



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieure et la  
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE

MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine :** Science Technologie

**Filière :** Electromécanique

**Spécialité :** Electromécanique

**Thème :**

**CONTRIBUTION A L'ETUDE D'UNE COMMANDE EN  
VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE  
PAR FILTRE DE KALMAN**

**Présenté par :**

Bennoui Idris

Bouasria said

Bessaci youcef

Rekibi Mohamed ali

**Supervisé par :**

Djokhrab Ala Eddine

**2022-2023**



## REMERCIEMENTS

*Je remercie Dieu tout puissant par-dessus Tout  
Courage de faire ce petit commerce.*

*Je voudrais exprimer ma gratitude à Le superviseur,  
le Dr Djokhrab Ala Eddine, pour son suivi Trucs et astuces*

*Je remercie les membres du jury pour  
Assister et le consacrer à l'évaluation de ce travail.*

*Je remercie sincèrement tout le monde  
Membres de la halle technologique du département  
Génie mécanique.*

*Je tiens également à remercier tous mes amis  
et camarades de classe*

*Enfin, je tiens à adresser mes sincères Remerciements*

*Tous les enseignants du Département de  
génie mécanique , spécialité électromécanique .*

*Et tous ceux qui ont participé de près ou de loin*

*Pour faire le travail*



## Dédicaces

*Je dédie ce modeste ouvrage.*

*Qui a toujours été mon premier supporter dans la vie*

*À mon modèle et ma fierté dans cette vie*

*Qui était la raison de mon succès*

*Au plus cher que j'ai dans ce monde*

*Qui fête pour moi*

*A ceux qui m'ont encouragé dans mes échecs et mes réussites*

*A ma chère*

*Maman que Dieu la repose et la mette au paradis*

*Mon père que Dieu prolonge sa vie*

*j'espère que tu en es fier*

*A ceux dont la vie est renouvelée , Ma fiancée*

*Je dédie mes remerciements à mes frères qui ont été mon premier soutien  
dans la vie*

*Et tous ceux qui m'ont soutenu dans ma famille*

*Je dédie ce travail à tous mes amis et à tous ceux qui m'ont soutenu.*

*IDRIS*



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail:*

*À mon très **chère mère***

*À mon très **cher père***

*À mes chers frères et sœurs.*

*À mes proches et tous mes amis.*

*À tous les membres de la famille BOUASRIA*

*À Tous ceux qui me sont chers.*

*SAID*



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste  
Travail: À mon très chère  
Mère*

*À mon très père  
À mes chers frères et soeurs.  
À mes proches et tous mes amis.  
À tous les membres de la famille bessaci  
À tous ceux qui me sont chers*

*YOUCEF*



# *Dédicac*

*Je dédie ce modeste  
travail : À mon très chère  
mère À mon très cher père  
À mes chers frères et  
soeurs. À mes proches et  
tous mes amis. À tous les  
membres de la famille  
Rekibi À tous mes chers  
amis Said, Idris et  
Youssef, et au Dr Jaghrab  
Alaeddin, que Dieu le  
protège*

*MOHAMMED*

---

## SOMMAIRE

---

### LISTE DES FIGURES

### NOTATIONS ET ABREVIATIONS

<b>Introduction Générale</b>	01
<b>CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
I-1 Introduction	03
I-2 Principe du fonctionnement	03
I-2- 1 Un graphique avec $p=1$ qui résume la description de la machine	03
I-3 Hypothèses simplificatrice	05
I-4 Equation du modèle de la machine	05
I-5 Transformation de PARK	07
I-6 Choix du référentiel	10
I-6-1 Référentiel lié au stator	10
I-6-2 Référentiel lié au rotor	10
I-6-3 Référentiel lié au champ tournant	11
I-7 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension	11
I-7-1 Modèle continue	11
I-7-2 Modèle discret	14
I-8 Simulation	15
I-9 Interprétation des courbes	19
I-10 Association machine asynchrone-onduleur	19
I-11 Principe de fonctionnement	19
I-12 Modélisation du redresseur	20
I-13 Modélisation du filtre	20
I-14 Modélisation de l'onduleur	21
I-15 Simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur	22
I-16 Interprétation des courbes	25
I-17 conclusion	25
<b>CHAPITRE II : PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE</b>	
II-1 Introduction	26
II-2 Principe de la commande vectorielle	26
II-3 Procédé d'orientation du flux	27
II-3-1 Orientation du flux rotorique	28
II-3-2 Orientation du flux statorique	29
II-3-3 Orientation du flux d'entrefer	30
II-4 Différent méthode de la commande vectorielle	30
II-4-1 Méthode indirecte	31
II-4-2 Méthode directe	31
II-4-2-1 Utilisation des capteurs de flux	31
II-4-2-2 Utilisation des estimateur de flux	33
II-5 Structure d'une alimentation par orientation du flux	34
II-6 conclusion	35
<b>CHAPITRE III : ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE</b>	
III-1 Introduction	36
III-2 Modélisation discret de la command direct	36

---

III-3	Simulation de la commande avec régulation du flux	38
III-4	Interprétation	41
III-5	Filtre de KALMAN	41
III-5-1	Le filtre de KALMAN standard	41
III-5-2	Le filtre de KALMAN étendu	42
III-6	Estimation de l'état par le filtre de KALMAN	42
III-7	Observation déterministes du filtre	42
III-7-1	Théorie de l'observateur	43
III-7-2	Observabilité et commandabilité	44
III-8	Théorie du filtre de KALMAN	44
III-09	Simulation	46
III-10	Interprétation	51
III-10	Conclusion	51
	<b>CONCLUSION GENERALE</b>	52
	<b>ANNEX.</b>	53
	<b>BIBLIOGRAPHIE.</b>	
	<b>RESUME</b>	

## LISTE DES FIGURES

---

### **Chapitre I : Modélisation de la Machine asynchrone**

- Fig : I-1 « modèle d'une machine asynchrone triphasée »
- Fig : I-2 « Représentation spatial des enroulement de la machine asynchrone »
- Fig : I-3 « Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé »
- Fig : I-4 « Représentation de la transformation dans le repère tournant »
- Fig : I-5 « Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension »
- Fig : I-6 « Schéma de simulation en SIMULINK sous MATLAB d'un M.A.S »
- Fig : I-7 « Schéma bloc du modèle de la M.A.S »
- Fig : I-8 « Simulation de MAS à vide »
- Fig I-9 « Simulation de MAS en charge nominal 10(N.M) »
- Fig : I-10 « Schéma de l'association MAS-onduleur statique »
- Fig : I-11 « La représentation par des interrupteur »
- Fig I-12 « Représentation du signal de commande d'un interrupteur par (MLI) »
- Fig : I-13 « Simulation de MAS à vide »
- Fig : I-14 « Simulation de MAS en charge nominal 10(N.M) »

### **Chapitre II : Principe de la commande vectorielle**

- Fig : II-1 « Principe de la commande découplée »
- Fig : II-2 « Orientation du flux »
- Fig : II-3 « Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique »
- Fig : II-4 « Méthode directe utilisant des capteur du flux »
- Fig : II-5 « Méthode directe utilisant un estimateur du flux »
- Fig : II-6 « schéma bloc de la structure de commande en tension »

### **Chapitre III : Théorie Estimation du flux rotorique**

- Fig : III-1 « schéma bloc de la commande par orientation directe du flux »
- Fig : III-2 « Représentation de l'estimateur du vecteur flux rotorique avec mesures bruitées »

Fig : III-3 « Résultat de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure »

Fig : III-4 « Résultat de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ( $R_r=1.2R_r^*$ ) »

Fig : III-5 « Observateur en boucle fermée »

Fig : III-6 « système bruit »

Fig : III-7 « Algorithme de l'estimateur de KALMAN »

Fog : III-8 « schéma bloc »

Fog : III-9 « Représentation de l'estimateur du vecteur flux rotorique avec mesures bruitées par filtre de KALMAN »

Fig : III-10 « Résultat de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure par le filtre de KALMAN »

Fig : III-11 « Résultat de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ( $R_r=1.2R_r^*$ ) par le filtre de KALMAN »

Fig : III-12 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre KALMAN ainsi que les erreurs sur le flux »

Fig : III-13 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre KALMAN en tenant compte d'une variation de 20% de  $R_r$  ainsi que les erreurs sur le flux »

---

## NOTATIONS ET ABREVIATIONS

---

**Indice**

- r : grandeur rotor ou de repère rotor (R)  
s : grandeur stator ou de repère stator (S)  
 $\alpha$  : Axe  $\alpha$  du repère stator (S) =  $(\alpha, \beta)$   
 $\beta$  : Axe  $\beta$  du repère stator (S) =  $(\alpha, \beta)$   
d : Axe d du repère tournant (d, q)  
q : Axe q du repère tournant (d, q)  
a, b, c : Indices correspondants aux trois phases

**Principale grandeur**

- $\Phi$  : flux  
 $\Phi_r$  : flux rotorique  
 $\Phi_s$  : flux statorique  
 $\Phi_m$  : flux magnétique  
 $V_{ds}$  : tension statorique instantanée dans l'axe d  
 $V_{qs}$  : tension statorique instantanée dans l'axe q  
 $I_{ds}$  : courant statorique instantanée dans l'axe d  
 $I_{qs}$  : courant statorique instantanée dans l'axe q  
 $V_{s\alpha}$  : tension statorique instantanée dans l'axe  $\alpha$   
 $V_{s\beta}$  : tension statorique instantanée dans l'axe  $\beta$   
f : fréquence de réseau  
 $\theta$  : position du rotor  
 $\theta_s$  : angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe

(S) lié au stator,  $\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$

- $\theta_{sl}$  : Angle de glissement  
f : coefficient de frottement  
 $\sigma$  : coefficient de dispersion  
 $\omega_s$  : pulsation statorique

$\Omega$  : vitesse de rotation mécanique

$C_{em}$  : couple électromécanique

$C_r$  : couple résistant

$S=d/dt$  : opérateur de laplace

**principaux paramètres moteur asynchrone**

$R_s$  : Résistance statorique

$R_r$  : Résistance rotorique

$L_s$  : inductance cyclique statorique

$L_r$  : inductance cyclique rotorique

$L_m$  : inductance magnétisante

$P$  : nombre de pair de pole

$T_r$  : constante de temps rotorique

$T_s$  : constante de temps statorique

$J$  : moment d'inertie



**introduction général**

## INTRODUCTION GENERALE

---

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nicola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournant engendrés par un système de courant polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, lie aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge .

L'application des thyristors GTU (gate turn off) et, par la suite, des transistors IGBT (insulate gate bipolar transistor) a permis le développement d'onduleurs a modulation d'impulsion performants, fiables et proposés a un coût non propohitif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, les commande vectorielles a flux orienté et de contrôle directe de couple ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

Toutefois, la commande des machines asynchrones reste complexe par les développements théoriques mise en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateur en boucle fermé).

La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans le fait que ces moteurs se présentent comme un système multivariable, complexe et ces paramètres qui ne sont pas mesurables, de se fait, un effort additionnel est nécessaire pour découpler et linéariser son contrôle. Afin de découpler le flux et le couple du

moteur asynchrone la technique qui donne les meilleurs performances c'est celle du contrôle vectorielle.

Cette technique De contrôle à été établi dès les années 70 par Hasse et Blaschke, elle permet l'obtention de performances comparables à celles des machines à courants continu.

En effet, ce type de contrôle, basé sur une transformation mathématique consistant en un changement de coordonnées, revient à exprimer toutes les grandeurs électriques et magnétiques de la machine dans un référentiel unique bien déterminé.

Le contrôle vectorielle nécessite la connaissance du vecteur flux rotorique (amplitude et phase), or cette grandeur est difficilement mesurable et l'utilisation d'un capteur de flux est très délicate.

Les automaticiens y ont trouvé un vaste champ d'application leur permettant d'introduire des techniques modernes d'estimations (observateur déterministe et stochastique), les observateurs d'état déterministe on fait l'objet d'un certain nombre de travaux.

La sensibilité de ces observateurs d'état aux variation des paramètres et aux bruits a conduit les chercheurs à étudier les observateurs stochastiques.

Une étude prenant en compte toutes les perturbations sur la commande vectorielle est exposée pour une estimation de la grandeur du flux rotorique à l'aide de l'estimateur dynamique et un observateur stochastique (filtre de Kalman).



**CHAPTER I:**  
*Modélisation de la Machine  
asynchrone*

## **Chapitre I**

### **MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

---

#### **I.1 Introduction**

Le moteur asynchrone ou le moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'utilisation est la meilleure réponse de l'industrie. Divers mégawatts sont directement connectés au réseau industriel avec une tension constante et de fréquence qui est faite à une vitesse variable qui ne sont pas très différentes de la vitesse synchrone, c'est celle utilisée pour l'exécution de presque toute la production de formation constante. Le moteur asynchrone permet également la production de formation à la vitesse variable et le site qu'il prend dans ce domaine continue de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'électricité a consommé et transformé en énergie mécanique grâce à l'entraînement à l'aide de moteurs électriques.

De nombreux outils (spécialisés ou non) sont utilisés dans le domaine de l'électronique d'alimentation ou du contrôle des machines électriques: (Atose, EMTP, Spice, Simnon, Matlab, Simulink .. ...) La complexité de la simulation à partir du moteur asynchrone, il provient d'une composition puissamment non linéaire et le modèle a divers blocs non linéaires.

Compte tenu de la lenteur des phénomènes thermiques, l'altération des limites qui induisent peut être prise en compte dans le commandement par des correcteurs adaptatifs.

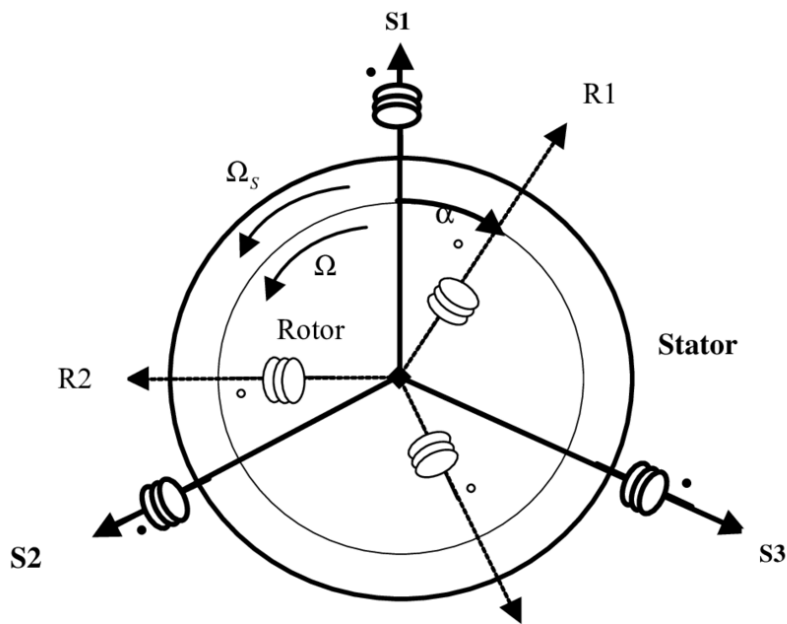
Le phénomène de saturation magnétique, en moyenne, une approche, pourrait être arrêtée par l'introduction dans les équations représentatives des limites changeantes: [1,2].

L'objectif de ce chapitre est d'exposer les étapes qui mènent à un modèle à 2 étages de la machine asynchrone où nous garderons le modèle du parc, constant et discret l'analyse de son comportement par simulation avec 2 types de promotion:

- Alimentation parfaitement sinusoïdale.
- Source d'admission alimentaire dans la modulation de la tension "MLI" Largeur d'impulsion.

#### **I.2 Grandes Principe du fonctionnement**

##### **I-2-1 Un graphique avec $p=1$ qui résume la description de la machine**



**Fig. I-1 :** « Modèle d'une machine asynchrone triphasée »

Les statistiques d'une machine asynchrone sont les mêmes que celles d'une machine synchrone : un système à tension équilibrée continue de fournir trois enroulements connectés en étoile ou en triangle. [8]

Le résultat est que (le théorème de Ferrari) crée un champ glissant dans la maintenance des machines. Le taux de glissement de ce champ couplé au stator est :  $\omega = WS/P$

Où  $WS$  désigne la pulsation du réseau source d'apport alimentaire triphasé statorique et  $P$  le nombre de bobines de chaque bobine PIPS désigne également le nombre de paires de champs dans le champ (un camarade est composé d'un pôle nord et d'un pôle sud.) .

Un stator soumis à un champ magnétique variable doit s'emballer pour spécifier les pertes par courants de Foucault.

Le rotor de la machine a un bobinage similaire au stator : bobinage à 3 étages avec un nombre de pôles différent de celui du stator.

Ces 3 bobines sont couplées en étoile, court-circuitées en elles-mêmes, et il est suggéré d'omettre ce rotor, mais on a la possibilité de considérer un rotor plus abstrait, constitué de barres conductrices courtes, chaque temps de sonnerie conducteur se termine.

On a alors la possibilité de montrer que ce rotor rotor se comporte comme un rotor rotor avec une vitesse angulaire  $\omega$ , à ne pas confondre avec  $\omega_s$ .

Dans le système persistant,  $\omega$  et  $\omega_s$  sont constants, mais ce n'est pas la situation dans le système variable.

Sur la figure 1, les axes 1, 2, 3 correspondent aux axes des étages stator et rotor

Demandons:  $\theta = (\text{oxry}, \text{oxr})$

Angle de rapport de l'étage rotor à l'étage stator correspondant (c'est pour cette raison que nous omettons l'indice), cet angle  $\theta$  est caractéristique du temps une fois la machine en rotation, et à l'état soutenu il est constant à partir de  $\theta$ .

### I-3- Hypothèses Simplificatrice

-L'étude de la modélisation des moteurs à induction s'appuie sur le contexte usuel des hypothèses simplificatrices, à savoir : [1 3 7 8 12 16].

-On négligera la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault (circuit magnétique laminé parfait).

-Seule la première harmonique spatiale de la distribution de la force magnétomotrice (MMF) générée par chaque phase du stator et du rotor est considérée.

-Les effets de la peau et de la température sont ignorés.

### I-4- Equation du modèle de la machine

La construction du moteur triphasé à induction à cage d'écurieil est représentée par le placement réel de ces six enroulements dans l'espace électrique, en tenant compte des hypothèses simplificatrices et en utilisant la norme du symbole du moteur.

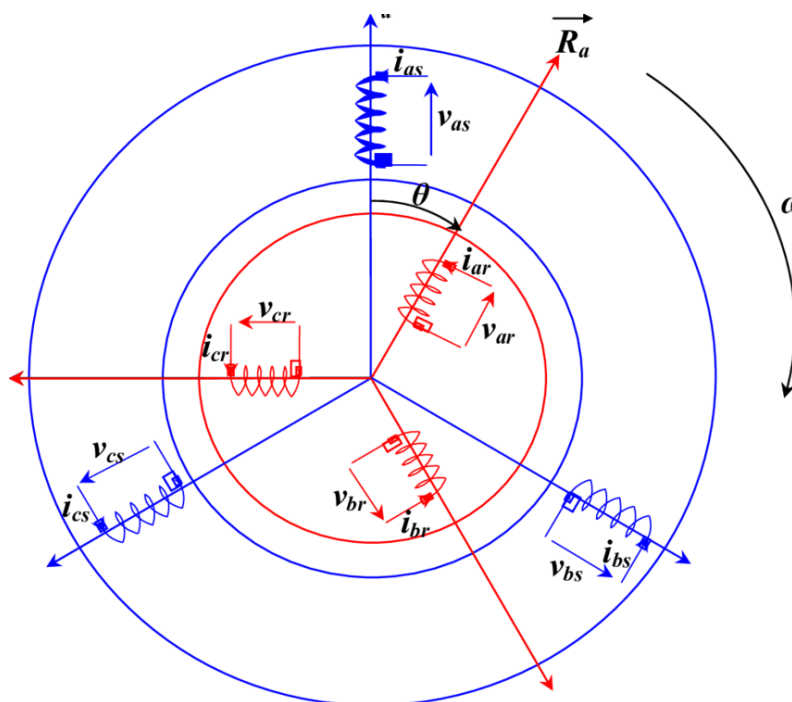


Fig. I-2 : « Représentation spatial des enroulements de la machine asynchrone »

A partir de la loi de Faraday appliquée à la phase du stator ou du rotor, on a la relation suivante:

$$V=RI+\frac{d\Phi}{dt}$$

Les expressions générales de la machine sous la forme matricielle sont :

Pour les phases statorique :  $[V_{abc(s)}]=[R_s][I_{abc(s)}]+\frac{d[\Phi_{abc(s)}]}{dt}$

Avec :  $[V_{as}]=[R_s][I_{as}]+\frac{d\Phi_{as}}{dt}$

$$[V_{bs}]=[R_s][I_{bs}]+\frac{d\Phi_{bs}}{dt} \tag{I-1}$$

$$[V_{cs}]=[R_s][I_{cs}]+\frac{d\Phi_{cs}}{dt}$$

Pour les phases rotorique :  $[V_{abc(r)}]=[R_r][I_{abc(r)}]+\frac{d}{dt}[\Phi_{abc(r)}]$

Avec :  $[V_{ar}]=[R_r][I_{ar}]+\frac{d\Phi_{ar}}{dt}$

$$[V_{br}]=[R_r][I_{br}]+\frac{d\Phi_{br}}{dt} \tag{I-2}$$

$$[V_{cr}]=[R_r][I_{cr}]+\frac{d\Phi_{cr}}{dt}$$

En posant :

$$[\Phi_{abc(s)}]=[\Phi_{as}\Phi_{bs}\Phi_{cs}] \quad \text{Vecteur flux total statorique.}$$

$$[V_{abc(s)}]=[V_{as}V_{bs}V_{cs}] \quad \text{Vecteur tension statorique appliqué aux trois phases.}$$

$$[I_{abc(s)}]=[I_{as}I_{bs}I_{cs}] \quad \text{Vecteur courant traversant les enroulements statoriques.}$$

$$[R_s]=\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{Matrice résistance statorique.}$$

Par un changement d'indice, on définit les vecteurs rotorique comme suit :

$$[\Phi_{abc(r)}], [V_{abc(r)}], [I_{abc(r)}], [R_r].$$

Les expressions des flux statorique et rotorique en fonction des courants statorique et rotorique sous

forme matricielle s'écrivant:  $\begin{bmatrix} \Phi_{abc(s)} \\ \Phi_{abc(r)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{abc(s)} \\ I_{abc(r)} \end{bmatrix}$

$$\text{Ou : } \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix}$$

D'après (I-1) et (I-2) on aura les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{ab(s)}] &= [R_s][I_{ab(s)}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{ab(s)}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_{ab(r)}] \} \\ [V_{ab(r)}] &= [R_r][I_{ab(r)}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_{ab(r)}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{ab(s)}] \} \end{aligned} \tag{I-3}$$

L'équation du couple électrique :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I] \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] \right\} \tag{I-4}$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad \text{et : } I = [I_{ab(s)}, I_{ab(r)}]$$

Les termes :  $I_s$ ,  $I_r$ ,  $M_s$ , et  $M_r$  sont des constantes d'où la possibilité de simplification de (I-4),

On aura :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_{ab(s)}] \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}][I_{ab(r)}] \right\} \tag{I-5}$$

En bref, nous aurons un système de six équations différentielles et une expression de couple, certains des coefficients impliquent des fonctions sinusoïdales dues au mouvement du rotor, donc la résolution analytique est compliquée. Pour cela on considère une conversion qui permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé équivalent simple.

### I-5- Transformation de PARK

En convertissant l'ensemble d'équations ci-dessus tout en conservant la conservation de la puissance, des simplifications importantes peuvent être apportées pour résoudre les problèmes provoqués par la dépendance de l'inductance à l'angle de rotation.

En conséquence, des enroulements biphasés similaires sont utilisés à la place des enroulements triphasés sur le stator ou le rotor. Pour cela, une matrice qui crée le passage de la composante  $X_{abc}$  d'un système triphasé à la composante  $X_{\alpha\beta}$  est définie. des systèmes à deux phases qui tournent à la même vitesse, comme :

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 \cdot \cos(2\pi/3) \cos(4\pi/3) \\ 0 \sin(2\pi/3) \sin(4\pi/3) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I-6}$$

Ou X représente les expressions : flux, tension ou courant.

Sous forme condensée :  $[X_{\alpha\beta o}] = [C_1][X_{abc}]$

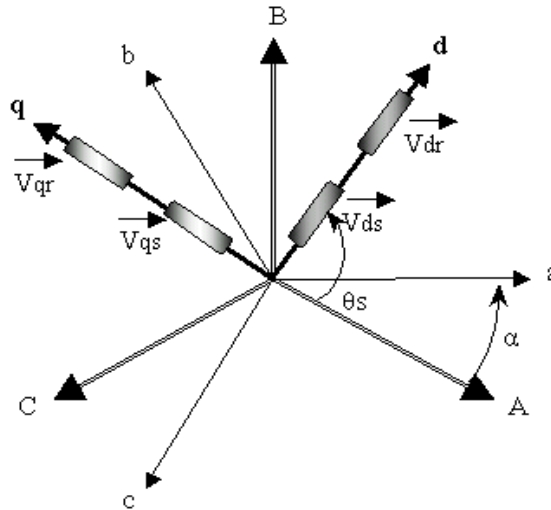


Fig. I-3 : « Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé »

L'écart entre l'axe et l'axe étant égal à  $\pi/2$ , la matrice  $C_1$  présente l'avantage de pouvoir annuler la mutuelle inductance entre les deux phases stator et les deux phases rotor. Cependant, étant donné que la position mutuelle des enroulements du stator et du rotor change lorsque le rotor tourne, l'équation de couple est fonction de variables.

Il est nécessaire de définir l'équation de la machine dans un référentiel différent où le rotor et le stator sont solidaires afin d'obtenir une expression du couple électromagnétique indépendante des variables, exprimée en grandeurs continues, et des paramètres physiques fixes . [1 7 9 13 14 18]

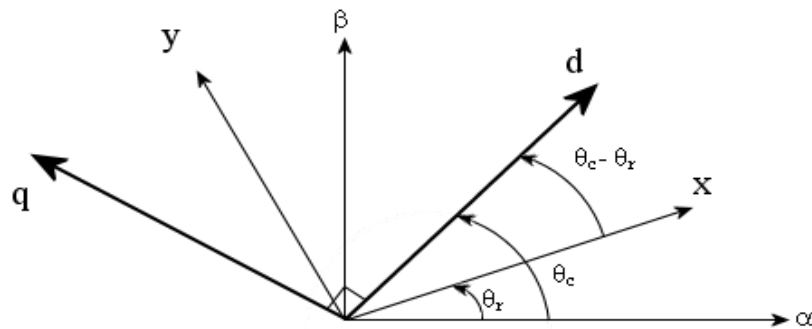
Le stator et l'arbre (d q) tournent l'un par rapport à l'autre à une vitesse appelée PARK dans cette référence.

Par conséquent, en gardant à l'esprit que nous créons une autre matrice de canal de la référence ( o ) à la référence (d q ), telle que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \tag{I-7}$$

Sous forme condensée :  $[X_{dqo}] = [C_2][X_{\alpha\beta}]$

- ou :
- $\theta = \theta_c$  : pour les grandeurs statoriques
  - $\theta = \theta_{sl} = \theta_c - \theta_r$  : pour les grandeurs rotoriques
  - $\theta_c$  : l'angle électrique entre l'axe « d » et « α ».
  - $\theta_r$  : l'angle électrique entre l'axe « x » et « α ».
  - $\theta_c - \theta_r$  : l'angle électrique entre l'axe « d » et « x »



**Fig. I-4** : «Représentation de la transformation dans le repère tournant.»

Afin de mettre en œuvre une transformation unique permettant de passer directement de la composante  $X_{abc}$  du système triphasé à la composante  $X_{dqo}$  du système triphasé, on définit une matrice décrite  $[P(\theta)]$  comme cela :  $[P] = [C_2][C_1]$

Donc :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I-8}$$

Le passage des variables  $X_{abc}$  s'écrit sous la forme matricielle compressée suivant :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \tag{I-9}$$

La matrice inverse qui permet le passage dans le sens opposé (biphasé-triphasé) s'exprime par  $[P(\theta)]^{-1}$ , est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-4\pi/3) & -\sin(\theta-4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$\text{sous forme condensée : } [X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{I-11})$$

**Remarque :** - Cette transformation est orthogonale, ainsi que  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$

- Pour l'absence du neutre la composante homo polaire s'annule, ce qui implique que :  $I_a + I_b + I_c = 0$   
et  $V_a + V_b + V_c = 0$

### I-6- Choix du référentiel

Le choix du référentiel dépend du type de problème à étudier, qui peut être attribué à un référentiel « d-q » selon la vitesse, et on distingue les référentiels suivants :

#### I-6-1- Référentiel lié au stator :

Cette référence est fixe par rapport au stator, caractérisée par :  $\omega = 0$  et  $d \frac{d\theta}{dt} = -\omega_m$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \quad V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \quad (\text{I-12})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad \text{et} \quad V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr}$$

Ce référentiel a été choisi pour étudier les changements significatifs de vitesse de rotation associés ou non à des changements de fréquence industrielle [4]. Cette référence sera utilisée pour l'estimation du flux pour les filtres de Kalman..

#### I-6-2- Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est fixe par rapport au rotor et se caractérise par :  $\omega_c = \omega_m$  et  $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = 0$ .

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} \quad V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \quad (\text{I-13})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} \quad V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante [4].

### I-6-3- Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel correspond à la transformation des enroulements rotor et stator dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone  $\omega_s$  de la machine. Il se caractérise par :

$$\omega_c = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_s - \omega_m = \frac{d\theta_{s1}}{dt} .$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad \text{et} \quad V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr}$$

(I-14)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \quad \text{et} \quad V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}$$

Cette référence contribue à l'étude d'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable sans vitesse donnée [3].

Puisque nous étudierons les questions d'ordre dans les chapitres suivants, nous choisirons ce choix de référentiel.

## I-7- Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension

### I-7-1- Modèle continue :

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension avec un rotor à cage d'écureuil en court-circuit ( $v_{dr} = v_{qr} = 0$ ), un modèle de la machine est obtenu dans le système PARK, qui permet une description mathématique de son comportement dans un système.

Equations électriques :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr}$$

(I-15)

Equations magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{I-16}$$

Equations mécaniques :

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}]
 \tag{I-17}$$

L'équation mécanique de la machine à paires de pôles est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega
 \tag{I-18}$$

Avec :  $\omega_r = p\Omega$

En combinant les expressions (I-17 ,I-18), on aura :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}] - C_r - f\Omega
 \tag{I-19}$$

Mise sous forme d'équation d'état de la machine asynchrone ;

Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage s'effectue soit par la variation de la tension à ses bornes, soit par la variation de fréquence d'alimentation ou par la variation synchrone des deux grandeurs  $v/f = \text{constante}$ , donc les grandeurs :  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$  et  $\omega_s$  sont les grandeurs de commande, le couple résistant comme perturbation.

Puisqu'il existe plusieurs possibilités pour le choix des variables d'état [1], nous choisissons le vecteur d'état :  $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ , ainsi on exprime  $I_{dr}, I_{qr}, \Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  en fonction des variables d'état choisies, à partir de (I-16) :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \qquad \text{et} \qquad \Phi_{ds} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr}$$

(I-20)
(I-21)

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \qquad \Phi_{qs} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr}$$

Posant :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  et  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné sous forme :

$$\left[ \dot{X} \right] = [A][X] + [B][U]$$

[X] : Vecteur d'état.

[U] : Vecteur tension.

$$\dot{I}_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + V_{ds} \right]$$

$$\dot{I}_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\omega_s \sigma L_s I_{ds} - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right]$$

(I-22)

$$\dot{\Phi}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr}$$

$$\dot{\Phi}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr}$$

Tel que :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & \frac{-1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_m) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation du mouvement est :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left[ p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f \Omega \right] \tag{I-23}$$

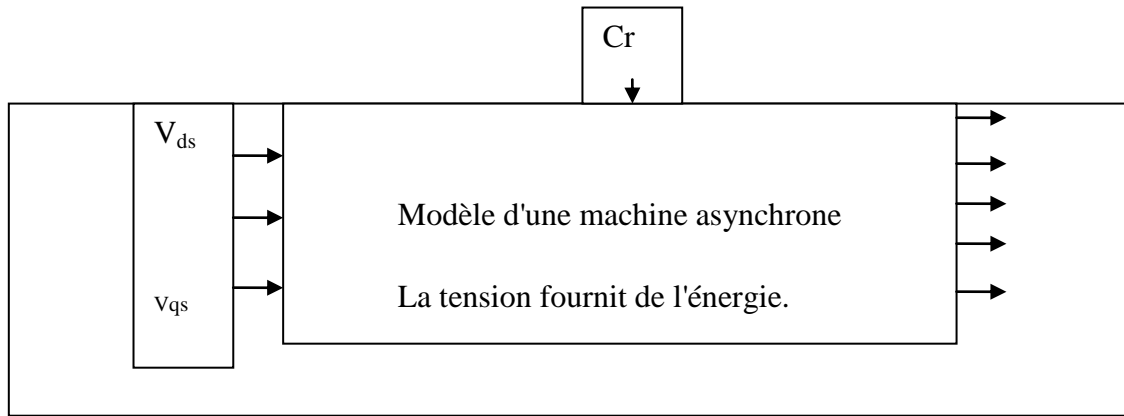


Fig. I-5 « Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension ».

**I-7-2- Modèle discret :**

Partie électrique :

Pour la discrétisation du système continue, il faut utiliser les relations entre la matrice dynamique [A] et de commande [B] du modèle continu et celle de transition [F] et de commande [H] du modèle discret donné par [1,2,6] :

$$F = e^{-AT} \tag{I-24}$$

$$H = A^{-1}(e^{-AT} - 1)B \tag{I-25}$$

Où l'on a supposé que le vecteur de tension [U] est constant par palier.

T : représente la période d'échantillonnage.

Conformément à la théorie des systèmes automatiques et, pour que les performances dynamiques obtenues pour une commande analogique puissent être réalisées pour une commande numérique, la période d'échantillonnage associée à la régulation des courants doit être une dizaine de fois plus petite que les constantes de temps électrique du système.

Le calcul exact de [F] a donné par le développement en série jusqu'à l'ordre  $n = \infty$  :

$$F_{\infty} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{[T.A(w)]^n}{n}$$

Le système d'état discret est donné par :  $[\dot{X}] = [F][X] + [H][U]$

Partie mécanique :

Pour la discrétisation de la partie mécanique, nous transformons l'équation mécanique (I-23) en système d'état qui est décrit par :  $\dot{X}_m = A_m \cdot X_m + B_m \cdot V$

$$\text{Avec : } A_m = \begin{bmatrix} -f & -1 \\ j & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Y = [\Omega \text{ Cr}]t \quad \text{et} \quad V = [\text{Cem } 0],t$$

Le système discret de cette partie est :

$$A_{dm} = e^{-A_m T}$$

$$B_{dm} = A_m^{-1} (e^{-A_m T} - 1) B_m \quad (\text{I-26})$$

### I-8- Simulation

La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines électriques. Elle nous permet de voir le comportement des systèmes physiques avec beaucoup de précision.

De nos jours, il existe toute une panoplie de logiciels pour simuler les machines électriques.

A fin de simuler la machine asynchrone avec son command, nous avons opté pour le logiciel « MATLAB »

Cette machine est connectée en étoile, alimentée par un système de tension sinusoïdale .

$$\text{équilibré : } \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

Appliquons la transformation de PARK normalisée, pour  $\theta = \omega_s t$ , on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\varphi) \\ V_{qs} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\varphi) \end{cases} \quad \text{avec } V_m = V\sqrt{2} \quad (\text{I-27})$$

$$\text{pour } \varphi = 0, \text{ on a : } \begin{cases} V_{ds} = V\sqrt{3} \\ V_{qs} = 0 \end{cases}$$

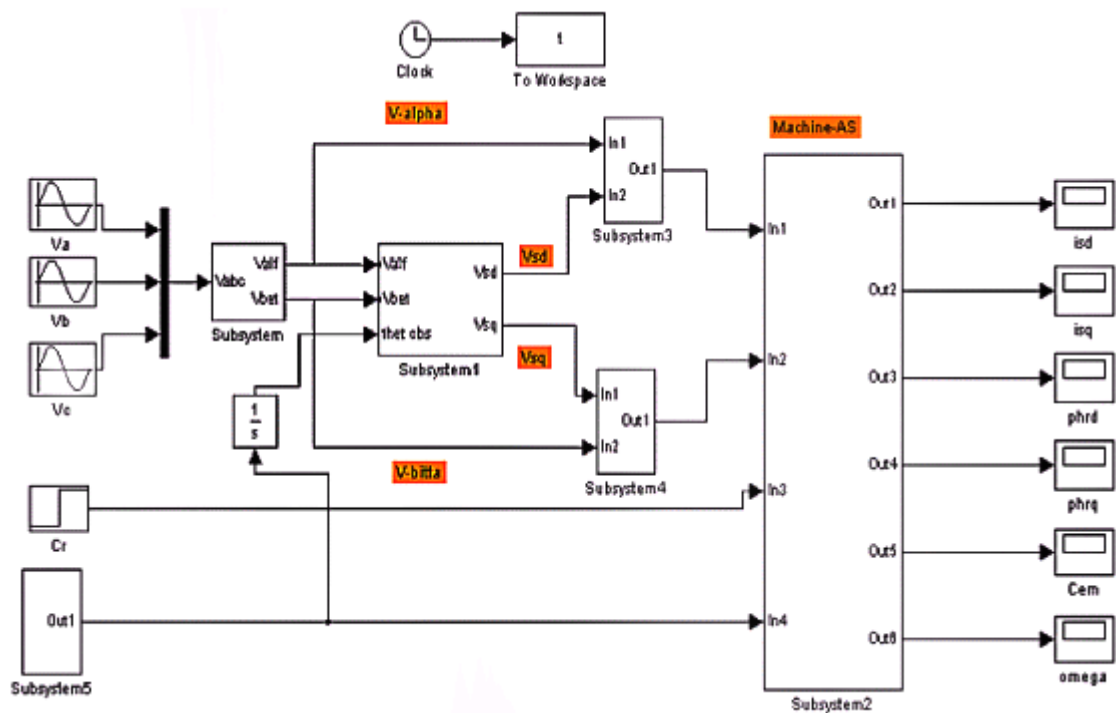


Fig : I-6 « schéma de simulation en SIMULINK sous MATLAB d'un M.A.S Triphasée alimentée en tension avec :  $x=[I_{sd}, I_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}]$  »

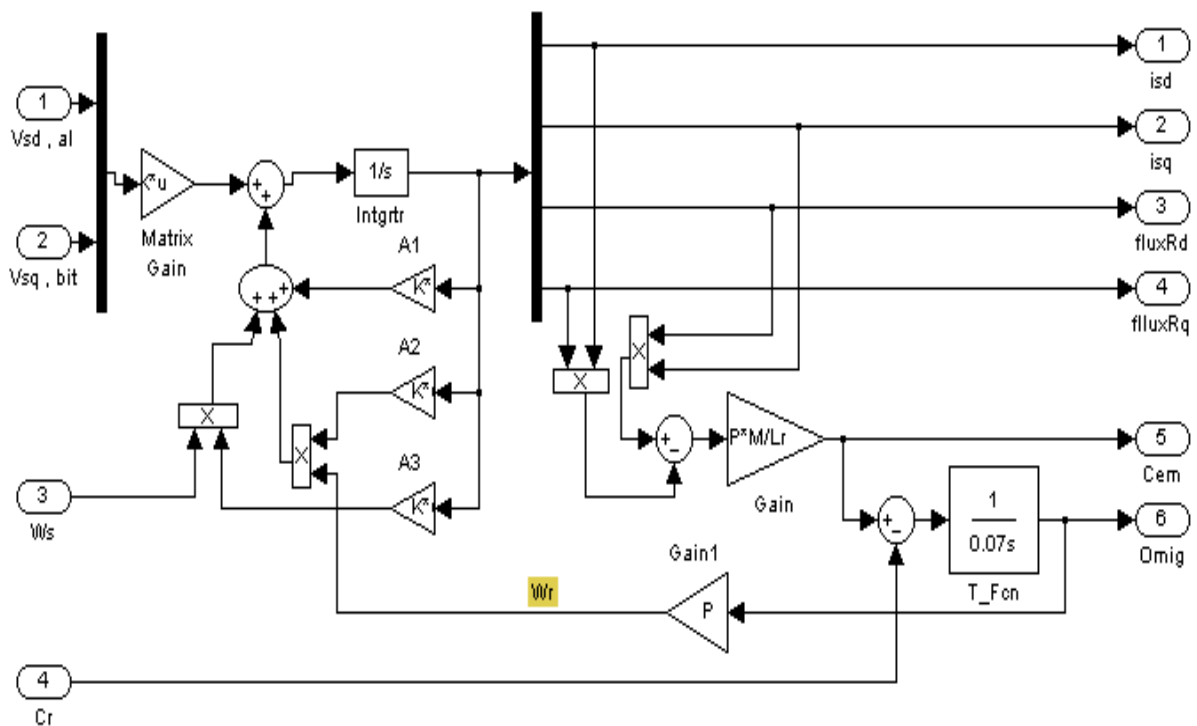


Fig . I- 7:« schéma bloc du modèle de la M.A.S »

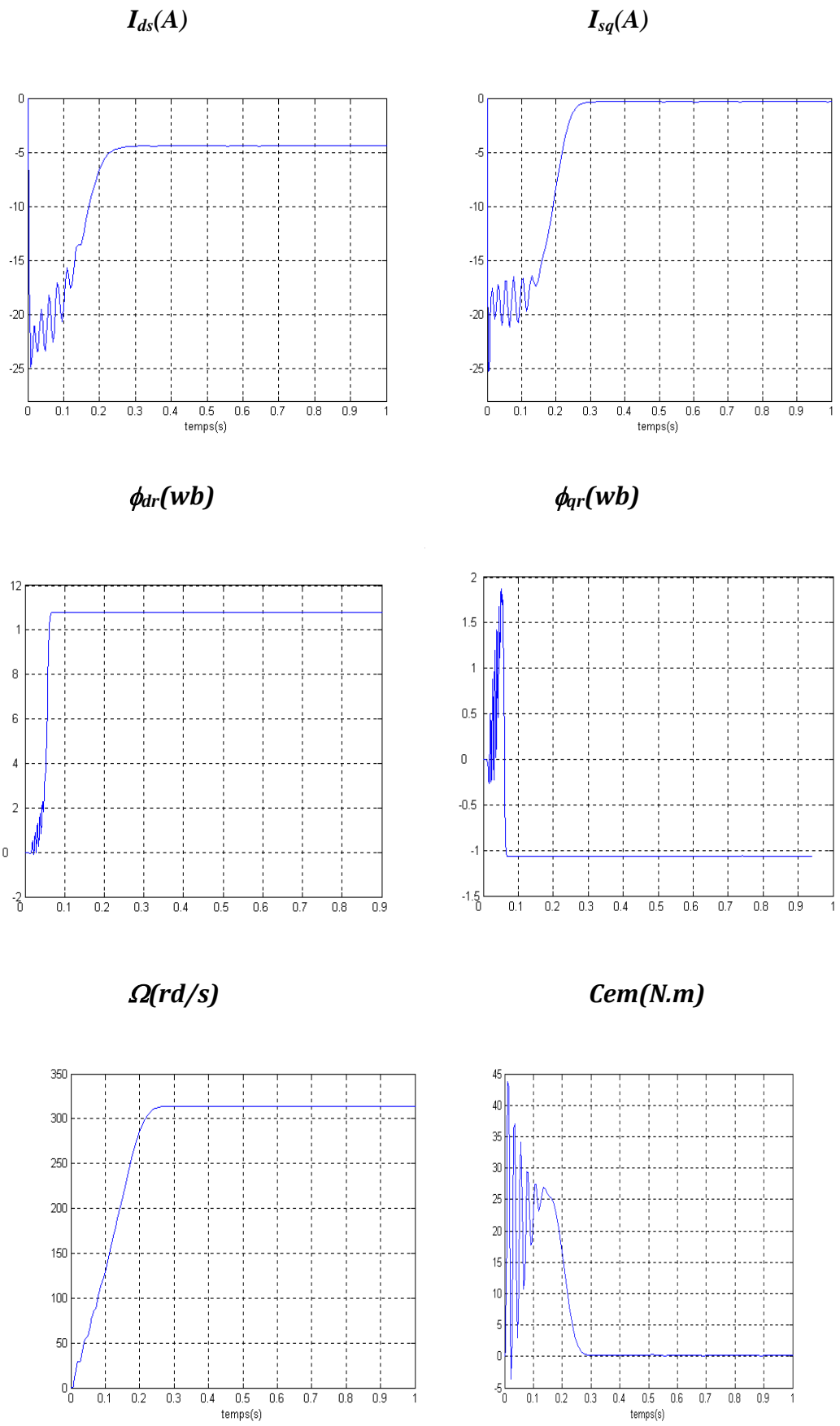


Fig : I-8 « simulation de la machine asynchrone à vide »

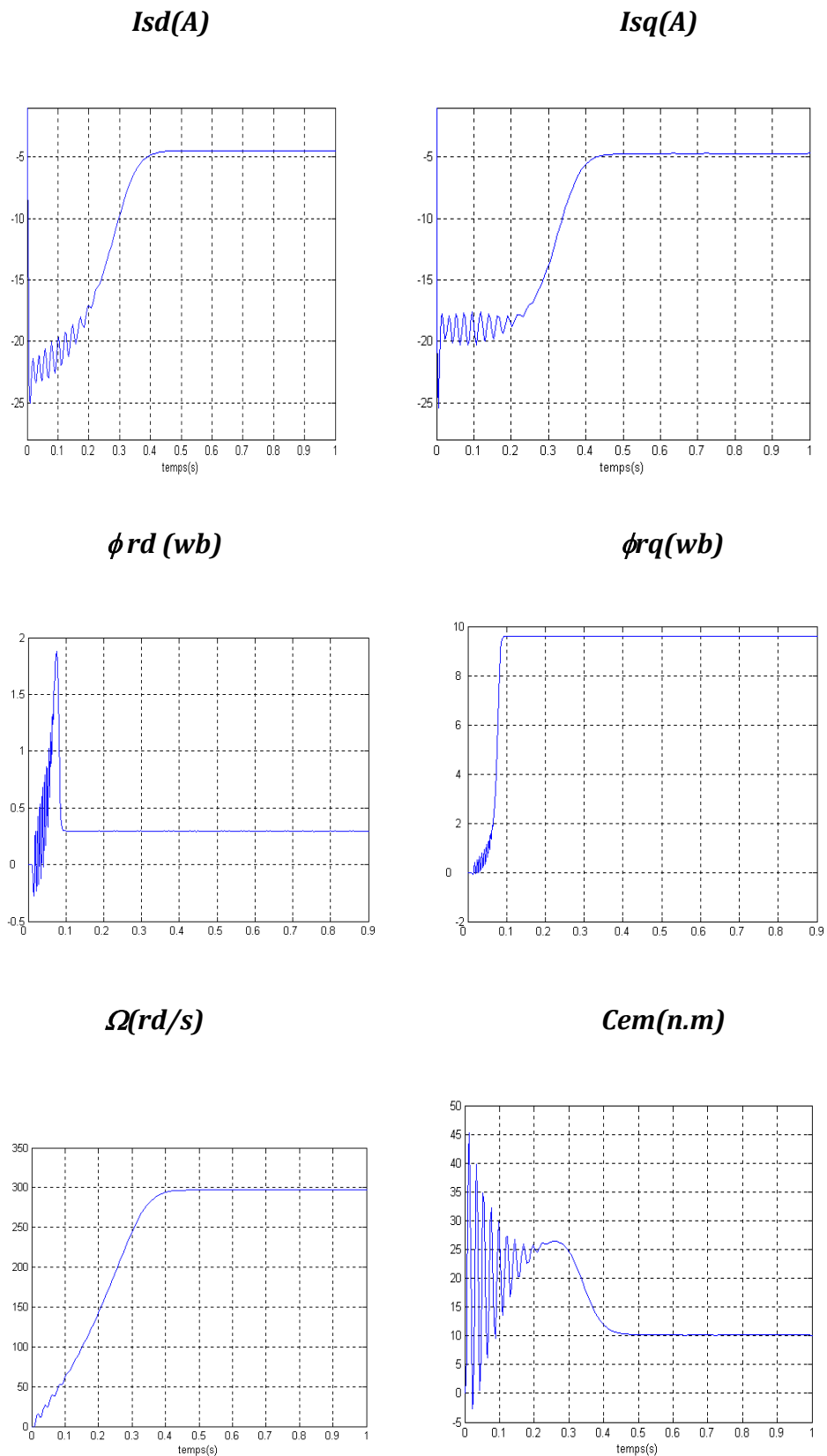


Fig: I-9 « Simulation de la machine asynchrone en démarrage nominal (10 N.M) »

**I-9- Interprétation des courbes**

Nous avons modélisé la machine asynchrone fournie par le réseau pour deux types de fonctionnement : démarrage à vide figure (I-9) et démarrage à charge nominale figur (I-10). Les valeurs modélisées incluent les variables d'état ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $\omega_r$ ,  $\omega_r$ ) ainsi que le couple et la vitesse de rotation.

Le démarrage à pleine tension permet un établissement très rapide du couple qui atteint une valeur maximale de 44 (N.M) à la mise sous tension avant de se stabiliser à une valeur constante lui permettant de compenser les pertes dues aux frottements et à la ventilation. Cet état transitoire oscillant, qui dure 0,27 (s), est visible sur la figure (I-9).

Le courant  $I_{qs}$  se stabilise à -4,48(A), le courant  $I_{ds}$  disparaît en régime établi, et la vitesse de rotation atteint une valeur voisine de 320(rad/s).

Sur la figure (I-10) ; les résultats de simulation nous montrent que le démarrage en charge entraîne un rétablissement relativement lent des grandeurs de la machine par rapport au démarrage à vide (temps de réponse  $T_r=0.46(s)$  ) .

**I-10- association machine asynchrone-onduleur**

Un convertisseur statique qui peut fournir une fréquence et une tension de sortie variable assure l'alimentation électrique de la machine, c'est ainsi que les vitesses des machines à cage peuvent changer. En manipulant le rapport de l'amplitude de la modulation à l'amplitude de la porteuse, la tension de sortie de l'onduleur peut changer d'amplitude. En fait, la technologie "MLI" peut contrôler le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en coupant correctement la tension continue et en ajustant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur.

**I-11- Principe de fonctionnement**

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est fournie par un redresseur à diode fourni par une tension sinusoïdale triphasée décalée de  $2\pi/3$  et un filtre pour éliminer la haute tension. Fréquence où l'onduleur se comporte comme un interrupteur de tension en appliquant alternativement une polarité positive et négative de puissance à chaque borne du moteur.

Sachez que la séquence de commutation de l'interrupteur est obtenue en comparant le signal sinusoïdal avec le même signal d'onde triangulaire figure (I-9)

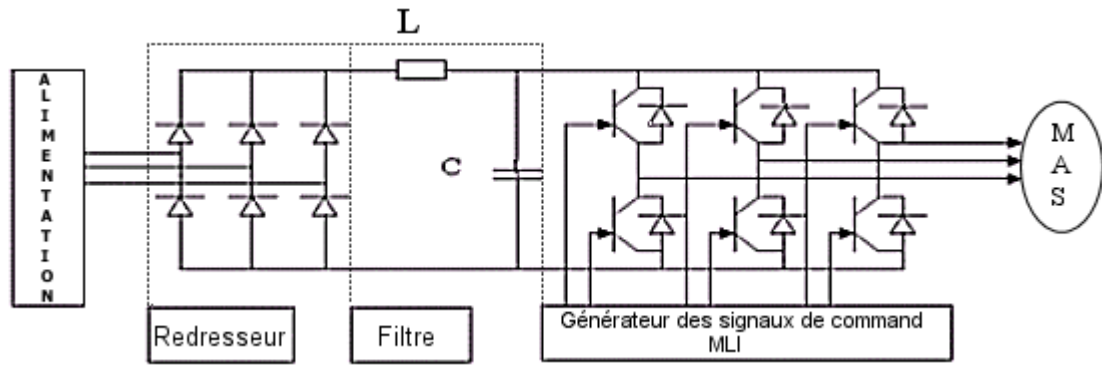


Fig : I-10 « Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique ».

**I-12- Modélisation du redresseur**

Un redresseur est un convertisseur statique AC-DC, la tension obtenue par redressement n'est pas complètement continue, elle contient des ondulations.

En supposant que la diode se comporte comme un interrupteur parfait, la valeur moyenne de la tension est redressée par :

$$V_{moy} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \left[ \sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \tag{I-28}$$

D'où :  $V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$

**I-13- Modélisation du filtre**

Le filtre est de type passe-bas et sa fonction est d'atténuer l'ondulation générée lorsque l'onduleur est en marche.

L'équation du filtre est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{I}_r = \frac{V_r - V_0}{L} \\ \dot{V}_0 = \frac{I_r - I_0}{C} \end{cases} \tag{I-29}$$

$I_r = I_0 + I$  ; La fonction de transfert du filtre est :

$$F(S) = \frac{V_0(S)}{V_r(S)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \tag{I-30}$$

La fréquence du coupure est :  $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

On choisit  $f_c < 2f$  pour éliminer les harmoniques d'ordre 2 et avec  $f^* = 6f$

f : fréquence du réseau

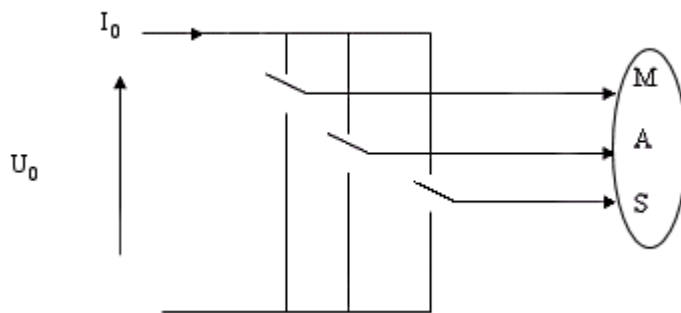
**1-14- Modélisation de l'onduleur**

Les onduleurs sont des convertisseurs DC-AC statiques. Il est composé de six interrupteurs, qui peuvent être des transistors de type MOSFT ou IGBT. Chaque interrupteur est associé à une fonction logique  $S_j$  qui définit son état, par exemple :

$S_j = 1$  si  $K_j(+)$  fermé, et  $K_j(-)$  ouvert

$S_j = 0$  si  $K_j(+)$  ouvert, et  $K_j(-)$  fermé

Avec :  $K_j(+)$  connecté à la borne (+) ;  $K_j(-)$  connecté à la borne (-)



**Fig. I-11** : « La représentation par des interrupteurs ».

Les formes d'ordre des tensions de l'onduleur sont définies par la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs  $S_j$

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cd} \end{bmatrix} = U_{moy} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{I-31}$$

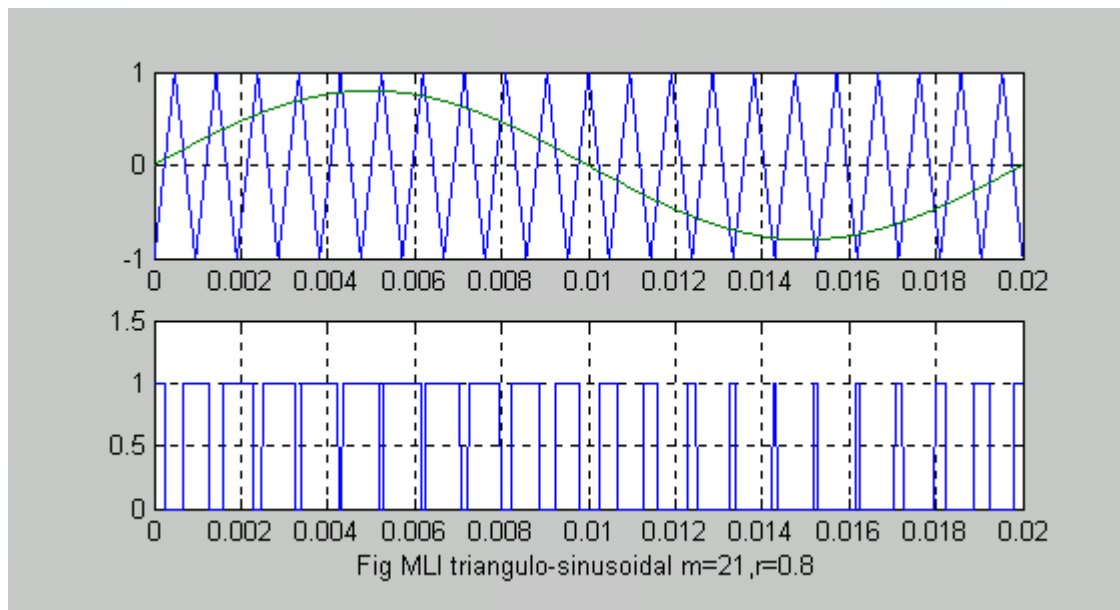
Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cb} \end{bmatrix} \tag{I-32}$$

On combinant (I-30) et(I-31), on obtient les tensions simples en fonctions logiques :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_{mon}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

En comparant les tensions de références sinusoïdales d'amplitude  $V_{ref}$  en(vert) avec le signal triangulaire d'amplitude  $V$  en (bleu), on obtient les ordres commutations fig.(I-13) :



**Fig I-12 :** « Représentation du signal de commande d'un interrupteur par (MLI) »

### I-15- Simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur

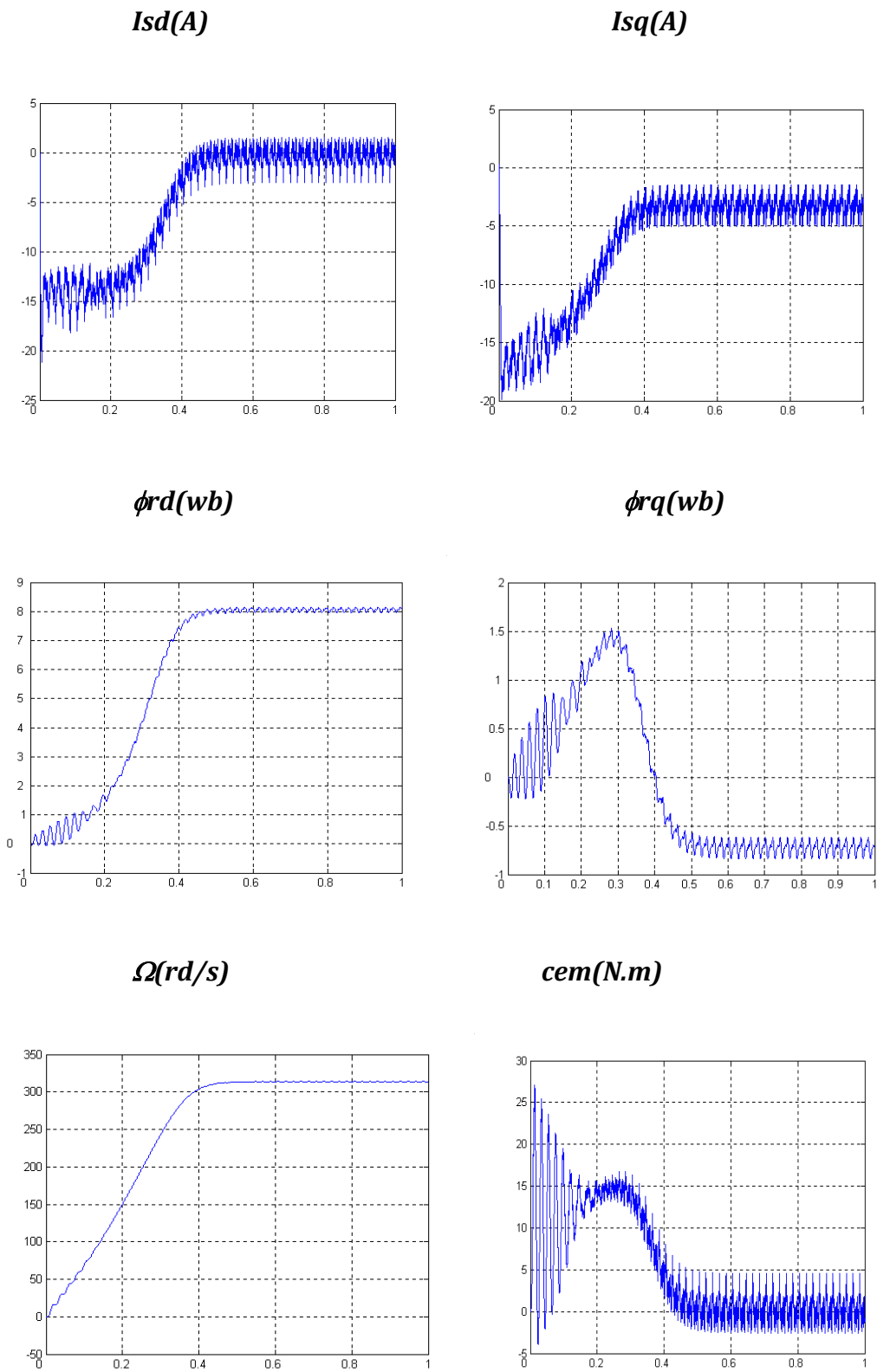


Fig :I-13 « simulation de la machine à vide »

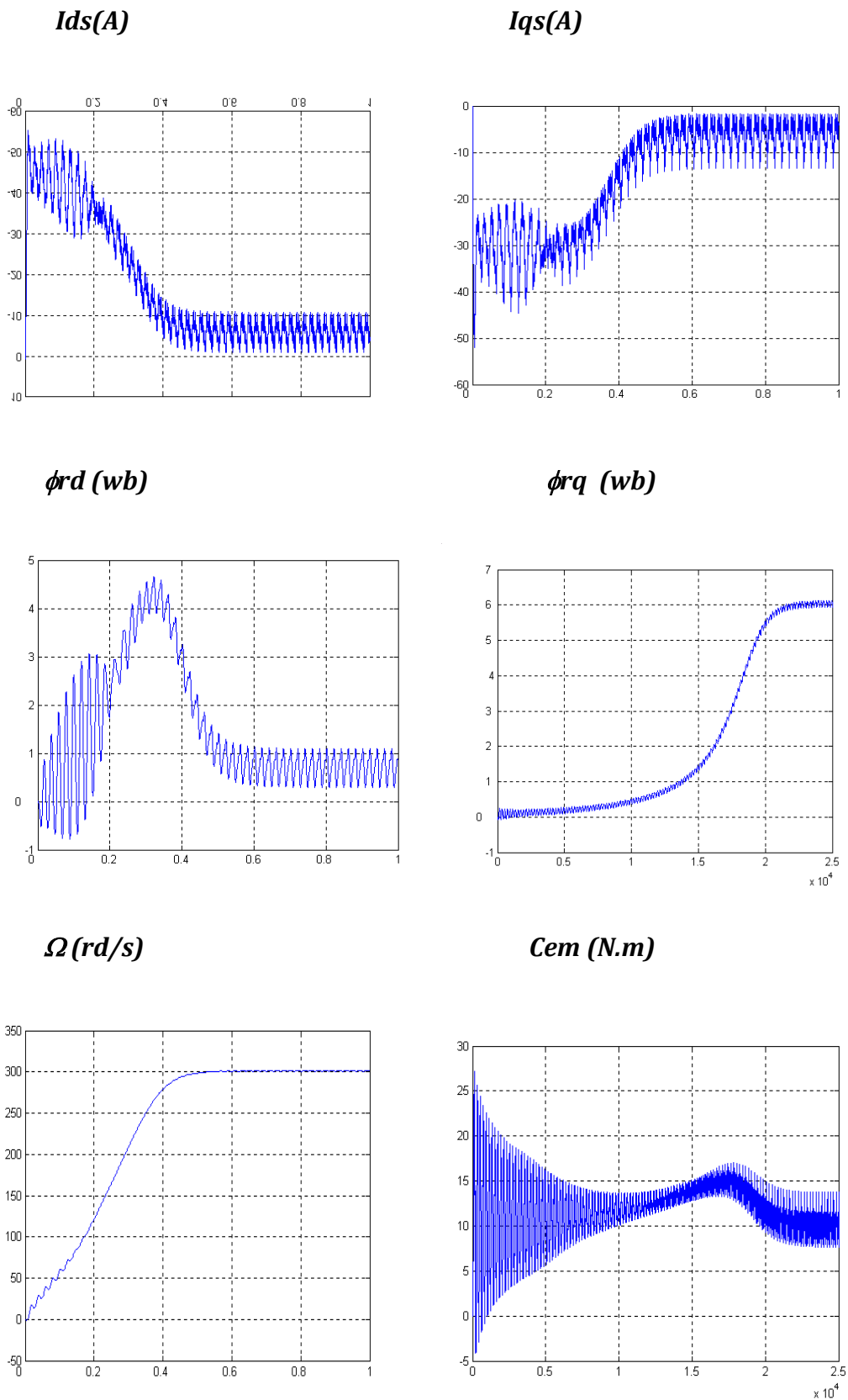


Fig :I-14 « Simulation de la machine en démarrage à charge nominale (10 N.m) »

**I-16- Interprétation des courbes**

Dans les figures (I-13, I-14), nous avons simulé la machine alimentée par un onduleur de tension pour les mêmes types d'opérations que précédemment. Les valeurs simulées incluent le couple et la vitesse de rotation ainsi que les variables d'état ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $\omega_r$  et  $\omega_r$ ).

La machine continue de fonctionner de la même manière que lorsqu'elle est alimentée par le réseau, mais on constate que le temps de démarrage augmente (de 0,4 à 0,45 seconde à vide) et qu'il y a plus d'ondulations sur les courbes de couple et de courant.

**I-17- conclusion:**

Nous avons présenté le modèle biphasé de la machine asynchrone dans ce chapitre. Ce modèle nous a permis de décrire mathématiquement les différentes tailles de la machine. Cela nous a aussi permis de simuler la machine, qu'elle soit associée ou non à son convertisseur statique. À l'issue de la simulation, on a pu constater un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Il est donc intéressant de comprendre comment rendre le contrôle du flux et du couple indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique.

La théorie du découplage de ces deux variables est abordée dans le chapitre qui suit.



**CHAPTER II:**  
*Principe de la commande  
vectorielle*

## Chapitre II

### PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

#### II.1 INTRODUCTION

Les moteurs à courant continu sont utilisés dans les environnements industriels en raison de leurs performances dynamiques et de leur simplicité de contrôle.

Dans une machine à excitation séparée, le couple est toujours généré par le courant d'induit, mais le flux est toujours régulé par le courant de champ. Seule l'existence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse, et un entretien fréquent est nécessaire.

En raison de ces restrictions, les moteurs asynchrones, qui ont une structure simple, une grande fiabilité et un faible coût, remplacent progressivement les moteurs à courant continu. Cependant, comme le flux et le couple sont fortement couplés, les moteurs asynchrones sont présentés comme un système multivariable et complexe, ce qui les rend très difficiles à contrôler.

Les méthodes d'orientation de flux ont permis le découplage entre le flux magnétique et le couple grâce aux progrès significatifs de la microélectronique et de l'électronique de puissance. de sorte que des performances dynamiques comparables à celles d'autres moteurs stimulés peuvent être atteintes.

Diverses facettes de la lutte antivectorielle seront introduites dans ce chapitre, suivies de l'approche directe et de la voie indirecte de lutte.

#### II-2- Principe de la commande vectorielle

La commande de flux dirigée ou commande vectorielle, introduite par F. BLASCHKE en 1971, repose sur un concept fondamental de l'électromagnétisme : « La force exercée sur un conducteur par lequel passe un courant électrique Le champ magnétique est égal au produit vectoriel du vecteur courant et du vecteur champ. » Évidemment, pour un courant et une intensité de champ donnés, lorsque le vecteur courant est Orthogonal au vecteur champ.

Ce principe s'applique aux moteurs à courant continu car les vecteurs champ et courant sont naturellement découplés ; contrairement aux moteurs asynchrones, l'angle entre le champ tournant du stator et le champ tournant du rotor varie avec la charge. Puisqu'il est établi à partir de la conversion de PARK dans le premier chapitre, il est possible d'avoir une structure de moteur asynchrone similaire à un moteur à courant continu, et en interprétation physique: La puissance mécanique est portée par la partie tournante, l'axe "q" du rotor ne doit porter que du couple et pas de flux, on demande donc:

$\Phi_r = 0$  (Cas de l'orientation du flux rotorique), on a :

$$L_m \cdot I_{qs} + L_r \cdot I_{qr} = 0$$

$L_r, I_{qr}$  : Représente le flux crée par le courant  $I_{qr}$  à travers l'induit, c'est la réaction magnétique d'induit de l'enroulement « q » du rotor.

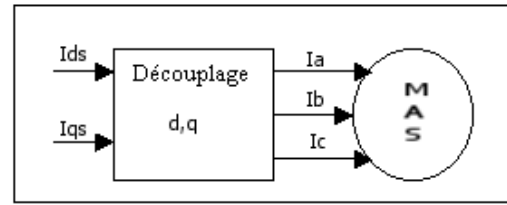
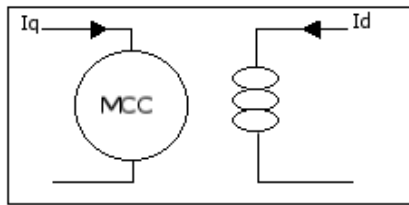
Dans la relation ci-dessus on voit que l'enroulement "q" du stator agit comme un enroulement compensateur, puisque le courant  $I_{qs}$  doit annuler cet effet par mutuelle [6, 7, 8, 9]

A partir de l'expression du couple (I-17) auquel on applique la commande, on obtiendra :

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L} [\Phi_{dr} I_{qs}]$$

Nous avons également montré que le courant a la capacité de réguler le courant induit d'un moteur à induction, qui à son tour affecte le couple électromagnétique et le flux magnétique associé d'un composant.

Le moteur asynchrone fonctionne de la même manière qu'un moteur à courant continu à excitation séparée, le flux et le courant de couple généré étant contrôlés par le courant de champ.



Modèle de la machine à courant

Modèle de la machine asynchrone

Continu  $C_{em} = K \cdot I_d \cdot I_q$

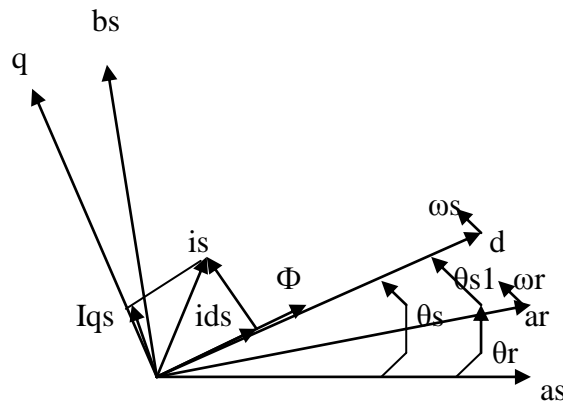
à cage  $C_{em} = K \cdot I_{ds} \cdot I_{qs}$

**Fig. II-1:** « Principe de la commande découplée »

**II-3- Procédé d'orientation du flux**

La méthode des flux dirigés repose sur le choix d'un référentiel pour un modèle de machine synchrone représenté par une équation biphasée, on choisit le référentiel lien.

Le champ tournant ou flux à orienter (rotor stator ou entrefer) doit coïncider avec l'axe "d".



**Fig.II-2:** « Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer) »

Où  $\Phi$  : représente le flux rotorique ( $\Phi_r$ ), statorique ( $\Phi_s$ ) ou d'entrefer ( $\Phi_m$ ).

On peut donc s'orienter selon l'un des trois flux afin d'obtenir le couple maximal en imposant l'une des conditions suivantes [1 ,13] :

•orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{qr} = 0, \quad \Phi_{dr} = \Phi_r \quad (\text{II-1})$$

•Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{qs} = 0, \quad \Phi_{ds} = \Phi_s \quad (\text{II-2})$$

•Orientation du flux magnétique:

$$\Phi_{qm} = 0, \quad \Phi_{dm} = \Phi_m \quad (\text{II-3})$$

La possibilité de mettre en œuvre des variateurs de vitesse où le flux et le couple sont régulés séparément par les constituants du courant du stator (et, respectivement) est un avantage de la technologie orientée flux.

Appliquer une tension ou éventuellement réguler séparément ces deux composants ; considérez les grandeurs  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  comme des grandeurs de contrôle, la grandeur  $V_{ds}$  comme le débit directionnel et la vitesse mécanique " $\omega_m$ " comme les variables d'état".

### II-3-1- Orientation du flux rotorique

En imposant des conditions (II-1) aux équations du modèle de machine à induction alimentée en tension, on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_s I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \dot{\Phi}_r + V_{ds} \right] \\ \dot{I}_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_s I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + V_{qs} \right] \\ L_m I_{ds} &= \Phi_r + T_r \dot{\Phi}_r \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

$$\omega_s = \omega_r + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r}$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L} \Phi_r I_{qs}$$

$$J \dot{\Omega} + f \Omega = C_{em} - C_r$$

Ces équations sont représentées par le schéma bloc suivant :



**II-3-3- Orientation du flux d'entrefer :**

En imposant la condition (II-3), on obtient le modèle de tension via la direction du flux stator :

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} &= \frac{1}{L_s - L_m} \left[ -R_s I_{ds} + (L_s - L_m) \omega_s I_{qs} - \dot{\Phi}_m + V_{ds} \right] \\ \dot{I}_{qs} &= \frac{1}{L_s - L_m} \left[ -R_s I_{qs} + (L_s - L_m) \omega_s I_{ds} - \dot{\Phi}_m + V_{qs} \right] \\ T_r \dot{\Phi}_m + \dot{\Phi}_m &= L_m \left[ \left( T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \dot{I}_{ds} + I_{ds} + I_{qs} \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{R_r} - T_r \right) \right] \\ \omega_s &= \omega_r + \omega_{sl} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

$$\omega_{sl} = \frac{\left( T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \dot{I}_{qs} + I_{qs}}{\left( \frac{L_m}{R_r} - T_r \right) I_{ds} + \frac{T_r}{L_m} \Phi_m}$$

$$C_{em} = p \Phi_m I_{qs}$$

$$J \dot{\Omega} + f \Omega = C_{em} - C_r$$

On remarque que dans les systèmes (II-5) et (II-6), le flux statorique  $F_s$  et le flux d'entrefer  $F_m$  dépendent simultanément de deux courants statoriques :  $I_{ds}$   $I_{qs}$  ; alors que le système (II-4) privilégie le rotor flux Réussi  $F_r$  Non Dépend uniquement de l'ID de composant direct.

Par conséquent, la commande vectorielle du moteur asynchrone peut être réalisée en contrôlant la liaison de flux de stator, la liaison de flux d'entrefer ou la liaison de flux de rotor. Une comparaison de ces différentes variantes de lutte antivectorielle est publiée dans Différentes œuvres [6 7 13 15].

Les résultats de ce travail montrent que l'algorithme de contrôle le plus simple peut être obtenu compte tenu de l'orientation du flux rotorique, comme indiqué dans le jeu d'équations (II-4-5-6).

**II-4- Différentes méthodes de la commande vectorielle:**

Le contrôle vectoriel est dérivé du principe de fonctionnement direct des moteurs à courant continu. Performances dynamiques élevées grâce aux directions fixes et orthogonales du flux de champ et du courant d'induit ces machine [6].

Le contrôle d'un moteur asynchrone nécessite de connaître la position précise du flux magnétique et de le maintenir toujours coïncidant avec l'axe direct de rotation "d"

La vitesse synchrone (champ tournant) y parvient de deux manières :

1- La commande indirecte:

Elle est basée sur les équations régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone avec sens du flux, ou position du flux, dérivé d'une relation donnée de la vitesse de glissement [1-9].

2- La commande directe:

L'emplacement du flux à diriger est mesuré électriquement à l'aide d'un capteur de flux physique ou d'un modèle de flux dynamique [1 .9 .11].

**II-4-1- Méthode indirecte**

Un avantage précieux de cette approche est que nous ne nous intéressons qu'à la position du flux rotorique. Sans passer par son amplitude.

Considérons le couple électromagnétique  $C_{emref}$  et le flux magnétique  $\Phi_{rref}$  comme références de contrôle.

En exploitant le système (II-4) on obtient :

$$T_r \dot{\Phi}_{rref} + \Phi_{rref} = L_m I_{ds}$$

$$C_{emref} = p \frac{L_m I_{qs}}{L_r \Phi_{rref}} \quad (II-7)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_{rref}}$$

La position du flux rotorique est déterminée par :  $\theta_s = \int \omega_{sl} dt + \theta_r$ .

Où  $\theta_r$  : représente la position mesurée du rotor.

Cette méthode se caractérise par sa forte dépendance aux paramètres du moteur, notamment la constante de temps du rotor, sachant que cette dernière dépend de la saturation, notamment de la température de la résistance. Rotor.

Si cette évolution de la résistance n'est pas prise en compte, il en résultera des performances réduites en conditions statiques et dynamiques.

**II-4-2- Méthode directe :**

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase, et ceci doit être vérifié quel que soit le transitoire effectué. Par conséquent, il est nécessaire d'effectuer une série de mesures dans la plage processus.

**II-4-2-1- En utilisant des capteurs de flux**

Afin d'obtenir des informations sur l'amplitude et la phase du flux du rotor, il est nécessaire d'utiliser des capteurs de flux [8] tels que :

• Capteur à effet hall:

Placé sous les dents du stator. Ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions difficiles telles que la chaleur excessive et les vibrations. Le signal capté doit être traité en premier Utilisé pour éliminer les harmoniques dues aux effets d'encoche, qui nécessitent un réglage automatique du filtre.

• Des bobinages supplémentaires dans le stator :

Une bobine placée sur un pôle du stator mesure le flux du rotor.

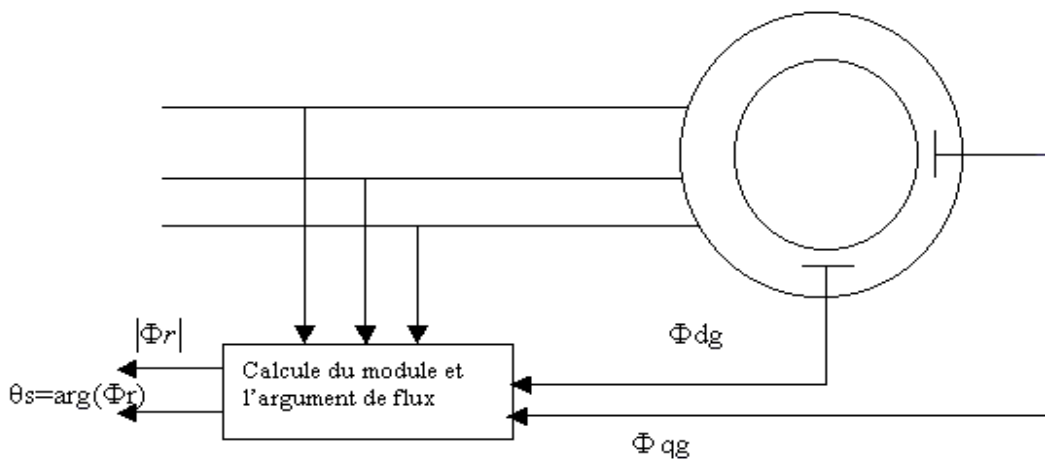
• Des bobines statoriques :

La tension aux bornes du moteur est une mesure du flux du rotor.

Cependant, à basse vitesse, la résistance des enroulements deviendra dominante et une compensation devra être intégrée.

L'utilisation d'enroulements supplémentaires et de bobines de stator ne peut pas être appliquée à des vitesses très faibles. et les capteurs à effet hall nécessitent des moteurs spéciaux (simples, robustes et peu coûteux moteur asynchrone manquant)

Sachez que ces capteurs doivent être installés lors de la construction de la machine.



**Fig.II-4 :** « Méthode directe utilisant des capteurs du flux »

Pour cette méthode directe, le flux rotorique est représenté par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \overline{\Phi}_r &= L_r \overline{I}_r + L_m \overline{I}_s \\ \overline{\Phi}_m &= L_m (\overline{I}_s + \overline{I}_r) \\ \overline{\Phi}_r &= \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \overline{\Phi}_m - (L_r - L_m) \overline{I}_s \end{aligned} \tag{II-8}$$

Donc, son module et argument :

$$|\Phi_r| = \sqrt{\Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2}$$

$$\text{Et } \theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{\beta r}}{\Phi_{\alpha r}}\right)$$

Avec  $\Phi_{\alpha r}$  et  $\Phi_{\beta r}$  sont les flux mesurés par les capteurs.

Cette méthode assure un bon découplage entre flux et couple, quel que soit le point de fonctionnement du moteur.

#### II-4-2-2- En utilisant des estimateurs du flux :

Les difficultés liées à l'utilisation de capteurs de débit ont incité les chercheurs à développer des modèles dynamiques de débit. Ces modèles incluent la détermination de l'emplacement et du module de l'écoulement en fonction de la quantité Le stator dans le châssis est connecté au stator.

Cette méthode ne peut pas être utilisée à très basse vitesse car la résistance des enroulements du stator deviendra dominante, ce qui nécessite une compensation.

De même, nous pouvons développer un modèle dynamique pour estimer le flux du rotor en fonction des mesures du courant du stator et de la vitesse du rotor. Le modèle est dérivé des équations du système (II-4) :

$$T_r \dot{\Phi}_{dr} + \Phi_{dr} = L_m I_{ds}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r}$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \Phi_r \quad (\text{II-9})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl}$$

Sachez que les deux méthodes sont valables pour l'ensemble du cadran abrégé, mais impliquent des paramètres de la machine ainsi que le bruit de mesure. et si l'évolution.

Ces contraintes ne tiennent pas compte du module, et la position du flux rotorique ne peut être déterminée avec précision.

Pour pallier ces inconvénients, notamment le problème du bruit de mesure, nous proposerons d'utiliser des filtres de Kalman, qui feront l'objet de notre prochain chapitre.

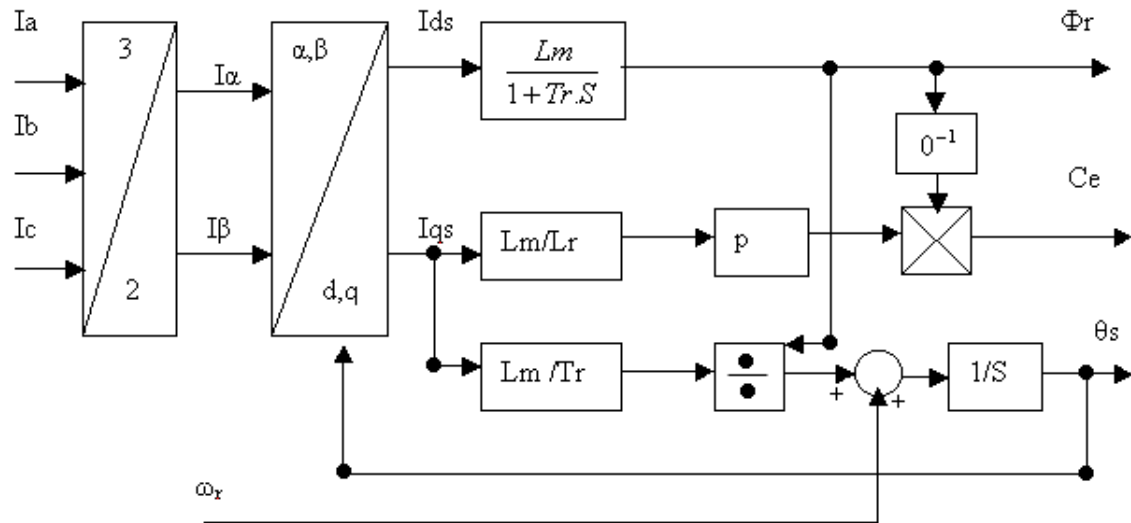


Fig.II-5: Méthode directe utilisant un estimateur du flux

**II-5- Structure d'une alimentation par orientation du flux:**

Pour démontrer que le découplage de la grandeur réelle (couple vitesse) d'une machine asynchrone peut être réalisé par le contrôle de la direction du flux rotorique, on considère la tension statorique :  $V_{ds}, V_{qs}$  et la vitesse  $\omega_s$  du champ tournant. Les variables de contrôle et le flux du rotor ( $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$ ) sont utilisés comme variables d'état. La tension statorique et la vitesse du champ tournant sont contrôlées par le Field Orienté (FOC : Field Oriented Contrôle) [1, 11].

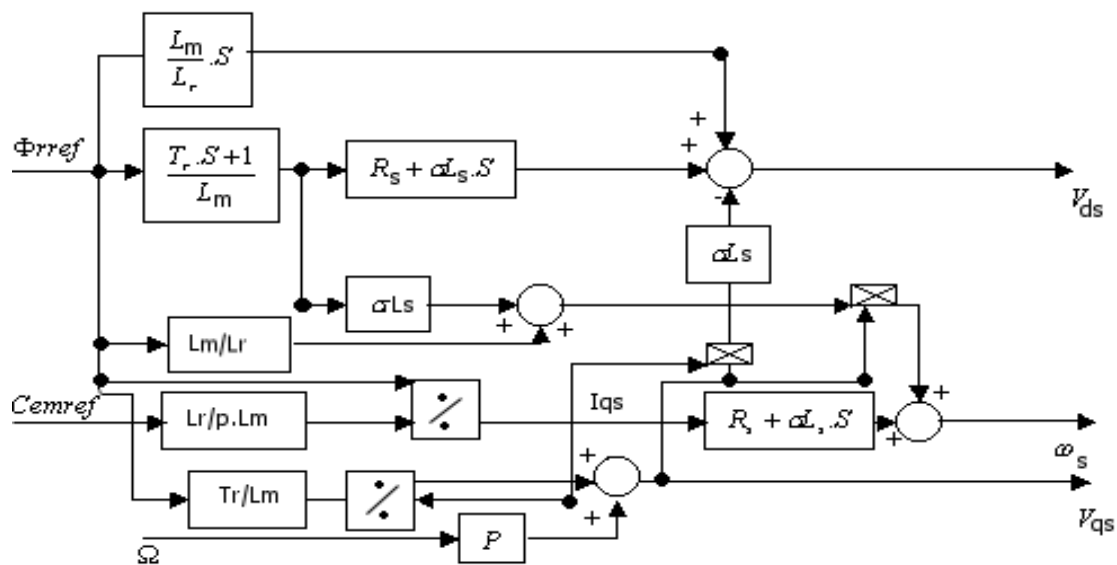


Fig.II-6: Scéma-bloc de la structure de commande en tension par (F.O.C)

**II-6- Conclusion:**

Après avoir introduit les trois modèles de flux orientés : orientation du flux rotor-stator et magnétique (entrefer), le choix de l'orientation du flux du rotor a été choisi car il fournissait l'algorithme de contrôle le plus simple. et le plus efficace.

De plus, nous introduisons également deux types de contrôle vectoriel, à savoir le contrôle indirect et le contrôle direct.

Alors que dans notre projet nous devons étudier la méthode directe, la partie simulation de la méthode sera abordée dans le chapitre suivant.



**CHAPTER III:**

*Estimation du flux  
rotorique*

## Chapitre III

### ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

#### III.1 INTRODUCTION

A l'heure actuelle, le développement de la technologie de la microélectronique a permis de remplacer complètement le circuit analogique de commande et de régulation par le circuit numérique.

La mise en œuvre d'un contrôle vectoriel direct d'un moteur asynchrone sur une carte à microprocesseur nécessite de savoir que l'amplitude et la phase du vecteur flux rotorique du moteur (PARKE) sont des grandeurs facilement mesurables (tension courant vitesse de la machine) plutôt que le flux.

Cette étude a développé avec succès un modèle d'estimation de flux de rotor en utilisant un observateur de flux appliqué à un observateur d'état stochastique pour un modèle d'état de machine. Asynchrone.

Ces observateurs donnent la meilleure estimation de l'état du système perturbé par du bruit avec des propriétés aléatoires connues.

Dans ce chapitre, nous présenterons et comparerons deux méthodes d'estimation de flux pour le contrôle direct discret de moteurs à induction. La première méthode utilise un estimateur dynamique classique basé sur l'équation Le modèle PARKE L'autre est une méthode stochastique (filtre de KALMAN) basée sur le modèle PARKE, qui fait intervenir les propriétés statistiques de la mesure et le bruit du système.

#### III-2-Modèle discret de la commande directe avec estimateur dynamique classique

Si nous désignons toutes les variables échantillonnées par l'indice (k) et utilisons les résultats obtenus au chapitre (II), les équations pour le contrôle découplé se réduisent à :

$$I_{qsref}(K) = \frac{L_r C_{emref}(k)}{p L_m \Phi_{rref}(k)} \quad (III-1-a)$$

$$I_{dsref}(k) = \frac{1}{L_m} \left( \Phi_{rref} + T_r \frac{d\Phi_{rref}(k)}{dt} \right) \quad (III-1-b)$$

$$\omega_{sl}(k) = \frac{L_m I_{qsref}(k)}{T_r \Phi_{rref}(k)} \quad (III-1-c)$$

$$\omega_s(k) = \omega_{sl}(k) + p\Omega(k) \quad (III-1-d)$$

$$\begin{cases} V_{ds}(k) = R_s I_{ds}(k) + \sigma L_s \dot{I}_{ds}(k) \\ V_{qs}(k) = R_s I_{qs}(k) + \sigma L_s \dot{I}_{qs}(k) \end{cases} \quad (III-1-e)$$

$$V_{ds}(k) = V_{dsl}(k) - \sigma L_s \omega_s(k) I_{qs}(k) \tag{III-1-f}$$

$$V_{qs}(k) = V_{qsl}(k) + \omega_s(k) \left( \sigma L_s I_{ds}(k) + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rref}(k) \right) \tag{III-1-g}$$

Pour le contrôle vectoriel direct, le module de flux est contrôlé par rétroaction (Figure III-1). Pour cela, une estimation du flux rotorique  $\Phi_{rref}(k)$  est obtenue à partir des mesures de courant  $I_{ds}(k)$

La solution à la transformation de l'équation (III-1-b) est :

$$\frac{\Phi_{rref}(z)^{-1}}{I_{ds}(z)^{-1}} = \left( (1-z)^{-1} \mathcal{Z} \left[ \frac{L_m}{(1+T_r S)S} \right] \right) \tag{III-2}$$

L'équation de récurrence suivante peut être écrite grâce à la discrétisation.:

$$\Phi_{rref}(k+1) = \exp\left(\frac{-T}{T_r}\right) [\Phi_{rest}(k) - I_{ds}(k)L_m] + I_{ds}(k)L_m \tag{III-3}$$

Avec  $\Phi_{rest}(k)$  : la valeur estimée du flux rotorique.

Les fonctions de transfert (vitesse et flux du courant statorique) pour différents régulateurs seront discrétisées au niveau de l'algorithme de contrôle et leurs calculs sont présentés en annexe (B)

Le schéma fonctionnel de la commande vectorielle du moteur asynchrone utilisant la commande directe de flux est illustrée à la figure (III-1)

A noter que nous avons conservé la variable de Laplace « S » dans les fonctions de transfert des différentes réglementations par souci de simplicité. Évidemment, ces différentes transmissions seront en Niveau d'algorithme de contrôle.

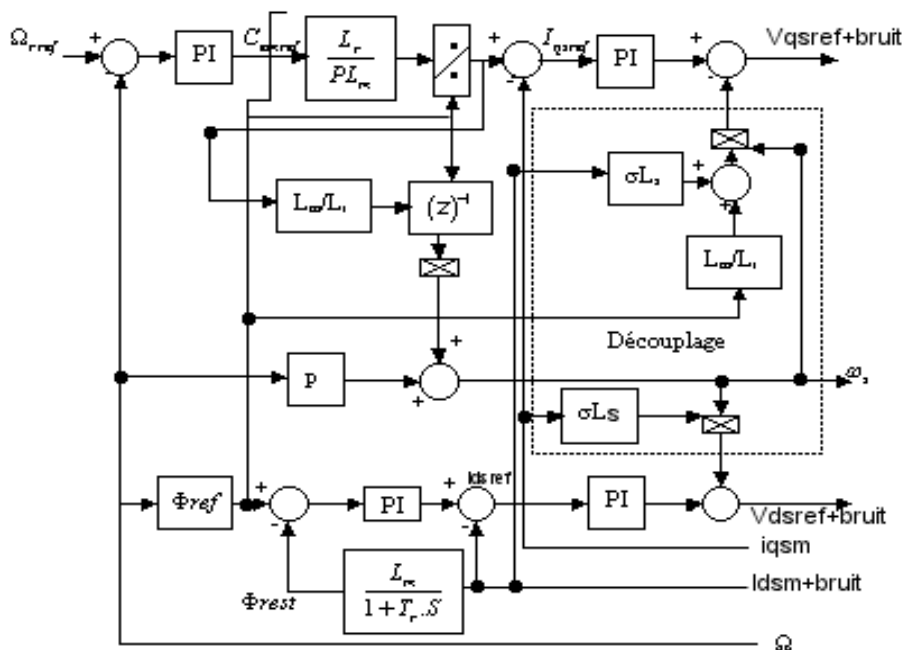


Fig.(III-1) : « schéma-bloc de la commande par orientation directe du flux »

**III-3- Simulation de la commande avec régulation du flux(méthode directe) :**

Pour simuler une commande directe avec une estimation classique, il faut introduire du bruit en entrée et en sortie de la machine.

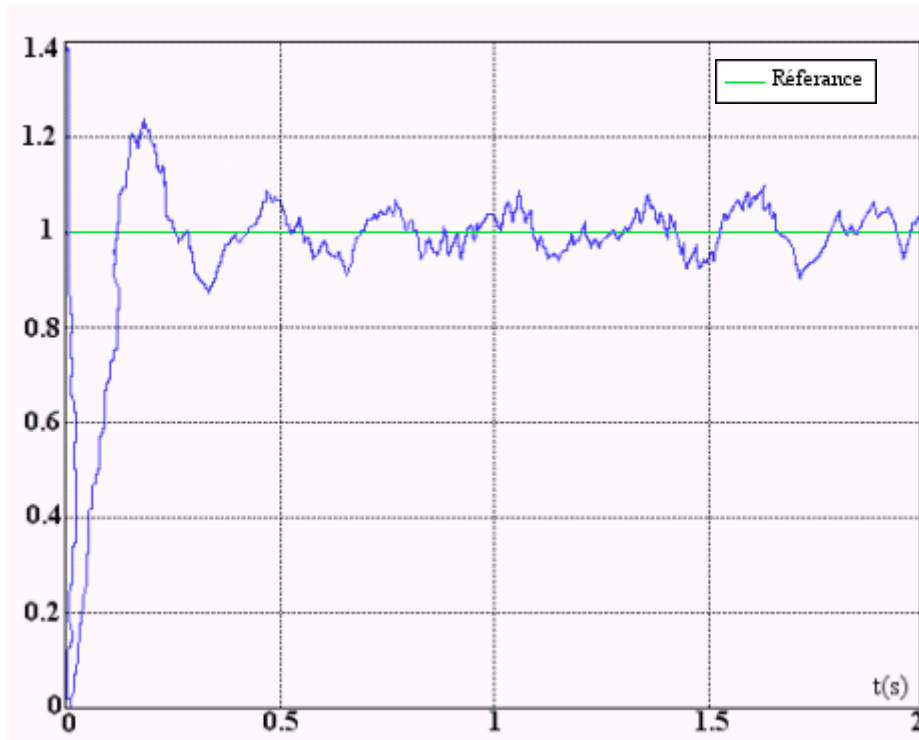
Afin de se rapprocher de plus en plus de la situation réelle, nous utilisons une fonction aléatoire pour générer un bruit gaussien.

La figure III-2 montre l'évolution du flux en sortie de l'estimateur.

La figure (III-3) est le résultat de la simulation de cette commande, et la figure (III-4) est le changement de la puissance du moteur lorsque la résistance du rotor change de 20 %.

Afin d'améliorer l'estimation du vecteur flux rotor et de prendre en compte les aspects d'incertitude des paramètres machine et de bruit de mesure, nous présentons l'étude de l'estimation de la grandeur attendue par le filtre de Kalman.

$\Phi_{rest}$



**Fig :III-2** « Représentation de l'estimation du vecteur flux rotorique avec mesures bruitées ».

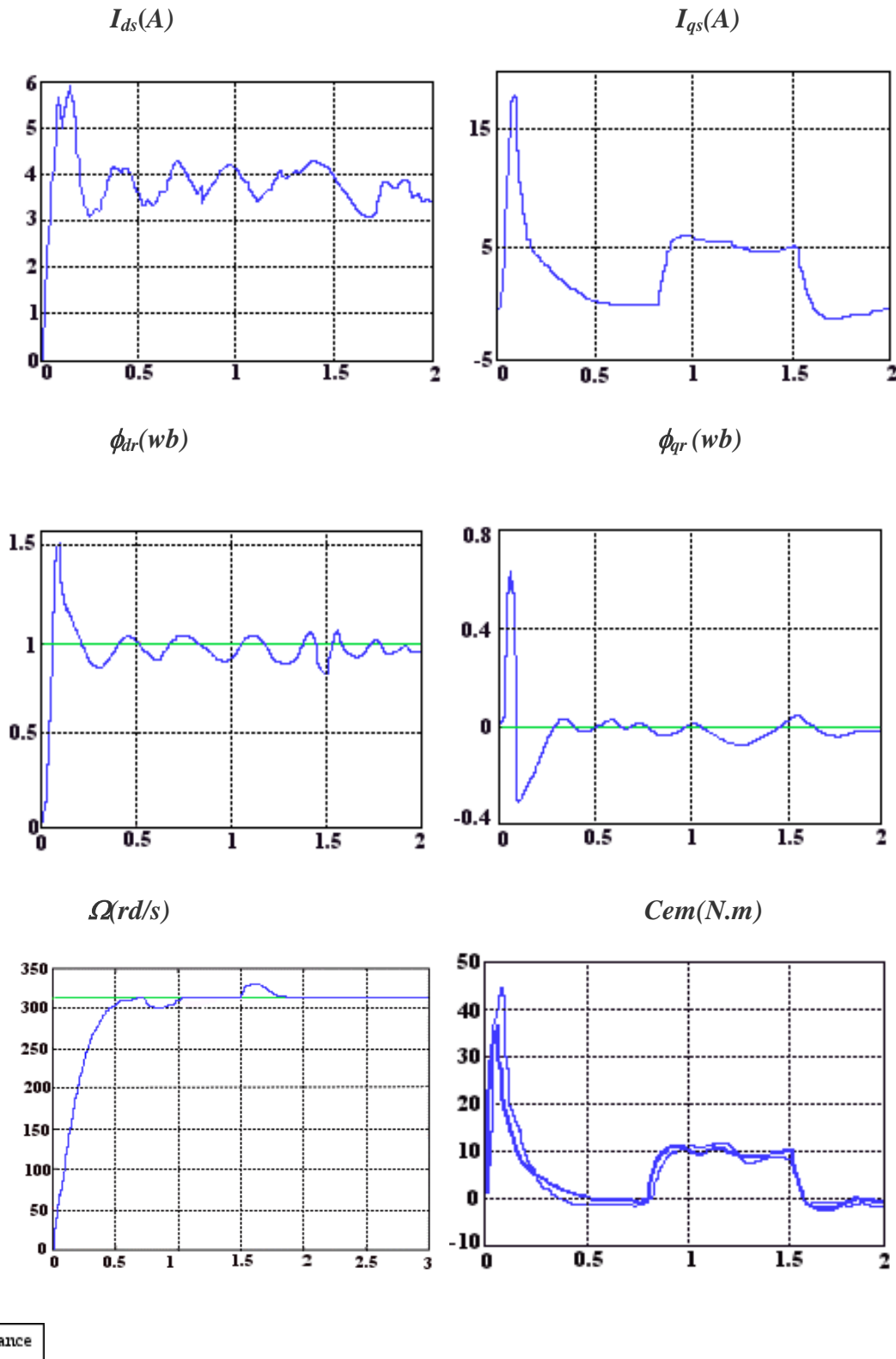
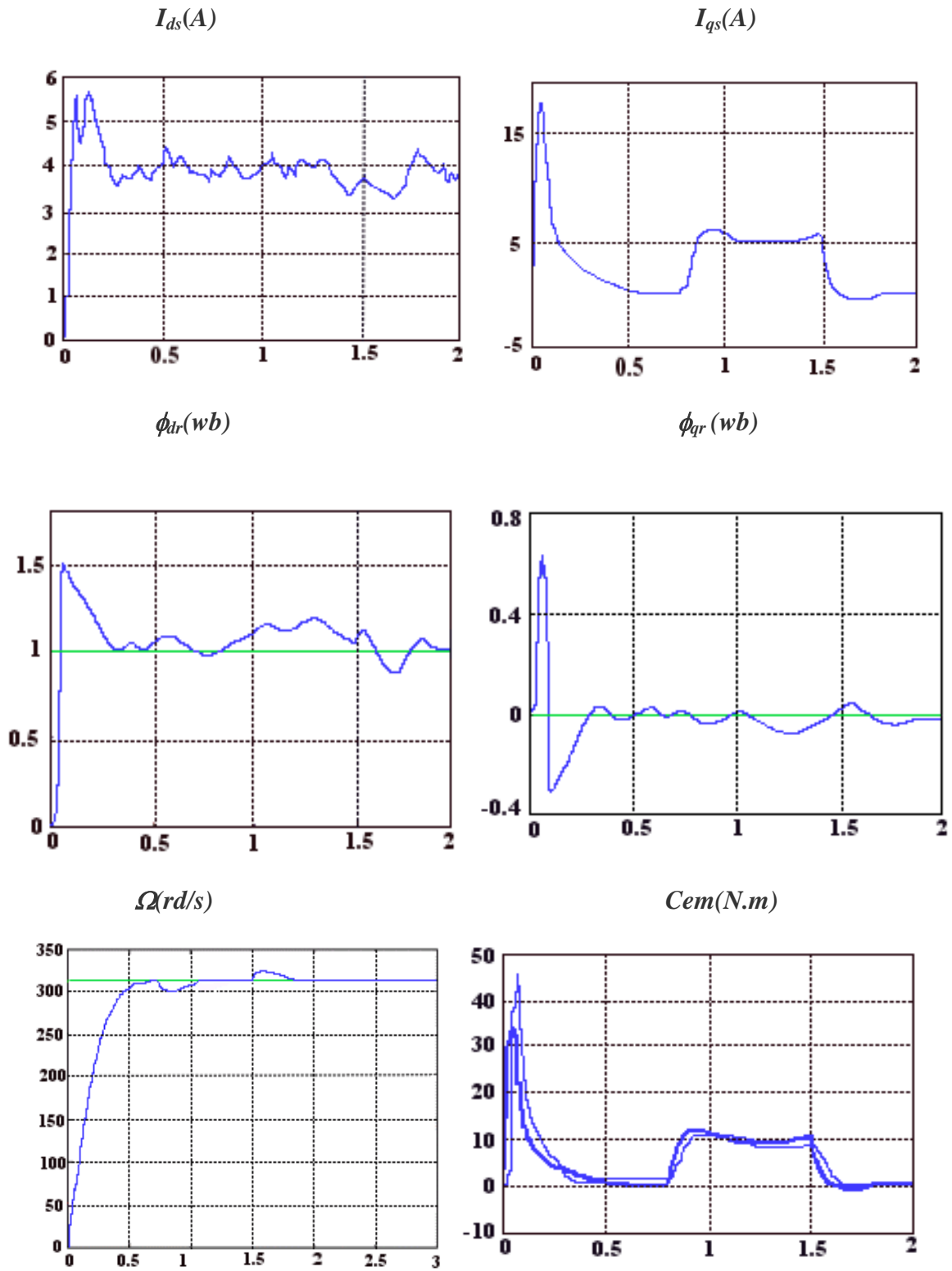


Fig : III-3 « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure »



— Référence

**Fig :III-4** « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ( $R_r=1.2R_r^*$ ) ».

### III-4- Interprétation

Les résultats de simulation du contrôle direct de l'estimateur dynamique classique donnés à la Fig. (III-3-4) montrent que l'introduction du régulateur PI pour contrôler le flux magnétique est très sensible au bruit de la grandeur mesurée.

Pour ces différents points de fonctionnement, on constate que le couple présente une erreur statique sous charge. Et le module Flux et ces composants ne respectent pas leurs consignes.

Pour la variation  $R_r$ , nous notons que la dégradation des performances ou la moindre robustesse de l'application du couple de vitesse à la charge et l'augmentation de l'erreur de direction d'écoulement sont des composants.

### III-5- Filtre de KALMAN

Le filtre de Kalman est un observateur d'état basé sur un certain nombre d'hypothèses, notamment le bruit, en effet il suppose que le bruit affectant le modèle est centré et blanc ; de plus, le bruit d'état doit être Décorrélé du bruit de mesure. La raison d'être du filtre de Kalman est de minimiser la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état.

Dans notre application, le filtre de Kalman sera utilisé pour estimer le vecteur d'état  $X_k$  constitué du courant statorique et du flux rotorique sur les deux axes  $\alpha$ ,  $\beta$ . Les paramètres électriques de la machine sont supposés connus, une première estimation de ces paramètres est donc nécessaire. Par conséquent, nous construisons un observateur d'état à partir d'une représentation discrète d'une machine asynchrone.

Mais d'abord, nous introduisons les principes généraux du filtre de KALMAN standard et du filtre de KALMAN étendu.

#### III-5-1 Le filtre de KALMAN standard

Nous examinons la situation générale d'un système stochastique discret non stationnaire avec diverses entrées et sorties dans l'espace d'état désigné par l'équation de récurrence ci-dessous :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = C_k X_k + V_k \end{cases}$$

Où  $X_k = X(t_k)$  : état exact du système

$U_k = U(t_k)$  : entrées

$Y_k = Y(t_k)$  : sorties mesurées

$W_k = W(t_k)$  : bruits de d'entrées

$V_k = V(t_k)$  : bruit de sortie

**.III-5-2 Le filtre de KALMAN étendu**

Le filtre de Kalman standard décrit précédemment permet d'estimer l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer ses paramètres en même temps, une solution est de développer le vecteur d'état Estimé dans les paramètres souhaités. La principale modification est que le système devient non linéaire.

Pour résoudre ce problème, un filtre de Kalman est appliqué à chaque instant pour linéariser le modèle. L'algorithme de filtrage non linéaire est donc appelé filtre de Kalman étendu.

**III-6- Estimation de l'état par le Filtre de Kalman**

Le filtre de Kalman mentionné ci-dessus est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre de présomptions, en particulier celles relatives au bruit. Afin de réduire la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état, l'objectif fondamental du filtre de Kalman doit être utilisé.

Dans notre cas, un filtre de Kalman est utilisé pour estimer le vecteur d'état constitué du courant statorique et du flux rotorique sur les deux axes a b.

Comme on s'attend à ce que les propriétés électriques du moteur soient connues, une estimation préliminaire de cette valeur est cruciale. Ainsi, en utilisant un système discret de machines asynchrones, nous construisons un observateur d'état.

Connaissant l'état à l'instant k, le principe du filtre de Kalman appliqué à la machine asynchrone est d'estimer l'état à l'instant k1.

**III-7-Observations déterministes du flux:**

Ce sont des observateurs d'état construits à partir des équations d'état du modèle PARK du moteur asynchrone dans le bâti lié au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{\Phi}_{\alpha r} \\ \dot{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & 0 & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III-4)$$

Où :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  représente le coefficient de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  représente la constante de temps rotorique.

Nous prenons en compte les éléments du vecteur de flux rotorique  $[\Phi_{\alpha r} \ \Phi_{\beta r}]$ . Et les composantes du vecteur courant statorique  $[I_{\alpha s} \ I_{\beta s}]$  sont utilisées comme variables d'état, et le vecteur de commande est composé des composantes du vecteur tension statorique  $[V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]$ .

### III-7-1 Théorie de l'observateur

Le système (III-4) est décrit au moyen de l'équation d'état continu suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{III-5})$$

$$Y = CX \quad (\text{III-6})$$

X : vecteur d'état.

Y : vecteur de sortie.

U : vecteur de commande connue.

A : matrice dynamique connue.

B : matrice de commande connue.

C : matrice de sortie.

Le système est bloqué à l'ordre zéro entre les deux étapes d'échantillonnage et de discrétisation.

La forme à états discrets d'un système continu s'obtient en appliquant les équations (I-24 et I-25) :

$$X(k+1) = FX(k) + HU(k). \quad (\text{III-7})$$

$$Y(k) = CX(k). \quad (\text{III-8})$$

Pour obtenir la structure de l'observateur d'état en boucle fermée, il faut comparer la sortie  $Y_0$  de l'observateur avec la sortie du système réel. La différence  $(Y - Y_0)$  sera utilisée pour construire le retour. Observez le modèle avec gain  $K_0$  ou le schéma bloc suivant :

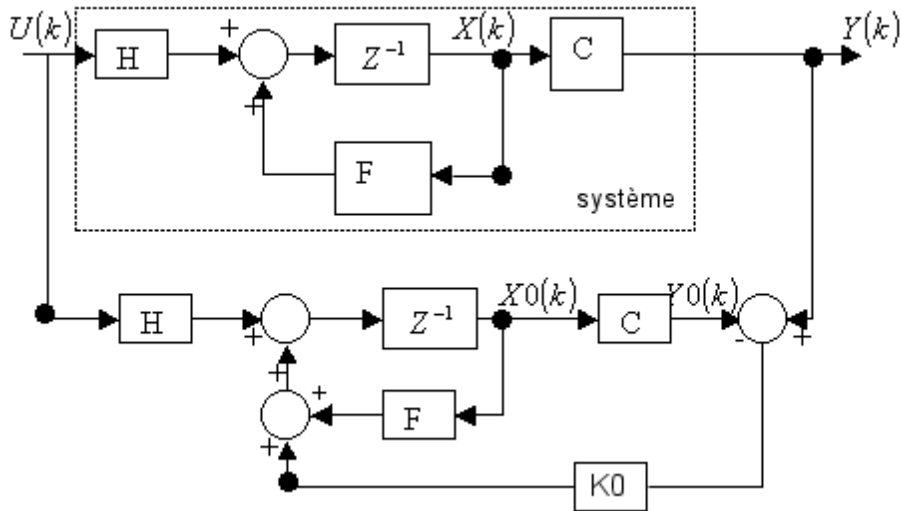


Fig.III-5 : « Observateur en boucle fermée »

**III-7-2 Observabilité et commandabilité**

**•Commandabilité:**

Un système linéaire discret est commandable si et seulement si on peut toujours définir  $U_k$  en un nombre fini de périodes d'échantillonnage une trajectoire de commande permettant de passer d'un vecteur d'état initial  $X(k_{0T})$  à un vecteur état final de .

Quels que soient ces vecteurs, si et seulement si :

Le rang  $[HFH \dots F^{n-1}H]$  maximum de rang est égal à n.

**•Observabilité**

Un système linéaire discret est observable si et seulement si nous pouvons reconstruire l'état initial du vecteur d'état  $X(k_{0T})$  en observant son entrée et sa sortie sur un nombre fini de cycles si et seulement si :

Le rang  $[C^t F^t C^t \dots F^{(n-1)t} C^t]$  maximum de rang est égal à n.

T : désignant la matrice transposée.

**III-8-Théorie du filtre de KALMAN**

Le filtre de KALMAN est un algorithme de traitement de données récursif qui génère un vecteur d'estimation  $X_0$  à partir d'un ensemble de mesures polluées par le bruit qui est un estimateur qui minimise la variance de l'erreur estimation.

L'équation d'état reliant l'état  $X(k+1)$  à l'instant précédent est donnée par :

$$X(k+1)=FX(k)+HU(k)+w(k). \tag{III-9}$$

X: vecteur d'état.

F: matrice de transition non singulière.

H : matrice de commande.

U : vecteur de commande.

w : vecteur bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de covariance  $Q(k \geq 0)$ .

Avec :

$$E[w(k)w(j)^t] = Q(k)\delta(k-j) \quad , \quad \delta(k-j) = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = j \\ 0 & \text{pour } k \neq j \end{cases}$$

Le modèle de mesure relie l'observation Y(k) à l'état :

$$Y(k) = CX(k) + V(k). \quad (\text{III-10})$$

Y : vecteur de sortie.

C : matrice de mesure.

V : vecteur bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de covariance  $R(k) \geq 0$ .

Avec :

$$E[v(k)v(j)^t] = R(k)\delta(k-j) \quad , \quad \delta(k-j) = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = j \\ 0 & \text{pour } k \neq j \end{cases}$$

Supposons que le bruit  $w(k)$  et  $V(k)$  n'est pas corrélé ( $E[w(k)w(j)^t] = 0$ ) et que les conditions initiales ( $P_e(0), X(0)$ ) sont connues.

### Remarque

- $\delta$  : symbole de kronecker.
- Le bruit blanc est un signal aléatoire avec une densité spectrale de variance constante.

Selon les résultats donnés dans la littérature, l'algorithme du filtre de Kalman est divisé en deux groupes.

### • Equations de prédiction d'équations

Considérer l'évolution de l'état entre deux périodes d'échantillonnage

$$X_P(k) = F(k)X_e(k-1) + HU(k) \quad (\text{III-11})$$

En l'absence de mesures, l'incertitude augmente. En fait, la matrice de variance d'erreur d'estimation P est augmentée à cette étape.

$$P_p(k) = F(k)P_e(k-1)F(k)^t + Q \quad (\text{III-12})$$

### • Equations d'estimation:

Pour que ce filtre produise une solution qui minimise la variation quadratique moyenne entre la valeur d'état et son estimation, il est nécessaire de comprendre les statistiques de second ordre du processus ainsi que le bruit de mesure.

Voici la matrice de gain de Kalman :

$$K_e(k) = P_p(k).C'.[CP_p(k).C' + R]^{-1} \tag{III-13}$$

L'observation suivante est ensuite dérivée à l'aide de la matrice de mesure, et l'état suivant est prédit à l'aide de la matrice de transition d'état. La matrice de covariance de l'erreur d'estimation est mise à jour simultanément.

$$X_e(k) = X_p(k) + K(k).[Y(k) - CX_p(k)] \tag{III-14}$$

$$P_e(k) = [I - K(k).C]P_p(k) \tag{III-15}$$

Avec : les conditions initiales X(0), P<sub>e</sub>(0), Q(0) et R(0).

L'estimation consiste donc en une prédiction de l'état, qui est ensuite corrigée en fonction de la grandeur mesurée.

A noter que les conditions initiales sont souvent mal connues, mais leur mauvais choix (éventuellement arbitraire) ne modifiera que temporairement les performances du filtre.

La qualité des résultats est étroitement liée à la précision des modèles utilisés, et lorsque les modèles sont imprécis ou incertains, les solutions consistent à envisager l'utilisation de plusieurs modèles en parallèle.

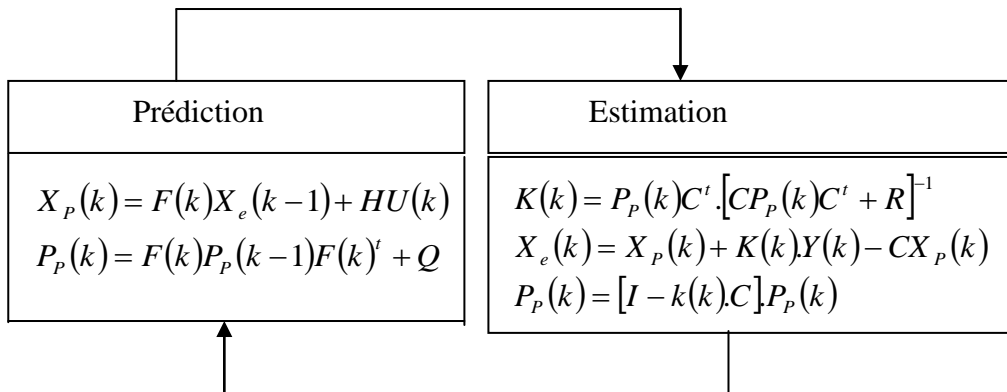


Fig.III-6 : « Algorithme de l'estimateur et du prédicteur de KALMAN »

### III-9- Simulation

L'estimation du vecteur flux rotor par le filtre de Kalman est basée sur les considérations suivantes :

- Le vecteur d'état  $X = [I_{\alpha s} I_{\beta s} \Phi_{\alpha r} \Phi_{\beta r}]^t$ .
- Le vecteur de sortie  $Y = [I_{\alpha s} I_{\beta s}]^t$ .
- Le vecteur de commande  $U = [V_{\alpha s} V_{\beta s}]^t$ .

Une estimation du vecteur flux sera obtenue en appliquant l'algorithme du filtre de Kalman récursif (équations : III-11-12-13-14-15).

Le bruit simulé par la séquence de distribution gaussienne est obtenu par un générateur de nombres aléatoires (RANDOM). Ce bruit résultant sera ajouté aux courants et aux tensions du modèle de simulation de la machine.

Le schéma d'estimation peut être représenté par le schéma fonctionnel suivant :

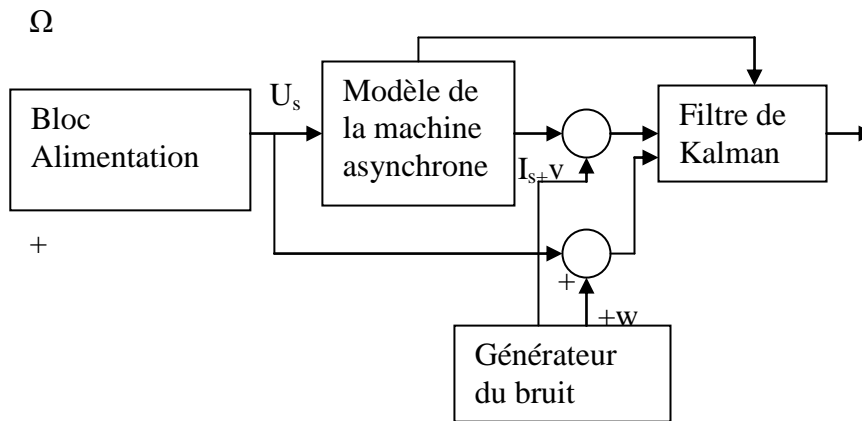


Fig.III-7 : Schéma-bloc

La figure III-8 représente les variations du flux à la sortie du filtre.

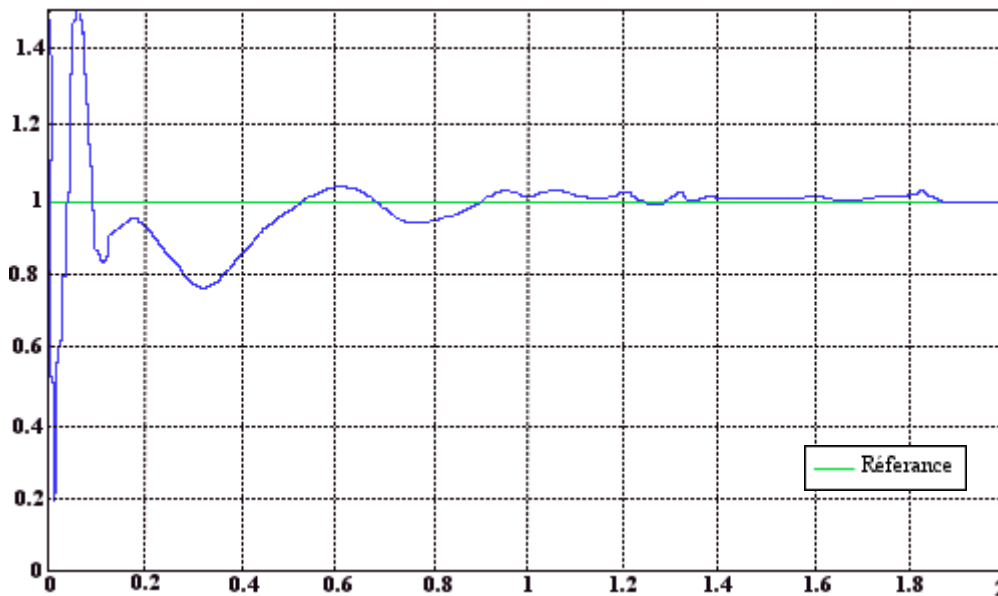


Fig : III-8 « Représentation de l'estimation du vecteur flux rotorique avec mesures bruitées par le filtre de KALMAN ».

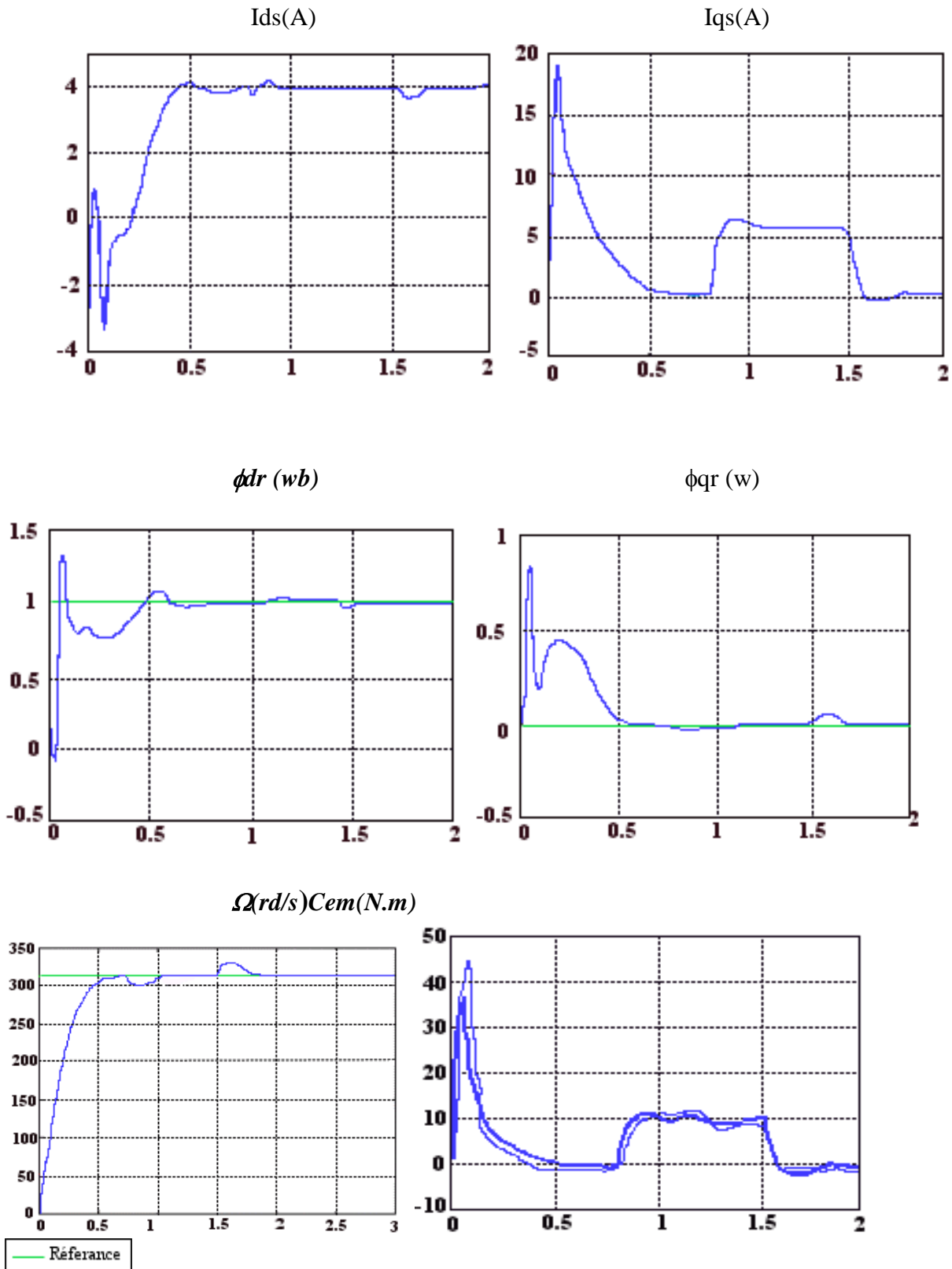
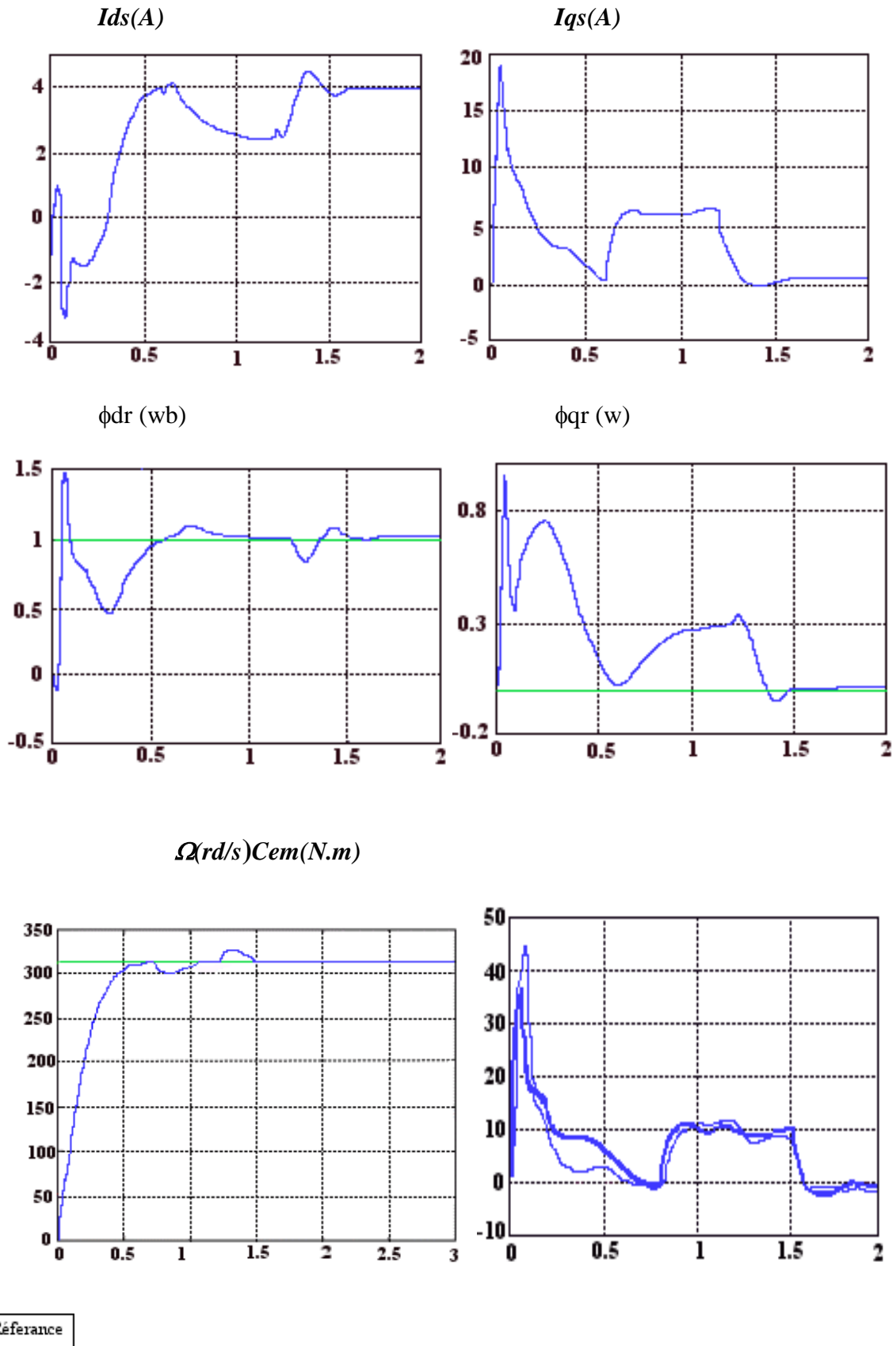


Fig :III-9 « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure par le filtre de KALMAN ».



**Fig :III-10** « Résultats de simulation de la commande direct pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ( $R_r=1.2R_r^*$ ) par le filtre de KALMAN ».

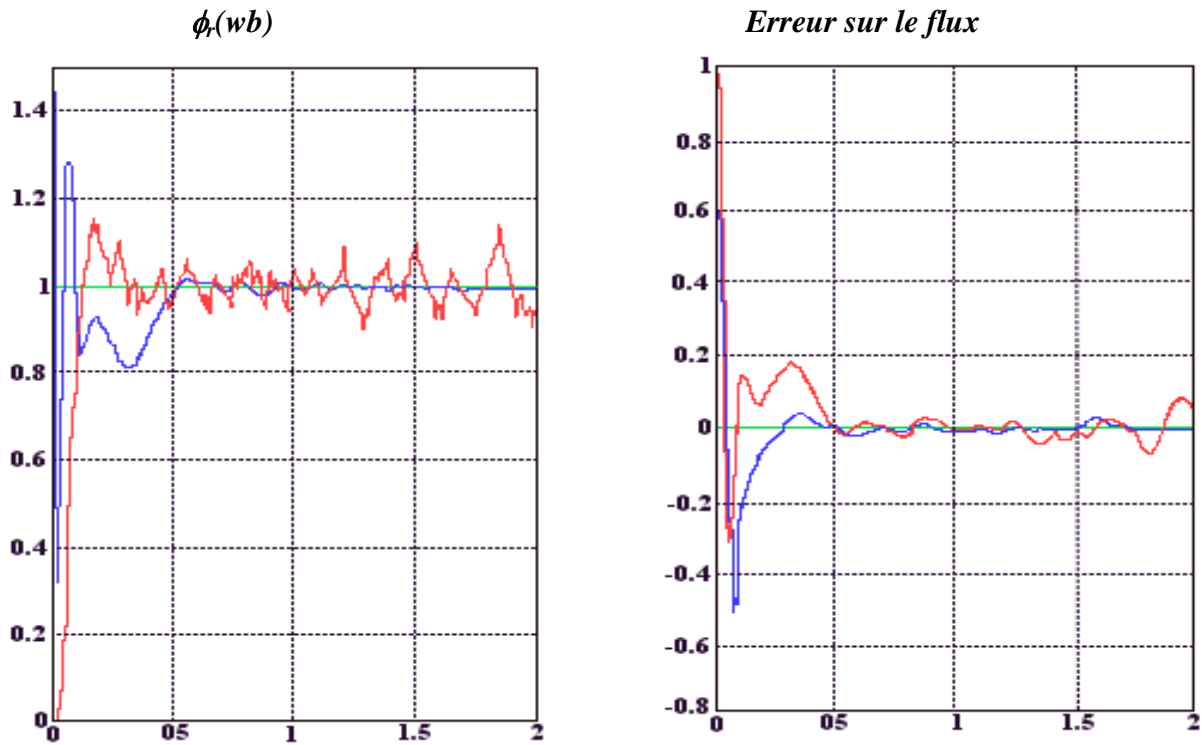


Fig :III-11 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre de Kalman ainsi que les erreur sur le flux ».

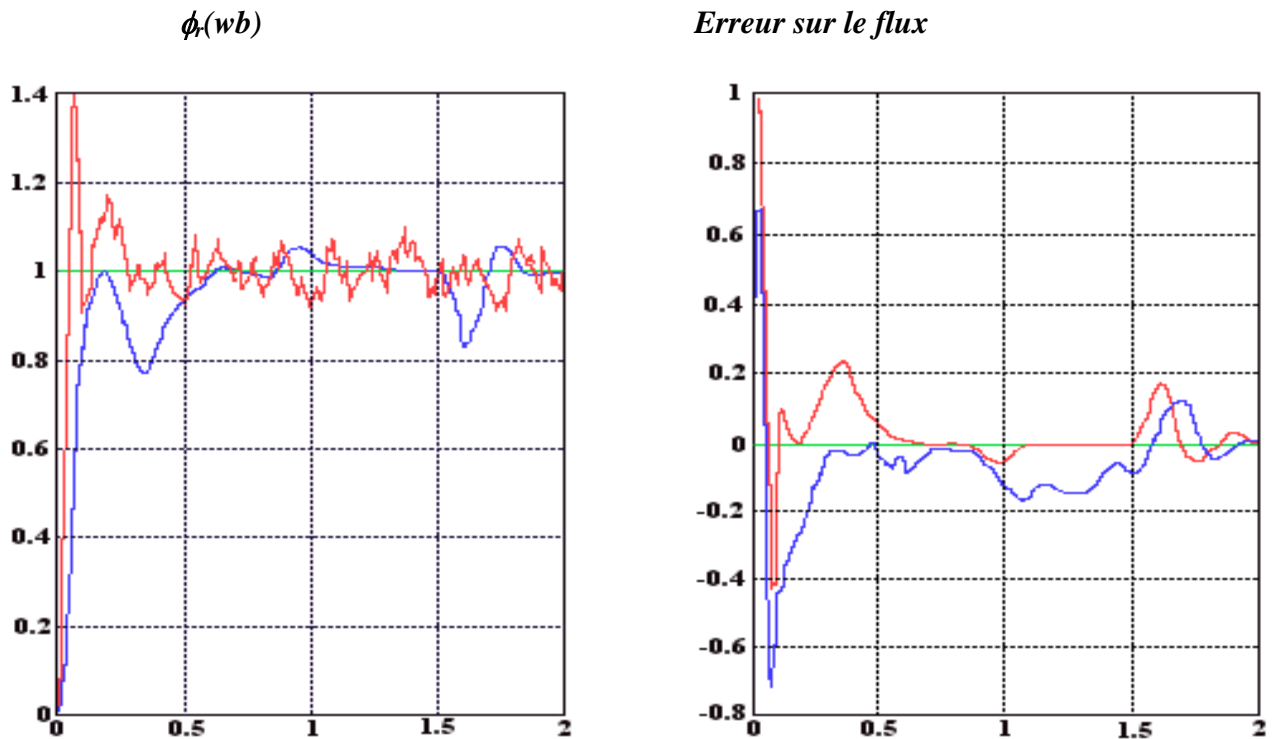
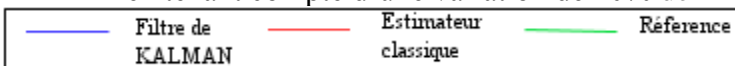


Fig :III-12 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre de Kalman en tenant compte d'une variation de 20% de Rr ainsi que les erreurs sur le flux ».



**III-10- Interprétation**

Les résultats de la simulation visent à comparer les performances de la commande vectorielle directe avec deux types d'estimateurs, à savoir les estimateurs classiques et les estimateurs à filtre de Kalman.

La figure (III-8-9) montre les différentes vitesses de contrôle vectoriel direct, et la figure (III-10) considère le changement de résistance du rotor.

De ces chiffres on constate que la vitesse est très robuste à l'application du couple résistant, le couple électromagnétique suit exactement sa valeur de référence, la différence qui existe au démarrage est due à Initialisation du flux.

Le module de flux et ses composantes restent à leurs valeurs de consigne et les courants  $I_{ds}, I_{qs}$  suivent exactement leurs valeurs de référence.

Comme on peut le voir à partir des résultats de simulation présentés, pour améliorer l'efficacité de la lutte anti vectorielle.

**III-11- Conclusion**

Une nouvelle approche basée sur l'estimation du débit du rotor a été développée pour résoudre le problème de la détérioration des performances causée par la susceptibilité au bruit de mesure et aux fluctuations de la résistance du rotor. Le KALMAN suggéré pourrait être considéré comme le meilleur estimateur car il supprime presque l'impact du bruit.

On peut également observer que le filtre de KALMAN s'écarte de la valeur réelle de plus de 20% de la fluctuation de la résistance rotorique, on peut donc utiliser le filtre de KALMAN étendu, dont l'inconvénient majeur est le temps de calcul, pour éliminer totalement l'influence de cette dernière variation. [17]



**Conclusion général**

## CONCLUSION GENERALE

---

Notre travail contribue à l'estimation du vecteur flux rotorique pour la commande vectorielle de la machine asynchrone afin d'aboutir à une commande robuste et performante. Après présentation du modèle de la machine asynchrone dans le repère de PARK qui permet de ramener son modèle à celui d'une machine à courant continu à excitation séparé. Nous avons réalisé un découplage artificiel et total entre le flux magnétique et le couple électromagnétique par trois différents modèle d'orientation du flux rotorique présente plus de simplicité et d'efficacité en vue d'implantation d'une commande numérique.

Deux types de commande vectorielle ont été présentés : la commande indirect et la commande directe : la première est basé sur la connaissance de la position du flux rotorique à partir de la vitesse rotorique mesurée et de la pulsation de glissement de référence. La seconde exige la connaissance du vecteur flux rotorique (amplitude et phase) à partir des grandeurs mesurées directement sur la machine.

Au cour de notre étude, de nombreux résultats de simulation font ressortir que la reconstruction du vecteur flux par un estimateur dynamique classique est très sensible aux bruits des grandeurs mesurées et aux variations de la résistance rotorique.

Pour résoudre ce problème, on a opté pour une estimation de la grandeurs désirée à l'aide d'un estimateur stochastique (filtre de kalman) ce qui nous permet d'affirmer qu'il est le meilleur estimateur du vecteur flux rotorique qui prend en compte de calcule, ce qui limite l'utilisation en temps réel sur des cartes microprocesseurs standards.

Comme on peut constater aussi que le filtre de kalman s'éloigne de la valeur réelle pour une variation de la résistance au- dela de 20%.

Les perspectives de recherches futures pour réduire le temps de calcule, consisteraient de prendre l'approche asymptotique du filtre de kalman dont le gain est déterminé selon des considérations stochastiques, ainsi que son implantation sur une carte DSP.



**ANNEXE**

---

## ANNEXE

---

### A- Régulaion

Dans une machine asynchrone, la méthode du champs orienté découple les interactions entre le couple et le flux d'une manière artificielle et ce, par le choix d'un référentiel (d,q) lié au vecteur flux rotorique. Ainsi l'expression (II-4) montre que la variation du couple peut être obtenue : en maintenant le flux constant et en faisant varier la composante en quadrature  $I_{qs}$  du courant statorique. Ce découplage nous permet d'étudier séparément une boucle de régulation du flux et une autre de vitesse.

On admet, au départ les hypothèses suivantes :

- Le système est complètement mesurable.
- Le modèle dynamique de la machine est valable dans toute la plage de fonctionnement.
- le convertisseur statique qui exécute l'ordre fourni par la commande peut être assimilé à une source de tension sinusoïdale triphasée, dont on peut piloter l'amplitude et la fréquence.

Nous proposerons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs P.I qui permettent d'avoir une bonne précision, une rapidité et une stabilité du système de transfert du régulateur est donné par :

$$R(S) = \frac{K_{1X}(1 + T_{1X}S)}{T_{1X}S} \quad \text{ou} \quad R(S) = K_{PX} + \frac{K_{1X}}{S}$$

$$\text{Avec : } K_{PX} = K_{1X} \quad \text{et} \quad K_{1X} = \frac{K_{1X}}{T_{1X}} \quad (\text{A.1})$$

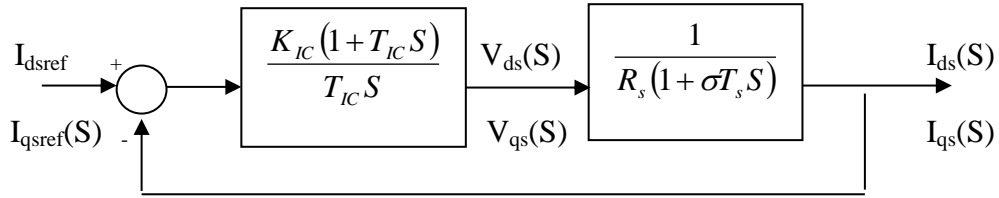
La détermination des paramètres  $(K_{1X}, T_{1X})$  du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulations continues. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation.

### A.1 Régulateur des courants

Le découplage effectué dans le chapitre II, nous permettant de procéder à la régulation des courants statoriques  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  de même fonction de transfert.

$$G(S) = \frac{I_{ds}(S)}{V_{ds1}(S)} = \frac{I_{qs}(S)}{V_{qs1}(S)} = \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{\sigma L_s}{R_s} S\right)} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s S)} \quad (A.2)$$

Le schéma bloc global de la régulation des courants ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ) est représenté sur la figure (A.1)



*Fig.A.1 schéma bloc de la régulation des courants*

Pour ramener le système en boucle fermée à un système de premier ordre, on choisira l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte. Le gain sera déterminé de telle sorte que la dynamique du système corrigé soit plus rapide que celle du système non corrigé, cette dynamique est caractérisée par le temps de réponse  $t_e$

Ainsi. Pour une boucle de régulation, on a les résultats suivants :  $T_{IC} = \sigma T_s$

$$K_{IC} = \frac{3R_s \sigma T_s}{t_e} \quad (A.3)$$

On choisit un temps de réponse  $t_e$  3 fois plus petite que celui du système non corrigé, on aura :  $T_{IC} = \sigma T_s$  et  $K_{IC} = 3R_s$

$$D'où \quad K_{PC} = 3R_s \quad \text{et} \quad K_{IC} = \frac{3R_s}{\sigma T_s} \quad (A.4)$$

### A.2 Régulateur de flux

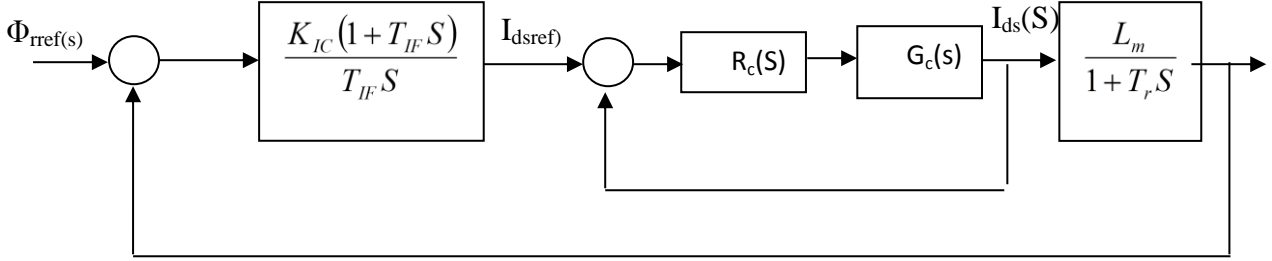
$$L_m L_{ds} = \Phi_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (A.5)$$

Cette équation montre que le flux rotorique  $\Phi_r$  est contrôlé directement par le courant  $I_{ds}$

On déduit la fonction de transfert :

$$G_F(S) = \frac{\Phi_r(S)}{I_{ds}(S)} = \frac{L_m}{1 + T_r S} \quad (\text{A.6})$$

Le schéma générale de la régulation du flux est représenté sur la figure A.2.



**Fig.A.2** Schéma bloc de la régulation du flux

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de régulation du courant  $I_{ds}$  est :

$$G_{IF}(S) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma T_s}{3} S} \quad (\text{A.7})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation globale est :

$$G_{FO} = \frac{\phi_r(S)}{\phi_{rref}(S)} = \left[ \frac{K_{IF}(1 + T_{IF} S)}{T_{IF} S} \right] \cdot \left[ \frac{1}{1 + \frac{\sigma T_s}{3} S} \right] \cdot \left[ \frac{L_m}{1 + T_r S} \right] \quad (\text{A.8})$$

En choisissant, la fonction de transfert en boucle fermée sera de seconde ordre et s'écrit sous la forme suivante :

$$G_{FF}(S) = \frac{G_{FO}(S)}{1 + G_{FO}(S)} = \frac{1}{\frac{T_{IF} \sigma T_s}{3 K_{IF} L_M S^2} + \frac{T_{IF}}{K_{IF} L_M S} + 1} \quad (\text{A.9})$$

Cette fonction de transfert est de la forme :

$$G_{FF}(S) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2 S^2} + \frac{2\xi}{\omega_0 S} + 1} \quad (\text{A.10})$$

$$\text{Avec: } \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{T_{IF}}{K_{IF} L_M} \quad \text{et} \quad \frac{1}{\omega_0} \frac{T_{IF} \sigma T_s}{3K_{IF} L_M} \quad (\text{A.11})$$

Pour un dépassement inférieur à 5%, l'amortissement correspondant à un système de seconde ordre est  $\xi = 0.7$ , ce qui donne :

$$K_{IF} = \frac{6T_r}{\sigma T_s} \quad \text{et} \quad T_{IF} = T_r A$$

D'où

$$K_{PF} = \frac{6T_r}{\sigma T_s} \quad \text{et} \quad K_{IF} \frac{6}{\sigma T_s} \quad (\text{A.12})$$

### A.3 Régulateur de vitesse

La boucle de régulation de vitesse nous permet de déterminer le couple de référence  $C_{emref}$  par le réglage de la vitesse de rotation, on admet les hypothèses suivantes :

La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement régulé sur toute la plage de régulation

On ne considère pas la régulation de la partie électrique du stator car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. La réponse des courants ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ) à leur valeur de référence apparaît comme quasi instantanée vis-à-vis de la partie mécanique du système.

Nous choisissons les équations rotoriques (I-28) du modèle de la machine asynchrone avec l'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique.

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = L_m I_{ds} + T_r \omega_{sl} \Phi_{qr}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = L_m I_{qs} + T_r \omega_{sl} \Phi_{dr}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} = \frac{fL_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{A.13})$$

On maintient  $I_{ds}$  constant et  $I_{qs}$  est un signal en échelon :

$$\begin{cases} I_{dsref} = \frac{\Phi_{rref}}{L_m} \\ I_{qsref} = u \\ \omega_{sl} = \frac{L_m u}{T_r \Phi_{rref}} = \frac{L_m u}{T_r \Phi_{rref}} \end{cases}$$

Après arrangement des formules (A.13) et (A.14), nous obtenons :

$$\begin{aligned} T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= \Phi_{dr} = \Phi_{rref} + \frac{L_m}{\Phi_{rref}} u \Phi_{qr} \\ T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} &= L_m u - \frac{L_m}{\Phi_{rref}} u \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (A.15)$$

$$J \frac{d\Omega_{qr}}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})$$

Comme  $I_{ds}$  est échelon, sa dérivation est égale à zéros en régime permanent.

Nous développons (A.15) et nous obtenons :

$$\begin{aligned} T_r^2 \frac{d^2\Phi_{dr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{dr} &= [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{rref} \\ T_r^2 \frac{d^2\Phi_{qr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (A.16)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \left( \Phi_{dr} u - \Phi_{qr} \frac{\Phi_{rref}}{L_m} \right)$$

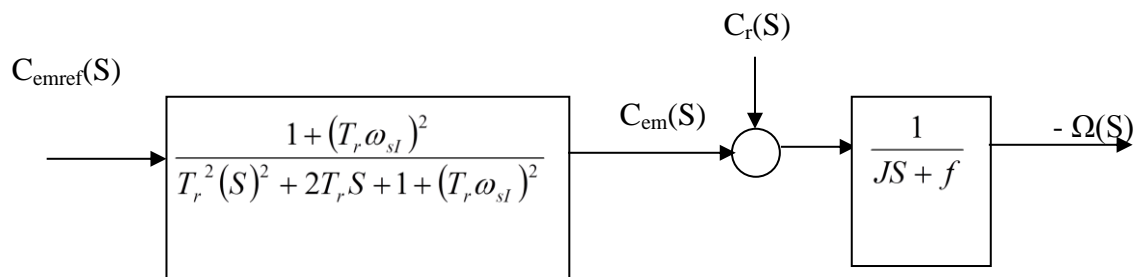
Soit :

$$\Omega(S) = \left\{ p \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{[1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{rref}}{[T_r^2 (S)^2 + 2T_r S + 1 + (T_r \omega_{sl})^2]} u(S) - C_r(S) \right\} \frac{1}{JS + f} \quad (\text{A.17})$$

Comme :

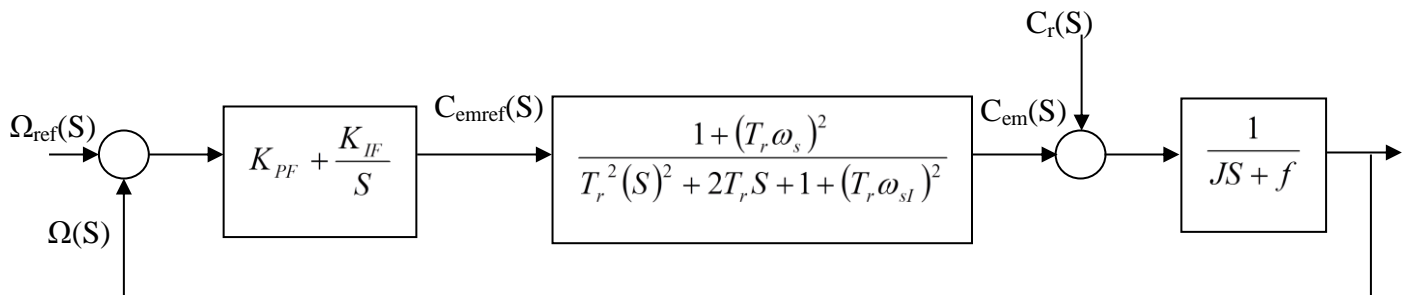
$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{rref} I_{qsref}) \quad (\text{A.18})$$

Le schéma bloc est le suivant :



**Fig.A.3** schéma-bloc de vitesse en boucle ouverte.

Le schéma bloc caractéristique de régulation de vitesse à l'aide d'un P.I est le suivant :



**Fig.A.4** schéma-bloc de régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système est la suivante :

$$P(s) = JT_r \left\{ (S)^4 + \left( \frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) (S)^3 + \left( \frac{2f}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^2 \right) (S)^2 + \frac{(f + K_{PV}) [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} S + \frac{K_{IV} [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} \right\} \quad (\text{A.19})$$

Pour que ce système ait une réponse optimale, il faut que :

$$\frac{(f + K_{PV})[1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \left( \frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2 \quad (\text{A.20})$$

$$\frac{K_{IV} [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \omega_0^4$$

En posant :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^2 + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left( \frac{L_m I_{qsref}}{T_r \Phi_{rref}} \right)^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{A.21})$$

Nous avons donc :

$$K_{PV} = \frac{2J}{T_r} \quad \text{et} \quad K_{IV} = \frac{2.8J}{T_r^2} \quad (\text{A.22})$$

## B- Contrôle

### B-1-Descrétisation du contrôle :

La régulation de vitesse par la méthode du champ orienté est une régulation numérique. Les régulateurs qui ont été élaborés dans l'annexe précédente sont continus, il faut donc discrétiser ces régulateurs en utilisant de la technique de transformée en z.

### B-2-Régulateur équivalent :

Les régulateurs utilisés sont de type proportionnel intégral. L'équation suivante représente la fonction de transfert d'un tel régulateur R(S) continu ( $\varepsilon$  : signal d'entrée, U : grandeur de sortie) :

$$R(S) = \frac{U(S)}{\varepsilon(S)} = K_{PX} + \frac{K_{LX}}{S} \quad (\text{B.1})$$

La transmittance en z donne :

$$R(z)^{-1} = (1 - (z)^{-1}) \mathcal{Z} \left[ \frac{R(S)}{S} \right] \quad (\text{B.2})$$

La discrétisation nous permet de donner l'expression numérique en  $z^{-1}$  :

$$R(z)^{-1} = \frac{U(z)^{-1}}{\varepsilon(z)^{-1}} = \frac{K_{PX} + (K_{IX}T - K_{PX})(z)^{-1}}{1 - (z)^{-1}} \quad (\text{B.3})$$

Nous obtenons donc les équations récursives :

$$U(K+1) = U(K) + K_{PX} \varepsilon(K+1) - (K_{PX} - K_{LX}T) \varepsilon(K) \quad (\text{B.4})$$

$\varepsilon(K)$  : représente l'erreur entre la grandeur de référence et la grandeur mesurée à l'instant ( k ).

T : représente la période d'échantillonnage.

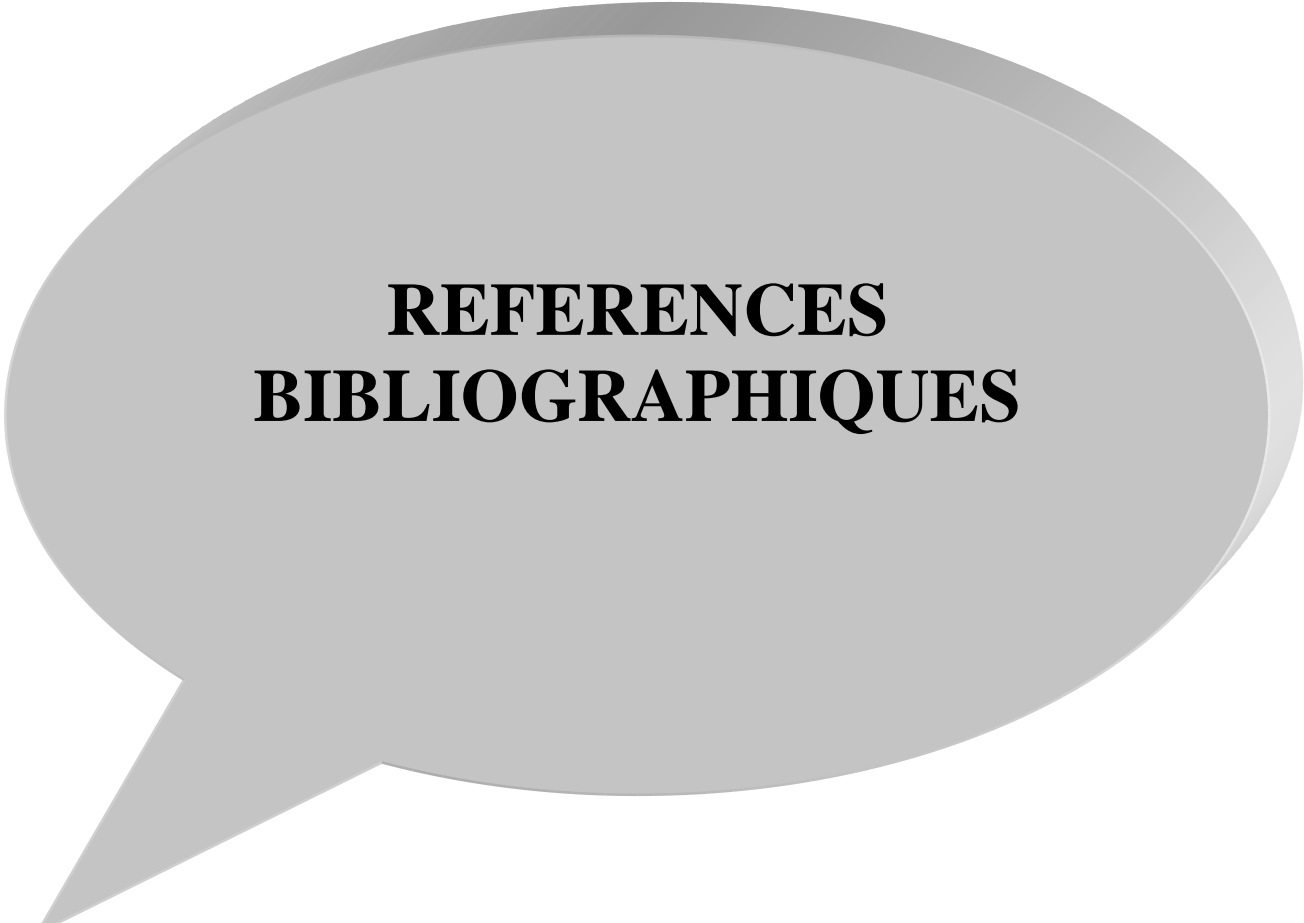
X : Correspond à C pour le régulateur du courant.

Correspond à F pour le régulateur du flux.

Correspond à V pour le régulateur de vitesse.

**C- Les paramètres de la machine**

Puissance.....	1.5 kw
Tension.....	220 v/380v
Courant nominal.....	6.4 A/3.7A
P : .....	2
Rs : .....	4.85 $\Omega$
Rr : .....	3.805 $\Omega$
Ls : .....	0.274 H
Lr : .....	0.274 H
Lm : .....	0.258 H
Rf : .....	500 $\Omega$
J : .....	0.031 kg.m <sup>2</sup>
f:.....	0.001136 Nm/rd/s
Nn : .....	1420 tr/mn



**REFERENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES**

## BIBLIOGRAPHIE

---

- *Ouvrages :*

**[1] J-P CARON , J-P HAUTIER :**

« Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Eyrolles-Paris 1995.

**[2] G.GRELLET , G.CLERC :**

« Actionneur électriques (principes/Modèles/commande) », Edition Eyrolles-Paris 1996.

**[3] H.BUHLER :**

« Réglage échantillonné, traitement par la transformation en Z », presses polytechniques Romandes 1982.

**[4] P.BARRET :**

« Régimes transitoires des machines électriques tournantes »,Ecole supérieure d'Electricité, Eyrolle-Paris 1982.

**[5] G.SEGUIER :**

« L'électronique de puissance (les fonctions de base et leur principales application) », Université des sciences et Technique de Lille Paris 1990.

**[6] P.BORNE :**

« Commande et optimisation des processus », Institut Industriel du Nord Lille, Edition Technip 1990.

- *Thèses :*

**[7] M.OUADGHIRI :**

« contribution à la commande vectorielle des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension ( Comparaison des méthodes d'estimation du vecteur flux rotorique et de la vitesse) », Thèse de doctorat, Faculté polytechnique de Mons, Janvier 1995.

**[8] S.REHAHLA :**

« Etude de commande d'une MAS triphasé par la technique u flux orienté », Thèse de magister, E.N.P, 1996.

**[9] K.YAZID :**

« Commande vectorielle de la MAS avec prise en compte des variation de la constante de temps rotorique » , thèse de magister U.S.T.H.B, 1996.

**[10] A.BERRIM , L.HACHEMI**

« Commande vectorielle d'une MAS alimenté en tension en régime saturé » thèse d'ingénieur Ferhat Abbase 2000.

**[11] S.HASNAOUI**

« Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté par modulation de largeur d'impulsion » , Thèse de magister, E.N.P, 1998.

• *Articles :*

**[12] Smail.BACHIR**

« Contribution au diagnostic de la MAS par estimation paramétrique » .Thèse de doctorat, L'université de POITIERS, 2002. [www.laii.univ-poitiers.fr](http://www.laii.univ-poitiers.fr)

**[13] Gabriel.Buche**

« Commande vectorielle de MAS en environnement de temps réel ».Thèse d'ingénieur C.N.A.M en, GRENOBLE, 2000. [www.the.univ-grenoble.fr](http://www.the.univ-grenoble.fr)

**[14] Lotfi.BAGHLI**

« Contribution à la command de MAS utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique ». Thèse de Doctorat, L'université de Henri Poincaré, Nancy-I, 1999. [www.sitlec-free.fr](http://www.sitlec-free.fr)

**[15] Imad.Al-rouh**

« Contribution à la command sans capteur de la MAS ».Thèse de Doctorat, L'université de Henri Poincaré, Nancy-I, 2004. [www.maliwatch.org](http://www.maliwatch.org)

**[16] D.ALZARD**

« Introduction au filtre de kalman ». janvier 2005, [www.leei.enseiht.fr](http://www.leei.enseiht.fr).

**[17] S.GREWAL**

“Kalman Filtring theory and practice using Mtlab”.Edition, Angus p.Andreus-2001. [www.kcl.ac.uk](http://www.kcl.ac.uk)

**[18] M.PIETRZAK , H.DAVID**

« Stratégie de commande et observateur pour les machine électriques ».Edition, king's CollegeLondon-2003.[www.kcl.ac.uk](http://www.kcl.ac.uk)

**[19] PATRICK.BRUNT**

« Introduction al commande vectorielle des MAS ».[www.patbrune.wanadoo.fr](http://www.patbrune.wanadoo.fr)

**Résumé :** Dans le présent travail, nous proposons une modélisation classique de la machine asynchrone dans le repère de Park, à savoir le modèle continu et le modèle discret, ce qui permet d'aboutir un modèle simplifié de la machine.

En suite, nous présenterons la théorie générale de la commande par flux orienté, en dérivant deux méthodes de commandes (indirecte et directe) pour une alimentation de tension.

En fin, nous abordons la partie principale du travail. En proposant une commande directe par le modèle discret en comparant les deux types d'estimations à savoir l'estimateur dynamique et l'estimateur stochastique avec une variation de la résistance rotorique.

**Mots Clefs :** Machine asynchrone (M.A.S). Transformation de PARK. Onduleur de tension. Estimateur dynamique. Estimateur stochastique Simulation numérique.

**المخلص :** في هذا العمل، نقدم نمذجة كلاسيكية للماكينة الغير متزامنة في نظام بارك، أي النموذج المستمر والنموذج المتقطع، مما يسمح بالوصول إلى نموذج مبسط للماكينة. ثم، سنقدم النظرية العامة للتحكم بتوجيه التدفق، من خلال استنتاج طريقتين للتحكم (التحكم غير المباشر والتحكم المباشر) لإمداد الجهد. أخيراً، نناقش الجزء الرئيسي من العمل، من خلال تقديم تحكم مباشر باستخدام النموذج المتقطع ومقارنة نوعي التقدير، وهما التقدير الديناميكي والتقدير الاحتمالي مع تغيير مقاومة الروتور.

**الكلمات المفتاحية :** الماكينة غير المتزامنة (M.A.S). تحويل بارك. محول الجهد. المقدر الديناميكي. المقدر الاحتمالي. المحاكاة العددية.

**Summary :** The In this work, we propose a classical modeling of the asynchronous machine in the Park's reference frame, namely the continuous model and the discrete model, which leads to a simplified model of the machine. Next, we will present the general theory of field-oriented control, deriving two control methods (indirect and direct) for voltage supply. Finally, we address the main part of the work by proposing a direct control using the discrete model and comparing the two types of estimations, namely the dynamic estimator and the stochastic estimator, with a variation of the rotor resistance.

**Keywords:** Asynchronous machine (A.M). Park's transformation. Voltage inverter. Dynamic estimator. Stochastic estimator. Numerical simulation.