. Le modèle élaboré est commun pour les deux types de convertisseurs et dans le cas de simulation de convertisseur Buck-Boost non inverseur il suffit de changer seulement la convention des signes (comme il est montré sur la fig. 4) pour obtenir un régime non inverseur

**Figure 2.4 Schéma de principe du convertisseur non inverseur Buck/Boost**

$$L \frac{di_L}{dt} = uE - V_{dc}(1-u)$$

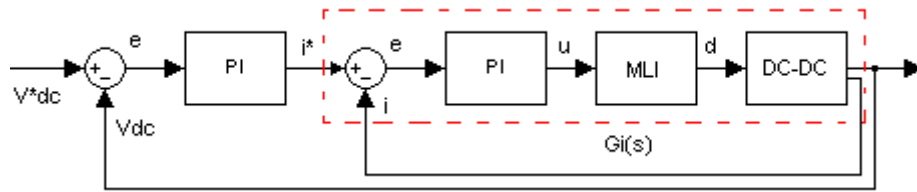
$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_L(1-u) - \frac{V_{dc}}{R}$$

2.- ASSERVISSEMENT DES CONVERTISSEURS DC/DC

Deux correcteurs PI en cascade sont utilisés et alors deux boucles de commande sont réalisées. La boucle externe de tension compare la valeur de référence de la tension et la valeur mesurée et impose une référence du courant. La boucle interne de courant fait une comparaison entre la référence et la valeur réelle du courant et l'erreur est corrigée pour donner le rapport cyclique. Un modulateur MLI transforme le rapport en une commande par impulsions 0 ou 1 du convertisseur.

Les gains du correcteur PI pour la tension sont calculés par la méthode de placement des pôles. Soit $G(s)$ la fonction de transfert en boucle ouverte. En considérant le schéma sur la fig. 9, elle peut être exprimée par (18) :

L'erreur observée est la différence entre la consigne et la mesure. Le PI permet deux actions en fonction de cette erreur :
 → Une action Proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain K_p
 → Une action Intégrale : l'erreur est intégrée sur un intervalle de temps s , puis multipliée par un gain K_i



La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$G_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p + \frac{1}{s \frac{1}{k_i}}$$

$$G_i = \frac{1}{1 + sT}$$

En prenant $T_i = \frac{1}{k_i} = RC$ et $T \approx 0.8T_i$ la fonction $G(s)$ est égale à :

$$G_i = \left(\frac{K_p + \frac{1}{sT_i}}{1 + sT} \right)()$$

Alors, la fonction $G(s)$ en boucle fermée est donnée :

$$G_i = \left(\frac{K_p + \frac{1}{sT_i}}{1 + sT + K_p + \frac{1}{sT_i}} \right) = \frac{\left(K_p + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{s}{T}}{\left(1 + K_p + sT + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{s}{T}} = \frac{\left(K_p + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{s}{T}}{\frac{s}{T} (1 + K_p) + s^2 + \frac{1}{TT_i}}$$

identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad :$$

Alors: $\omega_n = TTi$, $K_p = 2\zeta\omega_n T - 1$

2.7 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 a $E/2$ connectés entre eux par un point note n_0 .

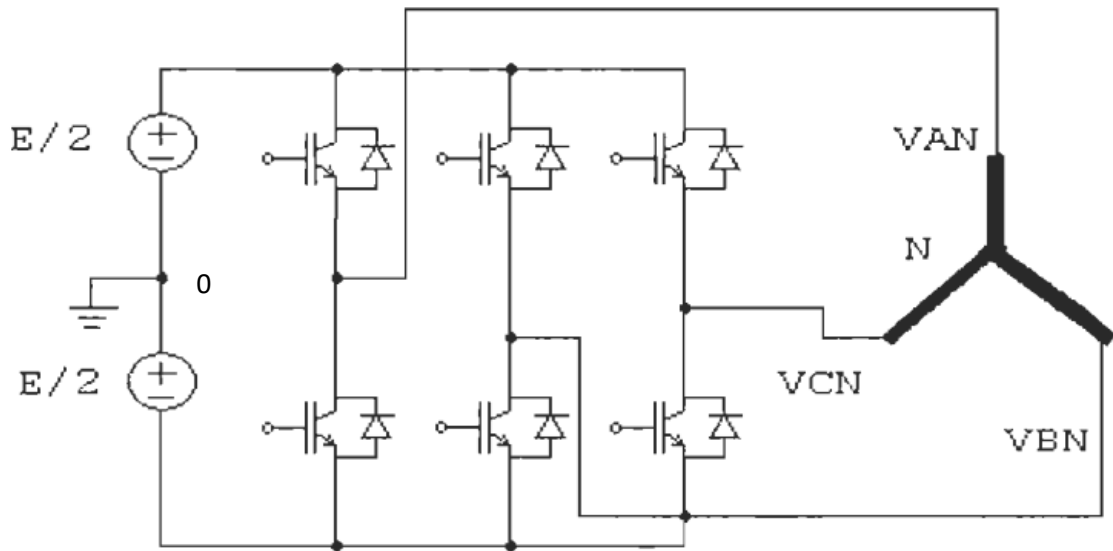


Figure 2-5 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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

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

2.8 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.

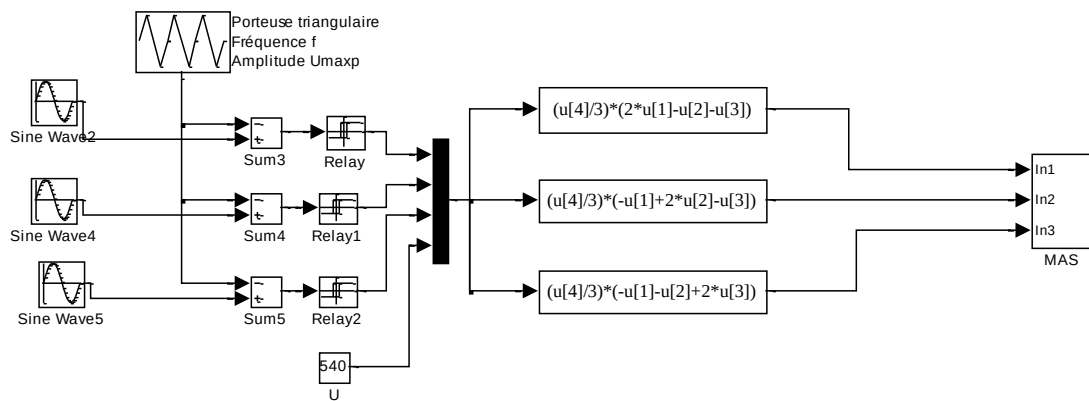


Figure 2-6 alimentation de la MAS par un onduleur de tension a MLI sinus- triangulaire sous MATLAB –SIMULINK

3.2. Modélisation d'une MCC à excitation séparée (Indépendante):

La modélisation de la machine à courant continu en régime transitoire permet notamment de mettre en évidence certains phénomènes qui apparaissent lors du fonctionnement de la machine tels que : le démarrage, le freinage, la réaction d'induit, la commutation, la variation de la vitesse, etc.

Considérons un moteur à courant continu à flux constant obtenu par excitation séparée. Ce type d'excitation nous permet d'obtenir une commande en vitesse relativement simple qui s'opère par action sur la tension de l'induit.

3.3.Mise en équation de la machine :

La modélisation de l'ensemble moteur + charge est réalisable à partir des équations de base de la machine à courant continu et de la relation fondamentale de la dynamique. Le schéma électrique d'une MCC à excitation indépendante est le suivant :

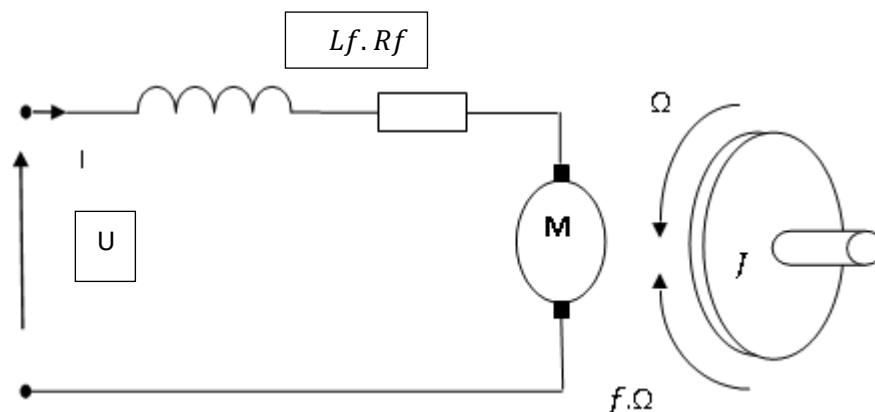


Figure . 3.2 Schéma électrique d'une MCC à excitation séparée.

L'indice 'e' correspond à « excitation », l'indice 'a' correspond à « alimentation ».

- Equation de l'inducteur : $U_e = R_e I_e + \frac{dI_e}{dt}$

L'indice 'e' correspond à « excitation », l'indice 'a' correspond à « alimentation ».

- Equation de l'inducteur :

$$U_a = R_a \times I_a + L_a \times \frac{dI_a}{dt} + E \quad (3.2)$$

Avec Ω vitesse de rotation en radians/seconde.

- Equation du flux :

On réalise une simulation simple où le flux est toujours une fonction linéaire de courant d'excitation et donc où on néglige les effets de la saturation :

$$\Phi_e = M_e a \times I_e \quad (3.3)$$

- Equation du couple :

On l'obtient à partir de la puissance électromagnétique :

$$P_e = I_a \cdot E = I_a \cdot K \Omega \Phi = C_e \Omega \quad (3.4)$$

Ce qui donne :

$$C_e = K \cdot I_a \cdot \Phi \quad (3.5)$$

- Equation mécanique :

$$C_e - C_r = \sum j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (3.6)$$

Où c'est le couple électromagnétique, C_r le couple résistant imposé par la charge, $\sum j$ le moment d'inertie total (machine + charge entraînée) et f le frottement proportionnel à la vitesse de rotation.

3. Commande en courant par hystérésis

La réalisation de cette technique, régulation par tout ou rien, consiste à accomplir les deux étapes suivantes :

- Comparer le courant mesuré avec le courant de référence ce qui produit un signal de commande qui sera le signal d'entrée appliqué au comparateur à hystérésis.
- Fixer une bande dans laquelle le courant peut évoluer. L'atteinte du courant à l'une des limites provoque le changement du fonctionnement des interrupteurs de telle manière que le courant ne dépasse pas cette limite et se dirige vers l'autre.

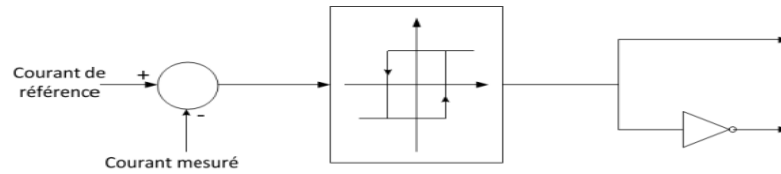


Figure 3. 3 : Principe de commande par Hystérésis.

Régulateur de vitesse

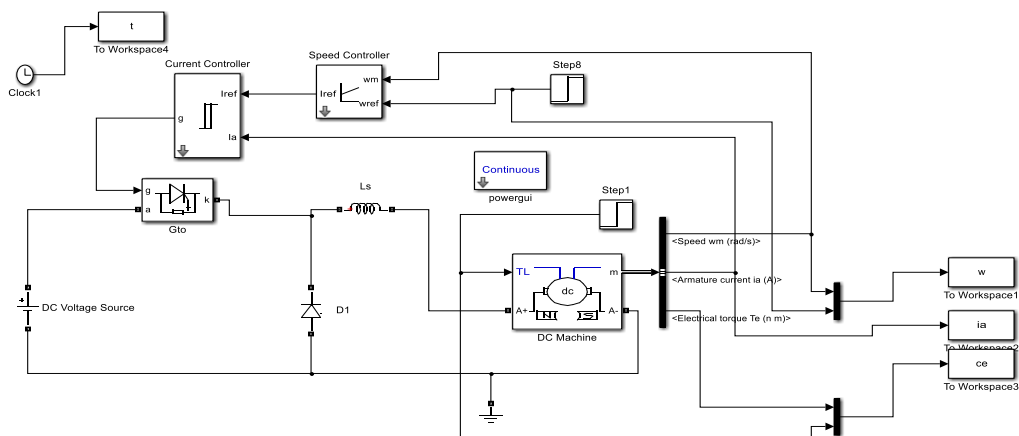
Le régulateur de vitesse ici est actionné par un douzième hacheur de type série muni d'une commande de la machine. il doit permettre de transformer la tension fixe fournie par le première hacheur à une tension continuellement variable.

la commande en vitesse d'une machine à courant continu via un régulateur pi qui génère le courant de référence est la dernière réglée par un régulateur à hystérésis.

III.5. Simulation et résultats :

La simulation est réalisée en utilisant des blocs MATLAB / SimPowerSystem comme indiqué dans Fig.3-9.

Fondamentalement, les composants électriques (DC source, convertisseur, moteur) sont connectés entre eux par des ports électriques représentant les bornes négatives et positives. la sortie principale du système se trouve être la vitesse du moteur qui suit la vitesse de référence ..



PARTIE 4: La machine synchrone triphasée

4.1 Introduction

L'alimentation à fréquence variable de la machines asynchrone se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (fig. 4-1). 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

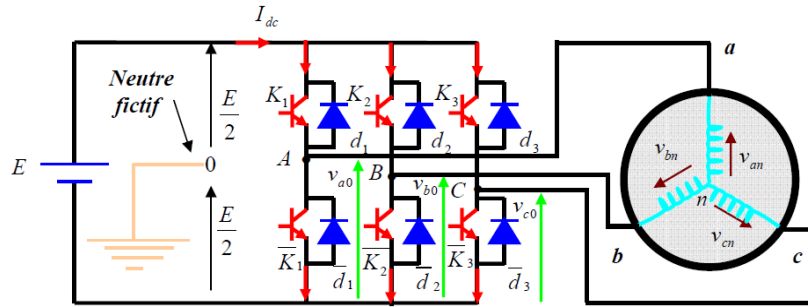


Figure 4-1 représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone

4.2 Asservissement de vitesse de la machine synchrone(MSAP)

La Fig. 4-3 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 sinusoïdale, 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.

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

Le modèle électrique de la MSAP sous la forme suivante :

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

, 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 : $\omega = p\Omega$

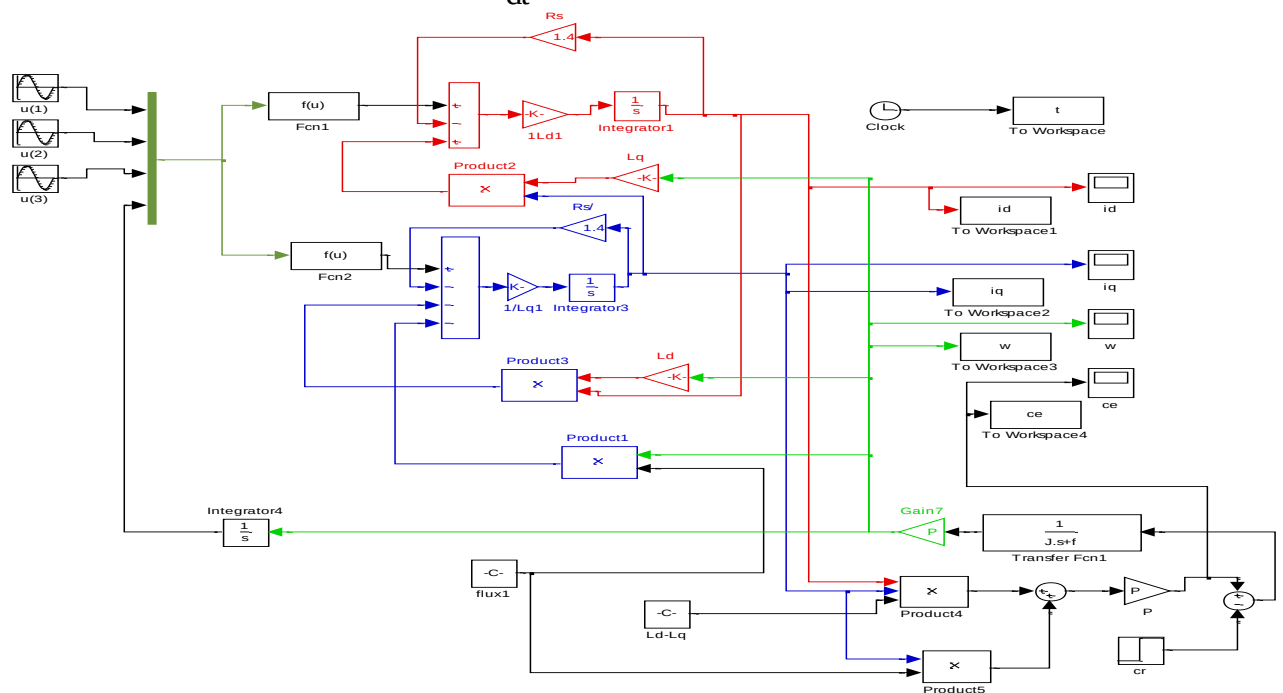


Figure 4-2-schéma bloc de la MSAP alimentée en tension.

4.5 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 $Is_{dréf}$ avec $Is_{qréf} = 0$.

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

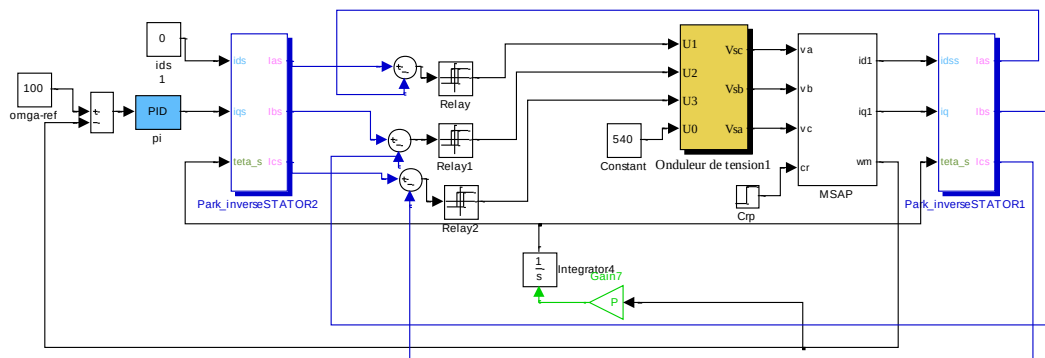


Figure 4.3 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimenté par un onduleur de tension

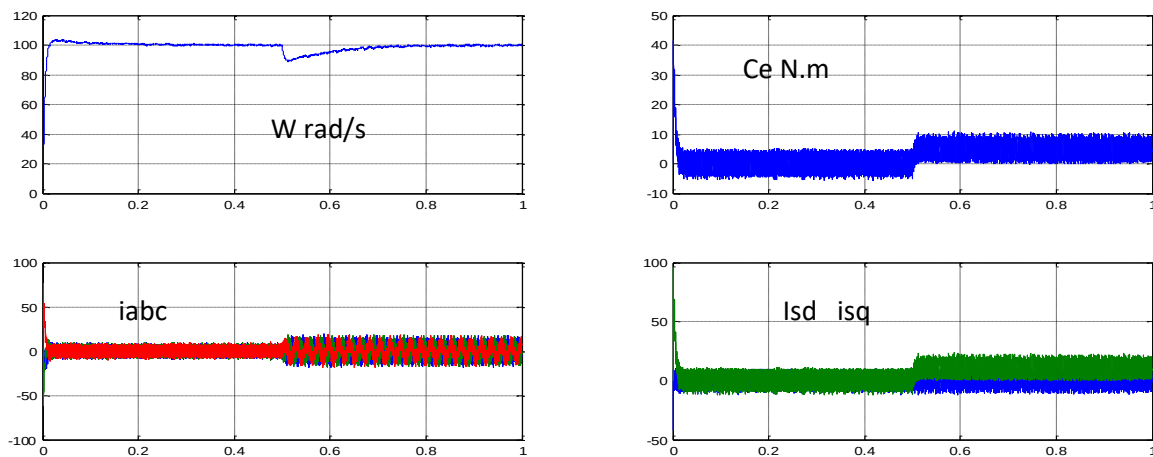


Figure 4-4: Résultats de simulation pour la variation de la charge de 10 N.m

4.6. 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,

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \quad (4.1)$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (4.2)$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f i_q \quad (4.3)$$

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

$$C_e = k_t i_q \quad (4.4)$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (4.5)$$

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

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q - p\Omega L_s i_d - p\Omega \Phi_f \end{cases} \quad (4.6)$$

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s p) I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s p) I_q + \omega (L_s I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\text{Avec:} \quad \omega = p\Omega \quad (4.8)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

4.7.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 .

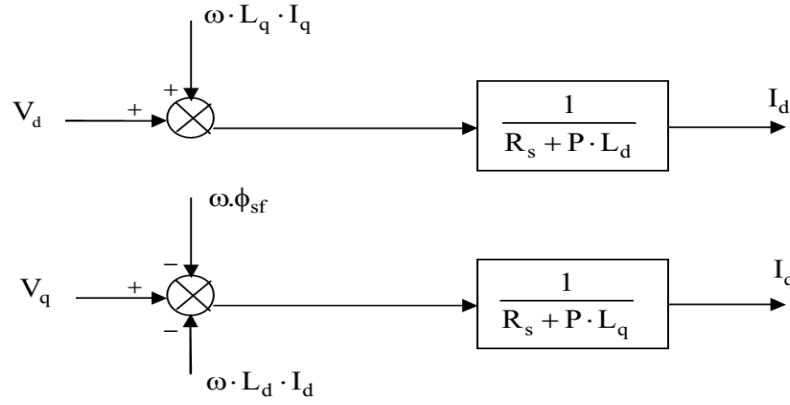


Figure 4.5: Description des couplages

A partir des équations (4.7), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations.

$$\begin{cases} V_d = V_d^* + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (4.9)$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V_d^*} = \frac{1}{R_s + P L_d} \quad (4.11)$$

$$\begin{cases} V_q = V_q^* + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \phi_f \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\frac{I_q}{V_q^*} = \frac{1}{R_s + P L_q} \quad (4.13)$$

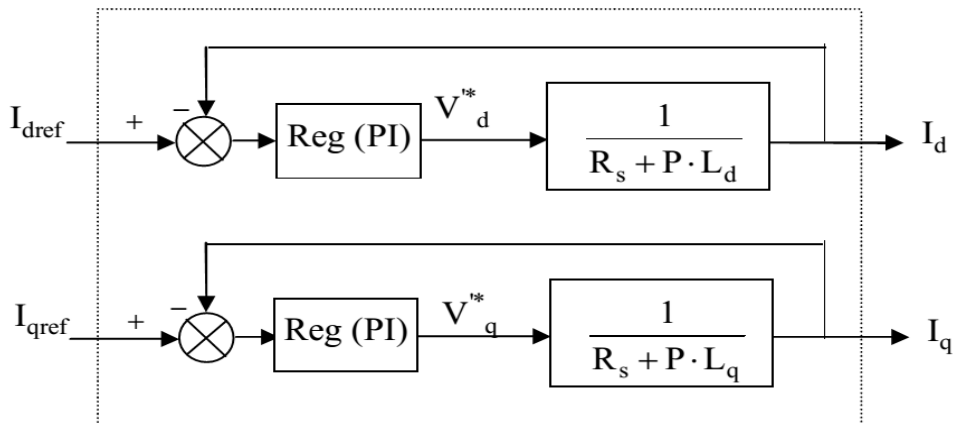


Figure 4.6: Commande découplée.

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.

4.8 Calcul des régulateurs

4.8.1 Régulateur de courant i_d

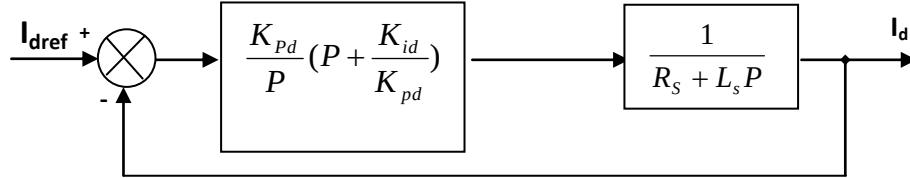


Figure 4.7: Boucle de régulation du courant I_d .

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 ouvert :

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

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 : $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$

4.8.2 Régulateur de courant i_q

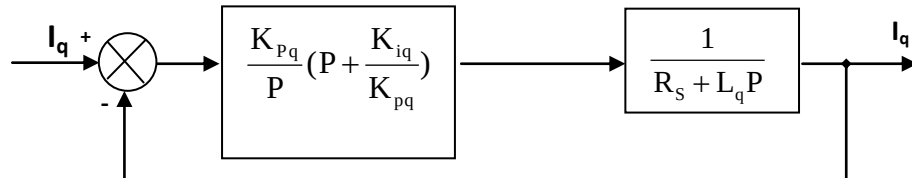


Figure 4.8 : Boucle de régulation du courant I_q .

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: $T_q = \frac{L_q}{R_s}$

4.8.3 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:

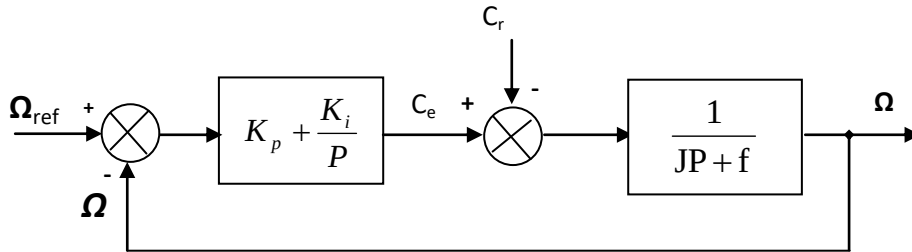


Figure 4.9 : Boucle de régulation de vitesse.

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 :

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

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

Avec:

On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_0

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

pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ 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

On obtient :

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

avec : τ le temps de réponse

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

Le schéma de la commande vectorielle avec capteur de vitesse est représenté dans la figure(4-10).

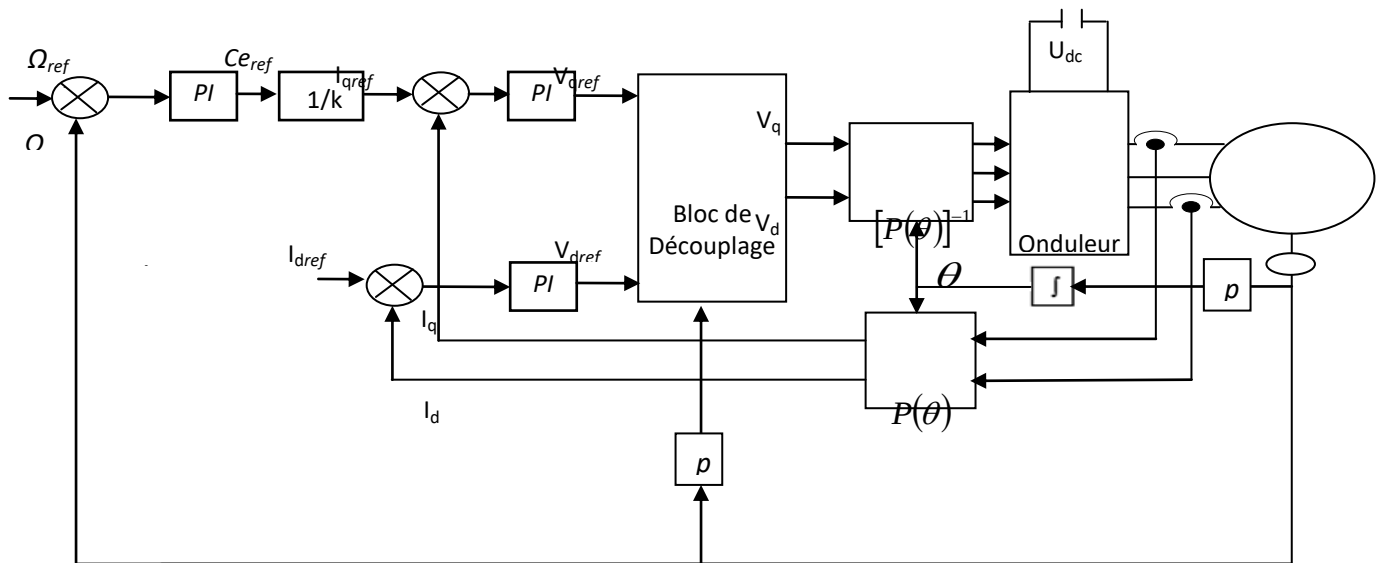


Figure 4.10: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

5-1 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

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{gl} \quad (5-1)$$

ω_s la pulsation statorique

ω_r la pulsation rotorique

ω_{gl} la pulsation de glissement

5-2-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 :

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

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

Ce qui caractérise une loi en $V_s/\omega_s = \text{conste}$.

A basse vitesse en ajoutant un terme de tension V_0

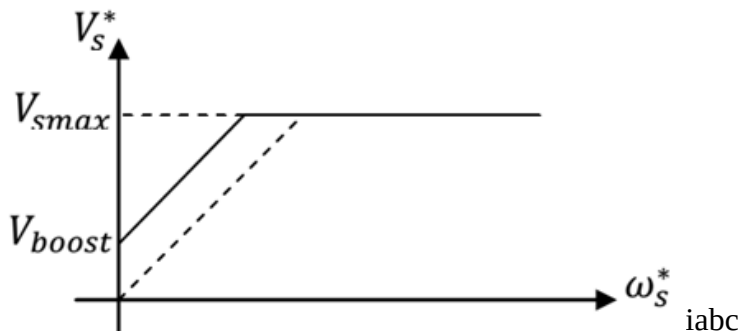
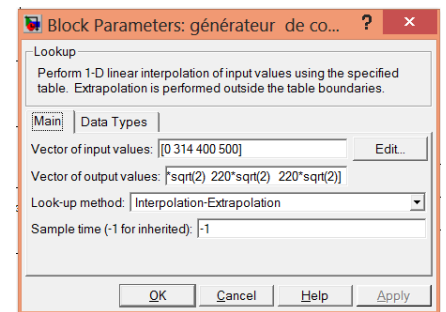


Figure 5-1 : la tension statorique en fonction de la pulsation statorique à flux statorique constant



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 :

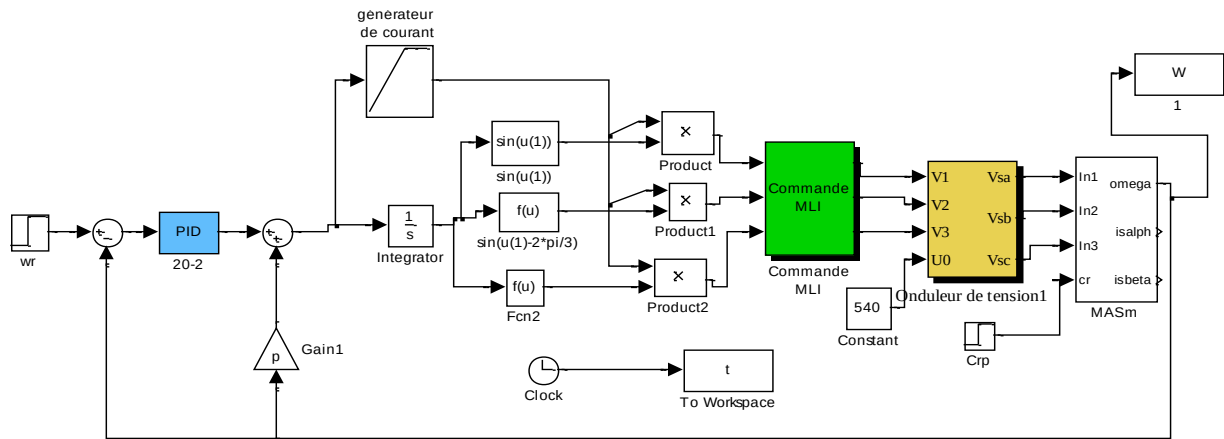


Figure 5-2 : Contrôle scalaire de la tension

5-3 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 $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

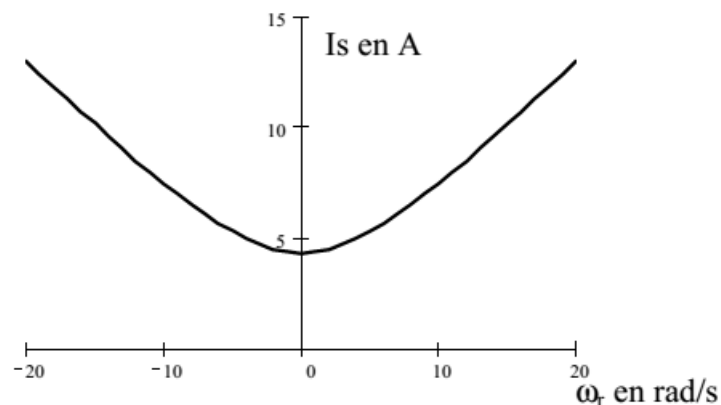


Figure 5-3: Courant statorique en fonction de la pulsation rotorique à flux rotorique constant

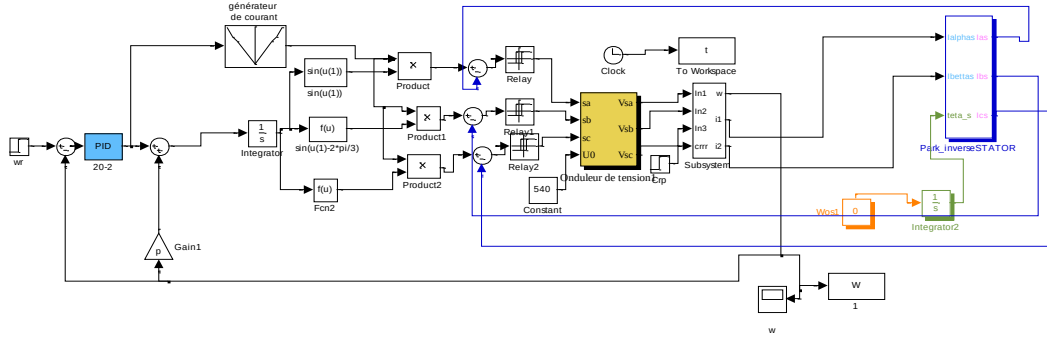
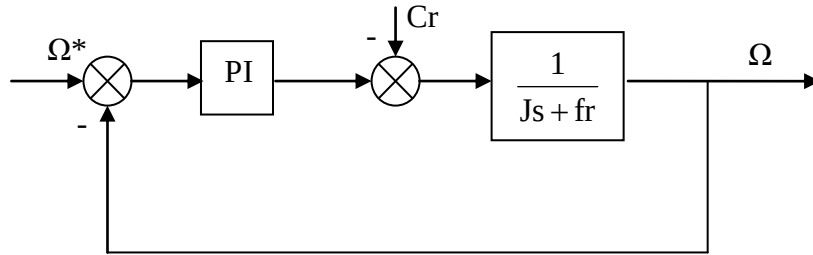


Figure 5-4: Schéma de commande scalaire du courant

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.

5-4 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (5-5).



Si $Cr=0$

Figure 5-5 : 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 :

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

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

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

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

5-6 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.

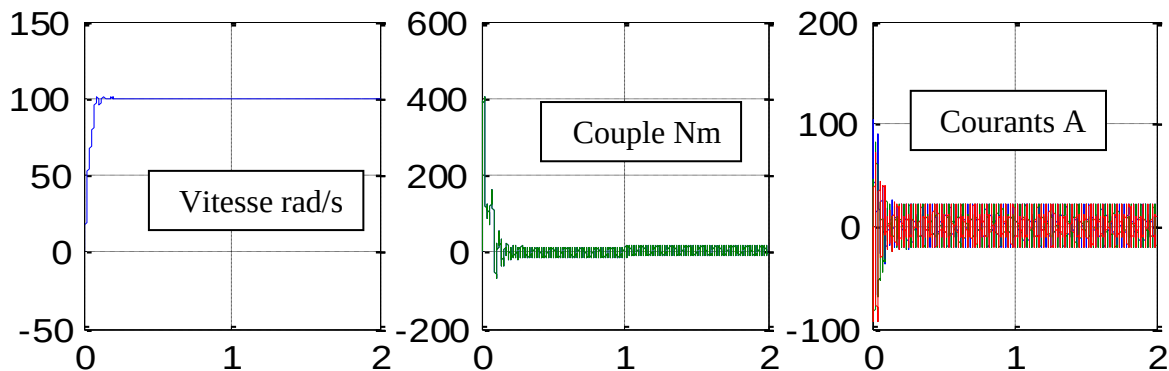


Figure 5-6 résultats de simulation dans le cas d'une commande scalaire de la tension

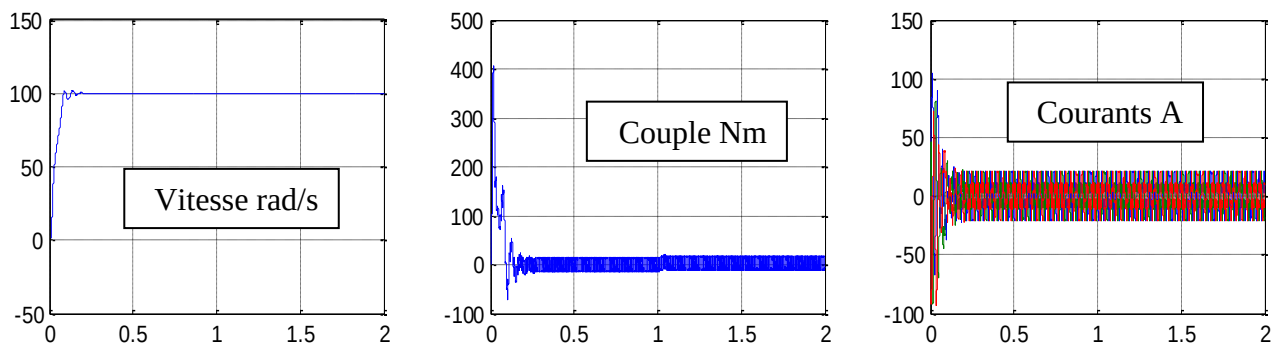


Figure 5-7 résultats de simulation dans le cas d'une commande scalaire du courant

Remarque sur commande scalaire en tension

- Le réglage du courant I_s est obtenu indirectement en agissant sur la valeur du 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.

5.7 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 : $C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq}$

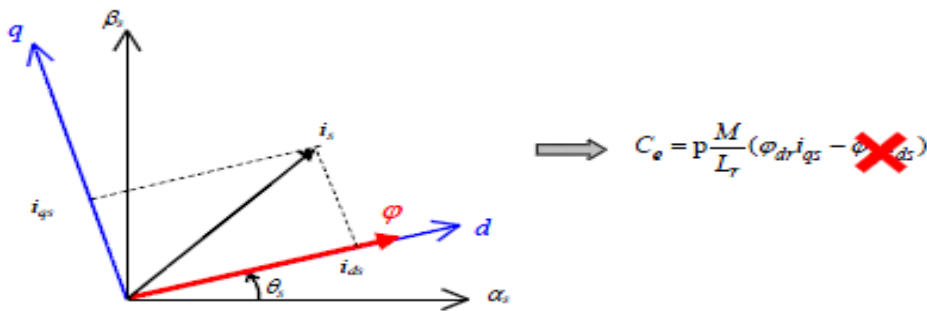
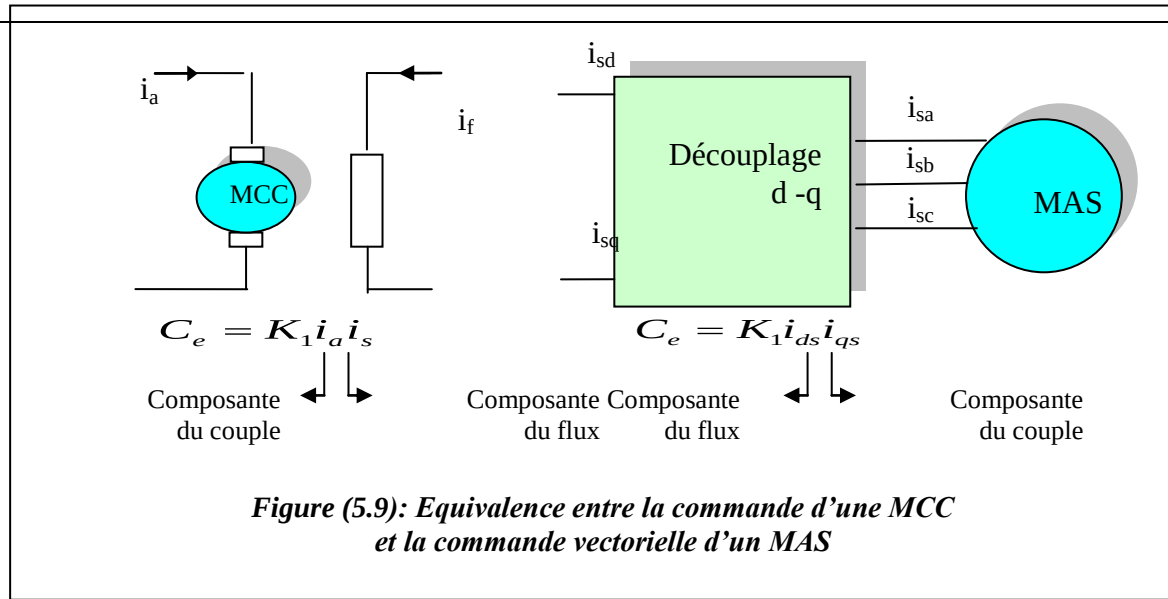


Figure 5.8 Principe du contrôle vectoriel



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:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r\end{aligned}\tag{5-14}$$

Le couple se réduira alors à

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq}\tag{5-15}$$

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}).

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

Loi des mailles pour VSd et VSq

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

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

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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = i_{sd}.r_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ v_{sq} = i_{sy}.r_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (5-16)$$

Estimation de flux rotorique

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

$$\text{on obtient } \Phi_{rd} = \frac{M i_{sd}}{1 + \tau_r s} \quad (5-17)$$

Estimation de ω_s

$$\text{La relation d'autopilotage de MAS donne par : } \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad (5-18)$$

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

$$\omega_{gl} = \frac{M}{\tau_r \Phi_r} i_{sq} \quad (5-19)$$

5.7 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 :

$$\begin{aligned} e_d &= \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_r \\ e_q &= -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{L_r} \Phi_r) \end{aligned} \quad (5-20)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (5-9))

Tel que:

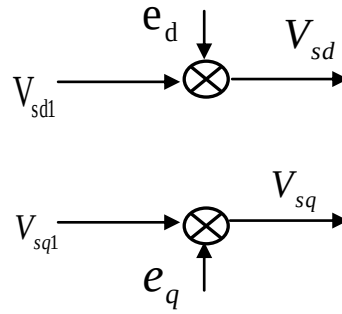


Figure (5-10): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

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

$$i_{sd} = \frac{v_{sd1}}{(R_s + \sigma L_s S)} \quad , \quad i_{sq} = \frac{v_{sq1}}{(R_s + \sigma L_s S)} \quad (5-21)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

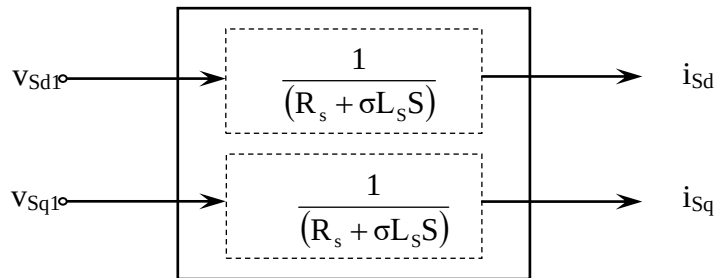


Figure (5-11): Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq} .

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

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : flux rotorique nominale.

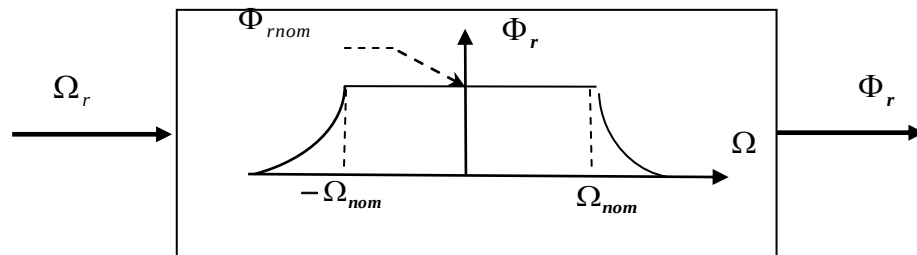


Figure (5-12) : Bloc de défluxage

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 (5-13).

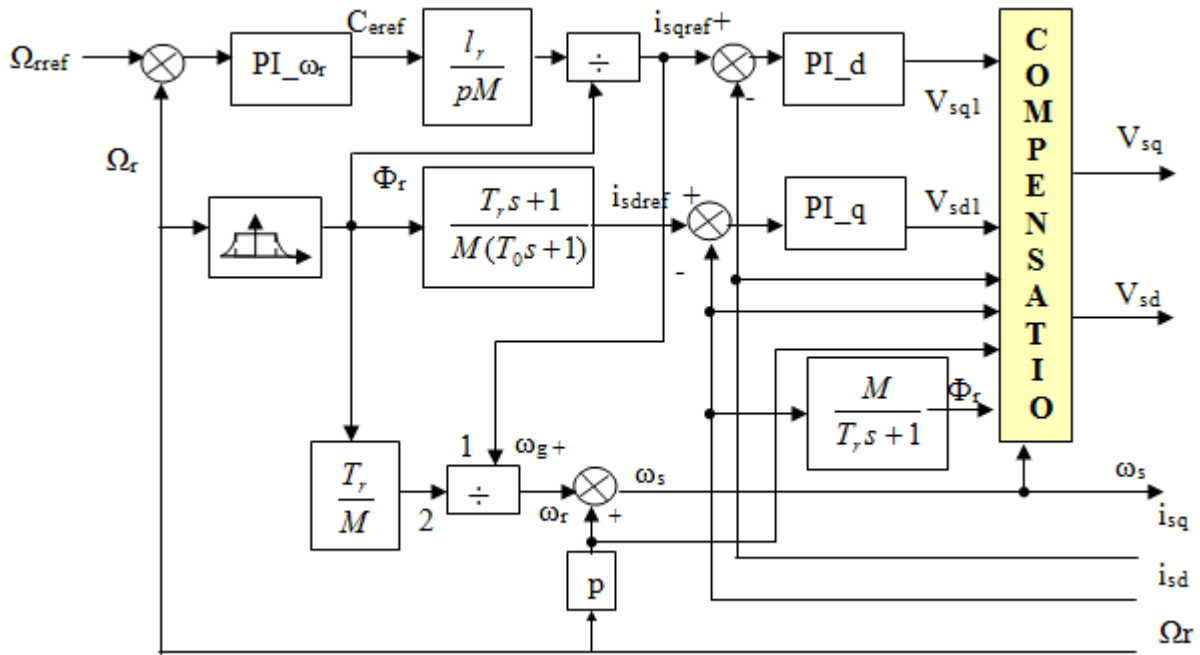


Fig (5-13): Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

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 bloque de défluxage,

5.9 Calculs des régulateurs

5.9.1 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

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

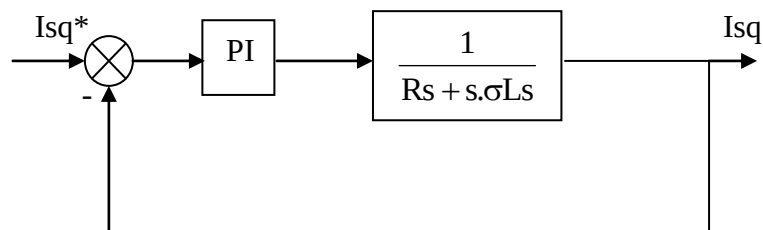


Figure (5-14) : schéma bloc de la régulation du courant statorique isq (même chose pour ids).

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 :

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

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

5.10 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) .

5.10.1 organisations fonctionnelles de la commande vectorielle directe

L'organisation fonctionnelle de la commande **vectorielle directe** alimentée en tension est représentée par la Fig (5-15)

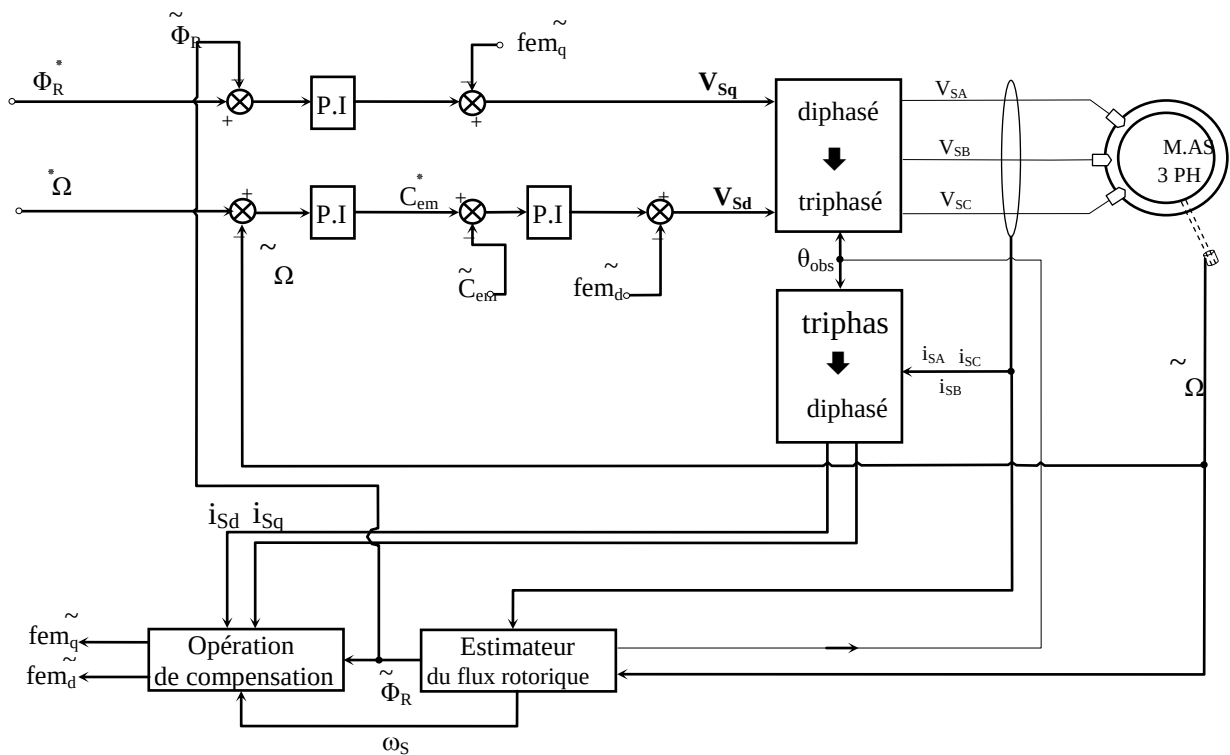


Figure (5-15): Commande vectorielle direct du flux d'une machine alimenté en tension

5.10.2 Calcul du régulateur de flux

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

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

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la Figure (5-16):

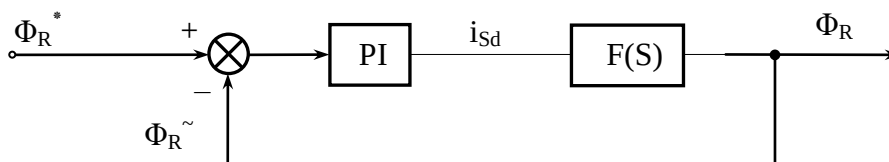


Fig.5-16 Schéma fonctionnel de régulation de flux.

$$\Phi_{rd} = \frac{(M/R_s) * \frac{1}{\tau_r} * \frac{1}{\sigma\tau_s} v_{sd1}}{\left(\frac{1}{\tau_r} + s\right) \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + s\right)} = \frac{k\phi * v_{sd1}}{\left(\frac{1}{\tau_r} + s\right) \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + s\right)}$$

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

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'écrit 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 .

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

5.10.3 Calcul du régulateur de couple

$$\text{A partir de } C_e = \frac{PM\Phi_{Rn} i_{sq}}{L_r} \quad \text{et de } i_{sq} = \frac{v_{sq1}/R_s}{(1 + \sigma\tau_s s)} \quad \text{on tire :} \quad C_{em} = \frac{\frac{k_c}{R_s}}{1 + \tau_s s}$$

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

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

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

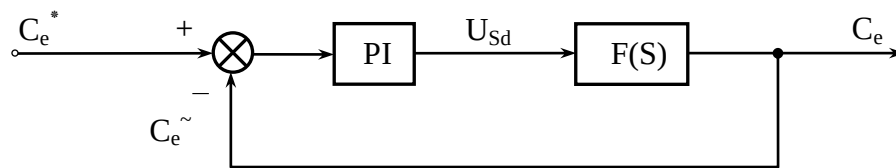


Fig.5-17 Schéma fonctionnel de régulation de couple

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

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

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 $K_{pc} = k_{ic} \tau$

5.10.4 Calcul du régulateur de vitesse pour la commande vectorielle directe

Si le même calcul que la commande vectorielle de la MSAP

$$K_i = J \omega_n^2$$

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

5.11 Estimation du flux rotorique

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

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

Donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{R\alpha} - \omega_r \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{s\beta} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{R\beta} + \omega_r \Phi_{R\alpha} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (5-22)$$

Le modèle du flux est donné par:

$$\|\Phi_R\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \quad (5-23)$$

$$\text{et la position du flux donne par ; } \theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \quad (5-24)$$

5-12 Commande direct du couple de la machine asynchrone

5-12.1 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:

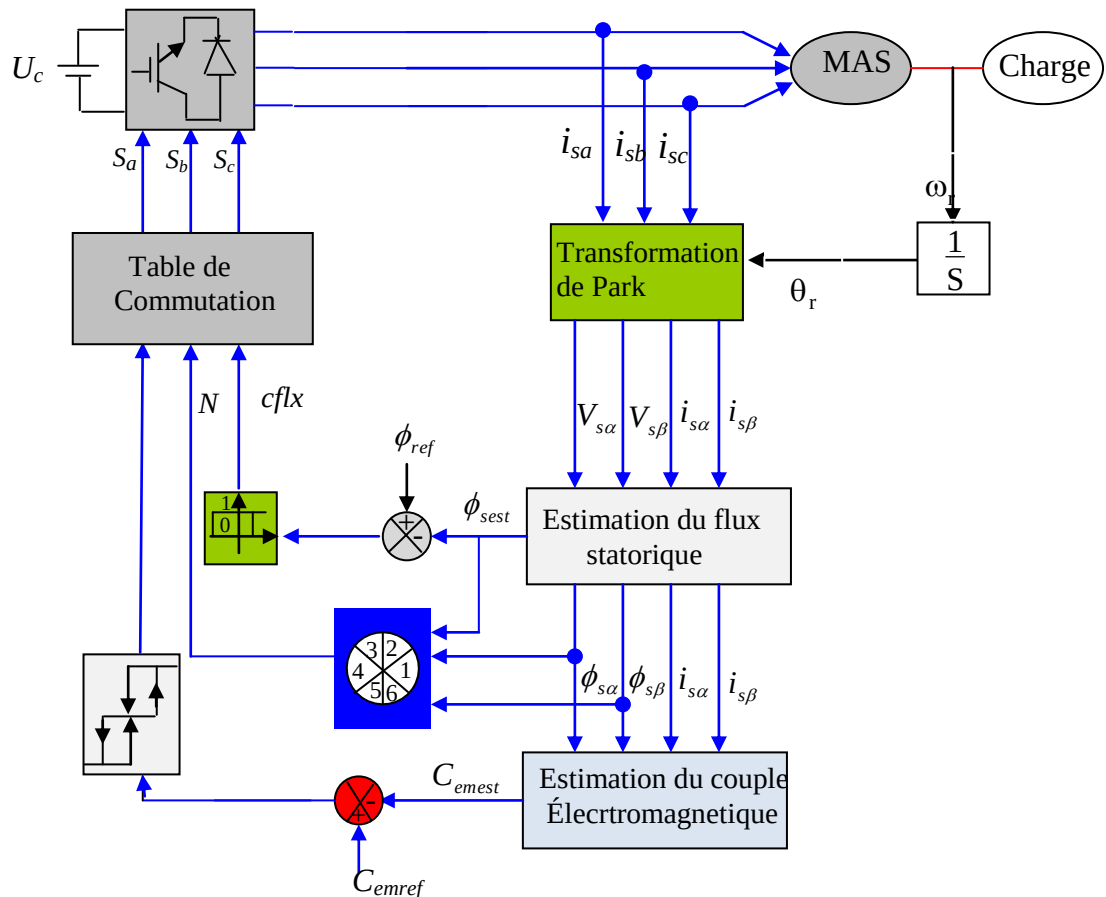


Figure (5.18) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

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.

5-12.2 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

$$\vec{V}_s = V_{sa} + V_{sb} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (5.25)$$

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ 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

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

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

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

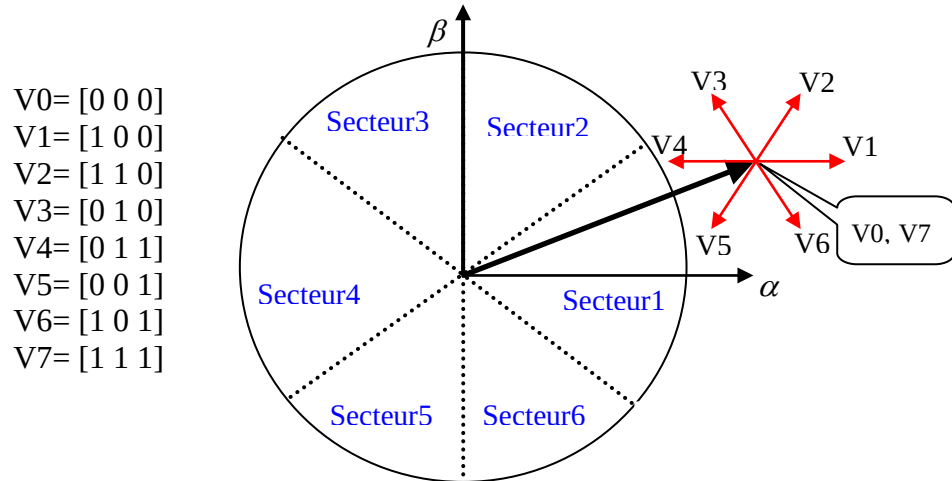


Figure (5.19) Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires

5-12.3 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 :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \Rightarrow \overline{\phi_s} = \overline{\phi_{s0}} + \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{i_s}) dt \quad (5.26)$$

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

$$\overline{\phi_s} \approx \overline{\phi_{s0}} + \int_0^t \overline{V_s} dt \quad (5.27)$$

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 .

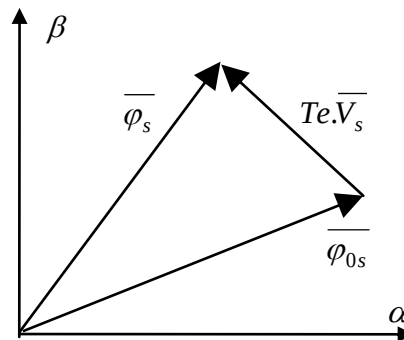


Figure (5.20) Evolution de l'extrémité de ϕ_s

5-12.4 Estimation du Flux

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{array} \right. \quad (5.28)$$

On obtient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) \cdot dt \end{array} \right. \quad (5.29)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t V_{s\alpha} \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t V_{s\beta} \cdot dt \end{array} \right. \quad (5.30)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \delta = \text{Arc tan}\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \end{array} \right. \quad (5.31)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{array} \right. \quad (5.32)$$

5-12.5 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

$$\text{par : } C_e = \frac{3p}{2} (\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (5.33)$$

5-12.6 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 c_{flx} , 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.

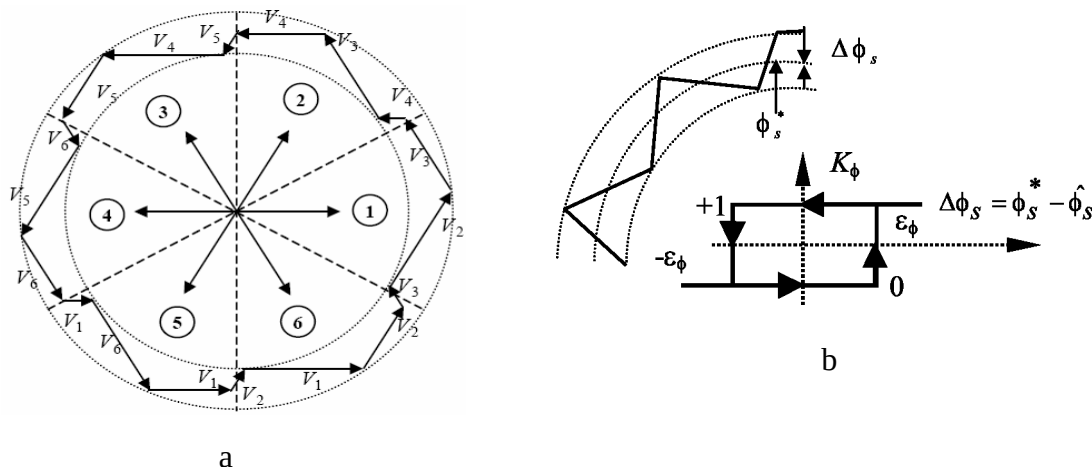


Figure (5.21) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection de vectrices tensions correspondant

5-12.7 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 C_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en Valeur absolue ($C_c=1$ pour une consigne positive et $C_c=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_c=0$).

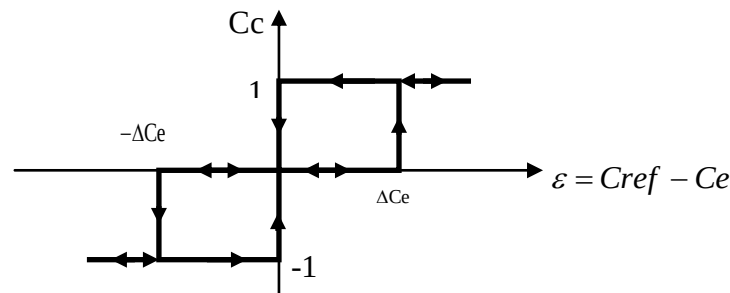


Figure (5.22) correcteur à hystérésis à trois niveaux

5-12.8 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 (5.1): Table de commande proposé par **Takahashi**

secteur		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
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

PARTIE 6 : Commande des moteurs pas à pas

6-1 introductions

Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique qui assure la transformation d'un signal électrique impulsionnel en un déplacement mécanique, L'interaction électromagnétique entre ces deux parties (le Stator et le Rotor) assure la rotation.

6.1.1 Différents types de moteur pas à pas

- 1-Moteur à Aimant permanent
- 2- Moteur à Réluctance variable

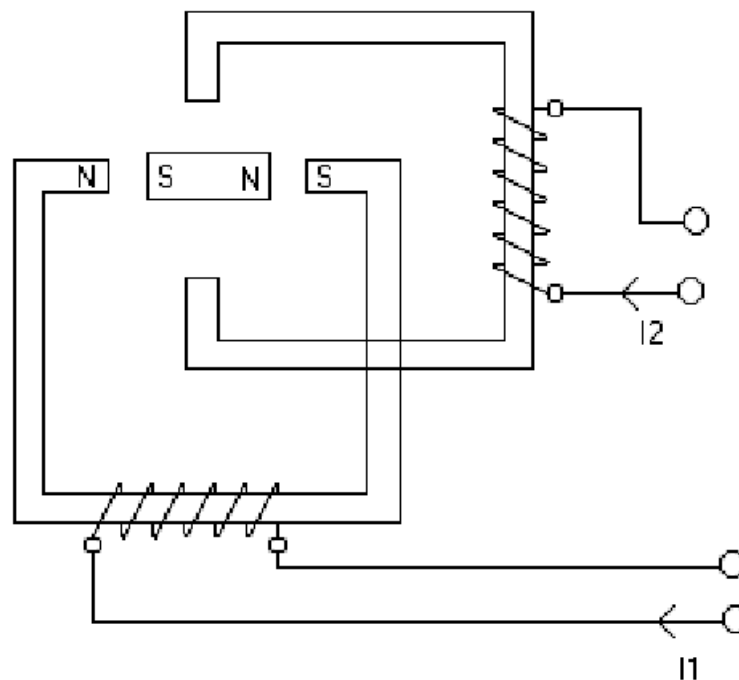


Figure (6-1) : Principe du moteur pas à pas à Aimant permanent

6.2 Moteur à Réluctance variable

la machine à réluctance variable est une machine électrique dont le couple est produit par les forces d'attraction électromagnétiques exercées sur une partie mobile (rotor) qui se déplace vers une position où la réluctance est minimale. Les parties magnétiques du rotor et du stator d'une MRV à double saillances possèdent des pôles saillants. Le stator comporte N_s dents et le rotor comporte N_r dents.

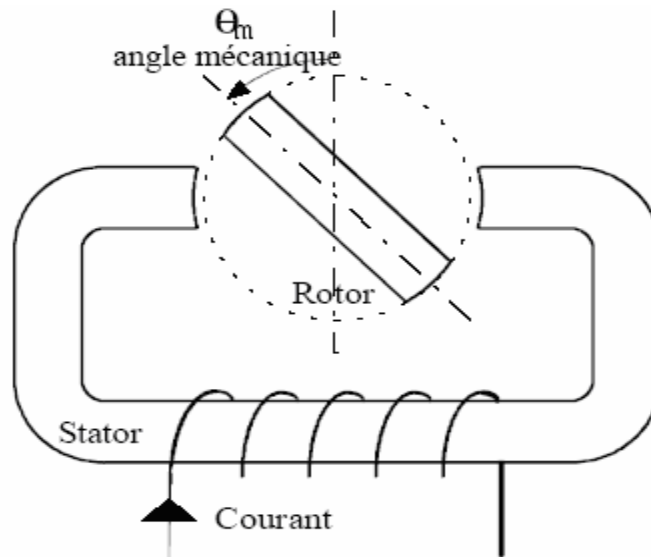


Figure (6.2) Structure de MRV monophasé

6.2.1 Domaine d 'application des moteurs pas à pas

- Horlogerie
- imprimantes, scanners, machines à écrire.
- distributeurs automatiques

Les principes fondamentaux de ces machines. Puis il classe les différentes structures globales des moteurs et actionneurs monophasés, et des machines polyphasées à commutation de type pas-à-pas

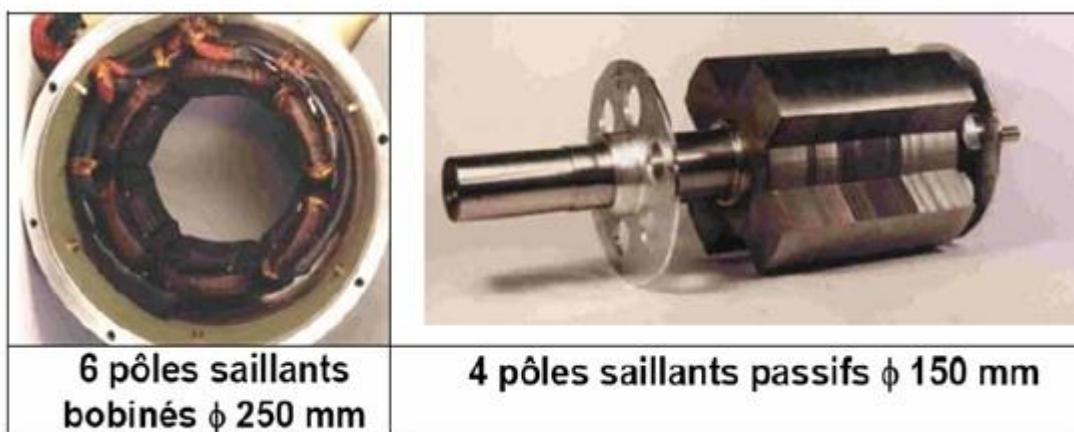


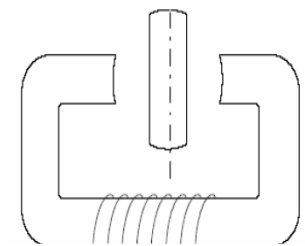
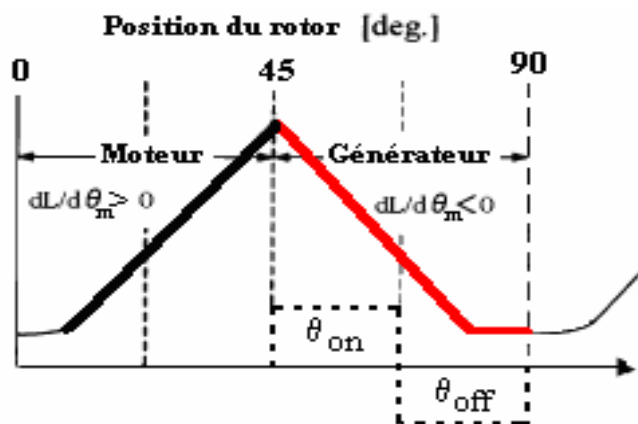
Figure (6.3) prototype MRV 6/4

6-3 modélisations de la machines à réluctance variable (MRV)

6.3.1 Hypothèses simplificatrices

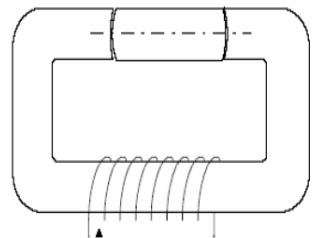
- Les paramètres de chaque phase sont symétriques.
- L'inductance mutuelle et l'inductance de fuite sont négligées.
- Ignorer les phénomènes d'hystérésis et de courants induits de Foucault.
- La résistance est indépendante de la température.
- Les interrupteurs sont parfaits.
- La tension d'excitation est parfaitement continue.
- On néglige les effets de saturation.

A partir de la position d'opposition ($\theta_m=0$), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, nous devrions alimenter l'électroaimant fixe jusqu'à la position de conjonction ($\theta_m = \pi/2$), selon la règle du « flux max. ou de la réluctance min. », et ainsi de suite ...



Position d'opposition

(a)



position de conjonction

(b)

Figure (6-4) Variation de l'inductance en fonction de la position du rotor

le couple électromagnétique est de la MRV donne par : $T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_m}$, (6.1)

L'alimentation de la machine avec un courant constant lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance (figure (II.9)) donner le régime de fonctionnement souhaité :

- **Moteur** ($T_e > 0$) sur la phase croissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} > 0\right)$
- **Générateur** ($T_e < 0$) sur la phase décroissante de l'inductance $\left(\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0\right)$

le nombre de dents statoriques N_s et rotoriques N_r ainsi que le nombre de phases k pour assurer un bon fonctionnement de la MRV. Dans notre application nous avons choisi une MRV triphasée à $N_s = 6$ dents stator et $N_r = 4$ rotor

6.3-2 Les équations électromagnétiques

La tension instantanée appliquée sur l'enroulement d'une phase du moteur MRV à une relation avec le flux par la loi de Faraday:

$$V_s = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (6.2)$$

V_s : est la tension appliquée.

i : est le courant dans la phase.

R : est la résistance de l'enroulement de phase.

Ψ : est le flux.

En peut être développée comme suit :

$$V = Ri + \frac{d\psi}{di} \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (6.3)$$

$\frac{\partial \Psi}{\partial i}$ est défini comme l'inductance instantanée $L(\theta, I)$ et le terme $\frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t}$ est La force électromotrice (FEM) instantané.

La figure (5-5) montre l'angle δ correspondant au déplacement d'une phase par rapport à une autre, elle est donné par

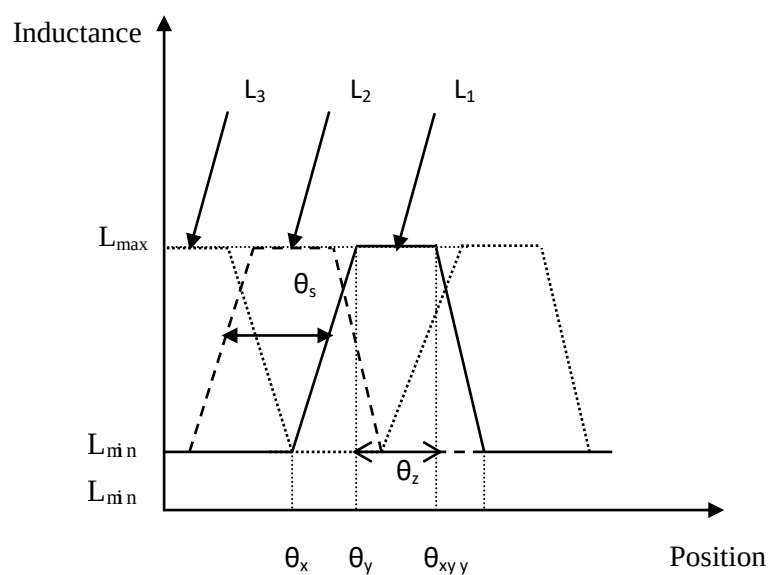


Figure 6-5 les inductances en fonction de la position

l'angle θ_s donné Par
$$\theta_s = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (6.4)$$

N_r et N_s sont les nombres de pôles du rotor et du stator respectivement. Quand les arcs des pôles du rotor et du stator du moteur ne sont pas égaux, $\beta_r \neq \beta_s$, on a les relations d'angles suivantes :

$$\theta_x = \left(\frac{\pi}{N_r} \right) - \frac{(\beta_r + \beta_s)}{2} \quad (5.5)$$

$$\theta_y = \left(\frac{\pi}{N_r} \right) - \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (6.6)$$

$$\theta_z = \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (6.7)$$

$$\theta_z = (\theta_y + \theta_z + \theta_s) \quad (6.8)$$

l'angle δ correspondant au déplacement d'une phase par rapport à une autre, elle est donné par:

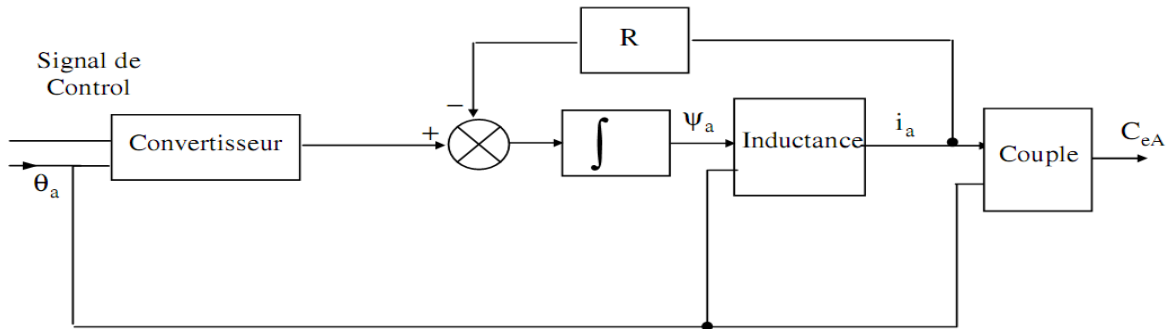
$$\delta = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (6.9)$$


Figure (6- 6) Diagramme de simulation de MRV par phase (modèle linéaire)

Les équations mécaniques sont :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - F\omega \quad (6.10)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (6.11)$$

C_r : représente le couple de charge,

F : Le coefficient du frottement de la machine.

J : Moment d'inertie.

Et le couple total du moteur est donné par :

$$C_e = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} i_j^2 \quad (6.12)$$

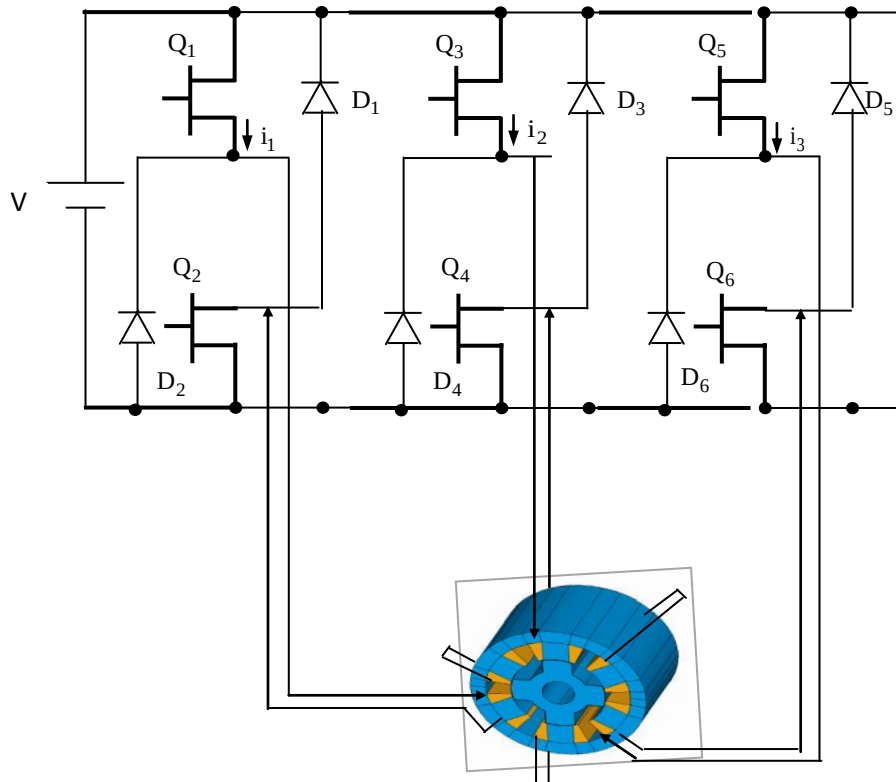


Figure 6- 7 Alimentation de la MRV par convertisseur

6.3.3 Alimentation de la MRV

Le flux dans le moteur à réluctance variable n'est pas constant mais doit être établi commençant par zéro dans chaque pas. Le processus est contrôlé en appliquant la tension d'alimentation sur l'angle θ_o et on l'éteignant à l'angle de la commutation θ_{off} .

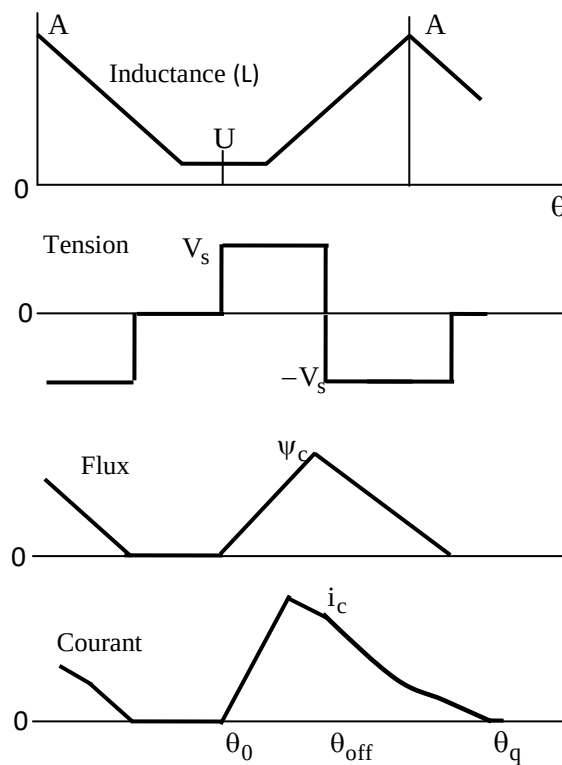


Figure 6-8 Formes ondulées de seule pulsation

Nous montrons dans la figure (5.9) le diagramme de simulation utilisé pour le modèle linéaire de la MRV. La figure (II. 6) montre le contenu du bloc de la phase 1. Il contient trois autres blocs, chacun est associé à une fonction MATLAB spécifique.

Ils sont :

- **Le convertisseur:** permet d'assurer les commutations du convertisseur de puissance aux angles θ_{on} , θ_{off} et θ_d .
- **L'inductance:** le calcul du courant sur l'inductance de chaque phase respectivement, d'après la position du rotor θ et le flux de la phase ψ . Le courant de la phase 1 est présenté comme la sortie.
- **Le couple:** le calcul de couple produit dans cette phase d'après la position du rotor θ et la valeur du courant I .

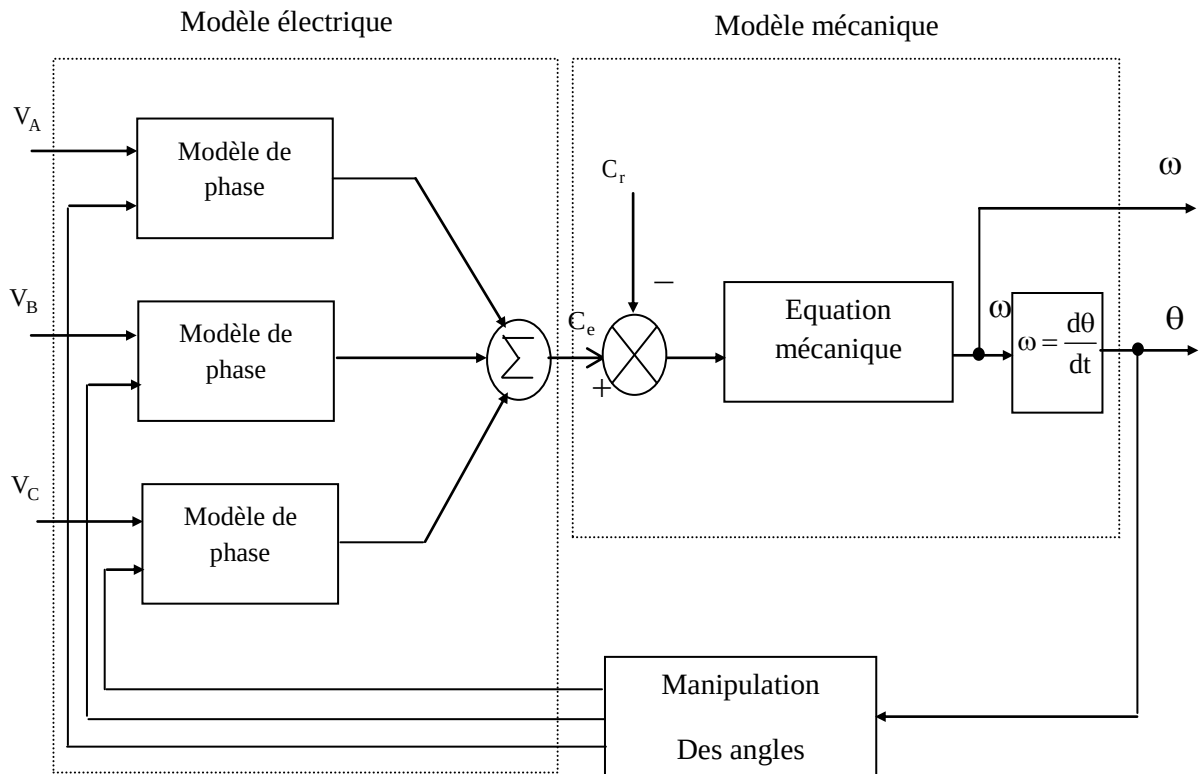


Figure (6-9) Diagramme de simulation de MRV .

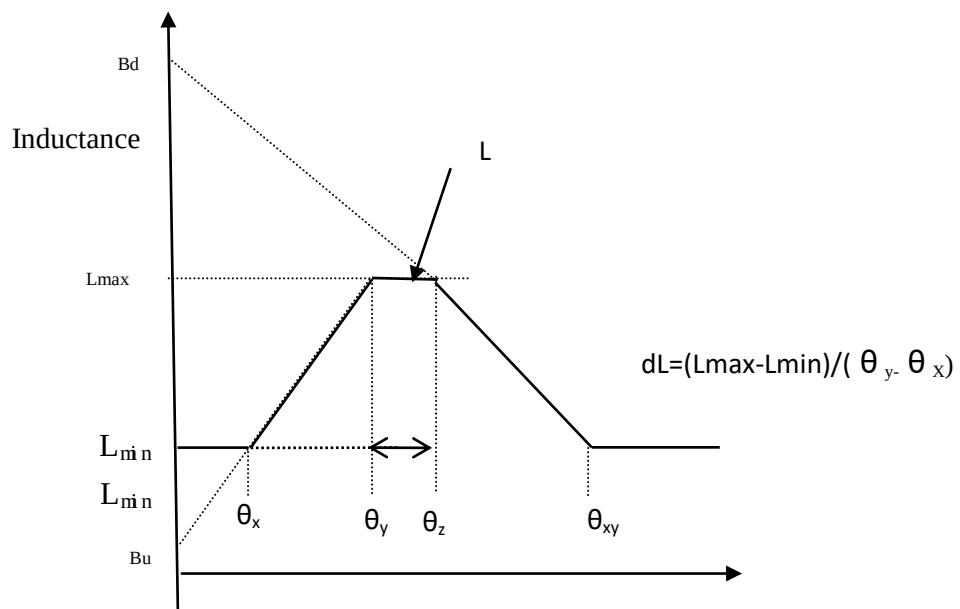


Figure (6-10) Inductance dû phase en fonction de la position

6.4 Commande de la vitesse par régulateur à action proportionnelle et intégrale (PI)

Le contrôleur de la vitesse convertit l'erreur de la vitesse à une valeur du couple électromagnétique de référence (ou à une valeur du courant de référence).

Les limitations du courant entre des valeurs prédéterminées sont accomplies en limitant le produit du régulateur de vitesse. Les contrôleurs de la vitesse les plus utilisés pour les entraînements contiennent deux boucles de contrôle séparées figure (II.23). La boucle intérieure est responsable de la régulation du courant et incorpore un régulateur PWM à hystérésis. Ce régulateur est activé par l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré du moteur. La référence du courant ou du couple est produite par la boucle extérieure du contrôle, dans lequel l'erreur entre la référence de la vitesse et sa valeur réelle sollicite le régulateur PI de vitesse.

Pour simplifier les calculs, le système peut être découpé en deux modes: mode rapide (mode électrique) et mode lente (mode mécanique). Cette hypothèse est admissible quand la constante du temps mécanique est beaucoup plus grande que celle électrique. Dans ce cas, la boucle du contrôle du courant peut être considérée comme unitaire.

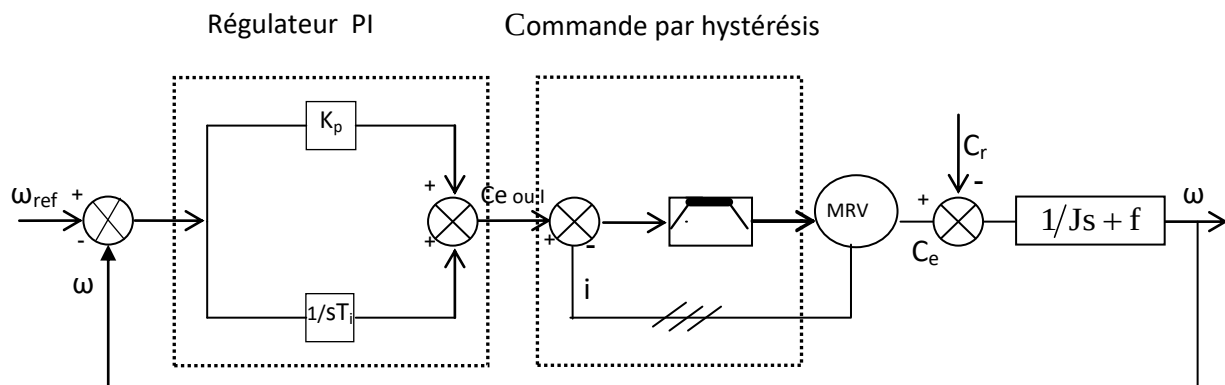


Figure 6.11 Boucle de régulation de vitesse

Le réglage du régulateur de l'entraînement électrique est un problème complexe dû au grand nombre de non-linéarités de la machine, du convertisseur électronique et du contrôleur. La non-linéarité inhérente de la MRV est difficile à éliminer pour un réglage adéquat des paramètres du contrôleur. Le convertisseur de puissance présente une caractéristique de transfert non linéaire à cause des temps morts imposés par la commutation. Un obstacle supplémentaire pour le réglage optimal des paramètres du PI de la vitesse est la difficulté de caractériser la charge. Le système peut être décrit comme un système standard de deuxième ordre avec un zéro :

$$\frac{\omega(s)}{\omega_{ref}} = \frac{\frac{K_{\omega}}{J}(s+a)}{s^2 + \left(\frac{f+K_{\omega}}{J}\right)s + \frac{K_{\omega}}{J}} = \frac{\omega_n^2}{a} \frac{(s+a)}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (6-13)$$

Par identification on a :

$$\begin{cases} \frac{F+K_{\omega}}{J} = 2\omega_n\zeta \\ \frac{K_{\omega}}{J} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (6-14)$$

Si on choisit un coefficient d'amortissement égal à l'unité, la dynamique de la réponse de vitesse est fixée par la pulsation propre ω_n .

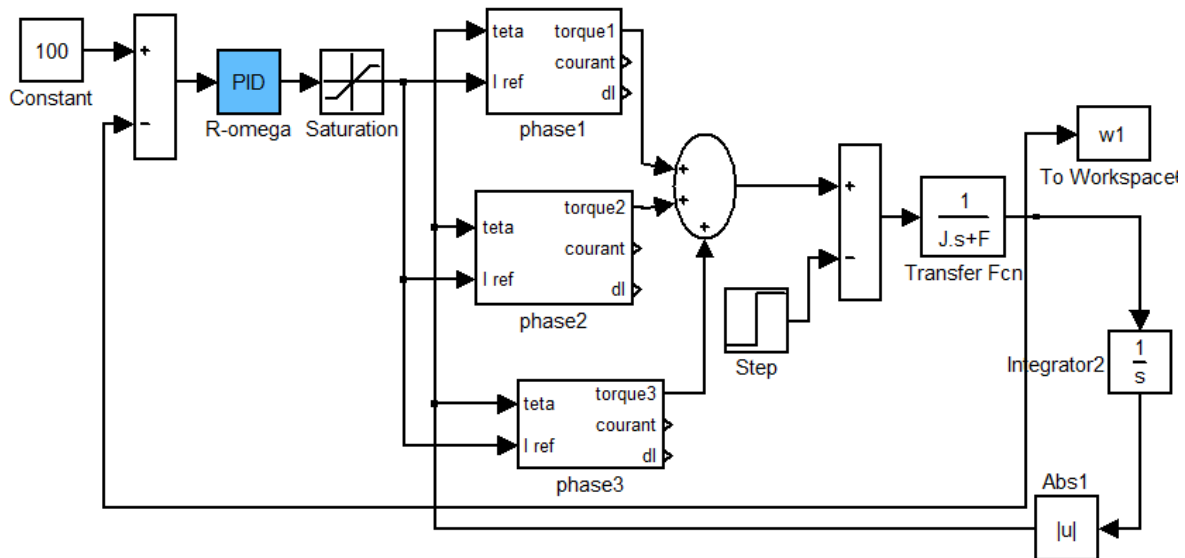


Figure 6-11 commande de la vitesse de la MRV

Les travail parties (TP)

TP1: étude du phénomène transitoire de la machine asynchrone avec onduleur MLI sous Matlab/Simulink

1-Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

- L'effet d'encoche est négligé.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de

ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

Les équations générales (1) décrivant le fonctionnement des moteurs à asynchrone dans la référentiel $U-V$.

En réécrivant les équations précédentes (1) dans un référentiel stationnaire $\alpha - \beta$ ($\omega_c = 0$), on obtient le modèle (2).

2- Les équations électriques :

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= r_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \phi_{qs} & u_{s\alpha} &= r_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\
 u_{qs} &= r_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_c \cdot \phi_{ds} & u_{s\beta} &= r_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\
 u_{dr} &= r_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \cdot \phi_{qr} & 0 &= r_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\
 u_{qr} &= r_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega_r) \cdot \phi_{dr} & 0 &= r_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha}
 \end{aligned}
 \quad (1) \quad \Rightarrow \quad (2)$$

3-les équations des flux

$$\begin{cases}
 \Phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\beta r} \\
 \Phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\alpha r} \\
 \Phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\beta s} \\
 \Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\alpha s}
 \end{cases}$$

4-L'équation de couple électromagnétique: $C_e = \frac{3}{2} PM (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} i_{r\beta})$

5 Le équation mécanique : $C_e - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega$

6-Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé

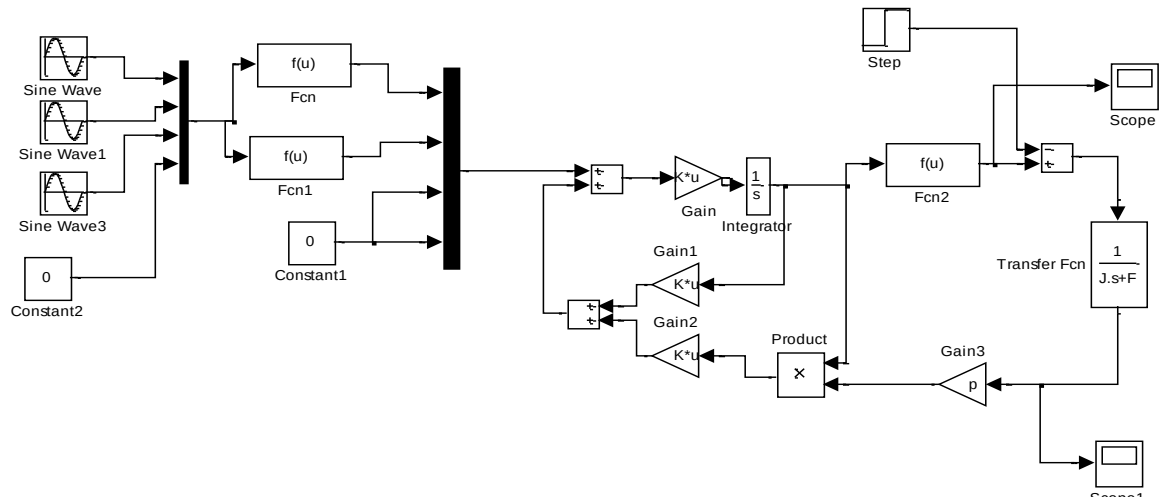


Fig.I MAS sous MATLAB /Simulink dans le réparer $\alpha - \beta$

7-Alimentation de la MAS par un onduleur de tension

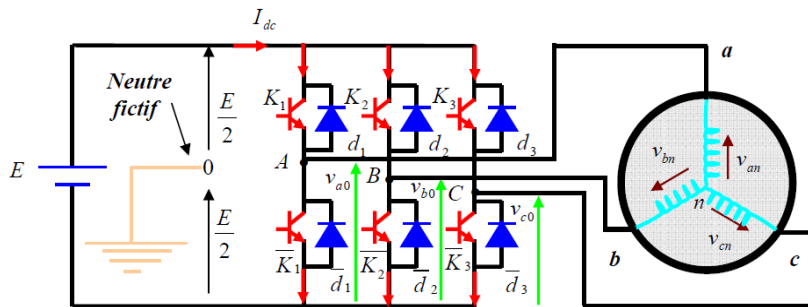


Fig.2. Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone

8-Modélisation d'un onduleur de tension MLI

Le modèle mathématique d'un onduleur de tension donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

E : la tension du bus continu
f1 ,f2 , f3 les état des interrupteur

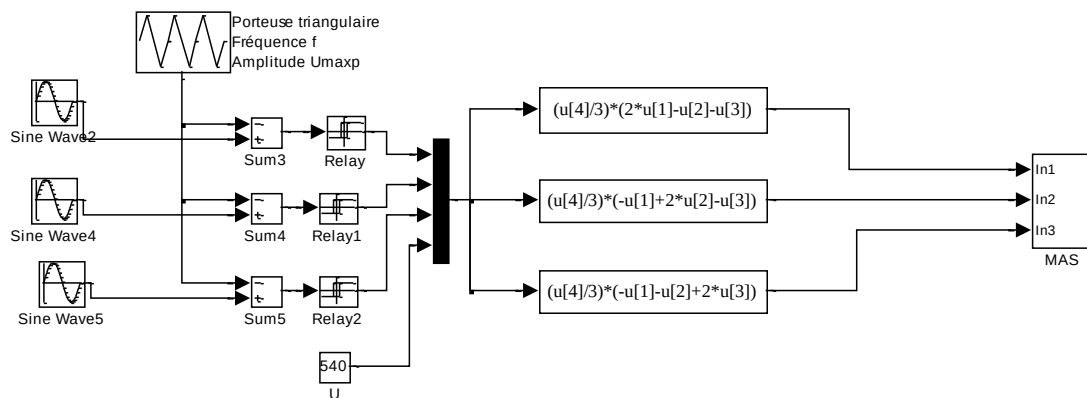


Fig.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire sous MATLAB –Simulink

9-Travail demandé :

1- écrit sous la forme d'une équation d'état Le modèle mathématique de la MAS, dans un repère (α, β) :

$$\dot{X} = AX + BU, \quad X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

2- réaliser le modèle de simulation du moteur asynchrone à cage dans l'environnement

MATLAB /SIMULINK.

1- présenter les résultats obtenus suite à la simulation du moteur asynchrone à cage,

(démarrage à vide et Insérer une charge)

3- alimenter la MAS par un onduleur de tension et présentation les résultats obtenus

4-écrit sous la forme d'une équation d'état le modèle mathématique de la MAS dans le repère d-q et présenter les résultats obtenus.

.....
Transformation de Park et l'équation de Ce sur matlab/simulink (Fun)

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (u[1] \cdot \cos(u[4]) + u[2] \cdot \cos(u[4] + 2 \cdot \pi/3) + u[3] \cdot \cos(u[4] + 4 \cdot \pi/3)) \cdot \sqrt{2/3} \\ V_{qs} &= -(u[1] \cdot \sin(u[4]) + u[2] \cdot \sin(u[4] + 2 \cdot \pi/3) + u[3] \cdot \sin(u[4] + 4 \cdot \pi/3)) \cdot \sqrt{2/3} \\ C_e &= (2/3) \cdot m \cdot p \cdot (u[2] \cdot u[3] - u[4] \cdot u[1]) \end{aligned}$$

Programme M-file des paramètres du moteur (MAS) dans la repère (α, β) :

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;

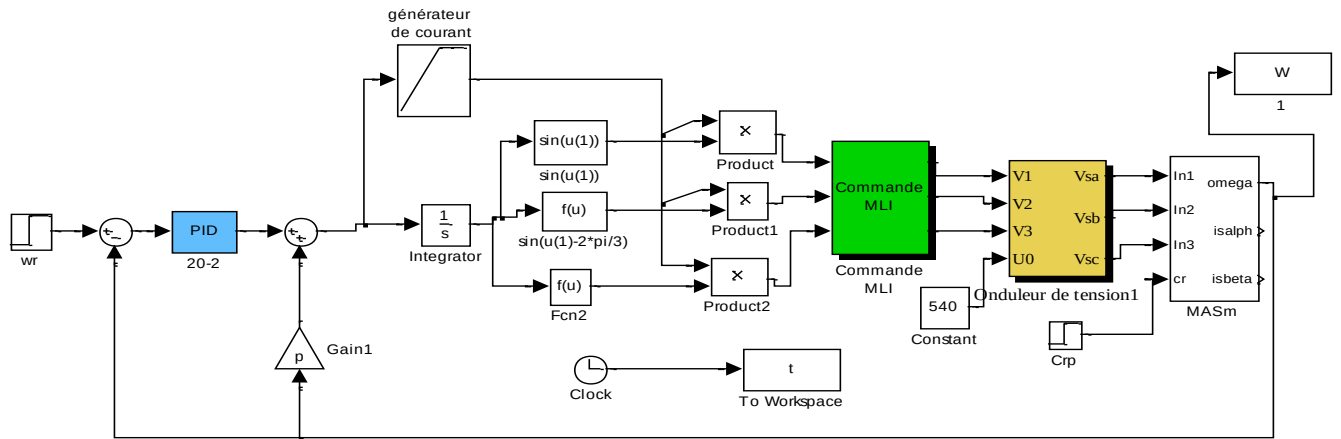
0 -m 0 -lr;

m 0 lr 0]

TP2: command scalaire de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink

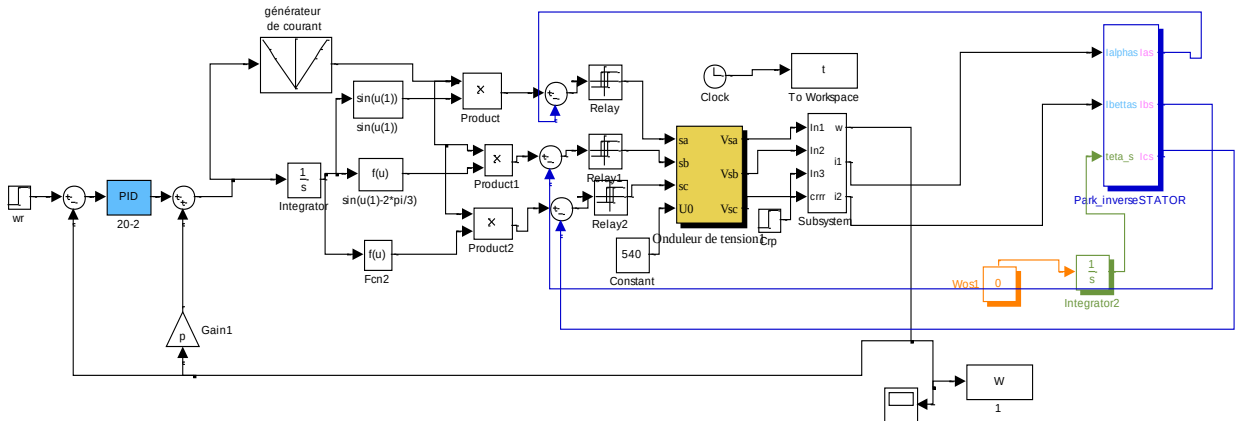
Le but de se TP résultats la simulation de la commande scalaire en couple par contrôle des courants ou la tension statoriques.

1--Contrôle scalaire de la tension



$Fcn1 = \sin(u(1))$, $Fcn2 = \sin(u(1) + 2\pi/3)$, $Fcn3 = \sin(u(1) + 4\pi/3)$

2--Contrôle scalaire du courant



Travail demandé :

1- réaliser la simulation des deux commandes scalaire dans l'environnement MATLAB /SIMULINK. et présenter les résultats obtenus ,(la vitesse avec sa référence, le flux rotorique ,le couple et les courants...)

Les paramètres du moteur: $r_s=0.63$; $r_r=0.4$; $L_s=0.097$; $L_r=0.091$; $F=0.001$; $J=0.22$; $p=2$; $M=0.091$;

Relation entre le courant et la pulsation rotorique sur matlab/simulink (Lookup) :

Vector of input values [-500 -400 -314 0 314 400 500]

Vector of output values [50 40 31 0 31 40 50]

T3: commande vectorielle de la MSAP sous Matlab/Simulink

- Le but général de ce TP est la simulation de la commande vectorielle de la Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)
- Pour simplifier le système de commande en négligeant les termes de compensation

1- modèle dynamique de la machine

Le modèle électrique de la MSAP écrit sous la forme suivante :

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

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

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

L'équation mécanique donne par : $C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$, Avec : $\omega = p\Omega$

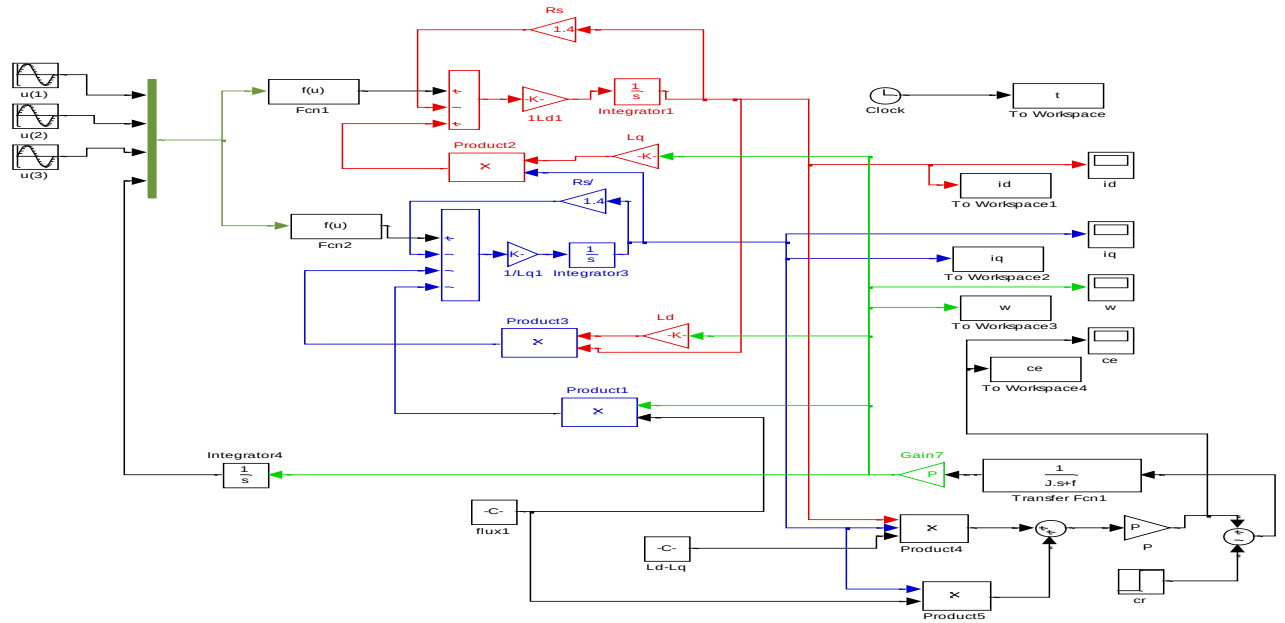


Fig 1-schéma bloc de la MSAP alimentée en tension.

2-Commande vectorielle du MSAP

Si le courant i_d est nul

La forme du couple électromagnétique devient : $C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f i_q$

2-1-Découplage par compensation

$$R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs}$$



$$V_{sd1} = V_{sd} + e_q$$

$$V_{sq1} = V_{sq} + e_d$$

$$R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{dI_{qs}}{dt} = V_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f$$

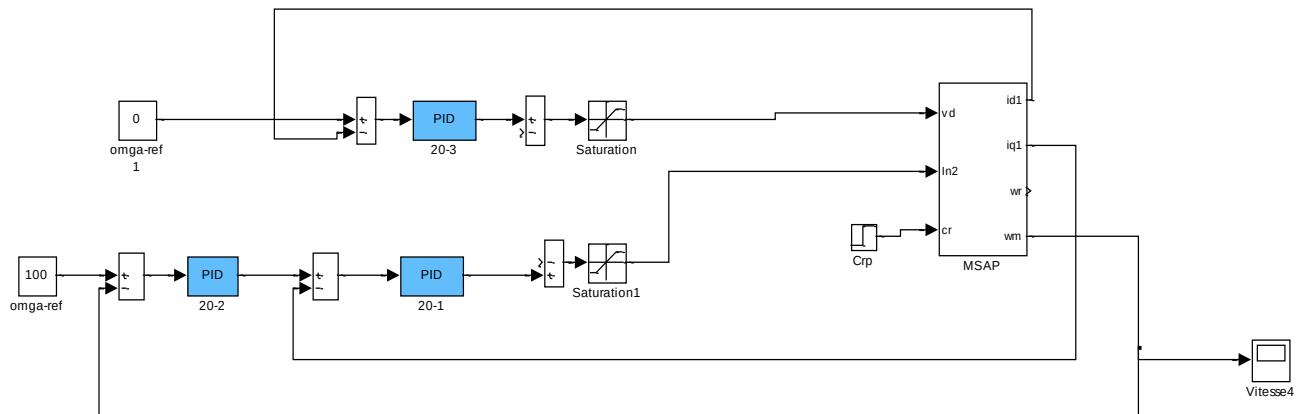


Fig 2- Bloc diagramme de la commande vectorielle de la MSAP(sans terme de compensation)

3-Travail demandé :

- 1-réaliser la simulation du modèle dynamique de la machine sur MATLAB /SIMULINK
- 2- réaliser la simulation de la commande vectorielle dans l'environnement MATLAB /SIMULINK.
- 3- déterminer les paramètres des régulateurs (régulateur de vitesse, régulateur des courants
Pour : $T_{repi}=0.01$, $T_{repw}=0.02$
- 4-présenter les résultats obtenus ,(la vitesse avec sa référence, le flux rotorique ,le couple et les courants)

4-Les paramètres du moteur:

$J=0.00176$; $f=0.0003881$; $L_d=0.0066$; $L_q=0.0058$; $R_s=1.4$; $\text{flux}=0.1546$; $P=3$

.....
Transformation de Park sur matlab/simulink (Fun) :

$$\text{Fnc1} = (\sqrt{2/3}) * (((u[1]) * \cos(u[4])) + ((u[2]) * \cos(u[4] - 2 * \pi / 3)) + ((u[3]) * \cos(u[4] - 4 * \pi / 3)))$$

$$\text{Fnc2} = (-\sqrt{2/3}) * (((u[1]) * \sin(u[4])) + ((u[2]) * \sin(u[4] - 2 * \pi / 3)) + ((u[3]) * \sin(u[4] - 4 * \pi / 3)))$$

TP4: commande vectorielle de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink

1-Commande vectorielle indirecte à orientation de flux rotorique- IRFO

- Le but de TP est réalisé la simulation de la commande par flux orienté de la machine asynchrone

- Pour simplifier le système de commande (en négligeant les termes de compensation).

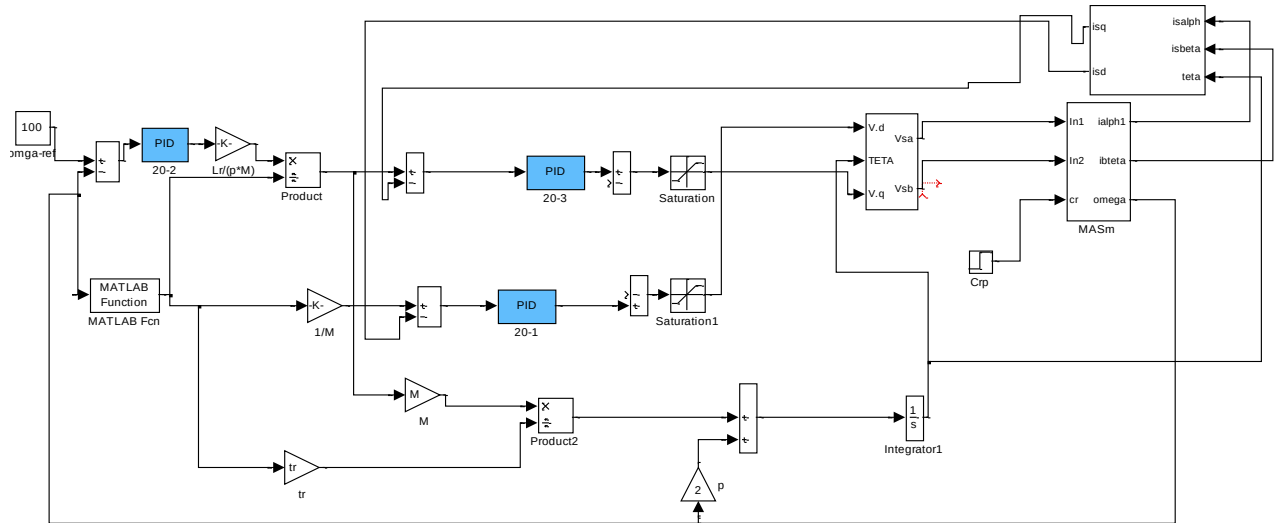
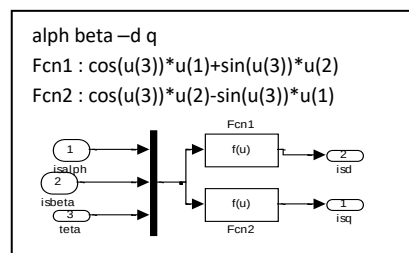
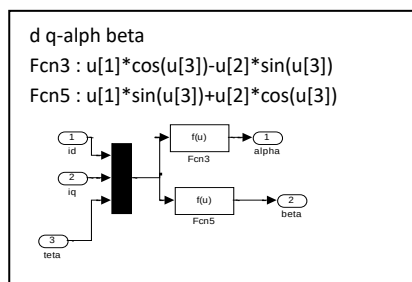


Fig 1- Schéma de régulation de vitesse de MAS en IRFO(sans terme de compensation)



Programme de la bloc de défluxage
sur matlab m.file

```
function y=def(x)
if x(1)>=-157 & x(1)<=157
y=1.2;
else
y=(1.2*157)/x(1);
end
```

2-Travaille demandé :

- 1- déterminer les paramètres des régulateurs (régulateur de vitesse, régulateur des courants)
- 2- réaliser la simulation de la commande vectorielle indirecte dans l'environnement MATLAB /SMULINK.
- 3- présenter les résultats obtenus ,(la vitesse avec sa référence, le flux rotorique ,le couple et les courants)
- 4- réaliser la simulation de la commande vectorielle directe dans l'environnement MATLAB /SMULINK, et présenté les résultats obtenus

3-Les paramètres du moteur:

$r_s=0.63$; $r_r=0.4$; $l_s=0.097$; $l_r=0.091$; $F=0.001$; $J=0.22$; $p=2$; $M=0.091$
 $T_s=l_s/r_s$; $T_r=l_r/r_r$; $\sigma_g=1-(M^2)/(l_s*l_r)$;

TP5: Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone sous Matlab/Simulink

- Le but de TP est réalisé la simulation de la commande par DTC de la machine asynchrone

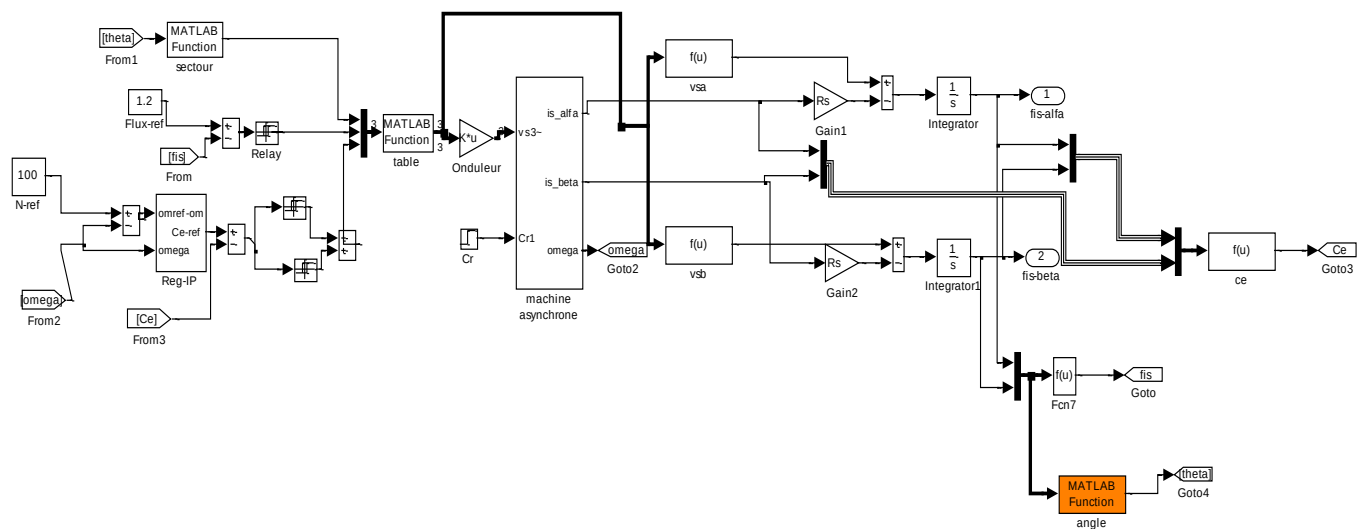


Fig 1-Schéma d'une commande directe du couple de la MAS

Les tensions Vsa, Vsb sur matlab/simulink (Fun)

$$Vsa = \sqrt{2/3} * 540 * (u(1) - 1/2 * (u(3) + u(2)))$$

$$Vsb = \sqrt{2/3} * 540 * (u(2) - u(3))$$

Estimation du Couple par la fonction (Fun) sur matlab/simulink : $Ce = p * (u(1) * u(4) - u(2) * u(3))$

L'amplitude du flux : $Fcn7 = \sqrt{u(1)^2 + u(2)^2}$

Onduleur sur matlab/simulink (Fun) : $Vabc = \sqrt{2/3} * 540 * [2/3 \ -1/3 \ -1/3; -1/3 \ 2/3 \ -1/3; -1/3 \ -1/3 \ 2/3]$

Travail demandé :

- 1- déterminer les paramètres de régulateur (régulateur de vitesse pour $trp=0.1$ s)
- 2- réaliser la simulation de la commande direct de couple dans l'environnement MATLAB /SMULINK.
- 3-présenter les résultats obtenus ,(la vitesse avec sa référence, le flux ,le couple et les courants)

Les paramètres du moteur: $R_s=1.2; R_r=1.8; L_s=0.1558; L_r=0.1568; f=0; J=0.07$

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 à 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.