

REPUBLIQUE DU SENEGAL
UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR



ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE
Centre de THIES

DEPARTEMENT GENIE MECANIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR DE CONCEPTION

Titre :

**REGULATION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE PAR COMMANDE VECTORIELLE**

Auteur : Amadou SAGNA

ENCADREUR: GASKEL GNING
CO-ENCADREUR : OUSMANE SOW

Année Académique : 2008 / 2009

DEDICACES

A MA MERE ADJARATOU AMINATA FAYE

A MON PERE LAMINE SAGNA

A MON BEAU PERE OUSMANE SOW

A MON GRAND PERE OUSEYNOU FAYE

A MES ONCLES IBRAHIMA FAYE & MAME PALA FAYE

A ASSIETOU CISSE

A AMADOU DIALLO

A CHEIKH WADE

A OUMAR BA

A OUSMANE DIALLO

A MES FRERES ET SOEURS

A TOUS MES AMIS.

REMERCIEMENTS

Après avoir rendu grâce à dieu, je ne saurais au terme de ce travail m'empêcher d'adresser ma profonde gratitude à tous ceux qui ont de près ou de loin, directement ou indirectement, de façon active ou même passive apporté leurs contributions à l'aboutissement du présent projet et à l'édification de ce que je deviens aujourd'hui.

Je tiens à remercier particulièrement

- Monsieur **Gaskel GNING** (Professeur à l'EPT et L'ESP, mon directeur de Projet)
- Monsieur **Ousmane SOW** (Enseignant au Lycée Technique de Thiès et à l'EPT, codirecteur de projet)

pour leur encadrement, leur disponibilité, leurs conseils et leurs remarques pertinentes pour la pérennité de cet écrit.

Je remercie également :

Ma famille paternelle et maternelle

TATA ROSE FAYE secrétaire au Département Génie Mécanique

Monsieur Ibrahima LY (Professeur à L'EPT)

Monsieur Mamadou Wade (Professeur à L'EPT)

Monsieur Salif GAYE (Professeur et Chef de Département)

Tout le personnel de l'EPT et COUD

Mention spéciale à mes camarades de promotion.

TABLE DES MATIERES

	Page
Dédicace.....	I
Remerciements.....	II
Table des matières.....	III
Liste de tableaux.....	VI
Liste des figures.....	VII
Notation.....	IX
Avant propos.....	X
Introduction.....	1
Les objectifs	3
<u>Chapitre 1</u> : Modélisation des machines asynchrones.....	4
1.1 : Introduction à la modélisation	4
1.2 : Modélisation en régime transitoire	4
1.2.1 Les différentes équations matricielles d'une machine asynchrone	4
1.2.1.1 Loi des mailles matricielle.....	5
1.2.1.2 Matrice des flux	6
1.2.2-Transformation de PARK.....	8
1.2.2.1-Détermination d'une matrice de changement de base	8
1.2.2.2-Matrice de changement de base orthonormée	12
1.2.3-Les équations de la machine asynchrone dans l'espace PARK.....	13
1.2.3.1- Loi des mailles dans PARK	13

1.2.3.2 -Equation des flux dans PARK	16
1.2.3.3- Equations définitives de la machine	19
1.2.3.4-Les différentes expressions du couple instantané.....	19
1.2.4- Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK.....	22
1.2.5- Implantation de la modélisation sous MATLAB/SIMULINK.....	27
1.2.5.1-Résumé des équations représentant la machine asynchrone.....	27
1.2.5.2-Diagramme fonctionnel.....	29
1.2.5.3-Démarrage directe de la machine	30
1.2.5.4- Résultat de la simulation	32
<u>Chapitre 2: La commande vectorielle à flux rotorique orienté.....</u>	<u>34</u>
2.1 -Introduction a la commande vectorielle	34
2.2 - La commande vectorielle à flux rotorique orienté	34
2.3 - Estimation des grandeurs inaccessibles.....	34
2.3.1 - Estimation de la composante directe du flux rotorique (Φ_{Rd}).....	35
2.3.2 -Estimation de la pulsation du stator (ω_s) et de l'angle de changement de base (θ_s).....	35
2.4 - Détermination des nouvelles composantes de la tension dans la base de PARK..	37
2.5 - Couplage sous MATLAB/SIMULINK.....	38
2.6- Le Découplage par compensation.....	42
2.7- Contrôle du couple et de la vitesse.....	48
2.7.1-contrôle du couple.....	48
2.7.1.1-Régulateur de courant.....	48
2.7.1.2-Régulateur de flux.....	51

2.7.2-Régulation de la vitesse.....	54
2.7 -Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté.....	56
<u>Chapitre 3</u> : carte de commande vectorielle.....	58
3.1- Le matérielle nécessaire a la réalisation de la carte de commande	58
3.2- la programmation.....	61
3.2.1-Programmation des matrices de PARK en C	61
3.2.1.1-Matrice inverse de PARK	61
3.2.1.2-Matrice de PARK	63
3.3 Algorithme des régulateurs de type PI.....	65
3.4 Algorithme des équations différentielles.....	65
Conclusion et recommandation.....	66
Bibliographie.....	A
ANNEX A : Rappel de mathématiques sur les matrices	C
ANNEX B : Les différents procédés de démarrages.....	F
ANNEX C : Les programmes.....	G

Liste des tableaux

Tableau 1 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation du courant pour différente valeur $t_{rep1(5\%)}$	50
Tableau 2 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation du Flux pour différente valeur de $Z1$	53
Tableau 3 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation de la vitesse pour différente valeur $t_{rep3(5\%)}$	56
Tableau 4 : Matériel pour la réalisation de la carte de commande avec les prix correspondants.....	58

Liste des figures

Figure 1 schéma de la modélisation d'une machine asynchrone.....	29
Figure 2 schéma du démarrage direct d'une machine asynchrone.....	30
Figure 3 représentation du fort appelle de courant.....	32
Figure 4 Représentation des pics du couple instantané.....	32
Figure 5 Représentation de l'évolution de la vitesse.....	33
Figure 6 schéma du couplage entre le courant et le flux.....	39
Figure 7 représentation de l'évolution du courant statorique quand il n'y a pas d'amplification.....	40
Figure 8 représentation de l'évolution du flux rotorique quand il n' y a pas d'amplification.....	41
Figure 9 représentation de l'évolution du courant statorique quand il y a amplification.....	41
Figure 10 représentation de l'évolution du flux rotorique quand il y a amplification.....	42
Figure 11 découplage par compensation.....	43
Figure 12 modèle réduit de la machine.....	44
Figure 13 commande découplé.....	44
Figure 14 modèle découplée avec MATLAB/SIMULINK.....	45
Figure 15 Représentation du courant après découplage quand il n'y a pas d'amplification.....	46
Figure 16 Représentation du flux après découplage quand il n'y a pas d'amplification.....	46
Figure 17 Représentation du courant après découplage quand il y a amplification.....	47
Figure 18 Représentation du flux après découplage quand il y a amplification.....	47
Figure 19 schéma de la correction du courant.....	48
Figure 20 schéma en boucle ouverte.....	49

Figure 21 schéma de la régulation du flux.....	51
Figure 22 schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	54
Figure 23 Abaque des temps réponse.....	55
Figure 24 Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté.....	56
Figure 25 comportement du courant régulé.....	57
Figure 26 comportement du flux régulé.....	57
Figure 27 Le PIC 16F877A.....	60
Figure 28 Valeurs obtenues après compilation du premier fichier de la matrice inverse de PARK programmée avec MPLAB.....	61
Figure 29 Valeurs obtenues après compilation du deuxième fichier de la matrice inverse de PARK programmée avec MPLAB.....	62
Figure 30 Schéma de comparaison du programme sous MPLAB de la matrice de PARK inverse avec MATLAB/SIMULINK.....	62
Figure 31 Valeurs obtenues après compilation du premier fichier de la matrice de PARK programmée avec MPLAB.....	63
Figure 32 Valeurs obtenues après compilation du deuxième fichier de la matrice de PARK programmé avec MPLAB.....	63
Figure 33 Valeurs obtenues après compilation du troisième fichier de la matrice de PARK programmé avec MPLAB.....	64
Figure 34 Schéma de comparaison du programme sous MPLAB de la matrice de PARK avec MATLAB/SIMULINK.....	64

Notations

Principales grandeurs

v_{sd} tension statorique instantanée dans l'axe d

v_{sq} tension statorique instantanée dans l'axe q

i_{sd} courant statorique instantané dans l'axe d

i_{sq} courant statorique instantané dans l'axe q

R_S résistance statorique

R_R résistance rotorique

Φ_{sd} flux statorique instantané sur l'axe d

Φ_{sq} flux statorique instantané sur l'axe q

l_s coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique

m_s coefficient d'inductance mutuelle avec chacun des 2 autres bobinages statoriques

m_1, m_2, m_3 les coefficients d'inductance mutuelle avec les 3 bobinages rotoriques

$$m_1 = m_{SR} \cdot \cos\alpha$$

$$m_2 = m_{SR} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$m_2 = m_{SR} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

m_{SR} est la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor

α est l'angle fait par une phase rotorique par rapport à la phase statorique correspondante

Avant propos

L'Ecole Supérieure Polytechnique est un établissement qui regroupe, depuis la réforme de 1994, l'ex E.N.S.U.T, l'ex E.P.T, l'ex E.N.S.E.P.T.

Elle est rattachée à l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar et comporte deux centres : le centre de Dakar et le centre de Thiès.

L'ESP est constituée de cinq départements repartis dans les deux centres comme suit :

- Centre de Dakar
 - Département du Génie Chimique ;
 - Département du Génie Civil (formation continue) ;
 - Département du Génie Informatique ;
 - Département du Génie Mécanique ;

- Centre de Thiès
 - Département Génie Civil (Formation Initiale, Formation Continue) ;
 - Département Génie Mécanique (Formation Initiale, Formation Continue) ;

L'ESP a pour vocation la formation de Techniciens Supérieur (D.U.T), d'ingénieurs Technologues (D.I.T) et d'ingénieurs de conception (D.I.C) mais aussi la recherche à travers le troisième cycle. Les durées de formation sont de deux ans pour le D.U.T., de quatre ans en formation continue D.I.T. et de trois pour le D.I.C.

A la fin du cycle d'ingénieur de conception, l'élève ingénieur est appelé à mener un projet de fin d'études, dont celui-ci, sous la direction de ses professeurs et éventuellement des personnes extérieures. Ce projet lui permettrait de mettre en application les différentes connaissances théoriques et pratiques acquises lors du cycle

Introduction:

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception d'entretien mais également de par sa robustesse, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Une machine asynchrone ou encore machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil et celle possédant un rotor avec des bobines sont connues sous le nom de machines à rotor bobiné. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du champ soit différente celle du rotor.

Lors du démarrage direct des machines asynchrones on assiste d'une part à un fort appel de courant qui peut atteindre 4 à 8 fois le courant nominal, ce qui est néfaste pour leur bon fonctionnement et peut même conduire à leur destruction.

D'autre part la vitesse n'est pas maîtrisée ce qui faisait qu'elle soit restée longtemps utilisée à vitesse constante.

Dans le passé pour palier à ce problème de fort appel de courant des solutions ont été apportées, parmi celles-ci nous pouvons citer :

Le démarrage sous tension réduite (action sur le stator) et le démarrage sous tension nominale (action sur le rotor) (voir annexe).

Grâce à l'électronique de puissance, l'informatique industrielle et l'automatique, des systèmes ont été mis sur pied afin d'avoir une maîtrise de la vitesse mais aussi de résoudre indirectement ce problème de fort appel de courant.

La commande scalaire a été proposée en premier mais de par sa construction basée sur une modélisation en régime permanent ce type de variateur présente une limite (couple instantané pas maîtrisé) ce qui conduit à la naissance du variateur à commande vectorielle qui est l'objet de ce travail.

Le projet est structuré de la manière suivante :

- Dans le chapitre 1, nous proposons une modélisation de connaissance de la machine asynchrone en utilisant la transformation de PARK, puis nous allons implanter ce modèle dans le logiciel MATLAB /SIMULINK en vue de voir son comportement lorsqu'elle est mise sous tension
- Dans le chapitre 2, nous abordons l'étude d'une commande à flux rotorique orienté, nous allons aussi faire une estimation des grandeurs non mesurables. Une explication du couplage entre le flux et le courant et une technique de découplage ont été proposées.
Un calcul pratique des différents régulateurs (flux, courant, vitesse) est présenté en fin de chapitre.
- Le chapitre 3 est consacré à la réalisation d'une carte de commande avec un microcontrôleur de type PIC 16F877A.

Les objectifs :

De par la relation suivante ($\Omega = \Omega_0 - \int_0^t (t_e - t_r) \, dt$) qui découle de la relation fondamentale de la dynamique où Ω est la vitesse de rotation, t_e le couple développé par le moteur et t_r le couple résistant, nous constatons que le contrôle de la vitesse Ω passe par le contrôle du couple t_e .

Dans un moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple.

Donc le découplage naturel (courant d'excitation-producteur de flux-, et courant d'induit-producteur de couple-) de la machine à courant continu n'existe plus.

Nos objectifs à atteindre sont :

- d'essayer d'avoir une expression du couple identique à celui d'un moteur à courant continu

- de créer ce découplage par des transformations mathématiques.

De ce fait nous allons nous retrouver dans la même situation de contrôle de couple pour les moteurs à courant continu.

Chapitre I : Modélisation des machines asynchrones

1.1 : Introduction à la modélisation

Pour connaître le comportement d'une machine asynchrone afin d'en effectuer ensuite la commande et le réglage, il est important de connaître les relations qui existent entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie.

L'ensemble de ces relations constitue le **modèle mathématique** de la machine. On

Peut distinguer plusieurs sortes de modèles. Nous pouvons citer :

. **Le modèle de connaissance** : c'est le modèle du physicien qui est obtenu en écrivant toutes les équations différentielles qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone. C'est donc le modèle idéal, mais, le plus souvent, très difficile à obtenir. Par contre, tous les paramètres physiques y apparaissent explicitement.

. **Le modèle Boite noire**: Considérons un système dont les caractéristiques sont mal connues et qui a pour effet de transformer une grandeur d'entrée E en une grandeur de sortie S . On cherche, en l'absence de connaissances sur la structure physique des phénomènes ou bien avec la volonté de les ignorer, à étudier la relation entre l'entrée et la sortie. On résout ce problème en recherchant un opérateur f dont l'application sur l'entrée soit une représentation satisfaisante de la sortie:

Le problème à résoudre est donc une identification d'opérateur (Marsily, 1978).

Etc.

1.2 : Modélisation en régime transitoire :

1.2.1- Les différentes équations matricielles d'une machine asynchrone :

Hypothèses de départ

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé
- Pertes fer négligées

Une définition de toutes les grandeurs présentes dans cette partie est donnée dans la partie **Notation** (page VIII)

1.2.1.1 Loi des mailles matricielle :

Ces équations matricielles ont été obtenues en faisant la loi des mailles pour chaque enroulement aussi bien au niveau du stator qu'au niveau du rotor

✓ Pour un enroulement statorique on a la matrice suivante

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \end{bmatrix}$$

Posons :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \text{ et } [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \end{bmatrix}$$

Donc on a la relation suivante

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1)$$

✓ Pour un enroulement rotorique on a le schéma suivant

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \end{bmatrix}$$

Posons :

$$[R_R] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [I_R] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \text{ et } [\phi_R] = \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \end{bmatrix}$$

Donc on a la relation suivante

$$0 = [R_R] \cdot [I_R] + \frac{d}{dt} [\Phi_R] \quad (2)$$

1.2.1.2-Matrices des flux :

Lorsque plusieurs bobines sont mises en regard, il y a un couplage magnétique entre ces bobines, c'est ce phénomène qui existe aussi pour les moteurs asynchrones.

Donc le flux traversant chaque bobine est constitué du flux produit par la bobine elle-même et du flux de fuite des bobines qui lui sont proche.

Ce qui nous permet d'avoir les matrices suivantes

-Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{S1} & N_{S2} & N_{S3} \\ N_{S2} & N_{S2} & N_{S1} \\ N_{S3} & N_{S1} & N_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{S1R} \cos(\alpha) & M_{S1R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & M_{S1R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{S2R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_{S2R} \cos(\alpha) & M_{S2R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{S3R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & M_{S3R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_{S3R} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} N_{S1} & N_{S2} & N_{S3} \\ N_{S2} & N_{S2} & N_{S1} \\ N_{S3} & N_{S1} & N_{S2} \end{bmatrix} = [L_S] \text{ est la matrice inductance statorique}$$

$$\begin{bmatrix} M_{S1R} \cos(\alpha) & M_{S1R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & M_{S1R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{S2R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_{S2R} \cos(\alpha) & M_{S2R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{S3R} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & M_{S3R} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_{S3R} \cos(\alpha) \end{bmatrix} = [M_{SR}] \text{ est la matrice inductance}$$

mutuelle entre le stator et le rotor

donc

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{SR}] \cdot [I_R] \quad (3)$$

-Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{R1} \\ \Phi_{R2} \\ \Phi_{R3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{R1} & M_{R12} & M_{R13} \\ M_{R12} & L_{R2} & M_{R23} \\ M_{R13} & M_{R23} & L_{R3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{SR1} \cos(\theta) & M_{SR2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{SR2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{SR2} \cos(\theta) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{SR3} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_{R1} & M_{R12} & M_{R13} \\ M_{R12} & L_{R2} & M_{R23} \\ M_{R13} & M_{R23} & L_{R3} \end{bmatrix} = [L_R] \text{ est la matrice inductance rotorique}$$

$$\begin{bmatrix} M_{SR1} \cos(\theta) & M_{SR2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{SR2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{SR2} \cos(\theta) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{SR3} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{SR3} \cos(\theta) \end{bmatrix} = [M_{RS}] \text{ est la matrice inductance}$$

mutuelle entre le rotor et le Stator

Donc

$$[\Phi_R] = [L_R] \cdot [I_R] + [M_{RS}] \cdot [I_S] \quad (4)$$

$$[P(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

Avec θ_s l'angle de changement de base et l'indice « s » pour dire qu'on est au niveau du stator.

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{annexe A})$$

$-v_{sd}$ est appelée composante **directe** de PARK

$-v_{sq}$ est la composante de **quadrature** (ou transversale)

$-v_{so}$ est la composante **homopolaire**

*Pour une matrice :

Nous pouvons prendre la matrice qui a permis de déterminer la matrice de changement de base.

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} 1 & m_1 & m_2 \\ m_1 & 1 & m_3 \\ m_2 & m_3 & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice inverse de la matrice de changement de base $[P(\theta_s)]$ est définie par :

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} 1 & m_1 & m_2 \\ m_1 & 1 & m_3 \\ m_2 & m_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} 1 & m_1 & m_2 \\ m_1 & 1 & m_3 \\ m_2 & m_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$

I.2.2-Transformation de PARK :

La transformation de PARK est ancienne(1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

La transformation de PARK consiste tout simplement à un changement de base qui permet de diagonaliser une matrice

I.2.2.1-Détermination d'une matrice de changement de base :

Soit une matrice inductance statorique ou rotorique en omettant l'indice.

$$[L]=\begin{bmatrix} l & m & m \\ m & l & m \\ m & m & l \end{bmatrix}$$

Polynôme caractéristique :

$$P(\lambda)=\text{Det}([L]-\lambda I)=\begin{vmatrix} l-\lambda & m & m \\ m & l-\lambda & m \\ m & m & l-\lambda \end{vmatrix}$$

Avec un développement suivant la première ligne de la matrice on a :

$$P(\lambda) = (l-\lambda).[(l-\lambda)^2-m^2]-m.[m(l-\lambda)-m^2]+m.[m^2-m(l-\lambda)]$$

Factorisons par $(l-\lambda-m)$

Donc on a

$$P(\lambda)= (l-\lambda-m).[l-\lambda.(l-\lambda+m)-2m^2]$$

Les valeurs propres :

Les valeurs propres de $P(\lambda)$ sont :

$$\lambda_1=l-m$$

$$\lambda_2=l-m$$

$$\lambda_3=l+2m$$

Les vecteurs propres associés à chaque valeur propre :

-Pour λ_1 on aura :

$$\begin{bmatrix} 1 & m_1 & m_2 \\ m_1 & 1 & m_2 \\ m_1 & m_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = (1-m) \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \text{ où } a, b, c \text{ les coordonnées du vecteur propre (annexe)}$$

En effectuant le produit de matrice on a les équations suivantes:

$$la+mb+mc = la-ma$$

$$ma+lb+mc = lb-mb$$

$$ma+mb+lc = lc-mc$$

On constate que c'est trois équations se réduisent à une même équation

$$a + b + c = 0$$

par conséquent tout vecteur dont ses composantes forment un système triphasé équilibré est un vecteur propre. On peut choisir avec θ quelconque

$$V_{\lambda_1} = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

-Pour λ_2 :

Puisque $\lambda_2 = \lambda_1$ on peut choisir un autre vecteur dont ses composantes forment un système triphasé équilibré.

$$\text{Soit } V_{\lambda_2} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

-Pour λ_3 :

$$\begin{bmatrix} 1 & m & m \\ m & 1 & m \\ m & m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = (1+2m) \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

En effectuant le produit de matrice on a les équations suivantes:

$$la+mb+mc = la+2ma$$

$$ma+lb+mc = lb+2mb$$

$$ma+mb+lc = lc+2mc$$

après résolution on voit que tout vecteur dont les composantes sont identiques est une solution

on peut donc choisir :

$$V_{\lambda_3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Donc } [P] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \text{ est une matrice de changement de}$$

base

Cette matrice nous permet donc de passer d'un espace ordinaire à l'espace de PARK comme le montre les exemples suivants

Exemple de changement de base :

*Pour un vecteur

Soit V_s le vecteur tension appliqué aux trois phases statoriques d'une machine asynchrone :

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} \text{ sont les composantes de } V_s \text{ dans la base réelle})$$

La matrice de changement de base $[P(\theta_s)]$ est définie par :

1.2.2.2-Matrice de changement de base orthonormée :

Si nous faisons le produit des vecteurs constituant la matrice de changement de base nous constatons que les résultats sont nuls par conséquent ces vecteurs sont orthogonaux 2 à 2.

Pour avoir la matrice de changement de base orthonormée il reste donc à prendre la norme de chacun de ces vecteurs.

Par conséquent la matrice de changement de base orthonormée est la suivante

$$[P_1(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta / \sqrt{3/2} & -\sin\theta / \sqrt{3/2} & 1/\sqrt{3} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) / \sqrt{3/2} & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) / \sqrt{3/2} & 1/\sqrt{3} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) / \sqrt{3/2} & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) / \sqrt{3/2} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)] = \frac{1}{\sqrt{3/2}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/2 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Propriétés lors d'un changement de base orthonormée:

Propriété 1 :

La matrice de changement de base $[P_1(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple

$$[P_1(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P_1(\theta)] = [P_1(\theta)]^T$$

Propriété 2 :

Il y'a conservation de puissance instantanée lors d'un changement de base orthonormée

1.2.3-Les équations de la machine asynchrone dans l'espace PARK :

1.2.3.1- Loi des mailles dans PARK :

Désignons par :

- $[V_{sp}]$ le vecteur tension appliqué au trois phase du stator dans l'espace de PARK

- $[I_{sp}]$ le vecteur courant au stator dans l'espace de PARK

- $[\phi_{sp}]$ le vecteur flux au stator dans l'espace de PARK

- $[I_{rp}]$ le vecteur courant au rotor dans l'espace de PARK

- $[\phi_{rp}]$ le vecteur flux au rotor dans l'espace de PARK

- θ_s l'angle de changement de base pour stator

- θ_r l'angle de changement de base pour le rotor

Pour le stator :

on sait que $[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s]$ d'après la relation (1)

A l'aide de la formule de changement de base on a :

$$[P_1(\theta_s)] \cdot [V_{sp}] = [R_s] \cdot [P_1(\theta_s)] \cdot [I_{sp}] + \frac{d}{dt} ([P_1(\theta_s)] [\phi_{sp}])$$

En multipliant à gauche par $[P_1(\theta)]^{-1}$:

$$[V_{sp}] = [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [R_s] \cdot [P_1(\theta_s)] \cdot [I_{sp}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} ([P_1(\theta_s)] [\phi_{sp}])$$

Puisque $[R_s]$ est une matrice diagonale donc $[P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [R_s] \cdot [P_1(\theta_s)] = [R_s]$

$$\text{donc } [V_{sp}] = [R_s] \cdot [I_{sp}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} ([P_1(\theta_s)] [\phi_{sp}])$$

L'indice « sp » c'est pour dire qu'on est dans la base de PARK

$$[V_{sp}] = [R_s] \cdot [I_{sp}] + \frac{d}{dt} ([\phi_{sp}]) + [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} ([P_1(\theta_s)] [\phi_{sp}])$$

Détermination de $\frac{d}{dt} ([P1(\theta)s]).[\phi sp]$:

$$\frac{d}{dt} ([P1(\theta)s]).[\phi sp] = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} -\sin\theta_r & -\cos\theta_r & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rs} \\ \phi_{rs} \\ \phi_{rs} \end{bmatrix}$$

En posant $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$ on a

$$\frac{d}{dt} ([P1(\theta)s]).[\phi sp] = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \omega_s \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \cdot \phi_{rs} - \cos\theta_r \cdot \phi_{rs} \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} - \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} \\ -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} - \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} \end{bmatrix}$$

$$[P1(\theta)s]^{-1} \frac{d}{dt} ([P1(\theta)s]).[\phi sp] = \frac{1}{\omega_s} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -\sin\theta_s \cdot \phi_{rs} - \cos\theta_s \cdot \phi_{rs} \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} - \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} \\ -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} - \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \cdot \phi_{rs} \end{bmatrix}$$

En faisant la multiplication matricielle on a

$$[P1(\theta)s]^{-1} \frac{d}{dt} ([P1(\theta)s]).[\phi sp] = \omega_s \begin{bmatrix} -\phi_{rs} \\ \phi_{rs} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent la relation (1) devient

$$[Vsp] = [Rs].[Isp] + \frac{d}{dt} ([\phi sp]) + \omega_s \begin{bmatrix} -\phi_{rs} \\ \phi_{rs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \cdot I_{sd} \\ R_s \cdot I_{sq} \\ R_s \cdot I_{so} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} - w_s \cdot \begin{bmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En raisonnant selon les composantes on a

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - w_s \cdot \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + w_s \cdot \phi_{sd} \\ v_{so} &= R_s \cdot I_{so} + \frac{d\phi_{so}}{dt} \end{aligned} \quad (6)$$

Pour le rotor:

On aura les mêmes équations qu'au niveau du stator en changeant partout l'indice « s » en « R » et en annulant les tensions puisque le rotor est en court-circuit.

$$\begin{aligned} R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\phi_{Rd}}{dt} - w_R \cdot \phi_{Rq} &= 0 \\ R_R \cdot I_{Rq} + \frac{d\phi_{Rq}}{dt} + w_R \cdot \phi_{Rd} &= 0 \\ R_R \cdot I_{Ro} + \frac{d\phi_{Ro}}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

1.2.3.2 Equation des flux dans PARK

- Pour le stator :

Nous allons procéder de la même manière

On sait que $[\hat{\phi}_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{SR}] \cdot [I_R]$ d'après la relation (3)

A l'aide de la formule de changement de base on a :

$$[P_1(\theta_s)] \cdot [\hat{\phi}_{sp}] = [L_s] \cdot [P_1(\theta_s)] \cdot [I_{sp}] + [M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] \cdot [I_{Rp}]$$

Ici il y a lieu de remarquer la présence des deux angles θ_s , θ_R

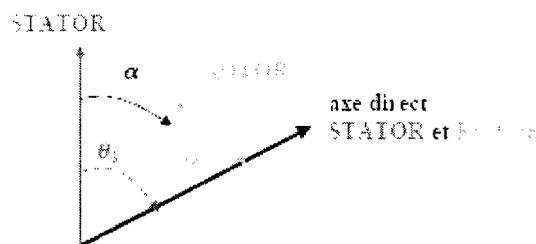
En multipliant à gauche par $[P_1(\theta_s)]^{-1}$ on a :

$$[\hat{\phi}_{sp}] = [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [L_s] \cdot [P_1(\theta_s)] \cdot [I_{sp}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] \cdot [I_{Rp}]$$

$$[\hat{\phi}_{sp}] = [L_s] \cdot [I_{sp}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] \cdot [I_{Rp}]$$

Nous constatons que pour le terme après le signe somme sa matrice diagonal n'est pas simple à avoir a cause de la présence de θ_s et θ_R il est donc nécessaire de faire des modifications.

En faisant coïncider les axes **directs** rotor et stator comme dans le schéma ci-dessous le , calcul se simplifie



$$\text{On a alors : } \theta_s = \theta_r + \alpha$$

$$[M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] = m_{SR} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \alpha & \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_R & -\sin \theta_R & 1 \times \bar{E} \\ \cos (\theta_R - \frac{\sqrt{3}}{3}) & -\sin (\theta_R - \frac{\sqrt{3}}{3}) & 1 \times \bar{E} \\ \cos (\theta_R - \frac{2\sqrt{3}}{3}) & -\sin (\theta_R - \frac{2\sqrt{3}}{3}) & 1 \times \bar{E} \end{bmatrix}$$

En faisant la multiplication matricielle et un gymnastique trigonométrique on se retrouve avec la relation suivante.

$$[M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] = m_{SR} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta_f & -\sin \theta_f & 0 \\ \cos (\theta_f - \frac{\sqrt{3}}{3}) & -\sin (\theta_f - \frac{\sqrt{3}}{3}) & 0 \\ \cos (\theta_f - \frac{2\sqrt{3}}{3}) & -\sin (\theta_f - \frac{2\sqrt{3}}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] = m_{SR} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta_f & \cos \theta_f - \cos \theta_f & \cos \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\sin \theta_f & -\sin \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 \times \bar{E} & 1 \times \bar{E} & 1 \times \bar{E} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \theta_f & -\sin \theta_f & 0 \\ \cos \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \cos \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} & -\sin \theta_f - \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta_s)]^{-1} \cdot [M_{SR}] \cdot [P_1(\theta_R)] = m_{SR} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous savons aussi que $[L_s] = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2m_s \end{bmatrix}$ (voir annexe)

Donc

$$\begin{bmatrix} \phi_{fA} \\ \phi_{fB} \\ \phi_{fC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (l_s - m_s) J_{fA} \\ (l_s - m_s) J_{fB} \\ (l_s - 2m_s) J_{fC} \end{bmatrix} = m_{SR} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} J_{fA} \\ J_{fB} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Posons :

$l_s - m_s = L_s$ (inductance cyclique statorique)

$M_{SR} = (3/2) m_{SR}$ (inductance mutuelle cyclique)

$$\text{Donc } \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S \cdot I_{sd} \\ L_S \cdot I_{sq} \\ (l_S + 2ms)I_{so} \end{bmatrix} - M_{SR} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_S \cdot I_{sd} + M_{SR} \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_S \cdot I_{sq} + M_{SR} \cdot I_{rq} \\ \Phi_{so} &= (l_S + 2ms)I_{so} \end{aligned} \quad (8)$$

- Pour le rotor:

On aura les mêmes équations en substituant l'indice « s » à l'indice « R ».

$$\begin{aligned} \Phi_{Rd} &= L_R \cdot I_{Rd} + M_{RS} \cdot I_{sd} \\ \Phi_{Rq} &= L_R \cdot I_{Rq} + M_{SR} \cdot I_{sq} \\ \Phi_{Ro} &= (l_R + 2mR)I_{Ro} \end{aligned} \quad (9)$$

Dans la suite nous ne considérerons que les deux premières composantes car on peut s'arranger pour que les composantes homopolaires soient nulles

1.2.3.3- Equations définitives de la machine :

Il s'agit d'introduire les équations du flux dans PARK dans les lois de mailles dans PARK précédentes.

On a :

$$v_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sd} + M_{SR} \cdot I_{Rd}) - \omega_s \cdot (L_s \cdot I_{sq} + M_{SR} \cdot I_{Rq})$$

$$v_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sq} + M_{SR} \cdot I_{Rq}) + \omega_s \cdot (L_s \cdot I_{sd} + M_{SR} \cdot I_{Rd})$$

en distribuant l'opération dérivé on a :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + L_s \cdot \frac{d}{dt} (I_{sd}) + M_{SR} \cdot \frac{d}{dt} (I_{Rd}) - \omega_s \cdot (L_s \cdot I_{sq} + M_{SR} \cdot I_{Rq}) \\ v_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + L_s \cdot \frac{d}{dt} (I_{sq}) + M_{SR} \cdot \frac{d}{dt} (I_{Rq}) + \omega_s \cdot (L_s \cdot I_{sd} + M_{SR} \cdot I_{Rd}) \end{aligned} \quad (10)$$

1.2.3.4- Les différentes expressions du couple instantané :

D'après la propriété 2 (paragraphe 1.2.3-B) (conservation de la puissance instantanée lors d'un changement de base orthonormé).

On a :

$$p_E = (V_s)^T \cdot (I_s) = (V_{sp})^T \cdot (I_{sp}) = v_{sd} \cdot I_{sd} + v_{sq} \cdot I_{sq}$$

$$p_E = [R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sd}) - \omega_s \cdot \phi_{sq}] \cdot I_{sd} + [R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sq}) + \omega_s \cdot \phi_{sd}] \cdot I_{sq}$$

$$p_E = \{R_s \cdot I_{sd}^2 + R_s \cdot I_{sq}^2\} + \left\{ \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sd}) \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{sq}) \cdot I_{sq} \right\} + \left\{ \omega_s (\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} \cdot I_{sd}) \right\}$$

Le premier terme en accolades correspond aux pertes joules, le second correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le flux et le troisième représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

Pour déterminer le couple instantané on peut donc utilisé l'égalité suivante :

$$t_E \cdot \Omega_s = w_s (\dot{\phi}_{sd} \cdot I_{sq} - \dot{\phi}_{sq} \cdot I_{sd})$$

$$t_E = \frac{w_s}{\Omega_s} (\dot{\phi}_{sd} \cdot I_{sq} - \dot{\phi}_{sq} \cdot I_{sd}) \text{ or } \frac{w_s}{\Omega_s} = p \text{ donc :}$$

$$t_E = p (\dot{\phi}_{sd} \cdot I_{sq} - \dot{\phi}_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (11)$$

(t_E) Représente le couple instantané

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple en utilisant les expressions des flux statoriques, dans ce cas on aura :

$$t_E = p \cdot ((L_S \cdot I_{sd} + M_{SR} \cdot I_{Rd}) \cdot I_{sq} - (L_S \cdot I_{sq} + M_{SR} \cdot I_{Rq}) \cdot I_{sd})$$

Après développement on a :

$$t_E = p \cdot M_{SR} (I_{Rd} \cdot I_{sq} - I_{Rq} \cdot I_{sd}) \quad (12)$$

Nous avons ainsi une expression du couple instantané qui dépend que des courants (statorique et rotorique)

Il est aussi possible d'obtenir une expression du couple qui dépend du flux rotorique. dans ce cas essayons d'exprimer à partir des expressions du flux rotorique les courants I_{Rd} et I_{Rq} en fonction de ces flux.

On a donc :

$$I_{Rd} = \frac{\Phi_{Rd}}{L_{Rd}} - \frac{M_{SR}}{L_{Rd}} I_{Sd} \quad \text{et} \quad I_{Rq} = \frac{\Phi_{Rq}}{L_{Rq}} - \frac{M_{SR}}{L_{Rq}} I_{Sq}$$

Par conséquent en remplaçant les valeurs de I_{Rd} et I_{Rq} dans l'expression du couple précédent on a :

$$t_E = p \cdot M_{SR} \left(\left(\frac{\Phi_{Rd}}{L_{Rd}} - \frac{M_{SR}}{L_{Rd}} I_{Sd} \right) \cdot I_{Sq} - \left(\frac{\Phi_{Rq}}{L_{Rq}} - \frac{M_{SR}}{L_{Rq}} I_{Sq} \right) \cdot I_{Sd} \right)$$

après développement on a :

$$t_E = p \cdot \frac{M_{SR}^2}{L_{Rd} L_{Rq}} (\Phi_{Rd} \cdot I_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot I_{Sd}) \quad (13)$$

1.2.4- Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK :

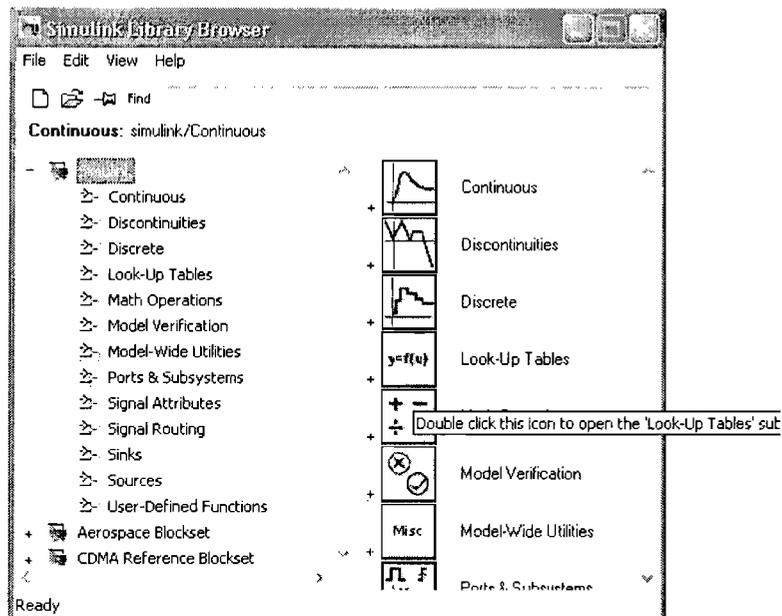
Simulink est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs.

POUR DÉMARRER SIMULINK

Dans la fenêtre Commande de MATLAB, taper "simulink". La fenêtre Simulink va s'ouvrir.

Cette fenêtre contient des collections de blocs que l'on peut ouvrir en cliquant dessus:

<u>Sources</u>	sources de signaux
<u>Sinks</u>	affichages
<u>Discrete</u>	blocs discrets
<u>Linear</u>	blocs linéaires
<u>Nonlinear</u>	blocs nonlinéaires
<u>Connections</u>	entrée/sortie, multiplexeur/démultiplexeur
<u>Demos</u>	démos
<u>Blocksets & Toolboxes</u>	blocksets et toolboxes



CONSTRUCTION D'UN DIAGRAMME SIMULINK

Pour commencer, dans le menu **File**, on choisit **New-Model**.

Une fenêtre de travail **Untitled** s'ouvrira.

Ouvrir les collections de blocs en cliquant dessus 2 fois.

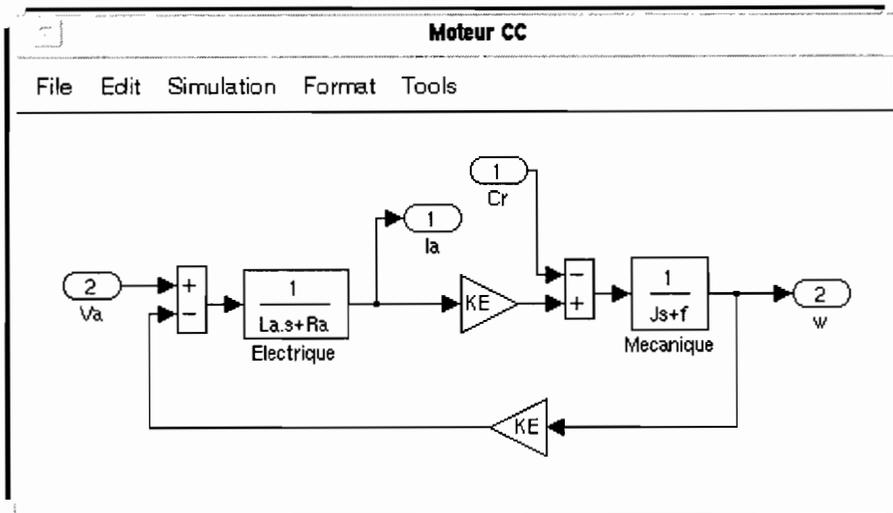
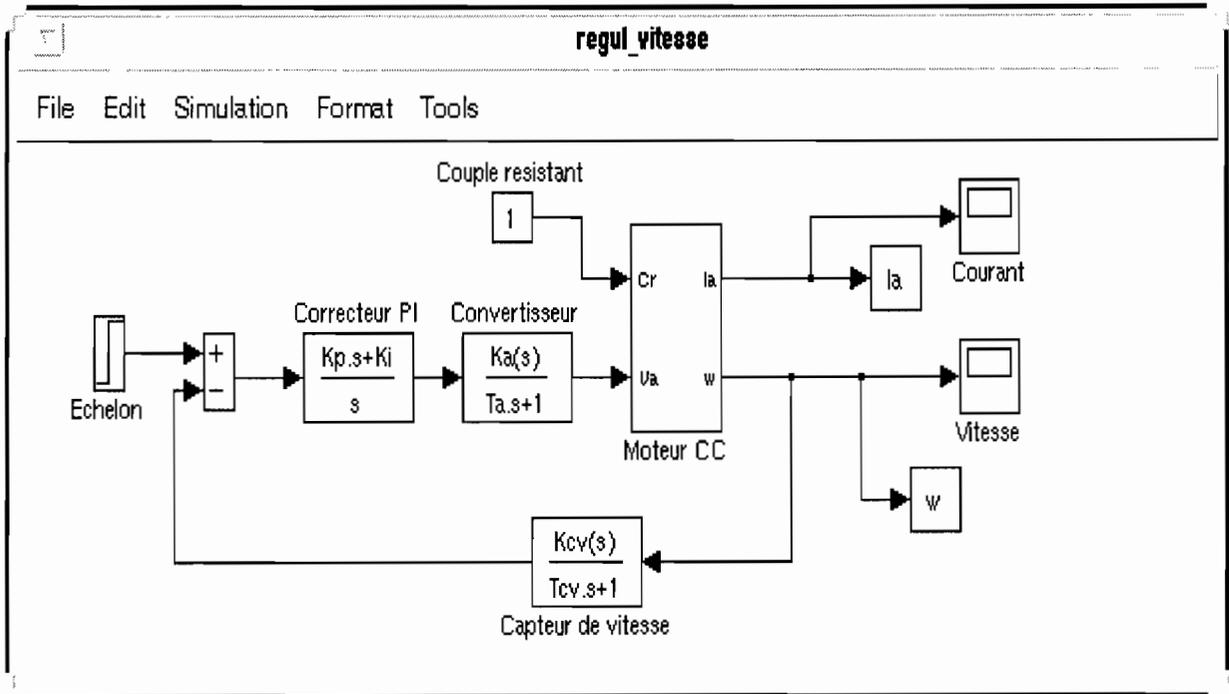
Faire glisser dans la fenêtre de travail les blocs dont on a besoin pour construire le diagramme.

Faire des liaisons entre les blocs à l'aide de la souris.

Lorsqu'on clique sur un bloc, une fenêtre de dialogue s'ouvrira. On peut alors *changer les paramètres* de ce bloc. Une fois terminé, on ferme la fenêtre de dialogue.

Une fois le diagramme terminé, on peut l'enregistrer dans un fichier: dans le menu **File**, choisir **Save As** et donner un nom (*.mdl) au fichier.

Exemple de diagramme Simulink



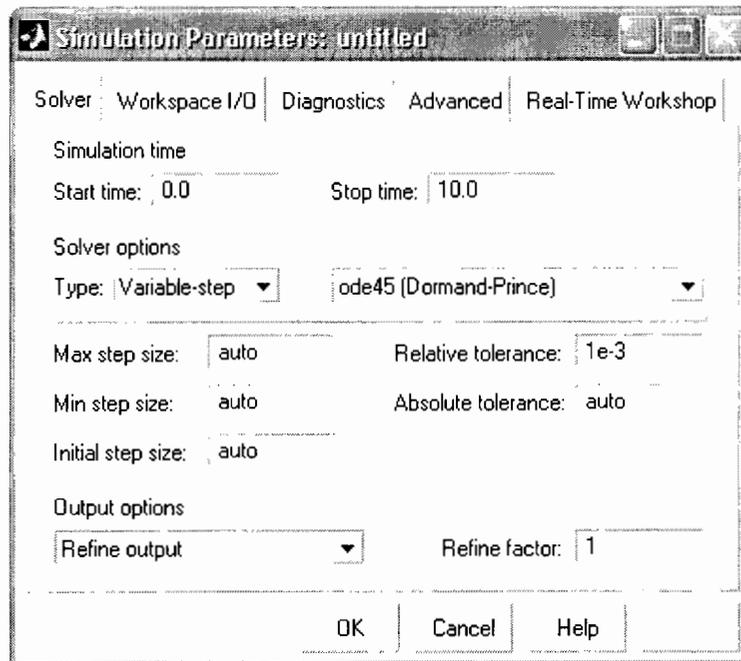
CHOISIR LES PARAMÈTRES DE SIMULATION

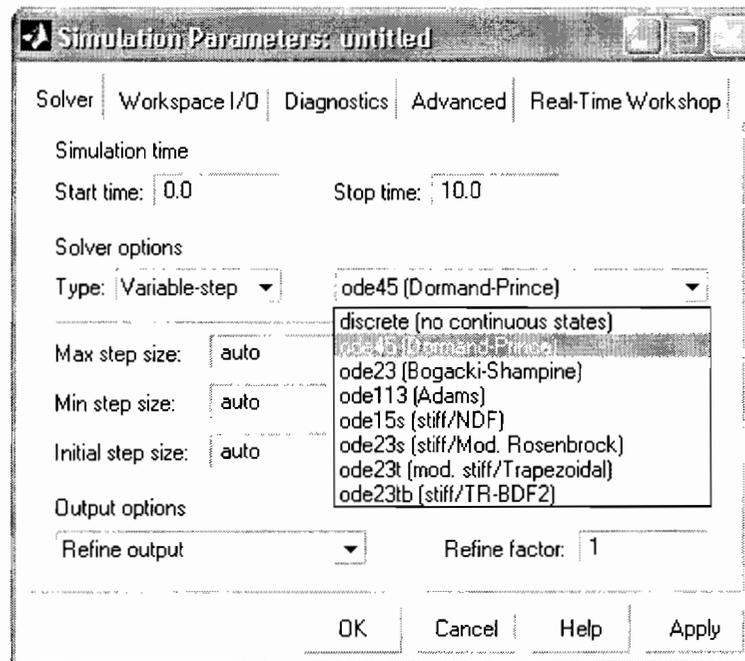
Avant de lancer une simulation, on doit choisir les paramètres appropriés au modèle du système.

Dans le menu **Simulation**, lorsqu'on choisit **Paramètres**, une fenêtre **Simulation Parameters** s'ouvrira.

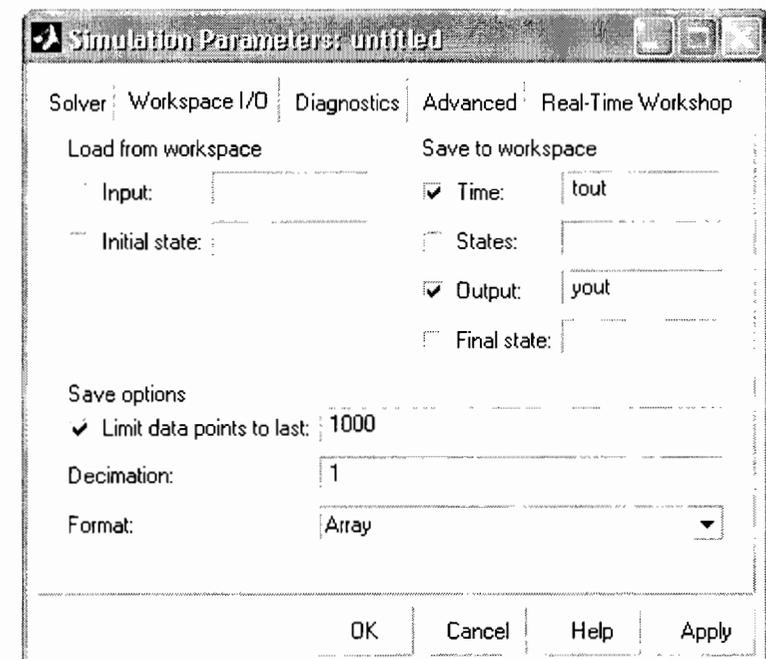
On doit alors choisir les paramètres pour *Solver*, *Workspace I/O* et *Diagnostics*.

LES PARAMÈTRES DE "SOLVER"

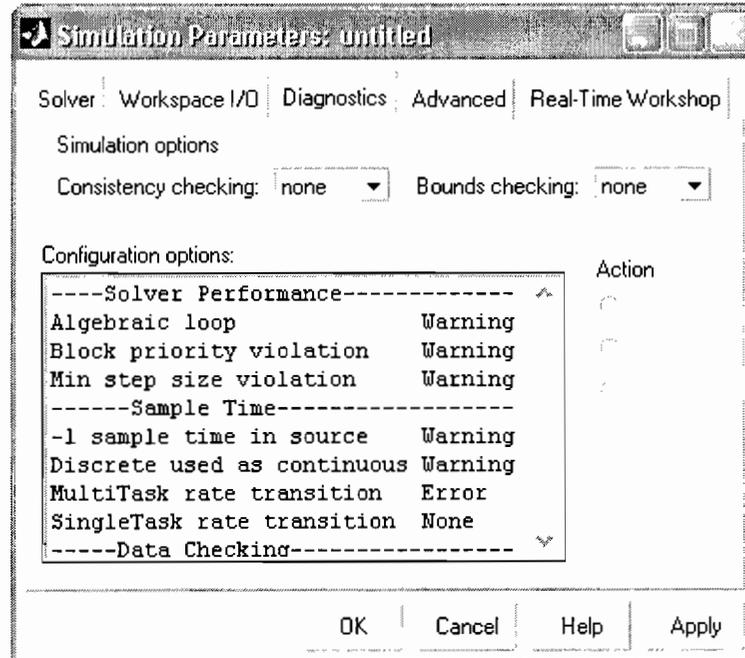




LES PARAMÈTRES DE WORKSPACE I/O



LES PARAMÈTRES DE DIAGNOSTICS

1.2.5- Implantation de la modélisation sous MATLAB/SIMULINK :1.2.5.1- RESUME DESEQUATIONS REPRESENTANT LA MACHINE ASYNCHRONE :- Loi des mailles dans PARK :

*Au stator

$$v_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd}$$

*Au rotor

$$R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = 0$$

$$R_R \cdot I_{Rq} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} + \omega_R \cdot \Phi_{Rd} = 0$$

- Equation des flux dans PARK :

*Au stator

$$\Phi_{Sd} = L_S \cdot I_{Sd} + M_{SR} \cdot I_{Rd}$$

$$\Phi_{Sq} = L_S \cdot I_{Sq} + M_{SR} \cdot I_{Rq}$$

*Au rotor

$$\Phi_{Rd} = L_R \cdot I_{Rd} + M_{RS} \cdot I_{Sd}$$

$$\Phi_{Rq} = L_R \cdot I_{Rq} + M_{RS} \cdot I_{Sq}$$

-expression du couple instantané :

$$t_E = p \cdot \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{Rd} \cdot I_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot I_{Sd})$$

-Relation entre pulsation statorique et pulsation rotorique :

$$\omega_s = p\Omega + \omega_R$$

-Relation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\omega}{dt} = t_E - t_R$$

Grace a ces équations et au logiciel de programmation Matlab SIMULINK présenté ci-dessus nous avons pu programmer le **diagramme fonctionnel** suivant :

1.2.5.2-diagramme fonctionnel :

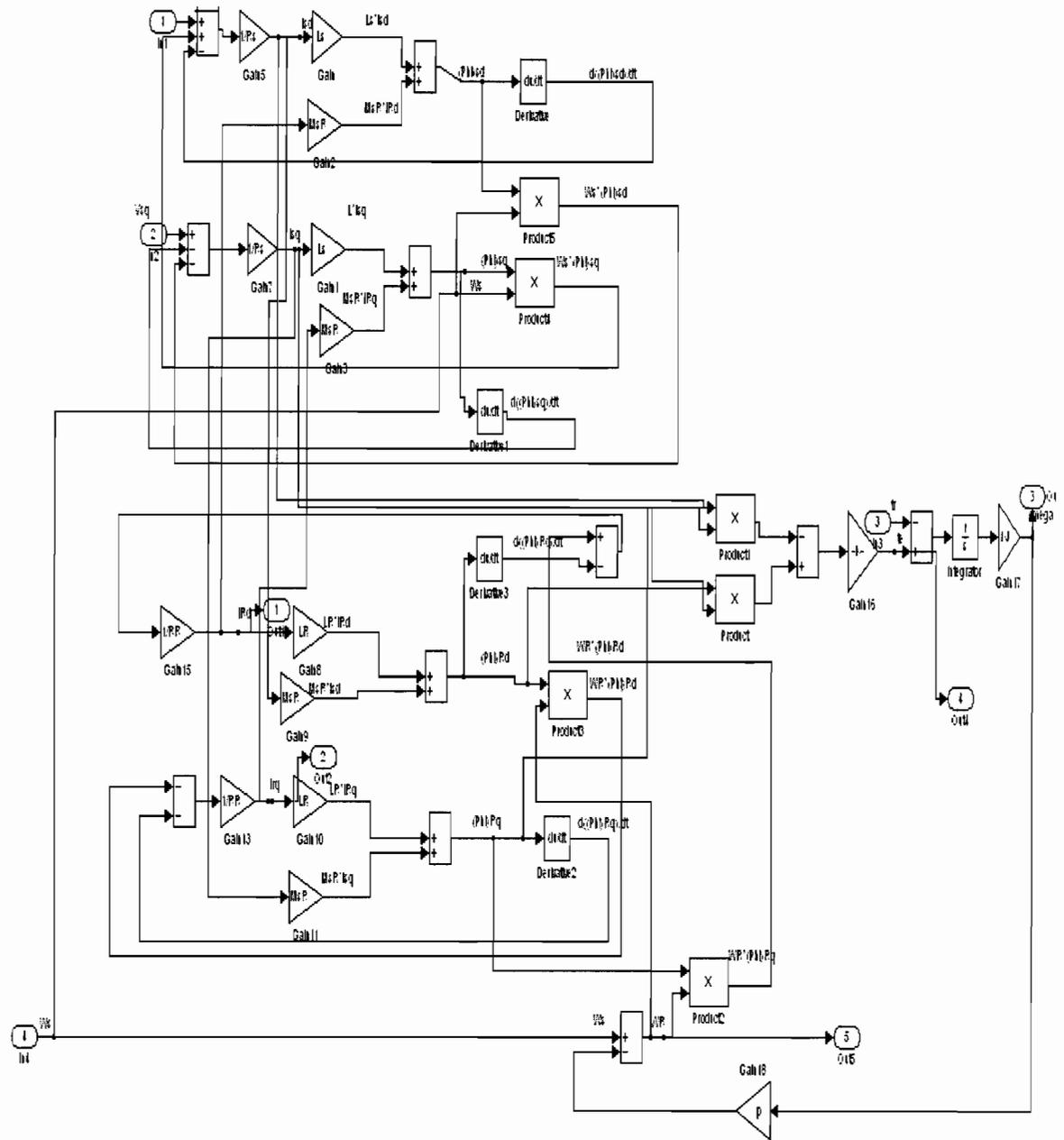


Figure 1 : schéma de la modélisation d'une machine asynchrone

Cette machine présente comme entrées :

- V_{sd} , V_{sq} , ω_s : qui sont les composantes de PARK et la pulsation de la tension d'alimentation

-le couple résistant t_R

Comme sorties nous avons :

- I_{sd} , I_{sq} qui sont les composantes de PARK du courant statorique

- t_E qui est le couple moteur

- Ω qui est la vitesse de rotation

1.2.5.3-Démarrage directe de la machine :

Il s'agit ici de faire la transformation de PARK du réseau d'alimentation et l'appliquer au schéma fonctionnel de la machine.

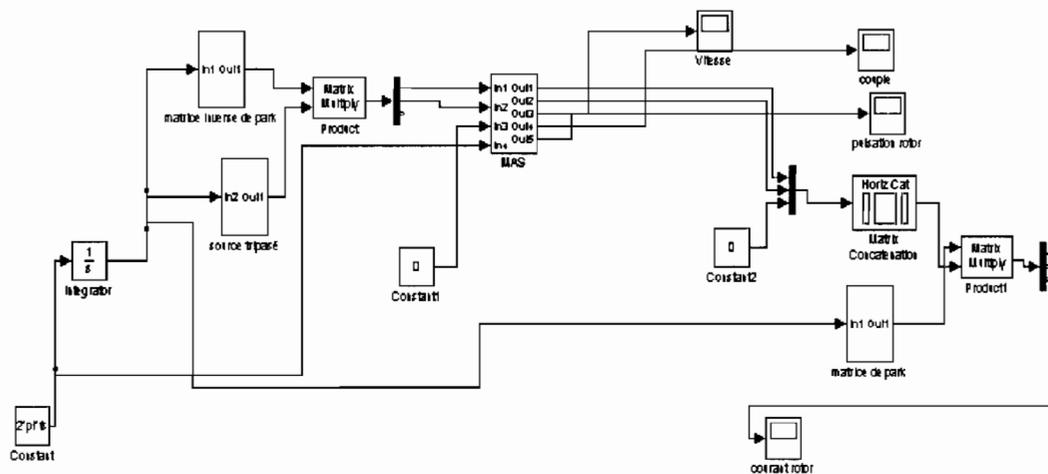


Figure 2:schéma du démarrage direct d'une machine asynchrone

Nous avons ainsi dans ce schéma une représentation d'une machine asynchrone qui est alimentée avec une source triphasée équilibrée de tension de valeur efficace 230 v et de fréquence 50Hz .

Dans cette représentation nous avons aussi les matrices de changement de base qui nous permettent de passer de l'espace ordinaire à l'espace de PARK.

Il reste donc à disposer des valeurs des coefficients de la machine pour pouvoir voir son comportement en démarrage direct, ce qui suppose que l'on puisse faire des mesures pour les déterminer.

Par exemple pour un moteur de 3 kw nous avons les caractéristiques suivantes.

-Moment d'inertie $J=50.10^{-3}$ kg.m²

-Nombre de paire de pôles $p=2$

-Inductance mutuelle cyclique $M_{\bar{s}\bar{r}}=52$ mH

-Inductance rotorique cyclique $L_{\bar{r}}= 15.9$ mH

-Inductance statorique cyclique $L_{\bar{s}}= 191$ mH

-Résistance rotorique $R_{\bar{r}}= 93$ mΩ

-Résistance statorique $R_{\bar{s}}=1\Omega$

On a supposé le couple résistant nul

1.2.5.4-Résultat de la simulation :

-Evolution du courant moteur

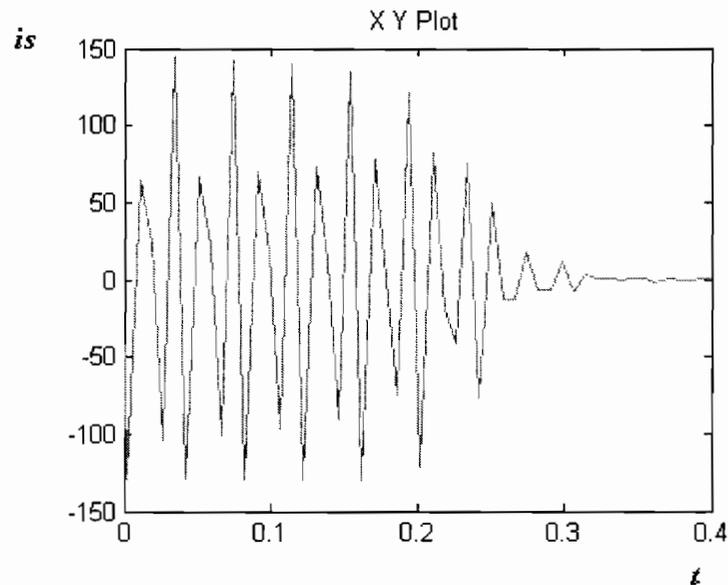


Figure 3 représentation du fort appel de courant

Dans ce diagramme on reconnaît le classique appel courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en A). Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

-Evolution du couple instantané

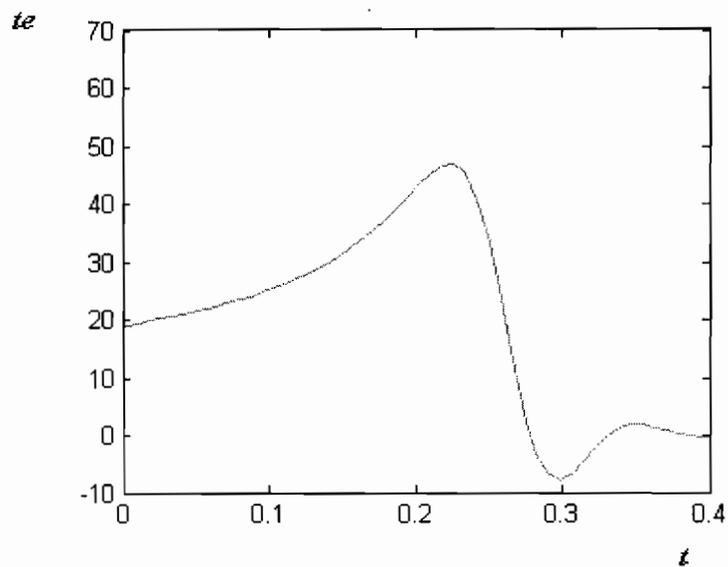


Figure 4 Représentation des pics du couple instantané

Dans le diagramme de la figure 4 nous observons l'évolution du couple d'un moteur asynchrone qui va se stabiliser en régime permanent à zéro du fait que le couple résistant est nul.

-Evolution de la vitesse :

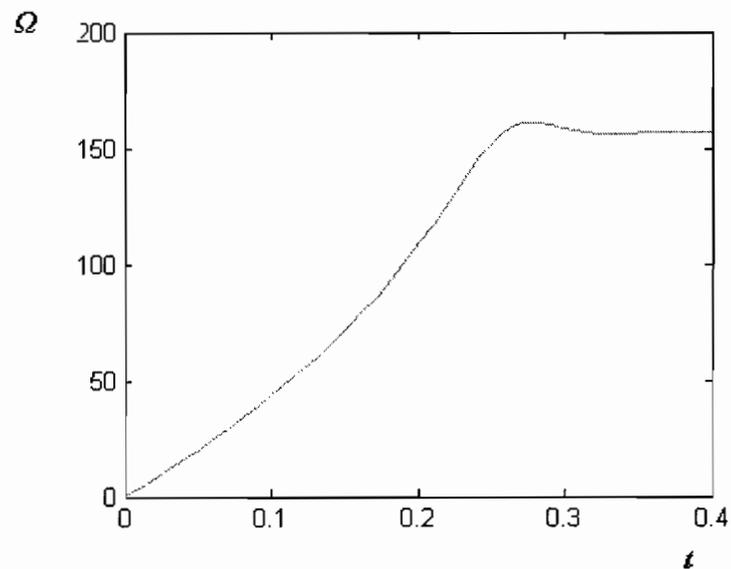


Figure 5 Représentation de l'évolution de la vitesse

Dans le diagramme de la figure 5 nous observons une réponse d'un système du premier ordre avec un faible dépassement et une valeur en régime permanent à 157 rad/s puisque nous avons deux paires de pôles

CHAPITRE 2: La commande vectorielle à flux rotorique orienté

2.1 : Introduction a la commande vectorielle

A partir de l'expression du couple électromagnétique de l'équation (13) nous pouvons donc dire que la transformation dans PARK nous permet d'avoir le couple électromagnétique en fonction du flux et du courant comme pour le cas des machines à courant continu.

La commande vectorielle consiste donc à contrôler de façon indépendante le terme de flux et de courant présent dans l'expression de ce couple.

2.2 La commande vectorielle à flux rotorique orienté :

Puisque le repère de PARK est un repère tournant, la commande vectorielle à flux rotorique orienté consiste donc à faire coïncider l'axe d de PARK à φ_R et un type de commande qui permet de découpler le couple et le flux.

2.3- Estimation des grandeurs inaccessibles :

Ici puisque nous avons fait coïncider l'axe d de PARK à φ_R les équations comportant le flux rotorique deviennent :

$$t_E = p \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_{Rd} \cdot I_{sq})$$

$$\Phi_{Rd} = L_R \cdot I_{Rd} + M_{RS} \cdot I_{Sd}$$

$$0 = L_R \cdot I_{Rq} + M_{SR} \cdot I_{Sq}$$

$$R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} = 0$$

$$R_R \cdot I_{Rq} + w_R \cdot \Phi_{Rd} = 0$$

Car $\Phi_{Rq} = 0$

Les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont difficilement accessibles, il faut donc les estimer à partir des grandeurs statoriques.

2.3 .1- Estimation de la composante directe du flux rotorique (Φ_{Rd}) :

A partir de $\Phi_{Rd} = L_R \cdot I_{Rd} + M_{RS} \cdot I_{Sd}$ et de $R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} = 0$, on obtient

$$\Phi_{Rd} = -\frac{L_R}{R_R} \cdot \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} + M_{RS} \cdot I_{Sd}$$

Nous avons donc une equation différentielle du premier orde .

En prenant la transformé de LAPLACE nous avons :

$$\Phi_{Rd} = -s \cdot \frac{L_R}{R_R} \cdot \Phi_{Rd} + M_{RS} \cdot I_{Sd} = \Phi_{Rd} = \frac{M_{RS}}{1 - \frac{s L_R}{R_R}} \cdot I_{Sd}$$

$$\Phi_{Rd} = \frac{M_{RS}}{1 - \frac{s L_R}{R_R}} \cdot I_{Sd} \quad (14)$$

Nous avons ainsi exprimé le flux Φ_{Rd} en fonction du courant statorique I_{Sd}

2.3 .2-Estimation de la pulsation du stator (ω_s) et de l'angle de changement de base (θ_s) :

La pulsation statorique s'écrit, d'après (1.2.5.1)

$$\omega_s = p\Omega + \omega_R$$

de plus nous avons $R_R I_{Rq} + w_R \cdot \dot{\varphi}_{Rd} = 0 \Rightarrow w_R = - \frac{R_R I_{Rq}}{\dot{\varphi}_{Rd}}$

nous savons aussi que $L_{SR} I_{Rq} - M_{SR} I_{Rd} = 0$ donc $I_{Rd} = - \frac{L_{SR} I_{Rq}}{M_{SR}}$

par conséquent $w_s = p\Omega + \frac{M_{SR}}{R_R} \cdot \frac{R_R}{L_{SR}} I_{Rq}$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\dot{\varphi}_{Rd}$ est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$w_s = p\Omega - \frac{M_{SR} I_{Rq}}{R_R \epsilon - \sigma}$ avec $\epsilon = 0.01$

$$w_s = p\Omega + \frac{M_{SR}}{R_R \epsilon - \sigma} \cdot \frac{R_R}{L_{SR}} I_{Rq} \quad (15)$$

Nous avons alors:

$$\dot{\varphi}_s = \frac{1}{\sigma} w_s \quad (16)$$

2.4 : Détermination des nouvelles composantes de la tension dans la base de PARK :

La composante directe de la tension dans PARK s'écrit, d'après 1.2.5.1

$$v_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq}$$

nous allons exprimer cette tension en fonction des 2 grandeurs utiles à la maîtrise du couple : Φ_{Rd} et I_{sq} .

En utilisant les équations où la composante de quadrature du flux est nulle

Nous obtenons :

$$v_{sd} = [(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s) \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} + \frac{L_s \cdot \sigma}{\tau_r} \cdot s] \cdot \Phi_{Rd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \quad (17)$$

avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ est appelé coefficient de dispersion de BLONDEL

et $\tau_r = \frac{L_r}{\sigma \cdot s}$ représente la constante de temps rotorique

en procédant de même pour la deuxième composante de PARK nous avons

$$v_{sq} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s) \cdot I_{sq} + \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot \frac{1 - \sigma R_r}{\omega_s L_r} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \cdot \Phi_{Rd} \quad (18)$$

Des deux nouvelles équations des composantes de PARK de la tension nous observons le couplage entre le flux et le courant

2.5 : Couplage sous MATLAB/SIMULINK :

Des équations (17) et (18) nous en déduisons :

$$\Phi_{Rd} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s) \frac{1 - \sigma R_r}{\omega_s L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r}} \cdot (v_{sd} + \omega_s \cdot L_s \cdot I_{sq})$$

$$I_{sq} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} \cdot [v_{sq} - \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot \frac{1 - \sigma R_r}{\omega_s L_r} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \cdot \Phi_{Rd}]$$

Posons :

$$A = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s) \frac{1 - \sigma R_r}{\omega_s L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r}}$$

$$B = \omega_s \cdot L_s$$

$$C = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)}$$

$$D = \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot \frac{1 - \sigma R_r}{\omega_s L_r} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right)$$

Par conséquent :

$$\Phi_{Rd} = A \cdot (v_{sd} + B \cdot I_{sq}) \quad \text{et} \quad I_{sq} = C \cdot (v_{sq} - D \cdot \Phi_{Rd})$$

En implantant ces équations sous MATLAB/SIMULINK nous obtenons le schéma ci-dessous

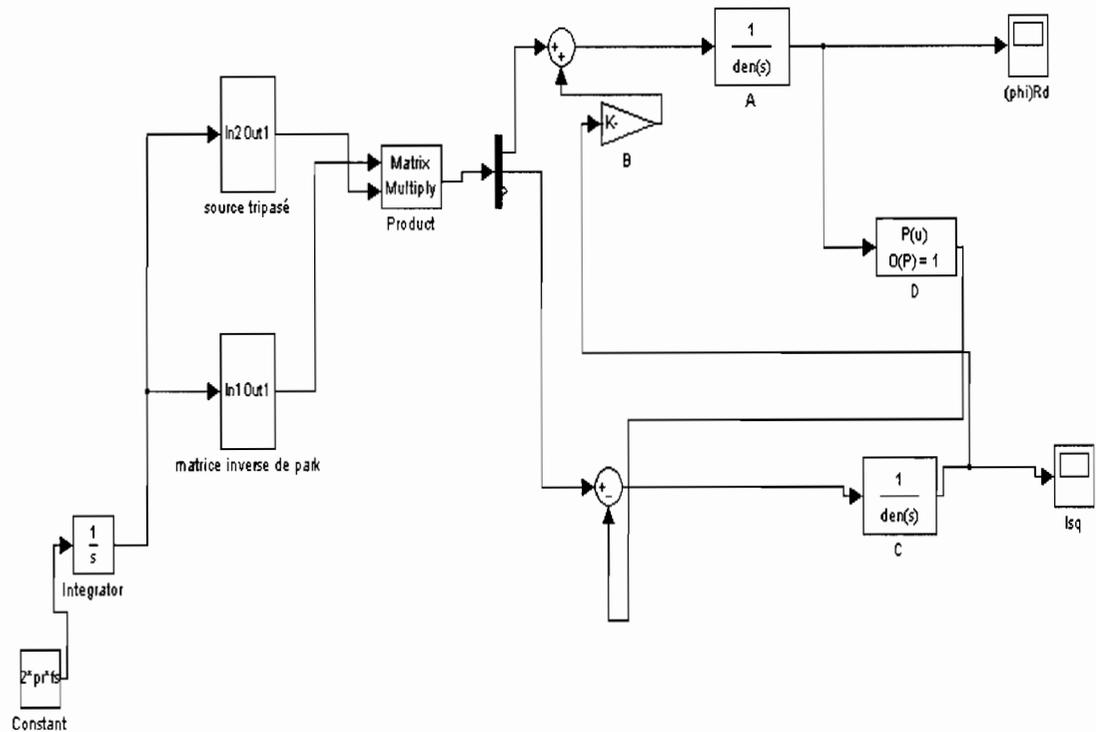


Figure 6 schéma du couplage entre le courant et le flux

Ce schéma explique le couplage entre le flux et le courant.

Nous constatons qu'il n'est pas possible ici de contrôler de manière indépendante les grandeurs Φ_{Rd} et Isq , ce qui s'explique par les diagrammes ci-dessous pour une variation d'une des composantes (pour ce cas ci nous avons fait varier Vsd)

- Cas ou il n'y a pas d'amplification :
Nous obtenons les diagrammes suivants

Pour I_{sq}

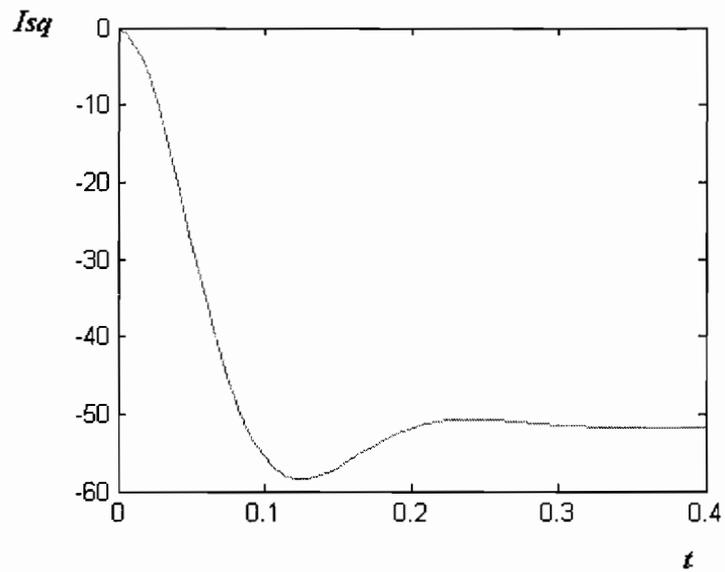


Figure 7 représentation de l'évolution du courant statorique quand il n'y a pas d'amplification

Pour Φ_{Rd}

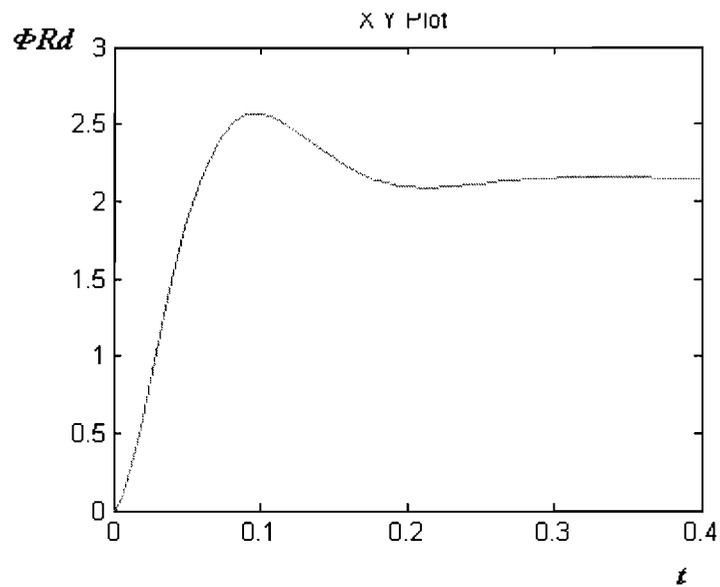


Figure 8 représentation de l'évolution du flux rotorique quand il n'y a pas d'amplification

➤ Cas où il y a amplification de V_{sd}

Pour I_{sq}

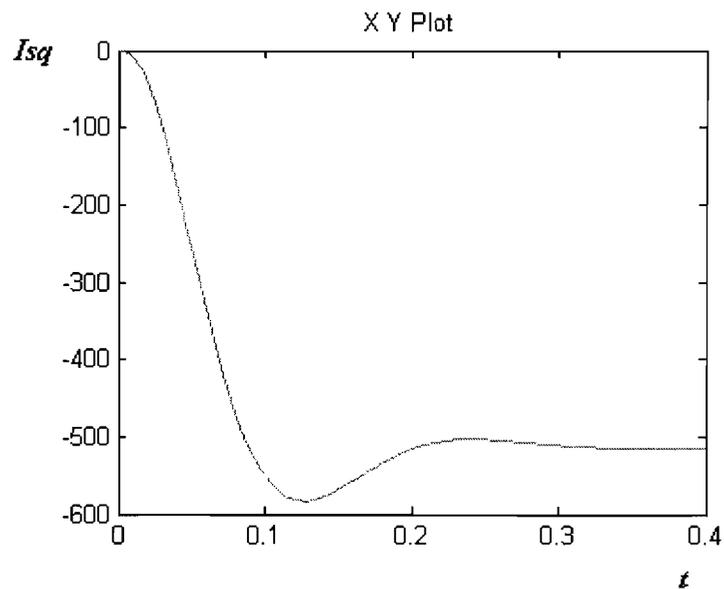


Figure 9 représentation de l'évolution du courant statorique quand il y a amplification

Pour Φ_{Rd}

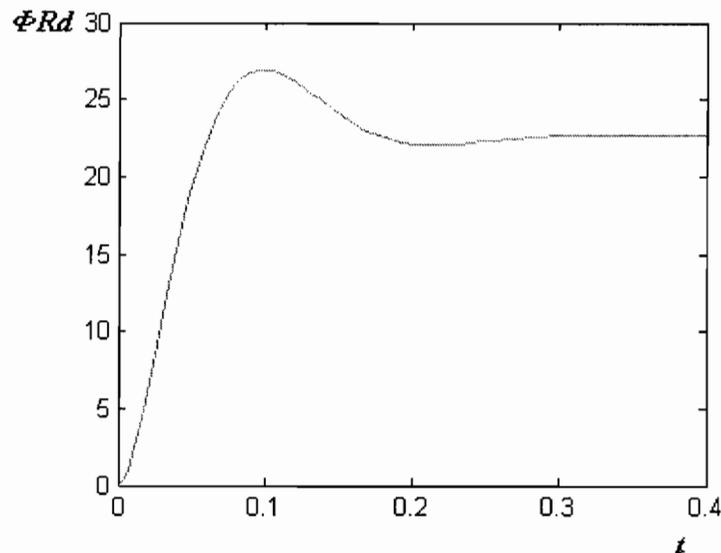


Figure 10 représentation de l'évolution du flux rotorique quand il y a amplification

Des 4 schémas ci-dessus nous constatons que l'amplification au niveau de V_{sd} se fait sentir au niveau des deux sorties, ce qui montre qu'on ne peut pas contrôler séparément les grandeurs Φ_{Rd} et I_{sq}

2.6 : Le Découplage par compensation :

De ce qui précède nous savons que

$$*v_{sd} = \left[(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s) \frac{1 - \tau_{Rd} \cdot s}{\tau_{Rd}} + \frac{\tau_{Rd}}{L_r} \cdot s \right] \cdot \Phi_{Rd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq}$$

$$*v_{sq} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s) \cdot I_{sq} + \omega_s \left(\sigma \cdot L_r \frac{1 - \tau_{Rd} \cdot s}{\tau_{Rd}} + \frac{\tau_{Rd}}{L_r} \right) \cdot \Phi_{Rd}$$

Pour faire le découplage par comparaison il faut définir deux nouvelles variables U_{sd} et U_{sq} telle que

$$v_{sd} = U_{sd} - e_{sd} \quad \text{et} \quad v_{sq} = U_{sq} - e_{sq}$$

avec $e_{sd} = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} = e_{sd} = B \cdot I_{sq}$

et $e_{sq} = -\omega_s \left(\sigma \cdot L_s \frac{1-\tau_R s}{N_{SF}} + \frac{N_{SF}}{L_F} \right) \cdot \Phi_{Rd} = e_{sq} = -D \cdot \Phi_{Rd}$

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions U_{sd} et U_{sq}

Comme le montre la figure suivante :

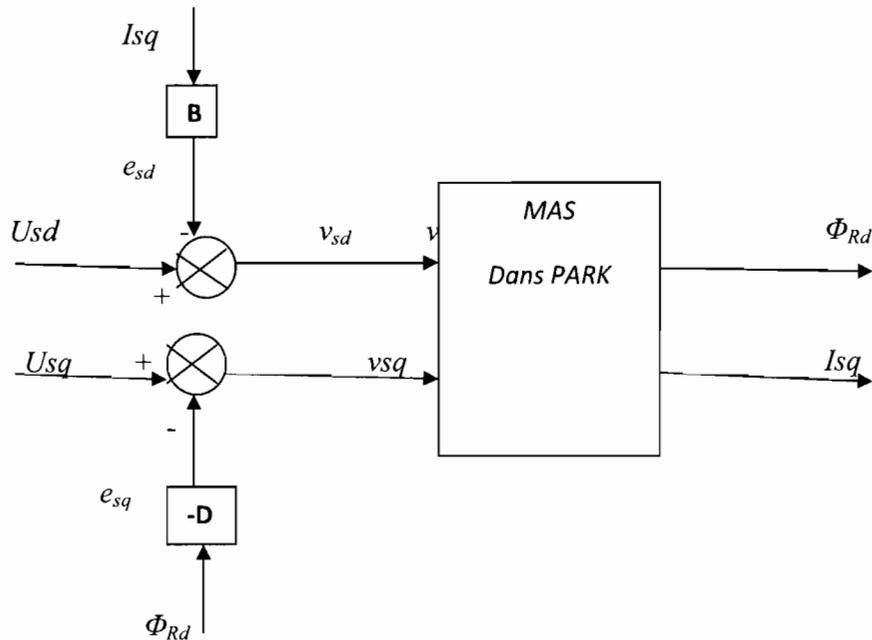


Figure 11 découplage par compensation

Φ_{Rd} et I_{sq} sont donnés par des capteurs

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} U_{rd} = (R_s - \sigma \cdot L_s \cdot s) \frac{(1 - \tau_R s)}{N_{SF}} - \frac{N_{SF}}{L_F} \cdot s \cdot \Phi_{Rd} \\ U_{rq} = (R_s - \sigma \cdot L_s \cdot s) \cdot I_{sq} \end{cases}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

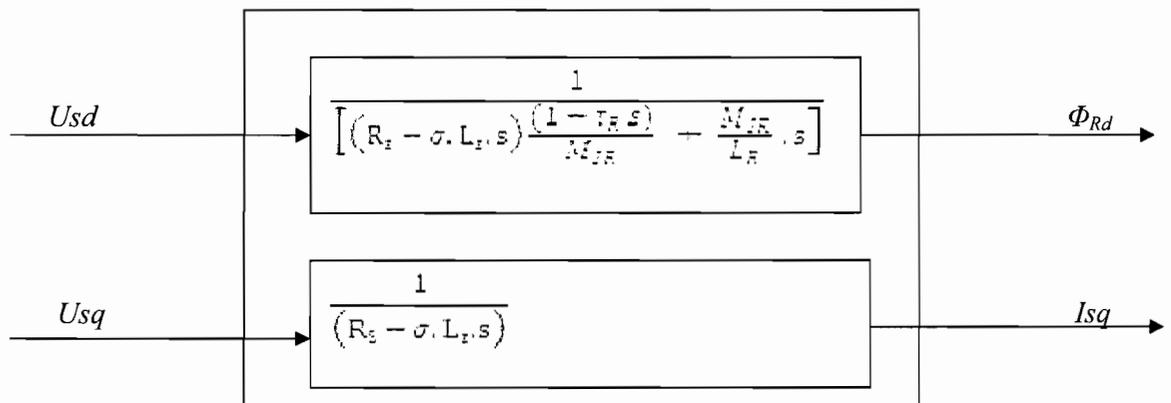


Figure 12 modèle réduit de la machine

Nous avons ainsi réalisé un modèle réduit de la machine dans le but de contrôler une sortie indépendamment de l'autre comme le montre le schéma ci-dessous.

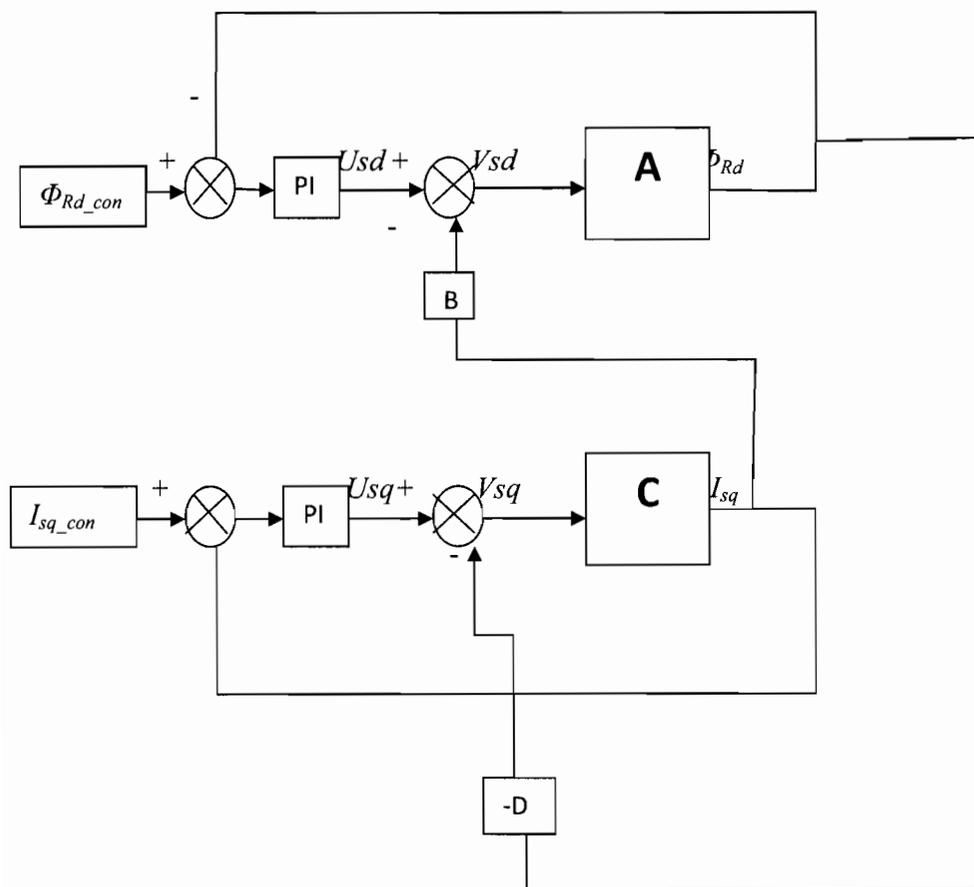


Figure 13 commande découplé

Nous avons ainsi réalisé une commande découplée.

En implantant le modèle découplé sous MATLAB/SIMULINK nous avons le diagramme suivant :

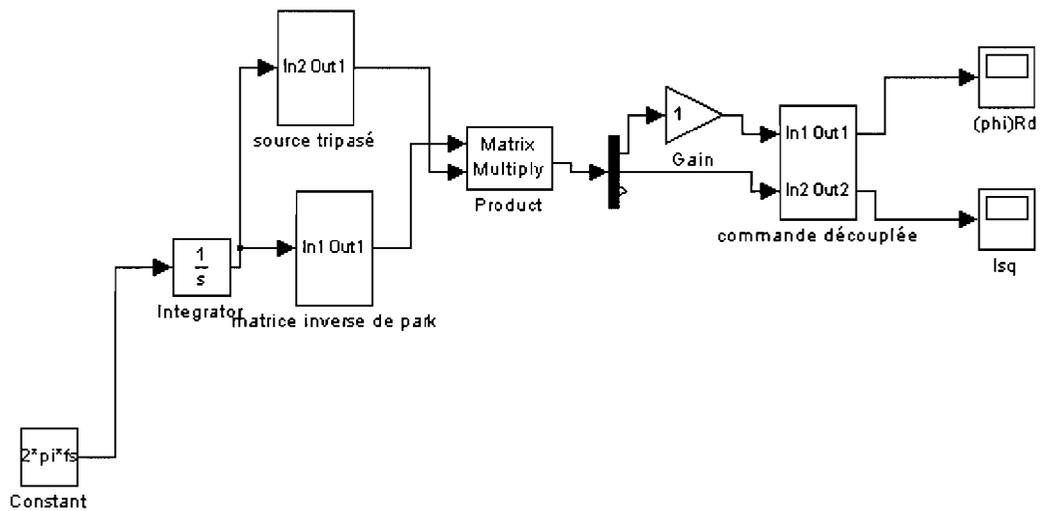


Figure 14 modèle découplée avec MATLAB/SIMULINK

A partir de ce schéma sous MATLAB/SIMULINK nous avons pu obtenir les diagrammes suivant pour une variation d'une des composantes (pour ce cas ci nous avons fait varier U_{sd})

- Cas ou il n'y a pas d'amplification :
Nous obtenons les diagrammes suivants

Pour I_{sq}

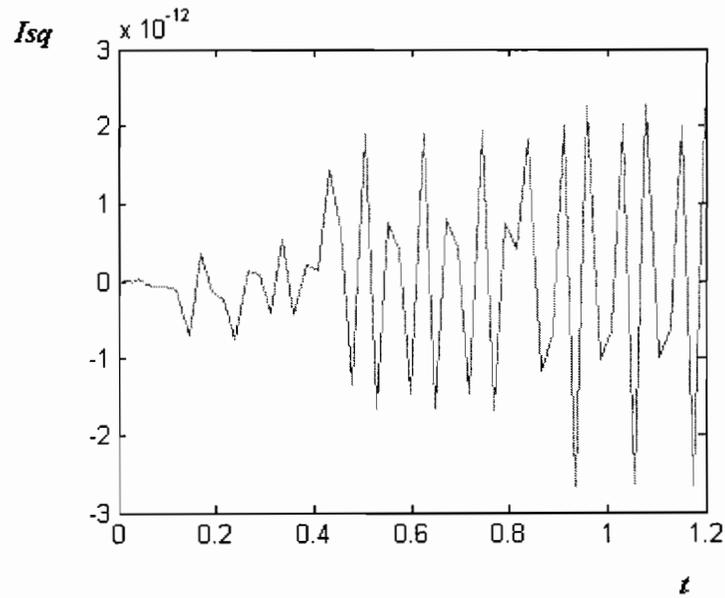


Figure 15 Représentation du courant après découplage quand il n'y a pas d'amplification

Pour Φ_{Rd}

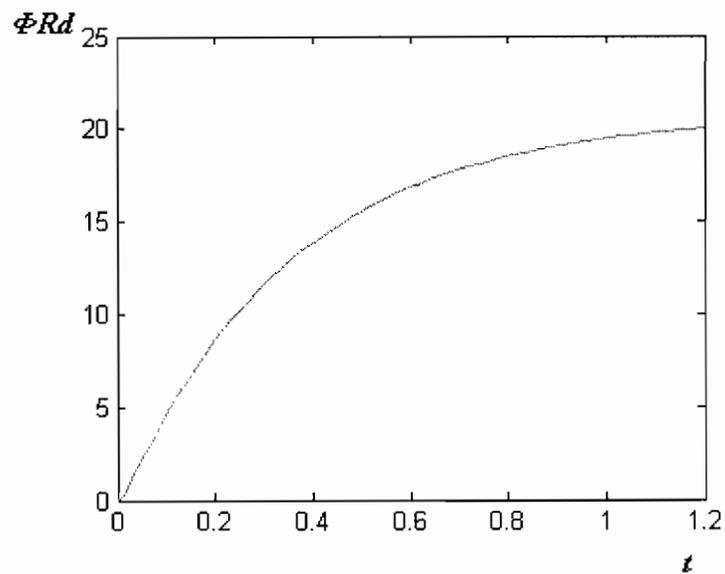


Figure 16 Représentation du flux après découplage quand il n'y a pas d'amplification

- Cas ou il ya amplification de Usd

Pour Isq

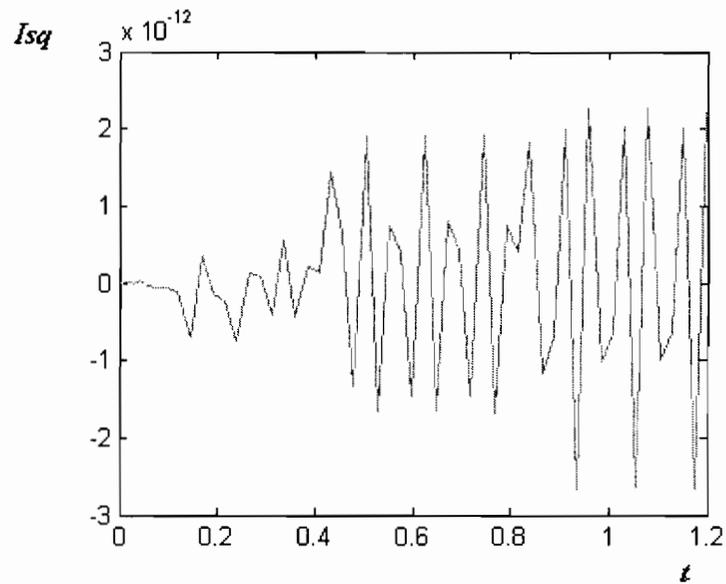


Figure 17 Représentation du courant après découplage quand il y a amplification

Pour Φ_{Rd}

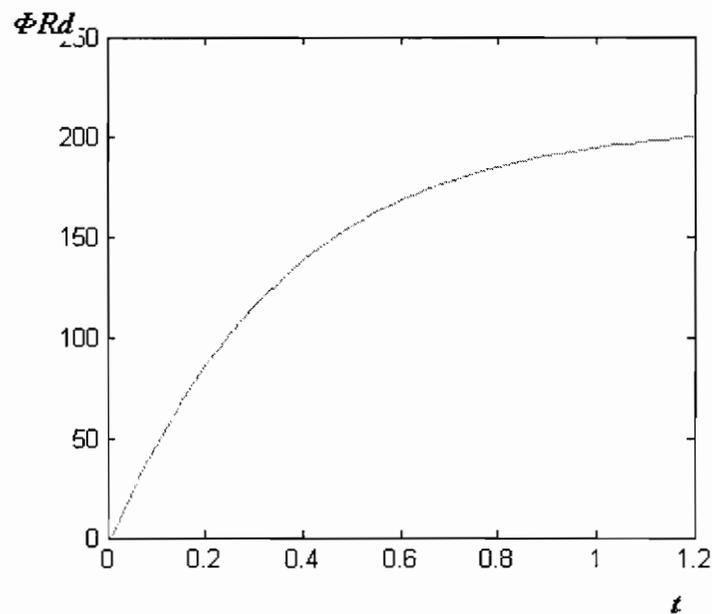


Figure 18 Représentation du flux après découplage quand il y a amplification

Des 4 schémas ci-dessus nous constatons que l'amplification ne se fait sentir qu'au niveau de Φ_{Rd} , ce qui montre que nous avons réalisé le découplage entre Φ_{Rd} et I_{sq}

(entre les axes d et q).

2.7: Régulation du couple et de la vitesse:

2.7.1-Régulation du couple :

2.7.1.1Contrôle du courant :

On se propose ici de déterminer les éléments d'un correcteur de courant de type PI

Les équations de découplage de la (figure 14) permettent d'exprimer le courant I_{sq}

$$I_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s - \sigma L_s s} \cdot U_{sq}$$

$$= I_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s (\frac{R_s}{\sigma L_s} - s)} \cdot U_{sq}$$

L'utilisation d'un régulateur nous donne le schéma suivant

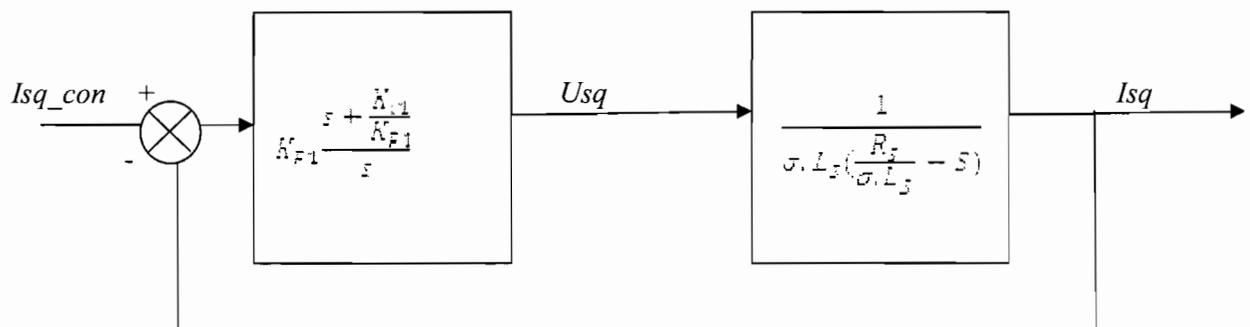


Figure 19 schéma de la correction du courant

Détermination des coefficients du correcteur PI

Fonction de transfert du boucle ouverte :

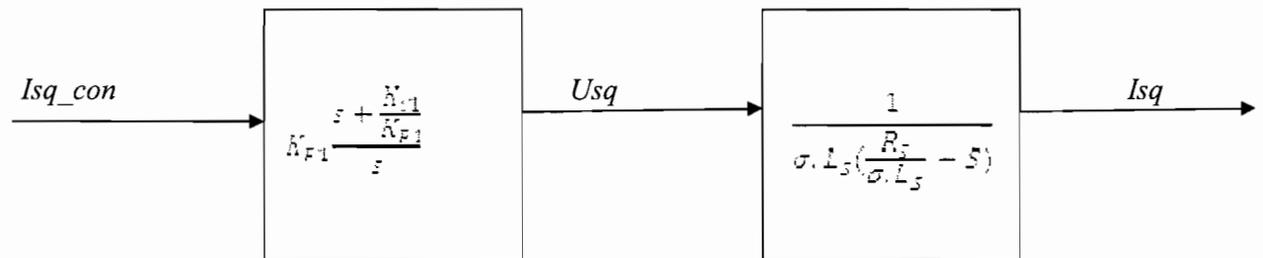


Figure 20 schéma de la boucle ouverte

Compensons le pôle de $\frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} - s$ par $s - \frac{K_{p1}}{K_{Fi1}}$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{p1}}{K_{Fi1}} = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s) = \frac{K_{p1}}{\sigma \cdot L_s \cdot s}$$

En boucle fermée nous obtenons :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_{p1}}{\sigma \cdot L_s \cdot s}}{1 - \frac{K_{p1}}{\sigma \cdot L_s \cdot s}}$$

$$FTBF(s) = \frac{K_{p1}}{\sigma \cdot L_s \cdot s - K_{p1}} = \frac{1}{\frac{\sigma \cdot L_s}{K_{p1}} s - 1}$$

Nous avons donc en boucle fermée une réponse du type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\frac{\sigma \cdot L_s}{K_{p1}}$$

Pour un temps imposé $t_{\text{repl}(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3 \frac{\sigma \cdot L_s}{K_{p1}} = t_{\text{repl}(5\%)}$$

Soit

$$K_{F1} = \frac{3.01I_f}{t_{rep1}(5\%)} \quad (19)$$

($t_{rep1}(5\%)$ est le temps de réponse à 5% :qui est égal temps au bout duquel la sortie atteint le régime permanent à 5% près et y reste)

Et, d'après ce qui précède

$$\text{Nous avons } K_{V1} = \frac{E_f}{R_f I_f} \cdot K_{F1} = \frac{E_f}{R_f I_f} \cdot \frac{3.01I_f}{t_{rep1}(5\%)}$$

Donc

$$K_{V1} = \frac{3R_f}{t_{rep1}(5\%)} \quad (20)$$

-Application numérique :

Les paramètres du moteur donnés dans la partie 1.2.6 permettent de calculer les valeurs dans le tableau suivant :

Tableau 1 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation du courant pour différente valeur $t_{rep1}(5\%)$

$t_{rep1}(5\%)$ (ms)	30	20	10
K_{F1}	2.09	3.14	6.28
K_{V1}	100	150	300

2.7.1.1-Contrôle du flux :

Nous savons d'après Les équations de découplage que :

$$\omega_{RR} = \frac{1}{\left[(R_s + \sigma L_s s) \frac{1 - \tau_R s}{\tau_R} + \frac{M_{SR}^2}{\sigma L_s \tau_R} s \right]} . Usd$$

$$= \omega_{RR} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s \tau_R}{M_{SR}^2} \left[\frac{1}{\tau_R} + s \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + s \right) + \frac{M_{SR}^2}{\sigma L_s \tau_R L_R} \left(\frac{1}{\tau_R} - s \right) \right]} . Usd$$

$$= \omega_{RR} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s \tau_R}{M_{SR}^2} \left[\frac{1}{\tau_R} + s \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{SR}^2}{\sigma L_s \tau_R L_R} + s \right) \right]} . Usd$$

Posons $\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{SR}^2}{\sigma L_s \tau_R L_R}$

$$= \omega_{RR} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s \tau_R}{M_{SR}^2} \left[\frac{1}{\tau_R} + s (\gamma + s) \right]} . Usd$$

Pour la régulation du flux on met en cascade un correcteur PI et la fonction de transfert comme le montre le schéma ci-dessous

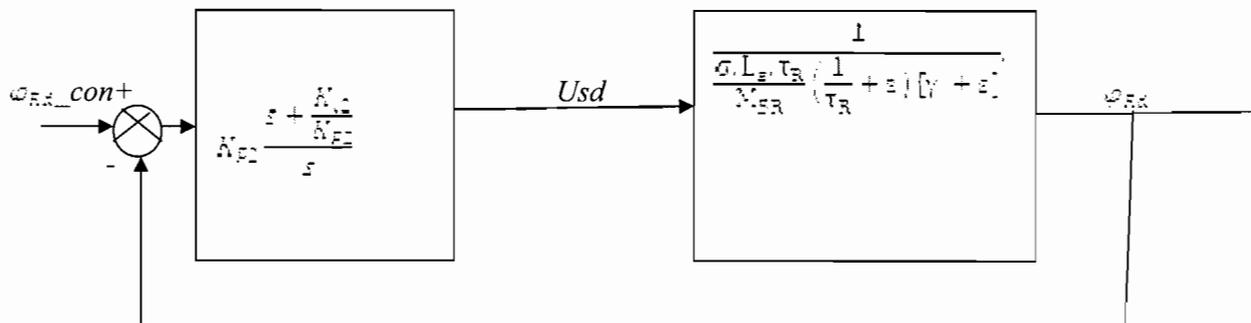


Figure 21 schéma de la régulation du flux

Raisonnons de la même manière que précédemment

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du PI,

soit $(\frac{1}{T_S} + s)$ par $s + \frac{K_{PI}}{K_{P2}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{PI}}{K_{P2}} = \frac{1}{T_S} = K_{PI} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot K_{P2}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s) = \frac{K_{P2}}{\frac{\sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR}} \cdot (s + \frac{1}{T_S})}$$

En boucle fermée nous obtenons :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_{P2}}{\frac{\sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR}} \cdot (s + \frac{1}{T_S})}}{1 + \frac{K_{P2}}{\frac{\sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR}} \cdot (s + \frac{1}{T_S})}}$$

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{\gamma \cdot \sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR} \cdot K_{P2}} \cdot s + \frac{\sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR} \cdot K_{P2}} \cdot s^2}$$

En comparant cette fonction de transfert à la fonction de transfert d'un système du second ordre nous aurons

$$\begin{cases} \frac{\gamma \cdot \sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR} \cdot K_{P2}} = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \\ \frac{\sigma_{LST} \cdot T_S}{M_{SR} \cdot K_{P2}} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases}$$

$$(T(s) = \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2} \text{ est la fonction de transfert d'un système du second ordre})$$

ω_n est la pulsation naturelle (en rad/s)

Z est le coefficient d'amortissement.

Par conséquent le gain est donné par :

$$K_{Fz} = \frac{\gamma^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \tau_R}{(2-z)^2 \cdot M_{FR}} \quad (21)$$

Nous avons que $K_{z1} = \frac{1}{\tau_F} \cdot K_{Fz}$

Donc nous pouvons déduire que

$$K_{z1} = \frac{\gamma^2 \cdot \sigma \cdot L_s}{(2-z)^2 \cdot M_{FR}} \quad (22)$$

-Application numérique :

Les paramètres du moteur donnés dans la partie I.2.6 permettent de calculer les valeurs dans le tableau suivant :

Tableau 2 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation du Flux pour différente valeur Z1

γ	94.93
σ	0.11
τ_R (ms)	171

Z1	0.4	0.5	0.6	0.7
K_{Fz}	972.85	622.62	432.38	317.66
K_{z1}	5689.18	3641.07	2528.52	1857.69

2.7.2-Régulation de la vitesse:

Nous savons que $J \frac{d\Omega}{dt} = t_E - t_R$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{1}{J} (t_E - t_R)$$

En négligeant le couple résistant nous aurons :

$$\Omega = \frac{1}{J} \cdot t_E \quad (23)$$

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant

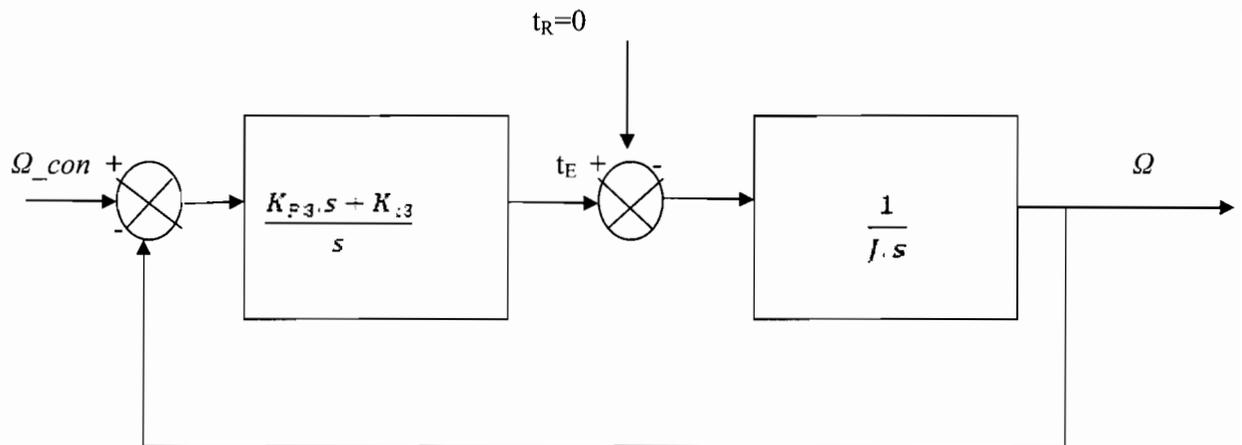


Figure 22 schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert de ce schéma est définie par

$$\Omega = \frac{1}{J s} \cdot \frac{K_{P,3} s + K_{I,3}}{s} (\Omega_{con} - \Omega)$$

$$\Omega = \frac{K_{p2} \cdot s - K_{i2}}{J \cdot s^2 - K_{p2} \cdot s - K_{i2}} \quad (24)$$

En comparant cette fonction de transfert à la fonction de transfert d'un système du second ordre nous aurons

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i2}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2 \cdot J \cdot z_2}{K_{p2}} = \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \\ \frac{K_{p2}}{K_{i2}} = \frac{z_2}{\omega_n} \end{cases}$$

D'après le diagramme ci-dessous nous avons pour $z_2=1$, $\omega_n \cdot T_{resp} = 4.75$

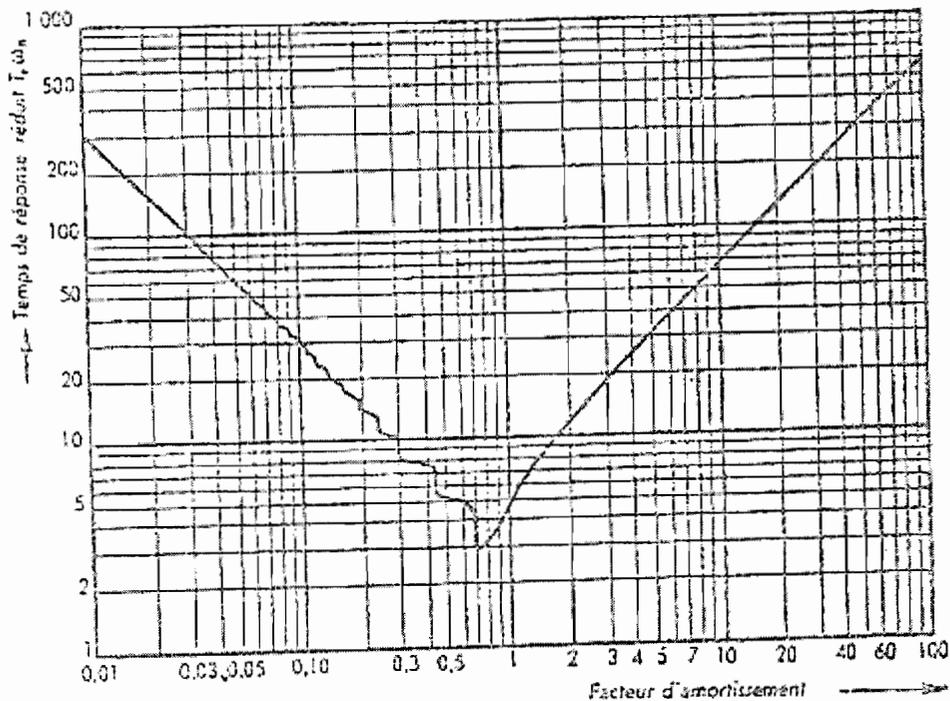


Figure 23 Abaque des temps réponse

$$\begin{cases} K_{i2} = J \left(\frac{4.75}{T_{resp}} \right)^2 \\ K_{p2} = J \cdot \frac{4.75}{T_{resp}} \end{cases}$$

-Application numérique :

Les paramètres du moteur donnés dans la partie I.2.6 permettent de calculer les valeurs dans le tableau suivant pour $\tau_s = 1$

Tableau 3 : Les valeurs des coefficients du PI pour la régulation de la vitesse pour différente valeur $t_{rep3(5\%)}$

$t_{rep3(5\%)}$	500	400	300
K_{p3}	4.51	7.05	12.53
K_{i3}	0.95	1.19	1.58

2.8 : Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté :

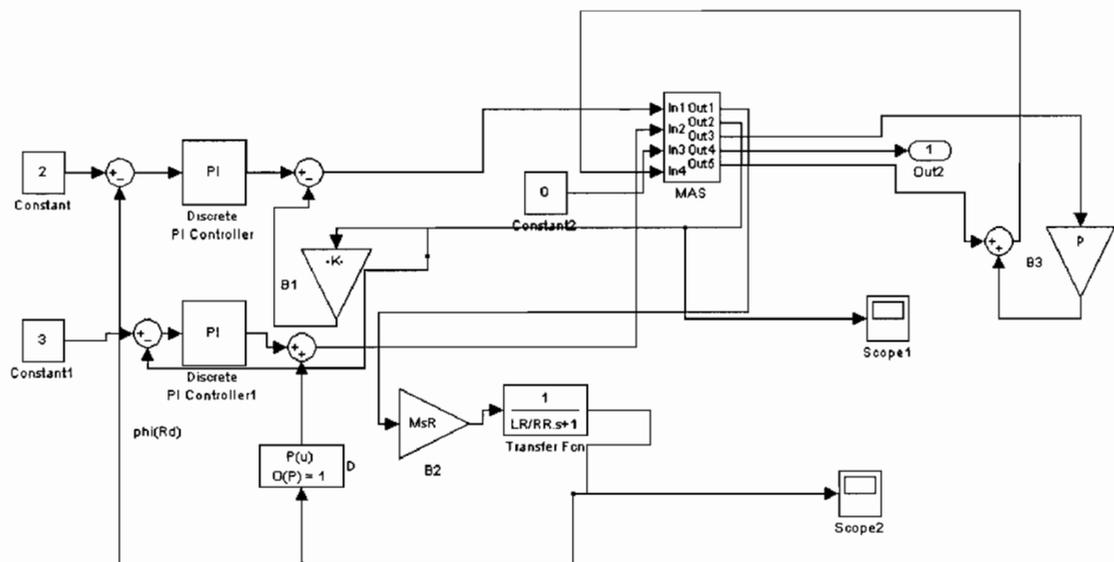


Figure 24 Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté

Le schéma ci-dessus est une commande à flux rotorique orienté.

Pour une consigne de courant 3 A nous aurons en sortie en régime permanent le diagramme ci-dessous

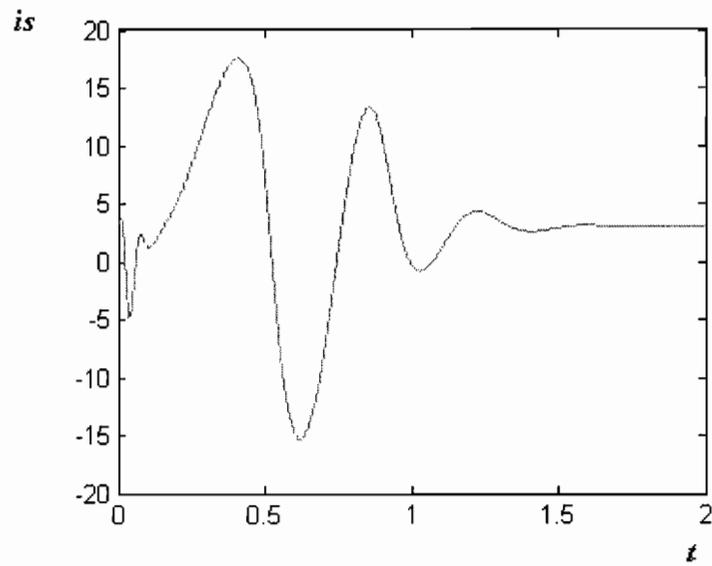


Figure 25 comportement du courant régulé

Pour une consigne de flux $2wb$ nous avons en sortie en régime permanent le diagramme ci-dessous

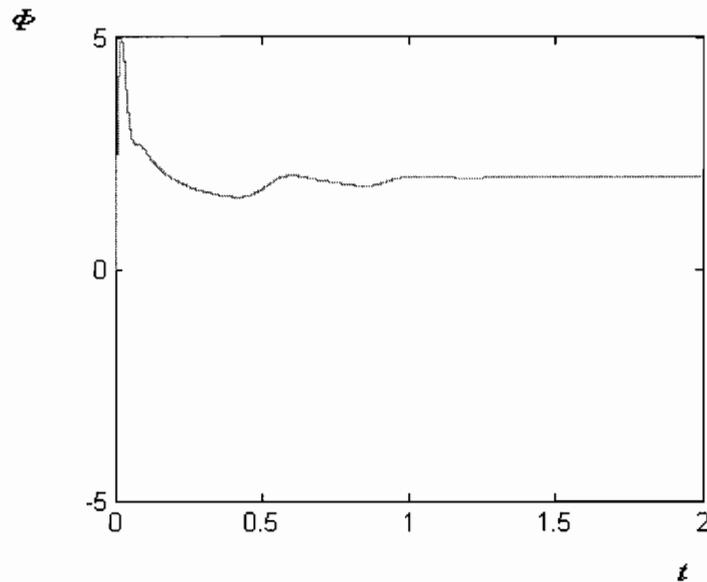


Figure 26 comportement du flux régulé

Nous avons ainsi régulé le couple en jouant sur ses paramètres.

Dans cette commande nous n'avons pas pris en compte les perturbations que peut engendrer un onduleur de tension.

CHAPITRE 3:carte de commande vectorielle**3.1- Le matériel nécessaire à la réalisation de la carte de commande et coûts :**

Pour la réalisation de la carte nous avons besoin du matériel suivant représenté sous la forme de tableau avec les prix correspondants.

Ce matériel pourra servir les années à venir de banc pour les travaux pratiques d'informatique industrielle

Tableau 4 : Matériel pour la réalisation de la carte de commande avec les prix correspondants

Désignation	Quantité	L'unité	Total
Programmeur de PIC	1	100.000 F	100.000 F
PIC 16F877A	2	5.000 F	10.000 F
PIC 16F84A	2	5.000 F	10.000 F
Quartz 4 MHz	10	2.500 F	25.000 F
Quartz 20 Mhz	1	5.000 F	5.000 F

Total : 150.000 F

-Un PIC :

Un PIC est un microcontrôleur, c'est une unité de traitement de l'information de type microprocesseur à laquelle on a ajouté des périphériques permettant de faciliter l'interfaçage avec le monde extérieur sans nécessiter de composants externes.

Les PICs sont des composants RISC (Reduce Instructions Construction Set), ou encore composants à jeu d'instructions réduit. L'avantage est que plus on réduit le nombre d'instructions, plus facile et plus rapide en est le décodage, et plus vite le composant fonctionne.

La famille des PICs est subdivisée en 3 grandes familles : la famille **Base-Line** qui utilise des mots d'instructions de 12 bits, la famille **Mid-Range**, qui utilise des mots de 14 bits (et dont font partie la 16F84A et 16F877A) et la famille **High-End**, qui utilise des mots de 16 bits.

Pour identifier un PIC, on utilise simplement son numéro :

- Les 2 premiers chiffres indiquent la catégorie du PIC, 16 indique un pic **Mid-Range**
- Vient ensuite parfois une lettre L, celle-ci indique que le PIC peut fonctionner avec une plage de tension beaucoup plus tolérante.
- Vient ensuite une ou deux lettres pour indiquer le type de mémoire programme :
 - C indique que la mémoire programme est un EPROM ou plus rarement une EEPROM
 - CR pour indiquer une mémoire de type ROM
 - F pour indiquer une mémoire de type FLASH.
- On trouve ensuite un nombre qui constitue la référence du PIC.
- On trouve ensuite un tiret suivi de deux chiffres indiquant la fréquence d'horloge maximale que le PIC peut recevoir.

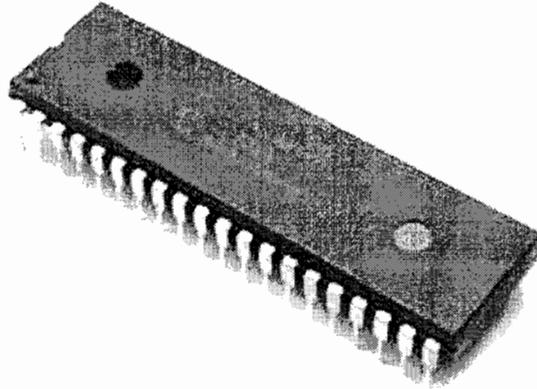


Figure 27 Le PIC 16F877

Par rapport à notre projet c'est le microcontrôleur 16F877A qui sera utilisé, il va nous permettre de résoudre en temps réel les équations représentant la machine.

Ce microcontrôleur présente des 8 entrées analogiques et qui vont recevoir les courants statoriques. Pour ce qui est des sorties ce microcontrôleur n'en présente que des numériques d'où la nécessité de 3 convertisseurs numérique analogique qui va recevoir les 3 tensions de commande de la machine.

- Programmeur de PIC :

Un programmeur de PIC est un dispositif électronique qui permet d'implanter des programmes dans un microcontrôleur.

- un Quartz :

Permet d'imposer une fréquence d'horloge ce qui permet d'imposer une vitesse d'exécution du microcontrôleur.

3.2- la programmation :

La programmation se fera avec MPLAB qui est un logiciel fourni gratuitement par la société Microchip, MPLAB nous permettra de créer des programmes pour PIC, de les assembler et de les simuler avant des les transférer vers la mémoire flash d'un PIC.

Pour éviter les tâches d'écritures pénibles avec le langage assembleur un autre compilateur(le CC5) a été mis sur pied par Microchip, mais le problème qui se pose est que le compilateur(version dévaluation) ne peut exécuter qu'un koctes de programme en C. Ces contraintes nous ont conduit à faire des programmes par fichier de moins d'un koctes que nous allons comparaitre avec des résultats donnés par MATLAB/SIMULINK

3.2.1-Programmation des matrices de PARK en C :

3.2.1.1-Matrice inverse de PARK :

Le programme de la matrice inverse de PARK se fera sur deux fichiers (voire annexe).

Les résultats que nous avons obtenus sont les suivants

Pour isd :

Address	Symbol Name	Value
041	a1	-0.989990234
047	p1	0.617187500
04D	c1	0.372734070
062	u1	-12.8698730
068	v1	11.7265625
070	n1	4.47277832
076	r1	3.32946777
08C	isd	2.71850586

Figure 28 Valeurs obtenues après compilation du premier fichier de la matrice inverse de PARK programmée avec MPLAB

Pour isq

Address	Symbol Name	Value
044	a2	0.756805420
04A	p2	-0.944458008
050	c2	0.187721252
065	u2	9.83837891
06B	v2	-17.9448242
073	n2	2.25268555
079	r2	-5.85375977
083	isq	-3.3789102

Figure 29 Valeurs obtenues après compilation du deuxième fichier de la matrice inverse de PARK programmée avec MPLAB

Par une comparaison avec MATLAB/SIMULINK nous voyons que nous avons à une erreur près le même résultat pour une transformation dans PARK des courants statoriques comme le montre le tableau ci-dessous :

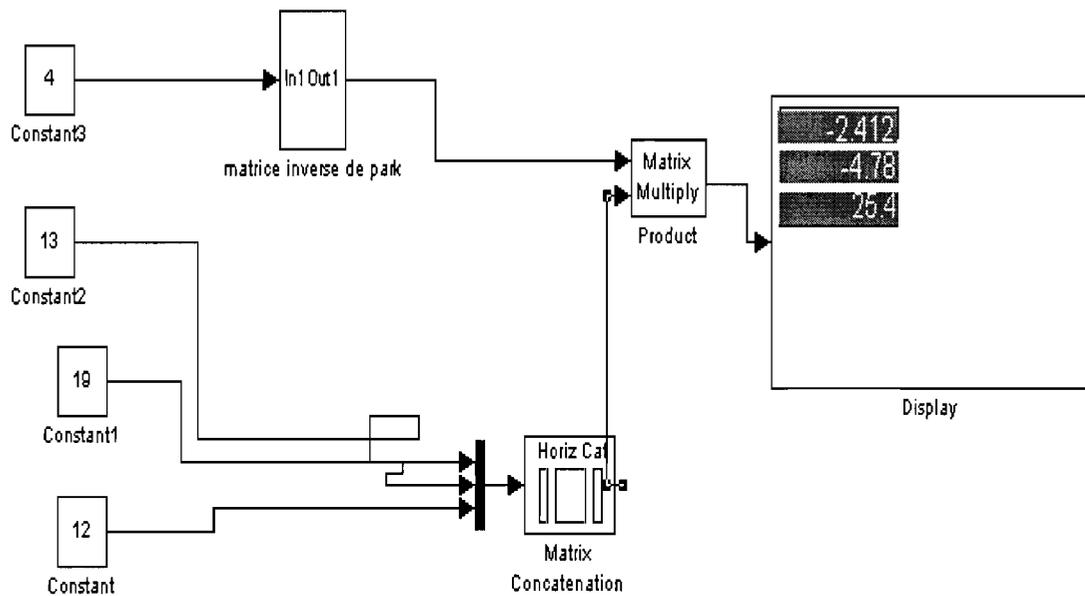


Figure 30 Schéma de comparaison du programme sous MPLAB de la matrice de PARK inverse avec MATLAB/SIMULINK

3.2.1.2-Matrice de PARK :

De la même manière nous obtenons les résultats suivants :

Pour Vs1

Address	Symbol Name	Value
041	a1	-0.653640747
047	p1	0.756805420
04D	c1	0.707168579
065	u1	-137.265625
06B	v1	151.359375
073	n1	140.019531
079	r1	154.113281
084	Vs1	25.333924

Figure 31 Valeurs obtenues après compilation du premier fichier de la matrice de PARK programmée avec MPLAB

Pour Vs2

Address	Symbol Name	Value
044	a2	-0.328567505
04A	p2	-0.944488525
050	c2	0.707168579
068	u2	-69.0000000
070	v2	-188.898438
076	n2	140.019531
07C	r2	-117.878906
082	Vs2	-96.2470829

Figure 32 Valeurs obtenues après compilation du deuxième fichier de la matrice de PARK programmé avec MPLAB

Pour Vs3 :

Address	Symbol Name	Value
03B	a3	0.982238770
044	p3	0.187671661
04D	c3	0.707168579
05F	u3	206.269531
068	v3	37.5341797
073	n3	140.019531
07C	r3	383.828125
038	Vs3	313.398438

Figure 33 Valeurs obtenues après compilation du troisième fichier de la matrice de PARK programmé avec MPLAB

De la même manière par comparaison avec MATLAB/SIMULINK nous avons le schéma suivant avec les mêmes valeurs trouvées dans les schémas ci-dessus.

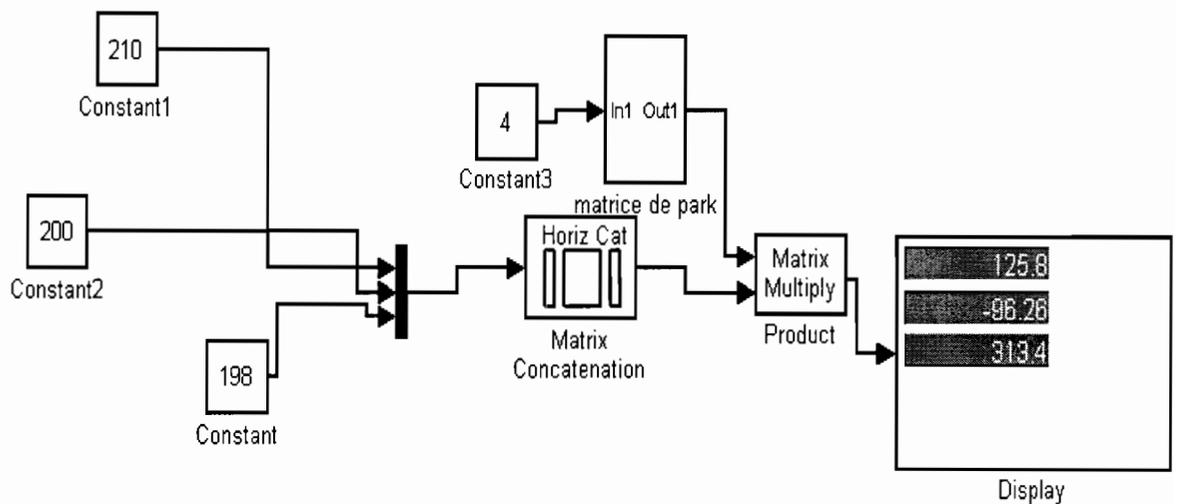


Figure 34 Schéma de comparaison du programme sous MPLAB de la matrice de PARK avec MATLAB/SIMULINK

3.3 Algorithme des régulateurs de type PI :

L'algorithme de commande du PI est l'équation de récurrence suivante

$$i_k = i_{k-1} - e_k \left(K_p - \frac{K_i}{T} \right) - e_{k-1} \left(\frac{K_i}{T} - K_p \right)$$

i est la sortie du PI

e est l'entrée du PI

K_p est la constante proportionnelle

K_i est la constante intégrale

3.4 Algorithme des équations différentielles

Soit l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dq(t)}{dt} = f(t, q)$$

q étant la fonction inconnue de la variable t , $\frac{dq(t)}{dt}$ est sa dérivée par rapport à t , f une fonction donnée quelconque.

C'est donc une équation de forme assez générale, mais il faut que $\frac{dq(t)}{dt}$ soit explicitement exprimée en fonction de t et q . C'est une équation du premier ordre, donc la donnée de

$q(t_0) = q(t_0)$ détermine une solution.

L'algorithme de l'équation différentielle est selon EULER l'équation suivante

$$q(t + \Delta t) = q(t) + \Delta t \frac{dq(t)}{dt} = q(t) + \Delta t f(t, q(t))$$

Δt est le pas de subdivision

Conclusion et recommandations :

La machine à courant continu à excitation séparée étant bien adaptée à un contrôle de couple est restée pendant longtemps la machine tournante la plus utilisée. Mais depuis la naissance de la commande vectorielle (basée sur une maîtrise du courant qui crée le couple et celui qui crée le flux) les machines asynchrones ont pris le devant de la scène des machines tournantes. En effet la plupart des tramways fonctionnant dans le passé avec des moteurs à courant continu fonctionnent maintenant avec des moteurs asynchrones du fait de la maîtrise du couple.

La Commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires.

Par rapport à ce travail nous avons fait une étude de la commande vectorielle d'une machine asynchrone. Grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK nous avons fait une simulation de la modélisation d'une machine asynchrone dans le but de voir son comportement lors d'un démarrage direct et pouvoir proposer une commande avec des correcteurs PI (Proportionnelle Intégrale).

Une réalisation de carte de commande était dans les objectifs du projet mais des contraintes financières et matérielles nous ont empêchés d'avancer dans ce sens, on était donc obligé de faire des programmes par fichier de 1ko(kilo-octet) que nous avons comparés avec MATLAB /SIMULINK pour leurs validités. Comme recommandation il reste à faire la programmation des algorithmes précédents et de les implanter dans la mémoire flash du microcontrôleur à acheter ainsi que les programmes des matrices de PARK et PARK inverse et de passer à la réalisation de la carte de commande

BIBLIOGRAPHIE

- [1] VaLérie Léger, Alain Jameau, Conversion d'énergie Electrique Electronique de puissance, édition 2001, ellipses.
- [2] Support de cours d'automatique de « « SALAM SAWADOGO professeur à l'Ecole Supérieure Polytechnique de Dakar » »
- [3] Introduction à la programmation de la résolution numérique d'équations différentielles par les méthodes d'EULER et de Runge-Kutta

WEBIOGRAPHIE

- <http://www.iufnrese.cict.fr/catalogue/MAS/Mas.PDF> (consulté durant le mois de Mars)
- www.clubeea.org/documents/mediatheque/Cours_modele_cmde_MAS.pdf (consulté en Avril)
- http://fr.wikipedia.org/wiki/Commande_vectorielle (consulté en Mars)

ANNEXES

ANNEXE ARappel de mathématiques sur les matrices :A-Somme de matrice :

Soient $[A]$ et $[B]$ deux matrices carrées d'ordre n avec $[A]=[a_{ij}]$ et $[B]=[b_{ij}]$ ($1 \leq i, j \leq n$)

La matrice somme $[A]+[B]$ est la matrice définie par $[A]+[B]=[a_{ij}+b_{ij}]$ ($1 \leq i, j \leq n$)

B-Produit de matrices :

Soient $[A]$ et $[B]$ deux matrices carrées d'ordre n avec $[A]=[a_{ij}]$ et $[B]=[b_{ij}]$ ($1 \leq i, j \leq n$)

La matrice somme $[A].[B]$ est la matrice définie par $[A].[B]=[c_{ij}]$ ($1 \leq i, j \leq n$) avec

$$C_{ij} = \sum_{k=1}^n a_{ik} \cdot b_{kj}$$

C-Norme euclidienne d'un vecteur :

Soit X un vecteur ayant pour coordonnées $\{x_i\}$ ($1 \leq i \leq n$), la norme euclidienne de X (notée par $\|X\|$) est définie par $\|X\| = \sqrt{\sum x_i^2}$

D-Notion de valeur propre vecteur propre :

Soient $[A]$ une matrice carrée d'ordre n et X un vecteur colonne, on dit que $\lambda \in \mathbb{R}$ est une valeur propre de $[A]$ si $[A].X = \lambda .X$.

Et X représente le vecteur propre associé à la valeur propre λ .

E-Notion de déterminant d'une matrice :

Soit $[A]$ une matrice carrée d'ordre n , on appelle déterminant de $[A]$ le nombre réel (noté

$\det([A])$) défini par :

$$-\det([A]_2) = \begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix} = ad - bc \text{ avec } [A]_2 = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \text{ une matrice carrée d'ordre 2}$$

$$-\det([A]_3) = \begin{vmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{vmatrix} = a.U + b.V + c.W \text{ avec } U = \begin{vmatrix} e & f \\ h & i \end{vmatrix}; V = - \begin{vmatrix} d & f \\ g & i \end{vmatrix}; W = \begin{vmatrix} d & e \\ g & h \end{vmatrix}$$

et

$$[A]_3 = \begin{bmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{bmatrix} \text{ une matrice carrée d'ordre 3 Etc.}$$

F- Notion de cofacteur :

soit une matrice carrée $[A] = [a_{ij}]$ d'ordre n ($1 \leq i \leq n$ et $1 \leq j \leq n$)

le cofacteur de a_{ij} est égal à $(-1)^{i+j} \cdot D_{ij}$ ou D_{ij} est le déterminant obtenu en barrant la $i^{\text{ème}}$ ligne et la $j^{\text{ème}}$ colonne

G- Notion d'inverse d'une matrice :

soit $[A]$ une matrice tel que son déterminant soit non nul. On appelle matrice inverse de

$[A]$, la matrice notée $[A]^{-1}$ définie par $[A]^{-1} = \frac{1}{\det [A]} \cdot \text{com}_{[A]}$

$\text{com}_{[A]}$ est la matrice obtenue en remplaçant chaque coefficient par son cofacteur.

H- Notion de changement de base :

-Pour les vecteurs :

$$[X]_{AB} = [P] \cdot [X]_{NB} \text{ ou } [X]_{NB} = [P]^{-1} \cdot [X]_{AB} \quad (NB : \text{nouvelle base, } AB : \text{ancienne base})$$

- Pour les matrices:

$$[A]_{NB} = [P]^{-1} \cdot [A]_{AB} \cdot [P] \quad (NB : \text{nouvelle base, } AB : \text{ancienne base})$$

$[P]$ est la matrice de changement de base qui est obtenue en mettant en colonne

Les vecteurs propres associés a chaque valeur de la matrice

I- Polynôme caractéristique :

On appelle polynôme caractéristique d'une matrice carrée $[A]$ d'ordre n , le déterminant de $[A]-\lambda In$ noté $P_{[A]}(\lambda)$.

$$P_{[A]}(\lambda) = \det([A]-\lambda In) \quad (In \text{ est la matrice unite d'ordre } n)$$

Les valeurs de λ qui annulent $P_{[A]}(\lambda)$ sont des valeurs propres

J- Matrice diagonale :

Une matrice $[A]$ est dite diagonale si tous ses coefficients a_{ij} sont nuls sauf les a_{ii}

K-Diagonalisation d'une matrice :

La diagonalisation d'une matrice carrée consiste à chercher ses valeurs propres et ensuite les rangers sur la première diagonale

Exemple :

Soit la matrice $[A] = \begin{bmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{bmatrix}$ ayant pour valeur propre $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$

La matrice diagonale associée a la matrice $[A]$ est la matrice $[B] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix}$

L-transposée d'une matrice :

Soit $[A]$ une matrice carrée d'ordre n , on appelle transposée de $[A]$ (notée $[A]^T$) la matrice qui est obtenue mettant en ligne les vecteurs colonnes de la matrice ou inversement

ANNEXE B :Les différents procédés de démarrage

Le démarrage étoile triangle a pour but de réduire l'intensité au démarrage du moteur par une réduction de sa tension d'alimentation, en passant de la tension simple à la tension composée.

Le démarrage s'effectue dans ce cas en deux temps

-premier temps : mise sous tension et couplage étoile des enroulements. Le moteur démarre à la tension réduite de racine carrée de trois

- deuxième temps : suppression du couplage étoile et mise en couplage triangle. Le moteur est alimenté en pleine tension.

Démarrage par auto-transformation : dans ce mode de démarrage, le stator de la machine est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépassant pas la valeur maximale désirée.

Démarrage statorique: lors d'un démarrage statorique, on insère des résistances en série avec les enroulements du stator ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes. Une fois le démarrage effectué, on court-circuite ces résistances. Cette opération peut être effectuée progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostats de démarrage.

-Pour ce qui est du démarrage sous tension nominale nous avons, **le démarrage rotorique** qui ne peut être mis en œuvre que pour les moteurs à rotor bobiné. Ce sont des résistances de puissance qui sont mis en série avec les enroulements du rotor.

ANNEX C :Les programmesLes programmes pour PARK inverse

```
#pragma chip PIC16F877A
#include <math24f.h> // pour utiliser les fonctions mathématiques de 24 bits, les fonctions de
#include <math24lb.h> // pour utiliser les fonctions mathématiques de 24 bits en mode float

float o t ws pi al a2 pl p2 c1 c2 is1 is2 is3 isd isq ul u2 v1 v2 n1 n2 r1 r2 g

void main void

o

is1 =
is2 =
is3 =

al cos o
pl cos o
c1 cos o
ul al is1
v1 pl is2
n1 c1 is3
r1 ul v1 n1
isd = r1

float24ToIEEE754 al
float24ToIEEE754 pl
float24ToIEEE754 c1
float24ToIEEE754 ul
float24ToIEEE754 v1
float24ToIEEE754 n1
float24ToIEEE754 r1
float24ToIEEE754 isd
```

```

#pragma chip PIC16F877A
#include <math24f.h>
#include <math24lb.h>

float o c vs pi a1 a2 p1 p2 c1 c2 is1 is2 is3 isq u1 u2 v1 v2 n1 n2 r1 r2 g

void main(void)
{
    o
    is1
    is2
    is3

    a2 sin o
    p2 sin o
    c2 sin o
    u2 a2 is1
    v2 p2 is2
    n2 c2 is3
    r2 u2 v2 n2
    isq          r2
    isqf isq
    float24ToIEEE754 a2
    float24ToIEEE754 p2
    float24ToIEEE754 c2
    float24ToIEEE754 u2
    float24ToIEEE754 v2
    float24ToIEEE754 n2
    float24ToIEEE754 r2
    float24ToIEEE754 isq

    nop
}

```

Les programmes pour PARK

```

#pragma chip PIC16F877A
#include <math24f.h>
#include <math24lb.h>

float a1 a2 a3 p1 p2 p3 c1 c2 c3 Vs1 Vs2 Vs3 u1 u2 u3 v1 v2 v3 n1 n2 n3 r1 r2 r3

void main(void)
{
    a1 cos
    p1 sin
    c1
    u1 a1
    v1 p1
    n1 c1
    r1 u1 v1 n1
    Vs1          r1

    float24ToIEEE754 a1
    float24ToIEEE754 p1
    float24ToIEEE754 c1
    float24ToIEEE754 u1
    float24ToIEEE754 v1
    float24ToIEEE754 n1
    float24ToIEEE754 r1
    float24ToIEEE754 Vs1

    nop
}

```

```

#pragma chip PIC16F375A
#include <math24f.h> // pour utiliser les constantes définies dans math24f.h // pour les fonctions mathématiques
#include <math24lb.h> // pour les fonctions mathématiques

```

```
float a1 a2 a3 p1 p2 r3 c1 c2 c3 Vs1 Vs2 Vs3 u1 u2 u3 v1 v2 v3 n1 n2 n3 r1 r2 r3
```

```
void main void
```

```

a2 cos
p2 sin
c2
u2 a2
v2 p2
n2 c2
r2 u2 v2 n2
Vs2 r2

```

```

float24ToIEEE754 a2
float24ToIEEE754 p2
float24ToIEEE754 c2
float24ToIEEE754 u2
float24ToIEEE754 v2
float24ToIEEE754 n2
float24ToIEEE754 r2
float24ToIEEE754 Vs2

```

```
nop
```

```

#pragma chip PIC16F375A
#include <math24f.h> // pour utiliser les constantes définies dans math24f.h // pour les fonctions mathématiques
#include <math24lb.h> // pour les fonctions mathématiques

```

```
float a1 a2 a3 p1 p2 p3 c1 c2 c3 Vs1 Vs2 Vs3 u1 u2 u3 v1 v2 v3 n1 n2 n3 r1 r2 r3
```

```
void main void
```

```

a3 cos
p3 sin
c3
u3 a3
v3 p3
n3 c3
r3 u3 v3 n3
Vs3 r3

```

```

float24ToIEEE754 a3
float24ToIEEE754 p3
float24ToIEEE754 c3
float24ToIEEE754 u3
float24ToIEEE754 v3
float24ToIEEE754 n3
float24ToIEEE754 r3
float24ToIEEE754 Vs3

```

```
nop
```