



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de la Technologie

Département de Génie mécanique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Spécialité : Electromécanique

Présenté par :

1. MOUMEN ABDELKARIM
2. ZAID ABDELHAKIM
3. KERROUCHE ALAEDDINE

Intitulé :

**ETUDE D'UNE COMMANDE EN VITESSE d'UNE MACHINE
ASYNCHRONE PAR FILTRE DE KALMAN**

Soutenue le : 27/05/2025

Devant le jury composé de :

Dr : AROUDJ Mohammed

Président

Dr : GUERFI Youcef

Examineur

Dr : DJOKHRAB Ala Edine

Encadreur

Année académique : 2024/2025

اهداء

الحمد لله الذي علّم بالقلم،

علّم الإنسان ما لم يعلم،

حمداً يليق بجلال وجهه، وعظيم سلطانه،

حمداً على ما أنعم، وما ستر، وما يسر،

حمداً لا ينقضي، على كل لحظة تعب أُتبعَت بتوفيق،

وعلى كل طريقٍ ظنناه مسدوداً، ففتحه بلطفه

إلى من غرست في قلبي بذور الطموح، وسقنتني بحنانها دون انتظار...

إلى أُمي، نبع الحنان وسرّ الدعاء المستجاب...

إلى من علّمني كيف يكون الصبر رجولة، والكذبطولة...

إلى أبي، سندي الأول ورفيق دربي في كل المراحل...

إلى عائلتي الكريمة، منبع الحب والدعم، ودفء الأمان...

إلى كل الأحباب الذين كانوا لنا ضوء في العتمة، وابتسامة في زمن العناء...

إلى أساتذتنا الأجلاء، مشاعل العلم ونبراس المعرفة، وخاصة الأستاذ:

"علاء الدين جخراب"، على ما قدمه من توجيه ونصح وتشجيع...

إليكم جميعاً، نهدي ثمرة جهدنا، ومفتاح بداية جديدة،

راجين من المولى أن نكون عند حسن ظنكم دائماً.

RESUME :

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

الملخص:

في هذا العمل، نقترح نمذجة تقليدية للآلة غير المتزامنة في الإحداثيات المرجعية لبارك، وتشمل النموذج المستمر والنموذج المتقطع، مما يسمح بالتوصل إلى نموذج مبسط للآلة.

بعد ذلك، سنعرض النظرية العامة للتحكم الموجه بالتيار المغناطيسي، من خلال اشتقاق طريقتين للتحكم (غير المباشر والمباشر) لآلة مزودة بتغذية جهد.

وأخيرًا، نتناول الجزء الرئيسي من العمل من خلال اقتراح تحكم مباشر باستخدام النموذج المتقطع، مع مقارنة بين نوعي التقدير، وهما: المُقدّر الديناميكي والمُقدّر العشوائي، في ظل تغير مقاومة الدوار.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة (M.A.S) ، تحويل بارك، مبدل الجهد، المُقدّر الديناميكي، المُقدّر العشوائي، المحاكاة العددية.

ABSTRACT :

In this work, we propose a classical modeling of the asynchronous machine in the Park reference frame, namely the continuous and discrete models, which leads to a simplified model of the machine.

Next, we present the general theory of flux-oriented control, deriving two control methods (indirect and direct) for a voltage-fed machine.

Finally, we address the main part of the work by proposing a direct control based on the discrete model, comparing two types of estimators — the dynamic estimator and the stochastic estimator — under variations in rotor resistance.

KEYWORDS: Asynchronous Machine (A.M.S), Park Transformation, Voltage Inverter, Dynamic Estimator, Stochastic Estimator, Numerical Simulation.

SOMMAIRE

Introduction Générale

1

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1	Introduction	3
I-2	Principe du fonctionnement	5
I-2-1	Description sommaire de la machine	5
I-3	Hypothèses simplificatrice	6
I-4	Equation du modèle de la machine	6
I-5	Transformation de PARK	9
I-6	Application de la transformation de PARK	12
I-7	Choix du référentiel	15
I-7-1	Référentiel lié au stator	16
I-7-2	Référentiel lié au rotor	16
I-7-3	Référentiel lié au champ tournant	16
I-8	Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension	17
I-8-1	Modèle continue	17
I-8-2	Modèle discret	20
I-9	Simulation	22
I-10	Interprétation des courbes	26
I-11	Association machine asynchrone-onduleur	27
I-12	Principe de fonctionnement	27
I-13	Modélisation du redresseur	28
I-14	Modélisation du filtre	28
I-15	Modélisation de l'onduleur	29
I-16	Simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur	31
I-17	Interprétation des courbes	33
I-18	conclusion	34

CHAPITRE II : PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

II-1	Introduction	35
II-2	Principe de la commande vectorielle	35
II-3	Procédé d'orientation du flux	36
II-3-1	Orientation du flux rotorique	38
II-3-2	Orientation du flux statorique	39
II-3-3	Orientation du flux d'entrefer	40
II-4	Différent méthode de la commande vectorielle	41
II-4-1	Méthode indirecte	41
II-4-2	Méthode directe	42
II-4-2-1	Utilisation des capteurs de flux	42
II-4-2-2	Utilisation des estimateur de flux	44
II-5	Structure d'une alimentation par orientation du flux	45
II-6	conclusion	47

CHAPITRE III : ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

III-1	Introduction	48
III-2	Modélisation discret de la command direct	49
III-3	Simulation de la commande avec régulation du flux	51
III-4	Interprétation	55
III-5	Filtre de KALMAN	56
III-5-1	Le filtre de KALMAN standard	56
III-5-2	Le filtre de KALMAN étendu	57
III-6	Estimation de l'état par le filtre de KALMAN	57
III-7	Observation déterministes du filtre	57
III-7-1	Théorie de l'observateur	58
III-7-2	Oservabilité et commandbilité	59
III-8	Filtrage stochastique	60
III-9	Théorie du filtre de KALMAN	61
III-10	Simulation	64
III-11	Interprétation	69
III-12	Conclusion	70

CONCLUSION GENERALE	71
----------------------------	-----------

BIBLIOGRAPHIE.

ANNEX.

RESUME

Liste de figures

Chapitre I

- 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 « Représentation spatiale des enroulement »
Fig : I-6 « Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension »
Fig : I-7 « Schéma de simulation en SIMULINK sous MATLAB d'un M.A.S »
Fig I-8 « Schéma bloc du modèle de la M.A.S »
Fig I-9 « Simulation de MAS à vide »
Fig I-10 « Simulation de MAS en charge nominal 10(N.M) »
Fig I-11 « Schéma de l'association MAS-onduleur statique »
Fig I-12 « La représentation par des interrupteur »
Fig I-13 « Représentation du signal de commande d'un interrupteur par (MLI) »
Fig I-14 « Simulation de MAS à vide »
Fig I-115 « Simulation de MAS en charge nominal 10(N.M) »

Chapitre II

- 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

- 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 »
FigIII-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 »

NOTATION

Indice

r	grandeur rotor ou de repère rotor (R)
s	grandeur stator ou de repère stator (S)
α	Axe α du repère stator (S) = (α, β)
β	Axe β du repère stator (S) = (α, β)
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

Φ	flux
Φ_r	flux rotorique
Φ_s	flux statorique
Φ_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 α
$V_{s\beta}$	tension statorique instantanée dans l'axe β
f	fréquence de réseau
θ	position du rotor
θ_s	angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe (S) lié au stator, $\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$
θ_{sl}	Angle de glissement
f	coefficient de frottement
σ	coefficient de dispersion
ω_s	pulsation statorique
Ω	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 paires de pôle
T_r	constante de temps rotorique
T_s	constante de temps statorique
J	moment d'inertie

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, liée 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 (insulated gate bipolar transistor) a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, les commandes vectorielles à flux orienté et de contrôle direct de couple ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

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

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 ce 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 meilleures performances c'est celle du contrôle vectorielle.

Cette technique de contrôle a été établie dès les années 70 par Hasse et Blaschke, elle permet l'obtention de performances comparables à celles des machines à courants continus. 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 ont fait l'objet d'un certain nombre de travaux.

La sensibilité de ces observateurs d'état aux variations 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).

CHAPITRE I :

Modélisation de la Machine Asynchrone

I-1- Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie son principal avantage réside dans l'absence de contact électrique glissant ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître .

Dans les pays industrialisés plus de 60% de l'énergie électrique consommée et transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

La simulation est un moyen efficace et économique utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparative tant au stade du développement (conception) qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : (**ATOSE, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK....**) La difficulté de simulation du moteur asynchrone, provient de structure fortement non-linéaire et le modèle contient plusieurs blocs non linéaires.

Ce modèle, basé sur les équations électriques instantanées, fait intervenir des paramètres résistifs et inductifs dont la valeur en fonction de phénomènes non linéaires tels l'effet thermique, l'effet pelliculaire dans les barres rotoriques de la machine à cage ou le phénomène de saturation des matériaux ferromagnétiques.

Ces phénomènes apparaissent avec des constantes de temps distinctes et doivent être considérés de façon différente.

Compte tenu de la lenteur des phénomènes thermiques, la variation des paramètres qu'ils induisent peuvent être prise en compte dans la commande par des correcteurs adaptatifs.

Les deux autres effets interviennent quant à eux beaucoup plus rapidement et mettent en jeu des variations locales de grandeur, difficilement modélisables au niveau d'équation globale.

Ceci set particulièrement le cas pour la prise en compte de la variation de la résistance rotorique due à l'existence de l'effet de peau.

Le phénomène de saturation magnétique, moyennant certaines approximations, peut quant à lui, être appréhendé par l'introduction dans les équations représentatives de paramètres variable : [1,2].

Le but de ce chapitre, est d'exposer les étapes aboutissant à un modèle biphasé de la machine asynchrone où nous retiendrons le modèle de PARK, continu et discret ainsi l'étude de son comportement par simulation avec deux types d'impulsion:

- Alimentation parfaitement sinusoïdale.
- Alimentation par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion « MLI ».

I-2 Principe du fonctionnement

I-2-1 Description Sommaire de La Machine (schéma avec $p=1$)

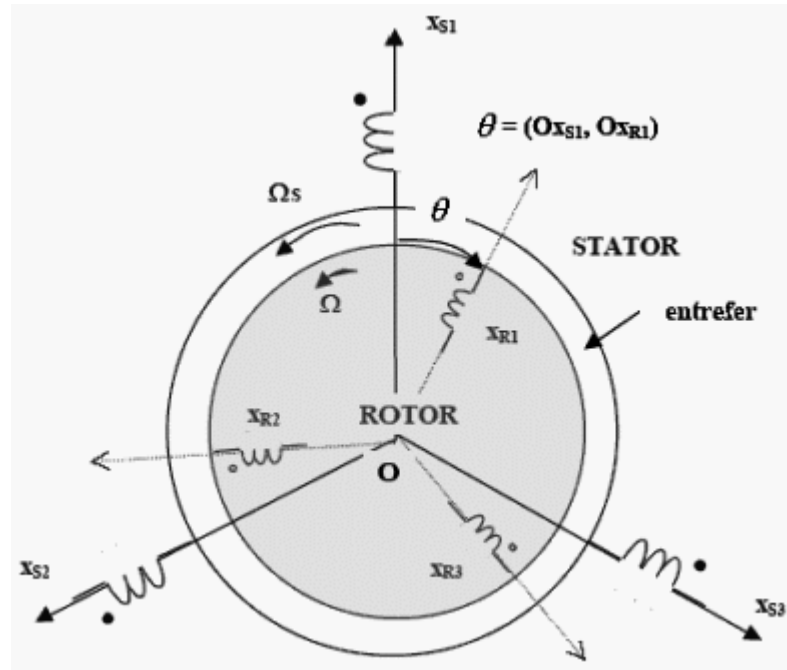


fig: I-1 : « Modèle d'une machine asynchrone triphasée »

Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone : trois enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. [8] [9]

Il va en résulta (THEOREME de FERRARIS) la création d'un champ glissant dans l'entrefer de la machine.

La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est : $\Omega = \omega_s / p$

Ou ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique et p le nombre de bobines de chaque bobinage p désigne également le nombre de paire de pôles du champ (un pair étant constitué d'un pole Nord et d'un pole sud.).

Le stator étant soumis à un champ variable doit être feuilleté pour limiter les pertes par courant de Foucault.

Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé à même nombre de pôles celui du stator.

Ces trois bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes, ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

On peut alors montrer que ce rotor à cage d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné le rotor tourne à une vitesse angulaire Ω à ne pas confondre avec Ω_s .

En régime permanent Ω et Ω_s sont des constantes mais ça n'est pas le cas en régime variable.

Sur la figure 1 les axes correspondent aux axes des phases statorique et rotorique

Posons: $\theta = (\text{O}_{Xs}, \text{O}_{Xr})$

L'angle fait par une phase rotorique par rapport à la phase statorique correspondant (c'est pourquoi on a omis l'indice), lorsque la machine tourne, cet angle θ est une fonction du temps, en régime permanent c'est la dérivée de θ qui est une constante.

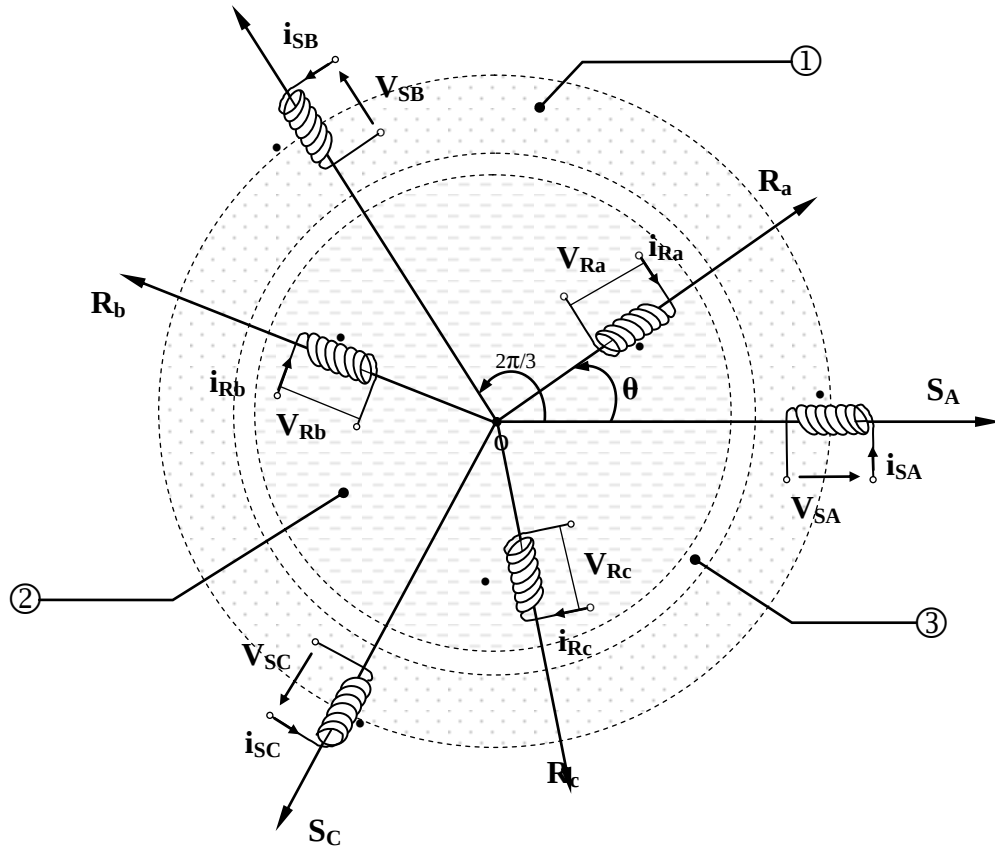
I-3- Hypothèses Simplificatrice

L'étude de la modélisation des machines asynchrone repose sur le contexte habituel des hypothèses simplificatrice, à savoir: [1, 3, 7, 8, 9, 16, 20]

- On négligera la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault (circuit magnétique parfaitement feuilleté.)
- On ne considère que la première harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice (FMM) créée par chaque phase du stator et du rotor.
- On néglige l'effet pelliculaire ainsi que celui de la température.

I-4- Equation du modèle de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, la structure de la machine asynchrone triphasée à cage est représentée par la disposition réelle de ces six enroulements dans l'espace électrique.



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer constant.

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

D'après la loi de Faraday appliquée sur une phase statorique ou rotorique, nous avons la relation suivante :

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

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

Pour les phases statorique :

$$[V_{ab\alpha(s)}] = [R_s][I_{ab\alpha(s)}] + \frac{d[\Phi_{ab\alpha(s)}]}{dt}$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{as}] &= [R_s][I_{as}] + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ [V_{bs}] &= [R_s][I_{bs}] + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ [V_{cs}] &= [R_s][I_{cs}] + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (I-1)$$

Pour les phases rotorique :

$$[V_{ab\alpha(r)}] = [R_r][I_{ab\alpha(r)}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{ab\alpha(r)}]$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{ar}] &= [R_r][I_{ar}] + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ [V_{br}] &= [R_r][I_{br}] + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ [V_{cr}] &= [R_r][I_{cr}] + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (I-2)$$

En posant :

$$\begin{aligned} [\Phi_{ab\alpha(s)}] &= [\Phi_{as}\Phi_{bs}\Phi_{cs}] && \text{Vecteur flux total statorique.} \\ [V_{ab\alpha(s)}] &= [V_{as}V_{bs}V_{cs}] && \text{Vecteur tension statorique appliqué aux trois phases.} \\ [I_{ab\alpha(s)}] &= [I_{as}I_{bs}I_{cs}] && \text{Vecteur courant traversant les enroulements statoriques.} \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} && \text{Matrice résistance statorique.} \end{aligned}$$

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

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

Les expressions des flux statorique et rotorique en fonction des courants statorique et rotorique sous forme matricielle s'écrivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ab\alpha(s)} \\ \Phi_{ab\alpha(r)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] \\ [M_{rs}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [M_{sr}] \\ [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ab\alpha(s)} \\ I_{ab\alpha(r)} \end{bmatrix}$$

Ou :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]$$

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

$$[V_{ab\alpha(s)}] = [R_s][I_{ab\alpha(s)}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{ab\alpha(s)}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_{ab\alpha(r)}] \}$$

$$[V_{ab(r)}] = [R_r][I_{ab(r)}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt}[I_{ab(r)}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{ab(s)}] \} \quad (\text{I-3})$$

L'équation du couple électrique :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L] [I] \right\} \quad (\text{I-4})$$

Avec :

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

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

On aura :

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

En somme, on aura un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement du rotor, d'où une complexité de la résolution analytique.

A cet effet, nous considérons une transformation qui nous offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent simple.

I-5- Transformation de PARK

Pour résoudre le problème posé par la dépendance des inductances mutuelle de l'angle de rotation, une grande simplification peut être obtenue par transformation du système d'équations précédent tout en gardant le principe de la conservation de la puissance.

De ce fait, on substitue un enroulement triphasé statorique ou rotorique par un enroulement biphasé équivalent, pour cela on définit une matrice $[C_1]$ qui engendre le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes $X_{\alpha\beta 0}$ du système biphasé tournant à la même vitesse tel que :

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

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

Sous forme condensée :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C_1] \cdot [X_{abc}]$$

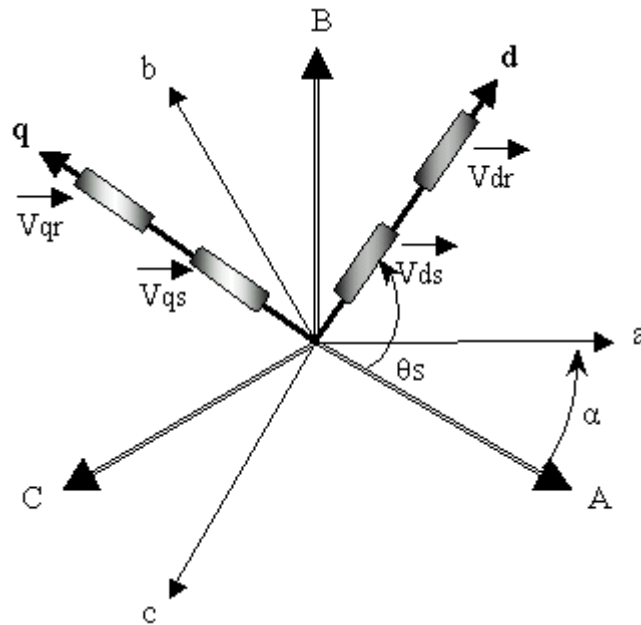


Fig . I-3 : « Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé »

La matrice C_1 présente l'avantage d'annuler les coefficients des mutuelles inductances entre deux phases statorique et deux phases rotorique, car l'écart entre les axes, α et β égale à $\pi/2$; cependant, la mutuelle position des enroulements statorique et rotorique varie lors de la rotation du rotor, donc une équation du couple qui est fonction des grandeurs variable.

Pour avoir une expression du couple électromagnétique indépendante des grandeurs variables et en fonction des grandeurs continues et des paramètres physiques fixes, on doit définir les équations de la machine dans un autre repère ou le rotor devient mutuellement fixe par rapport au stator. [1, 7, 10, 11, 17, 18, 22]

Ce référentiel est caractérisé par un système d'axe (d, q) tournant par rapport au stator à une vitesse, il est souvent appelé de PARK.

On définit donc une autre matrice de passage du repère (α, β, o) au repère (d, q, o), cette matrice est notée $[C_2]$, tel que :

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

Sous forme condensée :

$$[X_{dqo}] = [C_2][X_{\alpha\beta}]$$

ou :

$$\theta = \theta_c :$$

$$\theta = \theta_{sl} = \theta_c - \theta_r :$$

$$\theta_c :$$

$$\theta_r :$$

$$\theta_c - \theta_r :$$

pour les grandeurs statoriques

pour les grandeurs rotoriques

l'angle électrique entre l'axe « d » et « α ».

l'angle électrique entre l'axe « x » et « α ».

l'angle électrique entre l'axe « d » et « x »

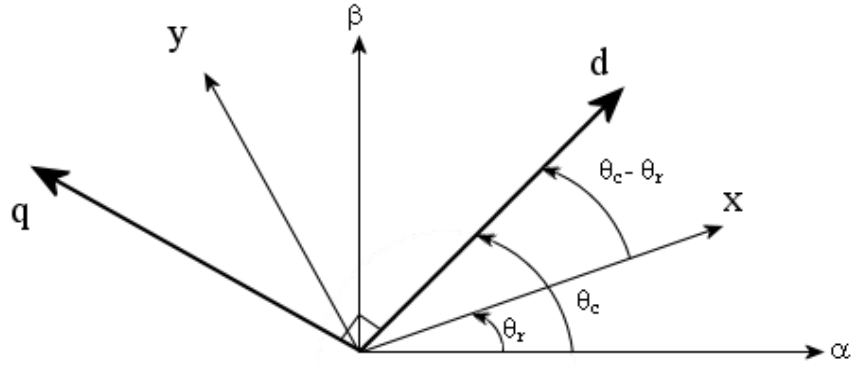


Fig. I-4 : Représentation de la transformation dans le repère tournant.

Pour avoir une seule transformation qui permet le passage direct des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dqo} du système triphasé, on définit une matrice notée $[P(\theta)]$ comme cela :

$$[P] = [C_2][C_1]$$

Donc :

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

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

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

La matrice inverse permettant le passage dans le sens inverse (biphasé-triphasé) notée

$[P(\theta)]^{-1}$, est donnée par :

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

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- Application de la transformation de PARK

En transformant les équations statoriques et rotoriques du système (I-1) et (I-2) en leurs équations orthogonales, par l'application de la transformation, $[P(\theta)]^{-1}$ et d'après (I-11), on obtient :

- Grandeurs statoriques :

$$[X_{abq(s)}] = [P(\theta_c)]^{-1} \cdot [X_{dq(s)}] \quad (\text{I-12})$$

- Grandeurs rotoriques :

$$[X_{abq(r)}] = [P(\theta_c - \theta_r)]^{-1} [X_{dq(r)}] \quad (\text{I-13})$$

Ainsi, on a d'après (I-1) et (I-2) :

$$[P(\theta_c)]^{-1} [V_{dq(s)}] = R_s [P(\theta_c)]^{-1} [I_{dq(s)}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{dq(s)}] \} \quad (\text{I-14})$$

En développant l'équation (I-14) et en la multipliant par $[P(\theta_c)]$ on trouve :

$$[V_{dq(s)}] = R_s [I_{dq(s)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq(s)}] + \omega_c j' [\Phi_{dq(s)}] \quad (\text{I-15})$$

Avec :

$$j' = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de rotation de } 90^\circ$$

$$\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$$

De la même façon, pour l'équation (I-14) et pour $\theta_{sl} = \theta_c - \theta_r$ et $\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt}$ on aura :

$$[V_{dq(r)}] = R_r [I_{dq(r)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq(r)}] + \omega_{sl} j' [\Phi_{dq(r)}] \quad (\text{I-16})$$

A partir des équations (I-15) et (I-16), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_c \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_c \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

De même, en appliquant la même transformation aux équations du flux développé (I-2), on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Avec :

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = 3/2 M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

D'après l'expression du couple (I-5) et en effectuant les changements des variables suivants :

$$[I_{abq(s)}] = [P(\theta_c)]^{-1} [I_{dq(s)}] \quad (\text{I-19})$$

$$[I_{abq(r)}] = [P(\theta_{sl})]^{-1} [I_{dq(r)}] \quad (\text{I-20})$$

En combinant (I-5, I-19, I-20), et après calcul, on trouve :

$$C_{em} = L_m [I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}] \quad (\text{I-21})$$

Pour plus de simplification de l'expression du couple, et en utilisant les formules des flux (I-19) on aboutit à :

$$C_{em} = [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] = \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}] \quad (\text{I-22})$$

Pour une machine à P paires de pôles, l'expression du couple est déduite à partir de (I-22), en la multipliant par P.

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}] \quad (\text{I-23})$$

L'analyse de ces équations indique que cette transformation correspond à une substitution des enroulements statoriques et rotoriques par des enroulements fictifs « d » et « q » dont les axes magnétiques sont en permanence alignés avec les axes « od » et « oq », ainsi ces enroulements sont mutuellement immobiles ce qui a pour avantage de simplifier les expressions des flux.

Ainsi l'équation du couple est simplifiée puisque sa dépendance des angles mécaniques est éliminée.

En effet, en substituant les flux par leur expression (I-18) dans les équations de tension (I-17), on obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_m & R_s + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

A travers ces équations, on voit la similitude du processus de conversion électromécanique d'énergie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu.

- $R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt}$: traduit la chute de tension ohmique dans les enroulements de la machine due au passage du courant I_{ds} dans l'enroulement statorique suivant l'axe « d »
- $-\omega_s L_s I_{qs}$: traduit la FEM induite par la rotation de l'enroulement statorique suivant l'axe « d »
- $L_m \frac{dI_{dr}}{dt}$: traduit le couplage magnétique entre les enroulements de même nature à travers la mutuelle inductance.
- $-\omega_s L_m I_{qr}$: traduit la FEM induite par la rotation de l'enroulement rotorique suivant l'axe « q » par rapport à l'enroulement statorique d'axe « d »

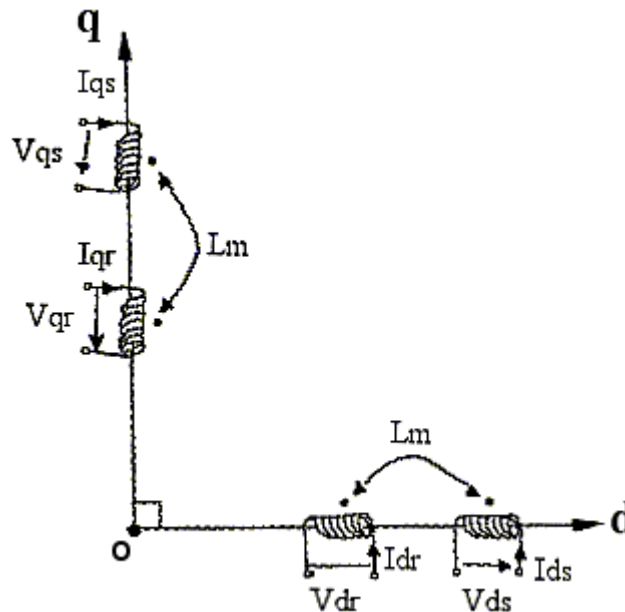


Fig. I-5 : « Représentation spatiale des enroulement »

De là on constate que le modèle de PARK de la machine asynchrone peut être assimilé à deux machines à courant continu couplées par mutuelle.

I-7- Choix du référentiel

Le choix du référentiel dépend du type de problème à étudier, selon la vitesse qu'on peut attribuer au repère «d-q» on distingue les référentiels suivants :

I-7-1- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est caractérisé par :

$$\omega=0 \text{ et } d \frac{d\theta}{dt} = -\omega_m$$

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} & V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} & V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I-25})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation [4]. Ce référentiel sera utilisé dans l'estimation du flux par le filtre de KALMAN.

I-7-2- Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, il est caractérisé par :

$$\omega_c = \omega_m \text{ et } \frac{d\theta_{s1}}{dt} = 0.$$

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} & V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} & V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I-26})$$

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

I-7-3- Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel correspond aux transformations des enroulements rotoriques et statoriques dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone ω_s de la machine, il est caractérisé par :

$$\begin{aligned}
 \omega_c = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_s - \omega_m &= \frac{d\theta_{s1}}{dt} . \\
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad \text{et} \quad V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \quad \text{et} \quad V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I-27}$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification des équations (1-14, 1-15) il est utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variables lorsqu'on veut étudier la transmittance du moteur relativement à de petites perturbations autour d'un régime donné [3]

Comme nous étudierons le problème de commande dans les chapitres suivants ; Nous opterons pour le choix de ce référentiel.

I-8- Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension

I-8-1- Modèle continue

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, dont le rotor à cage est en court-circuit ($v_{dr} = v_{qr} = 0$), on aboutit au modèle de la machine dans le repère de PARK permettant la description mathématique de son comportement en régime linéaire.

- Equations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I-28}$$

- Equations magnétiques

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (\text{I-29})$$

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}$$

- Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}] \quad (\text{I-30})$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I-31})$$

Avec :

$$\omega_r = p\Omega$$

En combinant les expressions (1-30 ,1-31), on aura :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}] - C_r - f\Omega \quad (\text{I-32})$$

- 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 ω_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 Φ_{qs} en fonction des variables d'état choisies, à partir de (1-29) :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds}$$

(I-33)

et

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

(I-34)

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs}$$

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

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

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 :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U]$$

[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-35)

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

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

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 :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left[p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f \Omega \right] \quad (\text{I-36})$$

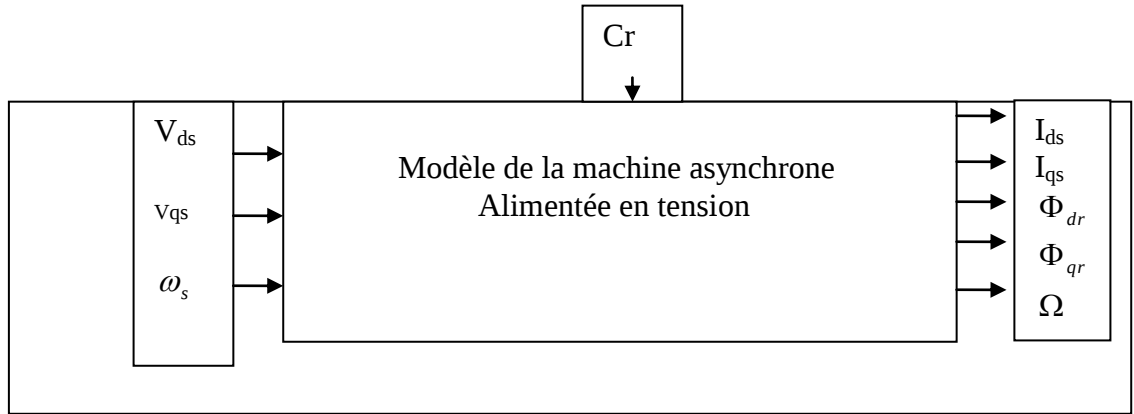


Fig. I-6 : « Schéma bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension ».

I-8-2- 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] :

$$F = e^{-AT} \quad (\text{I-37})$$

$$H = A^{-1} (e^{-AT} - 1) B \quad (\text{I-38})$$

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-36) en système d'état qui est décrit par :

$$\dot{X}_m = A_m X_m + B_m V$$

Avec :

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

$$Y = [\Omega \ C_r]^t \quad \text{et} \quad V = [C_{em} \ 0]^t$$

Le système discret de cette partie est :

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

(I-39)

$$B_{dm} = A_m^{-1} (e^{-A_m T} - 1) B_m$$

I-9- 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

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 :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\varphi) \\ V_{qs} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\varphi) \end{cases} \quad \text{avec } V_m = V\sqrt{2} \quad \textbf{(I-40)}$$

pour $\varphi = 0$, on a :

$$\begin{cases} V_{ds} = V\sqrt{3} \\ V_{qs} = 0 \end{cases}$$

*Bloc électrique.....TransformateurRotation.....Bloc de la Machine.....Résulta
de PARK Asynchrone*

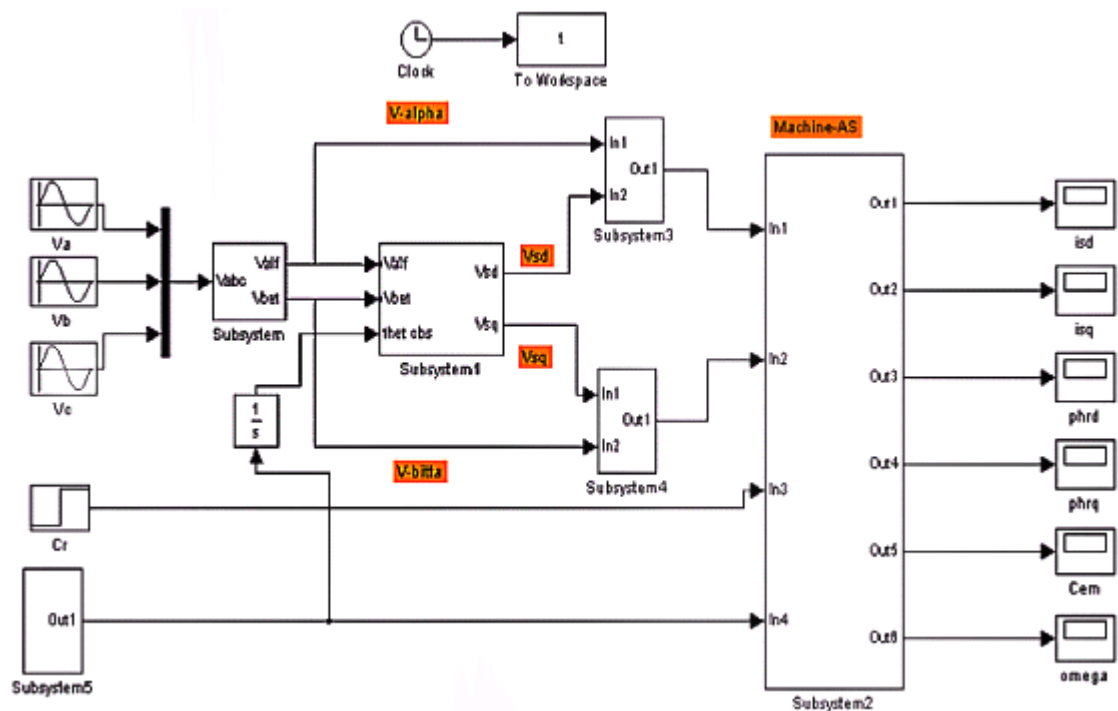


Fig : I-7 « schéma de simulation en SIMULINK sous MATLAB d'un M.A.S

Triphasée alimentée en tension avec : $x=[I_{sd}, I_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}]$ »

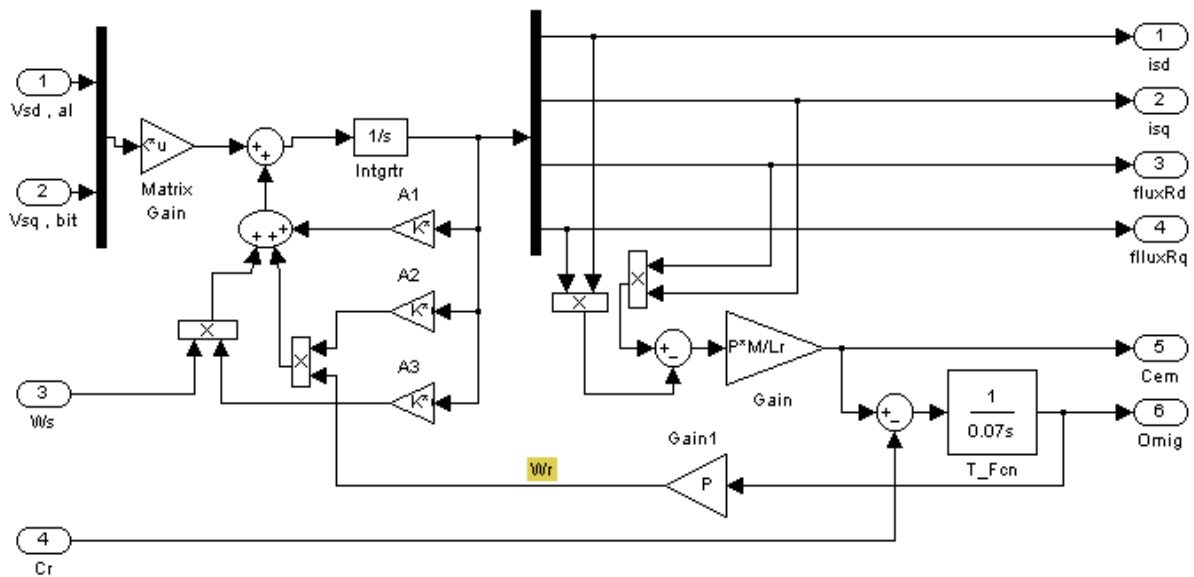


Fig : I- 8 « schéma bloc du modèle de la M.A.S »

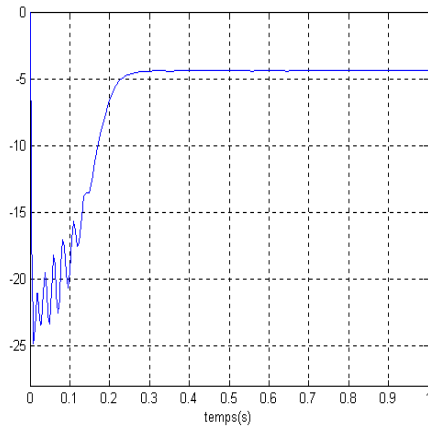
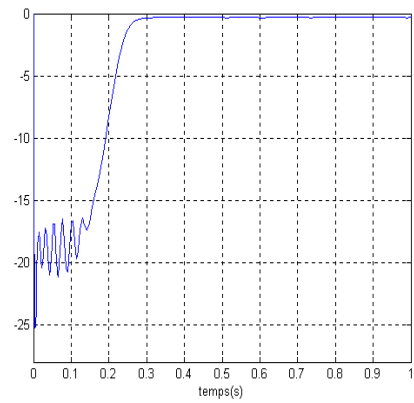
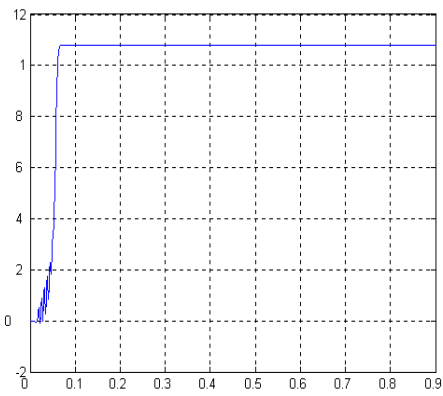
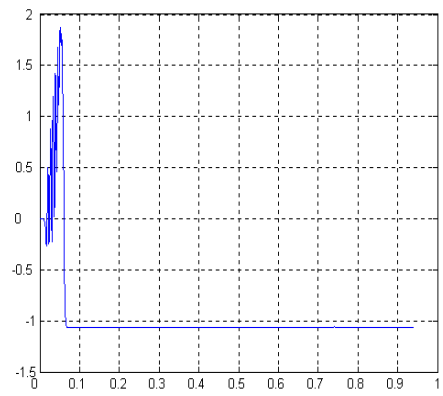
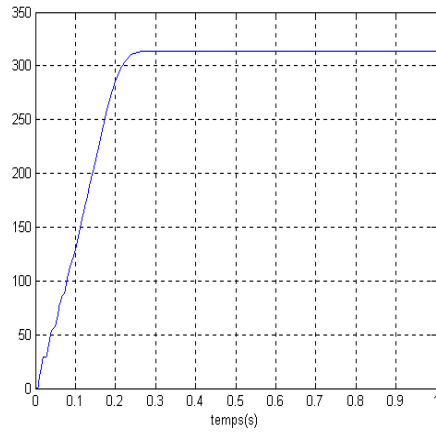
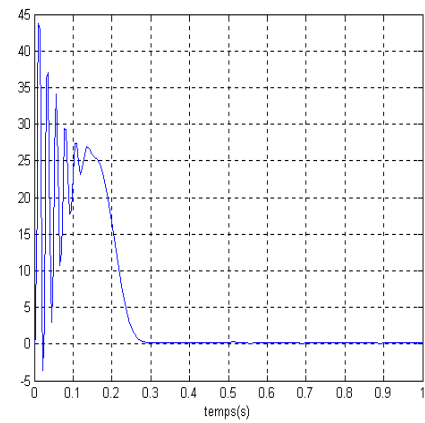
$I_{ds}(A)$  $I_{sq}(A)$  $\phi_{dr} (wb)$  $\phi_{qr} (wb)$  $\Omega(rd/s)$  $Cem(N.m)$ 

Fig : I-9 « simulation de la machine asynchrone à vide »

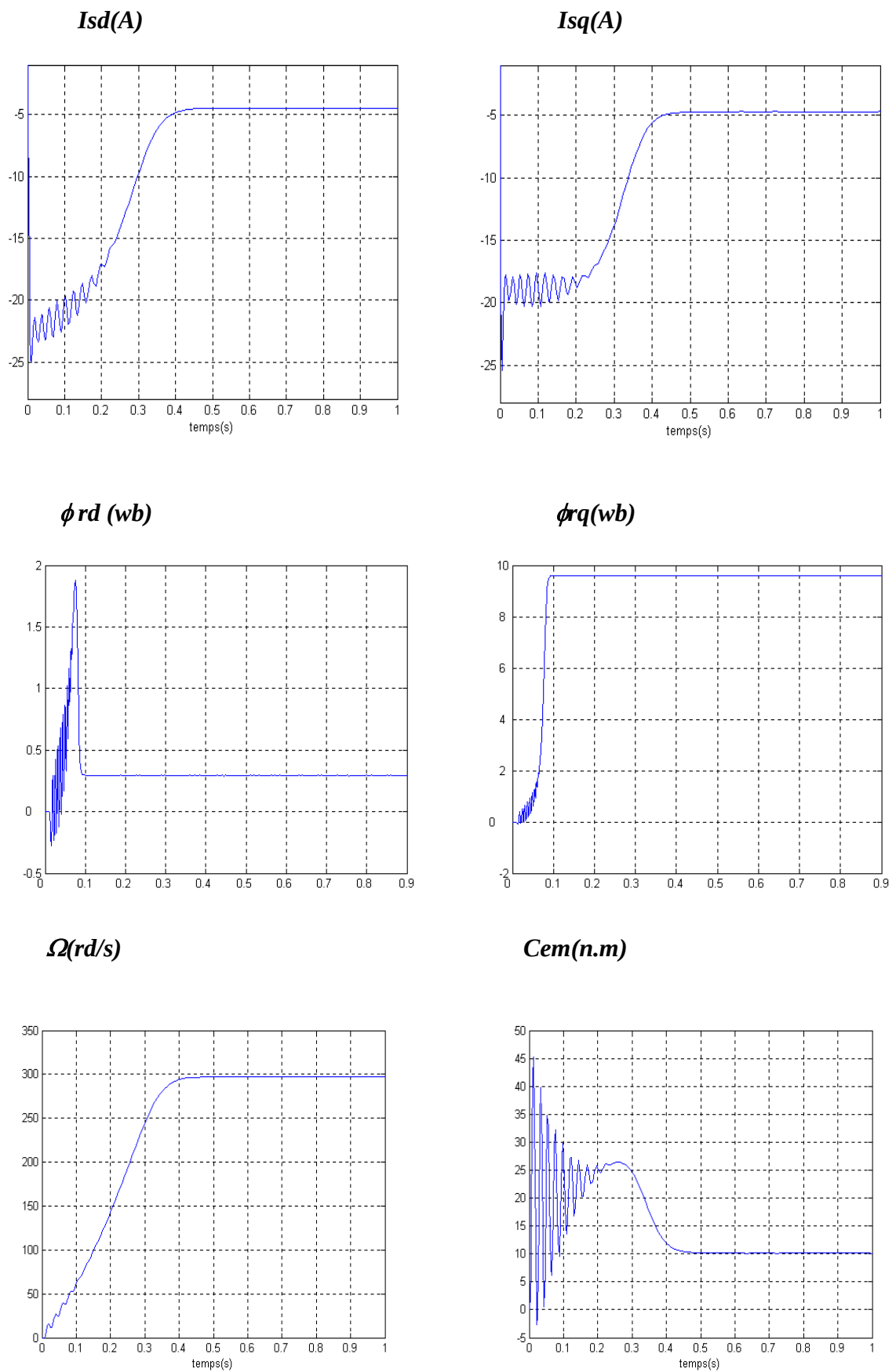


Fig: I-10 « Simulation de la machine asynchrone en démarrage nominal (10 N.M) »

I-10- Interprétation des courbes

Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par le réseau pour deux types de fonctionnement, démarrage à vide figure (I-9), démarrage en charge nominale figure(I-10), les grandeurs simulées sont les variables d'état (I_{ds} , I_{qs} , Φ_{dr} , Φ_{qr}) ainsi que le couple, la vitesse de rotation.

Sur la figure (I-9) ; on remarque que toutes les grandeurs ont un régime transitoire oscillant qui dure 0.27 (s), le démarrage en pleine tension permet d'avoir un établissement très rapide du couple qui atteint une valeur maximale de 44(N.M) lors de la mise sous tension avant de se stabiliser à une valeur permanente qui lui permet de compenser les pertes par frottement et ventilation.

La vitesse de rotation atteint une valeur proche de 320(rad/s), le courant I_{qs} se stabilise autour de $-4.48(A)$ et le courant I_{ds} s'annule en régime permanent.

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-11- association machine asynchrone-onduleur

Généralement l'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui est capable de délivrer une fréquence et une tension de sortie variable, qui sont à l'origine de la variation de la vitesse des machines à cage, en effectuant une double conversion en passant par le courant continu.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et la technique «MLI» (Modulation de la largeur d'impulsion), on peut réaliser des convertisseurs statiques qui ont permis d'imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs.

Effectivement la technique «MLI» par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence ainsi que le contrôle de son contenu harmonique, afin d'optimiser le fonctionnement du moteur en évitant les oscillations du couple et de la vitesse [4,14,15], parmi les différentes lois de modulations, on a adopté la modulation triangulo-sinusoïdale. Cette technique consiste en l'obtention des signaux de commandes par la comparaison d'une onde sinusoïdale dite modulante qui est l'image de la tension de sortie souhaitée à un signal triangulaire ou porteuse de fréquence multiple à celle de référence. Le choix du facteur de multiplication découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement du convertisseur[6,10,11]. La variation de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur est obtenue en agissant sur le rapport de l'amplitude de la modulante à celle de porteuse à tension d'entrée constante, ce rapport est réglable de zéro à une valeur maximale correspondante au fonctionnement nominale du moteur.

I-12- Principe de fonctionnement

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue à partir d'un redresseur à diode, alimentée par des tensions sinusoïdales triphasées décalées de $2\pi/3$ et un filtre pour éliminer les hautes fréquences. Où l'onduleur se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur, les polarités positives et négatives de la source.

Sachant que les ordres de commutation des interrupteurs sont obtenus par une comparaison des signaux sinusoïdaux à même signal triangulaire fig.(I-9)

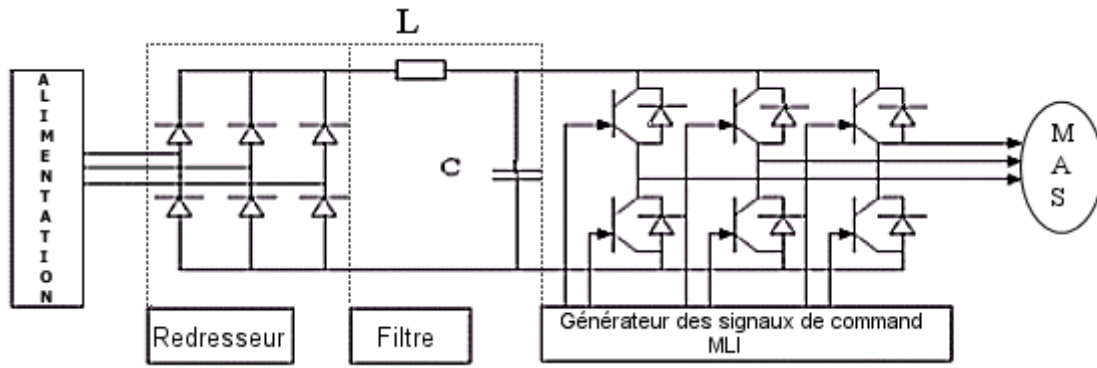


Fig : I-11 « Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique ».

I-13- Modélisation du redresseur

Un redresseur est un convertisseur statique alternatif-continu, la tension obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue, elle contient des ondulations.

On suppose que les diodes se comportent comme des interrupteurs parfaits, la valeur moyenne de la tension redressée par :

$$V_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \quad (\text{I-40})$$

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

I-14- Modélisation du filtre

Le filtre est du type passe-bas, dont son rôle d'atténuer les ondulations provoquées par le fonctionnement de l'onduleur.

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} \dot{I}_r = \frac{V_r - V_0}{L} \\ \dot{V}_0 = \frac{I_r - I_0}{C} \end{cases} \quad (\text{I-41})$$

$$I_r = I_0 + I$$

La fonction de transfert du filtre est :

$$F(S) = \frac{V_0(S)}{V_r(S)} = \frac{1}{LCS^2 + 1} \quad (\text{I-42})$$

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

1-15- Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif, il est constitué de six interrupteurs peuvent être des transistors de type MOSFT ou IGBT, on associe à chaque interrupteur une fonction logique S_j définissant son état, tel que :

$S_j = 1$ 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 (-)

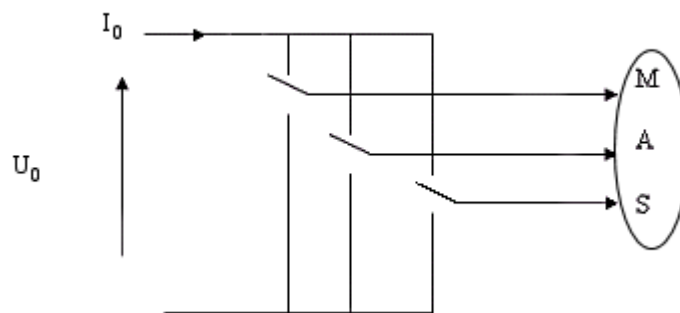


Fig. I-12 : « La représentation par des interrupteurs ».

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

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cd} \end{bmatrix} = U_{moy} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-43})$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{cb} \end{bmatrix} \quad (\text{I-44})$$

On combinant (I-42) et (I-43), 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) :

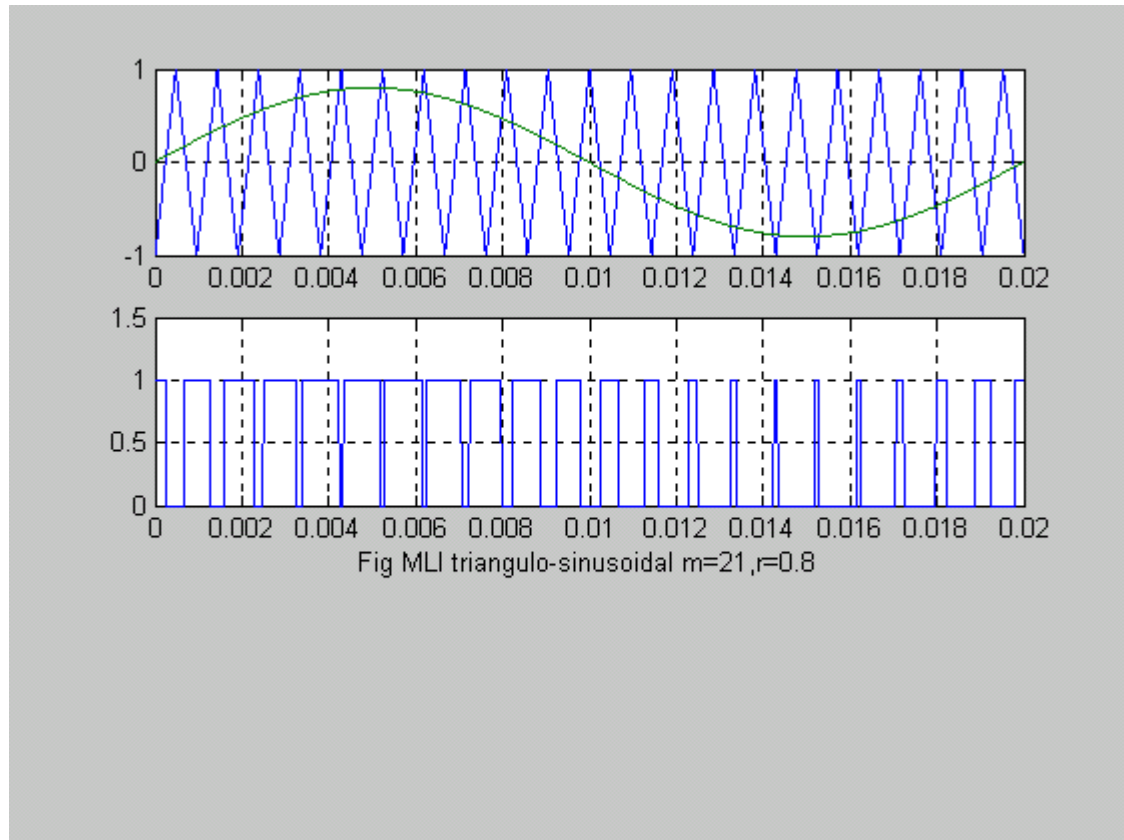
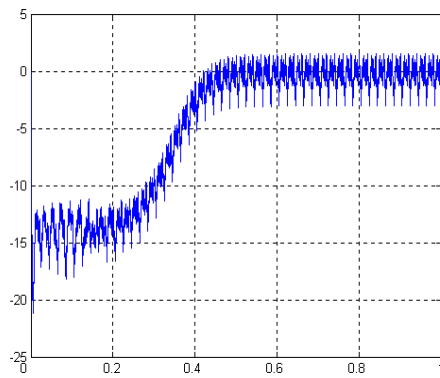
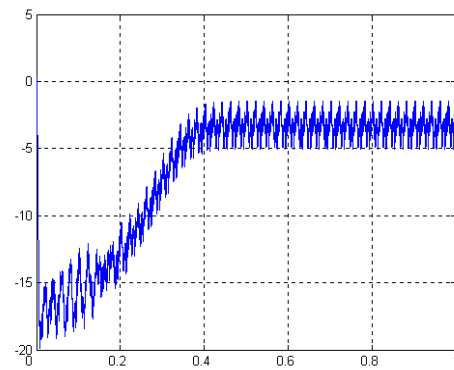
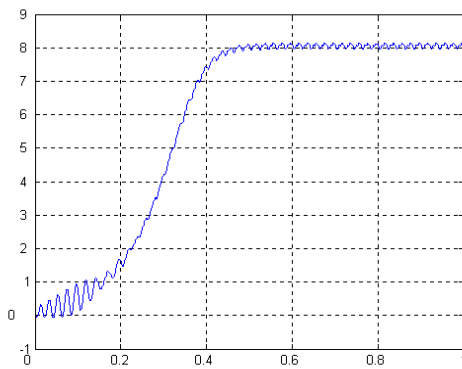
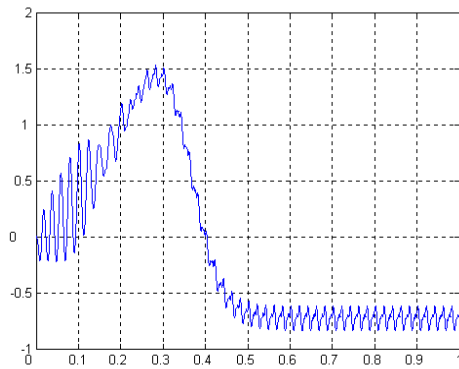
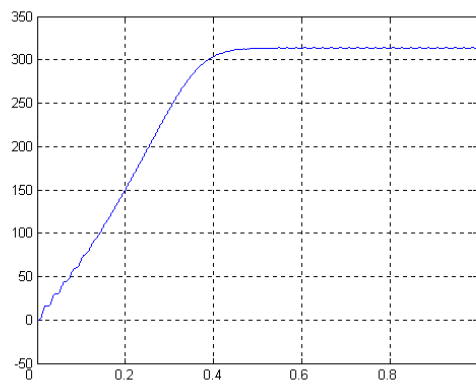
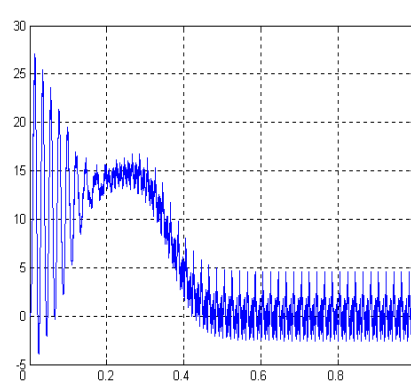
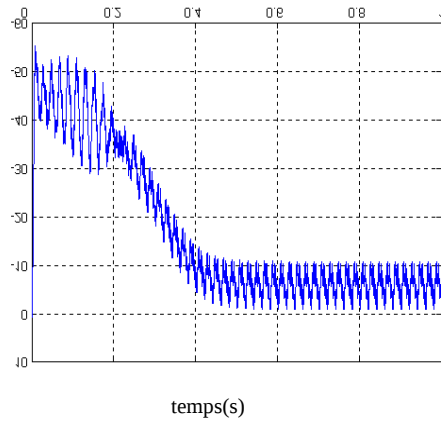


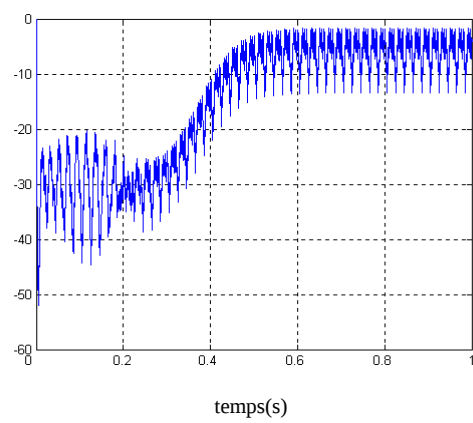
Fig I-13 : « Représentation du signal de commande d'un interrupteur par (MLI) »

I-16- Simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur **$I_{sd}(A)$**  $\text{temps}(s)$ **$I_{sq}(A)$**  $\text{temps}(s)$ **$\phi_{rd}(wb)$**  $\text{temps}(s)$ **$\phi_{rq}(wb)$**  $\text{temps}(s)$ **$\Omega(\text{rd/s})$**  $\text{temps}(s)$ **$cem(N.m)$**  $\text{temps}(s)$ **Fig :I-14 « simulation de la machine à vide »**

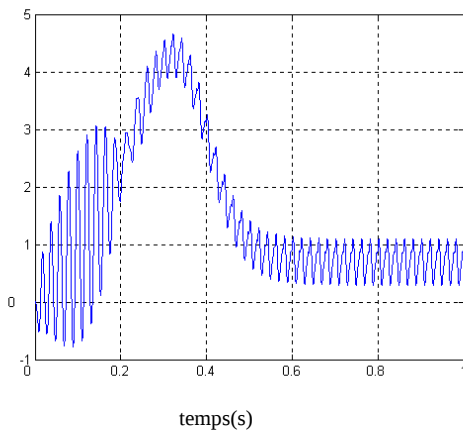
$I_{ds}(A)$



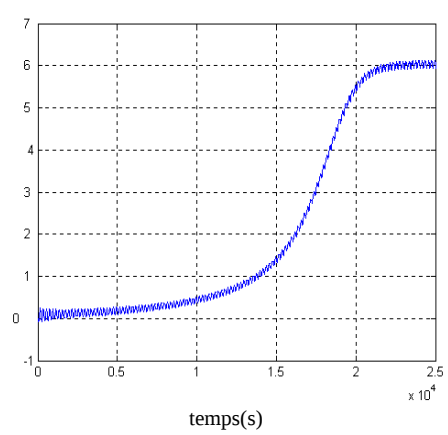
$I_{qs}(A)$



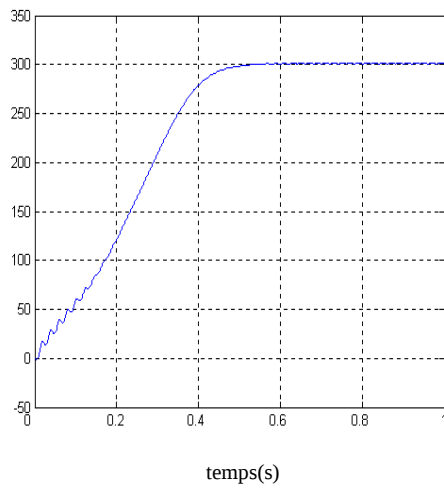
$\phi_{rd} (wb)$



$\phi_{rq} (wb)$



$\Omega (rd/s)$



$C_{em} (N.m)$

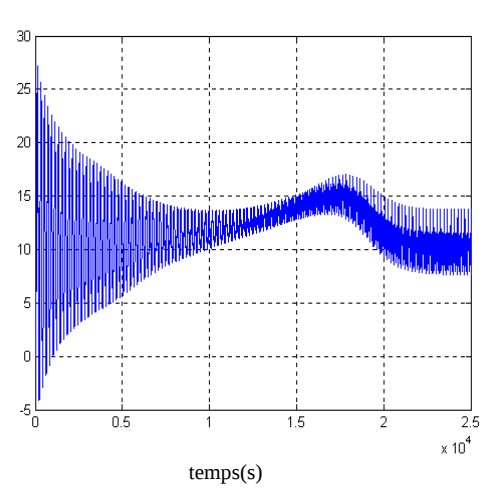


Fig :I-15 « Simulation de la machine en démarrage à charge nominal (10 N.m) »

I-17- Interprétation des courbes

Nous avons simulé la machine alimentée par onduleur de tension pour les même types de fonctionnement que précédemment, figures (I-14, I-15), les grandeurs simulées sont les variables d'état (I_{ds} , I_{qs} , Φ_{dr} , Φ_{qr}) ainsi que le couple, la vitesse de rotation.

Le comportement de la machine reste identique à celui dont la machine est alimentée par le réseau, cependant on remarque une augmentation du temps de démarrage (à vide 0.4 (s) et en charge 0.45 (s), ainsi que des ondulations supplémentaires sur les courbes du couple et des courants.

I-18- conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle biphasé de la machine asynchrone, ce modèle nous a permis une description mathématique des différentes grandeurs de la machine ; Il nous a permis aussi la simulation de celle-ci associée ou non à son convertisseur statique, à l'issue de cette simulation, on a constaté un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

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

Le chapitre suivant abordera la théorie du découplage de ces deux grandeurs.

CHAPITRE II :

Principe de la Commande Vectorielle

II-1- Introduction

L'utilisation des machines à courant continu dans le milieu industriel est due à leurs performances dynamiques et à la simplicité de leur commande.

Dans la machine à excitation séparée, le flux est contrôlé en permanence par le courant d'excitation, le couple est produit à partir du courant d'induit. Seulement la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et nécessite un entretien fréquent.

Face à ces limitations, les machines asynchrones caractérisées par leur simplicité de construction, leur robustesse et leur faible coût détrônent progressivement les machines à courant continu, par contre ces machines sont très difficiles à commander à cause du fort couplage entre le flux et le couple, et se présentent comme un système multi variable et complexe.

Grâce aux progrès considérables de la micro-électronique et l'électronique de puissance, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté. Ainsi on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant à excitation séparée.

Dans ce chapitre, nous présenterons les différents aspects de la commande vectorielle, puis nous exposerons les méthodes de commande à savoir méthode directe et indirecte.

II-2- Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté ou commande vectorielle introduit dès 1971 par F.BLASCHKE est basée sur la notion élémentaire de l'électromagnétisme : « la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. » il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnée quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ.

Ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu car les vecteurs champs et courant sont naturellement découplés ; contrairement à la machine asynchrone où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le charge. Comme il a été établi au premier chapitre, à partir de la transformation de PARK, il est possible d'avoir une structure de la machine asynchrone similaire à celle de la machine à courant continu, et dans l'interprétation physique : la puissance mécanique est portée par la partie tournante, l'axe « q » du rotor doit être porteur uniquement du couple et dépourvu du flux, on posera par conséquent :

$\Phi_r=0$ (Cas de l'orientation du flux rotorique), donc à partir de (I-18) 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.

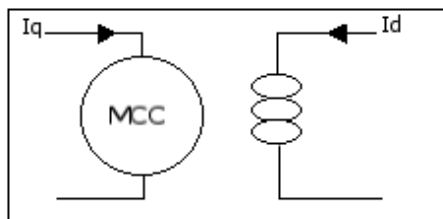
Dans la relation ci-dessus, on voit que l'enroulement « q » du stator joue le rôle d'un enroulement de compensation puisque le courant I_{qs} doit éliminer cet effet à travers la mutuel L_m [6, 7, 8, 9,10,11]

A partir de l'expression du couple (I-30), à quelle on applique de la commande on aura :

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

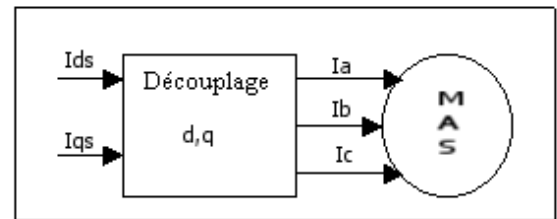
On voit également que le courant I_{qs} permet de contrôler le courant induit de la machine asynchrone, donc son couple électromagnétique, le flux étant lié à la composante I_{ds} .

De ce qui précède, on peut déduire que le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit de couple



Modèle de la machine à courant

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



Modèle de la machine asynchrone

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 du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, pour le modèle de la machine synchrone représenté par les équations biphasé, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant ou le flux à orienter (rotorique, statorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe « d »

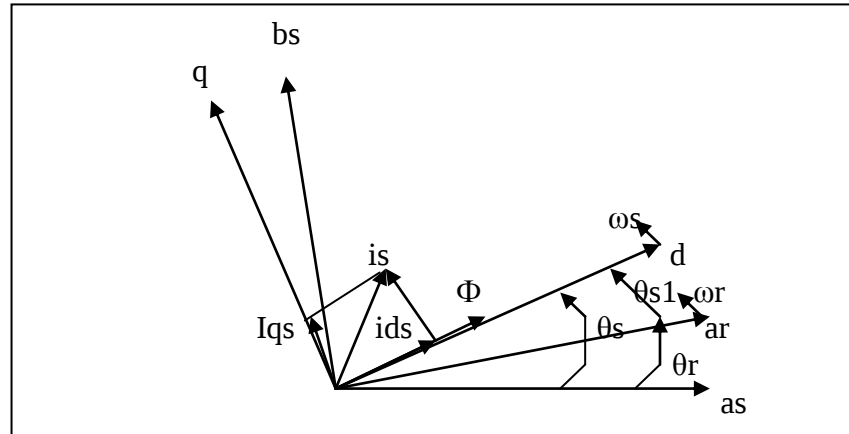


Fig.II-2: « Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer) »

Où Φ : représente le flux rotorique (Φ_r), statorique (Φ_s) ou d'entrefer (Φ_m).

Nous pouvons donc orienter selon l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal en imposant l'une des conditions suivantes [1, 17] :

- 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

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

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique (I_{ds} et I_{qs} respectivement).

Ces deux composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} d'où ; on considère que les grandeurs V_{ds} et V_{qs} sont des variables de commande et les grandeurs I_{ds}, I_{qs} , le flux à orienter et la vitesse mécanique « Ω » comme variable d'état.

II-3-1- Orientation du flux rotorique

En imposant la condition (II-1) aux équations du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, on aboutit système suivant :

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

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

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

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

Ces équations sont représentées par le schéma bloc suivant :

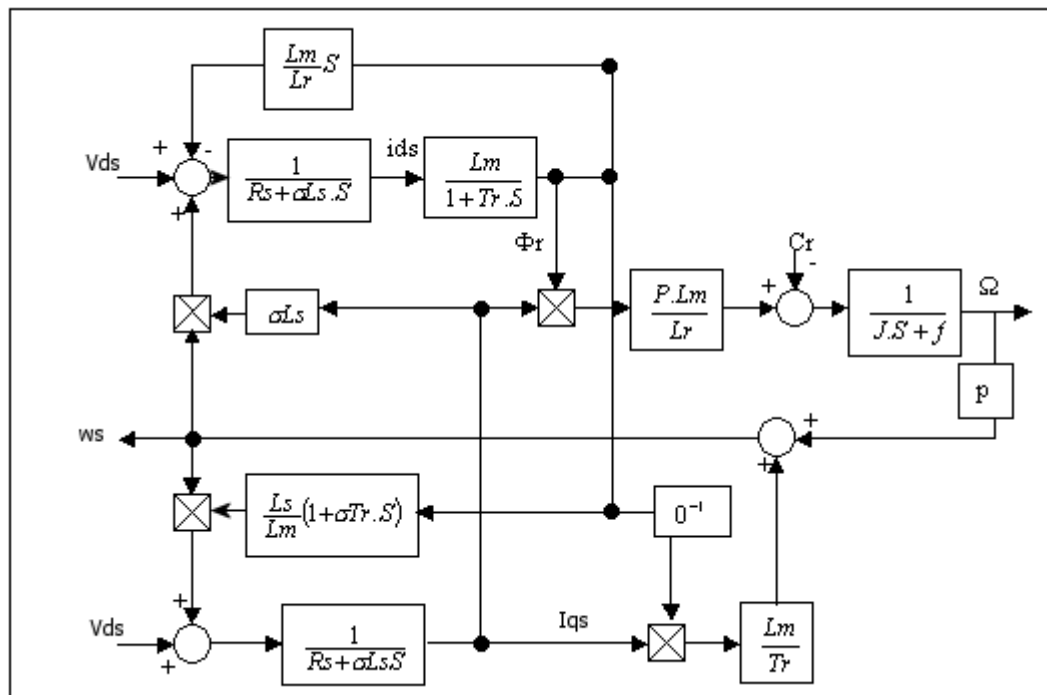


Fig.II-3: « schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique »

A partir de fig(II-3), on voit bien que le flux rotorique peut être commandé par le courant I_{ds} et le couple par le courant I_{qs} dans le cas où le flux rotorique Φ_r est maintenu constant. Si on compose les termes de couplage entre les axes « d » et « q ».

- la tension V_{ds} permet de commander le courant I_{ds} , donc le flux Φ_r .
- la tension V_{qs} permet de commander le courant I_{qs} , donc le couple C_{em}

II-3-2- Orientation du flux statorique

En imposant la condition (II-3), nous obtenons le modèle en tension par orientation du flux statorique :

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-L_s \left(\frac{T_s + T_r}{T_s T_r} \right) I_{ds} + \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs} + \frac{1}{T_r} \Phi_s + V_{ds} \right] \\
 \dot{I}_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-L_s \left(\frac{T_s + T_r}{T_s T_r} \right) I_{qs} + \omega_{sl} \sigma L_s I_{ds} - p \Omega \Phi_s + V_{qs} \right] \\
 T_r \dot{\Phi}_s + \dot{\Phi}_s &= L_s \left[\sigma T_r \dot{\Phi}_{ds} + I_{ds} \right] - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs} \\
 \omega_{sl} &= \left[\frac{\sigma T_r \dot{I}_{qs} + I_{qs}}{T_r (\Phi_s - \sigma L_s I_{ds})} \right] \\
 \omega_s &= \omega_r + \omega_{sl} \\
 C_{em} &= p \Phi_s I_{qs} \\
 J \dot{\Omega} + f \Omega &= C_{em} - C_r
 \end{aligned} \tag{II-5}$$

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

En imposant la condition (II-3), nous obtenons le modèle en tension par orientation de flux statorique :

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

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

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

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

On peut remarquer que dans les systèmes (II-5) et (II-6), le flux statorique Φ_s et le flux d'entrefer Φ_m dépendent simultanément des deux courants statoriques : I_{ds} , I_{qs} ; alors que le système (II-4) met en évidence le fait que le flux rotorique Φ_r ne dépende que de la composante directe I_{ds} .

Ainsi la commande vectorielle de la machine asynchrone peut être réalisée en contrôlant le flux statorique, le flux d'entrefer ou le flux rotorique. La comparaison de ces différentes variantes de la commande vectorielle est exposée dans les différents travaux [6, 7, 17, 19].

Les résultats de ces travaux, comme l'illustrent les systèmes d'équation (II-4,5,6), montrent que l'algorithme de commande le plus simple est obtenu dans le cas d'orientation du flux rotorique.

II-4- Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle découle de l'exploitation directe de principe de la machine à courant continu. Grâce à l'orientation fixe et en quadrature de flux inducteur et de courant d'induit de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes avec ces machines [6].

Le contrôle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la vitesse de synchronisme (champ tournant), pour y parvenir, deux méthodes sont envisageables :

1- La commande indirecte

Elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone avec orientation du flux ou la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement[1, 10,11].

2- La commande directe

La position de flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux [1, 10,11, 14,15].

II-4-1- Méthode indirecte

L'avantage précieux de cette méthode réside dans le fait qu'on s'intéresse seulement à la position du flux rotorique. Sans passer par son amplitude.

Considérons le couple électromagnétique $C_{emréf}$ et le flux $\Phi_{rréf}$ comme références de commande.

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

$$\begin{aligned}
 T_r \dot{\Phi}_{r\text{réf}} + \Phi_{r\text{réf}} &= L_m I_{ds} \\
 C_{em\text{réf}} &= p \frac{L_m I_{qs}}{L_r \Phi_{r\text{réf}}} \\
 \omega_{sl} &= \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_{r\text{réf}}}
 \end{aligned}
 \tag{II-7}$$

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

Où θ_r : représente la position mesurée du rotor.

Cette méthode est caractérisée par sa forte dépendance des paramètres de la machine, en particulier de la constante de temps rotorique, sachant que cette dernière dépend de la saturation et surtout de la température de la résistance du rotor.

Dans le cas où l'évolution de cette résistance ne serait pas prise en compte, la conséquence serait une dégradation des performances en régime statique et dynamique.

II-4-2- Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure au sein du processus.

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

Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux rotorique il faut utiliser des capteurs de flux [8] tel que :

- Capteur à effet hall

Placés sous les dents du stator. Ils sont mécaniquement fragile et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que l'échauffement excessif et les vibrations. Les signaux captés doivent d'être traités avant d'être exploités afin d'éliminer les harmoniques dues à l'influence des encoches, ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement.

- Des bobinages supplémentaires dans le stator

Des bobines placées sur un pôle du stator peuvent donner une mesure du flux rotorique.

• Des bobines statoriques

Les tensions aux bornes de la machine peuvent donner une mesure du flux rotorique. Cependant, à basse vitesse, la résistance de l'enroulement va devenir prédominant, nécessitant la mise en place d'une compensation.

L'utilisation des bobinages supplémentaires et les bobines statoriques ne peut être appliquée à très basse vitesse. Ainsi que les capteurs à effet hall nécessitent des moteurs spéciaux (simplicité, robustesse, et faible coût du moteur asynchrone sont perdus)

Sachant que ces capteurs devraient être installés au moment de la fabrication de la machine.

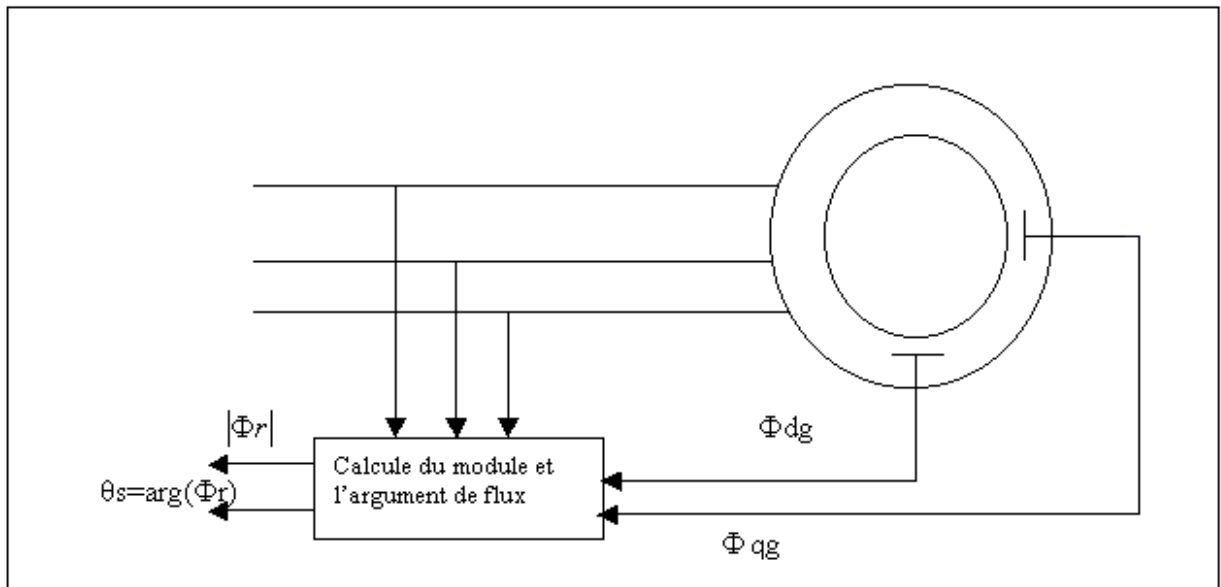


Fig.II-4 : « Méthode directe utilisant des capteurs du flux »

Pour cette méthode directe, le flux rotorique est exprimé par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}\overline{\Phi_r} &= L_r \overline{I_r} + L_m \overline{I_s} \\ \overline{\Phi_m} &= L_m (\overline{I_s} + \overline{I_r}) \\ \overline{\Phi_r} &= \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \overline{\Phi_m} - (L_r - L_m) \overline{I_s}\end{aligned}\tag{II-8}$$

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 découplage correct entre le flux et le couple qui 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 capteur de flux ont conduit les chercheurs à développer des modèles dynamiques de flux, Ces modèles consistent à déterminer la position et le module du flux à partir des grandeurs statoriques dans le référentiel lié au stator.

Cette méthode ne peut pas être utilisée à très basse vitesse, car la résistance de l'enroulement statorique deviendra prédominante, ce qui nécessite une compensation.

De même nous pouvons développer un modèle dynamique pour l'estimation du flux rotorique basé sur la mesure des courants statoriques et la vitesse du rotor. Ce modèle se déduit des équations du système (II-4) :

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

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

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

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

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

Sachant que ces deux méthodes sont valables sur toute la plaque de vitesse, cependant elles font intervenir les paramètres de la machine ainsi que les bruits de mesure. Et, si l'évolution de ces contraintes n'est pas prise en compte, le module et la position du flux rotorique ne peuvent pas être déterminés avec précision.

Pour palier à ces inconvénients et surtout les problèmes du bruit de mesure nous proposerons d'utiliser le filtre de KALMAN qui fera l'objet de notre prochain chapitre.

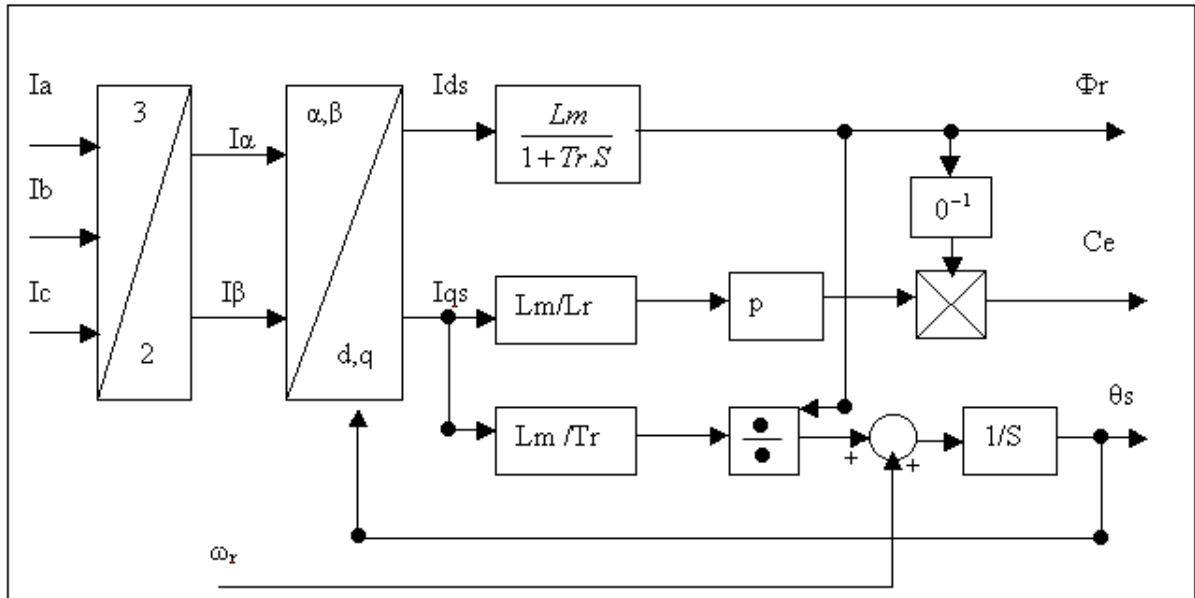


Fig.II-5-Méthode directe utilisant un estimateur du flux

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

Pour démontrer que la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles (couple, vitesse) d'une machine asynchrone on considère les tensions statoriques : V_{ds}, V_{qs} ainsi que la vitesse du champ tournant ω_s comme variable de commande, et les flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}) comme variables d'état. Les tensions statoriques et la vitesse du champ tournant sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (FOC :Field Oriented Contrôle) [1, 14,15].

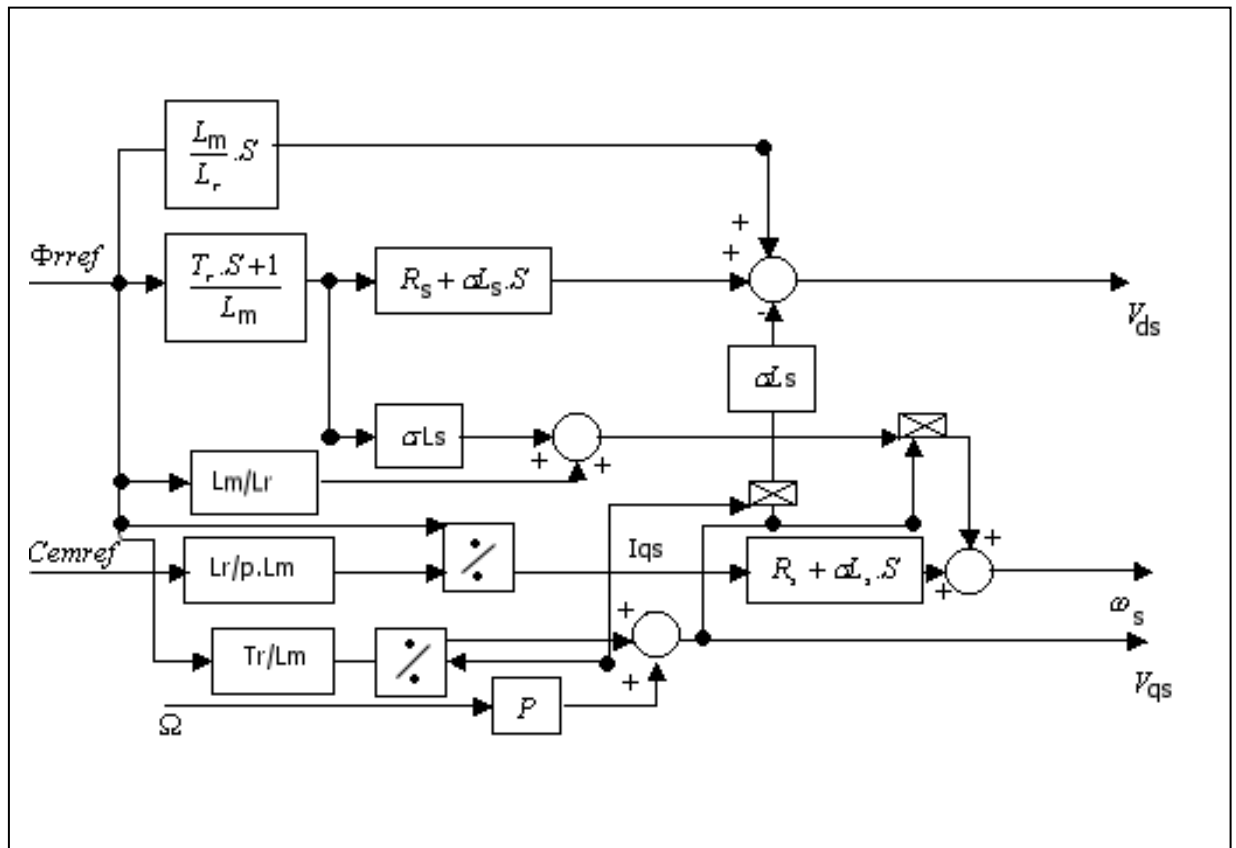


Fig.II-6-Scéma-bloc de la structure de commande en tension par (F.O.C)

II-6- conclusion

Après la présentation des trois modèles à flux orienté : orientation des flux rotorique, statorique et magnétique (entrefer), dont le choix a opté sur l'orientation du flux rotorique car il présente un algorithme de commande le plus simple et le plus efficace.

De plus, nous avons présenté aussi les deux types de commande vectorielle à savoir la commande indirecte et directe.

Et dans notre projet on a besoin d'étudier la méthode directe, le chapitre suivant abordera la partie de simulation de cette méthode.

CHAPITRE III :

Estimation du Flux Rotorique

III-1- Introduction

Actuellement, le développement de la micro-électronique a permis de remplacer les circuits de réglage de la commande analogique par des circuits entièrement numérique.

L'implantation de commande vectorielle directe d'une machine asynchrone sur une carte à microprocesseur nécessite la connaissance de l'amplitude et de la phase du vecteur flux rotorique par la machine (PARKE) est de grandeurs facilement mesurables (tensions, courants, vitesse de rotation de la machine) autre que le flux.

Les recherches sont arrivées à développer un modèle d'estimation de flux rotorique au moyen d'un observateur du flux en utilisant les observateurs d'état stochastique appliqués à un modèle d'état de la machine asynchrone.

Ces observateurs donnent une estimation optimale de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues.

Dans ce chapitre, nous présenterons et nous comparons les deux méthodes d'estimation du flux pour la commande directe discrète de la machine asynchrone. La première méthode utilise un estimateur dynamique classique basé sur les équations du modèle de PARKE, l'autre est une méthode stochastique (filtre de KALMAN) basé sur le modèle de par PARKE et fait intervenir les propriétés statistiques des bruits de mesures et de système.

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

Si nous notons par l'indice (k) toutes les variables échantillonnées, et en utilisant les résultats développés dans le chapitre (II), les équations d'une commande découplée se réduisent à :

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

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

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

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

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

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

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

Pour la commande vectorielle directe, le module du flux est contrôlé par une contre réaction (fig.III-1). A cet effet un estimateur du flux rotorique $\Phi_{rref}(k)$ est obtenu à partir de la mesure du courant $I_{ds}(k)$

La transformation en z de l'équation (III-1-b) donne :

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

La discrétisation nous permet d'écrire l'équation récursive suivante :

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

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

Pour les fonctions de transfert de différents régulateurs (vitesse, courant statoriques et flux) seront discrétisés au niveau de l'algorithme de commande, leur calcul est représenté dans l'annexe B

Le schéma-bloc de la commande vectorielle avec contrôle direct du flux d'une machine asynchrone est représenté à la figure (III-1)

A noter pour les raisons de simplification nous avons conservé la variable de Laplace « S » dans les fonctions de transferts de différentes régulations. Il est évident que ces différentes transmittances seront discrétisés au niveau de l'algorithme de commande.

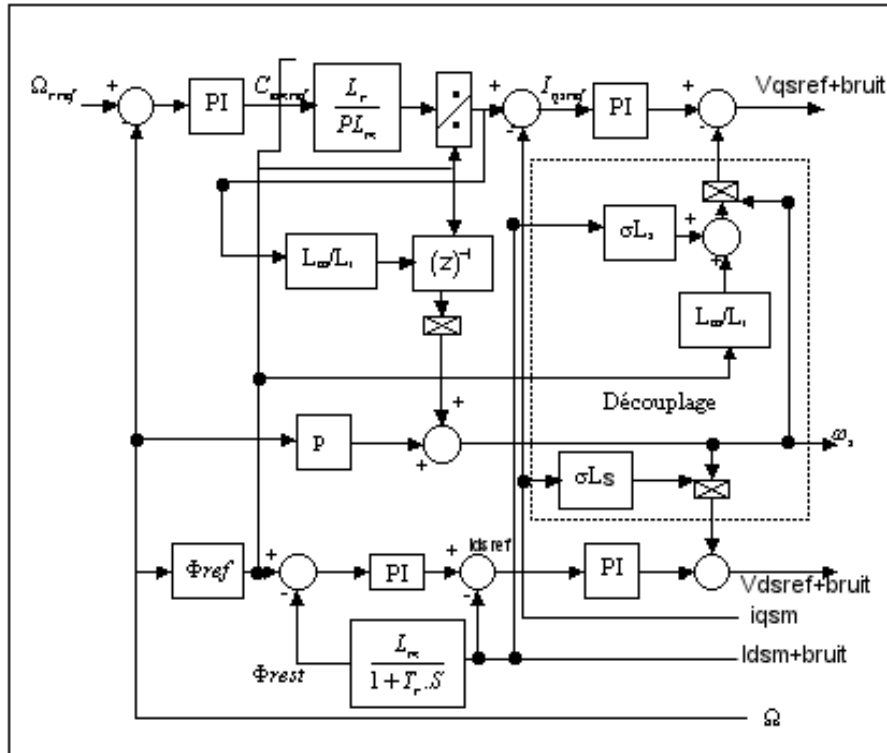


Fig.(III-1) : « schéma-bloc de la commande par orientation directe du flux »

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

Pour la simulation de la commande directe avec l'estimation classique où nous avons introduit un bruit aux entrées et aux sorties de la machine.

Pour ce rapprocher de plus en plus du cas réel, nous avons utiliser la fonction random pour générer un bruit gaussien.

La figure III-2 représente les variations du flux à la sortie de l'estimateur.

La figure III-3 représente le résultat de simulation de cette commande, et la figure (III-4) représente les variations des grandeurs électromécaniques de la machine lorsque la résistance rotorique varie de 20%.

Pour améliorer l'estimation du vecteur flux rotorique et prendre en compte les aspects d'incertitude des paramètres de la machine et les bruits de mesure on propose l'étude de l'estimation de la grandeur désirée par le filtre de KALMAN étendu.

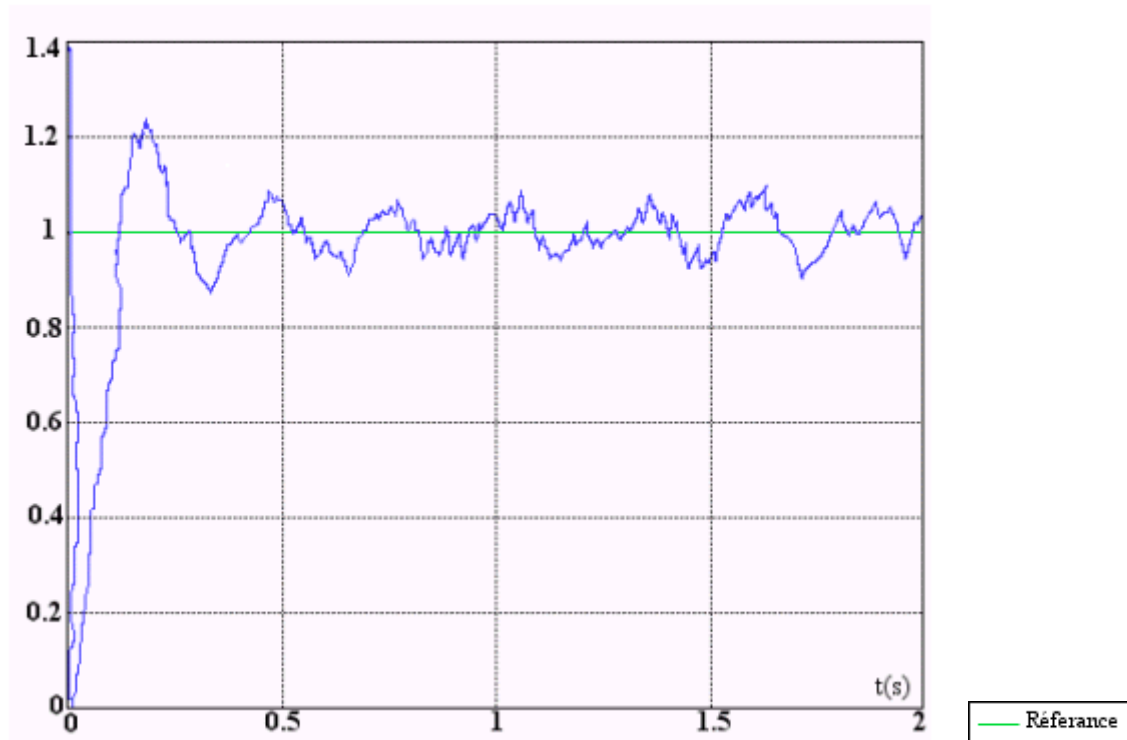
Φ_{rest} 

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

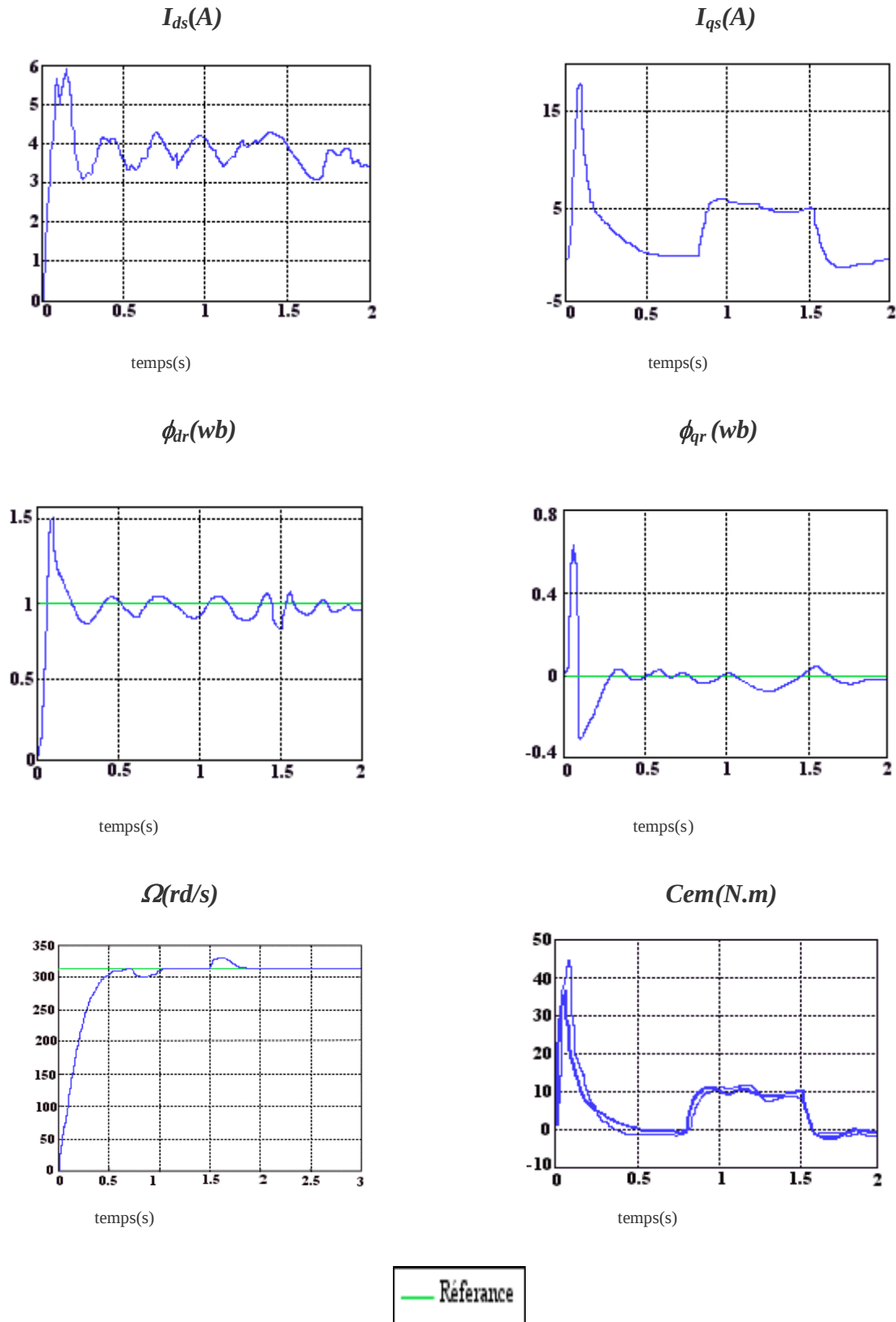


Fig : III-3 « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure »

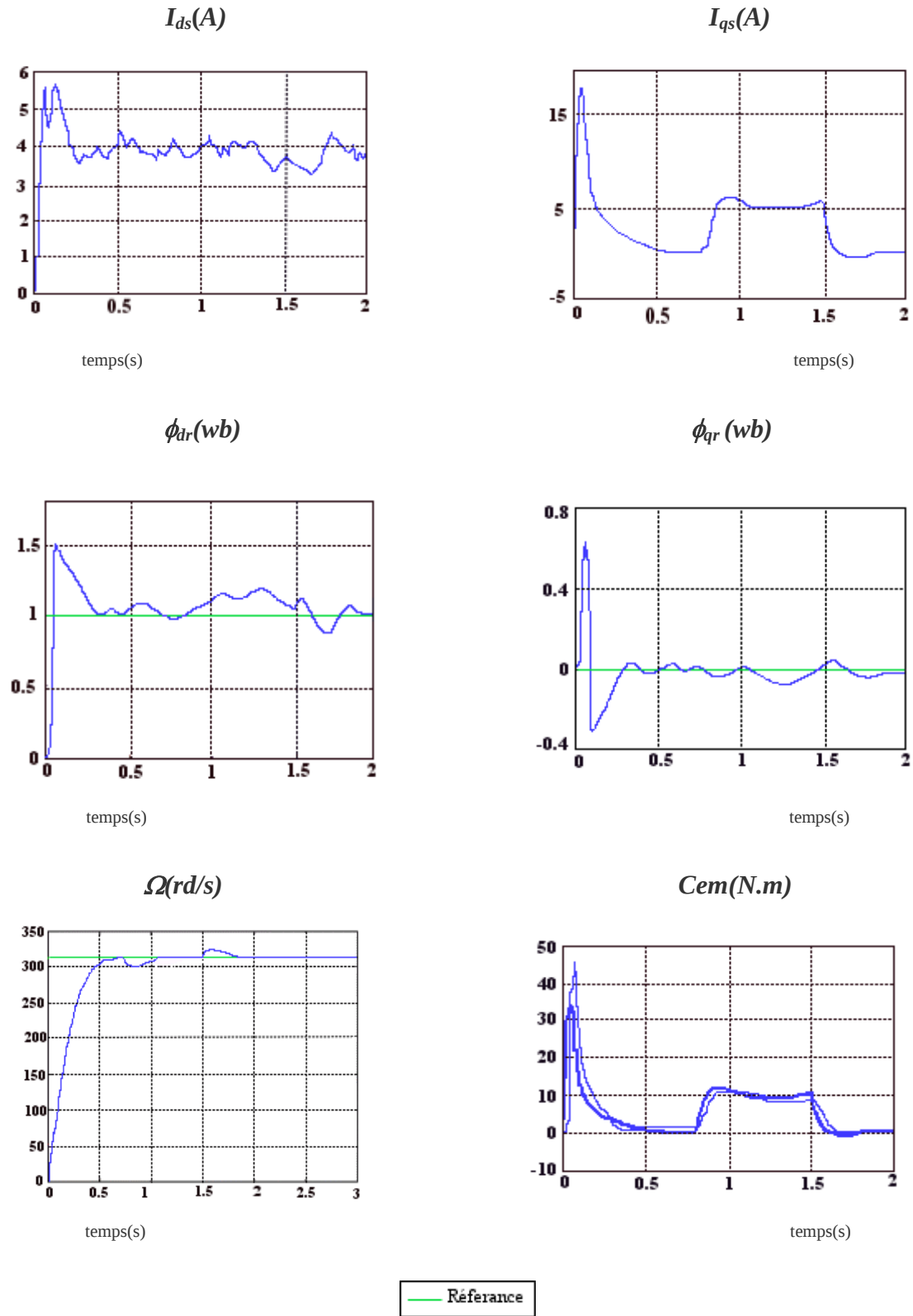


Fig :III-4 « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ($R_r=1.2R_r^*$) ».

III-4- Interprétation

Les résultats de simulation de la commande directe avec l'estimateur dynamique classique données par les figures (III-3-4) montrent que l'introduction du régulateur PI pour commander le flux est très sensible aux bruits des grandeurs mesurés.

Pour ces différents points de fonctionnement on remarque que le couple présente des erreurs statiques en charge. Ainsi que le module de flux et ces composantes ne suivent pas leur valeur de consigne.

Pour la variation R_r on remarque une dégradation des performances ou la robustesse de la vitesse à l'application du couple de charge diminue ainsi que l'augmentation des erreurs d'orientation du flux et ses composantes.

III-5- Filtre de KALMAN

Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits, en effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs ; de plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure. Le principe de base du filtre de Kalman est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état.

Dans notre application, le filtre de Kalman va être utilisé pour l'estimation du vecteur d'état X_k composé des courants statoriques et des flux rotoriques sur les deux axes α, β . Les paramètres électriques de la machine sont supposés connus; une estimation préliminaire de ces paramètres est donc nécessaire. Ainsi, à partir de la représentation discrète de la machine asynchrone, on construit un observateur d'état.

Mais tout d'abord, on présente le principe général du filtre de KALMAN standard ainsi que le filtre de KALMAN étendu.

III-5-1 Le filtre de KALMAN standard

On considère le cas général d'un système stochastique discret, multi-entrées, multi-sorties non stationnaire représenté dans l'espace d'état par les équations récursives suivantes :

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

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 l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer en même temps ses paramètres, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres souhaités. La modification majeure est que le système devient non linéaire.

Pour y remédier, le filtre de Kalman est appliqué au modèle linéarisé à chaque instant. L'algorithme de filtrage non linéaire porte alors le nom de filtre de kalman étendu

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

Le filtre de Kalman présenté auparavant est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses relatives notamment aux bruits. Le principe de base du Filtre de Kalman est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basée sur l'état.

Dans notre cas, le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état, composé des courant statorique et des flux rotoriques sur les deux axes α, β .

Les paramètres électriques de la machine sont supposée connus, une estimation préliminaire de ce paramètre est donc indispensable. Ainsi, à partir du système discret de la machine asynchrone, on construit 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 $k+1$.

III-7-Observations déterministes du flux

Ce sont des observateurs d'état qui sont construits à partir de l'équation d'état du modèle de PARK de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

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

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 considérons les composantes du vecteur flux rotorique $[\Phi_{\alpha r} \ \Phi_{\beta r}]$ et les composantes du vecteur courant statorique $[I_{\alpha s} \ I_{\beta s}]$ comme variables d'état, le vecteur de commande est constitué par les composantes du vecteur tension statorique $[V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]$.

III-7-1 Théorie de l'observateur

Le système (III-4) est décrit par son équation d'état continue 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.

Ce système est bloqué à l'ordre zéro entre deux pas échantillonnage et discrétisé.

La forme d'état discrète du système continu est obtenue par l'application des formules (I-37 et I-38) :

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

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

Pour obtenir la structure de l'observateur d'état en boucle fermée, on doit comparer la sortie Y_0 de l'observateur à celle du système réel. La différence ($Y - Y_0$) sera utilisée pour construire une contre-réaction dans le modèle d'observation par l'intermédiaire d'un gain K_0 , d'où le schéma bloc suivant :

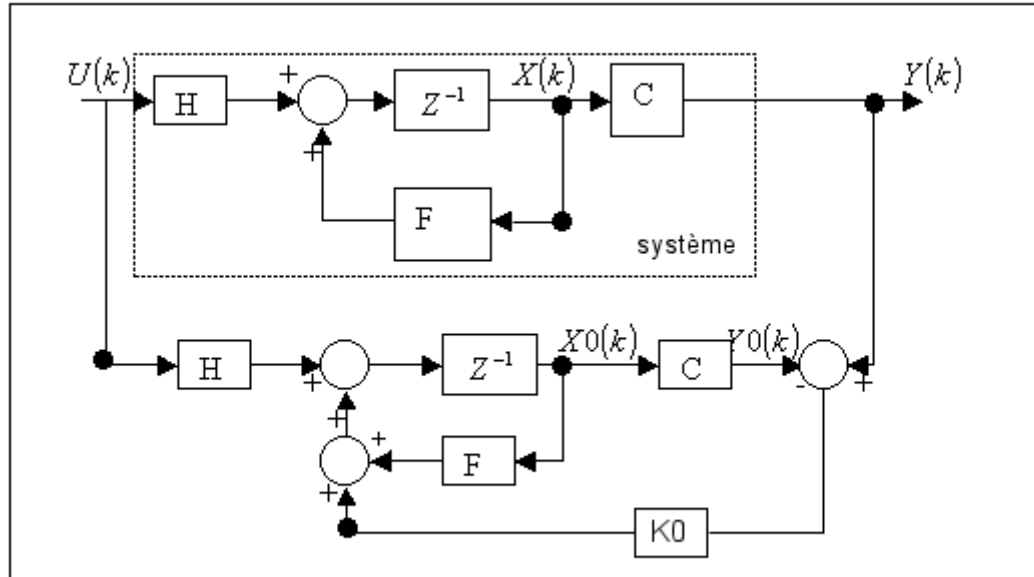


Fig.III-5 : « Observateur en boucle fermée »

III-7-2 Observabilité et commandabilité

•Commandabilité

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

Quels que soient ces vecteurs le système est commandable si et seulement si :

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

•Observabilité

Un système linéaire discret est observable si et seulement si on peut reconstituer l'état initial du vecteur d'état $X(k_{0T})$ à partir de l'observation et son entrée et de sa sortie sur un nombre fini de périodes si et seulement si :

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

T : désignant la matrice transposée.

III-8-Filtrage stochastique

L'estimation déterministe est basée sur les hypothèses simplificatrices suivant :

- Le modèle, c'est-à-dire les coefficients des matrices A, B, C, sont connus.
- L'absence d'erreurs de mesures et de perturbations externes.

Dans le cas du filtrage stochastique, on peut prendre en compte les bruits du système et de mesures. Par conséquent, l'approche stochastique est plus générale que les observateurs d'état. L'estimateur stochastique le plus utilisé pour l'estimation du vecteur flux rotorique est le filtre de KALMAN qui fournit une solution récursive aux problèmes d'estimation à variance minimale.

La structure de base d'un estimateur stochastique est semblable à celle d'un estimateur déterministe en boucle fermée (figIII-7), mais on ajoute un vecteur bruit $W(k)$ au vecteur de commande et un bruit $v(k)$ au vecteur de mesures (figIII-8). La matrice gain K_0 sera calculée à partir du modèle discret et des propriétés statistiques des bruits, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. Le choix de la matrice gain K_0 est optimal au sens de la variance minimale des erreurs estimées.

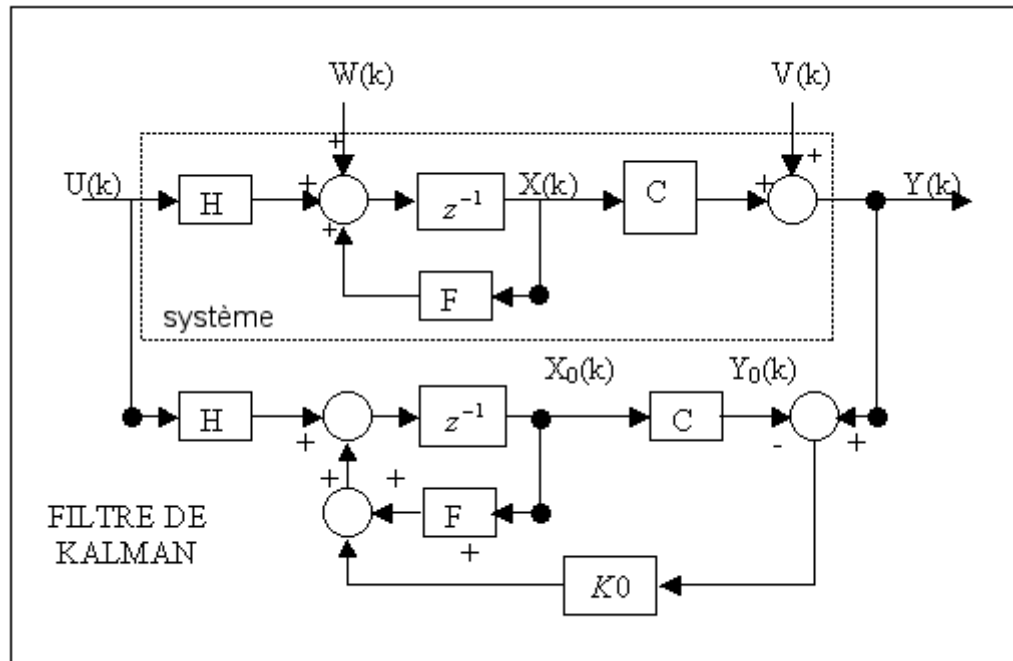


Fig.III-6 : « système bruit ».

III-9-Théorie du filtre de KALMAN

Le filtre de KALMAN est un algorithme récursif de traitement de données qui génèrent, à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits le vecteur estimé X_0 , c'est un estimateur minimisant la variance de l'erreur d'estimation.

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

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

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 :

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

On admet comme hypothèse que les bruits $w(k)$ et $V(k)$ sont non corrélés ($E[w(k)V(j)^t] = 0$) et que les conditions initiales ($P_e(0)$, $X(0)$) sont connues.

Remarque

- δ : symbole de kronecker.
- Un bruit blanc est un signal aléatoire dont la densité spectrale de variance est constante.

D'après les, résultats donnés par la littérature l'algorithme du filtre de KALMAN se décompose en deux groupes

• Equations de prédiction d'équations

Considérons à l'évolution de l'état entre deux périodes d'échantillonnages

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

En absence de mesure, l'incertitude augmente. En effet, la matrice P de variance de l'erreur d'estimation augmente pendant cette étape.

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

• Equations d'estimation

Ce filtre nécessite la connaissance des statistiques de second ordre des bruits du processus et de la mesure pour fournir la solution qui minimise l'écart quadratique moyen entre la valeur de l'état et son estimation.

La matrice de gain de KALMAN est :

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

L'état suivant est alors prédit grâce à la matrice de transition d'état et on calcule la prochaine observation grâce à la matrice de mesure. Simultanément, on met à jour la matrice de covariance de l'erreur d'estimation.

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

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

Avec : les conditions initiales $X(0)$, $P_e(0)$, $Q(0)$ et $R(0)$.

Ainsi l'estimation consiste en une prédiction de l'état puis à une correction de cette prédiction à partir des grandeurs mesurées.

Notons que les conditions initiales sont le plus souvent mal connues mais leur choix erroné (éventuellement arbitraire) n'altère que temporellement les performances du filtre.

La qualité des résultats est fortement liée à l'exactitude du modèle employé, lorsqu'il est imprécis ou incertain, une solution consiste à envisager l'utilisation de plusieurs modèles en parallèles.

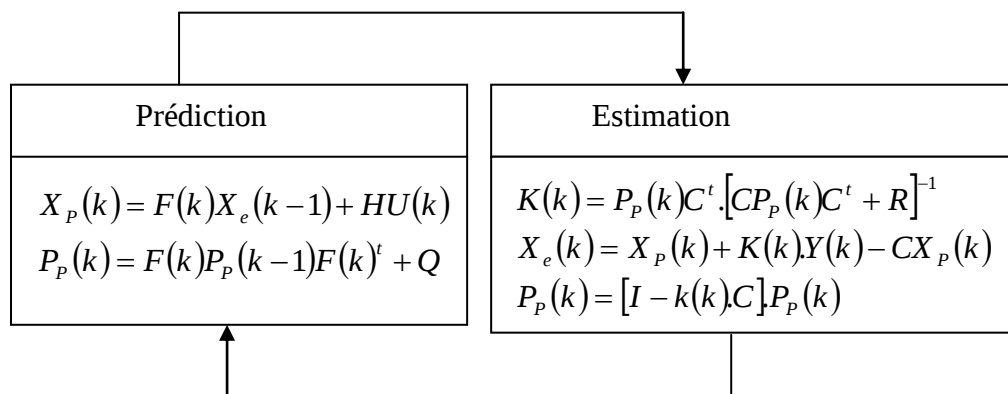


Fig.III-7 : « Algorithme de l'estimateur et du prédicteur de KALMAN »

III-10- Simulation

L'estimation du vecteur flux rotorique 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 $U = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^t$.

L'estimation du vecteur flux s'obtiendra par l'application de l'algorithme du filtre de Kalman récursif (équations : III-11-12-13-14-15).

Les bruits simulés par des séquences de distribution gaussienne sont obtenus par un générateur de nombres aléatoires (RANDOM). Ces bruits ainsi obtenus seront ajoutés aux courants et tensions provenant du modèle de simulation de la machine.

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

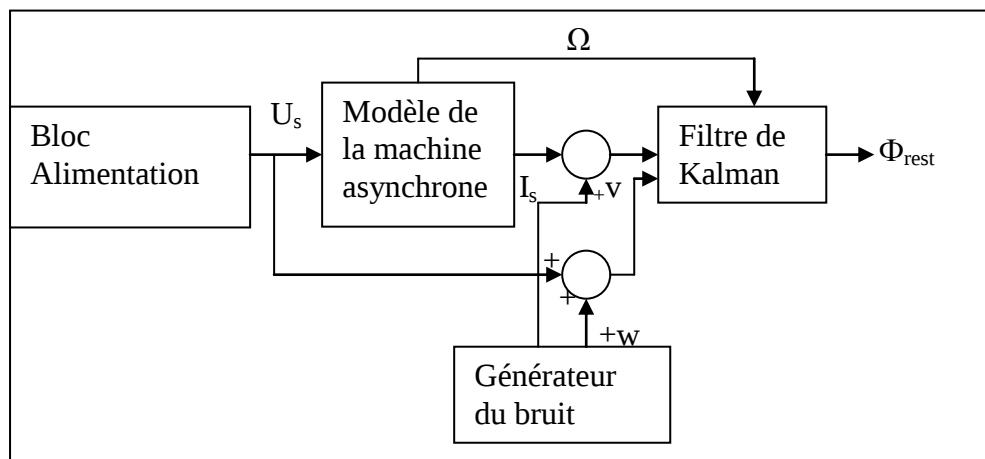


Fig.III-8 :Schéma-bloc

La figure III-9 représente les variations du flux à la sortie du filtre.

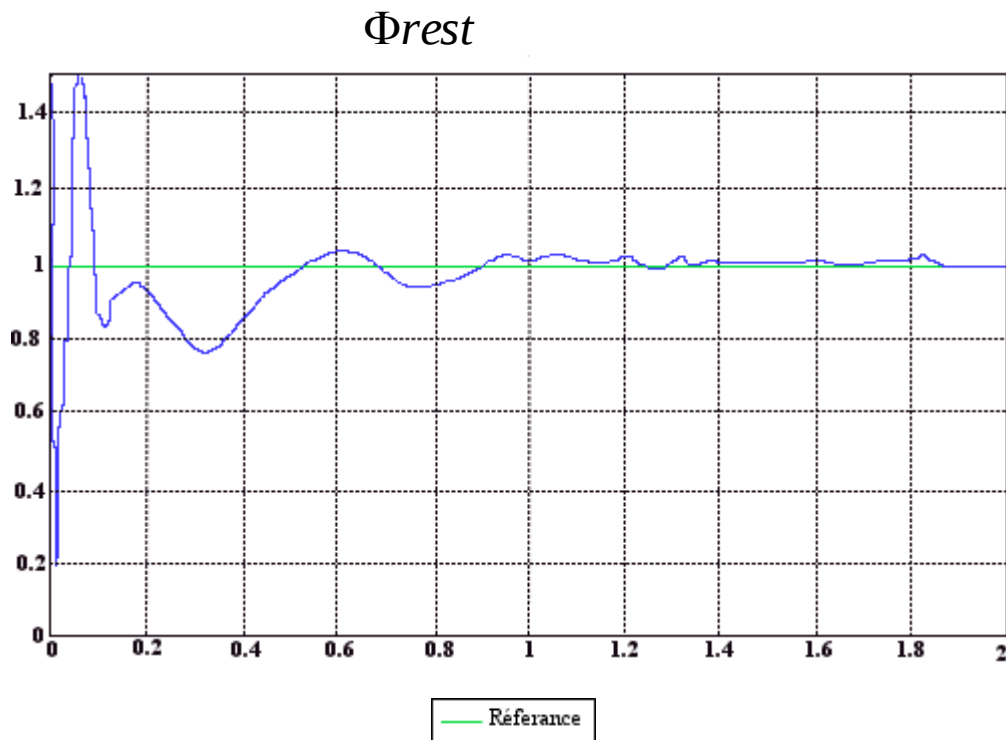


Fig : III-9 « Représentation de l'estimation du vecteur flux rotorique avec mesures bruitées par le filtre de KALMAN ».

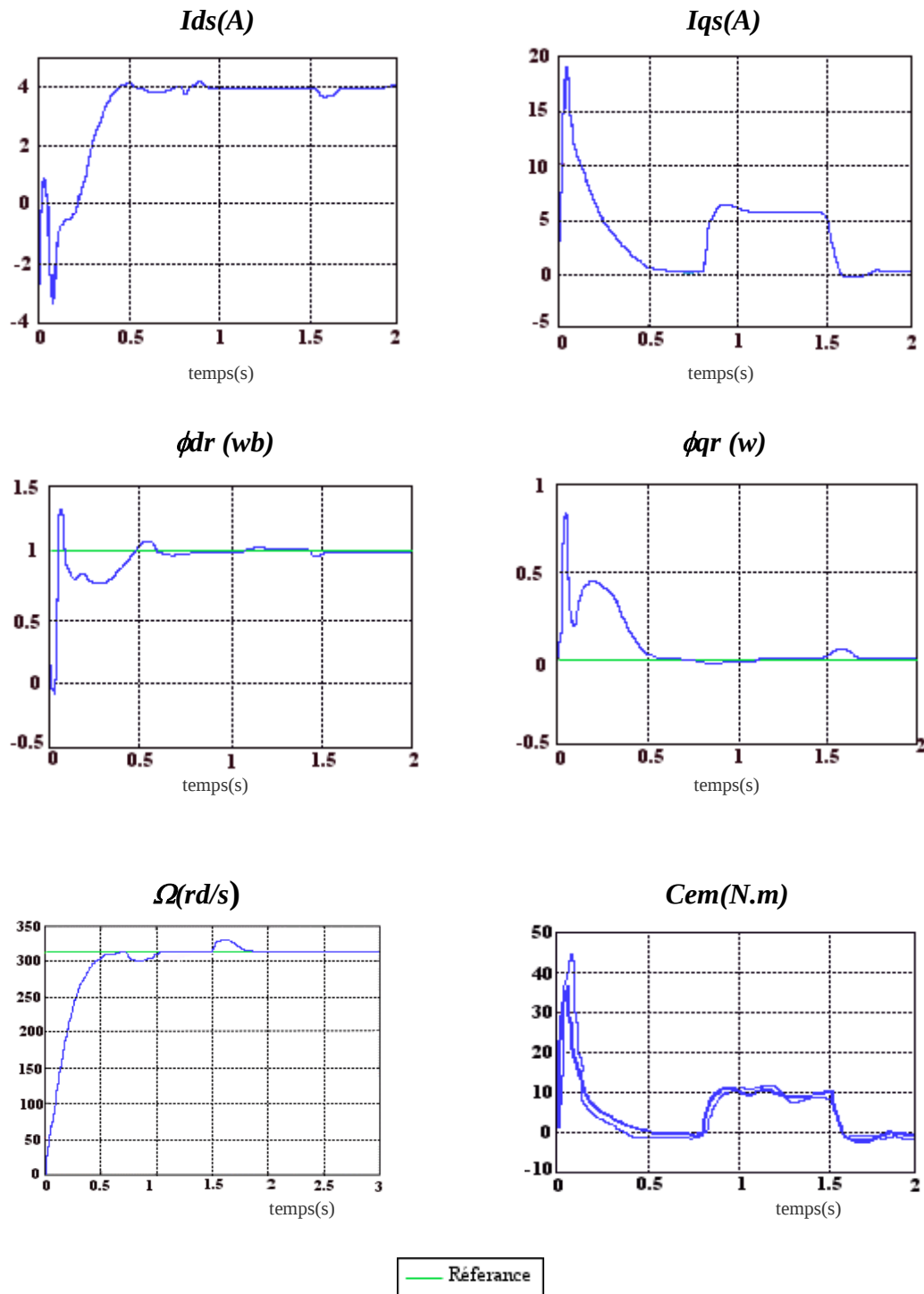


Fig :III-10 « Résultats de simulation de la commande directe pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure par le filtre de KALMAN ».

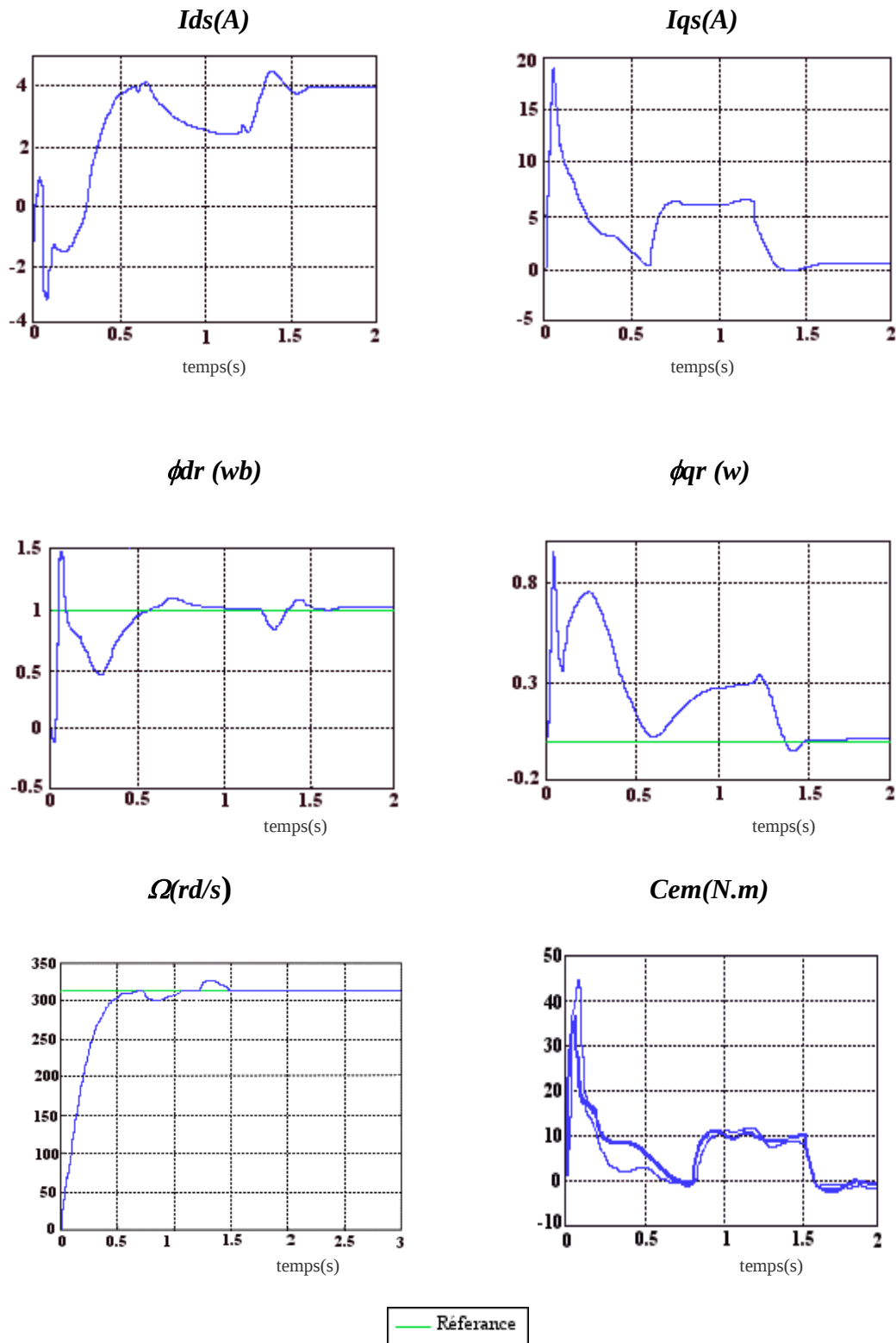


Fig :III-11 « Résultats de simulation de la commande direct pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application du couple de charge en tenant compte du bruit de mesure et une variation de 20% de la résistance rotorique ($R_r=1.2R_{r^*}$) par le filtre de KALMAN ».

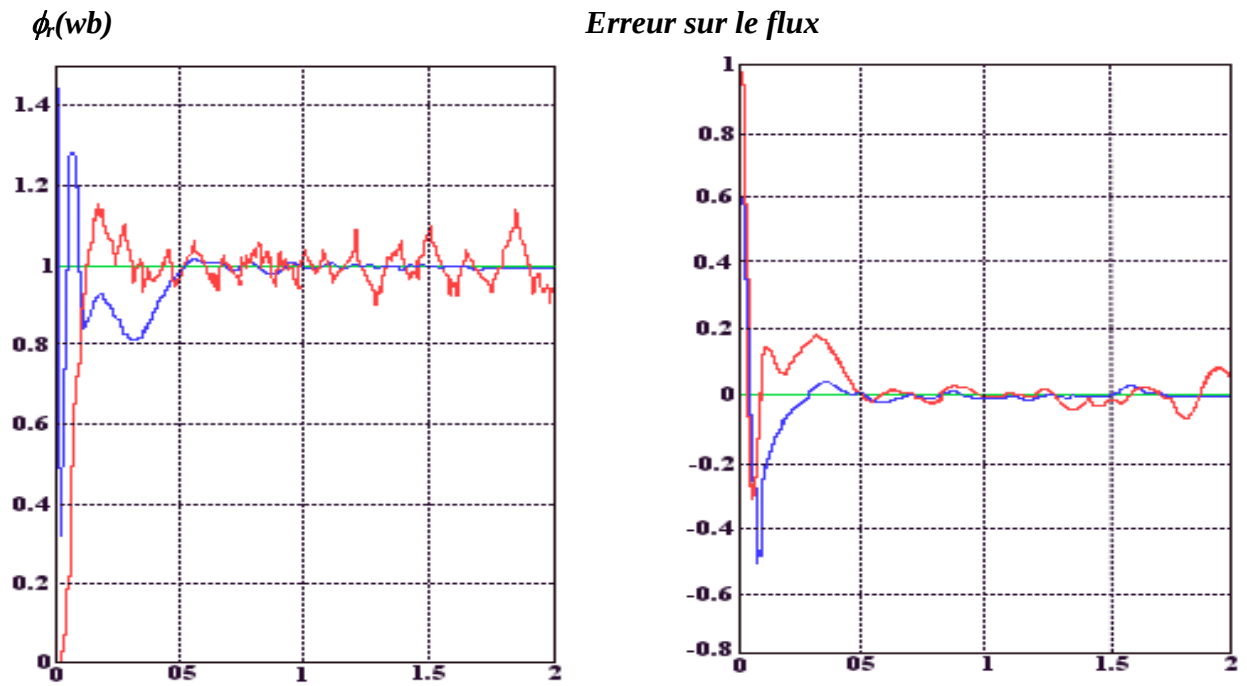


Fig :III-12 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre de Kalman ainsi que les erreurs sur le flux ».

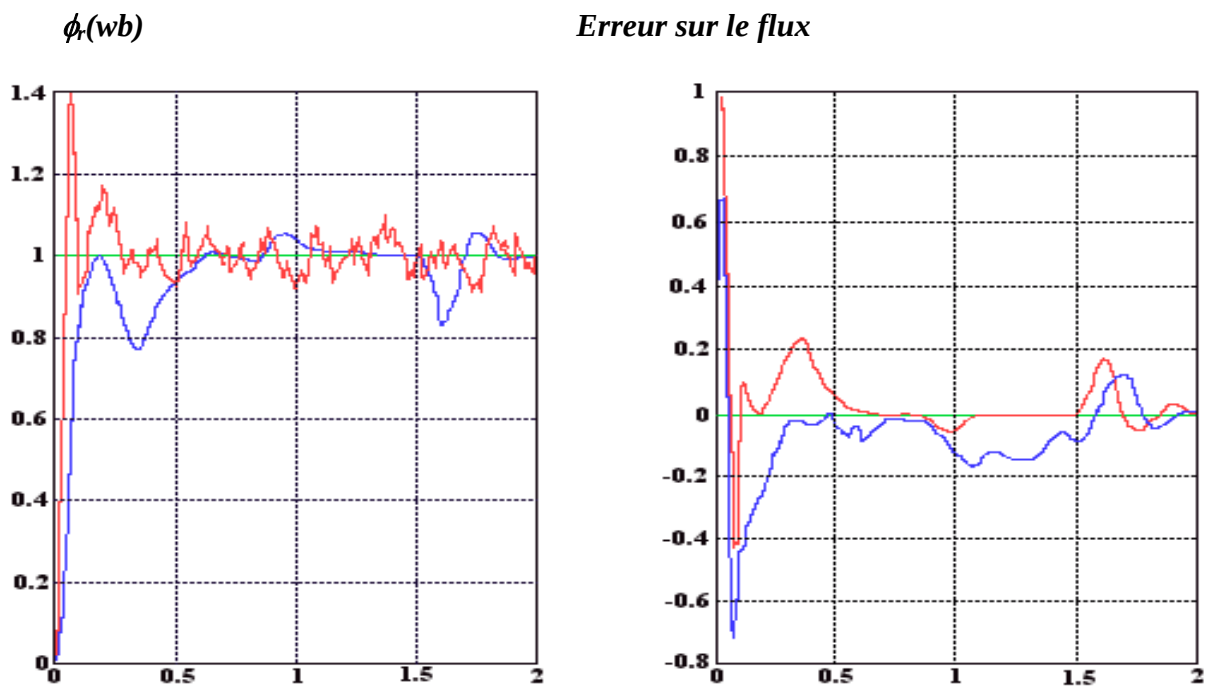
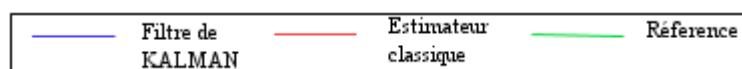


Fig :III-13 « Représentation du flux rotorique avec estimateur classique bruité et filtre de Kalman en tenant compte d'une variation de 20% de R_r ainsi que les erreurs sur le flux ».



III-11- Interprétation

Les résultats de la simulation ont pour objectif la comparaison des performances d'une commande vectorielle directe avec deux types d'estimateur à savoir l'estimateur classique et l'estimateur par le filtre de KALMAN.

Les figures (III-9-10) représente les différentes allures d'une commande vectorielle directe, et la figure (III-11) tient compte de la variation de la résistance rotorique.

A partir de ces figures, on remarque que la vitesse présente une bonne robustesse à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence et la différence qui existe au démarrage est due à l'initialisation du flux.

Le module du flux et ses composantes sont maintenues à leur valeur de consigne et les courants I_{ds} , I_{qs} suivent parfaitement leur référence .

Comme l'illustrent les résultats de simulation présentés, dans le but d'améliorer les performances de la commande vectorielle.

III-12- Conclusion

Pour résoudre le problème de détérioration des performances causée par la sensibilité au bruit de mesure et à la variation de la résistance rotorique, une nouvelle approche basée sur l'estimation du flux rotorique par le filtre de KALMAN est proposée qui, élimine quasiment l'influence des bruits, donc peut être considéré comme le meilleur estimateur.

Comme on peut constater aussi que le filtre de KALMAN s'éloigne de la valeur réelle pour une variation de la résistance rotorique au-delà de 20%, et pour éliminer complètement l'influence de la variation de cette dernière on peut appliquer d'autres méthodes à savoir le filtre de KALMAN étendu dont l'inconvénient majeur est le temps de calcul.[21]

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

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%.[21]

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

A- Régulation

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 :

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

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.

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

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

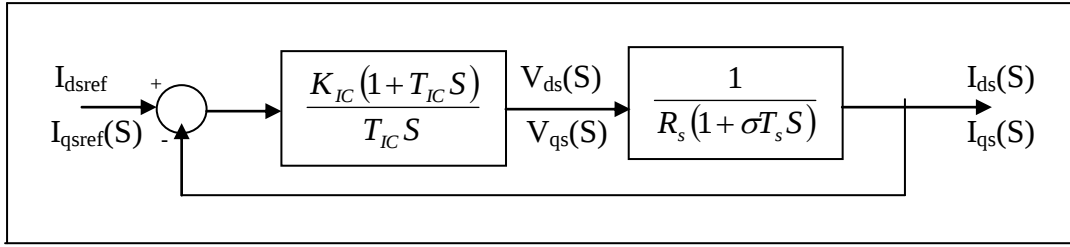


Fig.A.1 schéma bloc de la régulation des courants

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 :

$$T_{IC} = \sigma T_s \quad \text{et} \quad K_{IC} = 3R_s$$

D'où

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

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 Φ_r est contrôlé directement par le courant I_{ds}

On déduit la fonction de transfert :

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

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

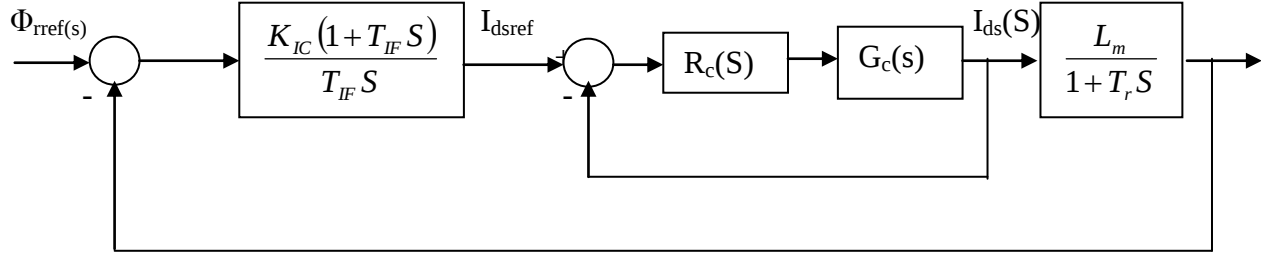


Fig.A.2 Schéma bloc de la régulation du flux

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

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

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

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

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

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

Cette fonction de transfert est de la forme :

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

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.

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

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

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

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

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 :

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \Phi_{dr} = \Phi_{rref} + \frac{L_m}{\Phi_{rref}} u \Phi_{qr}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} = L_m u - \frac{L_m}{\Phi_{rref}} u \Phi_{dr}$$

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

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

Comme I_{ds} est échelon, sa dérivation est égale à zéros en régime permanent. Nous développons (A.15) et nous obtenons :

$$T_r^2 \frac{d^2 \Phi_{dr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{dr} = [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{rref}$$

$$T_r^2 \frac{d^2 \Phi_{qr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \Phi_{qr} = 0$$

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

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

Soit :

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

Comme :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{rref} I_{qsref})$$

Le schéma bloc est le suivant :

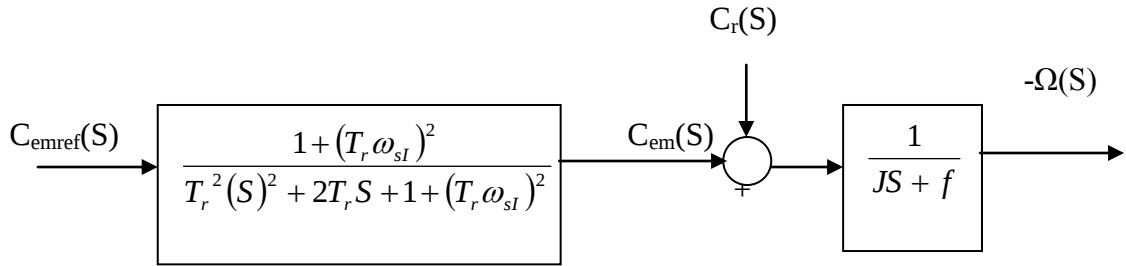


Fig.A.3 schéma-bloc de vitesse en boucle ouverte.

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

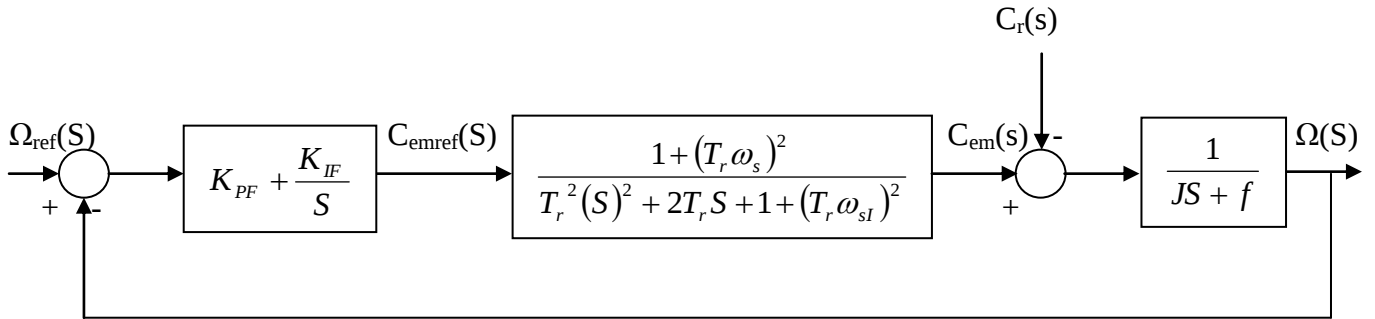


Fig.A.4 schéma-bloc de régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système set la suivante :

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

(A.19)

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

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

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

En posant :

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

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-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 (ε : signal d'entrée, U : grandeur de sortie) :

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

La transmittance en z donne :

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

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

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

Nous obtenons donc les équations récursives :

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

$\varepsilon(K)$: 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 Ω
Rr :	3.805 Ω
Ls :	0.274 H
Lr :	0.274 H
Lm :	0.258 H
Rf :	500 Ω
J :	0.031 kg.m ²
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] OTHMANI Ahmed Mehdi

«COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIÉE A UN OBSERVATEUR ADAPTATIF », Mémoire Master, 2019

[9] S.REHAHLA :

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

[10] BENCHEIKH Bilal et BENATALLH Bachir

« COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR MLI VECTORIELLE », Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA , Electrotechnique,2018

[11] 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.

[12] BEN SAHA Salah Eddine, CHEKHAR Lakhdar et BELLOUL Salah

« ESTIMATION DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A L'AIDE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF) EN VUE DE SA COMMANDE», DIPLÔME

D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE M'SILA ,2011

[13] A.BERRIM , L.HACHEMI

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

[14] LOUCIF Ilyes et BOUDERBALA Alàa eddine

«Modélisation et commande d'une machine asynchrone», Mémoire Master, Electronique, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR – ANNABA , 2022

[15] S.HASNAOUI

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

• *Articles :*

[16] Smail.BACHIR

« Contribution au diagnostic de la MAS par estimation paramétrique » .Thèse de doctorat, L'université de POITIERS, 2002. www.laii.univ-poitiers.fr

[17] 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

[18] 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.

[19] 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.

[20] D.ALZARD

« Introduction au filtre de kalman ». janvier 2005, www.leei.enseeiht.fr.

[21] S.GREWAL

“Kalman Filtring theory and practice using Mtlab».Edition, Angus p.Andreus-2001. www.kcl.ac.uk

[22] M.PIETRZAK , H.DAVID

« Stratégie de commande et observateur pour les machine électriques ».Edition, king's CollegeLondon-2003.www.kcl.ac.uk

[23] PATRICK.BRUNT

« Introduction al commande vectorielle des MAS ». www.patbrune.wanadoo.fr