

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: ingénierie des systèmes électromécaniques

THEME

Commande non linéaire avec observateur d'un moteur à induction

Proposé et dirigé par :

- M. BELHAMDI SAAD

-M.MEKKI HEMZA

Présenté par :

- BENAISSI OUSSAMA

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 049

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur et mon co-encadreur :

Mr. S. Belhamdi et Mr .H. Mekki qui ont aidé pour rendre ce travail effectif.

Mon remerciement aussi au chef département de l'électrotechnique de l'université de M'sila et à tous les enseignants qui ont enseignés durant les années du cursus.

Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui ont aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

Oussama



Dédicaces

Nous dédions ce mémoire à nos très chers parents pour leurs soutient morale et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardu.

A nos frères

A ma sœur

Et a toute la famille Benaissi et Benyettou.

A nos chers amis :

Yassine, Bachir, whaiba, Hichem, Massoud, Saad et Souhil, Boubaker, ishak, ismail.

A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électromécanique promotion 2013.

Tous ceux, qui ont contribué à nos formations, de près et de loin.

Aux habitants de Ain el hadjel (cité Hai soummam)

oussama



SOMMAIRE

Sommaire

<i>Remerciement</i>	
<i>Dédicace</i>	
<i>Sommaire</i>	
<i>Notion et symbole</i> -----	<i>I</i>
<i>Liste des figures</i> -----	<i>III</i>
<i>Introduction générale</i> -----	<i>V</i>

Chapitre I Modélisation de la MAS et association d'onduleur

Introduction -----	1
I.1 Généralités sur les machines asynchrones -----	2
I.1.1 Définition -----	2
I.1.2 Description et principe de fonctionnement -----	2
I.2 Modélisation de la machine asynchrone -----	3
I.3 Hypothèses simplifiées -----	3
I.4 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé -----	3
I.4.1. Equations électriques -----	4
I.4.2 Equations magnétiques -----	5
I.5.1 Modèle du moteur dans le système biphasé -----	7
I.5.1.1 Equations électriques -----	8
I.5.1.2 Equations magnétiques -----	8
I.5.2 Définitions des différents référentiels -----	8
I.5.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator -----	9
I.5.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor -----	9
I.5.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants -----	10
I.5.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance -----	10
I.5.4 Equation du mouvement -----	12
I.6. Mise en équation d'état -----	12
I.7 Modélisation de l'alimentation -----	14
I.7.1 Définition d'un onduleur -----	14
I.7.2 Propriété de l'onduleur -----	14
I.7.3 Domaine d'utilisation -----	14

I.7.4 Structure de l'onduleur de tension triphase-----	15
I.7.5 Modélisation de l'onduleur de tension -----	15
I.7.6 Etude de la commande de l'onduleur-----	17
I.7.7 Objectif de la technique MLI -----	17
I.7.8 La tension d'onduleur -----	18
I-8 Interprétation des courbes-----	21
I-12 Conclusion-----	22

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MAS

Introduction -----	23
II-1. Principe de découplage -----	24
II-2. Principe de la commande par orientation du flux -----	24
II-3. Commande vectorielle directe à flux rotorique oriente -----	27
II-4. Structure CVD de la MAS -----	27
II-5. Découplage par compensation -----	29
II-5-1 Estimation du flux rotorique -----	30
II-6. Calcul des régulateurs-----	30
II-6-1. Régulateur de courant i_{sd} -----	30
II-6-2. Régulateur de courant i_{sq} -----	31
II-6-3. Régulateur de flux -----	32
II-6-4. Régulateur de vitesse -----	33
II-7. Schéma de principe de la CVD -----	34
II.8. Résultats de simulation et interprétations -----	35
II-8-1. Démarrage a vide avec variation du couple de charge -----	35
II-8-2. Inversion du sens de rotation de la vitesse -----	38
Conclusion -----	39

Chapitre III

Commande vectorielle direct avec observateur MRAS

Introduction -----	40
III-1. Suppression du capteur de vitesse-----	41

III-2- Estimateur et l'observateur -----	41
III-2-1. L'estimateur-----	41
III-2-2. L'observateur -----	42
III-3- Estimation de la vitesse de la machine asynchrone -----	43
III-3-1. Système adaptatif avec modèle de référence MRAS-----	43
III-3-2. Modèles de base-----	44
III-4- Schéma de simulation de technique MRAS -----	47
III-5. Résultats de simulation et interprétation -----	47
III-5-1. Démarrage a vide avec introduction du couple de charge-----	47
III-5-2. Inversion du sens de rotation de la vitesse -----	49
Conclusion -----	52

Chapitre IV

Commande non linéaire par backstepping

Introduction -----	53
IV -1. Généralités sur l'approche du backstepping-----	53
IV-2. Les avantages de la commande Backstepping -----	53
IV-3. Principe du backstepping -----	54
IV-3.1. Système du second ordre simplifié -----	54
IV-3.2. Système du second ordre généralisé-----	56
IV-4. Commande par backstepping de la MAS -----	58
IV-5. Résultats de simulation -----	62
IV-5.1. Fonctionnement avec variation de charge -----	62
IV-5.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse-----	64
Conclusion -----	66

Conclusion

<i>Conclusion générale -----</i>	<i>VI</i>
<i>Annexe -----</i>	<i>VIII</i>



TABLES DES NOTATIONS

Liste des symboles

Liste de notation et symboles

s, r	Axes correspondants au stator (rotor).
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
L_s, L_r	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
M	Inductances cycliques mutuelle.
J	Inertie des masses tournantes.
f	Coefficient de frottement visqueux.
T_r, S_t	Constant de temps rotorique (statorique)
Σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
Φ_s, Φ_r	Flux statorique (rotorique).
g	Glissement.
C_e	Couple électromagnétique de la machine.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
C_{rn}	Couple résistant nominal
ω_s, ω_r	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
ω_g	Pulsation de glissement.
p	Nombre de paires de pôles.
θ_r	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
θ_a	Angle de positionnement des axes (u ,v) par rapport aux axes (X_A, X_B, X_C).
ω_a	Vitesse de coordonnée de l'axe (u ,v).
$A, B, C / a, b, c$	Trois phases du stator (rotor).
i_s, i_r	Courant statorique, Courant rotorique.
$[V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
V_s	Tension statorique.
V_r	Tension rotorique.

Liste des symboles

(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(X, Y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
i_{sd}, i_{sq}	Courant stator instantané selon l'axe (d, q).
$i_{ra}, i_{r\beta}$	Courant rotor instantané selon l'axe (α, β).
Φ_{sd}, Φ_{sq}	Flux stator instantané selon l'axe (d, q).
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	Flux rotor instantané selon l'axe (α, β).
V_{sd}, V_{sq}	Tension stator instantané selon l'axe (d, q).
V_{rd}, V_{rq}	Tension rotor instantané selon l'axe (d, q).
I_A	Courant de phase A.
I_B	Courant de phase B.
I_C	Courant de phase C.
(X_A, X_B, X_C)	Axes triphasés réels.
(U, V)	Axes biphasés.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park.
Kp, Ki	Coefficients de proportionnalité et d'intégration
E	erreur
k	gain
MAS	Machine asynchrone.
CVD	Commande vectorielle directe
MRAS	Système Adaptatif avec Modèle de Référence

A blue vertical line runs down the center of the page. A grey wavy banner with a black outline is positioned horizontally across the line, overlapping it. The banner contains the text 'Introduction Générale' in a blue, italicized serif font.

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées mode glissant, Retour d'état et commande vectorielle, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [01].

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût [02].

Le moteur est déjà installé dans son milieu d'utilisation et bien souvent il n'y a pas matériellement de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor. De plus, le capteur mécanique peut représenter une perte de fiabilité pour la commande du moteur. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur à induction sans capteur mécanique exige une attention particulière de la part de nombreux industriels désireux d'équiper le parc moteur à induction déjà en place.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la commande vectorielle directe (FOC) sans capteur mécanique de vitesse d'une machine à induction en utilisant un estimateur à modèle de référence –MRAS.

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants :

- Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS alimentée par un onduleur à MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation de ce modèle dans les deux repères, synchrone et celui lié au stator sera effectuée.
- Le second chapitre présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la MAS. Les résultats de simulation avec des régulateurs PI classiques seront notamment présentés.
- Le troisième chapitre fera l'objet de l'élaboration d'une commande vectorielle avec un estimateur à modèle de référence -MRAS-.
- Dans le quatrième chapitre comporte deux parties différentes. Dans la 1ère partie, on expose la théorie de l'approche du Backstepping. Dans la 2ème partie, nous présenterons le principe de la commande par Backstepping dans le repère (α, β) pour la machine asynchrone alimentée en tension.

En fin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, en indiquant les perspectives que peuvent être envisagées.

Chapitre Un

**Modélisation
de la machine
asynchrone
avec
l'onduleur**

INTRODUCTION

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor [03]. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité [04].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc....

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et sa transformation dans le système biphasée. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par technique MLI. Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur – machine ou on présentera un modèle générale associant la machine asynchrone à son alimentation.

I-1. GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES ASYNCHRONES

I-1.1. DÉFINITION

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [05]

I-1.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit ;
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [02]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \omega_s / p$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \omega_r / p$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$)

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

I-2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et de déboucher sur une commande. Nous expliquerons les grandes étapes et les résultats de la modélisation.

I-3. HYPOTHÈSE SIMPLIFIÉE

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [06]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

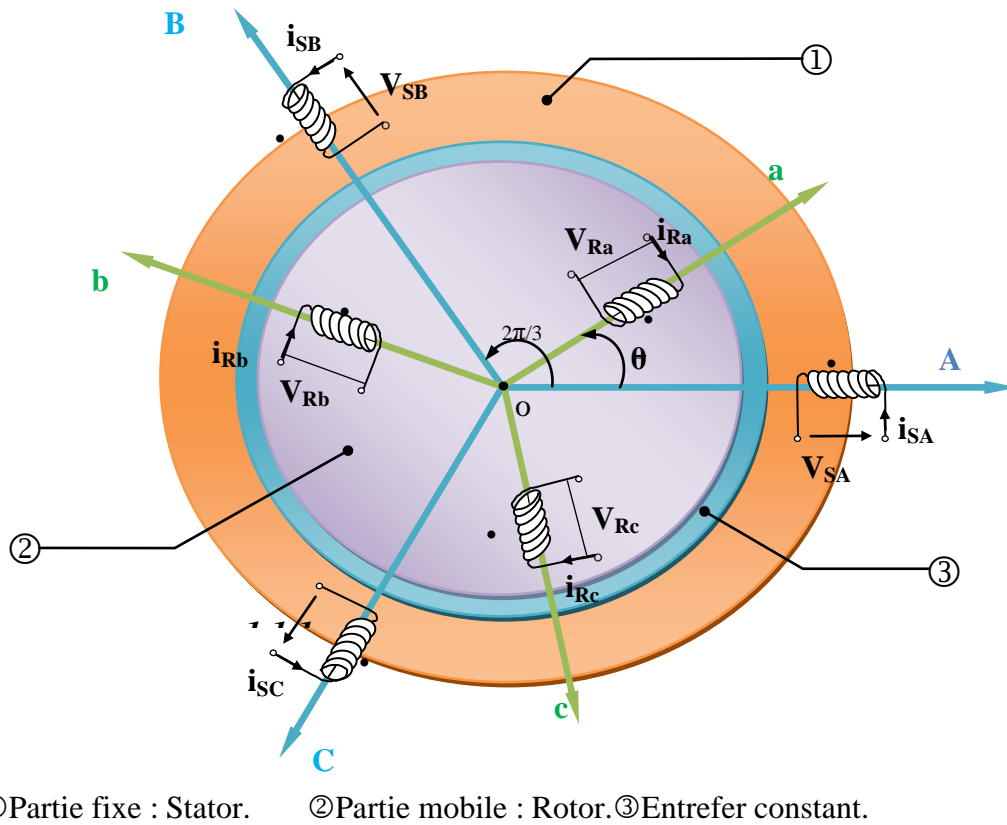
Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

I-4. MODELE MATHEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire

ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (I.1).



Figure(I.1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée

I-4.1. EQUATIONS ELECTRIQUES

De la figure (I.1) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{I.3}$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{I.4}$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

I-4.2. EQUATIONS MAGNETIQUES

Les relations entre flux et courants s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{rs}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.5})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_{cr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.6})$$

Tel que :

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

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec : $L_{cr}(s)$: Inductance cyclique propre du rotor (stator) ;

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «A» et «a» pris comme axes de référence ;

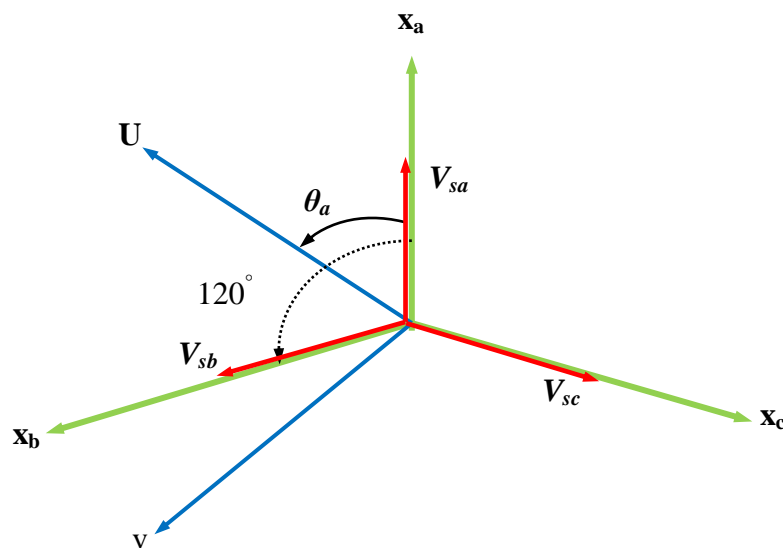
M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (I.5) et (I.6) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3) et (I.4). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I-5. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «Xa, Xb, Xc» présentés dans la figure(I.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.



Figure(I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \cos\theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \sin\theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.11)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.10) et (I.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$

$$p(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$[p(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux ;
- Le système « u.v » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I-5.1. MODELE DU MOTEUR DANS LE SYSTEME BIPHASE

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

I-5.1.1. Equations électriques

En multipliant les deux équations (I.3) et (I.4) par la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

1-5.1.2. Equations magnétiques

Par la même méthode les équations (I.5) et (I.6) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

I-5.2. DEFINITIONS DES DIFFERENTS REFERENTIELS

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application[3]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (1.3).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (- -)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- . -)

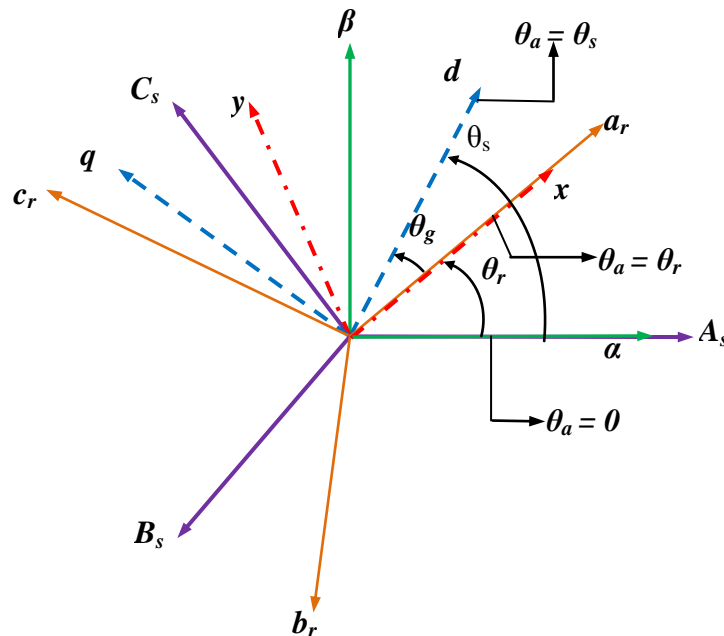


Figure (I.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé Par rapport aux différents référentiels

I-5.2.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases}; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = 0 \quad ; \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I-5.2.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases}; \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I-5.2.3. Référentiel fixe par rapport aux champs tournants

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}; \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

C'est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

I-5.3. EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DE LA PUISSANCE

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = P \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{I.25})$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{P} \quad (I.26)$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique ;

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator) ;

P : Nombre de paires de pôles.

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (I.27)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (I.28)$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (I.29)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.30)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

$$\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{su}^2 + i_{sv}^2] \quad (\text{Représente les chutes ohmiques}).$$

$$\frac{3}{2} \cdot \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] \quad (\text{Représente la variation de l'énergie magnétique})$$

$$\frac{3}{2} \cdot \omega_a \cdot [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{Représente la puissance transférée du stator au rotor à}$$

travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot [\Phi_{su} \cdot i_{sv} - \Phi_{sv} \cdot i_{su}] \quad (I.31)$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} \cdot i_{sv} - \Phi_{rv} \cdot i_{su}]$$

I-5.4. EQUATION DU MOUVEMENT

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.32)$$

Avec :

- Ω : Vitesse de la machine ;
- f : Coefficient de frottement visqueux ;
- J : Moment d'inertie des masses tournantes ;
- C_e : Couple électromagnétique ;
- C_r : Couple résistant.

I-6. MISE EN EQUATION D'ETAT

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{su} et V_{sv} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$).

En remplaçant les expressions (I.17) et (I.18) dans les équations (I.19) et (I.20), on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{s\beta} - \omega \cdot M i_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\alpha} + \omega \cdot M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (I.33)$$

○ Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.34)$$

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T \quad \text{Vecteur d'état ;}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}] \quad \text{Vecteur de commande.}$$

[A] : matrice d'évolution d'état du système.

[B] : matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1 - \sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1 - \sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (I.37)$$

o Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (1.38)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \cdot \Omega - C_r \quad (1.39)$$

I-7. MODELISATION DE L'ALIMENTATION

Pour simplifier l'étude supposons que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- ✓ La charge est équilibrée en étoile avec neutre isolé.

On a, donc :

$I_{K_{ci}} = 0$, $V_{K_{ci}} \neq 0$; Interrupteur ouvert

$I_{K_{ci}} \neq 0$, $V_{K_{ci}} \neq 0$; Interrupteur fermée

I-7.1. DEFINITION D'UN ONDULEUR

Un onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement reste très proche de celui du hacheur c'est-à-dire que la séquence imposée aux interrupteurs statiques réalise une modulation de largeur des impulsions de tension appliquée aux enroulements statorique de la machine. [07]

I-7.2. PROPRIETE DE L'ONDULEUR

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer en respectant la règle de connexion des sources [08].

- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu.
- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue et alimentant un récepteur de courant alternatif (exemple machine asynchrone), cas de notre étude.

I-7.3. DOMAINE D'UTILISATION

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux Commande des moteurs alternatifs, filtre actif, Utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif [08].

I-7.4. STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure (I.4) chaque groupe transistors - diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutations par exemple K_{11} et K_{12} [07].

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $(+U/2)$, tantôt à $(-U/2)$.

Les interrupteurs fonctionnent comme en monophasé la seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est I_n tel que $I_n = I_a + I_b + I_c$.

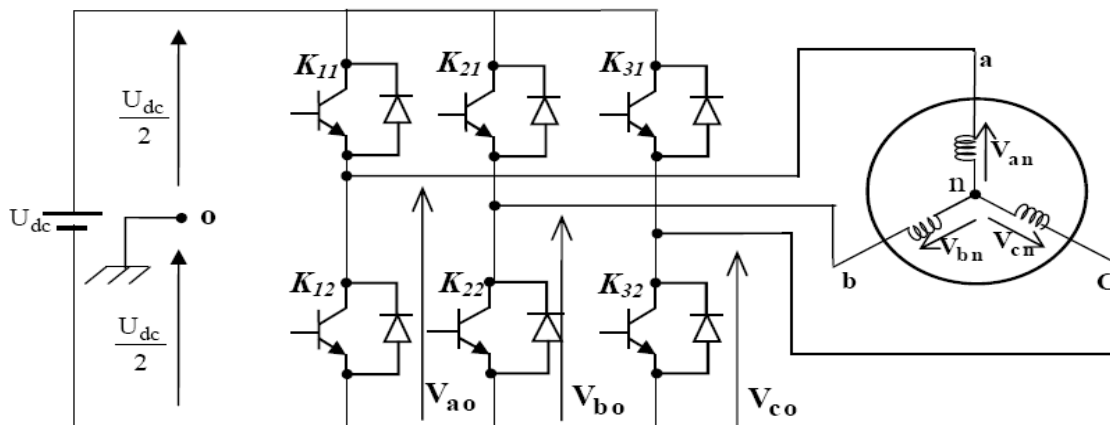


Fig. I.4 représentation de l'ensemble onduleur de tension –MAS

Les couples d'interrupteur (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part, les diodes D_i ($i=1,2,3,4,5,6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors. [07]

I-7.5. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relation :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Tel que V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tension continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative).

V_{no} : tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.42})$$

La substitution de (I.42) dans (I.41) donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.43})$$

En remplaçant (I.43) dans (I.41), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continue- alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (\text{I.45})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} [V_{AC}] &= [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T \\ [V_{dc}] &= [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T \end{aligned} \quad (\text{I.46})$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \ S_2 \ S_3]^T$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1, 2, 3\}$.

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

I-7.6. ETUDE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitant un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation en courant ou en tension.

Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulement statoriques un courant ou une tension de forme et de amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter. Trois structure principales peut être envisagées

- Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle de la tension par la commande MLI naturelle [08].

I-7.7. OBJECTIF DE LA TECHNIQUE MLI

Les objectifs principaux d'une MLI naturelle sont les suivants :

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable [09].

Les paramètres essentiels de MLI naturelle sont par conséquent :

- La fréquence de modulation : f_m ;

- L'indice de modulation : $m = \frac{f_m}{f_s}$

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur ;

- Coefficient de réglage :

$$r = \frac{\text{valeur.créte.de.fondamental.de.la.tension.de.charge.souhaitée}}{\text{Amplitude.des.créniaux.de.la.tension.de.sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de "r" la plus élevée possible.

La commande MLI est caractérisé par les deux paramètres :

$$m = \frac{fp}{f_{ref}} \geq 20 \quad \text{et} \quad r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \leq 1$$

V_{mref} : Amplitudes de tension de la référence

V_{mp} : Amplitudes de tension de la porteuse

fp : La fréquence de porteuse

f_{ref} : La fréquence de référence

I-7.8. LA TENSION D'ONDULEUR

La courbe suivant montre la tension délivrée par l'onduleur pour une phase. On voit aussi que les graphes on presque une forme sinusoidale.

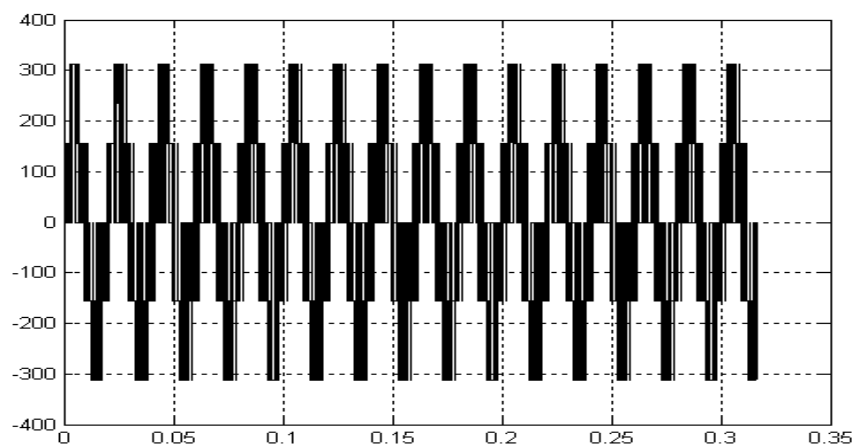


Fig. I.5 les résultats de tension de l'onduleur

- **Simulation de MAS**

La Figure. I.6 présente les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension par un réseau parfaitement sinusoïdal.

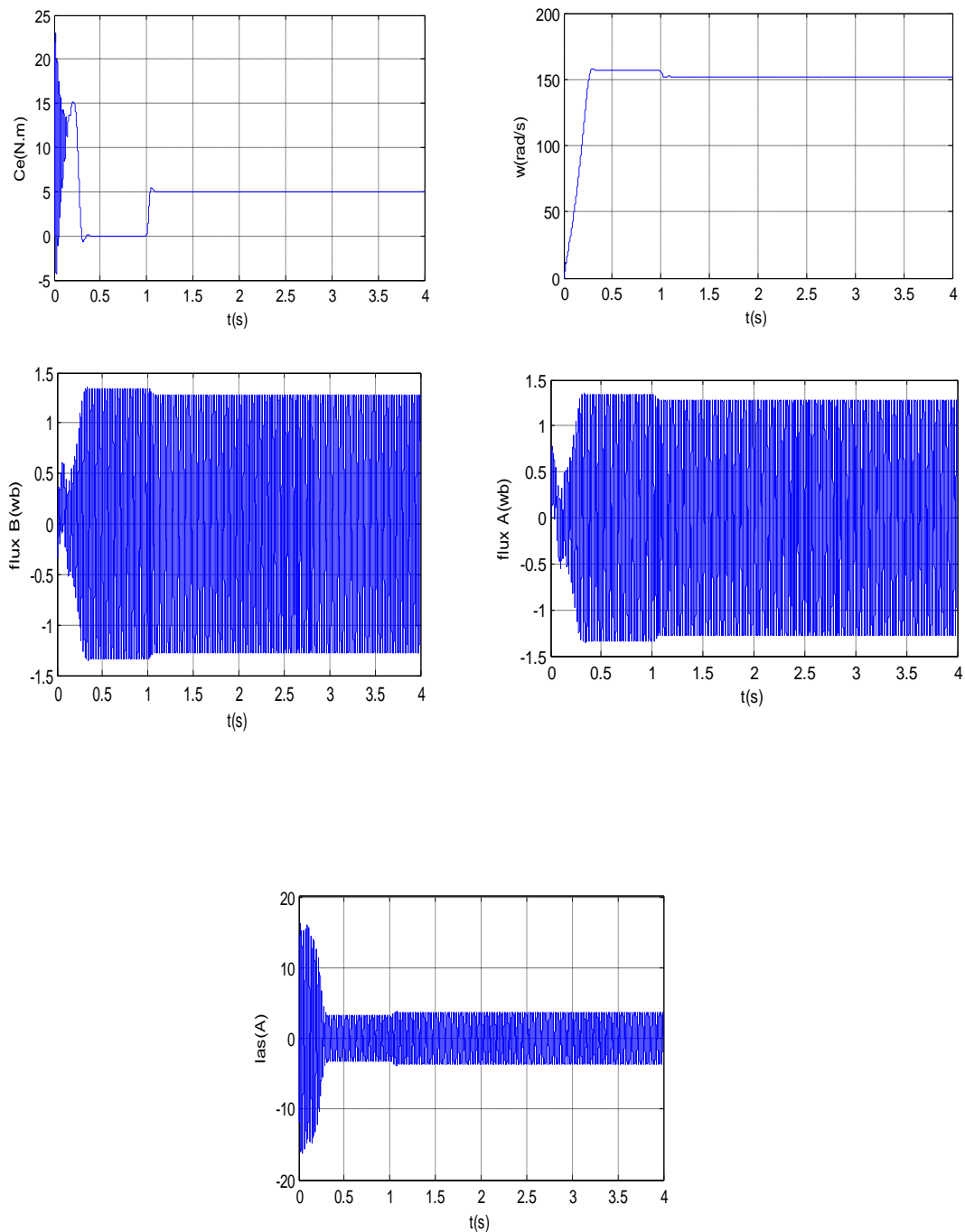


Figure (I.6) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé à vide et en charge avec un échelon de consigne de 5 N.m à $t=1$ s

- **Simulation de L'association Onduleur MAS**

On a simulé le modèle de la machine asynchrone associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI à vide, puis on a appliqué un couple de charge de (5 N.m) à l'instant ($t=2s$). Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 1.7.

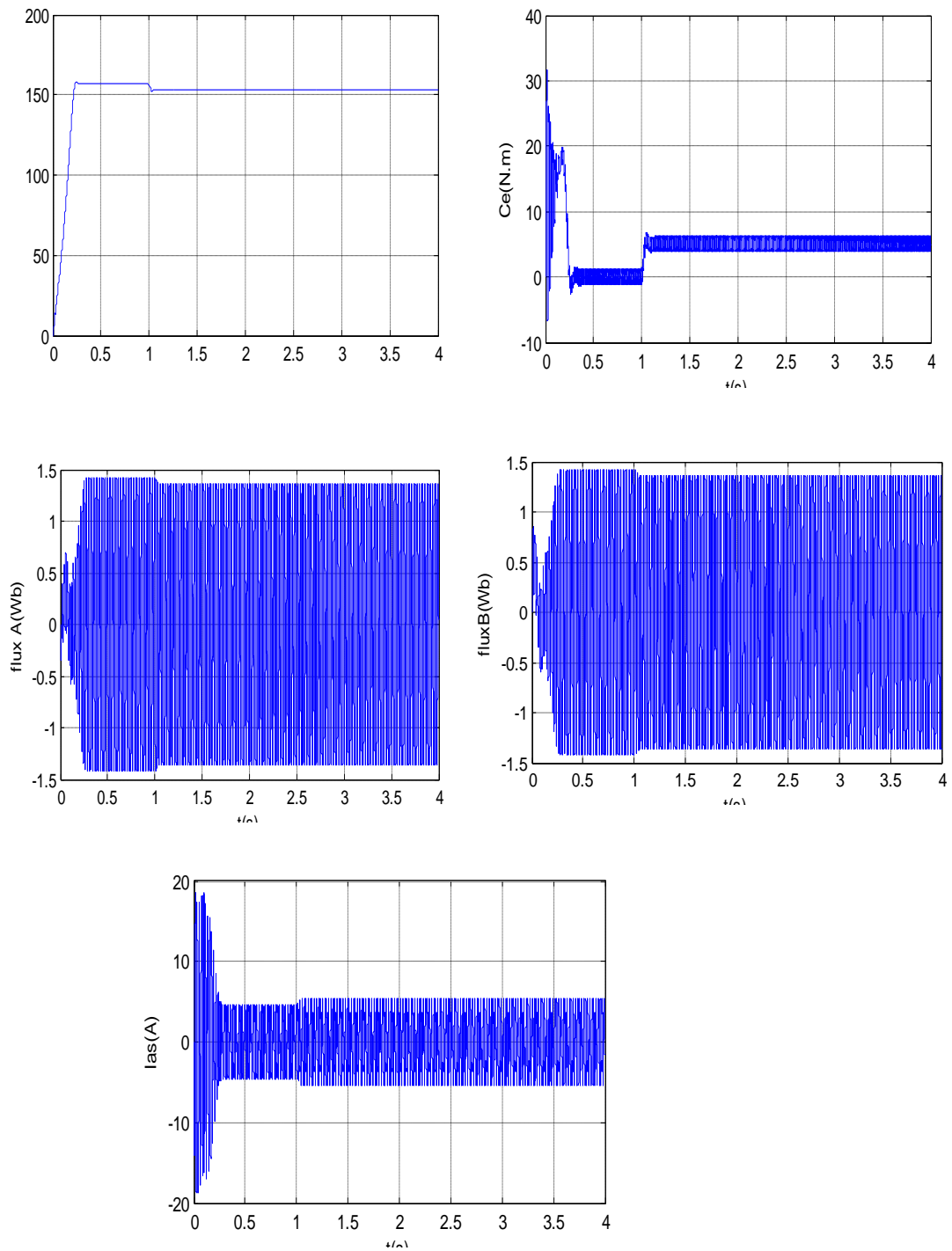


Figure (I.7) : Résultat de simulation de l'association convertisseur-MAS

I-8. INTERPRETATION DES COURBES

Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec l'alimentation directe en plein-charge (par un réseau triphasé). On constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

L'alimentation par un convertisseur statique engendre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant. Ainsi le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Cependant Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Lors de début du démarrage de [0 à 4s] on remarque un fort appel des courants statoriques afin de produire le couple électromagnétique, ce dernier explique le bruit engendré dans la partie mécanique, et une augmentation de la vitesse presque linéaire jusqu'à la valeur du synchronisme (157rd/s).

L'introduction d'une charge de ($C_r=5 \text{ N.m}$) à ($t=1\text{s}$) provoque un appel du courant ce dernier développe le couple jusqu'à la valeur (5 N.m) à ce moment la vitesse est diminué, sur la fig.(I.6) on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine à induction avec son alimentation. La complexité des équations différentielles de ce modèle a été réduite moyennant d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui permis une facilité de résolution et de simulation.

La machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, pour pouvoir de bonne performance dans le régime dynamique, on va introduire dans ce qui suit la technique de la commande vectorielle.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MAS

INTRODUCTION

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field oriented contrôle) introduit par Kvac en 1959 et repris par Blaschke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important. La FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution.

Les techniques de la commande vectorielle implantée par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans des applications de haute performance où le moteur à courant continu était la seule satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

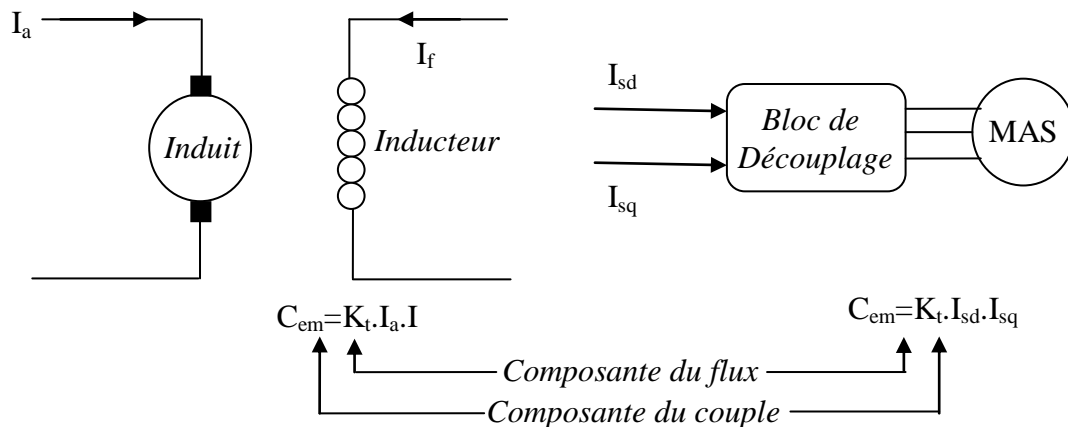
Cette méthode base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques de flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par PI [10].

Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension, en utilisant un estimateur de flux rotorique.

II-1. PRINCIPE DE DECOUPLAGE

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est la moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit.

L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure suivante [11].



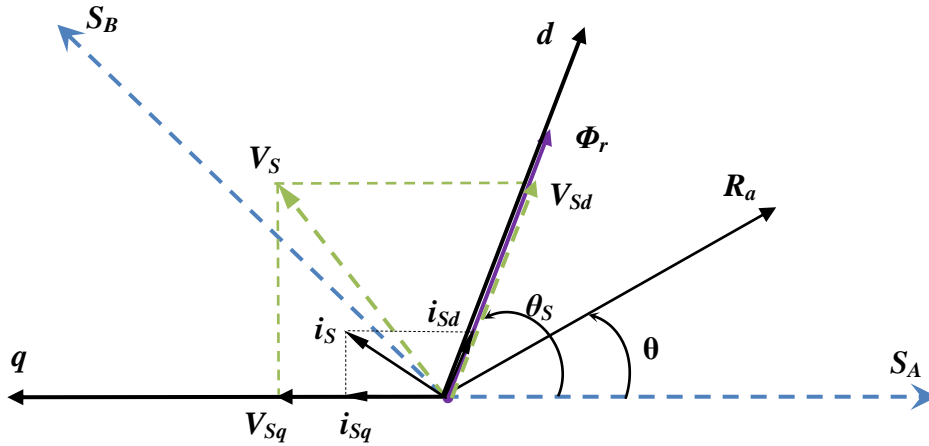
Figure(II.1) : schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie Avec la machine à courant continu

II-2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe **d-q** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [09].

Ou, le couple est donné par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \tag{II.1}$$



Figure(II.2) : Illustration de l'orientation du flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (II.2)$$

A partir de l'équation suivant le flux rotorique devient :

$$\phi_{rd} = \phi_r = L_r I_{rd} + M I_{sd} \quad (II.3)$$

Et :

$$V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (II.4)$$

On obtient :

$$\phi_r = -T_r \frac{d\phi_r}{dt} + M I_{sd} \quad (II.5)$$

Après l'application de la transformée de la place on trouve :

$$\phi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot S} I_{sd} \quad (II.6)$$

L'équation de couple signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe I_{sd} moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps T_r

Alors le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\phi_r I_{sq}) \quad (\text{II.7})$$

On pose la constante :

$$K = p \cdot \frac{M}{L_r}$$

L'équation de couple sera:

$$C_{em} = K(\phi_r I_{sq}) \quad (\text{II.8})$$

Celle-ci est une équation d'une machine à courant continu ; et d'une autre par si $\phi_r = \text{Cos}\rho$ alors le couple électromagnétique $C_{em} = K(\Phi_r \cdot I_{sq})$ devient contrôlable linéairement par I_{sq} .

On a les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{rq} = 0 &= R_r I_{rd} + \omega_r \phi_{rd} \\ \phi_{rq} = 0 &= L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

A partir de ces équations, on déduit l'équation de la pulsation de glissement :

$$\omega_r = \frac{M}{\phi_r \cdot T_r} I_{sq} \quad (\text{II.10})$$

L'équation (II.10) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, la pulsation de glissements ω_r devient proportionnelle à la composante I_{sq} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par son équation.

D'après les équations de flux et l'équation de couple, nous pouvons contrôler indépendamment le flux ϕ_r et le couple C_{em} en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique.

II-3.COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Pour la commande directe par orientation de flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [12], [13]

II-4. STRUCTURE CVD DE LA MAS

Pour une MAS alimentée en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées dans la représentation d'état.

Le problème de la commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator.

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant ($\omega_r = \omega_s - \omega$ et $\omega_{obs} = \omega_s$) est le suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot \sigma}\right) I_{sd} + \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot M \cdot \sigma} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot I_{sd} + \left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) I_{sq} - \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \omega \cdot \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot M \cdot \sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \omega_r \cdot \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

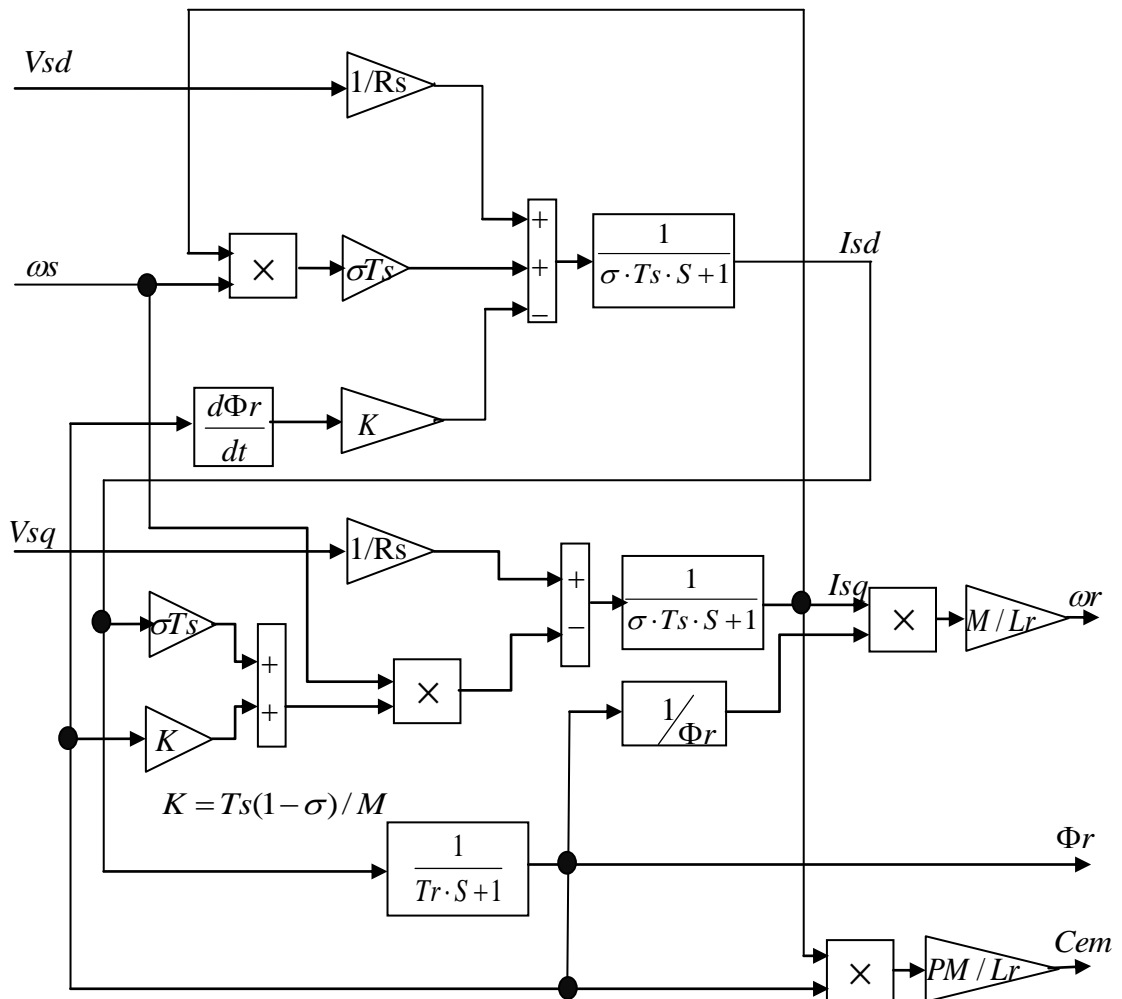
En substituant la condition dans le système d'équations prédicants (II.11) et on tenant compte de l'équation de couple (II.8), on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r \cdot \phi_r \\ V_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Telle :

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r}$$

Le schéma équivalent de cette structure de commande est représenté par la figure suivant :



Figure(II.3) : Structure de la commande par orientation du flux rotorique

II-5. DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande $V_{sd,1}$ et $V_{sq,1}$ tel que $V_{sd,1}$ n'agit que sur I_{sd} et $V_{sq,1}$ sur I_{sq} .

Nous présentons $V_{sd,1}$ et $V_{sq,1}$ comme suit [14]:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd,1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq,1} - f_{emq} \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{M \cdot R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ f_{emq} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{M^2}{T_r \cdot L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

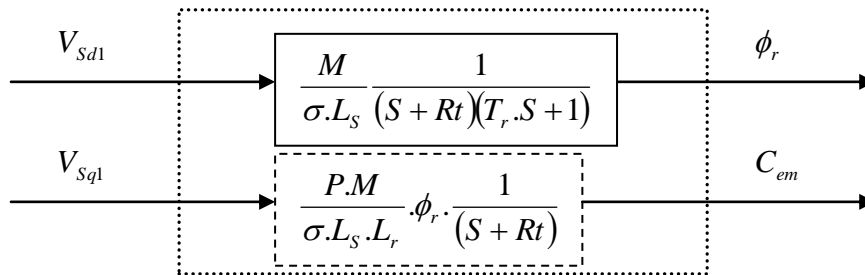
Et :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Ce dernier système peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + M^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + M^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons reconstruction donnée par la figure suivant :



Figure(II.4) : représentation du découplage

II-5-1 ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique,[15].

Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r \alpha}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \alpha - \omega \Phi_r \beta \\ \frac{d\Phi_r \beta}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \beta + \omega \Phi_r \alpha \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le modèle du flux est donné par

$$\|\Phi_r\| = \sqrt{\Phi^2 r \alpha + \Phi^2 r \beta} \quad (\text{II.19})$$

$$\theta_s = a \tan\left(\frac{\Phi r \beta}{\Phi r \alpha}\right) \quad (\text{II.20})$$

II-6. CALCUL DES REGULATEURS

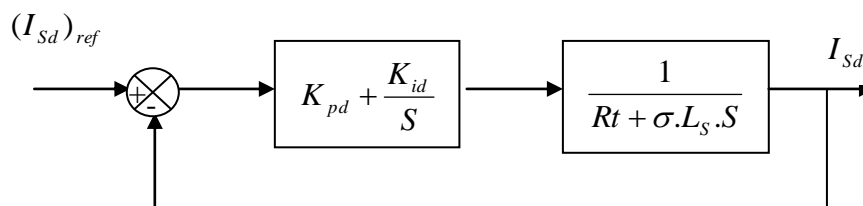
Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel –Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

II-6-1. REGULATEUR DE COURANT I_{sd}

A partir de l'équation matricielle (II.16), on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{sd1} Et V_{sd1} par :

$$\frac{I_{sd1}}{V_{sd1}} = \frac{1}{Rt + \sigma.L_s.S} \quad (\text{II.21})$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur PI est donné par la figure suivant :



Figure(II.5) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique Isd

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit donc

$$F(i)_{BO} = K_{id} \frac{\left(\frac{K_{pd}}{K_{id}}\right).S + 1}{S} \cdot \frac{1/Rt}{1 + \frac{\sigma.L_s}{Rt}.S} \quad (\text{II.22})$$

Donc :

$$\tau_{BO} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{\sigma.L_s}{Rt}$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(i)_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{Rt}{K_{id}} \cdot S} \quad (II.23)$$

Alors nous obtenons une réponse type 1^{er} ordre de constante de temps :

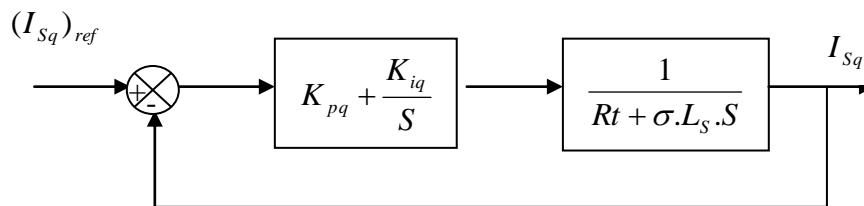
$$\tau_d = \frac{Rt}{K_{id}} \quad \text{Tel que } 3 \cdot \tau_d = 2ms \quad (II.24)$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{Rt}{\tau_d} \\ K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot \sigma \cdot Ls}{Rt} \end{cases} \quad (II.25)$$

II-6-2. REGULATEUR DE COURANT Isq

Le schéma bloc de la régulation de la composante en quadrature du courant statorique est représenté par la figure « fig. II.6».



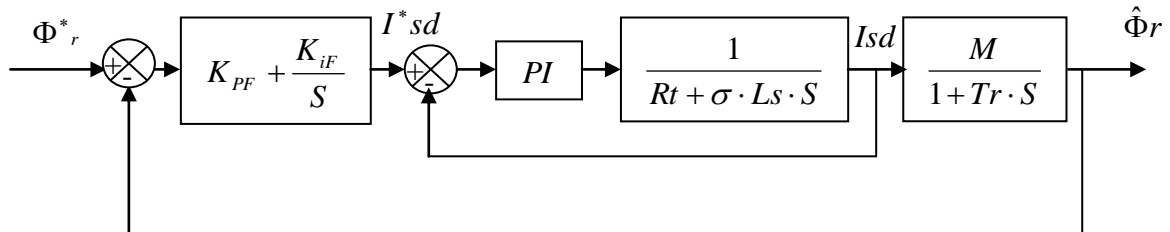
Figure(II.6) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique Isq

On remarque que le courant Isq a la même dynamique que le courant Isd, on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment donc

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{Rt}{\tau_d} \\ K_{pq} = \frac{K_{iq} \cdot \sigma \cdot Ls}{Rt} \end{cases} \quad (II.26)$$

II-6-3. Régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice. La boucle de régulation du flux est donnée par la figure(II.7)



Figure(II.7) : schéma de régulation de flux

On considère que le courant I_{sd} est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_F = K_{iF} \frac{\left(\frac{K_{PF}}{K_{iF}}\right) \cdot S + 1}{S} \cdot \frac{M}{1 + Tr \cdot S} \quad (II.27)$$

Après la compensation des pôles par la condition $Tr = \frac{K_{PF}}{K_{iF}}$ nous obtenons la $FTBF_F$ comme suit

$$FTBF_F = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{iF} \cdot M} \cdot S} \quad (II.28)$$

Avec :

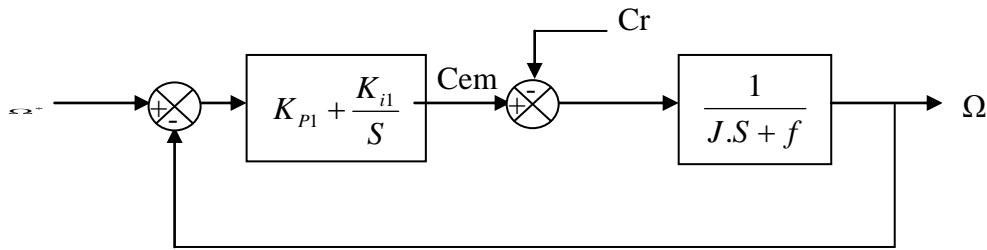
$$\tau_F = \frac{1}{K_{iF} \cdot M}$$

Les paramètres de la régulation sont

$$\begin{cases} K_{iF} = \frac{1}{\tau_F \cdot M} \\ K_{PF} = K_{iF} \cdot Tr \end{cases} \quad (II.29)$$

II-6-4. REGULATEUR DE VITESSE

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure suivante :



Figure(II.8) : schéma de régulation de la vitesse

La fonction de transfert de système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{J.S + f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{J.S + f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_{1.s}}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right).S + \frac{J}{K_{i1}}.S^2} \quad (II.30)$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}}$$

Cette fonction de transferts possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(1 + \frac{2.\zeta}{\omega_0}.S + \frac{1}{\omega_0^2}.S^2\right)$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2.\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (II.31)$$

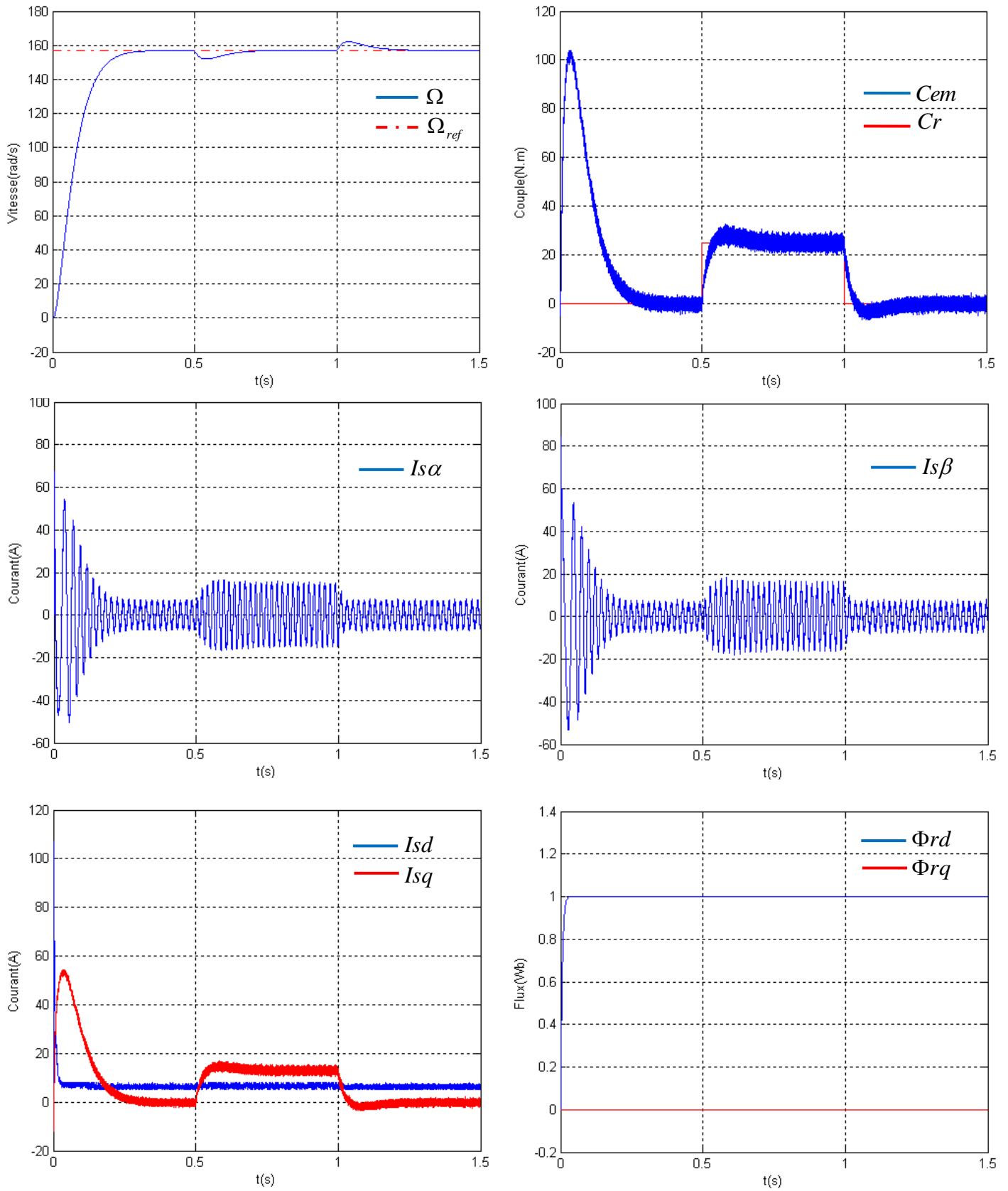
Pour un amortissement critique $\zeta = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2.\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad \text{tel que } \tau_1 = \frac{t_{rep}(5\%)}{3} \quad (II.32)$$

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la figure (II.10), le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal auprès du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près.

Résultat de simulation



Figure(II.10) : Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge

II.8.1.1 INTERPRETATION :

Ces résultants montrent que lors de démarrage la vitesse se stabilise à la valeur de référence après un régime transitoire linéaire, le courant I_{α} présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, Le flux rotorique Φ_r suit sa référence, le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à entre ($t=0.5s$ et $t=1s$) on remarque :

L'allure de la vitesse présente, une faible chute rejetée par la suite puis se stabilise à sa valeur de référence, le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué, on remarque aussi que le courant i_q est l'image du couple électromagnétique et le courant i_d est l'image du flux rotorique le découplage entre le couple et le flux est ce exprime qu'il ya un découplage complètement entre le flux et le couple électromagnétique.

II-8-2. INVERSION DU SENS DE ROTATION DE LA VITESSE

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+157$ rad/sec à -157 rad/sec à partir de $t=1$ sec et à $t=2$ sec autre changement de consigne de -157 rad/s à $+30$ rad/s avec application d'un couple résistant $C_r = 25$ N.m à l'instant $t=0.5$ sec

Les résultats de simulation sont illustrés par la Fig.(II.11).

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse

Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

Résultat de simulation

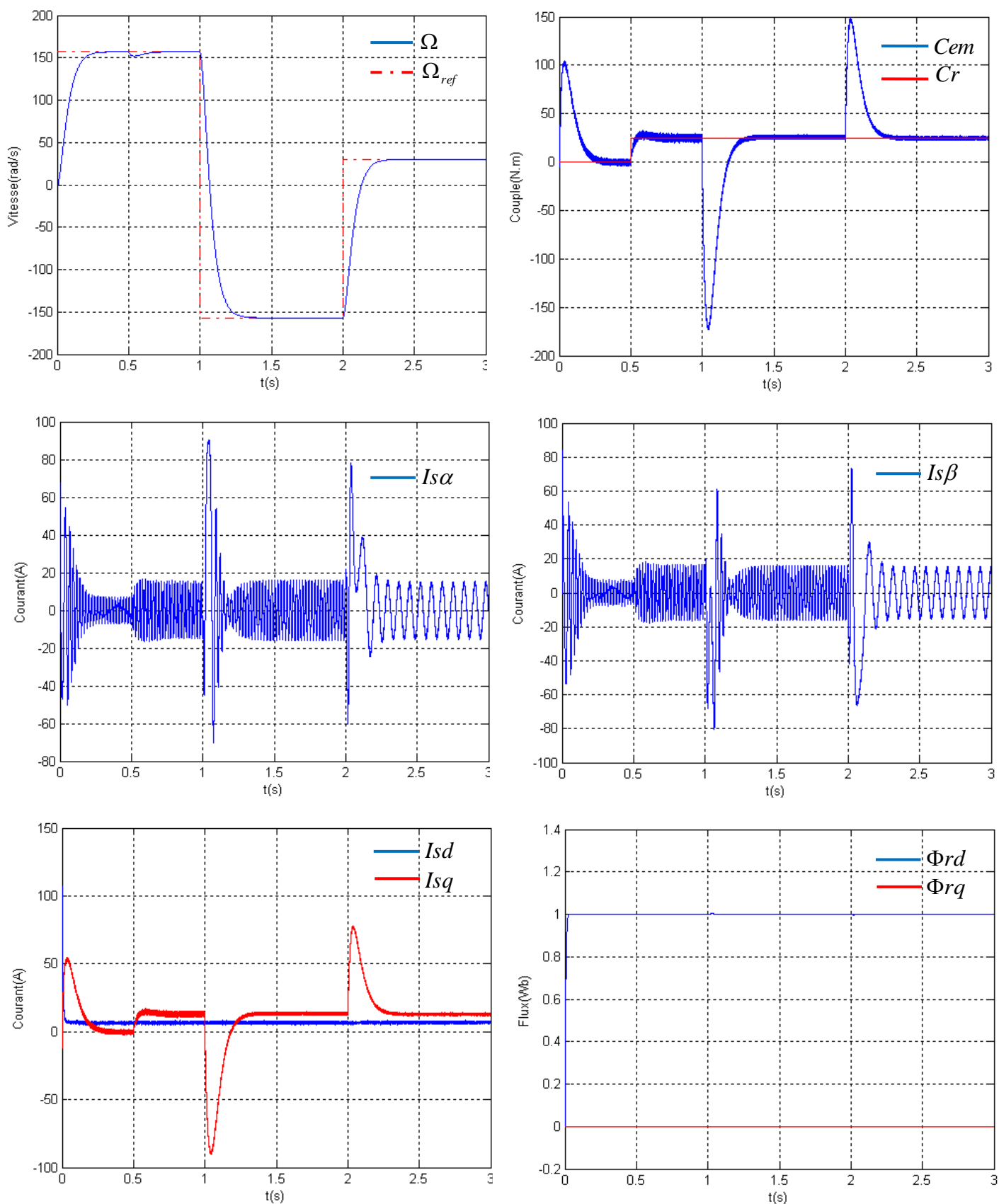


Figure (II.11) : Test de variation du sens de rotation et du couple de charge

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Les résultats de simulation avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants. Ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le flux rotorique et le couple.

Et, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant et on a déterminé la vitesse à l'aide d'un capteur mécanique, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Nous passons alors à chercher des techniques d'observation ou d'estimation de vitesse qui peuvent diminuer le coût de la commande, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

**Commande
Vectorielle
avec
l'observateur
MRAS**

INTRODUCTION

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charge extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées. Ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple électrotechnique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physique directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, malgré leurs difficultés des montages entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leurs sensibilités aux interférences extérieures et leurs maintenances très coûteuses. D'un autre coté certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique,, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour les reconstitutions des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.[04]

Ce chapitre est consacré à la problématique de reconstruction des deux principales grandeurs électriques telles que le flux magnétique ϕ_r et le couple électromagnétique C_{em} . La bonne connaissance de ces grandeurs est nécessaire pour le contrôle du variateur asynchrone et leur performance statique et dynamiques à garantir pour un cahier de charge donné. Pour la construction des grandeurs mécanique non mesurables telles que la vitesse de rotation Ω et du couple de charge C_r .

III-1.SUPPRESSION DU CAPTEUR DE VITESSE

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine. Les méthodes d'estimation de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes. Le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques, le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine. [03]

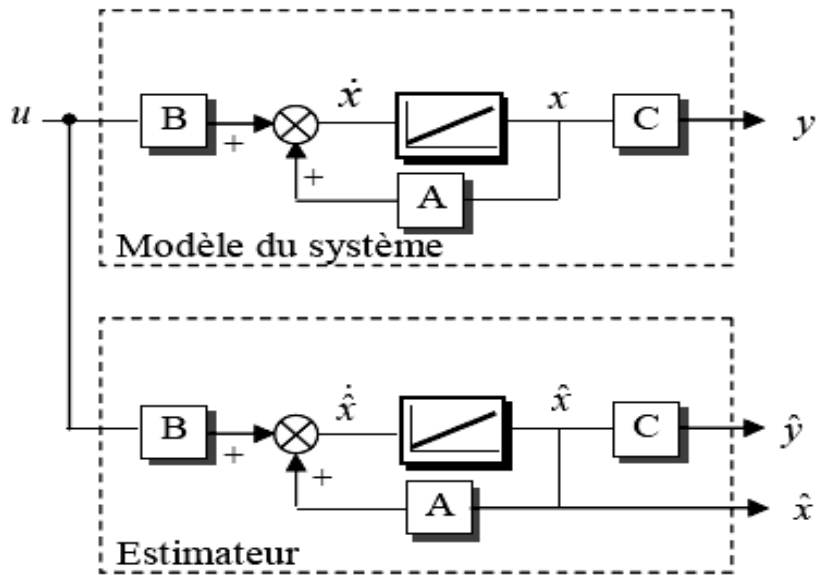
III-2- ESTIMATEUR ET L'OBSERVATEUR

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électrique directs (courants, tension,...), ou mécanique (vitesse de rotation, position...). [16]

On peut dire qu'il y'a deux solutions pour avoir la vitesse de rotation. L'estimation ou l'observation.

III-2-1. L'ESTIMATEUR

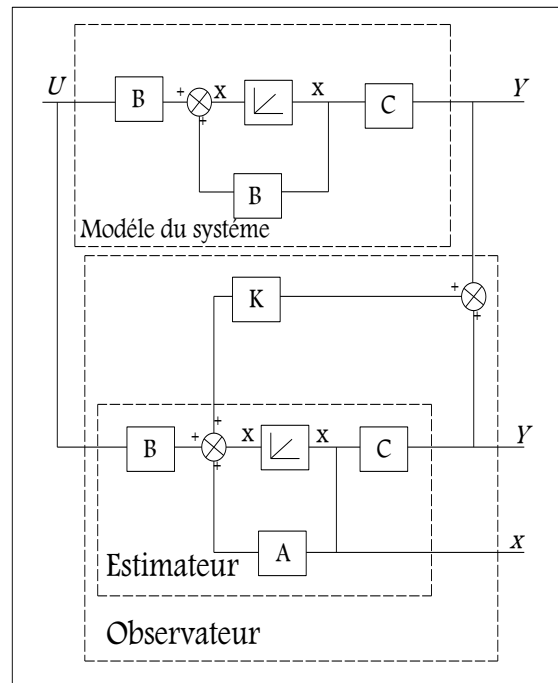
Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine [17]. Une telle approche conduit à la mise en oeuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement [18]. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur fig(III.1).



Figure(III.1) : Schéma de principe d'un estimateur

III-2-2. L'OBSERVATEUR

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Fig [03].



Figure(III.2) : Schéma de principe d'un observateur

III-3- ESTIMATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Supposons que tous les paramètres de la machine sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle de la machine en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques.

III-3-1. SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE MRAS

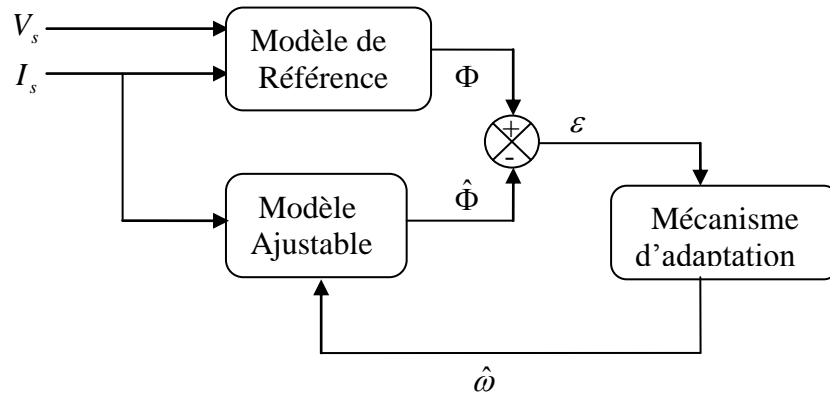
L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder [19], par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [11].

Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la Fig. (III.3), se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du machine, le premier est un modèle de référence que constitue le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif ou ajustable possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de vitesse est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [20].

La commande adaptative avec modèle de référence a été principalement développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée.

Dans notre cas, pour estimer la vitesse mécanique et le flux rotorique on utilise uniquement les mesures de tension et courant statorique.

Le schéma de principe de cette méthode est montré dans la figure (III.3).



Figure(III.3) : schéma de principe de la méthode de MRAS

III-3-2. MODELES DE BASE

A partir des équations du flux et de tension du modèle du stator on peut tirer les équations suivantes :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s I_s - \sigma L_s P I_s) \quad (\text{III.1})$$

$$\dot{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + J\omega\right) \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (\text{III.2})$$

Le flux rotorique provenant de l'équation (III.1) ne dépend pas de la vitesse mécanique et produit la valeur de référence du flux rotorique on peut la considérer comme étant le modèle de référence tandis que l'équation (III.2) dépend de la vitesse, on peut la considérer comme étant le modèle ajustable. Elle produit la valeur estimée du flux rotorique.

Pour démontrer la stabilité du modèle choisi, on va utiliser le critère de POPOV [03]. Pour cela on considère l'équation (III.2) prise pour l'estimation du flux et de la vitesse, ce qui nous donne

$$\hat{\Phi} = \left(-\frac{1}{T_r} + J\hat{\omega}\right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (\text{III-3})$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles (III-2) et (III-3) donnée par

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Phi_d \end{bmatrix} \cdot (\omega - \hat{\omega}) \quad (\text{III.4})$$

Équivalent à :

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] \cdot [A] - [W] \quad (\text{III.5})$$

Le critère de POPOV exige la satisfaction de l'intégrale suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T \cdot W \cdot dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.6})$$

A ce propos, POPOV propose la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) \cdot d\tau \quad (\text{III.7})$$

Où γ^2 constante positive. En utilisant l'équation (III-7) tout en remplaçant ε et W par leurs valeurs, on obtient :

$$\int \left[\begin{bmatrix} \varepsilon_d \hat{\phi}_q - \varepsilon_q \hat{\phi}_d \end{bmatrix} \cdot \left[\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) \cdot d\tau \right] \right] dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.8})$$

La solution de cette équation peut être trouvée à l'aide de la relation suivante

$$\int_0^t K \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K \cdot f(0)^2 \quad K \geq 0 \quad (\text{III.9})$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'intégrale de POPOV (III.8), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = K_i (\varepsilon_q \hat{\phi}_{rd} - \varepsilon_d \hat{\phi}_{rq}) \\ Q_2 = K_p (\varepsilon_q \hat{\phi}_{rd} - \varepsilon_d \hat{\phi}_{rq}) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant l'équation (III.10) dans l'équation (III.7), on obtient la valeur estimée $\hat{\omega}$ par la loi d'adaptation suivante :

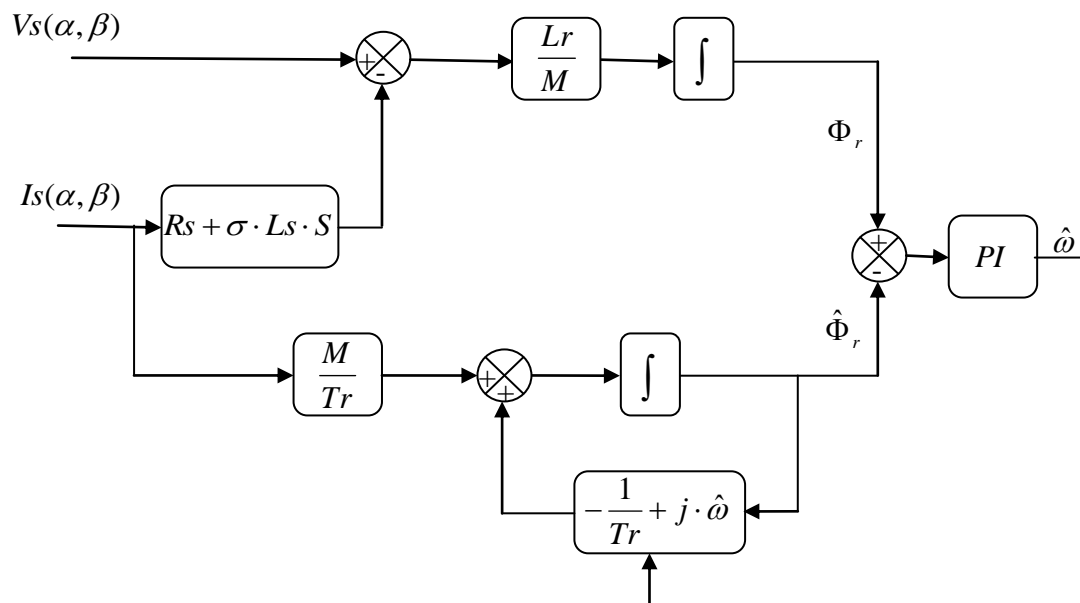
$$\hat{\omega} = K_p (\phi_{rq} \hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd} \hat{\phi}_{rq}) + K_i \int_0^t (\phi_{rq} \hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd} \hat{\phi}_{rq}) \quad (\text{III.11})$$

Ce qui conduit à :

$$\hat{\omega} = (K_p + \frac{K_i}{P})(x \otimes \hat{x}) \quad (\text{III.12})$$

Avec

$x = \phi_r$, représente le flux rotorique, avec ce choix de variable x, nous obtiendrons le schéma bloc correspondant ou technique MRAS par la figure (III.4).

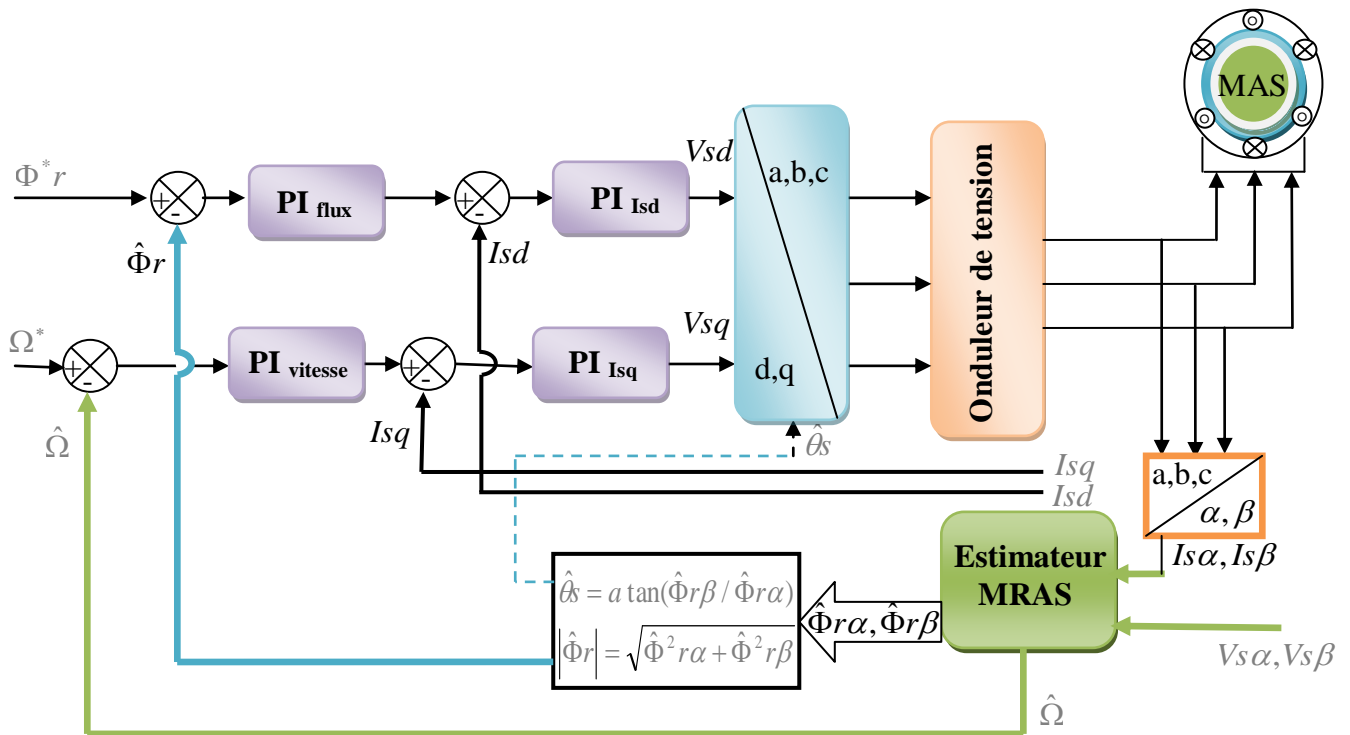


Figure(III.4) : Schéma de technique MRAS

Avec les connaissances complètes des paramètres de la machine, les sorties des deux modèles devraient coïncider. Cependant, toute inégalité entre la vitesse réelle et la vitesse estimée donne automatiquement une erreur passe à travers un contrôleur **PI** délivrant ainsi la vitesse du modèle réglable.

III-4- SCHEMA DE SIMULATION DE TECHNIQUE MRAS

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la figure suivante :



Figure(III.5) : CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS

III-5. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION :

Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse la CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS. Dans les régimes de fonctionnements suivants :

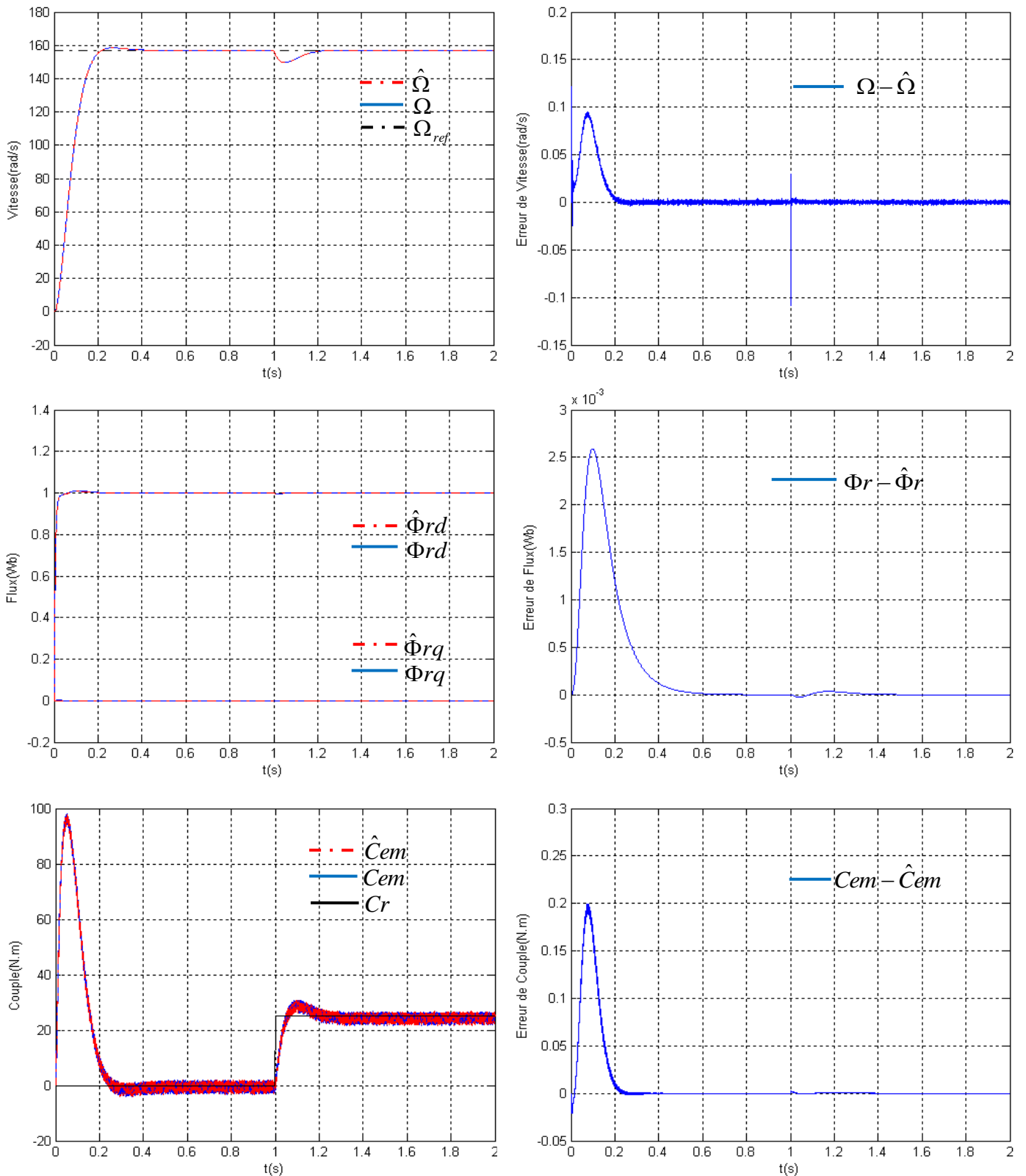
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation de la vitesse

III-5-1. DEMARRAGE A VIDE AVEC INTRODUCTION DU COUPLE DE CHARGE

La Fig (III.6) illustre les résultats de simulation de la CV avec la technique MRAS lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r=25\text{Nm}$ à l'instant $t=0.5$ sec.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique de vitesse sont présentés par la fig(III.6). On observe de premier vue la validité de l'observateur MRAS à reconstruire les grandeurs principales de la machine asynchrone, et on voit que le flux et la vitesse et le couple suivent la même trajectoire des grandeurs réelles.

Les résultats de simulation



Figure(III.6) Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application D'une charge de $C_r = 25$ Nm à l'instant $t = 1$ sec

INTERPRETATION :

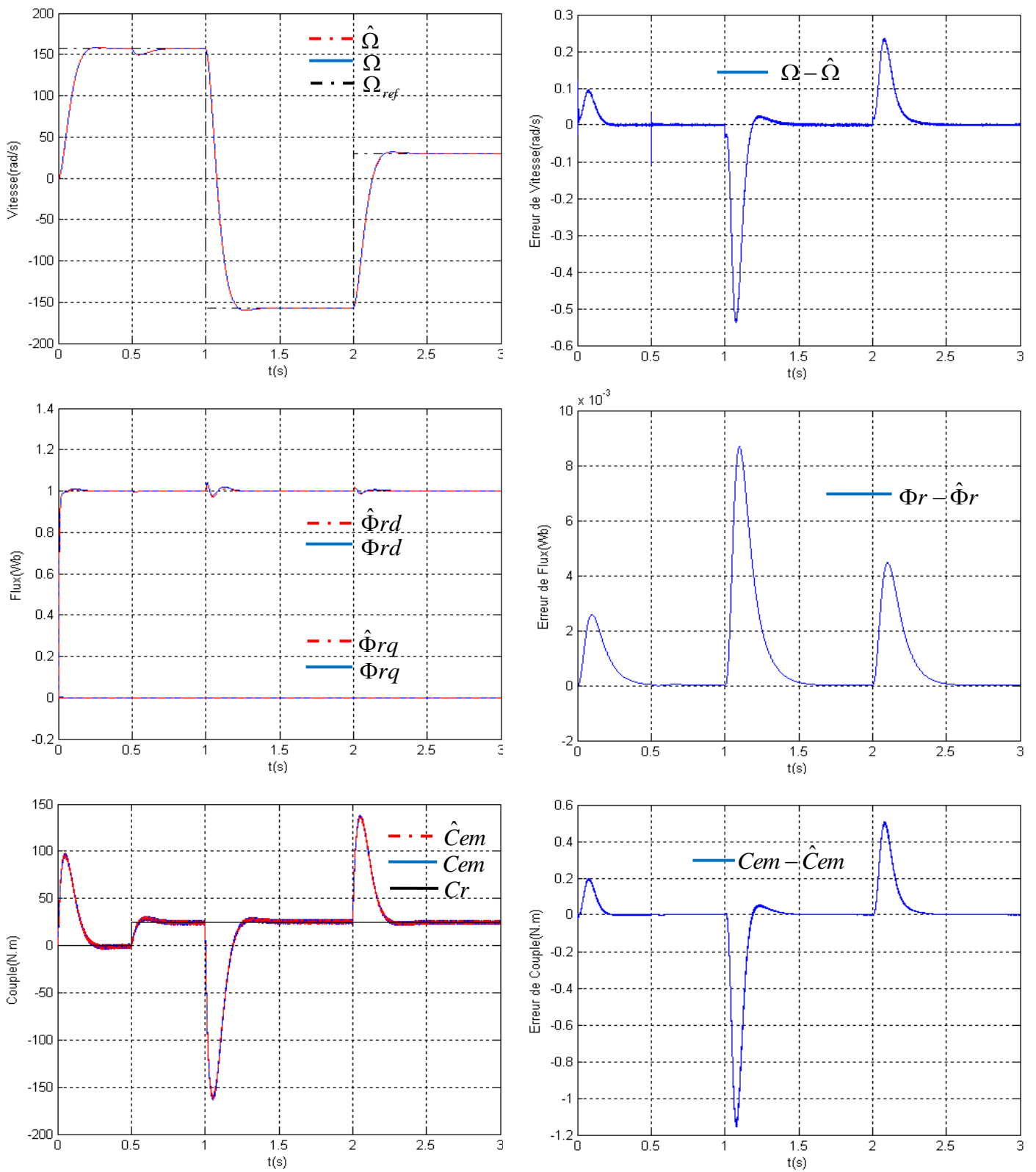
Les résultats de simulation obtenus dans la figure (III.6) nous montrent que le système répond positivement à la variation de la charge mécanique. Les résultats montrent aussi que la vitesse suit les nouvelles références. On remarque que la vitesse, le flux, ne changent pratiquement pas. On constate aussi l'importance de cette Technique sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par MRAS en présence de variation de la charge mécanique. On voit que le flux et la vitesse et le couple suivent la même trajectoire des grandeurs réelles.

III-5-2. INVERSION DU SENS DE ROTATION DE LA VITESSE

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de +157 rad/sec à -157 rad/sec à partir de $t = 1$ sec et à $t = 2$ sec autre changement de consigne de -157 rad/s à +30 rad/s avec application d'un couple résistant $C_r = 25$ N.m à l'instant $t = 0.5$ sec.

Les résultats de simulation sont illustrés par la Fig.III.7. Suivent de ce test de l'inversion du sens de rotation de vitesse (157 rad/sec à -157 rad/sec) les résultats montrent la robustesse cet estimateur et on peut affirmer que la CV basée sur la technique MRAS est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures le couple résistant et la variation de vitesse.

Les résultats de test de robustesse



Figure(III.7) : Résultats de simulation pour un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de consigne de vitesse en même temps

III.5.2.1 INTERPRETATION :

On prend les tensions et les courants statorique biphasé comme des gradeurs d'entrées du bloc MRAS qui délivré le flux réel et le flux estimé, leur erreur injecté dans le dispositif de régulation (PI) nous donne finalement la vitesse estimée. Les résultats de simulation de la machine et l'estimateur sont présentés dans les figures si dessus.

On observe d'après les résultats obtenue dans la figure (III.7) que l'observateur MRAS est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse. On note aussi que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate.

La figure (III.7) illustre les courbes pour une variation de la vitesse. La vitesse suit sa Valeur de référence avec un temps de réponse $t=0.2s$. Le flux garde sa valeur donc le découplage existe quelque soit la variation de la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus dans les figures (III.7) nous montrent que la vitesse, le flux, ne changent pratiquement pas. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la MRAS en présence de variation de la vitesse mécanique.

On voit que les grandeurs estimés (flux et la vitesse et le couple) suivent la même trajectoire de leurs grandeurs réelles.

CONCLUSION

Les grandeurs obtenues par l'estimateur sont semblables à ceux de la machine asynchrone cela montre l'efficacité de l'estimateur.

Les résultats de simulation montrent bien que l'utilisation de l'estimateur MRAS est importante dans la commande de la MAS, le régime transitoire et très court et l'erreur entre les flux estimés et mesurés tant vers zéro dans le régime permanent, les tests de robustesse de l'estimateur sont également vérifiés.

L'utilisation de l'estimateur apporte une nette amélioration à la structure bouclée.

Chapitre IV

**Commande
non linéaire
par
backstepping**

INTRODUCTION

La commande par Backstepping des systèmes non linéaires, permet de construire une loi de commande qui garantit, en tout temps, la stabilité du processus. Pour sa faire en évidence les sous-systèmes du processus, pour chacune de ces parties, il faut trouver, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, une commande qui permet de stabiliser le sous-système.

Pour se faire, l'état précédent est considéré comme la variable manipulable. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la fin, une loi de commande est obtenue pour le processus [21].

Dans ce chapitre, on donnera un aperçu de la commande par Backstepping appliquée à un système du second ordre. Par la suite on appliquera cette technique de commande à la machine asynchrone.

IV -1. GENERALITES SUR L'APPROCHE DU BACKSTEPPING

Le principe du Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping permet de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante.

L'idée principale est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour les systèmes non linéaires en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. La loi de commande trouvée, permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités [23].

IV-2. Les avantages de la commande Backstepping

Les avantages de la technique de backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances. La commande par mode de glissement non linéaire est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de backstepping avec une procédure très simple [22].

Aussi, une autre solution permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de

perturbation à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping [23].

IV-3. PRINCIPE DU BACKSTEPPING

L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle.

Dans cette première partie, on va développer un système de commande par Backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système. Pour se familiariser avec la commande par Backstepping, on va l'appliquer pour un système du second ordre.

IV-3.1. Système du second ordre simplifié

Dans un premier temps, on considère un système non linéaire du second ordre de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 = \beta(x)u + \varphi_n(x_1, x_2)^T \cdot \theta = x_1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Tel que :

θ : Vecteur paramétrique connu.

$\varphi_2(x_1, x_2)$ et $\varphi(x_1)$: sont des vecteurs de fonctions non linéaires.

Pour un premier cas, on considère $\beta(x) = 1$ et $\varphi_2(x_1, x_2) = 0$.

La conception du Backstepping est récursive. D'abord, on choisit l'état " x_2 " comme étant la commande virtuelle de l'état " x_1 ", ensuite on adopte la fonction stabilisante suivante :

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \quad (\text{IV.2})$$

y_r : est la valeur de la référence

Avec k_1 gain positif

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$$\dot{x}_2 = u$$

Cette solution est conçue pour stabiliser l'équation (IV.2), on définit alors les erreurs suivantes:

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - y_r \\ e_2 &= x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Alors, le système complet (IV.4) peut être reformulé en utilisant les nouvelles coordonnées des erreurs e_1 et e_2 :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= k_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Pour le système d'équations (IV.5), on va concevoir une loi de commande $u = \alpha_2(x_1, x_2)$ afin de rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov définie négative. Cet objectif peut être complété par une simple fonction de Lyapunov définie positive :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{IV.6})$$

La dérivée de (IV.6) le long de la trajectoire donne :

$$\dot{V} = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{IV.7})$$

En remplaçant la dérivée de e_1 et e_2 par leurs valeurs données en (IV.5), la dérivée devient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot \left[u + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \right] \quad (\text{IV.8})$$

Pour garantir la condition de stabilité de Lyapunov ($\dot{V} < 0$), la commande " u " est choisie par :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2) = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \quad (\text{IV.9})$$

Avec $k_2 \text{ gain} > 0$

Dans ces conditions la dérivée de " V " devient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{IV.10})$$

Ce qui signifie que l'équilibre est atteint et le système est asymptotiquement stable. Le système des erreurs " e " en boucle fermée résultant est linéaire stable de la forme :

$$\dot{e} = A \cdot e \quad (\text{IV.11})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & k_2 \end{bmatrix}, e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

La solution dans ce cas se traduit par :

$$e = e(0) \cdot e^{-A \cdot t} \quad (\text{IV.12})$$

L'équation (IV.12) montre que les erreurs " e " convergent bien vers zéro. Le schéma bloc de la figure (IV.1) présente la commande d'un système non linéaire dont le calcul de la loi de commande " u " a été fait par l'approche du Backstepping.

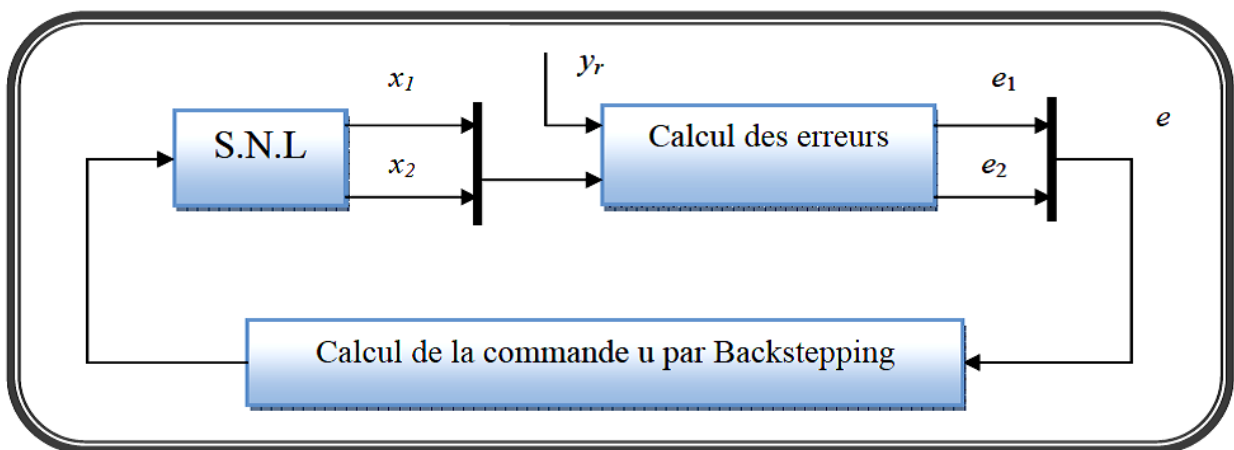


Figure (IV.1) : Schéma de principe du contrôle par Backstepping

IV-3.2. Système du second ordre généralisé

On reconsidère le système d'équation (IV.1) avec les conditions suivantes :

$$\beta(x) = 1 \text{ et } \varphi_2(x_1, x_2) \neq 0$$

Comme le 1^{er} cas on définit la fonction stabilisante comme suit :

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \quad (\text{IV.13})$$

Avec le gain $k_1 > 0$

Le changement de variable est décrit par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - y_r \\ e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

La dynamique des erreurs s'exprime par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = \beta(x)u + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

La fonction de Lyapunov définie positive est choisie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{IV.16})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot \left[\beta(x)u + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \right]$$

Pour obtenir " \dot{V} " négative on choisit la commande " u " comme suit :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} \left[-k_2 e_2 - e_1 - \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \right] \quad (\text{IV.18})$$

En remplaçant l'équation (IV.18) dans (IV.17), on obtient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{IV.19})$$

Le système à simuler est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1[x_1 \quad 2x_1]^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 = u + \varphi_1[2x_2 \quad -4x_1]^T \cdot \theta \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

IV-4. COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MAS

L'application de la commande par Backstepping à la machine asynchrone, nécessite l'utilisation de son modèle dans la repère (α, β) afin d'éviter l'utilisation des transformations de Park. Cette approche est basée sur trois étapes pour la détermination de la loi de commande donnée par les tensions statoriques de la machine.

Avant de commencer le calcul des différentes étapes, on regroupe dans le système suivant, les équations électriques, magnétiques et mécaniques.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} (\Phi_{ra} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{sa} - \frac{C_r}{J}) \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = -a\Phi_{ra} - P\Omega\Phi_{r\beta} + \alpha M i_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -a\Phi_{r\beta} + P\Omega\Phi_{r\alpha} + \alpha M i_{s\beta} \\ \frac{di_{sa}}{dt} = a\beta\Phi_{ra} + P\beta\Omega\Phi_{r\beta} - ni_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sa} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = a\beta\Phi_{r\beta} - P\beta\Omega\Phi_{r\alpha} - ni_{s\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (IV.21)$$

Avec :

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\bar{\Phi}_r = \Phi_{ra} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{\Phi_{ra}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{\Phi_{ra}}{\sqrt{\Phi_{ra}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{ra}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \right] \quad (IV.22)$$

$$\bar{\Phi}_r = \sqrt{\Phi_{ra}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)]$$

On donne alors le module du flux et sa dérivée par :

$$\Phi_r = \Phi_r^2 \quad (IV.23)$$

$$\dot{\Phi}_r = 2(\dot{\Phi}_{ra} \Phi_{ra} + \Phi_{r\beta} \dot{\Phi}_{r\beta}) \quad (IV.24)$$

Etape 1

Dans cette étape on considère les erreurs " e_1 ", " e_2 " entre la vitesse " Ω " et sa référence " Ω_{ref} " et du flux rotorique " Φ_r " et sa référence " Φ_{ref} ".

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \Phi_{ref} - \Phi_r \end{cases} \quad (IV.25)$$

Donc la dérivé de " e_1 ", " e_2 " est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} (\phi_{ra} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{sa}) + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r = \dot{\phi}_{ref} + 2a\phi_r - 2aM(i_{sa}\phi_{ra} + i_{s\beta}\phi_{r\beta}) \end{aligned} \quad (IV.26)$$

La fonction de Lyapunov choisi, est définie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (IV.27)$$

Alors les fonctions de stabilisation sont données par :

$$i_{s\beta} = \frac{J}{\mu\phi_{ra}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{ra}} i_{sa} \quad (IV.28)$$

$$i_{sa} = \frac{J}{\mu\phi_{r\beta}} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\phi_{ra}}{\phi_{r\beta}} i_{s\beta} \quad (IV.29)$$

Pour avoir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov, on doit choisir les courants de référence comme suit :

$$(i_{sa})_{ref} = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu\phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2aM\phi_r} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2a\phi_r) \quad (IV.30)$$

$$(i_{a\beta})_{ref} = \frac{J \cos(\theta)}{\mu\phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2aM\phi_r} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2a\phi_r) \quad (IV.31)$$

La dynamique des erreurs doit être choisie par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \text{ et } \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (IV.32)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0, \\ k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0 \end{cases} \quad (IV.33)$$

Etape 2

Dans cette étape, on considère les erreurs " e_3 ", " e_4 " entre les courants " i_{sq} " et " i_{sqref} " et les courants " i_{sd} " et " i_{sdref} ".

$$e_3 = (i_{s\beta})_{ref} - i_{s\beta} \quad (IV.34)$$

$$e_3 = \frac{J \cos(\theta)}{\mu\phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2aM\phi_r} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2a\phi_r) - i_{s\beta} \quad (IV.35)$$

$$e_4 = (i_{sa})_{ref} - i_{sa} \quad (\text{IV.36})$$

$$e_4 = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu \phi_r} \left(k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M \phi_r} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r) - i_{sa} \quad (\text{IV.37})$$

Alors la dérivée des erreurs " e_1 " et " e_2 " deviennent :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{\mu}{J} \phi_r (e_4 \sin(\theta) - e_3 \cos(\theta)) \quad (\text{IV.38})$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 - 2\phi_r \alpha M (e_4 \cos(\theta) - e_3 \sin(\theta)) \quad (\text{IV.39})$$

Alors la dérivée des erreurs " e_3 " et " e_4 " seront la forme :

$$\dot{e}_3 = (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \dot{i}_{s\beta} = (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \quad (\text{IV.40})$$

$$\dot{e}_4 = (\dot{i}_{sa})_{ref} - \dot{i}_{sa} = (\dot{i}_{sa})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sa} \quad (\text{IV.41})$$

On pose :

$$\delta_1 = \alpha \beta \phi_{r\beta} - P \beta \Omega \phi_{ra} - n i_{s\beta}$$

$$\delta_2 = \alpha \beta \phi_{ra} + P \beta \Omega \phi_{r\beta} - n i_{sa}$$

Etape 3

Pour calculer les lois de commande (tensions statoriques), on choisit la fonction de Lyapunov dépendante de toutes les erreurs précédentes. Cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{IV.42})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{IV.43})$$

En remplaçant les dérivées des erreurs par leurs valeurs respectives, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1^2 k_2^2 + e_3 \left((\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + 2\alpha M \phi_{r\beta} + \frac{\mu \phi_{ra}}{J} e_1 \right) + e_4 \left((\dot{i}_{sa})_{ref} - \delta_2 - \right. \\ & \left. \frac{1}{\sigma L_s} V_{sa} + 2\alpha M \phi_{ra} - \frac{\mu \phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.44})$$

Finalement, pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov négative on fait le choix suivant de la loi de commande :

$$V_{s\alpha} = \sigma L_s \left(k_4 e_4 + (i_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M \phi_{ra} e_2 - \frac{\mu \phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \quad (\text{IV.45})$$

$$V_{s\beta} = \sigma L_s \left(k_3 e_3 + (i_{s\beta})_{ref} - \delta_1 + 2\alpha M \phi_{r\beta} e_2 - \frac{\mu \phi_{ra}}{J} e_1 \right) \quad (\text{IV.46})$$

Avec $k_3 > 0, k_4 > 0$

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 - 2\alpha M \phi_{r\beta} - \frac{\mu \phi_{ra}}{J} e_1 \quad (\text{IV.47})$$

$$\dot{e}_4 = -k_4 e_4 - 2\alpha M \phi_{ra} e_2 + \frac{\mu \phi_{ra}}{J} e_1 \quad (\text{IV.48})$$

Donc à partir des équations (IV.41), (IV.42) et (IV.47) on peut écrire :

$$\dot{e} = A \cdot e \quad (\text{IV.49})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \phi_r \cos(\theta) & \frac{\mu}{J} \phi_r \cos(\theta) \\ 0 & -k_2 & 2\alpha \phi_r \sin(\theta) & 2\alpha \phi_r \sin(\theta) \\ -\frac{\mu}{J \phi_r} \cos(\theta) & \frac{2\alpha M}{\phi_r} \sin(\theta) & -k_3 & 0 \\ \frac{\mu}{J \phi_r} \sin(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\phi_r} \cos(\theta) & -k_4 \end{bmatrix}$$

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

On constate que les éléments de la matrice A comporte des termes variables $\cos(\theta)$ et $\sin(\theta)$ qui peuvent causées l'instabilité du système. La figure suivant représente le schéma bloc de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère (α, β) .

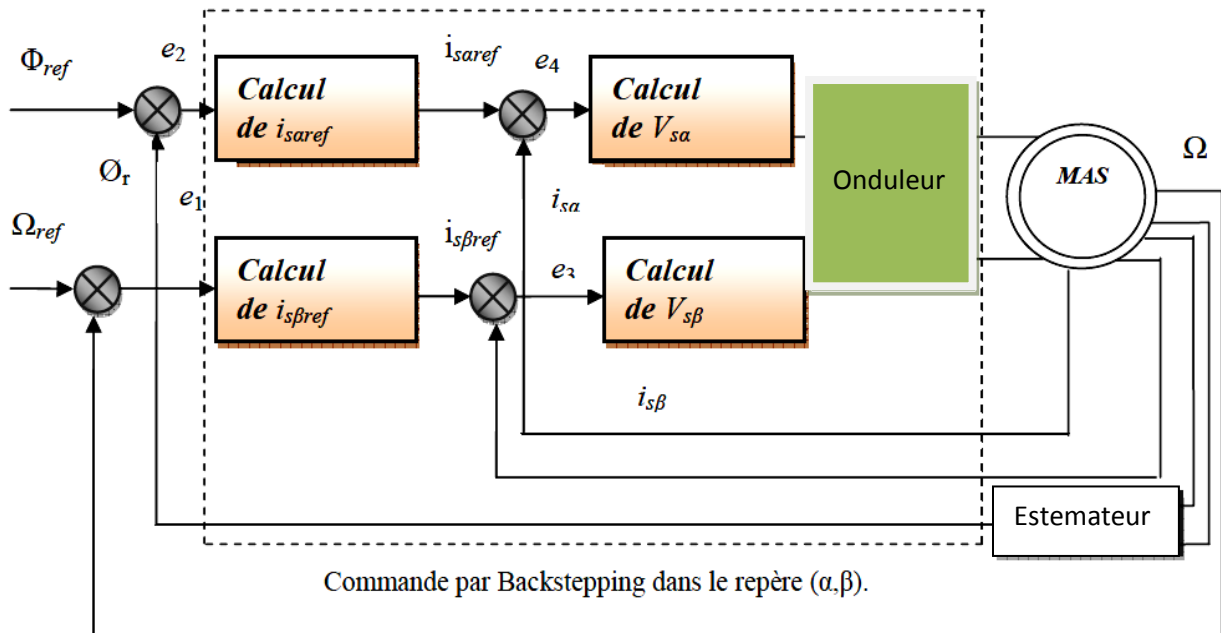


Figure (IV.2) : Principe de la commande par Backstepping de la (MAS) dans le repère (α, β) .

IV-5. RESULTATS DE SIMULATION

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone par la commande du backstepping. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande.

IV-5.1. Fonctionnement avec variation de charge

Les résultats de simulation de la machine à induction commandée par backstepping sous une charge $C_r = 5$ appliquée à l'instant $t = 1s$ les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.3).

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant.

Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse montrés par le zoom au moment de la variation. On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.

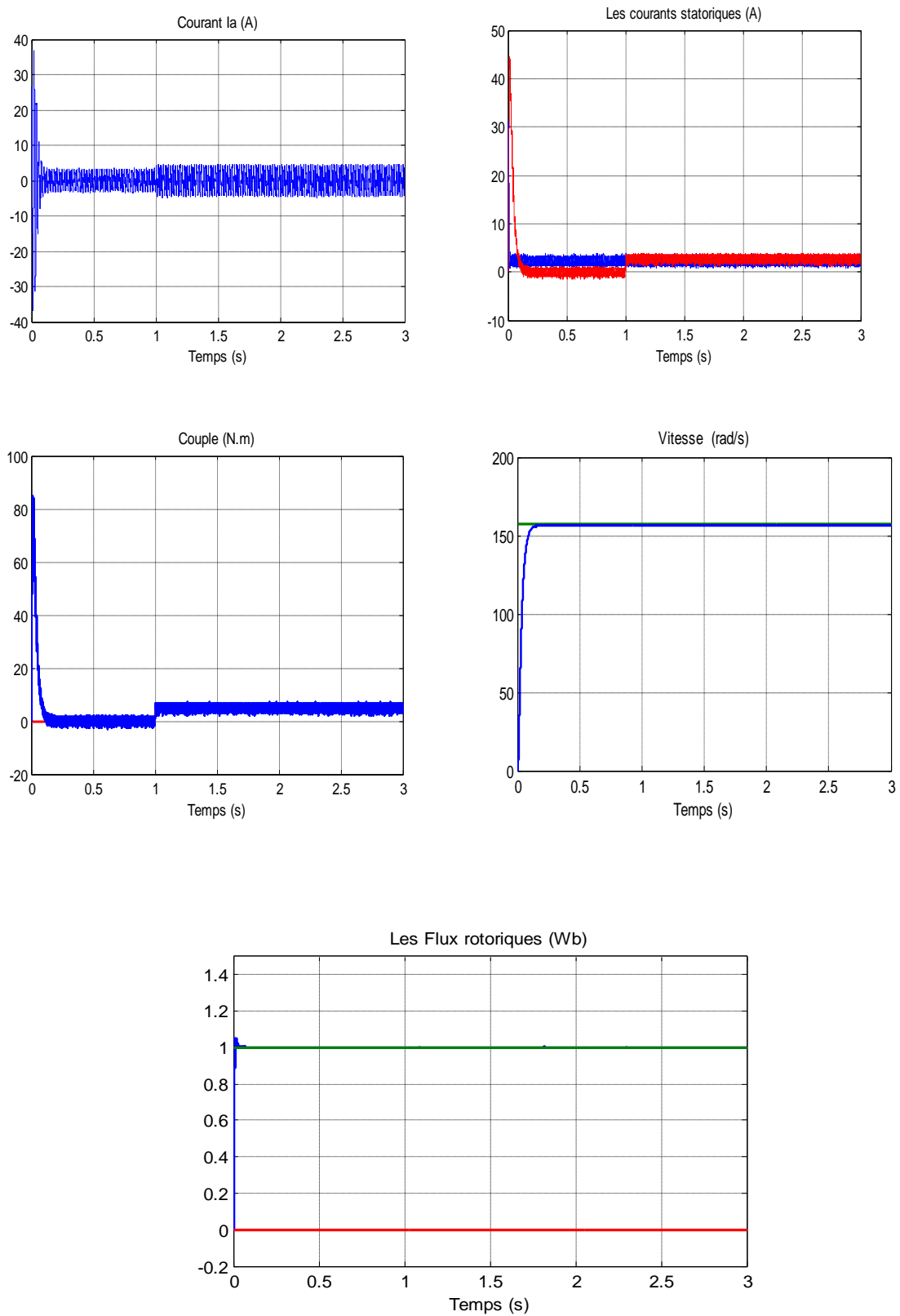


Figure (IV.3): Commande par backstepping avec une charge

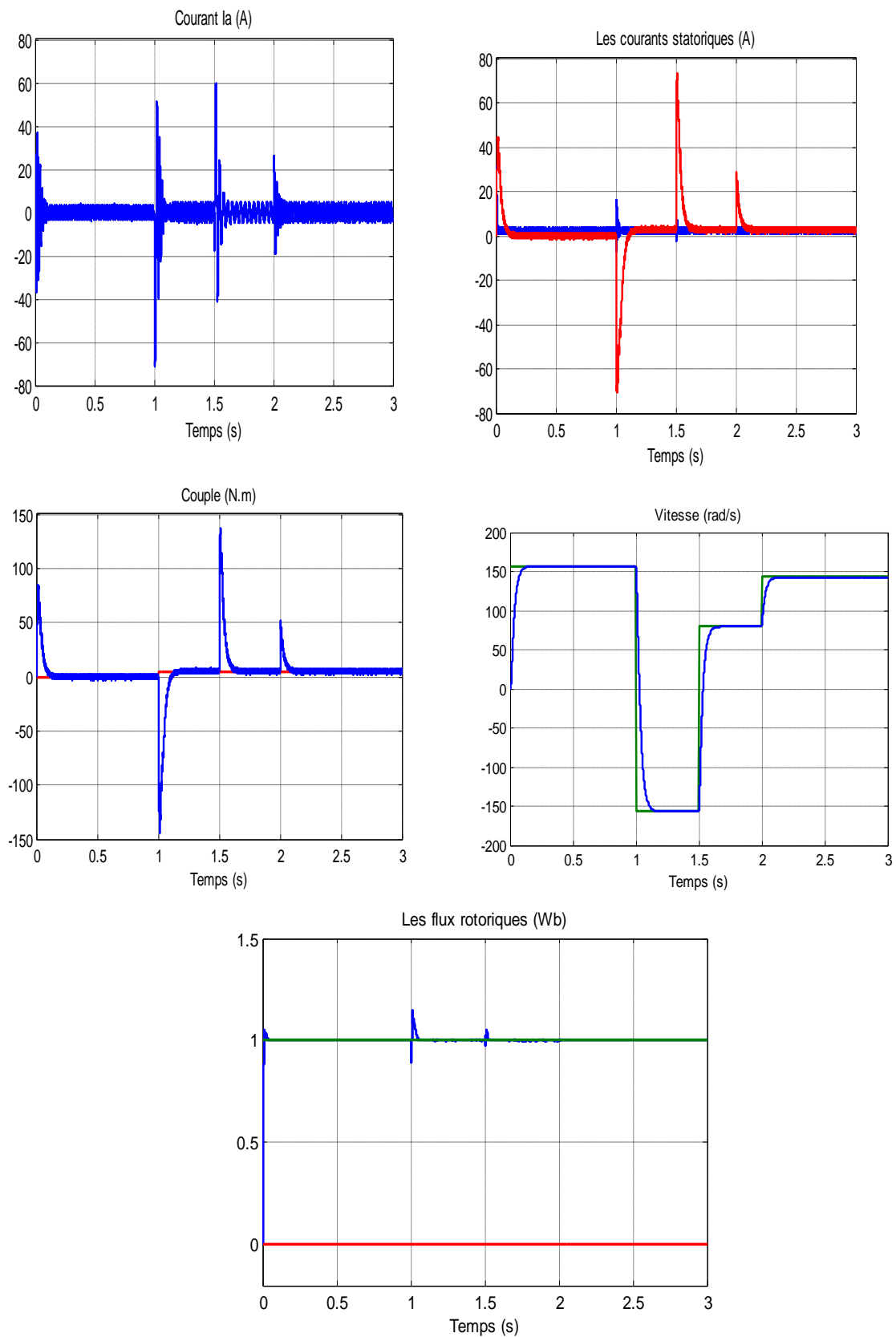
IV-5.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ($Cr = 5 \text{ N m}$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant $t = 1\text{s}$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 2\text{s}$, la machine tourne à une faible vitesse de 30 rad/s.

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (IV.4), où sont présentés, la vitesse, le flux.

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la machine asynchrone à vide ($Cr = 0 \text{ N.m}$). Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure(IV.4).

On peut remarquer que L'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de référence(157 rad/s), le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire, après il se stabilise à une valeur nulle, les flux rotoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.2 Web) et les courants présentent des oscillations excessives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.



Figure(IV.4) : Commande par backstepping avec variation de vitesse

Conclusion

Dans ce chapitre, on a utilisé la méthode de commande basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov qui est la commande par Backstepping. Cette méthode assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle ferme en tout instant, Le modèle choisi de la machine est dans le repère (α, β) Cependant, la matrice d'évolution de la dynamique des erreurs dépend des paramètres variables, qui peuvent conduire le système à l'instabilité.



Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone. Pour cela, on a recours à l'application de la théorie des observateurs pour la commande de la MAS tout en utilisant les propriétés de robustesse de ces derniers.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associée à la CVD. Les tests de robustesse ont prouvé que la CVD permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques. Les résultats sont acceptables mais un inconvénient réside dans la présence du capteur de vitesse.

Pour résoudre ce problème, on a abouti dans le troisième chapitre à l'étude d'une CVD basée sur l'introduction d'un estimateur à modèle de référence et un observateur du flux rotorique avec un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation. On a détaillé le principe de fonctionnement de ces derniers et on a synthétisé leur algorithme à temps continu. On a conclu que notre commande est plus robuste et efficace et que les estimateurs MRAS permettent d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux rotorique.

Les performances statique et dynamique de notre commande sont illustrées par des résultats de simulation.

Dans le dernier chapitre, Nous avons pu appliquer la technique du backstepping basée sur la théorie de l'orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone.

Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doit être vérifiées en tout moment.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- L'étude de la CVD basée sur un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation et des résistances statorique et rotorique.
- L'estimation de la vitesse avec application des régulateurs par mode glissant ou d'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques afin d'obtenir des améliorations notables.

A blue vertical line runs down the center of the page. A grey, wavy banner is positioned horizontally across the line, centered vertically. The banner has a slight gradient and a thin black outline. The word "ANNEXES" is written in a bold, black, serif font with a blue shadow effect, centered within the banner.

ANNEXES

ANNEXE

Paramètres de la Machine à Induction

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES :

$R_s = 1.2\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 1.8\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.1554H$	Inductance du stator
$L_r = 0.1568H$	Inductance du rotor
$M = 0.15H$	Inductance mutuelle
$P = 4KW$	Puissance électrique
$v_s = 220 / 380V$	Tension du stator

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.07Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0 SI$	Coefficient de frottement

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{em} = 25Nm$	Couple électromagnétique
$P = 2$	Nombre de paire de pôles



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Référence Bibliographie

- [1] F. Blaschke, «The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating-field machines," Siemens Rev., vol. 34, pp. 217-220, 1972.
 - [2] J.P. Louis and C. Bergman, "Commande numérique des ensembles convertisseurs machines RGE, no. 5/92, pp. 124-133, Mai 1992.
 - [3] S. CHAOUCH - 'Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse' thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005
 - [4] J-P. Caron, J-P.Hautrier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition NIP, PARIS 1995
 - [5] Achour Abdelmaik, Aichouche Azzedine «réglage par mode glissant d'une MAS » ingénieur d'état en génie électrique (univ.M'sila), 2005.
 - [6] C.Kamel Et B.Mohamed, « application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone», mémoire d'ingénieur, université M'sila, 2004.
 - [7] T. Hanane « Robustesse de commande vectorielle de structure minimale d'une machine» Thèse de magistère, Batna 2006.
 - [8] F.Berroubi- O.Kharchi « technique de commande d'un onduleur MLI associe à un machine asynchrone», université de M'sila 2005-2006
 - [9] G. Grellet and G. Clerc, «Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande» Edition Eyrolles, Paris 1997.
 - [10] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
 - [11] XU .Aiping, « Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes. » école Doctorale, Matisse, Septembre 2002.
 - [12] C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC.» Edition Hermes Science Europe 2000.
 - [13] K.Jelassi,«Positionnement d'une Machine Asynchrone par la Méthode du flux Orienté». Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1991.
 - [14] G.Bushe,« Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temp Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, Grenoble (C.U.E.F.A.) ,7 Mars 2001.
 - [15] G.Grellet, G.Clerc, « Actionneurs Electriques, principe, modèles, commande. » collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
-

- [16] F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.
- [17] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multi machines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile," Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.
- [18] H.Kubota,I.Sato,Y.Tamura,K.Matsuse ,H.Ohta,Y.Hori,«Stable operation of adaptive Observer based sensorless induction motor drives in regenerating mode at low speeds. » IEEE Power Electronics, 2002.
- [19] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors without Rotational Transducers," Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, pp.493 - 499, 1989.
- [20] H.Kubota,Y.Kataoka, H.Ohta, K.Matsuse, «Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation». IEEE Power Electronics,1999.
- [21] S.SLIMANI et S.TRIRAT. "Conception d'une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone" , Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila Département d'Electrotechnique, 2007.
- [22] L.hamza, Z.hemza " methodes de commande par backstepping appliquees à la stabilisation d'attituded'un helicoptere a quatre rotors" ,Mémoire d'ingénieur del'Université de M'sila Département d'Electrotechnique, 2009.
- [23] B.hamza,M.lamin, " commande hybride via le contrôle vectoriel et le backstepping d'une machine asynchrone " , Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila Département d'Electrotechnique, 2008.
-

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par :

Mr. BELHAMDI SAAD

Et dirigé par :

Mr. MEKKI HEMZA


Présenté par :

BENAISSI OUSSAMA


Thème :

***COMMANDE NON LINEAIRE AVEC OBSERVATEUR D'UN
MOTEUR A INDUCTION***

Résumé :

 L'objectif de ce mémoire est l'étude d'une commande non linéaire est l'application de cette technique de commande aux moteurs à inductions. Après l'étape de la modélisation de ce moteur et de l'onduleur une commande vectorielle directe sera appliquée à ce moteur. Puis juste Après cette première étape un observateur adaptative à modèle de référence (MRAS) de flux et de vitesse aura aussi étudié et associé à la commande. A la fin dans le but de la synthèse d'une commande non linéaire par Backstepping sans capteurs. Une simulation numérique à l'aide de logicielle Matlab (Simulink) qui sera effectué dans le but de montré l'efficacité et la robustesse de ces approches de commande à base d'observateur par MRAS.

Mots clés :

 Machine asynchrone, commande vectorielle, MRAS, commande non linéaire, commande par Backstepping.