

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Ibn Khaldoun Tiaret

Faculté des Sciences et des Sciences de l'Ingénieur



Mémoire

Présenté au Département de Génie Electrique
en vue de l'obtention du titre de

Magister

Ecole Doctorale en Génie Electrique pole de Tiaret
Laboratoire de Commande des Processus
ENP, Département de Génie Electrique

Option: Commande et Analyse des Systèmes Electriques

Par

Selam karim

Ingénieur en Electrotechnique de l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret-

Thème

Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Soutenu devant le jury composé de :

Président : Mr. MOUDJAHED M Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldour -Tiaret

Rapporteurs : Mr . TAJINE .M Professeur ENP Alger

Dr. T. ALALOUI Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldour -Tiaret

Examineurs : Mr .BOUCHERIT. M. S Professeur ENP Alger

Mr Belfedal C Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret

Remerciement

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse se sont déroulés au Laboratoire de Commande des Processus du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Messieurs Pr. M. TADJINE Professeur à l'ENP et Dr. T. ALALOUI Maîtres de Conférence à l'Université de Tiaret . Que ces derniers trouvent ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour le soutien et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, et leurs apports sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur Dr. M. MOUDJAHED, Maîtres de Conférence à l'Université de Tiaret, ait accepté de juger ce mémoire pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.

Il m'est également agréable de remercier Monsieur Pr. M.S. BOUCHERIT, Maîtres de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, trouve ici mes remerciements les plus sincères et ma profonde reconnaissance pour ses conseils et pour sa participation au sein du jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur Dr.C.BELFDAL, Maîtres de Conférence à l'Université de Tiaret, pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en participant au jury de cette thèse.

Enfin, je ne serais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements. Un remerciement particulier et une reconnaissance la plus profonde vont à mes chers parents, mes frères, mes sœurs.

Dédicaces

**A ma famille,
La petite, et la grande.....**

Notations symboliques

MAS	Machine asynchrone à cage
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
DC / AC	Continu / Alternatif
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
PI	Proportionnel Intégral.
IP	Intégral Proportionnel.
Ω	Vitesse mécanique
Ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence
g	Glissement d'une machine asynchrone
C_r	Couple résistant
C_{em}, T_e	Couple électromagnétique
ω_s	Pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique
ω_r	Pulsation du réseau d'alimentation triphasé rotorique
θ	Angle entre le repère statorique et le repère rotorique
θ_s	Angle relatif aux grandeurs statorique
θ_r	Angle relatif aux grandeurs rotorique
v_{sabc}, v_{rabc}	Tensions triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
i_{sabc}, i_{rabc}	Courants triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
Φ_{sabc}, Φ_{rabc}	Flux triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
R_s, R_r	Résistance d'une phase statorique et rotorique
R_f	Résistance de court circuit
Φ_{rabc}	Flux totaux aux enroulements a, b et c du rotor
T_s, T_r	constante de temps statorique et rotorique
l_s, l_r	Inductances propres statorique et rotorique
m_s, m_r	Inductance mutuelle statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique
M_{sr}	Inductance cyclique entre stator et rotor
L_{so}, L_{ro}	Inductance homopolaire statorique et rotorique
M_{sr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor
cc	Pourcentage de court circuit
v_{sd}, v_{sq}	Tensions statorique et rotorique dans le repère de park
i_{sd}, i_{rq}	Courants statorique et rotorique dans le repère de park
v_{s0}, v_{r0}	Composante homopolaire de la tension statorique et rotorique dans le repère de park
i_{s0}, i_{r0}	Composante homopolaire du courant statorique et rotorique dans le repère de park
σ	Coefficient de dispersion
V_p, f_p	Amplitude et la fréquence de la porteuse

Φ_{sd_mes} Φ_{sq_mes}

v_{rd}^r , v_{rq}^r

K_f

ω_n

K_{pi} , , K_{qi} , , $K_{p\Omega}$

K_{ii} , $K_{i\Omega}$

Composante du flux statorique estimé

Tensions de réglage

Coefficient de frottement

Pulsation électrique

Gain de l'action proportionnelle

Gain de l'action intégrale

Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone à double alimentation

Mots Clés

- Machine asynchrone a double alimentation
- FTC, Commande tolérante aux défauts
- Diagnostic des défauts
- Commande vectoriel a champ oriente
- Contrôle a structure variable
- Commande DTC

Résume :

Cette étude concerne la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA). Tous d'abord, une modélisation en vue du diagnostic et de la commande tolérante est proposée. Ensuite, plusieurs observateurs linéaires et non linéaires sont utilisés pour la génération des résidus sensibles aux défauts considérés. Aussi, différentes lois de commandes sont proposés afin d'accommoder le système en présence de défauts. Des mécanismes d'adaptations et de tolérance, modernes et très puissants, utilisant la théorie des observateurs et les mode glissants sont présentés. Enfin, une étude comparative entre les approches proposées est faite.

Les contributions les plus importantes dans le travail sont :

- Présentation d'un état de l'art actualisé sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la MADA,
- Etude et simulation u comportement saint et défaillant de la MADA,
- Synthèse et simulation d'observateurs (Luenberger, mode glissant et grand gain) pour le diagnostic,
- Synthèse et simulation de commandes tolérantes à base des approches : vectorielle, mode glissant et DTC pour la MADA.

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone à rotor bobiné permet la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs asynchrones.

Malgré ces qualités évoquées, il n'est pas rare que ces moteurs présentent quelques défaillances émanant d'un vieillissement prématuré. Ces machines sont soumises pendant leur fonctionnement à plusieurs contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques, et d'environnement). L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties du moteur, ce qui engendre des arrêts non programmés conduisant à des pertes de production et à des réparations coûteuses.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation du moteur asynchrone à rotor bobiné régissant son fonctionnement lors d'un défaut de court-circuit entre spires statoriques. Des résultats de simulation du fonctionnement de la machine sain et avec défaut de court-circuit sont ainsi présentés.

I.2 Les Différents types de défauts

a) Selon leurs types

Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement), définissant alors des types de défauts

- Les défauts actionneurs
- Les défauts capteurs
- Les défauts composants ou systèmes

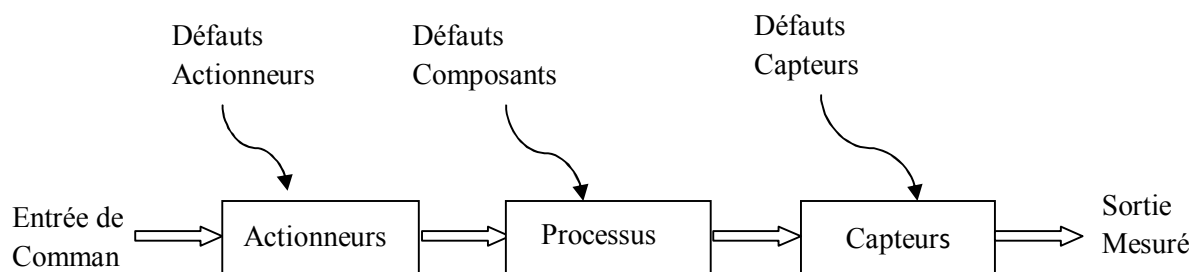


Figure I.1- types de défauts

b) Basée sur leurs influence sur les systèmes

- Additif
- Multiplicatif

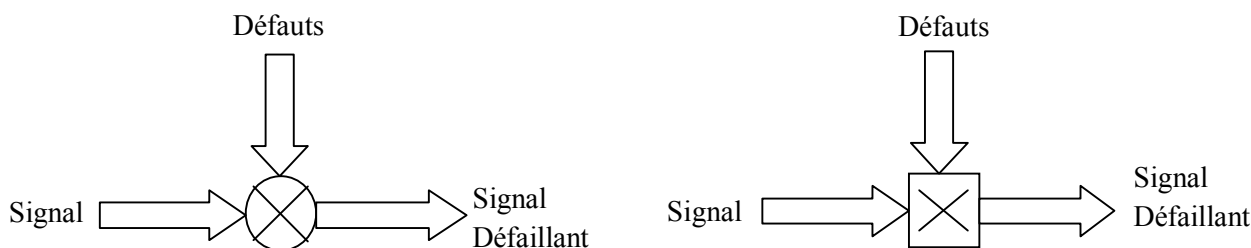


Figure I.2-Défauts additif et multiplicatif.

c) Selon leurs Caractéristiques temporelles

- Abrupts (biais)
- Intermittentes (valeurs aberrantes)
- Graduels (dérives)

I.3 Défaillances d'ordre électrique de la MADA

Ces défauts peuvent affecter le stator ou le rotor de la machine électrique.

I.3.1 Défauts rotoriques

Un déséquilibre des impédances des phases rotoriques se rencontre aux divers régimes d'utilisation de la machine, dans les moteurs asynchrones à bagues un tel déséquilibre peut être provoqué par une différence entre les résistances du rhéostat de démarrage rotorique ou un mauvais contact entre balais et bagues.

I.3.2 Défauts statoriques

D'où proviennent les pannes statoriques dans les moteurs asynchrones à double alimentation ?

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en hostile, poussière et humidité viennent se déposer : pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au

niveau des têtes de bobines, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs [2].

I.3.2.1 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations, proportionnelle au défaut.

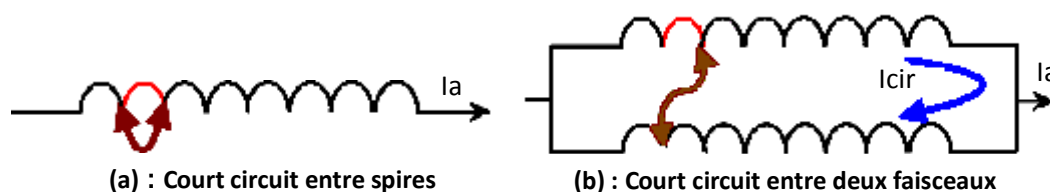


Figure I.3- Court circuit entre spires et faisceaux statoriques

I.3.2.2 Court-circuit spire neutre

Le courant dans la phase concernée a une amplitude supérieure par rapport au courant des autres phases. Toute fois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas de la machine saine. Plus importants est le nombre de spire en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants de plus le facteur de puissance diminue avec l'augmentation du nombre de spire en court-circuit. Ce qui explique la modification des bobinages qui implique une variation propre de la phase affectée également par le défaut et affecte les autres par couplage magnétique.

I.3.2.3 Court-circuit entre phases différentes

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre deux phases, induirait une circulation des courants très forts conduisant à la fusion des conducteurs. Cependant, un court-circuit proche du neutre engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. De plus, les courants des barres sont amplifiés lors de l'apparition du défaut.

I.4 Les études statistiques réalisées pour la détermination des défaillances au niveau des parties de la machine [3] [4]

La figure I.4 : illustre les différentes pannes avec leurs pourcentages.

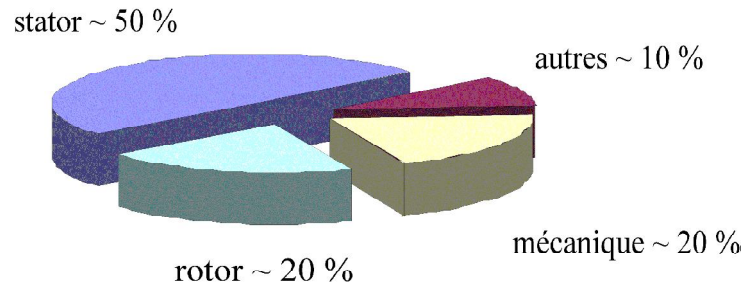


Figure I.4- La répartition des différentes pannes. [5]

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance Allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (~ 50kW à 200 kW) a donné les résultats suivants:

Défauts au stator: 50 %

défauts au rotor: 22 %

Autres défauts: 18 %

I.5 Machines asynchrones à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% .

Pour le fonctionnement de la MADA en génératrice, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;

Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

I.5.1 Fonctionnement Moteur

Lorsque la machine fonctionne en moteur, la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme la puissance du glissement peut être récupérée, c'est la cascade hypo synchrone. En cascade hyper synchrone, une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique .

I.5.2 Fonctionnement génératrice

La puissance fournie à la machine par le dispositif qui l'entraîne est une puissance mécanique. En mode hypo synchrone, une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. En mode hyper synchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance est transmise par l'intermédiaire du rotor.

Pour l'application dans un système éolien, le mode de fonctionnement en génératrice est intéressant. En effet, si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas (\pm) 30% en de ça ou au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance du glissement. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins d'harmoniques.[1]

I.6 Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné sain

La mise en équation qui régit le fonctionnement de la machine et la privation des contraintes aux quelles elle est soumise, nécessite souvent des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de Peau.
- On néglige l'effet d'inclinaison et l'effet des encoches.
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale, cette hypothèse jointe à celle de la constance de

la perméance de l'entrefer conduit à des expressions très simples des inductances de la machine.

La figure (I.5) représente un schéma simplifié de l'emplacement des enroulements statoriques et rotoriques d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné, décalés les uns par rapport aux autres d'un angle θ_r .

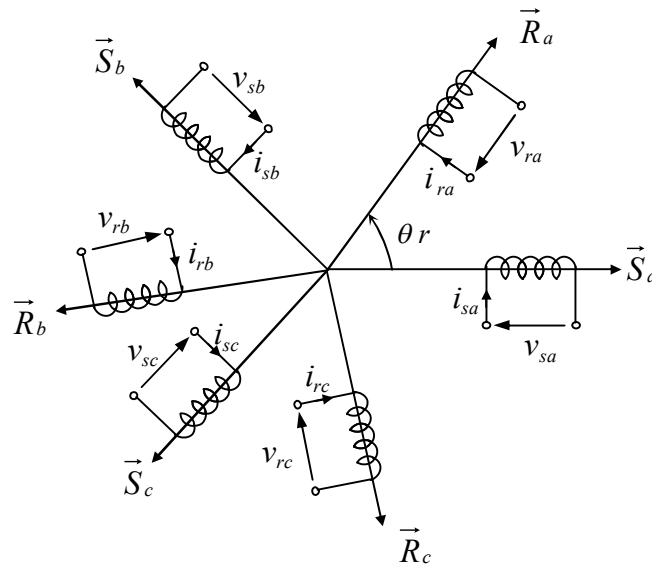


Figure I.5- Représentation des phases statoriques et rotoriques

I.6.1 Equations de tension du moteur

Pour les phases statoriques, les équations des tensions peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + d\Phi_{sa}/dt \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + d\Phi_{sb}/dt \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + d\Phi_{sc}/dt \end{aligned} \quad (I.1)$$

Pour les phases rotoriques, les équations des tensions peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + d\Phi_{ra}/dt \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + d\Phi_{rb}/dt \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + d\Phi_{rc}/dt \end{aligned} \quad (I.2)$$

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}, \Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux totaux propres à chaque enroulement statorique et rotorique respectivement.

R_s : La résistance d'un enroulement statorique.

R_r : La résistance d'un enroulement rotorique.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: les courants circulants dans différents enroulements de la machine.

On peut réécrire ces équations sous forme matricielle suivante :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + d[\Phi_{sabc}]/dt \quad (I.3)$$

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + d[\Phi_{rabc}]/dt \quad (I.4)$$

avec :

$$[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^t, \quad [v_{rabc}] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^t$$

$$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^t, \quad [i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^t$$

$$[\Phi_{sabc}] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_{rabc}] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$$

$$[\Phi_{sabc}] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_{rabc}] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$$

$$[R_s] = R_s * [I_3], \quad [R_r] = R_r * [I_3]$$

Sachant que:

$$[\psi_{sabc}] = \left[[L_s][i_{sabc}] + [L_{sr}][i_{rabc}] \right] \quad (I.5)$$

$$[\psi_{rabc}] = \left[[L_r][i_{rabc}] + [L_{rs}][i_{sabc}] \right] \quad (I.6)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Les inductances propres dans l'entrefer dues aux phase statorique sont désignées par L_{aa} , L_{bb} et L_{cc} .

Si on prend en considération l'induction de fuite des enroulements dans l'entrefer, l'inductance propre à chaque phase s'écrit comme suit :

$$L_{xx} = L_x + L_{fx} \quad (I.8)$$

Avec $x = a, b$ ou c .

Ou :

L_x : l'inductance magnétisante propre de chaque phase.

L_{fx} : l'inductance de fuite propre de chaque phase.

Puisque les enroulements statoriques sont semblables, ayant la même inductance magnétisante et inductance de fuite, on définira par:

$$L_{xx} = L_s + L_{fs} \quad (\text{I.9})$$

L_s : L'inductance magnétisante de l'enroulement statorique.

L_{fs} : L'inductance de fuite de l'enroulement statorique.

I.6.1.1 Calcul des inductances du moteur

Les phases statoriques sont séparées dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$ radian électrique et les inductances mutuelles sont calculées comme suit [8]:

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} &= L_s \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_s}{2} \\ L_{bc} = L_{cb} &= L_s \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_s}{2} \\ L_{ca} = L_{ac} &= L_s \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_s}{2} \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

Suivant le même procédé, pour calculer les inductances mutuelles entre les enroulements rotoriques, chaque inductance propre de ces derniers s'écrit comme suit:

$$L_{xx} = L_r + L_{fr} \quad (\text{I.11})$$

Avec $x = A, B$ ou C .

Ou :

L_r : L'inductance magnétisante de l'enroulement rotorique.

L_{fr} : L'inductance de fuite de l'enroulement rotorique.

Et on a :

$$\begin{aligned} L_{AB} = L_{BA} &= L_r \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_r}{2} \\ L_{BC} = L_{CB} &= L_r \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_r}{2} \\ L_{CA} = L_{AC} &= L_r \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{L_r}{2} \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Alors le système (I.7)

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s + L_{fs} & -\frac{L_s}{2} & -\frac{L_s}{2} \\ -\frac{L_s}{2} & L_s + L_{fs} & -\frac{L_s}{2} \\ -\frac{L_s}{2} & -\frac{L_s}{2} & L_s + L_{fs} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r + L_{fr} & -\frac{L_r}{2} & -\frac{L_r}{2} \\ -\frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} & -\frac{L_r}{2} \\ -\frac{L_r}{2} & -\frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques s'écrit comme suit:

$$[L_{sr}] = l_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Sachant que $L_{rs} = L_{sr}^T$

l_{sr} : L'inductance mutuelle entre stator et rotor.

II.6.1.2 Calcul du couple électromagnétique du moteur

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui peut se différer largement d'une application à une autre.

Dans notre cas, nous supposons que le couple qui s'oppose à celui produit par la machine.

$$J \frac{d^2 \theta_{rm}}{dt^2} + T_c = T_e \quad (\text{I.15})$$

Où θ_{rm} est l'angle de déplacement du rotor, T_c est le couple résistant et T_e est le couple électromagnétique produit par la machine.

Le couple électromagnétique peut être tiré de la co-énergie magnétique W_{co} comme suit :

$$T_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_{rm}} \right] (I_s, I_r : \text{constant}) \quad (\text{I.16})$$

Dans un système magnétique linéaire la co-énergie est égale à l'énergie stockée de sorte que:

$$W_{co} = \frac{1}{2} I_s^t L_{ss} I_s + \frac{1}{2} I_s^t L_{sr} I_r + \frac{1}{2} I_r^t L_{sr}^t I_s + \frac{1}{2} I_r^t L_{rr} I_r \quad (\text{I.17})$$

Sachant que L_{ss} et L_{rr} contiennent seulement des éléments constants, de manière que l'équation (I.16) se réduit facilement à :

$$T_e = \frac{1}{2} I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_{rm}} I_r + \frac{1}{2} I_r^t \frac{\partial L_{sr}^t}{\partial \theta_{rm}} I_s \quad (\text{I.18})$$

Puisque T_e est scalaire, chacun des deux termes qui le composent doit être une grandeur scalaire, parce que la transposée d'une grandeur scalaire est clairement la grandeur scalaire elle-même, il est vrai que le deuxième terme est égal à sa transposée, d'où :

$$I_r^t \frac{\partial L_{sr}^t}{\partial \theta_{mm}} I_s = \left[I_r^t \frac{\partial L_{sr}^t}{\partial \theta_{mm}} I_s \right]^t \quad (\text{I.19})$$

De l'algèbre des matrices on a:

$$(A^t B^t C) = (C^t B A)$$

Alors (II.19) se réécrit comme suit:

$$I_r^t \frac{\partial L_{sr}^t}{\partial \theta_{mm}} I_s = I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_{mm}} I_r \quad (\text{I.20})$$

Par conséquent le premier terme de l'équation (I.18) est égal au second, l'équation du couple se réduit à la forme finale suivante :

$$T_e = I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_{mm}} I_r \quad (\text{I.21})$$

Jusque là, nous avons supposé que la machine a seulement deux paires de pôles. En général, nous avons " p " qui désigne le nombre de paires de pôles du moteur. Il est clair que n'importe quelle inductance qui est en fonction de l'écart angulaire subisse les cycles " $p/2$ " complets pendant que θ_{mm} varie de 0 à 2π .

$$\theta_r = p\theta_{mm} \quad (\text{I.22})$$

θ_r est l'angle électrique de déplacement du moteur qui s'exprime en radians.

En termes de θ_r le couple s'écrit:

$$T_e = p I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r \quad (\text{I.23})$$

Enfin l'équation (II.15) en termes de θ_r nous donne:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \left(\frac{p}{J} \right) (T_e - T_c) \quad (\text{I.25})$$

Si on introduit le coefficient de frottement, se réécrit comme suit:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \left(\frac{p}{J} \right) \left(T_e - T_c - \frac{K_f}{p} \omega_r \right) \quad (\text{I.26})$$

Où

J : le nombre d'inertie de la machine. [Kg/m²].

K_f : le coefficient de frottement. [Kgm²/s].

T_e : Couple électromagnétique. [N.m].

T_c : Couple de charge. [N.m].

Sachant que

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.27})$$

I.7 Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné avec défaut de court-circuit entre spires

Le type de court-circuit statorique le plus fréquent et qui on va le traiter dans cette partie c'est le court-circuit entre spires de la même phase. Pour modéliser ce défaut on va supposer qu'un nombre de spires n parmi celles d'une phase (phase 'a') est court-circuité. Cette section de spires court-circuitées est définie par 'cc', qu'on introduit dans le modèle mathématique régissant le système étudié comme il est montré sur la figure.(I.6).

Par conséquent l'inductance propre et la résistance de la phase en défaut change ainsi que l'inductance mutuelle entre cette phase et tout les autres enroulements de la machine.

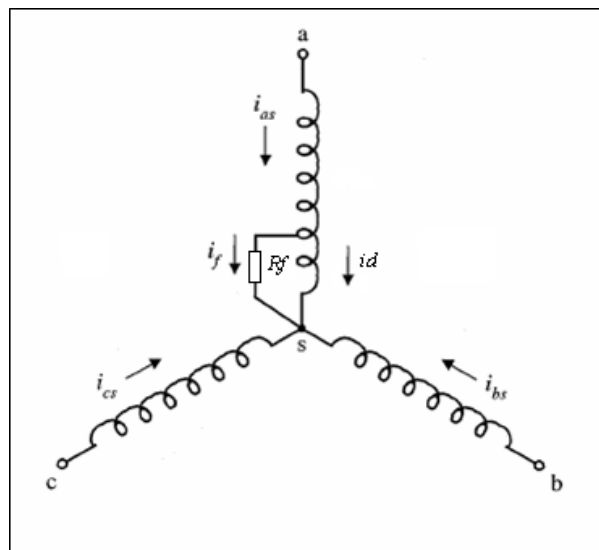


Figure I.6- Représentations des trois enroulements statoriques d'un moteur asynchrone avec court-circuit entre spires dans la phase 'a'

Le défaut de court-circuit dans l'enroulement statorique d'une machine asynchrone entraîne à une circulation d'un courant élevé dans les spires court-circuitées de l'ordre de deux fois du courant en cas du fonctionnement avec rotor bloqué. Ce courant de défaut peut influencer sur les courants des autres phases et produit un court-circuit phase-terre et phase-phase, et par la suite conduit à l'endommagement de la machine.

Donc la détection de ces défauts est indispensable pour éviter des dangereuses conditions de fonctionnement et de réduire le temps d'arrêt.

La modélisation de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit entre spires est la première étape de développement des techniques de détection de ce défaut. Elle présente un compromis entre la complexité et la fiabilité des résultats.

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation avec défaut consiste à introduire une résistance R_f en parallèle avec les spires court-circuitées dans la phase infectée (Figure.I.6).

Une tension sera induite dans cette maille de court-circuit, cette tension induite fait circuler un courant dans les spires court-circuitées qui est le courant de défaut, ce dernier a une relation de proportionnalité avec la résistance de défaut et la tension induite c'est particulièrement le cas de début de détérioration de l'isolation liée à R_f élevée [7] [9].

Il convient de rappeler ici que cette méthode d'analyse est uniquement destinée à des situations où la dégradation de l'isolation se passe par une longue période de temps [9].

La nouvelle forme des équations des tensions statoriques se réécrit alors comme suit :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (I.28)$$

$$\text{Ou : } [v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{sd} \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances statoriques se réécrit comme suit:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} (1-cc).R_s & 0 & 0 & cc.R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & cc.R_s \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Cependant, nous gardons la matrice des tensions rotoriques inchangée.

Si nous désignons par cc le fraction du nombre de spires court-circuitées de la phase "a", alors nous avons une portion saine de fraction $(1-cc)$ de spires et nous supposons les phases b et c saines. Nous aurons la nouvelle matrice des inductances statoriques suivantes :

$$L_s = l_{fs} \text{diag} \left[(1-cc) \ 1 \ 1 \ cc \right] + L_{ms} \begin{bmatrix} (1-cc)^2 & -\frac{1-cc}{2} & -\frac{1-cc}{2} & cc(1-cc) \\ -\frac{1-cc}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{cc}{2} \\ -\frac{1-cc}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{cc}{2} \\ cc(1-cc) & -\frac{cc}{2} & -\frac{cc}{2} & cc^2 \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Par conséquent, la matrice des inductances mutuelles (I.10) devient:

$$L_{sr} = l_{sr} \begin{bmatrix} (1-cc)\cos\theta_r & (1-cc)\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & (1-cc)\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \\ cc\cos\theta_r & cc\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & cc\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

La matrice des inductances rotoriques reste la même que le cas non défaillant;

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r + L_{fr} & \frac{L_r}{2} & \frac{L_r}{2} \\ \frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} & \frac{L_r}{2} \\ \frac{L_r}{2} & \frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

L'ordre du système des équations du moteur défaillant à résoudre est augmenté d'une équation par rapport à celui du moteur sain.

I.8 Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné est établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celles-ci, qui va être présentée dans cette partie du mémoire. L'étude de la machine est faite pour une alimentation par un système de tensions triphasées sinusoïdale équilibrée V_s et V_r .

Nous avons effectué les simulations sur les cas de fonctionnement du moteur suivants :

- Fonctionnement d'un moteur sain.
- Fonctionnement d'un moteur avec défaut de courts circuits entre spires statorique dans la phase (a), Nous simulons l'apparition d'un défaut de 10% a l'instant $t=0.5s$, un deuxième défaut 15% a l'instant $t=1s$, et a la fin un défaut de 20% a l'instant $t=1.5s$.

Le programme de calcul a été écrit en langage MATLAB, qui permet de mettre en évidence le comportement de la machine asynchrone a double alimentations dans les deux cas de fonctionnement avec et sans défaut.

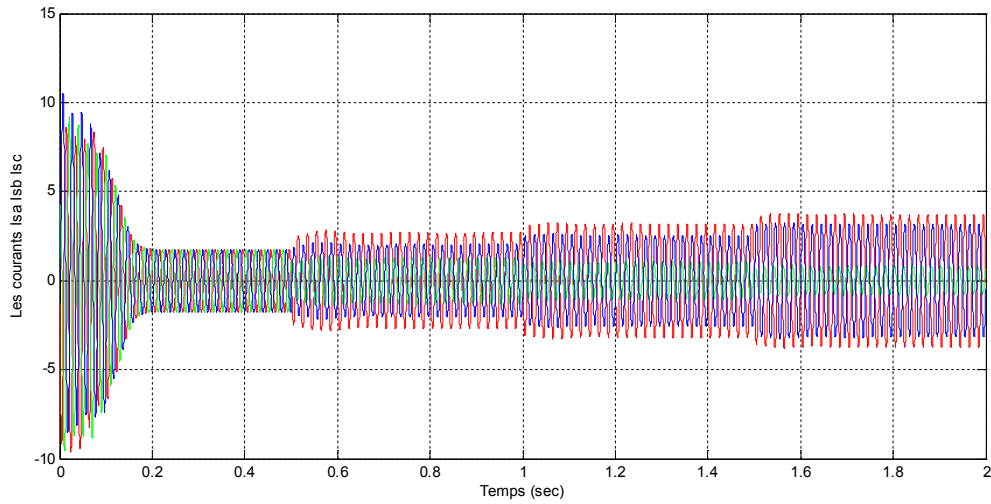


Figure I.7- Les courants statoriques de la MADA avec défaut statorique dans la phase (a).

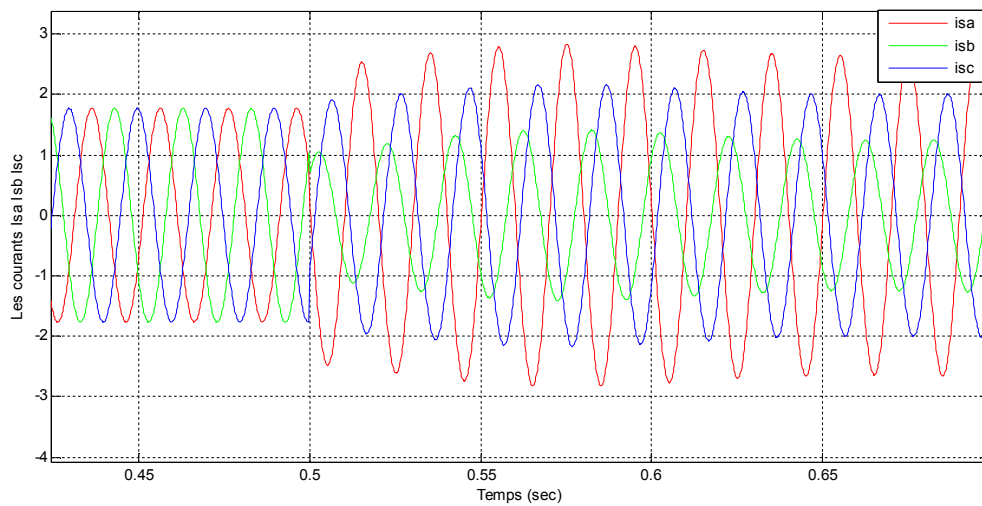


Figure I.8- Zoom des courants statoriques de la MADA avec défaut statorique dans la phase (a).

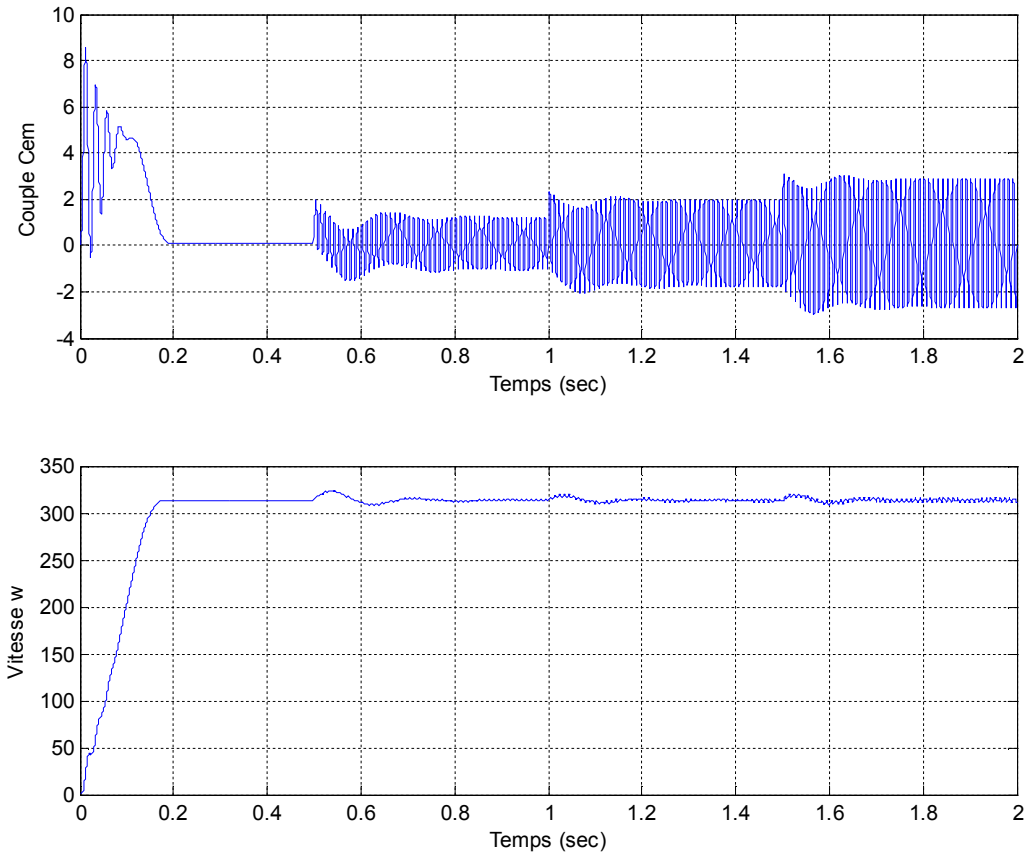


Figure I.9- Couple, vitesse et courants statoriques de la MADA avec défaut statorique dans la phase (a).

Remarque

La figure I.9 présente les courbes de la vitesse, le couple et leur régime permanent et des différents degrés de court-circuit.

En présence de défaut, on remarque que ces grandeurs sont bruitées dès l'apparition de défaut, Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, Ces oscillations augmentent avec l'augmentation du degré de défaut.

Les figures I.8 et -b présentent respectivement l'évolution du courant dans la phase infecté et le courant de défaut dans la maille court-circuitée en fonction du degré de défaut (cc%). On constate également que l'amplitude de ces courants augmente avec l'augmentation du degré de défaut.

I.9 Conclusion

Dans cette partie du mémoire, nous avons présenté les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone, nous avons cité les différents défauts qui se traduisent au niveau du stator, et au niveau du rotor. Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné.

Nous avons développé un modèle mathématique de la machine asynchrone à rotor bobiné qui nous a permis d'étudier le comportement de la machine avec fonctionnement sain et avec défaut de court circuit.

Cette démarche a permis d'obtenir un modèle pour la détection de défauts à l'aide d'observateurs, qui sera exploité pour la génération de résidus dans le prochain chapitre.

II-1 Introduction [10]

Le diagnostic des défauts est devenu un important champ d'investigation de la théorie du contrôle. Il permet d'améliorer les propriétés de fiabilité et de sûreté de fonctionnement pour le système complexes. Il s'intègre dans le cadre plus générale de la surveillance et de la supervision. Compte tenu de l'importance des enjeux en termes des productivité(arrêt inutile des installations), de sécurité (anomalie non détectée) ou de qualité de production(mesure incorrecte d'une grandeur à contrôler), de nombreuses diagnostic de défaut se subdivisent en deux familles principale ;celles qui utilisent un modèle du système à surveiller et celles pour qui seules les données mesurées permettent de caractériser son mode de fonctionnement.

II-2 Les principales stratégies de diagnostic[6]

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Il est possible de les classer selon le schéma de la figure (II.1)

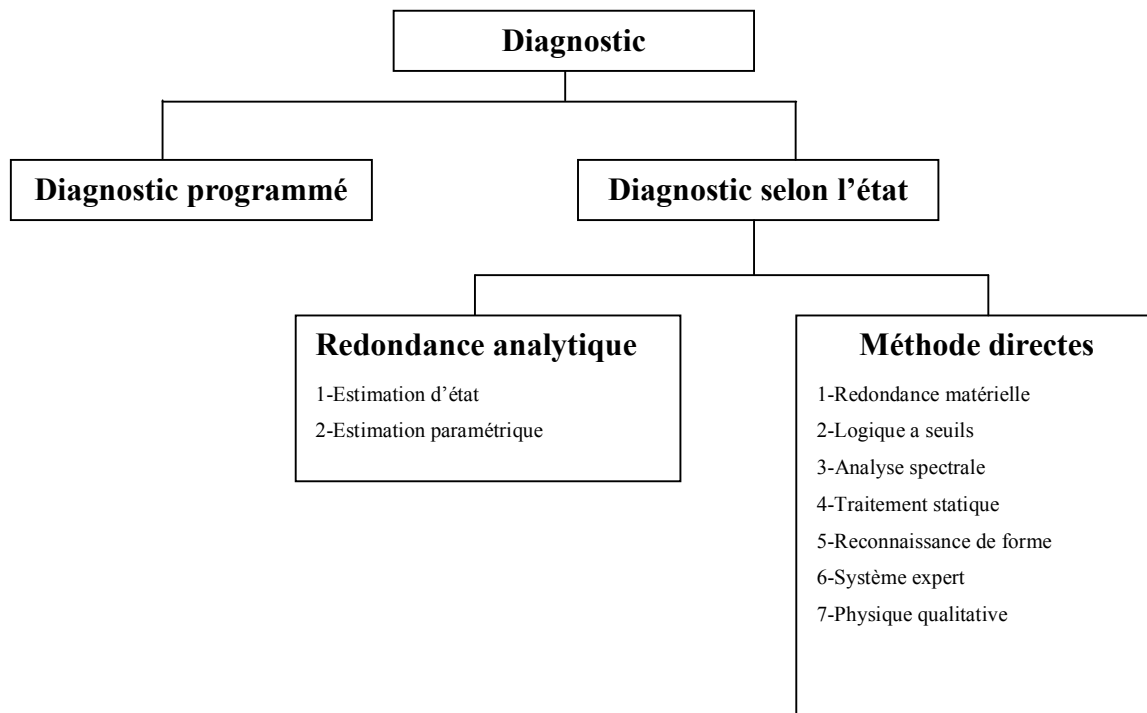


Figure II.1-Méthodes de diagnostic de défauts.

II.2.1 La méthode systématique (ou maintenance programmée) [6]

La méthode systématique désigne une technique fondée sur une étude statistique de la fiabilité du système. Par observation, les temps moyens de bon fonctionnement des éléments du système sont déterminés, et un remplacement programmé des pièces est établi, entraînant soit un changement prématuré, soit un arrêt du système physique à cause de défaillance ou de panne.

II.2.2 La méthode selon l'état (ou maintenance selon l'état)

La maintenance selon l'état nécessite la mise en place de diverses procédures telles que la détection, la localisation et l'identification de défaut. L'intérêt de cette stratégie est d'optimiser le fonctionnement et la disponibilité des installations. De manière globale, cette stratégie se décompose en deux familles de méthodes :

II-3 Les méthodes directes

Cette méthode ne nécessite pas le modèle analytique et faisant appel aux diverses techniques dont les principales sont citées ci-après.

II-3.1 La redondance matérielle Cette méthode est traditionnelle, elle consiste à doubler (duplex) ou tripler (triplex) les chaînes d'instrumentations afin d'obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système, d'où la terminologie de redondance matérielle. En suit, les valeurs obtenues sont comparées deux à deux.

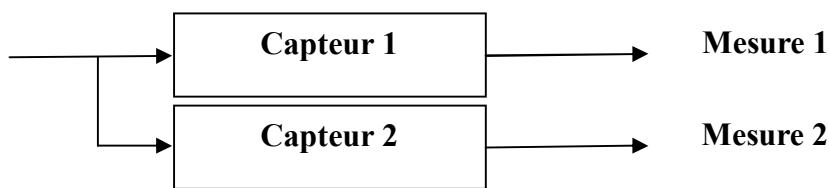


Figure II.2: Schéma représentatif d'une redondance matérielle (cas duplex).
(Défaut non localisant)

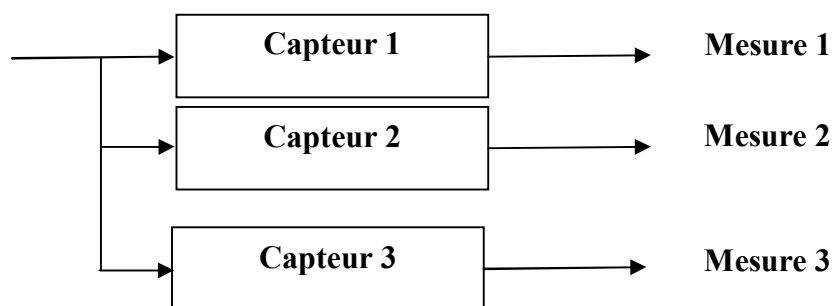


Figure II.3- Schéma représentatif d'une redondance matérielle (cas triplex).
(Défaut localisant)

Pour un système de mesure duplex, la redondance matérielle ne permet que la détection simple d'un défaut. Le capteur incriminé ne peut pas alors être localisé, il est seulement possible de préciser la paire à laquelle il appartient. Dans le cas d'une redondance matérielle

triple ou plus, il est possible cette fois-ci de détecter et localiser principalement le capteur en défaut. Cette méthode est pénalisante en terme de poids, puissance consommée, volume et coûts (d'achat et maintenance). Elle est donc essentiellement réservée aux cas où la continuité de service est obligatoire (par exemple: avionique). En effet, elle apporte l'avantage de pouvoir utiliser la partie de l'équipement encore saine, une fois la défaillance est détectée et localisée.

II-3.2 Logique à seuil Les variables mesurées sont comparées avec des valeurs limites constantes ou adaptatives. Un premier niveau indique la présence probable d'un défaut alors qu'un second niveau peut en caractériser la gravité. Le franchissement d'un seuil révèle la présence d'une anomalie.

II-3.3 Analyse spectrale Certains signaux mesurés ont une fréquence typique en fonctionnement normale et tout changement de celle-ci peut être considérée comme un indicateur de défaut. Le contenu spectral des signaux est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter les défauts dans les machines électriques, tels que les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones.

II-3.4 Traitement statistique Cette méthode de traitement du signal repose sur la détection de changement de caractéristiques (moyenne et variance) d'une variable aléatoire.

II-3.5 Reconnaissance de formes La reconnaissance de formes est une technique qui utilise des algorithmes, permettant de classer des objets dont l'aspect a varié par rapport à une référence. A chaque instant, la forme type à laquelle un objet ressemble le plus doit être déterminée.

II-3.6 Système expert Un système expert est un système informatique, destiné à résoudre un problème précis à partir d'une analyse et d'une représentation des connaissances et d'un raisonnement d'un ou plusieurs spécialistes

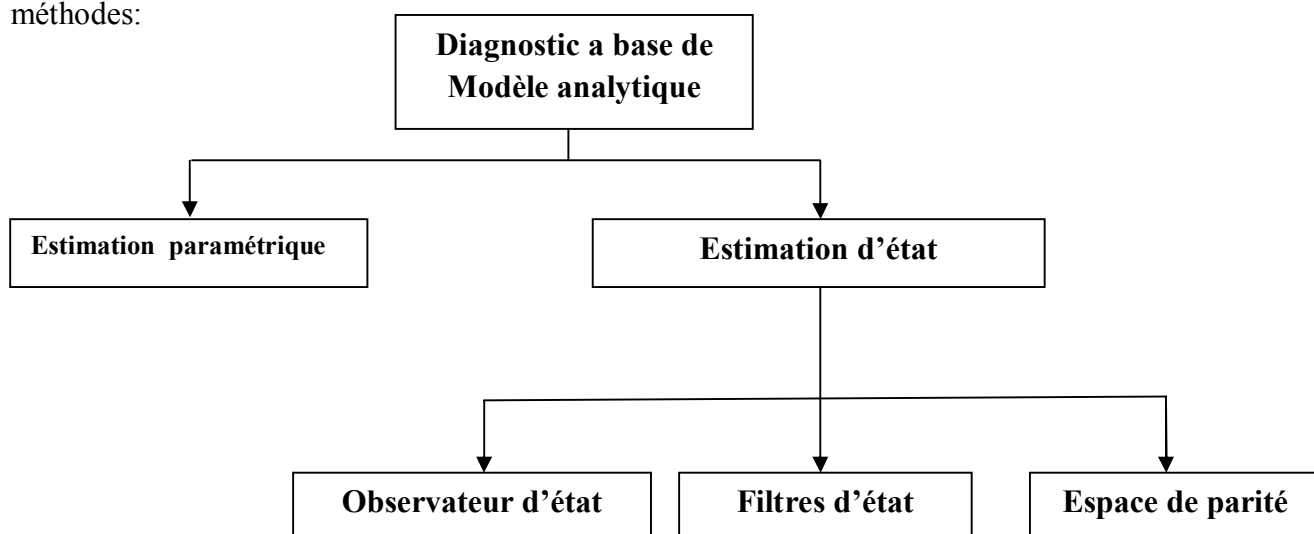
II-3.7 Modèle qualitatif Il est souvent difficile de développer des modèles mathématiques permettant de représenter la dynamique du système de manière exacte. D'autre part, il est plus aisé de manipuler des descriptions générales des systèmes. C'est dans ce contexte que des approches de diagnostic de défauts basées sur des connaissances sur le système réel ont été développées. Mais ces modèles qualitatifs, et à cause de leur simplicité, induit une perte d'information et par conséquent, une imprécision plus importante sur les résultats de la procédure de diagnostic, en terme de défaut détecté (fausse alarme) et la localisation de défaut. Les principales techniques permettant le diagnostic des modèles qualitatifs reposent essentiellement sur la logique floue, la théorie des graphes, ou l'analyse par intervalles.

II-4 Diagnostic à base de modèle analytique [6]

Ces méthodes reposent sur une approche dite modélisation et nécessitent un modèle analytique du système. Un tel modèle est constitué d'un ensemble de relations analytiques, statistiques ou dynamiques, entre différentes variables représentant les phénomènes associés au système. Ces modèles, en fonction de leur structure, appartiennent à trois classes distinctes : modèle de représentation, qui est conçu uniquement afin de reproduire le comportement externe (entrées-sortie) du système dans une plage de fonctionnement donnée. Le modèle de connaissance, qui est déduit des lois de physique reliant les différents phénomènes observés et repose par conséquent sur une représentation physique du système. Enfin, le modèle mixte qui est un mélange des deux classes précédentes, il s'agit d'un modèle de connaissance pour certaines parties du système, et d'un modèle de représentation pour les autres, et dont le comportement est jugé trop complexe à décrire à l'aide des lois de physiques.

De nombreux chercheurs et auteurs ont publié des travaux regroupant l'ensemble des techniques appartenant à cette famille. Willsky (1976), Brunet et al (1990), Gertler (1986, 1988, 1991), Frank (1987, 1990, 1996), Massoumnia (1986, 1989, 1999), Patton et al (1989, 1991, 2000), Patton (1994, 1997), Isermann (1997, 1994), Ragot (1990), pour l'estimation d'état. Isermann (1984), pour l'estimation paramétrique.

Deux grands types de méthodes se dégagent pour le diagnostic à base de modèles analytiques: l'estimation paramétrique et l'estimation d'états. La figure suivante montre ces différentes méthodes:



II-5 Principales méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques

Figure II.4- Méthodes utilisées en diagnostic à base de modèle analytique

II.5.1 Estimation paramétrique

Les méthodes d'estimation paramétrique ont pour principe d'estimer les paramètres du modèle. La technique la plus connue est celle des moindres carrés et ses multiples extensions. On entend par paramètres, les constantes physiques du système (masse, moment d'inerties, coefficient de viscosité...). Certaines méthodes proposent l'utilisation du filtre de kalman étendu, permettant l'estimation de certains paramètres du modèle en plus des composantes du vecteur d'état.

En règle générale, les résidus proviennent de la différence entre les valeurs connues des paramètres et leurs estimées. Cette technique est particulièrement intéressante dans le cas de défaut intervenant sur les paramètres eux même. La figure (II.5) montre la procédure d'estimation paramétrique.

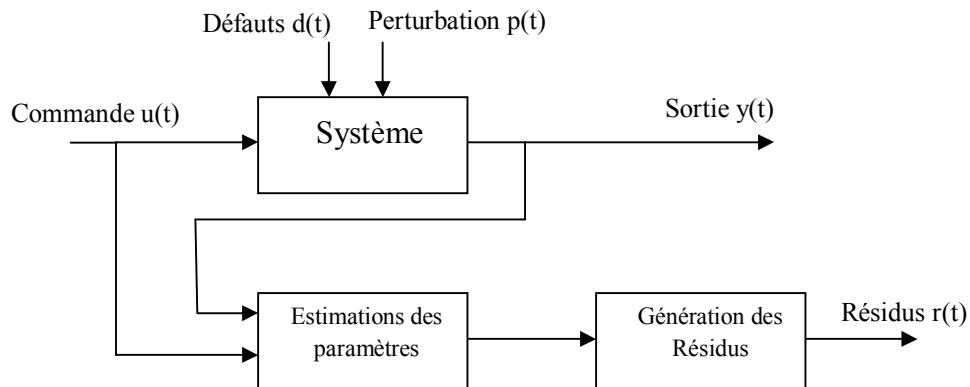


Figure II.5-Estimations paramétrique

Isermann décrit la procédure pour la détection en cinq étapes :

- Modélisation mathématique du procédé selon des équations de type :

$$y(t) = f(u(t), \theta) \quad (\text{II-1})$$

Dans lesquelles $u(t)$ représente les commandes du système et θ les paramètres du modèle.

- Description des relations entre les constantes physiques p supposées connues et les paramètres du modèle θ .

$$\theta = g(p) \quad (\text{II-2})$$

- Estimation $\hat{\theta}$ des paramètres du modèle à partir de l'équation (II-2) et des mesures des entrées et des sorties du système.

$$\hat{\theta} = h(y(i), \dots, y(t), u(i), \dots, u(t)) \quad (\text{1-3})$$

- Estimation \hat{p} des paramètres du système à partir de l'équation (II-2)

$$\hat{p} = g^{-1}(\hat{\theta}(t)) \quad (\text{1-4})$$

-Théorie de la décision pour détecter une défaillance ou non, en prenant en compte les aspects non déterministes (Bruit de capteur, erreurs de modélisation). Le vecteur résidu est obtenu en faisant la différence entre les paramètres estimés et les valeurs nominales.

$$r(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t) \quad (\text{II-3})$$

Où

$$r(t) = p(t) - \hat{p}(t)$$

Il y a plusieurs méthodes d'estimation paramétrique dont il est possible de citer :

L'estimation par projection orthogonale, l'estimation bayésienne, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance ou encore l'estimation au sens des moindres carrées.

II.5.2 Estimation d'état

Les méthodes d'estimations d'état ont pour principe de reconstruire les états et les sorties du système à partir des entrées et des sorties. L'estimation de l'état peut être effectuée à l'aide d'observateur (exemple: observateur de luenberger) dans le cas déterministe, ou de filtre dans le cas stochastique (exemple : filtre de kalman) ou filtre détecteur de défaut (espace de parité) . Ces méthodes présentent des analogies dans leur formulation. La différence provenant du mode de calcul des paramètres de constructeur en fonction du contexte choisi.

II.5.2.1 Espace de parité

Cette technique repose sur la projection des équations du modèle dans un espace particulier, appelé espace de parité . En effet, cette technique est initialement basée sur la multiplication de l'équation de sortie à gauche par une matrice W constituée de vecteurs de

$$Ker \{ C_T \}.$$

L'interprétation de cette multiplication est d'éliminer les états inconnues ,cette méthode ayant pour origine la redondance matérielle utilisée initialement à des fins de détection et localisation de défaut de capteurs, puis elle s'est étendue pour le diagnostic du système complet (espace de parité généralisé).

II.5.2.2 Filtre d'états

Les filtres d'états utilisent une formulation qui repose sur l'estimation d'état, mais uniquement pour des modèles stochastiques. Les filtres sensibles aux défauts peuvent être considérés comme des observateurs particuliers, dont les gains sont fixés de manière à ce que le vecteur des résidus prenne une direction particulière pour chaque situation de défaut [ALH05]. Les premiers résultats concernant les filtres sensibles aux défauts FDF (Failure Detection filter) sont dus à Beard (1971) et Johns (1973), puis une généralisation a été proposée par Massoumnia (1986) pour les systèmes non linéaires.

II.6 Approche à base d'observateurs [10]

L'utilisation des observateurs pour la détection de défaut repose sur la reconstruction totale ou partielle du vecteur de sortie, par le biais d'une estimation du vecteur d'état, grâce aux signaux mesurables du système surveillé. La différence entre les sorties reconstruites et les sorties réelles, éventuellement suivie d'un filtre, permet la génération de résidus (figure II.6). Toutefois, il existe une distinction de base entre l'utilisation de l'observateur pour reconstruire le vecteur d'état et l'observateur pour détecter le défaut.

La différence fondamentale avec un observateur classique (reconstructeur d'état) est que certains signaux d'entrée, traduisant les défauts, sont des entrées inconnues supposées rester égales à zéro tant qu'il n'y a pas de défauts. Dès qu'un défaut apparaît, ces entrées deviennent non nulles. Le rôle de l'observateur, réalisé sur la base du système sans défaut, est qu'il doit alors réagir de façon très rapide. Il est aussi exigé de cet indicateur de ne pas confondre défaut et perturbation. Donc, pour réaliser un système de détection fiable, la synthèse de l'observateur doit être effectuée de façon à détecter les défauts et éliminer l'effet des perturbations. Différentes solutions ont été proposées pour accomplir cette tâche.

Dans le cas de systèmes linéaires, le choix judicieux de la matrice de gain de l'observateur permet de résoudre ce problème. Une classe particulière d'observateurs consiste à générer des résidus directionnels. Il s'agit des filtres de détection de défauts introduits dans une autre approche est basée sur l'utilisation de méthodes de découplage direct ou indirect. L'observateur à entrées inconnues avec découplage non linéaire utilise une transformation de l'état $z=T(x)$ ($z=T(x)$ avec T constante, dans le cas linéaire), afin d'obtenir une partie de vecteur d'état, z , dont la dynamique est découplée des entrées inconnues d . Deux étapes sont nécessaires :

- Génération de l'état découplé,
- Synthèse de l'observateur et génération de résidus.

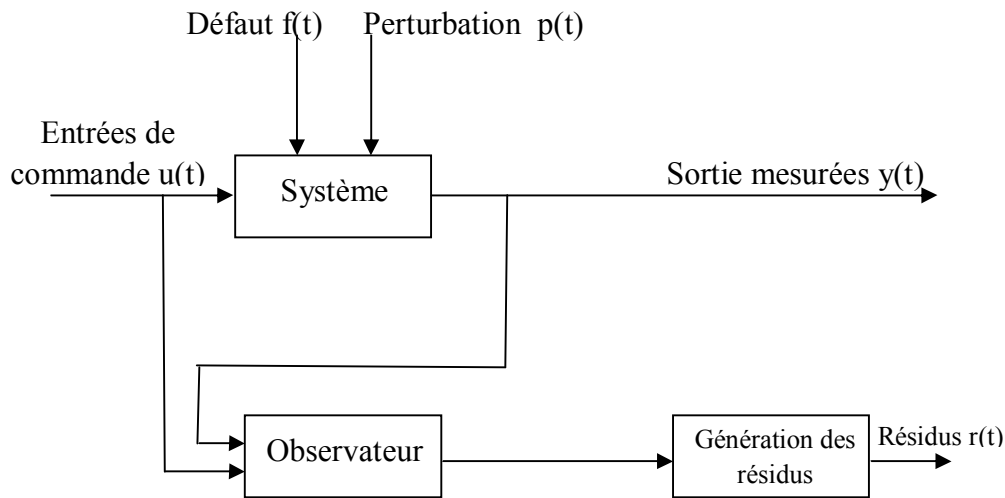


Figure II.6 Génération des résidus a base d'observateur

Dans le cas des systèmes non linéaire ,le découplage des perturbation peut être effectué a l'aide de méthode analytique ,ou de la géométrie différentielle.

II-6.1 La Génération des résidus [10]

Les résidus, notés par le vecteur r , sont les signaux indicateurs de la présence de défauts. Ils traduisent l'inconsistance entre le comportement obtenu et celui attendu du procédé surveillé. Ils doivent être sensibles uniquement aux défauts, Cependant, des perturbations sont susceptions d'agir sur ces dernier, ce qui peut entraver leur utilisation pour détecter et localiser les défauts. Cela pose le problème de robustesse des résidus vis-à-vis des perturbations inconnues et incertitudes de modélisation. Les résidus sont conçus en vue de faciliter leur exploitation ultérieur par un outil de décision destiné à détecter et localiser les défauts. deux approches sont possibles :

- Génération d'ensemble de résidus structurés : en réponse à un défaut, devient non nul.
- Génération de résidus directionnels : en réponse a un défaut particulier, le vecteur des résidus reste confiné dans une direction particulière de l'espace des résidus.

II-6.1.1 La structuration des résidus

La structuration des résidus représente une façon de renforcer leurs performance. Un sous ensemble de résidus est alors destiné à un défaut particulier. L'avantage de la structuration des ensembles de résidus est de simplifier leur analyse, pour déterminer lequel d'entre eux est devenu nul. Le teste de seuil peut être réaliser séparément pour chaque résidu, conduisant à

une décision booléenne, (un '1' correspond à un résidu active) permettant ainsi de structurer une table de signature, appelée aussi matrice d'incidence. distingue trois cas pour table de signature (un exemple en est donné par le tableau II.1) :

- Non isolante : une colonne est nulle ou deux au moins sont identique ;
- Faiblement isolante : les colonnes sont non nulles et distinctes deux à deux,
- Fortement isolante : en plus d'être faiblement isolante, aucune colonne ne peut être obtenu à partir d'une autre en remplaçant un '1' par un '0'. un cas intéressant, pour l'isolation des défaut multiples, correspond à une structure diagonale.

	f_1	f_2	f_3
r_1	1	1	1
r_2	1	1	1
r_3	1	0	0

	f_1	f_2	f_3
r_1	1	1	1
r_2	1	0	1
r_3	1	1	0

	f_1	f_2	f_3
r_1	1	1	0
r_2	1	0	1
r_3	0	1	1

Non isolante

Faiblement isolante

Fortement isolante

Tableau II.1 : Différent situations pour une matrice d'incidence

II-6.1.2 Génération de résidus directionnels

La deuxième approche est la génération de résidus directionnels, qui consiste à concevoir pour chaque défaut des résidus de sorte que leurs vecteurs reste confiné dans une direction spécifique de l'espace des résidus . En absence du défauts, le module de vecteur résidu est nul, le problème d'isolation dans ce cas, consiste à déterminer le défaut dont la direction du vecteur résidus généré est la plus proche parmi tous les autres défauts. La figure (II.7) illustre ceci :

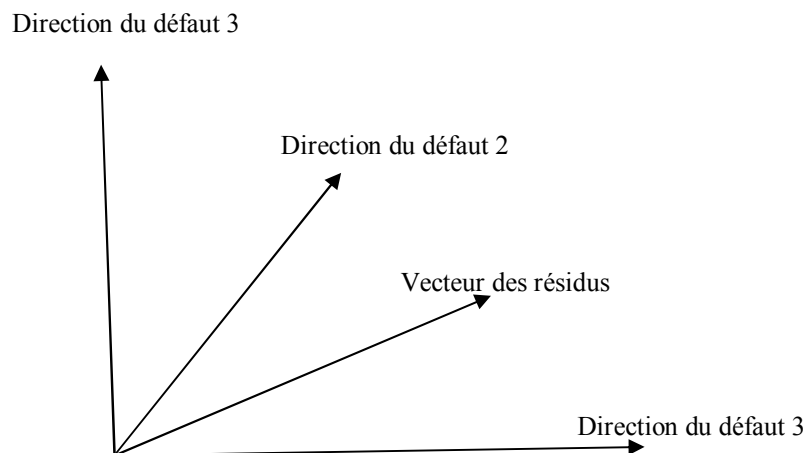


Figure II.7- Structure de résidus directionnels

II-6.1.3 La localisation des défauts [10]

Pour résoudre le problème de la localisation des défauts, l'idée est de construire un banc de q observateurs dont chacun excité par une combinaison judicieusement choisie des entrées et des sorties du système. Chaque vecteur de résidus $r_1(t) \dots r_q(t)$ est alors sensible à un ensemble de défauts. Deux stratégies sont alors retenues :

- La stratégie DOS (Dedicated observer scheme) ou un défaut n'influence qu'un seul vecteur résidus. (figure II.8)
- La stratégie GOS (Generalized observer scheme) ou un défaut influence tous les vecteurs de résidus sauf un. (figure II.9)

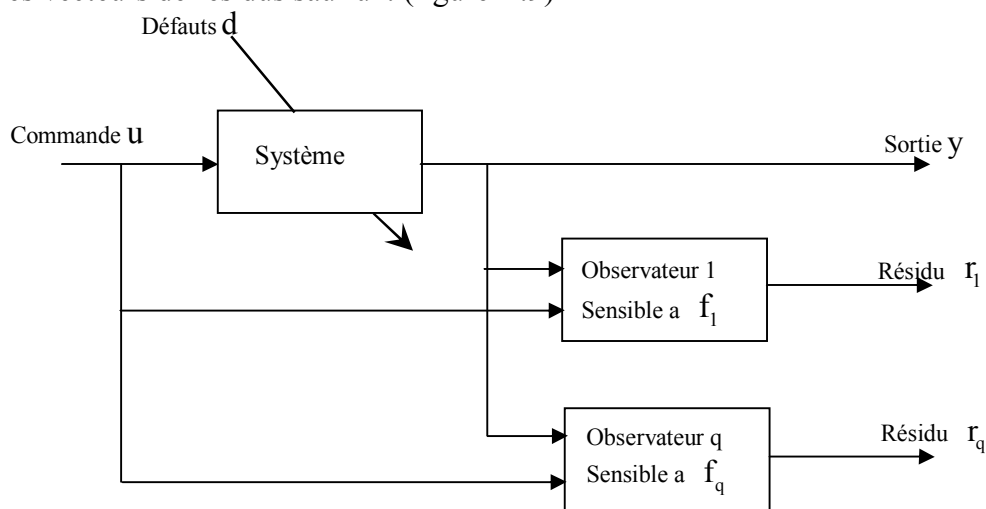


Figure II.8-Illustration de la stratégie DOS

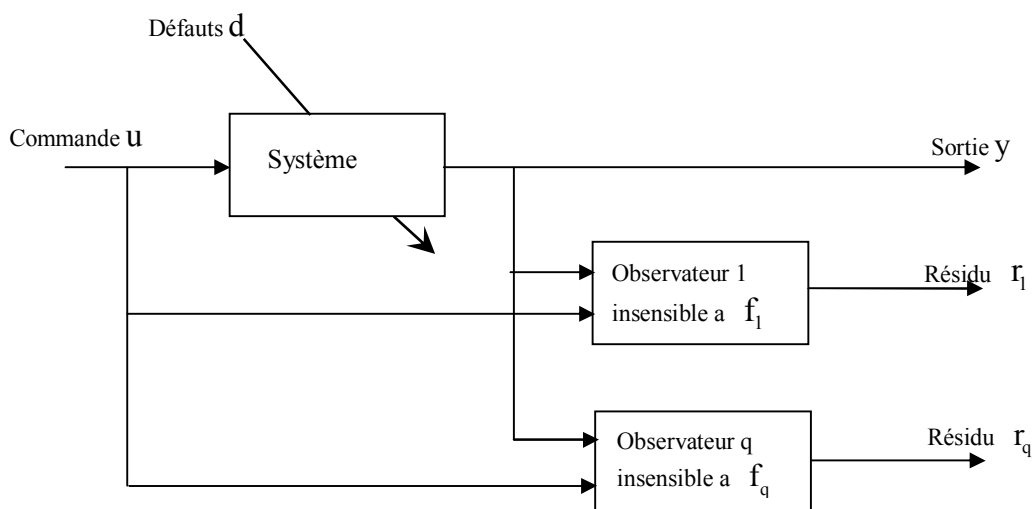


Figure II.9-Illustration de la stratégie GOS

Dans le cas des systèmes non linéaire, le découplage des perturbation peut être effectué à l'aide de méthode analytique, ou de géométrie différentielle, la synthèse de l'observateur est ensuite effectuée sur les partie du système découplée vis-à-vis des perturbation.

II-6.1.4 La détection et le problème de seuillage

La détection est la première étape d'une procédure de diagnostic, elle consiste à déterminer à partir de l'analyse des résidus si le système fonctionne normalement ou non. Ce dernier a une valeur théorique nulle pour un système idéal en absence du défaut (pas d'incertitude sur le modèle ni de bruit de mesure), et non nulle dans le cas contraire. La principale difficulté de détection réside dans le calcul du seuil des résidus. Un seuil trop grand risque d'engendrer une non détection, ceci est représenté sur la figure (II.10). Un seuil trop petit entraînerait des fausses alarmes, la figure (II.11) montre ce problème. La problématique est donc de trouver un seuil optimal qui serait le compromis idéal entre le taux de fausses alarmes et le taux de non détection, ceci est appelé problème de seuillage.

Donc l'évaluation des résidus deviendra un problème de détermination d'un seuil T tel que :

$r(t) \geq T$ Pour un système en défaut.

$r(t) < T$ Pour un système sans défaut.

Concernant les problèmes de seuillage, les premiers travaux portés sur l'élaboration de seuil fixes, indépendamment du temps et des entrées du système. Emami Naeni et all ont défini la notion de seuil adaptatif, robuste contre les incertitudes de modèle. L'idée est de définir des bornes inférieures et supérieures du résidu en fonction des bornes des incertitudes des paramètres et des bruits de mesures. La figure (II.12) montre le principe d'un résidu adaptatif.

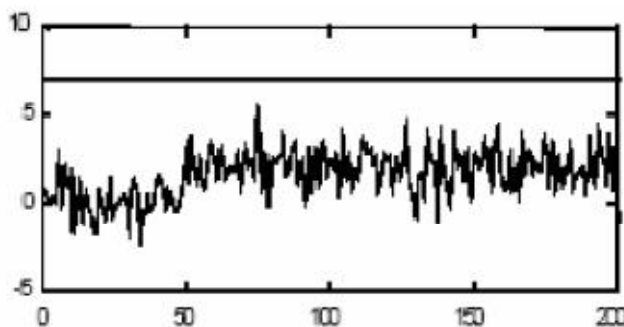
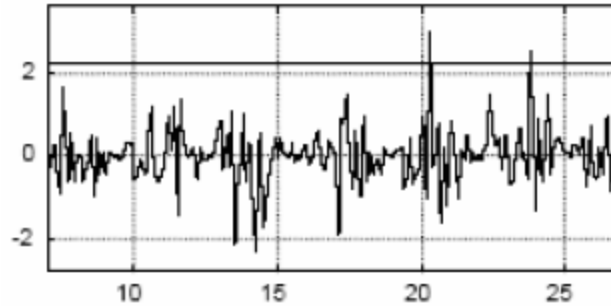


Figure II.10- système avec défaut
(Non détection)



**Figure II.11- système sans défaut
(Fausse alarme)**

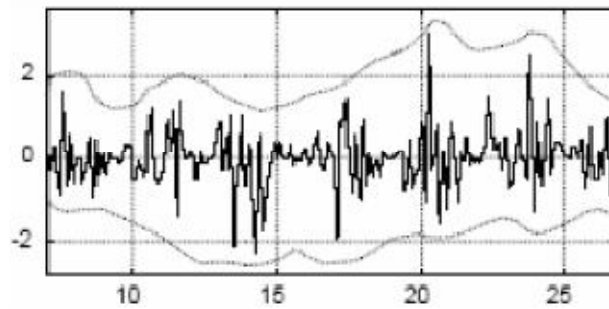


Figure II.12-Seuils adaptatifs

II-7 Synthèse des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui reconstitue les variables d'état d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire des entrées imposées et des sorties mesurées. L'observateur fonctionne de deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation s'accomplit par le calcul des grandeurs d'état à l'aide d'un modèle, qui est une copie du système. La correction se fait par l'addition de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par le gain K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Les observateurs peuvent être linéaires ou non linéaires, déterministes ou stochastiques. Les observateurs déterministes sont des observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesure et les fluctuations aléatoires des variables d'état. Parmi ces observateurs,

On trouve l'observateur de Luenberger dans le cas linéaire. Dans le cas des systèmes non linéaires, beaucoup d'observateurs ont été développés. L'observateur à mode glissant et l'observateur à grand gain sont parmi les plus répandus pour les machines asynchrones.

Deux approches sont utilisées :

- La linéarisation autour de point de fonctionnement :c'est le cas de l'observateur de Luenberger.
- La construction de gain sur la base de la non linéarité du système :Ces observateurs sont synthétisés en prenant en compte la modélisation non linéaire du système. c'est le cas des observateurs à mode glissant ou à grand gain.

II.8 Observateur de Lunberger

Dans cette partie ,nous avons utilisé un observateur linéaire de Leunberger pour le suivi des grandeurs d'états de moteur asynchrone a double alimentation(MADA).

Après des manipulations sur les équations de la machine, on peut trouver les équations de la machine en fonction des états choisis sous forme d'équation d'état (Annexe 1)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\Phi}_{rd} \\ \dot{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k & \omega_{sp} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} R_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ -\omega_{sp} & k & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} R_r \\ \frac{M_{sr}}{L_r} R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{rp} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r} R_r & -\omega_{rp} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec : } k = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \right)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd})$$

L'équation fondamentale de la mécanique qui lie le couple électromagnétique et la vitesse de rotation est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{II.5})$$

Le modèle de la machine est exprimé dans le système de coordonnées tournant à la vitesse ω_{sp} par rapport au stator. Pour trouver le modèle dans le système de coordonnées lié au stator,

lié au rotor, ou lié au champ tournant, il suffit de remplacer respectivement ω_{sp} par zéro, par ω_s , ou par ω_r . Pour la vitesse ω_{rp} est déduite de la relation :

$$\omega_{sp} = \omega + \omega_{rp} \quad (\text{II.6})$$

Posant :

$$x_1 = i_{ds} ; x_2 = i_{qs} ; x_3 = \Phi_{dr} ; x_4 = \Phi_{qr} ; x_5 = \Omega ; u_1 = v_{ds} ; u_2 = v_{qs} ; u_3 = v_{dr} ; u_4 = v_{qr} ; u_5 = C_r .$$

on peut écrire :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 x_1 + w_s x_2 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 + \frac{v_{ds}}{L_s \sigma} \\ \dot{x}_2 &= a_1 x_2 - w_s x_1 + a_2 x_4 + a_3 x_3 x_5 + \frac{v_{qs}}{L_s \sigma} \\ \dot{x}_3 &= \frac{M_{sr}}{T_r} x_1 + w_s x_4 - p x_4 x_5 - \frac{1}{T_r} x_3 + v_{dr} \\ \dot{x}_4 &= \frac{M_{sr}}{T_r} x_2 - w_s x_3 + p x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 + v_{qr} \\ \dot{x}_5 &= a_4 x_2 x_3 - a_4 x_1 x_4 - p x_4 x_5 - \frac{K_f}{J} x_5 - \frac{1}{J} C_r \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$R_{sm} = R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r ; a_1 = \frac{-R_{sm}}{\sigma L_s} ; a_2 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} ; a_3 = \frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} ; a_4 = \frac{p M_{sr}}{J L_r} .$$

II.8.1 Linéarisation de la MAS :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \xrightarrow{\text{Linéarisation}} \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

D'après Lyapov

$$A = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1}{\delta x_1} & \frac{\delta f_1}{\delta x_2} & \frac{\delta f_1}{\delta x_3} & \frac{\delta f_1}{\delta x_4} & \frac{\delta f_1}{\delta x_5} \\ \frac{\delta f_2}{\delta x_1} & \frac{\delta f_2}{\delta x_2} & \frac{\delta f_2}{\delta x_3} & \frac{\delta f_2}{\delta x_4} & \frac{\delta f_2}{\delta x_5} \\ \frac{\delta f_3}{\delta x_1} & \frac{\delta f_3}{\delta x_2} & \frac{\delta f_3}{\delta x_3} & \frac{\delta f_3}{\delta x_4} & \frac{\delta f_3}{\delta x_5} \\ \frac{\delta f_4}{\delta x_1} & \frac{\delta f_4}{\delta x_2} & \frac{\delta f_4}{\delta x_3} & \frac{\delta f_4}{\delta x_4} & \frac{\delta f_4}{\delta x_5} \\ \frac{\delta f_5}{\delta x_1} & \frac{\delta f_5}{\delta x_2} & \frac{\delta f_5}{\delta x_3} & \frac{\delta f_5}{\delta x_4} & \frac{\delta f_5}{\delta x_5} \\ \frac{\delta u_1}{\delta u_1} & \frac{\delta u_1}{\delta u_2} & \frac{\delta u_1}{\delta u_3} & \frac{\delta u_1}{\delta u_4} & \frac{\delta u_1}{\delta u_5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & w_s & a_2 & a_3 x_5 & a_3 x_4 \\ -w_s & a_1 & -a_3 x_5 & a_2 & -a_3 x_3 \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{M_{sr}}{T_r} & w_s - p x_5 & \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -w_s + p x_5 & -\frac{M_{sr}}{T_r} & -p x_4 \\ -a_4 x_4 & -a_4 x_3 & -a_4 x_2 & -a_4 x_1 & p x_3 \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{df}{du} \Big|_{x=X_0} = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1}{\delta u_1} & \frac{\delta f_1}{\delta u_2} & \frac{\delta f_1}{\delta u_3} & \frac{\delta f_1}{\delta u_4} & \frac{\delta f_1}{\delta u_5} \\ \frac{\delta f_2}{\delta u_1} & \frac{\delta f_2}{\delta u_2} & \frac{\delta f_2}{\delta u_3} & \frac{\delta f_2}{\delta u_4} & \frac{\delta f_2}{\delta u_5} \\ \frac{\delta f_3}{\delta u_1} & \frac{\delta f_3}{\delta u_2} & \frac{\delta f_3}{\delta u_3} & \frac{\delta f_3}{\delta u_4} & \frac{\delta f_3}{\delta u_5} \\ \frac{\delta f_4}{\delta u_1} & \frac{\delta f_4}{\delta u_2} & \frac{\delta f_4}{\delta u_3} & \frac{\delta f_4}{\delta u_4} & \frac{\delta f_4}{\delta u_5} \\ \frac{\delta f_5}{\delta u_1} & \frac{\delta f_5}{\delta u_2} & \frac{\delta f_5}{\delta u_3} & \frac{\delta f_5}{\delta u_4} & \frac{\delta f_5}{\delta u_5} \\ \frac{\delta f_5}{\delta x_1} & \frac{\delta f_5}{\delta x_2} & \frac{\delta f_5}{\delta x_3} & \frac{\delta f_5}{\delta x_4} & \frac{\delta f_5}{\delta x_5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma L_s & & & & \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ & \sigma L_s & & & \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$C = \frac{dh}{dx} \Big|_{x=X_0} = \begin{bmatrix} \frac{\delta h}{\delta x_1} & \frac{\delta h}{\delta x_2} & \frac{\delta h}{\delta x_3} & \frac{\delta h}{\delta x_4} & \frac{\delta h}{\delta x_5} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

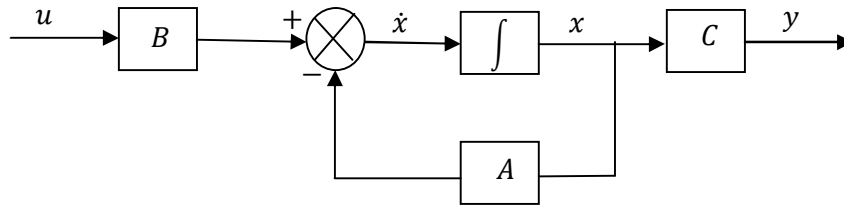


Figure II.13-Modèle linéaire de la MADA

II.9 Synthèse d'observateur de Leunberger

$$\Sigma \Rightarrow \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad \hat{\Sigma} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases}$$

$$u = -Kx + r$$

$$e = x - \hat{x}; \dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}$$

$$\dot{e} = Ax + Bu - A\hat{x} - Bu - L(y - \hat{y})$$

$$\Rightarrow \dot{e} = A(x - \hat{x}) - LC(x - \hat{x})$$

$$\Rightarrow \dot{e} = (A - LC)(x - \hat{x})$$

$$\Rightarrow \dot{e} = (A - LC)e$$

(II.9)

$$(A - LC)^T = A^T - C^T L^T$$

$$L^T = plac(A, C, poles)$$

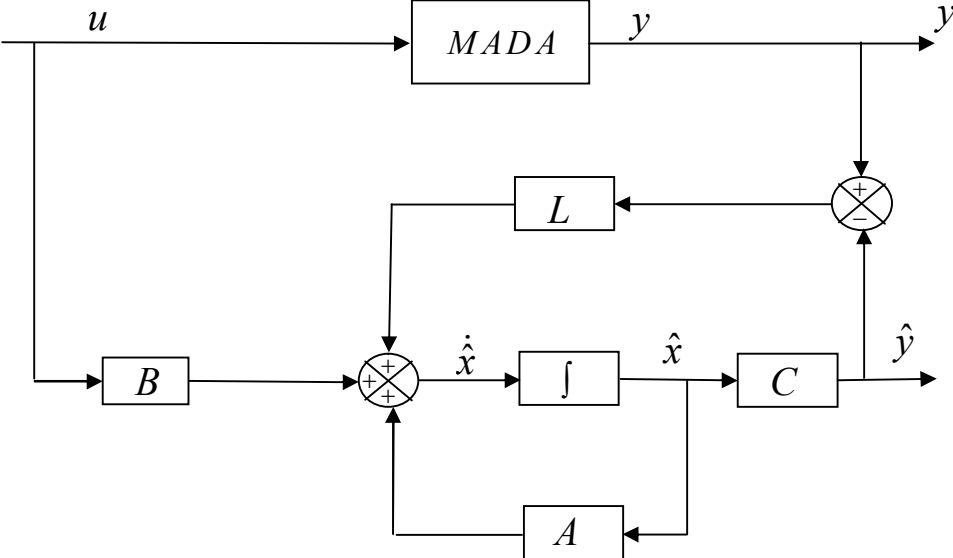


Figure II.14-Observateur de Lenberger

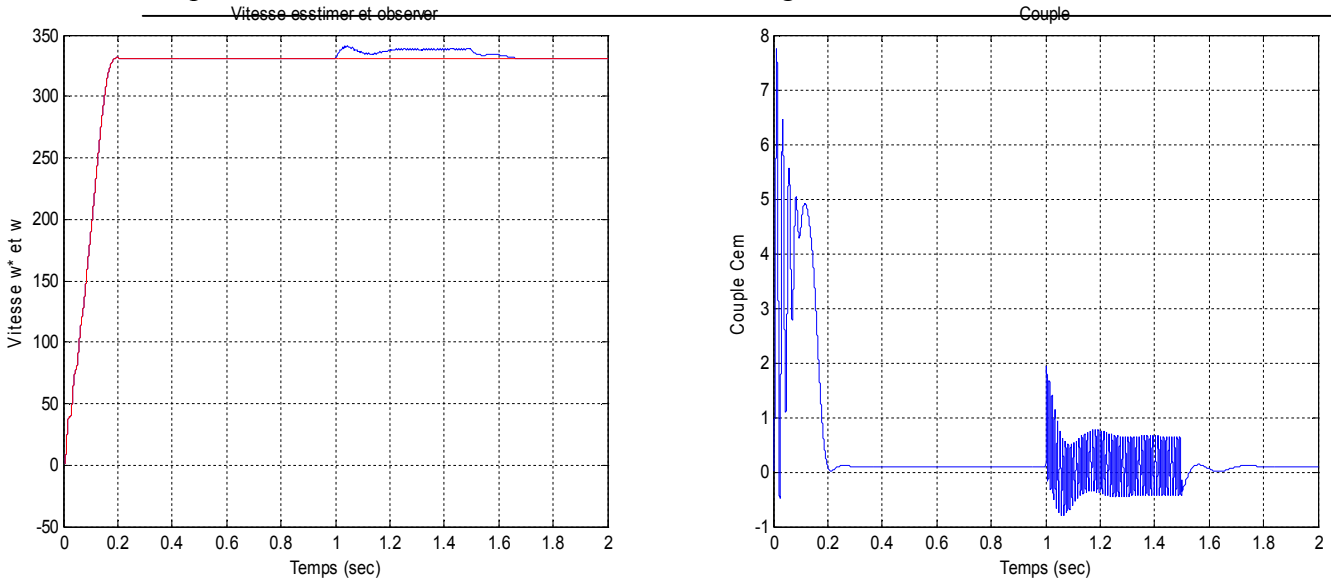


Figure II.15-Vitesse rotorique et couple électromagnétique, apparition de défaut dans la phase statorique (a) de $n_a = 0.1(10\%)$ a l'instant $t = 1s$

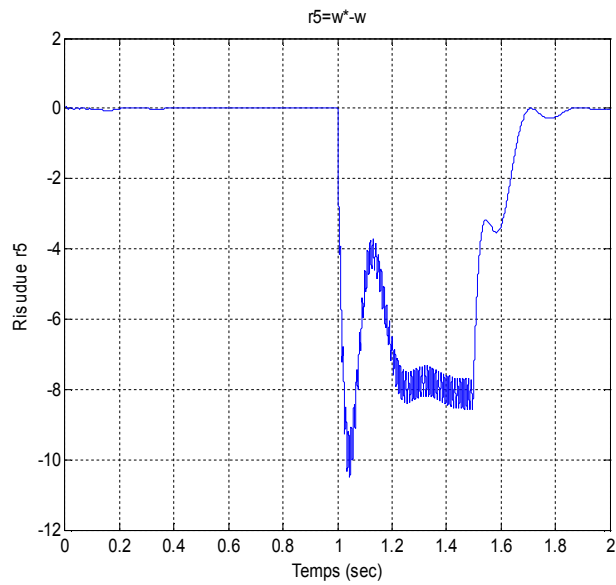


Figure II.16-Erreur entre la vitesse mesuré et vitesse observé
(Résidu de le vitesse r5)

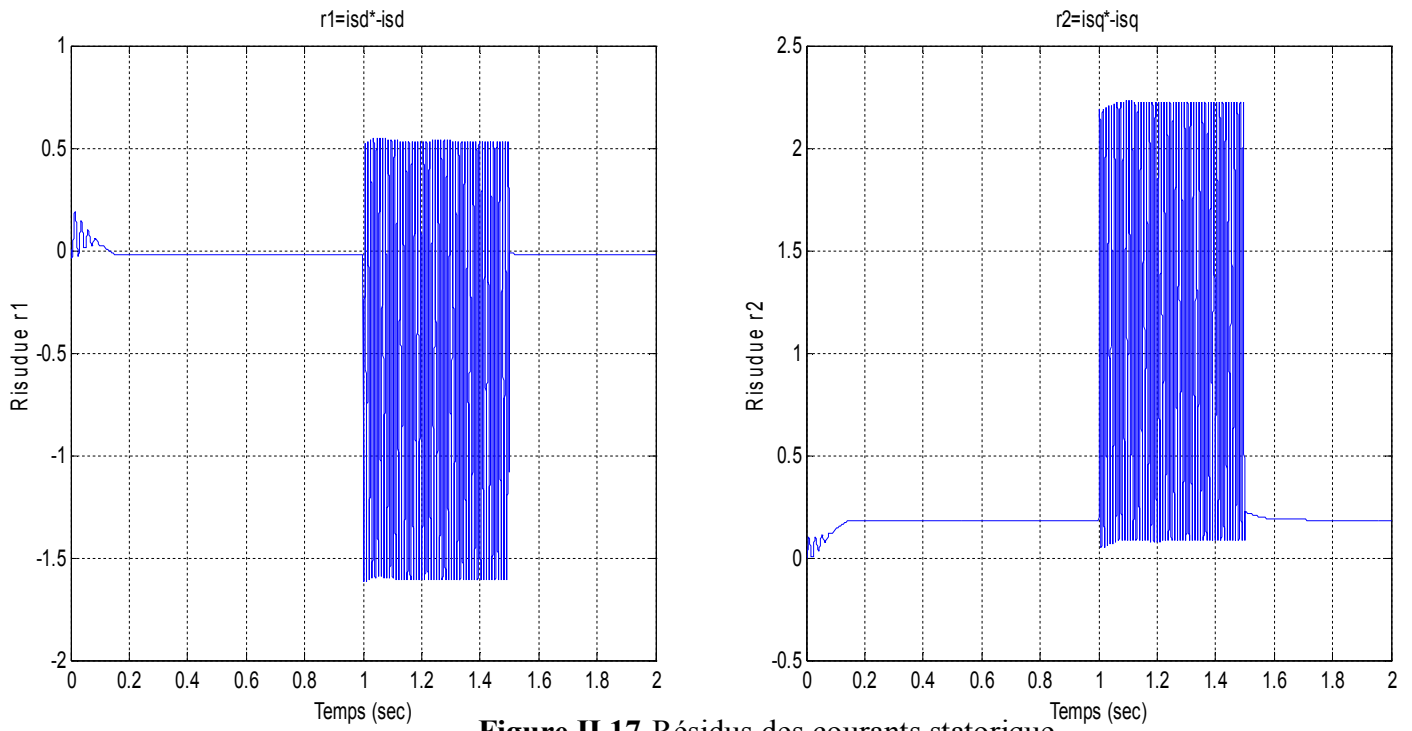


Figure II.17-Résidus des courants statorique

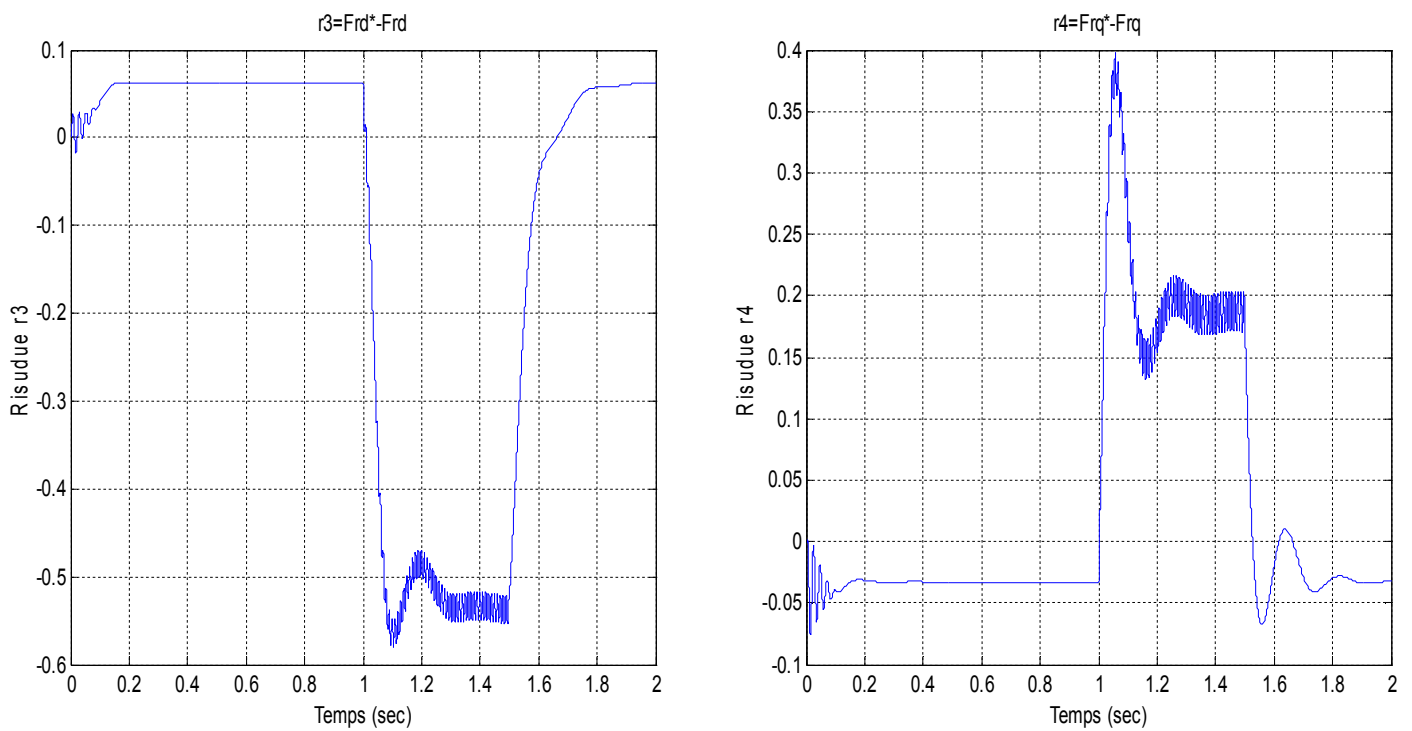


Figure II.18-Résidus des flux rotorique

II.10 Observateur en mode glissant [11][15]

Dans cette section, le but est de synthétiser un observateur en mode glissant du courant et du flux en se basant sur la variété S_c . Les composantes du courant statorique (i_{sa}, i_{sb}) , la vitesse de rotation du rotor ω_r et les composantes du vecteur d'entrée (u_1, u_2) sont supposés mesurables. De plus, La dynamique de la vitesse de rotation ω_r est supposée plus lente que celle du flux et du courant. Dans ce qui suit, $(\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta})$ dénotent les courant observés, $(\hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta})$ les flux observés, $(\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta})$ les erreurs d'observation du courant et $(\tilde{\phi}_{r\alpha}, \tilde{\phi}_{r\beta})$ les erreurs d'observations du flux. De plus, nous considérons que le flux réel est borné comme suit:

$$|\phi_{r\alpha}| < \rho_1 ; |\phi_{r\beta}| < \rho_2.$$

on propose l'observateur du courant au stator (i_{sa}, i_{sb}) de la forme:

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \end{pmatrix} = -a_1 \begin{pmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix} + A_o \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - L_1 \begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

avec :

$$A_o = \begin{pmatrix} b_1 & c_1 \omega_r \\ -c_1 \omega_r & b_1 \end{pmatrix} ; L_1 = \begin{pmatrix} L_{11} & 0 \\ 0 & L_{12} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La dynamique des l'erreur d'observation $(\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta})$ est alors :

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\tilde{i}}_{s\beta} \end{pmatrix} = -a_3 \begin{pmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{pmatrix} + A_o \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - L_1 \begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \text{ avec } L_1 = \begin{pmatrix} L_{11} & 0 \\ 0 & L_{12} \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les coefficients L_{11} and L_{12} doivent être pris tels que :

$$L_{11} \geq a_1 |\tilde{i}_s| + b_1 (\rho_1 + |\hat{\phi}_{r\alpha}|) + c_1 \omega_r (\rho_2 + |\hat{\phi}_{r\beta}|) \quad (\text{II.13})$$

$$L_{12} \geq a_1 |\tilde{i}_s| + b_1 (\rho_2 + |\hat{\phi}_{r\beta}|) + c_1 \omega_r (\rho_1 + |\hat{\phi}_{r\alpha}|) \quad (\text{II.14})$$

on propose l'observateur du flux $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$ de la forme:

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{pmatrix} = a_3 \begin{pmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix} + B_o \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - L_1 \begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

avec

$$B_o = \begin{pmatrix} -b_3 & -\omega_r \\ \omega_r & -b_3 \end{pmatrix}$$

et la dynamique des erreurs $(\tilde{\phi}_{r\alpha}, \tilde{\phi}_{r\beta})$ prend la forme:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\tilde{\phi}}_{r\beta} \end{pmatrix} = a_3 \begin{pmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{pmatrix} + B_o \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - L_1 \begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Quand l'observateur du courant est en mode glissant, la dynamique des erreurs $(\tilde{\phi}_{r\alpha}, \tilde{\phi}_{r\beta})$ devient:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\tilde{\phi}}_{r\beta} \end{pmatrix} = (B_o - L_2(L_1)^{-1}A_o) \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Si la matrice des gains L_2 est imposée telle que :

$$L_2 = (\Pi + B_o)(A_o)^{-1}.L_1 \quad (\text{II.18})$$

par conséquent, la dynamique de l'erreur de l'observation du flux est exponentiellement stable:

$$\begin{pmatrix} \dot{\text{er}}_3 \\ \dot{\text{er}}_4 \end{pmatrix} = -\Pi \begin{pmatrix} \text{er}_3 \\ \text{er}_4 \end{pmatrix} \text{ avec } \Pi = \begin{pmatrix} \pi_1 & 0 \\ 0 & \pi_2 \end{pmatrix} \text{ et } \pi_1, \pi_2 > 0 \quad (\text{II.19})$$

II.10.1 Résultats de la Simulation

Les simulation ont été effectuées sous Matlab. pour la résolution du système d'équations différentielles, la méthode d'Euler a été utilisée. Cette résolution se fait a pas fixe de $\frac{T}{1000} = 2.10^5$. Dans le cas où le flux au rotor est observé, la loi de commande considérée pour imposer la poursuite de trajectoire du flux et de la vitesse est celle développée pour les modes glissants.

1. Nous considérons le cas d'un défaut de 10% de spires court-circuitées sur la phase A.
2. Pour vérifier la robustesse de l'observateur vis-à-vis du couple, une variation du couple de charger est effectuer.

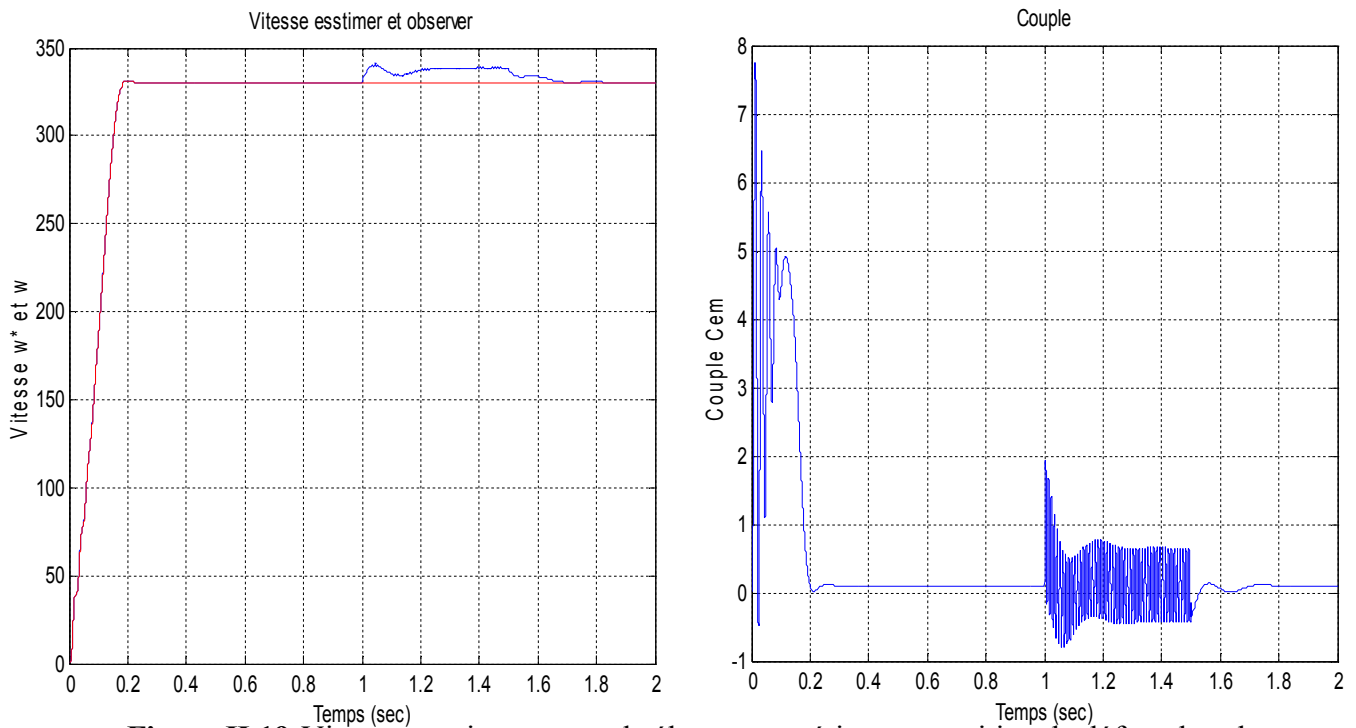


Figure II.19-Vitesse rotorique et couple électromagnétique, apparition de défaut dans la phase statorique (a) de $n_a = 0.1(10\%)$ a l'instant $t = 1s$

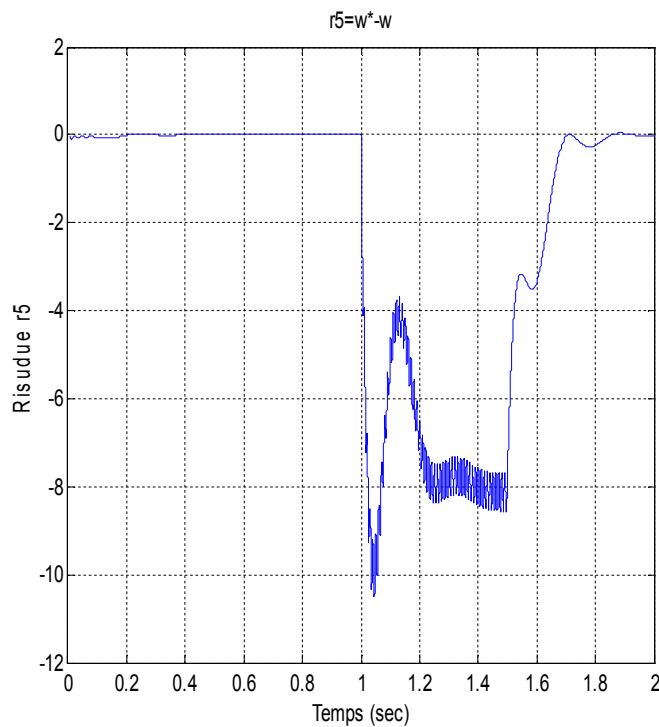


Figure II.20-Erreur entre la vitesse mesuré et vitesse observé
(Résidu de le vitesse r5)

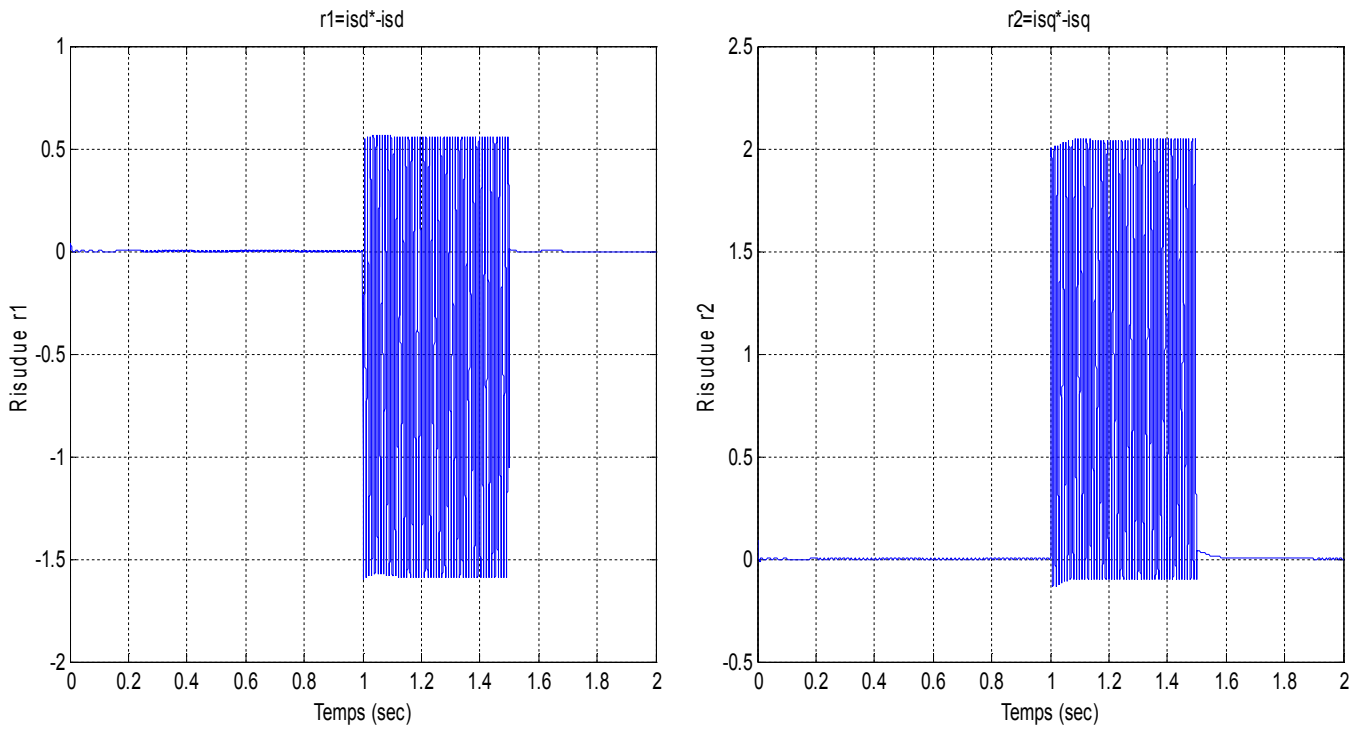


Figure II.21-Résidus des courants statorique

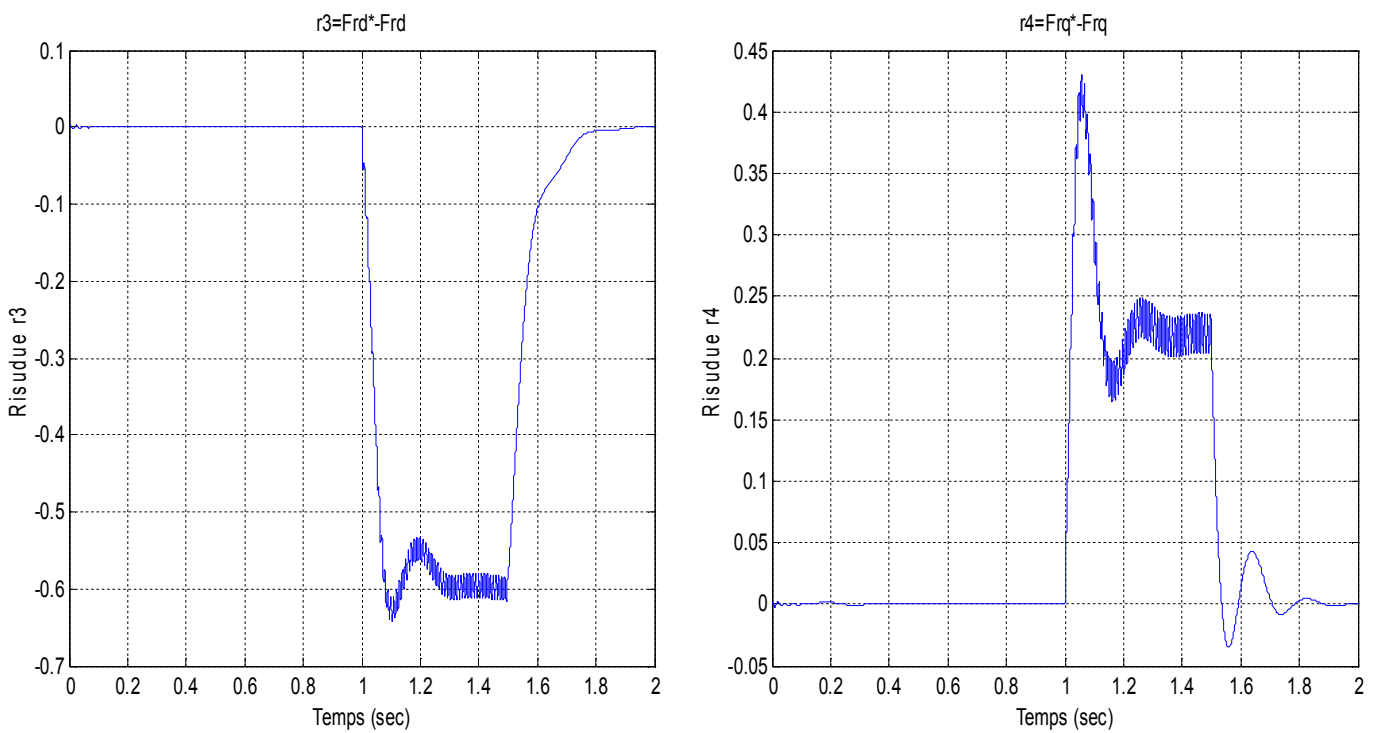


Figure II.22-Résidus des flux rotorique

Le flux observé et la vitesse estimée converge rapidement vers les variables réelles correspondantes. Les performances de ce système de contrôle sont satisfaisantes et prometteuses.

II-11 L'observateur Grand Gain

Dans cette partie nous présentons brièvement les travaux développés dans [4] qui portent sur la synthèse d'observateurs adaptés aux systèmes non linéaires observables. Le modèle de la machine asynchrone appartient à ce type de systèmes.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Avec : $x \in R^n, u \in R^m, y \in R^s$

Le système (II.20) doit être uniformément localement observable. Il est alors possible d'effectuer le changement de variable $z = \Gamma(x)$ qui transformera le système (II.20) en la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \varphi(u, z) \\ y = Cz \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

L'observateur doit satisfaire le Théorème [4] :

la fonction φ est globalement Lipschitzienne par rapport à x , uniformément par rapport à u .

$$\text{Soit } K = \begin{bmatrix} K_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & K_p \end{bmatrix}$$

une matrice de dimension adéquate telle que, pour chaque Bloc k , la matrice $A_k - K_k C_k$ ait toutes ses valeurs propres à partie réelle négative.

Supposons qu'il existe deux ensembles d'entiers $\{\sigma_1, \dots, \sigma_n \in Z\}$ et $\{\delta_1 > 0, \dots, \delta_p > 0 \in N^*\}$ tels que

$$\begin{aligned} \sigma_{\mu_k + v} &= \sigma_{\mu_k + v - 1} + \delta_r & k = 1, \dots, n; v = 1, \dots, \mu_k - 1, \\ \frac{\partial \varphi_i}{\partial z_i} = 0 &\Rightarrow \sigma_i \geq \sigma_j & \text{pour } i, j = 1, \dots, n; j \neq \mu_k, k = 1, \dots, p. \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Alors $\dot{\hat{z}} = A\hat{z} + \varphi(\hat{z}, u) - S_\theta^{-1} K (C\hat{z} - y)$.

Est un observateur exponentiel est un observateur exponentiel pour le système (II.21).

et il existe T_0 tel que, pour tout $0 < T < T_0$

avec :

$$S(S, \delta) = \begin{bmatrix} S^{\delta_1} \Delta(S^{\delta_1}) & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & S^{\delta_p} \Delta(S^{\delta_p}) \end{bmatrix}, \Delta_\theta(S) = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & S & & \\ & & \ddots & \\ & & & S^{\mu_0-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

En faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initial, l'observateur pour le système (II.20) est donné par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_\theta^{-1} C^T (h(\hat{x}) - y) \quad (\text{II.24})$$

\hat{x} : valeur observée de x .

Γ : est une application $R^n \rightarrow R^n$

Alors

$$\Gamma = \left[h_1, L_f h_1, L_f^2 h_1, \dots, L_f^{\delta_1} h_1, h_2, L_f h_2, L_f^2 h_2, \dots, L_f^{\delta_2} h_2, \dots, h_p, L_f h_p, L_f^2 h_p, \dots, L_f^{\delta_p} h_p \right]^T \quad (\text{II.25})$$

Et $L_f^{\delta_k}$ est la dérivée δ_k^i de Lie.

p : nombre de sortie.

$$\text{Et } S_\theta \text{ satisfait la relation de Lyapov } \dot{S}_\theta = -\theta S_\theta A^T S_\theta A + C^T C = 0 \quad (\text{II.26})$$

La démonstration est faite dans [4] .

L'observateur là aussi se fait en deux étapes : une étape de prédiction $f(\hat{x}) + g(\hat{x})u$

et une étape de correction $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_\theta^{-1} (h(\hat{x}) - y)$.

Le réglage de la dynamique de l'observateur est fait avec les paramètres θ_k appelés gains.

Ceux-ci sont choisis arbitrairement. son effet et comme suit :

Une valeur suffisamment grande de θ permet de stabiliser partie linéaire et de garantir la stabilité de la partie non-linéaire grâce au fait que φ soit imposée globalement Lipschitzienne par rapport à x . Si θ est suffisamment grand, le temps de convergence se réduit mais l'observateur se devient sensible aux bruits de mesure. une petite valeur de θ conduit à l'effet inverse.

II-11.1 Utilisation de l'observateur Grand Gain [12]

La synthèse de l'observateur Grand Gain au système d'équations d'états consiste à construire les deux parties du gain : $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1}$ et S_θ^{-1}

Alors, nous avons:

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\phi}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qs} \\ \hat{w}_r \end{bmatrix}; h(\hat{x}) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \end{bmatrix}; y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix};$$

$$\frac{\partial \Gamma}{\partial t}(\hat{x}(t)) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & w_s & \frac{k}{T_r} & k\hat{w}_r & k\hat{\phi}_{qr} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -w_s & -\gamma & k\hat{w}_r & \frac{k}{T_r} & k\hat{\phi}_{dr} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; S_{\theta}^{-1}(\theta)C^T = \begin{bmatrix} 2\theta & 0 \\ 0 & 2\theta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\gamma = \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma} \right); k = \frac{(1-\sigma)}{M_{sr}\sigma}; \sigma = \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right)$$

II.11.2 Résultats de la Simulation

Les simulations ont été effectuées sous Matlab. Pour la résolution du système d'équations différentielles, la méthode d'Euler a été utilisée. Cette résolution se fait à pas fixe de $\frac{T}{1000} = 2.10^5$. Les gains de réglage ont été dans un premier temps affectés par des valeurs aléatoires. Leur réglage a été optimisé par des essais de simulation pour obtenir un bon compromis entre la stabilité et la dynamique de l'observation.

Dans cette partie, nous avons utilisé un observateur non linéaire de type grand gain pour le suivi des grandeurs d'états de moteur asynchrone à double alimentations (MADA).

1. Nous considérons le cas d'un défaut de 10% de spires court-circuitées sur la phase A.
2. Pour vérifier la robustesse de l'observateur vis-à-vis du couple, une variation du couple de charge est effectuée.

Les figures ci-dessous présentent le comportement de la vitesse, du couple, des courants statorique et flux rotorique observés en présence de défaut suivant l'axe d et q.

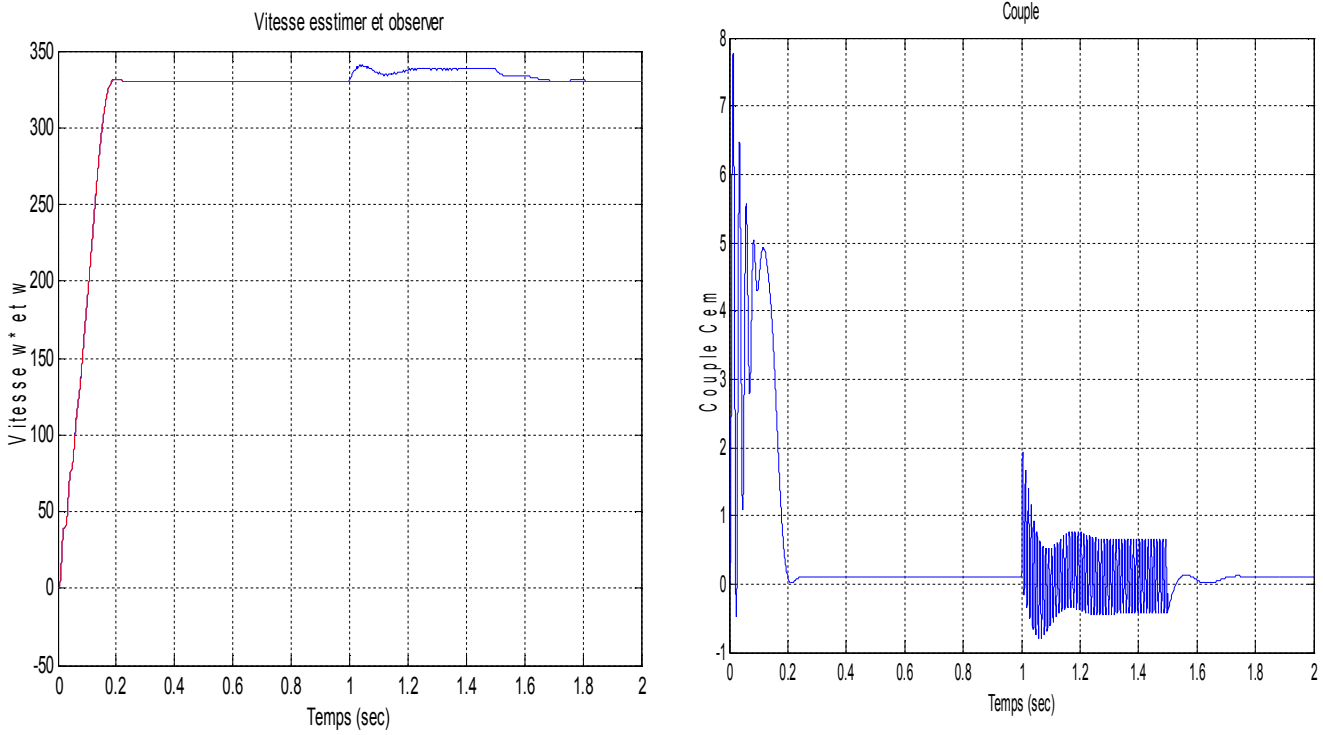


Figure II.23-Vitesse rotorique et couple électromagnétique, apparition de défaut dans la phase statorique (a) de $n_a = 0.1(10\%)$ a l'instant $t = 1s$

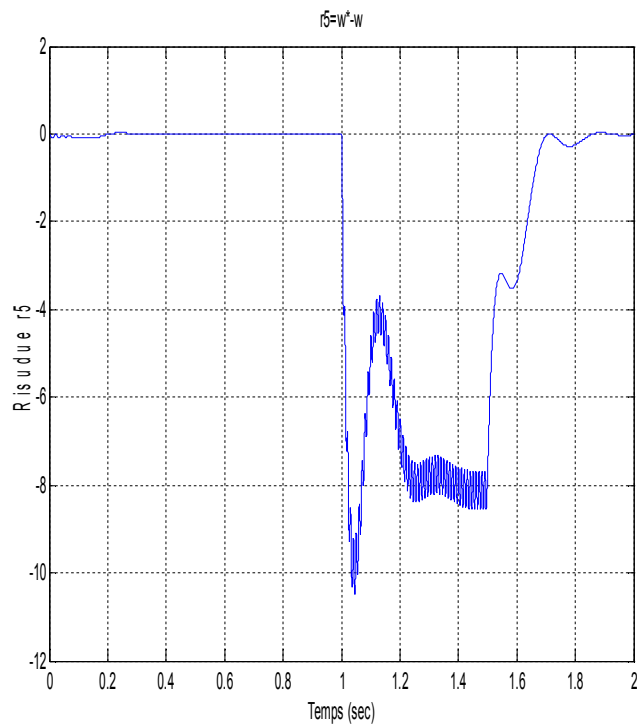


Figure II.24-Erreur entre la vitesse mesuré et vitesse observé
(Résidu de le vitesse r5)

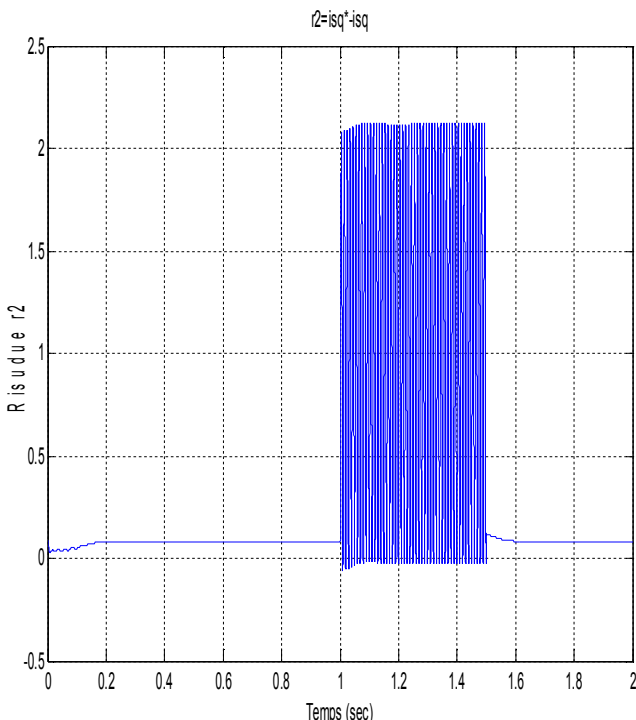
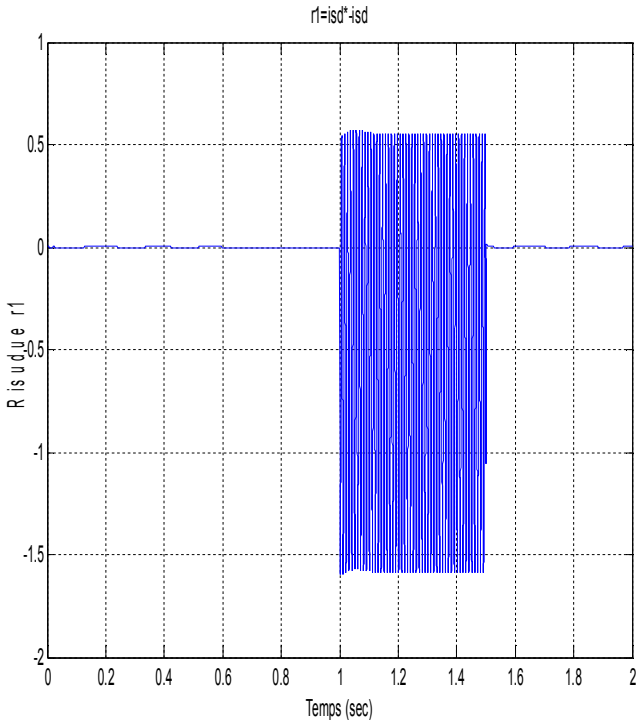


Figure II.25-Résidus des courants statorique

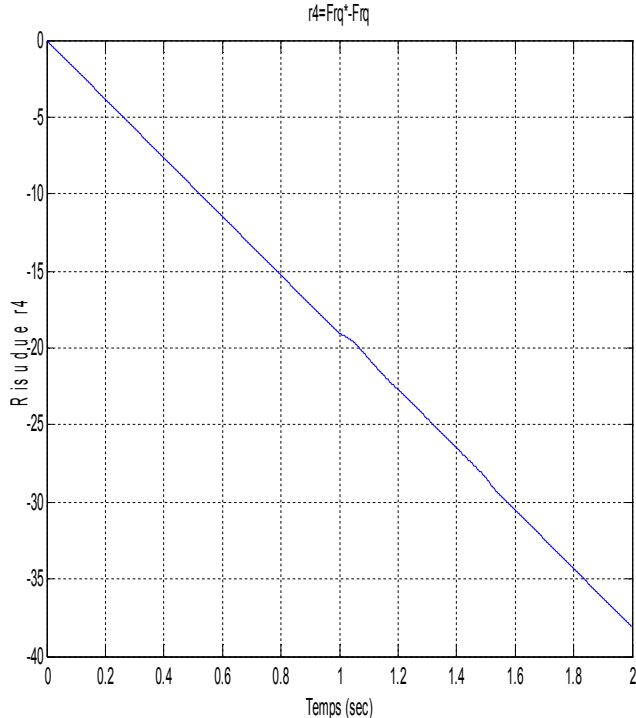
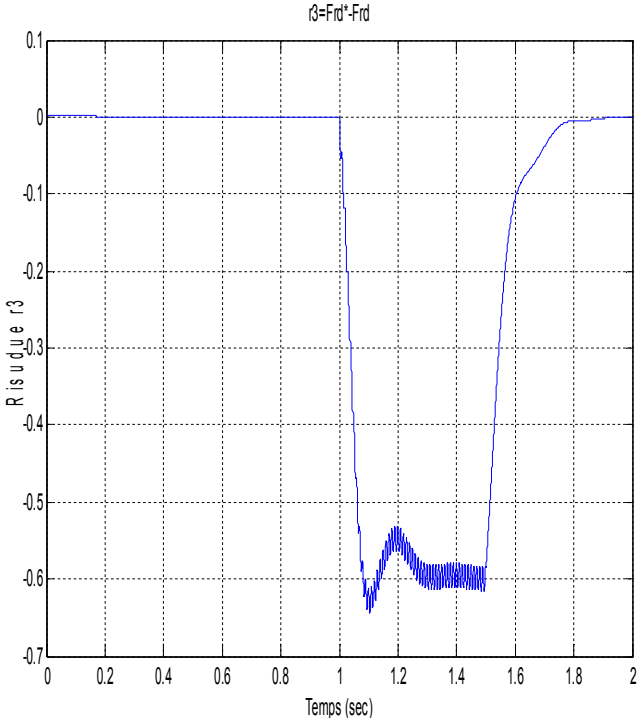


Figure II.26-Résidus des flux rotorique

Dans un premier temps, le comportement de l'observateur à grand gain a été étudié. Les figures montrent que la aussi, Les résultats obtenus sont très proches. Les figures montrent que l'erreur entre les grandeurs mesurées et les grandeurs observées est nulle une fois que le régime transitoire est passé. Elle est nulle en l'absence de défaut.

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé la problématique des systèmes de diagnostic, nous avons introduit les différents concepts utilisés en diagnostic, puis nous avons présenté les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Nous nous sommes basés sur les structures à base de modèle analytique et essentiellement les méthodes d'estimation d'état (approche à base d'observateurs). Nous avons traité les deux problèmes essentiels qui conditionnent la réussite d'une procédure de diagnostic, la détection et la localisation. Le premier revient au problème de seuillage des résidus. Un seuil adaptatif peut être une bonne solution. La solution au deuxième problème (la localisation), réside dans l'obtention d'une matrice d'incidence optimale. En fin de ce chapitre.

Parmi les différentes méthodes de synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires, la technique de linéarisation au tour de point de fonctionnement (observateur de Luenberger), la technique des modes glissant et l'observateur grand gain ont été utilisées dans le présent travail.

Introduction [16]

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédiée à la commande de la MADA, alimentée par deux onduleurs de tension à MLI. Il s'agit d'une commande vectorielle avec des régulateurs classiques de type PI pour les courants et IP pour la vitesse et avec des régulateurs de type glissant, Il s'agit aussi d'une commande directe de couple(DTC) et d'une Commande a Structure Variable qui dans la bibliographie du génie électrique porte le nom de commande par mode de glissement.

Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie des commandes. Les résultats de simulation obtenus avec ces différentes commandes seront présentés.

III.1 la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une technique qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les méthodes de contrôle des machines électriques à courant alternatif .on peut considérée comme un outil fort qui peut fournir les mêmes performances que celle réalisées par une machine à courant continu à excitation séparée.

III.1.1 principe de la commande vectorielle

Le principe d'orientation du flux a été proposé par les travaux de Blashke au début des années 70, il consiste à placer dans le repère (d-q) tel que l'axe (d) soit confondu avec la direction du flux ou le courant afin de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Le but de cette commande est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple.

Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. i_{sd} Pour le flux et i_{sq} pour le couple (figure.III.1).

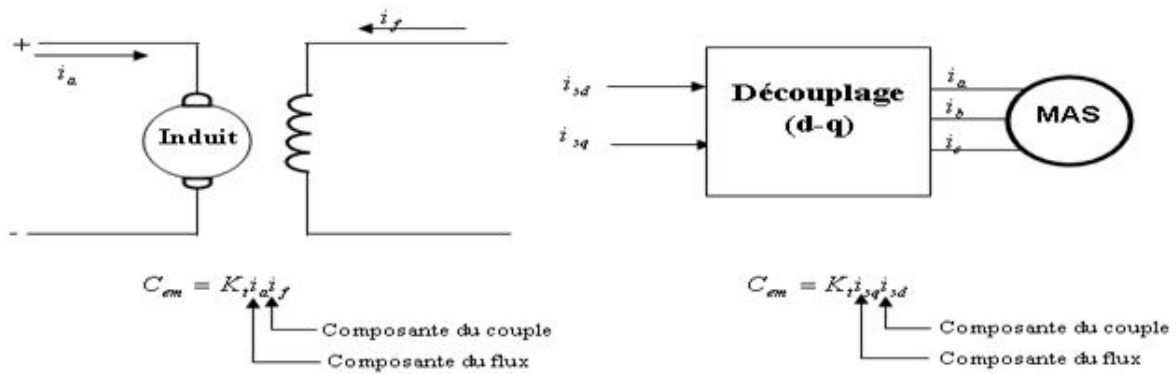


Figure III.1-Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans la commande vectorielle

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer.

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (voltage source inverter (VSI))
- Commande en courant (current controlled inverter (CCI))

Suivant l'orientation du repère (d-q) sur :

- Flux statorique
- Flux rotorique
- Flux d'entrefer

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation du flux (module, phase)
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans ces travaux, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du repère (d-q) suivant le flux rotoriques. Ce choix est le plus convenable pour le cas de notre étude car il est caractérisé par une dynamique plus lente et permet d'obtenir de meilleurs résultats en prenant ces flux comme grandeurs de base

III.1.2 Orientation du flux rotoriques

La méthode dite du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d-q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d), comme le montre la figure (III.2)

Avec

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (III.6)$$

T_r : Constante de temps rotorique

D'après les équations (III.4) et (III.5) nous montrons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes directe et quadratique du courant statorique.

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone est la détermination de la position et le module du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement, il est donc nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine.

Trois méthodes de la commande vectorielle ont été proposées : la méthode directe, la méthode indirecte et la méthode simplifiée.

III.1.3 Commande vectorielle indirecte

A partir du système d'équation (III.1) les tensions de systèmes de compensation pour les tensions est comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s s i_{sq} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (III.7)$$

Si on remplace l'expression de (III.4) dans le système d'équation (III,7) on obtient.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \left(\frac{M_{sr}}{1 + T_r s} i_{sd} \right) - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (III.8)$$

$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s s i_{sq} + \omega_s \frac{M_{sr}^2}{L_r (1 + T_r s)} i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}$ Afin d'obtenir les tensions de référence, les termes de couplage sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant.

Les termes de couplage sont définis, de sorte que les tensions restantes soient en relation avec les deux composantes de courant statorique, d'où les tensions à la sortie des régulateurs, les tensions de couplage ainsi que les tensions de référence.

$$\begin{aligned} V_{sd}^r &= (R_s + s \sigma L_s) i_{sd} \\ V_{sq}^r &= (R_s + s \sigma L_s) i_{sq} \end{aligned} \quad (III.9)$$

$$V_{sd}^c = -w_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$V_{sq}^c = \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r + w_s \sigma L_s i_{sd}$$
(III.10)

$$V_{sd}^* = V_{sd}^r + V_{sd}^c$$

$$V_{sq}^* = V_{sq}^r + V_{sq}^c$$
(III.11)

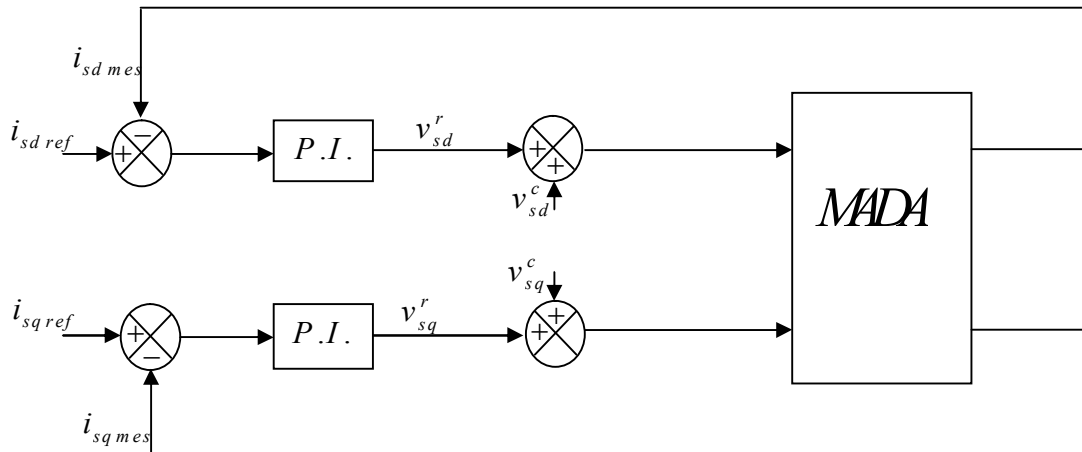


Figure.III.3-Découplage par addition des termes de compensation

III.1.4 calcul des paramètres des régulateurs PI et IP[17]

III.1.2.1 Régulateurs pour les courants PI

La machine étant découplée selon deux axes est faite par deux boucles internes et externes,

La composante du courant sur l'axe d contrôlera le flux et celle sur l'axe q contrôlera le couple.

Pour la régulation du courant i_{sd} , la boucle de régulation correspondante est schématiser par la figure (III.4)

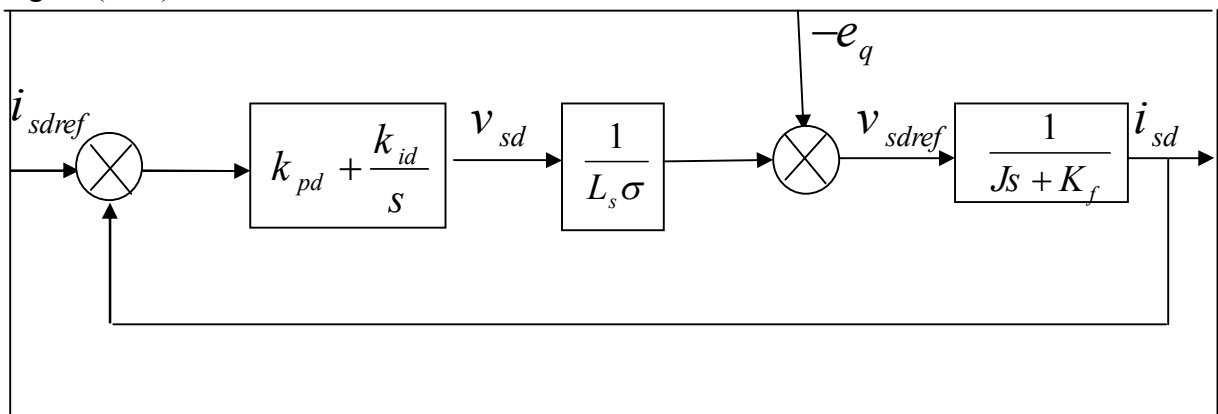


Figure.III.4-Boucle de régulation i_{sd}

Sachant que la boucle interne, plus rapide, a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est alors :

$$F_{isd} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad (III.12)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}$, la fonction de transfert en

boucle fermée sera :

$$F_{isd(f)} = \frac{F_{isd}}{1 + F_{isd}} \quad (III.13)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}} \quad (III.14)$$

Afin d'améliorer la dynamique de système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2ms$ sera choisi, d'où :

$$K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{pd} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \quad (III.15)$$

Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que le courant.

En considérant le courant i_{sq} parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{\Omega} = \frac{K_e i_{sq}}{J_s + K_f} K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_p}}{s} \quad (III.16)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{K_f}{J} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}$, les paramètres du régulateur

sont alors :

$$K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e 50\tau} \quad \text{et} \quad K_{i\Omega} = \frac{K_p K_f}{J} \quad (III.17)$$

III.1.4.2 Régulateurs IP pour la régulation de la vitesse

Pour la régulation de la vitesse Ω , le schéma de régulation est donné par la figure (III.5)

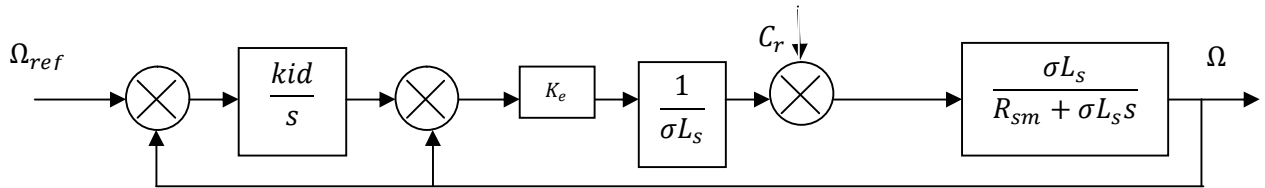


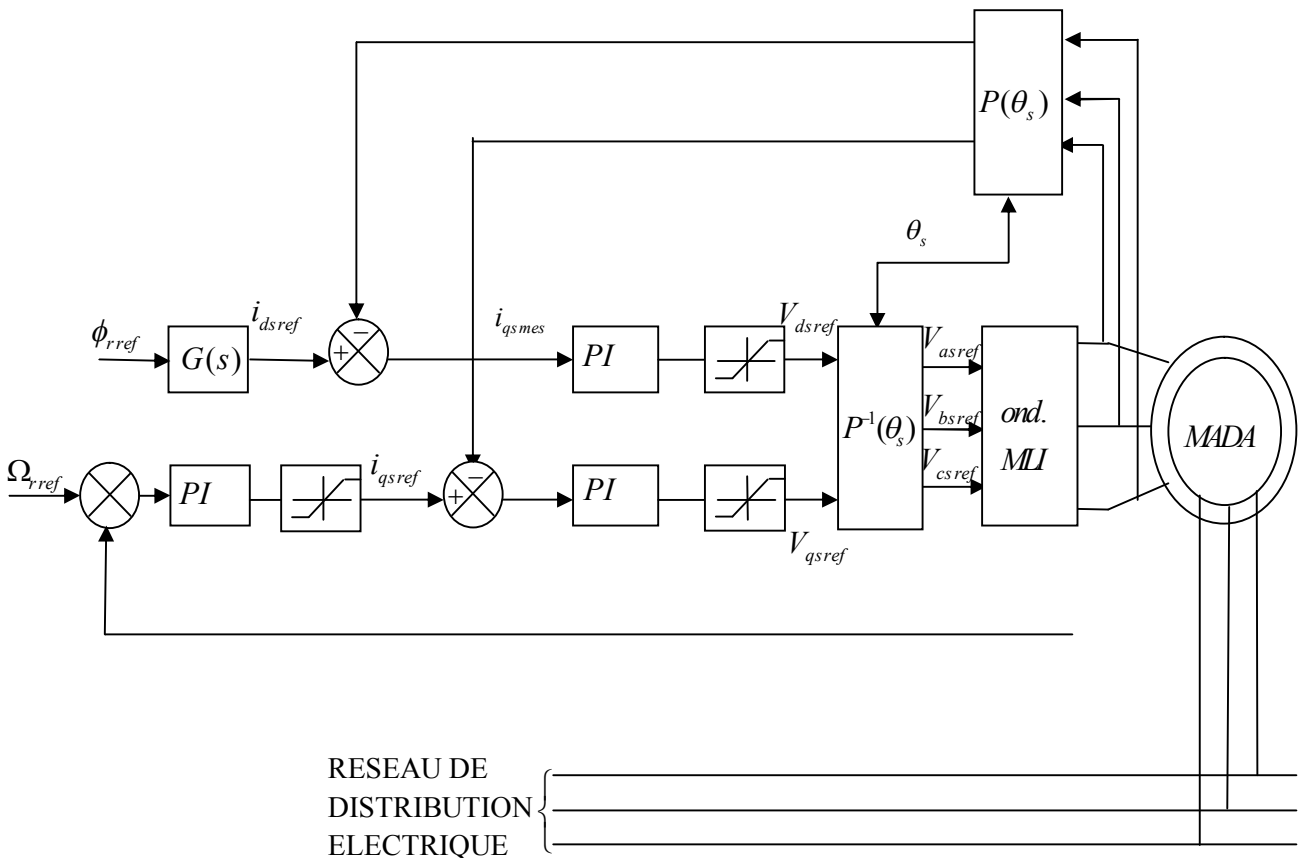
Figure.III.5- Boucle de régulation du courant i_{ds}

les paramètres de régulateur sont :

$$K_{i\Omega} = \frac{L_r J}{pM_{sr} \phi_{ref}} \frac{(w_n / 50)^2}{K_{p\Omega}}, \quad K_{p\Omega} = \frac{L_r J}{pM_{sr} \phi_{ref}} (2\xi(w_n / 50) - K_f / J) \quad (III.18)$$

Résultats des simulations:

- 1-un couple de charge à l'instant 0.2 ;
- 2-une vitesse de référence de (100) et (-100) a l'instant 0.6.



RESEAU DE
DISTRIBUTION
ELECTRIQUE

Figure.III.6-schéma global de la commande vectorielle

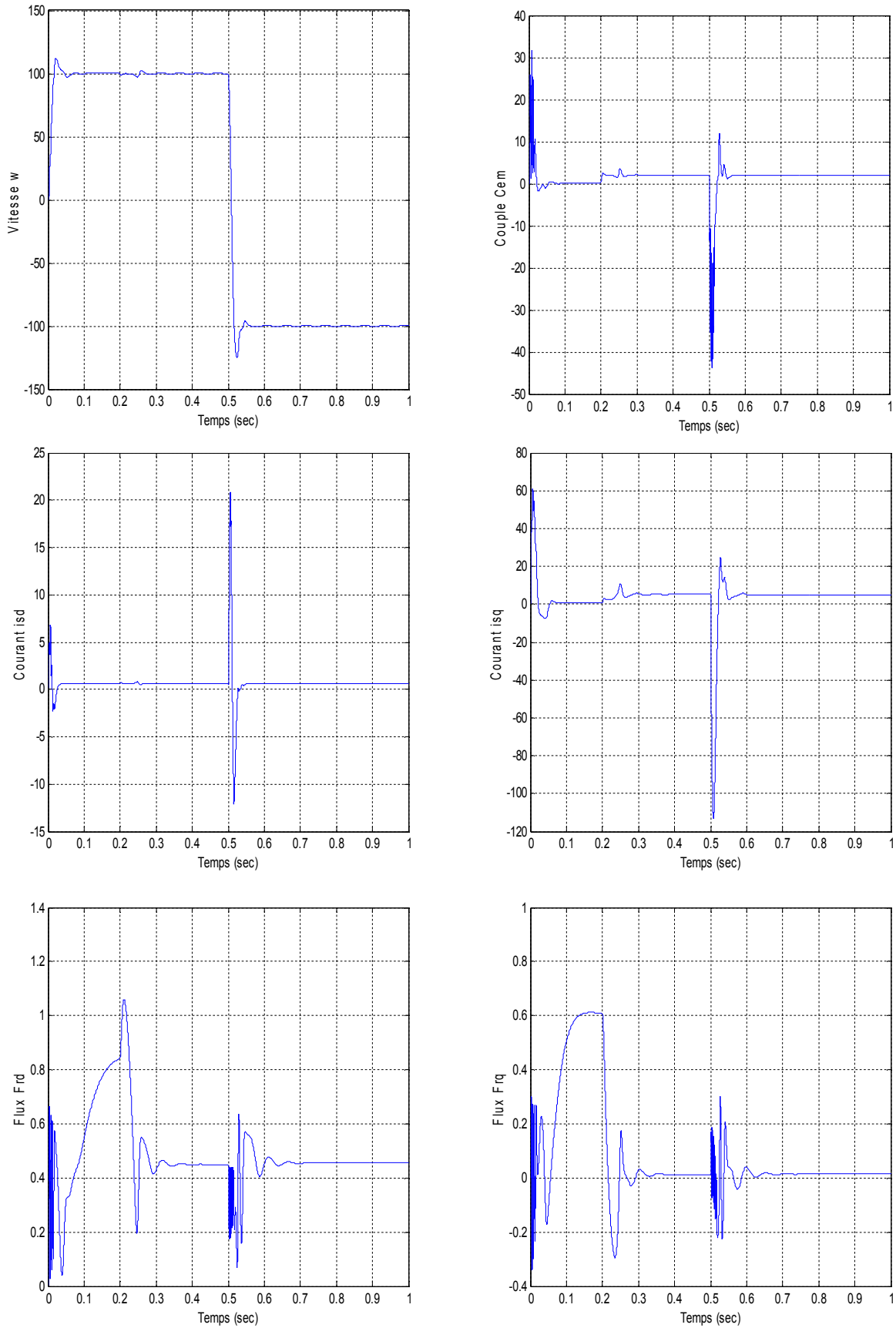


Figure.III.7-Les Résultats avec régulation de vitesse(régulateurPI pour les courant et IP pour la vitesse)

III.1.4.3 Régulateur mode glissant

Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de deux surfaces sur chaque axe. La boucle interne permet de contrôler les courants i_{ds} , i_{qs} et la boucle externe la vitesse Ω . figure (III.8).

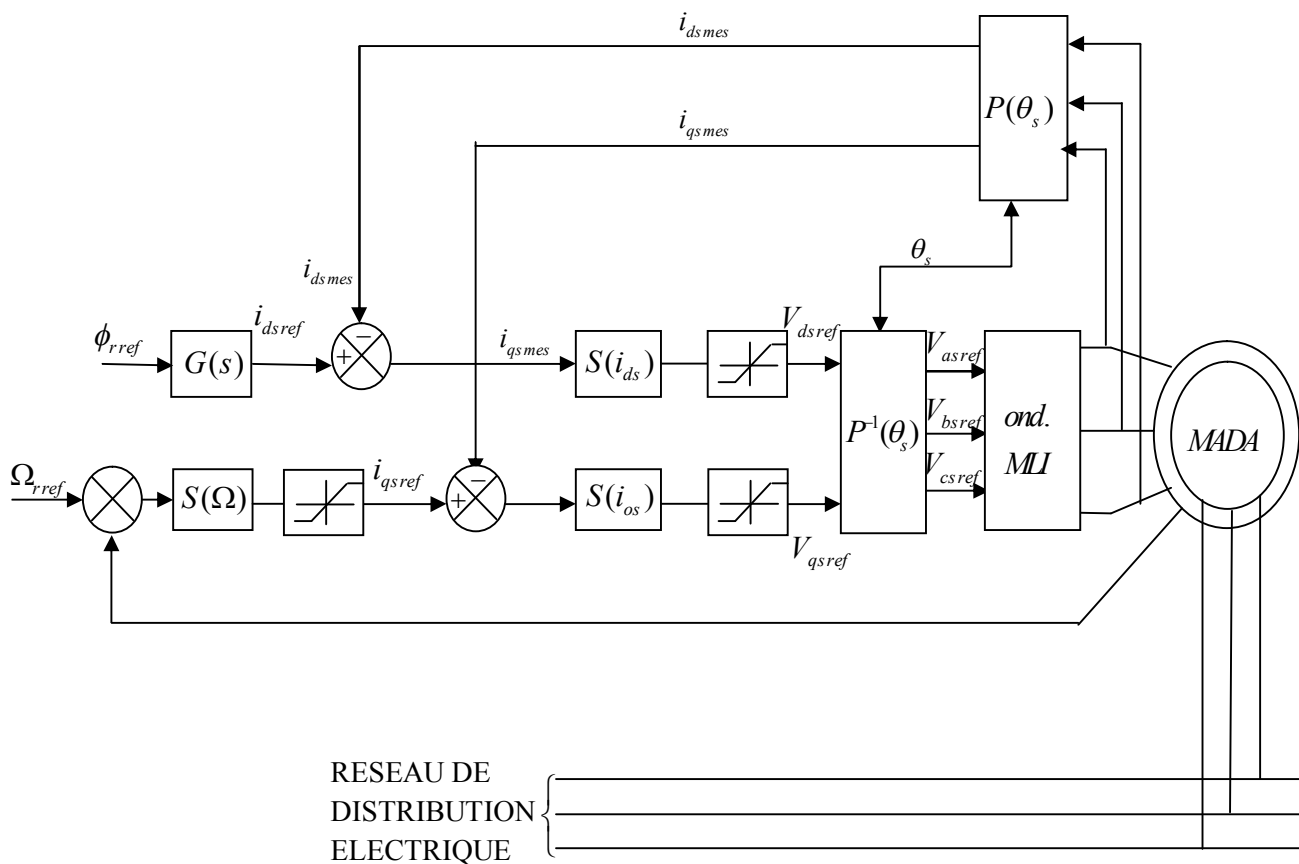


Figure.III.8-Schéma globale de la commande vectorielle avec régulateurs glissant

Suivant l'axe d :[13]

La surface de courant est donnée par :

$$S(i_{ds}(k)) = i_{ds_ref}(k) - i_{ds}(k-1)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{dsref}(k) - \dot{i}_{ds}(k-1) \quad (\text{III.19})$$

La dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{ds_ref}(k) - \left[\frac{1}{L_s \sigma} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + w_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{M_{sr}}{T_r L_r} w_r \Phi_r(k-1) + V_{ds}(k) \right) \right] \quad (\text{III.20})$$

$$V_{ds}(k) = V_{ds_eq}(k) + V_{ds_n}(k) \quad (\text{III.21})$$

En substituant(21) dans (20), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{ds_ref}(k) - \left[\frac{1}{L_s \sigma} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + w_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{M_{sr}}{T_r L_r} w_r \Phi_r(k-1) + V_{ds_eq}(k) + V_{ds_n}(k) \right) \right] \quad (\text{III.22})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{ds}) = 0 \text{ ceci implique : } \dot{S}(i_{ds}) = 0$$

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs_n}(k) = 0 \\ V_{qs_eq}(k) = L_s \sigma \dot{i}_{ds_ref}(k) + R_{sm} i_{ds}(k-1) - w_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} w_r \Phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Durant le mode convergence, nous avons : $S(i_{ds}) \cdot \dot{S}(i_{ds}) \leq 0$

$$V_{ds_n}(k) = K_d \text{signe}(S(i_{ds}(k))) \quad (\text{III.24})$$

Le choix de K_d doit être toujours positif pour respecter le critère du mode du convergence.

Nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds_n}(k) = K_d \text{signe}(S(i_{ds}(k))) \\ V_{qs_eq}(k) = L_s \sigma \dot{i}_{ds_ref}(k) + R_{sm} i_{ds}(k-1) - w_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} w_r \Phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Suivant l'axe q

La surface de la vitesse est donnée par :

$$S(\Omega_r(k)) = \Omega_{r_ref}(k) - \Omega_r(k-1) \quad (\text{III.26})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega_r(k)) = \dot{\Omega}_{r_ref}(k) - \dot{\Omega}_r(k-1) \quad (\text{III.27})$$

En substituant l'équation dans (36), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega_r(k)) = \dot{\Omega}_{r_ref}(k) - \left[\frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1) i_{qs}(k) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f \Omega_r(k-1)}{J} \right] \quad (\text{III.28})$$

Nous décomposons le courant le courant i_{qs} en deux entités i_{qs_eq} et i_{qs_n} :

$$i_{qs}(k) = i_{qs_eq}(k) + i_{qs_n}(k) \quad (\text{III.29})$$

En substituant (29) dans (28), La dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega_r(k)) = \dot{\Omega}_{ref}(k) - \left[\frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1) i_{qs_eq}(k) + \frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1) i_{qs_n}(k) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f \Omega_r(k-1)}{J} \right] \quad (\text{III.30})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega_r) = 0 \quad \text{Ceci implique que} \quad \dot{S}(\Omega_r) = 0$$

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs_n}(k) = 0 \\ i_{qs_eq}(k) = \frac{J\dot{\Omega}_{r_ref}(k) + C_r + K_f \Omega_r(k-1)}{\frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\Omega_r) \dot{S}(\Omega_r) \leq 0$

En substitution de la commande équivalente(31) dans (30), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega_r(k)) = -\frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1) i_{qs_n}(k) \quad (\text{III.32})$$

La forme la plus simple que peut prendre i_{qs_n} est celle de relais :

$$i_{qs_n}(k) = K_w \text{signe}(S(\Omega_r(k))) \quad (\text{III.33})$$

Le choix de ... se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs_n}(k) = K_w \text{signe}(S(\Omega_r(k))) \\ i_{qs_eq}(k) = \frac{J\dot{\Omega}_{r_ref}(k) + C_r + K_f \Omega_r(k-1)}{\frac{pM_{sr}}{JL_r} \Phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

2-L'autre surface de boucle interne concernant le contrôle du courant en quadrature i_{qs} est représentée par :

$$S(i_{qs}(k)) = i_{qs_ref}(k) - i_{qs}(k-1) \quad (\text{III.35})$$

Le réglage de i_{qs} permet de fournir la commande V_{qs_ref}

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs_ref}(k) - \dot{i}_{qs}(k-1) \quad (\text{III.36})$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{qs_ref}(k-1)$ décrite dans l'équation d'état de le MADA dans (36), La dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs_ref}(k) - \left[\frac{1}{L_s \sigma} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - w_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{M_{sr} w_r \Phi_r}{L_r} (k-1) + V_{qs}(k) \right) \right] \quad (\text{III.37})$$

$$V_{qs}(k) = V_{qs_eq}(k) + V_{qs_n}(k) \quad (\text{III.38})$$

En substituant (38) dans(37), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs_ref}(k) - \left[\frac{1}{L_s \sigma} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - w_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{M_{sr} w_r \Phi_r}{L_r} (k-1) + V_{qs_eq}(k) + V_{qs_n}(k) \right) \right] \quad (\text{III.39})$$

Durant le mode glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{qs}) = 0 \text{ ceci implique que } \dot{S}(i_{qs}) = 0$$

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs_n}(k) = 0 \\ V_{qs_eq}(k) = L_s \sigma \dot{i}_{qs_ref}(k) + R_{sm} i_{qs}(k-1) + w_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) + \frac{M_{sr} w_r \Phi_r}{L_r} (k-1) \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(i_{qs}), \dot{S}(i_{qs}) \leq 0$

$$V_{qs_n}(k) = K_q \text{signe}(S(i_{qs}(k))) \quad (\text{III.41})$$

Le choix de K_q doit être toujours positif pour respecter le critère du mode convergence. Nous obtenons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs_n}(k) = K_q \text{signe}(S(i_{qs}(k))) \\ V_{qs_eq}(k) = L_s \sigma \dot{i}_{qs_ref}(k) + R_{sm} i_{qs}(k-1) + w_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) + \frac{M_{sr} w_r \Phi_r}{L_r} (k-1) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

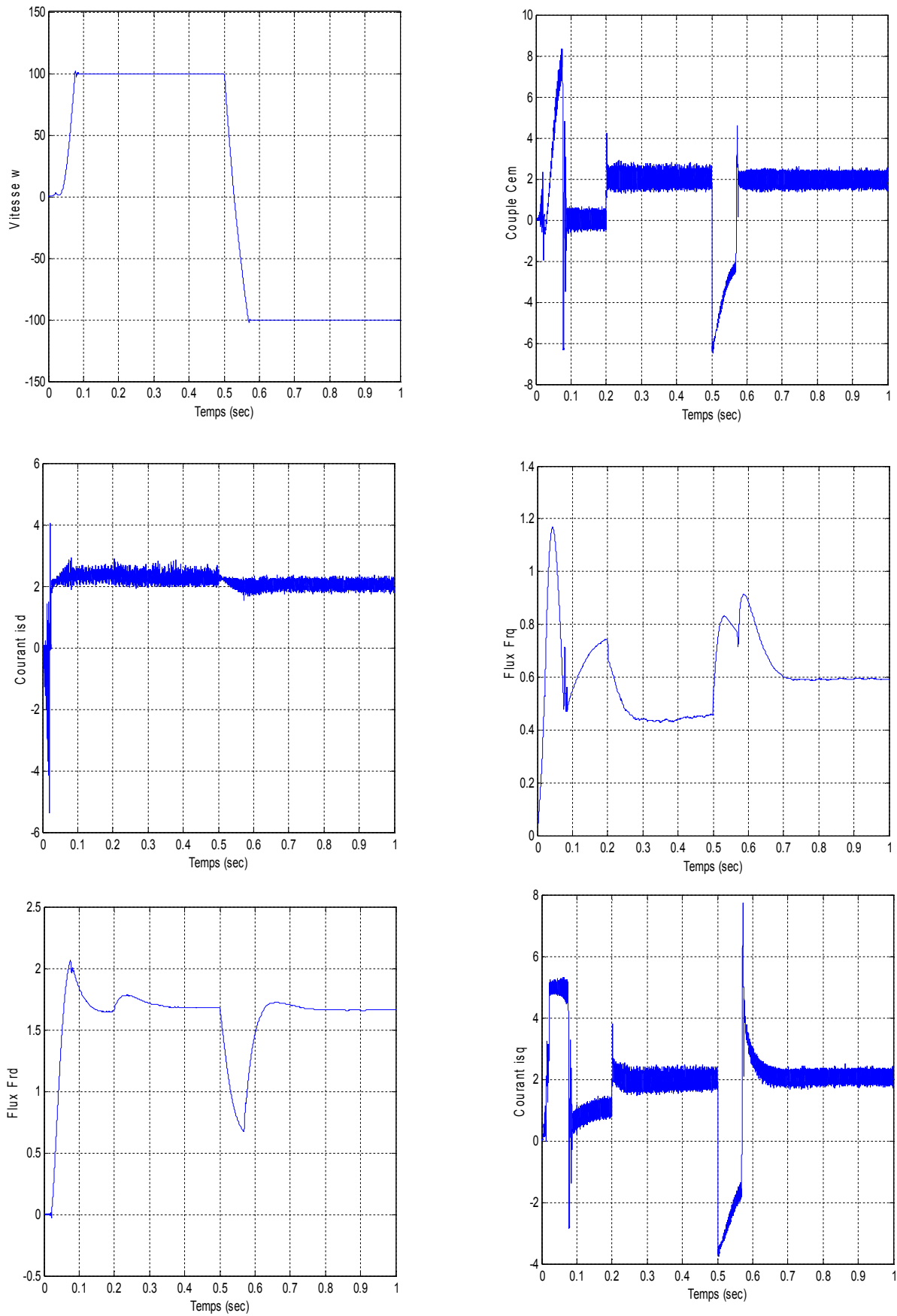


Figure.III.9-Les Résultats avec régulation de vitesse(régulateur mode glissant)

III.2 Principe de la commande DTC [14]

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- L'existence des oscillations du couple.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constant (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela produit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes.

III.2.1 Stratégie de la commande directe du couple et du flux

Cette stratégie de commande relativement nouvelle est concurrentielle des méthodes classiques, basés sur une alimentation par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique. Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Donc la DTC permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statoriques et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

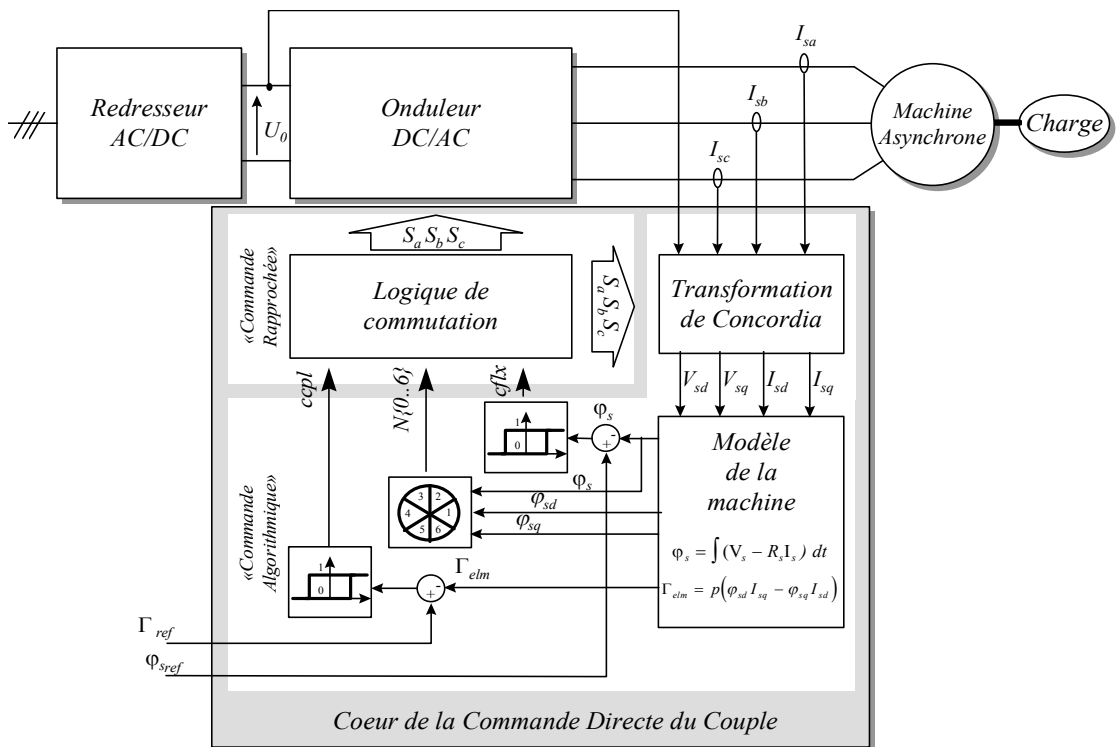


Figure.III.10-Structure de base de la Commande Directe du Couple.

TAKHACHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$).
Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la machine.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique en utilisant les équations ($\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$ amplitude, phase $\theta_{s\Phi}$).
- On estime le couple électromagnétique d'une MADA, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation $C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha})$.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

III.2.2 Sélection du vecteur de tension V_s

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

Ainsi, en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix du vecteur de tension statorique \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\Phi}_s$, du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\bar{\Phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs (S=6) symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls.

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ces composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone i ($i=1, \dots, 6$); Le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît ;
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\overline{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\Phi}_s$ reste inchangé.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone i , en début de zone i les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Donc, le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre V_{i-1} ou V_{i+2} et le vecteur flux sont 30° et de 150° respectivement, donc leur constante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite, les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

Les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés, puisqu'ils génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\overline{\Phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\Phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique \overline{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\overline{\Phi}_s$.

Un estimateur de module de $\overline{\Phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

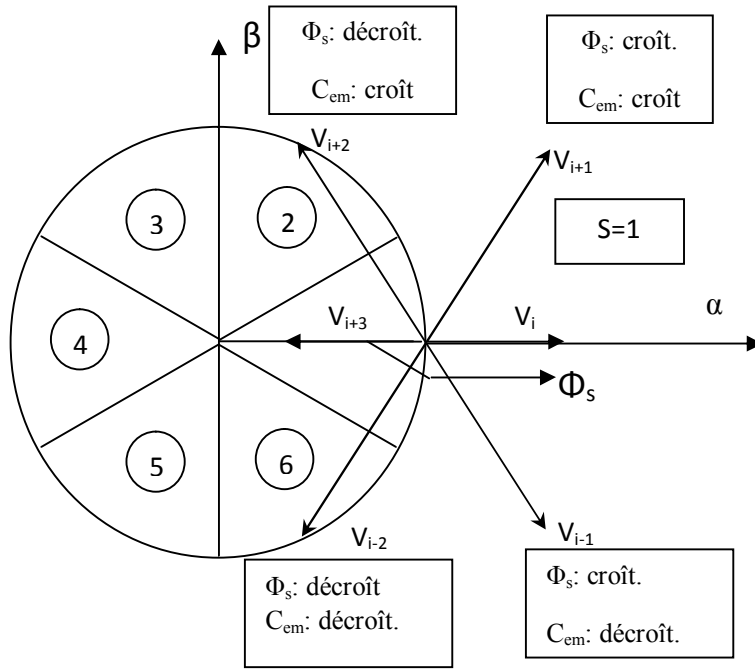


Figure.III.11- Sélection du vecteur tension selon la

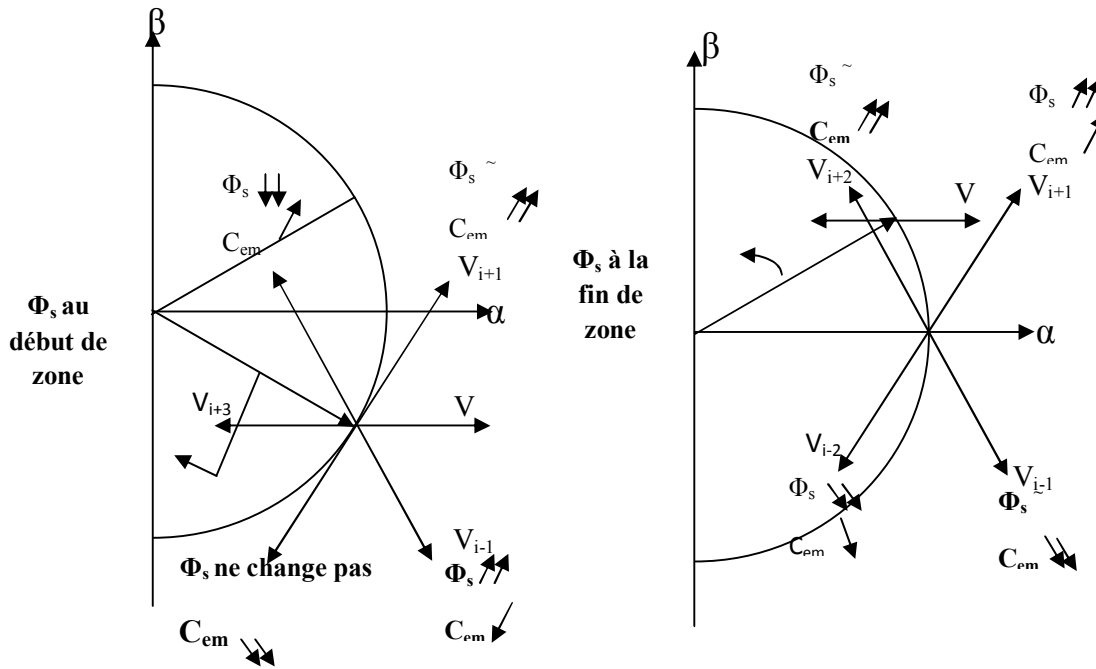


Figure. III.12-Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de ZONE.

III.2.3 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans le repère fixe (α, β) .

$$\bar{V}_s = R_s * \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s. \quad (\text{III.43})$$

$$\text{Où } \bar{\Phi}_s = \int_0^t (V_s - R_s * \bar{i}_s) dt. \quad (\text{III.44})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\Phi}_s$:

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s * i_{s\alpha}) dt. \quad (\text{III.45})$$

Et

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s * i_{s\beta}) dt. \quad (\text{III.46})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de la mesure de la tension E, en appliquant la transformation de concordia :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{array} \right. \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

Les composantes α et β du vecteur courant statorique $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenus par l'application de la même transformation aux courants mesurés.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{array} \right. \quad (\text{III.48})$$

On peut écrire alors :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$$

La version discrétisée de l'estimateur de flux, définie pour une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s\alpha}(k) = \Phi_{s\alpha}(k-1) + [V_{s\alpha}(k-1) - R_s * i_{s\alpha}(k-1)] * T_e \\ \Phi_{s\beta}(k) = \Phi_{s\beta}(k-1) + [V_{s\beta}(k-1) - R_s * i_{s\beta}(k-1)] * T_e \end{array} \right. \quad (\text{III.49})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \angle \Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée-ci-dessous :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.51})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques.

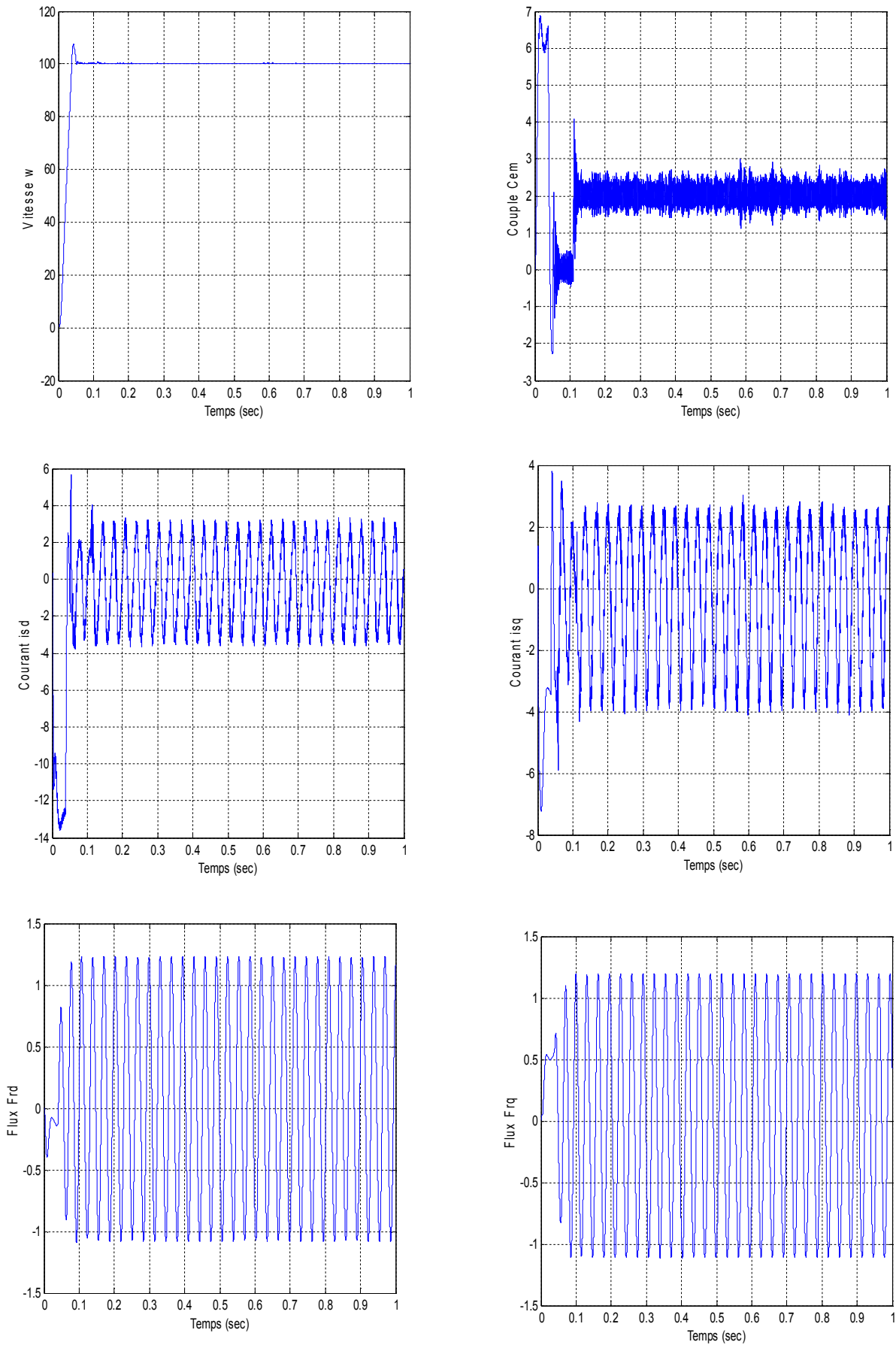


Figure III.13-Les Résultats avec régulation de vitesse

III.3 La commande par mode glissant[11]

Les machines électriques, utilisées dans la plupart des entraînements réglés, sont modélisées par des systèmes dynamiques. Pour ces machines électriques, l'échauffement conduit à une augmentation des résistances par contre la saturation du circuit magnétique provoque une diminution des inductances. Aussi, leurs modèles dynamiques peuvent être vus comme des systèmes à coefficients incertains puisque leurs paramètres physiques ne sont pas connus avec précision. Comme conséquence, la synthèse de commandes robustes, telles que la commande en modes glissants, revêt un grand intérêt.

III.3.1 principe de la commande par mode glissant

La stratégie de commande par les modes glissants est mise en œuvre en deux étapes: en premier lieu il faut choisir une surface appropriée: si la trajectoire d'état du système est maintenue sur cette surface, alors le système acquiert le comportement désiré . En second lieu, il faut déterminer une loi de commande par commutation qui force la trajectoire d'état à rester sur cette surface (c'est-à-dire, la loi de commande est déterminée telle que la surface choisie est rendue attractive et invariante) et un état stable sera atteint asymptotiquement ou en un temps fini. En modes glissants, le système acquiert quelques propriétés d'invariance, telles que le rejet de perturbation, la robustesse et la réduction de l'ordre du système.

III.3.2 Rappel sur la Commande par les Modes Glissants

Soit un système non linéaire décrit par le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases}$$

Où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le signal de commande, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie.

Rappelons les définitions suivantes :

Définition 1 soit $S(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ une application continue, aussi une variété Ψ est définie par $\Psi = \{x \in \mathbb{R}^n / S(x) = 0\}$. La dimension du vecteur d'état sur Ψ est réduit à $n-m$.

Définition 2 La variété $\Psi = \{x \in \mathbb{R}^n / S(x) = 0\}$ est dite invariante pour le système à commander $\dot{x} = f(x, u)$ si toutes les trajectoires démarrant en Ψ à $t=t_0$ restent sur cette variété pour tout $t \geq t_0$.

Définition 3 La variété Ψ est dite attractive sur le domaine ouvert Ω de \mathbb{R}^n si pour tout $t_0 \in \mathbb{R}^+$ tel que $x(t_0) \in \Omega$ donc $x(t) \in \Psi$ quand $t \rightarrow \infty$.

Les objectifs de la commande par les modes glissants consistent tout d'abord à définir une variété appropriée $\Psi(x, t) \in \mathbb{R}^m$ tels que les trajectoires d'état du système restreintes à cette variété satisfassent certains objectifs de synthèse préétablis. Ensuite, est déterminée une loi de commande par commutation $u(x, t)$, qui force la trajectoire d'état à rester sur cette variété. Aussi, la commande $u(x, t)$ est déterminée tel que la variété sélectionnée $\Psi(x, t)$ soit attractive et invariante. Les objectifs de la commande par les modes glissants consistent tout d'abord à définir une variété appropriée $\Psi(x, t) \in \mathbb{R}^m$ tels que les trajectoires d'état du système restreintes à cette variété satisfassent certains objectifs de synthèse préétablis. Ensuite, est déterminée une loi de commande par commutation $u(x, t)$, qui force la trajectoire d'état à rester sur cette variété. Aussi, la commande $u(x, t)$ est déterminée tel que la variété sélectionnée $\Psi(x, t)$ soit attractive et invariante.

III.3.3 Synthèse de la loi de Commande

L'objectif de cette section, est de définir une variété appropriée sur laquelle la sortie à réguler $y(t)$ suive asymptotiquement la référence désirée $y_d(t)$. Ainsi, le problème de commande est subdivisé en deux étapes :

Etape 1 Pour chaque sortie y_i , une variété $\Psi_i(\eta, \xi)$ est sélectionnée sur laquelle la convergence asymptotique à zéro de l'erreur de poursuite $e_i(t) = y_i(t) - y_{di}(t)$ (avec $i=1 \dots m$), est assurée avec :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = f(\xi, \eta) + g(\xi, \eta)u(t) \\ \dot{\eta} = F(\xi, \eta) \\ \dot{e}_i = H_i(\xi, \eta) - \dot{y}_{di} \\ e_i(t) = y_i(t) - y_{di}(t) \text{ avec } i = 1 \dots m \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Etape2 En se basant sur la technique des modes glissants, le signal de commande ($u_i(t)$, $i=1..m$) est déterminé dans le but de maintenir le vecteur d'état sur la variété Ψ .

Considérons la variété $\Psi = (\Psi_1(\xi, \eta) \dots \Psi_m(\xi, \eta))^T$ décrite par:

$$\Psi_i(\xi, \eta) = [(\xi, \eta) \in \mathcal{R}^n / S_i = 0] \text{ pour } i=1\dots m, \text{ avec } n=p+q \quad (\text{III.53})$$

où les composantes S_i du vecteur surface $S = [S_1 \dots S_m]^T$ sont imposées telles que [3]:

$$S_i = (H_i(\xi, \eta) - \dot{y}_{di}) + q_i (y_i - y_{di}) \text{ pour } i=1\dots m \text{ et } q_i > 0 \quad (\text{III.54})$$

Les résultats suivants peuvent être annoncés:

Proposition 1

Lorsque le vecteur d'état du système (III.52) évolue sur la variété Ψ , le vecteur de sortie $y(t)$ converge exponentiellement vers le vecteur $y_d(t)$ de la trajectoire désirée.

De ce fait, Ψ est une variété bien appropriée pour le problème de commande, puisque les objectifs de commande sont atteints sur elle. Soit à considérer maintenant, la synthèse de la loi de commande $u(t)$ qui rend Ψ attractive et invariante. Les résultats suivants sont établis :

Proposition 2

Considérons la variété $\Psi = [\Psi_1(\xi, \eta) \dots \Psi_m(\xi, \eta)]^T$ défini en (III.58) et soit la loi de commande $u(t) = u_e(t) + u_i(t)$ avec:

$$\begin{cases} u_t(t) = -A^{-1}(\xi, \eta)(K) \cdot \text{sign}(S) \\ u_e(t) = -A^{-1}(\xi, \eta) \cdot B(\xi, \eta) \end{cases} \quad \text{où} \quad \begin{cases} K = \text{diag}[k_1 \dots k_m] \\ k_i > 0 \text{ et } (i = 1 \dots m) \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

avec

$$\begin{aligned} A(\xi, \eta) &= [A_1^T(\xi, \eta) \dots A_m^T(\xi, \eta)]^T, \\ B(\xi, \eta) &= [B_1(\xi, \eta) \dots B_m(\xi, \eta)]^T \end{aligned} \quad (\text{III.56})$$

et les éléments des vecteurs sont définis pour $i=(1 \dots m)$ par:

$$A_i^T(\xi, \eta) = \frac{\delta H_i}{\delta \xi} g(\xi, \eta); \quad (i=1 \dots m) \quad (\text{III.57})$$

$$B_i(\xi, \eta) = \frac{\delta H_i}{\delta \eta} F(\xi, \eta) + \frac{\delta H_i}{\delta \xi} f(\xi, \eta) - \ddot{y}_{di} + q_i (H_i(\xi, \eta) - \dot{y}_{di}); \quad (i=1 \dots m) \quad (\text{III.58})$$

si la matrice $A(\xi, \eta)$ est inversible par conséquent la variété Ψ est globalement attractive et invariante.

Cette dernière condition implique que la surface S converge asymptotiquement vers zéro ($S=0$) donc, Ψ est globalement attractive. De plus, puisque $\dot{S} = 0$, Ψ est invariante où d'une façon équivalente :

$$B(\xi, \eta) + A(\xi, \eta).u_e = 0 \quad (\text{III.59})$$

où encore

$$u_e = -A^{-1}(\xi, \eta).B(\xi, \eta) \quad (\text{III.60})$$

III.3.4 Application à la Machine Asynchrone

III.3.4.1 Calcul de la commande

Les sorties à commander sont le module du flux au rotor $\phi_r = \phi_{rx}^2 + \phi_{ry}^2$ et la pulsation de rotation du rotor ω_r . Les surfaces de glissement pour le flux et la vitesse sont respectivement données par :

$$\begin{cases} S_1 = q_1 (\phi - \phi_{ref}) + (H_1 - \dot{\phi}_{ref}) \\ S_2 = q_2 (\omega_r - \omega_{ref}) + (H_2 - \dot{\omega}_{ref}) \end{cases} \quad (\text{III.61})$$

où ϕ_{ref} and ω_{ref} sont respectivement le flux de référence et la vitesse de référence.

Soit la loi de commande $u(t) = u_e(t) + u_t(t)$ avec:

$$\begin{cases} u_t(t) = -A^{-1}(\xi, \eta)(K).sign(S) \\ u_e(t) = -A^{-1}(\xi, \eta).B(\xi, \eta) \end{cases} \quad \text{où} \quad \begin{cases} K = \text{diag}[k_1 \dots k_m] \\ k_i > 0 \text{ et } (i = 1 \dots m) \end{cases} \quad (\text{III.62})$$

avec

$$\begin{aligned} A(\xi, \eta) &= [A_1^T(\xi, \eta) \dots A_m^T(\xi, \eta)]^T, \\ B(\xi, \eta) &= [B_1(\xi, \eta) \dots B_m(\xi, \eta)]^T \end{aligned} \quad (\text{III.63})$$

et les éléments des vecteurs sont définis pour $i=(1 \dots m)$ par:

$$A_i^T(\xi, \eta) = \frac{\delta H_i}{\delta \xi} g(\xi, \eta); \quad (i=1 \dots m) \quad (\text{III.64})$$

$$B_i(\xi, \eta) = \frac{\delta H_i}{\delta \eta} F(\xi, \eta) + \frac{\delta H_i}{\delta \xi} f(\xi, \eta) - \ddot{y}_{di} + q_i (H_i(\xi, \eta) - \dot{y}_{di}); \quad (i=1 \dots m) \quad (\text{III.65})$$

Le vecteur de commande $u(t)$ correspond à :

$$u(t) = A^{-1}(\xi, \eta) \left\{ \begin{bmatrix} B_1(\xi, \eta) \\ B_2(\xi, \eta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.66})$$

avec

$$A(\xi, \eta) = \begin{bmatrix} 2a_3 d_1 \eta_1 & 2a_3 d_1 \eta_2 \\ -b_5 d_1 \eta_2 & b_5 d_1 \eta_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.67})$$

$$B_1(\xi, \eta) = -2b_3 H_1 + 2a_3 (\eta_1 f_1 + \xi_1 F_1 + \eta_2 f_2 + \xi_2 F_2) - \ddot{\phi}_{\text{ref}} + q_1 (H_1 - \dot{\phi}_{\text{ref}})$$

$$B_2(\xi, \eta) = -a_5 H_2 + b_5 (\xi_2 F_1 + \eta_1 f_2 - \xi_1 F_2 - \eta_2 f_1) - \ddot{\omega}_{\text{ref}} + q_2 (H_2 - \dot{\omega}_{\text{ref}}) \quad (\text{III.68})$$

Les coefficients positifs (a_1, \dots, c_5) intervenant sont liés aux paramètres physiques de la machine par :

$$a_1 = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \quad b_1 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \quad c_1 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \quad d_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$a_3 = \frac{M}{T_r} \quad b_3 = \frac{1}{T_r} \quad a_5 = \frac{k_f}{J} \quad b_5 = \frac{P^2 M}{J L_r} \quad c_5 = \frac{p}{J}$$

La détermination du vecteur de commande $u(t)$ n'est possible que si et seulement si la matrice $A(\xi, \eta)$ est inversible. Son déterminant donné par $2d_1 a_3 b_5 (\eta_1^2 + \eta_2^2)$ est non nul dans la condition où le module du flux est différent de zéro. Cette dernière condition est valide dès que la machine est alimentée.

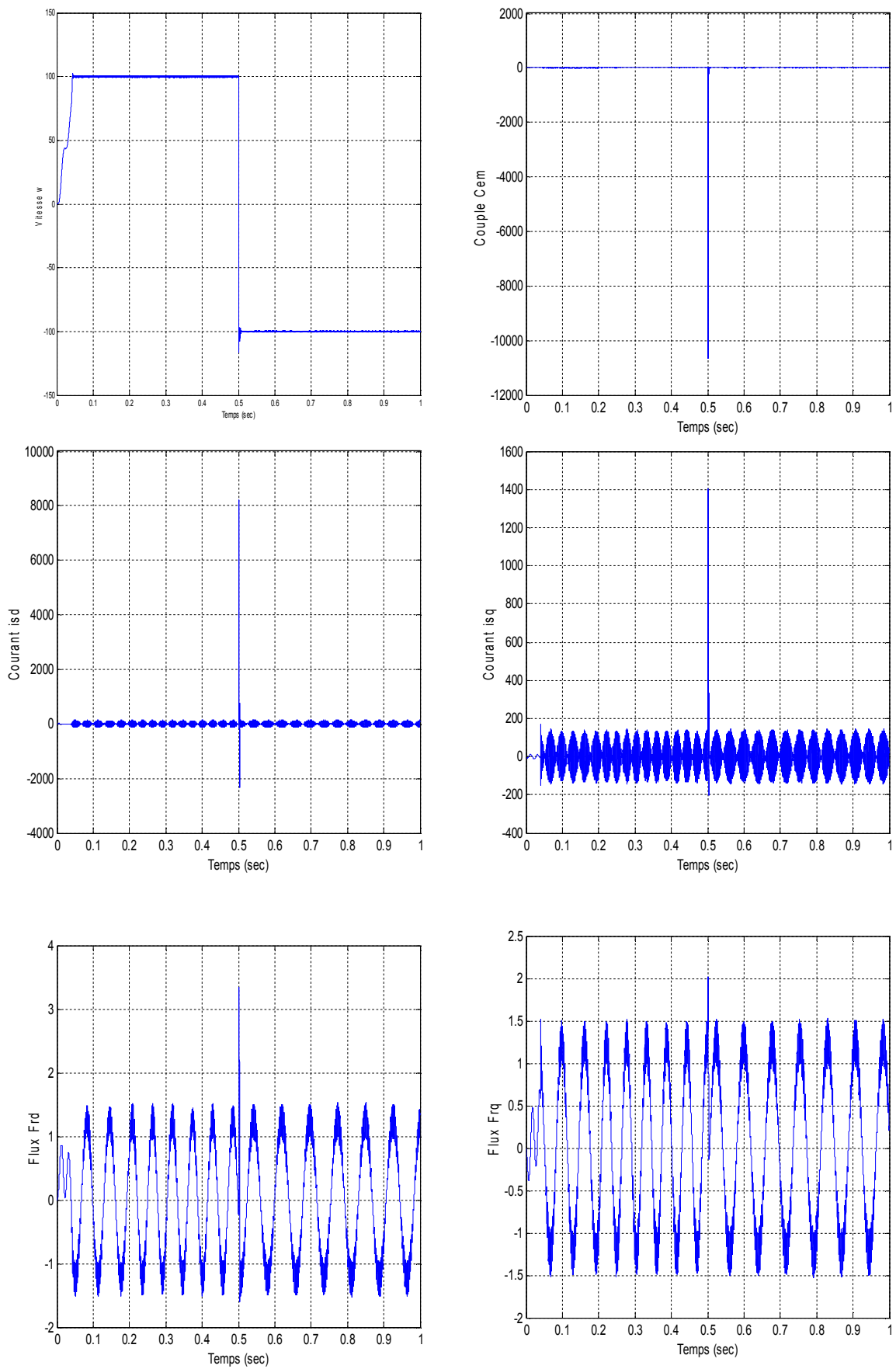


Figure III.14-Les Résultats avec régulation de vitesse

Remarque

En présence des perturbations, l'analyse du régime glissant a permis de dégager les conditions suffisantes pour assurer la robustesse de cette commande. Les surfaces de glissement demeurent attractive et invariantes. Les résultats de la simulation concernant la poursuite du flux et de la vitesse pour la machine Asynchrone triphasée sont donnés pour montrer l'applicabilité de cette approche. La loi de commande synthétisée révèle une forte robustesse par rapport aux perturbations internes et externes.

III.4 Conclusion

Les simulations de ces commandes effectuées pratiquement dans les mêmes conditions (algorithme d'intégration des équations, pas de calcul, limitation des commandes à la même valeur) ont donné des résultats satisfaisants puisque les erreurs de poursuite restent faibles même en présence des perturbations représentées par des variations sévères de vitesse et de couple de charge.

L'étude comparative restreinte à l'erreur de poursuite de la vitesse en présence des perturbations révèle que c'est la commande par la méthode de mode glissant qui a donné de meilleurs résultats.

Il est possible d'exploiter ces mêmes commandes associée a une approche multimodale et multi-observateur constituera une solution globale au problème de diagnostic de la machine asynchrone a double alimentation afin d'améliorer la précision de poursuite en présence de défaut,

IV-1 Introduction

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut.

Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque des capteurs ou des actionneurs sont défaillants.

IV-2 Classification de la commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts est généralement classée en deux approches distinctes : une approche passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC) et une approche active (Active Fault tolerant Control, AFTC). La figure(IV.1) permet de classer de manière plus précise les diverses méthodes de commande tolérante aux défauts.

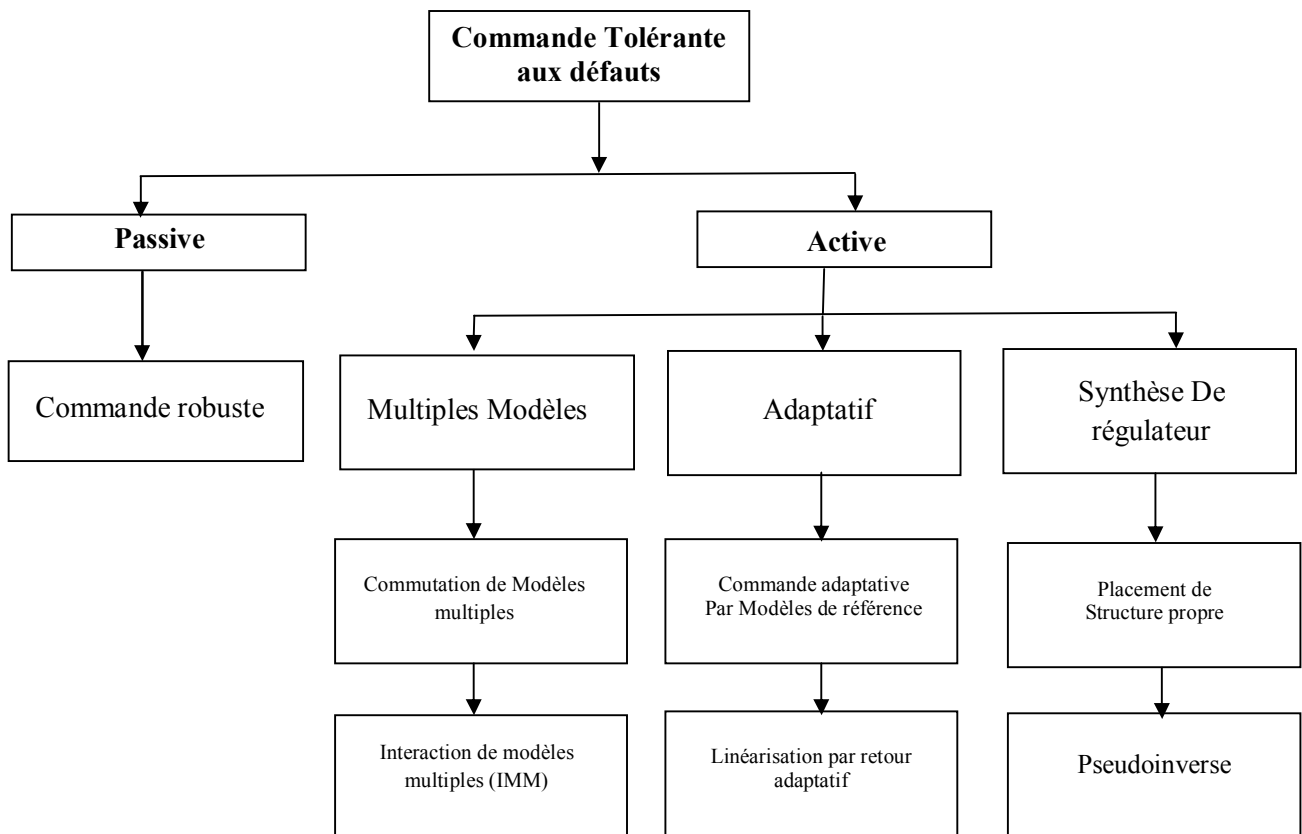


Figure IV.1- Schéma récapitulatif des méthodes FTC

IV-2.1 Méthodes FTC passives:

Dans le cadre de la première approche, les régulateurs sont synthétisés de façon à être robuste à certains défauts. L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée (BF) soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande mais sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande est donc du point de vue calcul plus attractive. Mais son applicabilité est très limitée à cause de ses désavantages:

1. Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. Le contrôleur est donc robuste aux défauts prescrits (sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts).
2. Assurer la robustesse vis à vis des défauts, ne peut se faire sans réduire les performances nominales du système. Comme les défauts sont des phénomènes

qui arrivent rarement, il n'est pas raisonnable de dégrader les performances nominales du système pour un ensemble très réduit de défauts.

3. Dans des conditions pratiques, l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée. Comme un régulateur inintelligent, sans utilisation de module de diagnostic et sans connaissance sur l'occurrence de défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

IV-2.2 Méthodes FTC active :

A l'opposé de la voie passive, l'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure(IV.2) présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts, avec 4 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts (en anglais Fault Detection and Diagnosis, FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal. A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts. Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité de traiter une large classe de défauts, les méthodes FTC actives sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives.

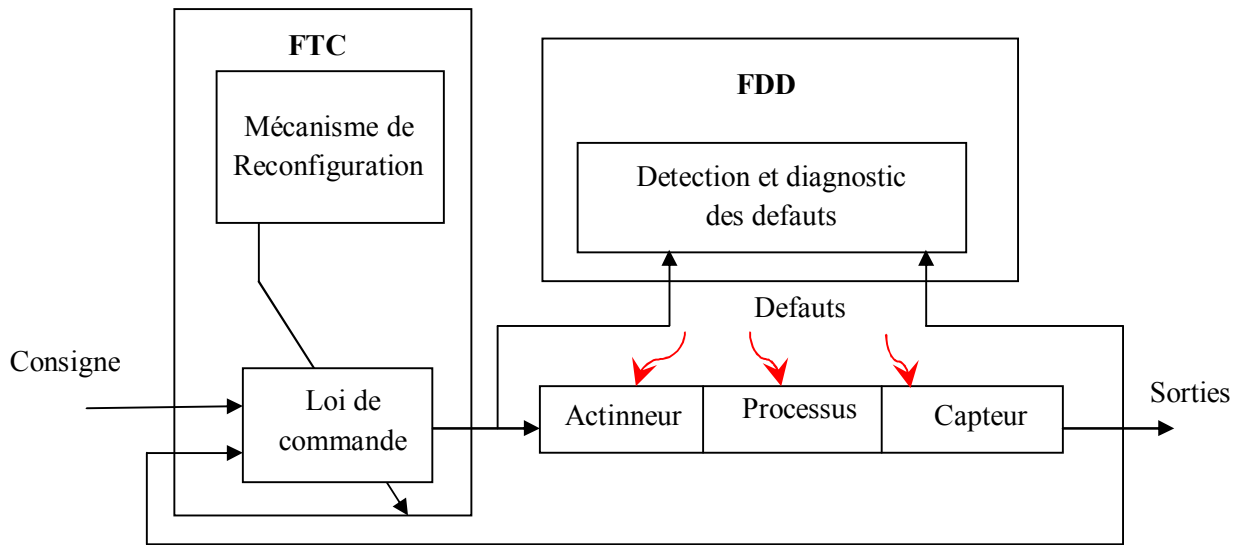


Figure IV.2- schéma de principe d'une loi de commande FTC active

On rencontre plusieurs problèmes lors de la conception d'un système FTC actif :

1. Le problème majeur dans cette approche consiste en la limitation du temps disponible pour recalculer la loi de commande à chaque instant de détection d'un défaut.
2. Ainsi le problème le plus important, est probablement l'intégration des blocs FTC et FDD du système. La majorité des approches dans la littérature se concentrent sur l'une de ces deux parties en considérant que l'autre est absente ou qu'elle est parfaite. Pour être plus spécifique, d'une part, plusieurs algorithmes FDD ne considèrent pas le système en boucle fermée et d'autre part, plusieurs méthodes FTC supposent que l'estimation des défauts par le bloc FDD est parfaite. Il est très important de réaliser l'une des deux parties en considérant la présence et l'imperfection de l'autre. Si le bloc FDD fournit des informations que le bloc FTC ne comprend pas, elles seront mal-interprétées et on risque de perdre la stabilité du système.
3. Dans le cas stochastique, ce type d'approche engendre aussi un autre problème très peu étudié dans le contexte déterministe. Lors qu'un défaut apparaît, au départ, il n'y a pas assez d'informations en terme d'entrées sorties système alimentant le bloc FDD, et ce dernier n'est pas capable de diagnostiquer le défaut. Pour cette raison Le bloc FTC doit supporter les incertitudes dans les estimations du bloc FDD et assurer au moins la stabilité durant la période transitoire nécessaire pour le diagnostic du défaut.

4. Très souvent, pour représenter les dynamiques des systèmes physiques réels, les modèles linéaires manquent de précision et on doit utiliser les modèles non linéaires. Ceci nécessite le développement de techniques FTC capables de traiter explicitement les non-linéarités dans les représentations mathématiques des systèmes.
5. Un autre problème très important est qu'un système commandé en temps réel, possède une saturation dans le signal de commande, c'est-à-dire que le signal d'entrée ne doit pas dépasser une certaine valeur. On doit donc concevoir une commande qui n'est pas active au-delà des limites de la saturation dans des conditions normales. Cependant, les défauts peuvent ramener le signal de commande au-delà des limites de saturation.

IV-3 Approche multi-modèles et Multi-observateur

Dans cette section, nous allons focaliser notre attention sur des méthodes dites multi-modèles utilisées pour des objectifs de reconfiguration de la loi de commande et de diagnostic. L'approche multi-modèle concerne plus particulièrement la commande reconfigurable, notamment avec la méthode (Multiple Model Switching and Tuning). Lorsqu'un défaut apparaît, la stratégie MMST conduit à commuter sur une loi de commande pré-calculée correspondant à une situation donnée.

La combinaison des modèles dans différentes situations défauts, associée à une approche multi-modèle et multi-observateur constituera une solution globale au problème de diagnostic de la MADA.

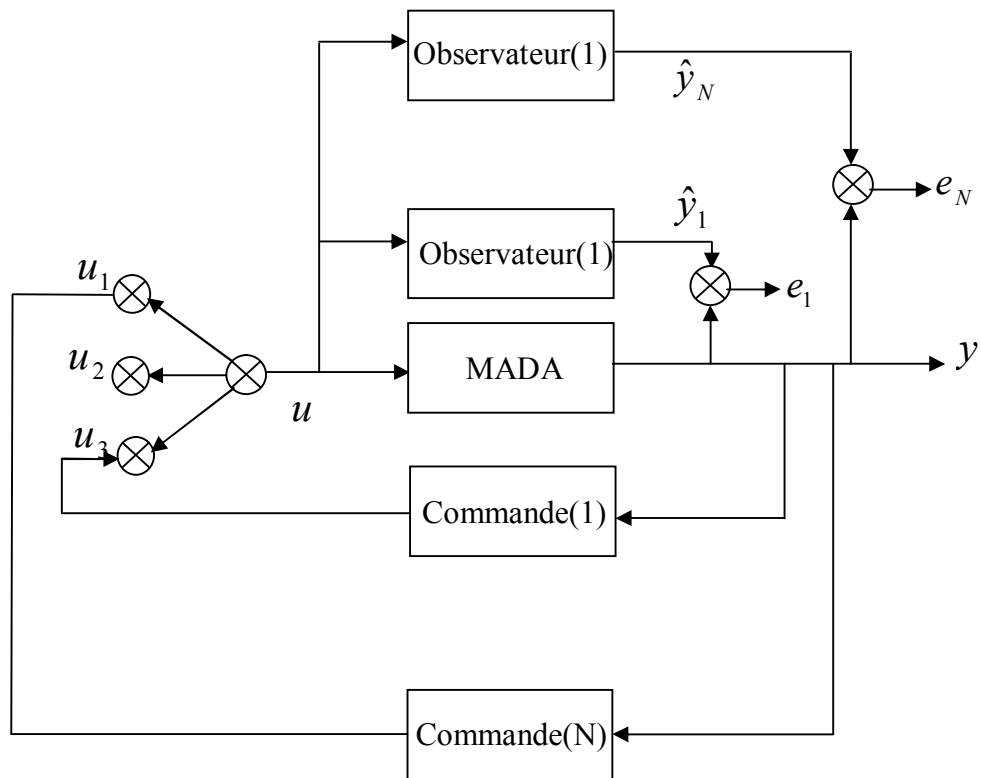


Figure IV.3-Schéma de principe de la méthode Multiple Model

IV-4 Résultats de la Simulation

Dans cette partie on va présenter la simulation de commandes tolérantes à base des approches : vectorielle, mode glissant et DTC pour la MADA avec les observateurs linéaires et non linéaires qui sont utilisés pour la génération des résidus sensibles aux défauts considéré.

Les figures ci-dessous présentent le comportement de la vitesse, du couple, du courant statorique et flux rotorique observé en présence de défaut suivant l'axe d et q avec la commande

Cas de la commande vectorielle

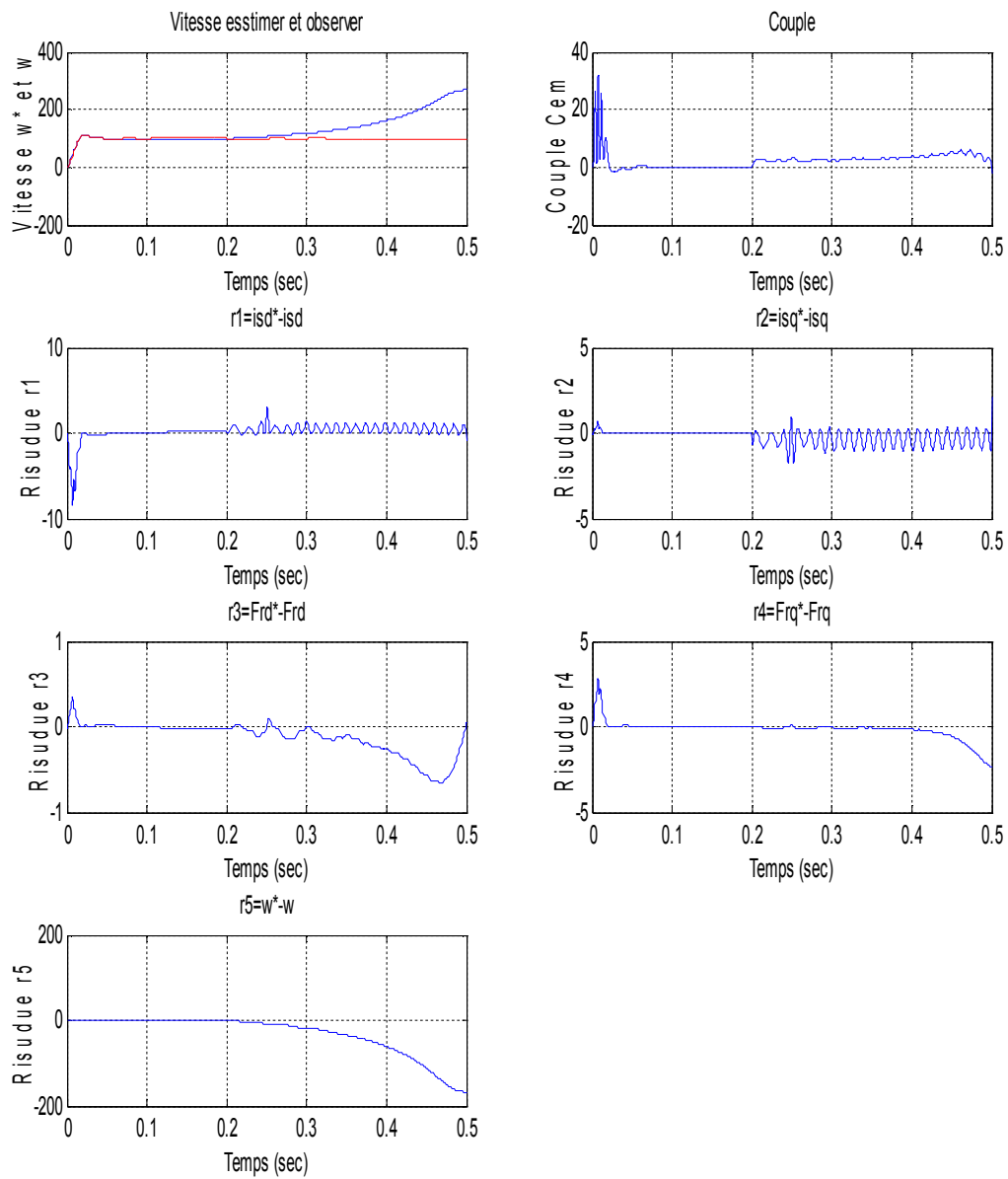


Figure IV.4- Résultats de la commande vectorielle avec défaut et observateur de Leunberger

Cas de la commande vectorielle

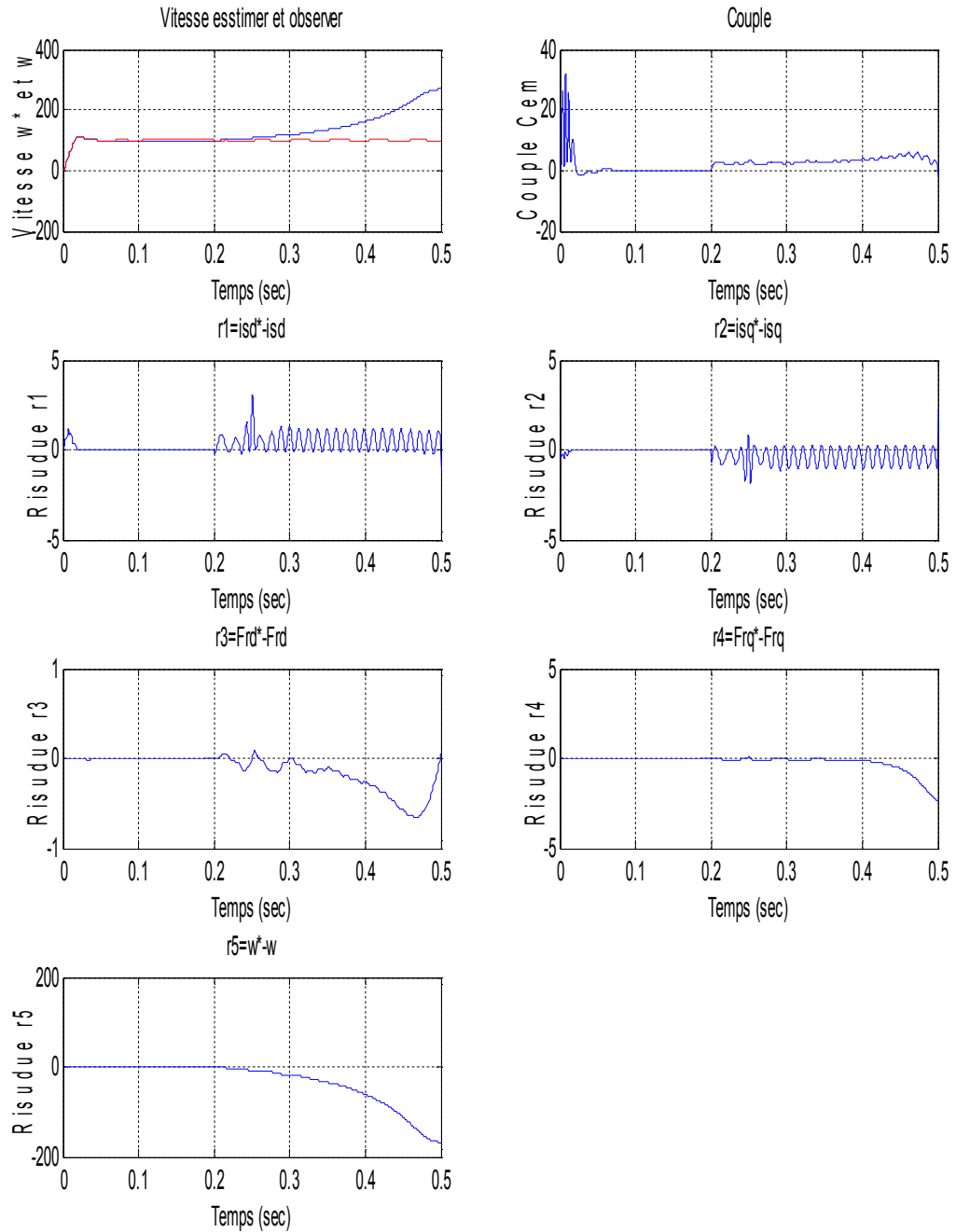


Figure IV.5- Résultats de la commande vectorielle avec défaut et observateur a grand gain

Cas de la commande vectorielle

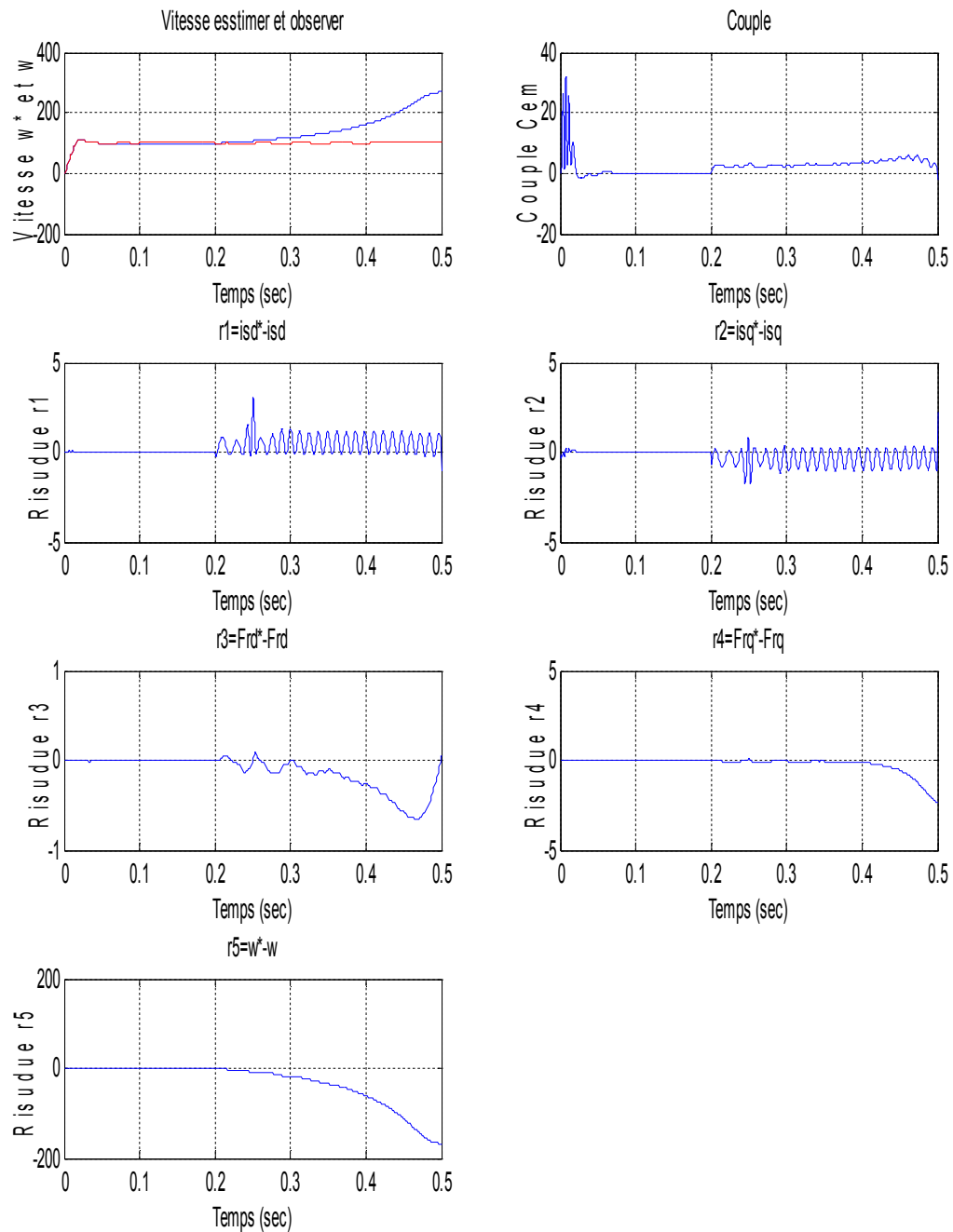


Figure IV.6- Résultats de la commande vectorielle avec défaut et observateur de Leunberger

Cas de la commande DTC

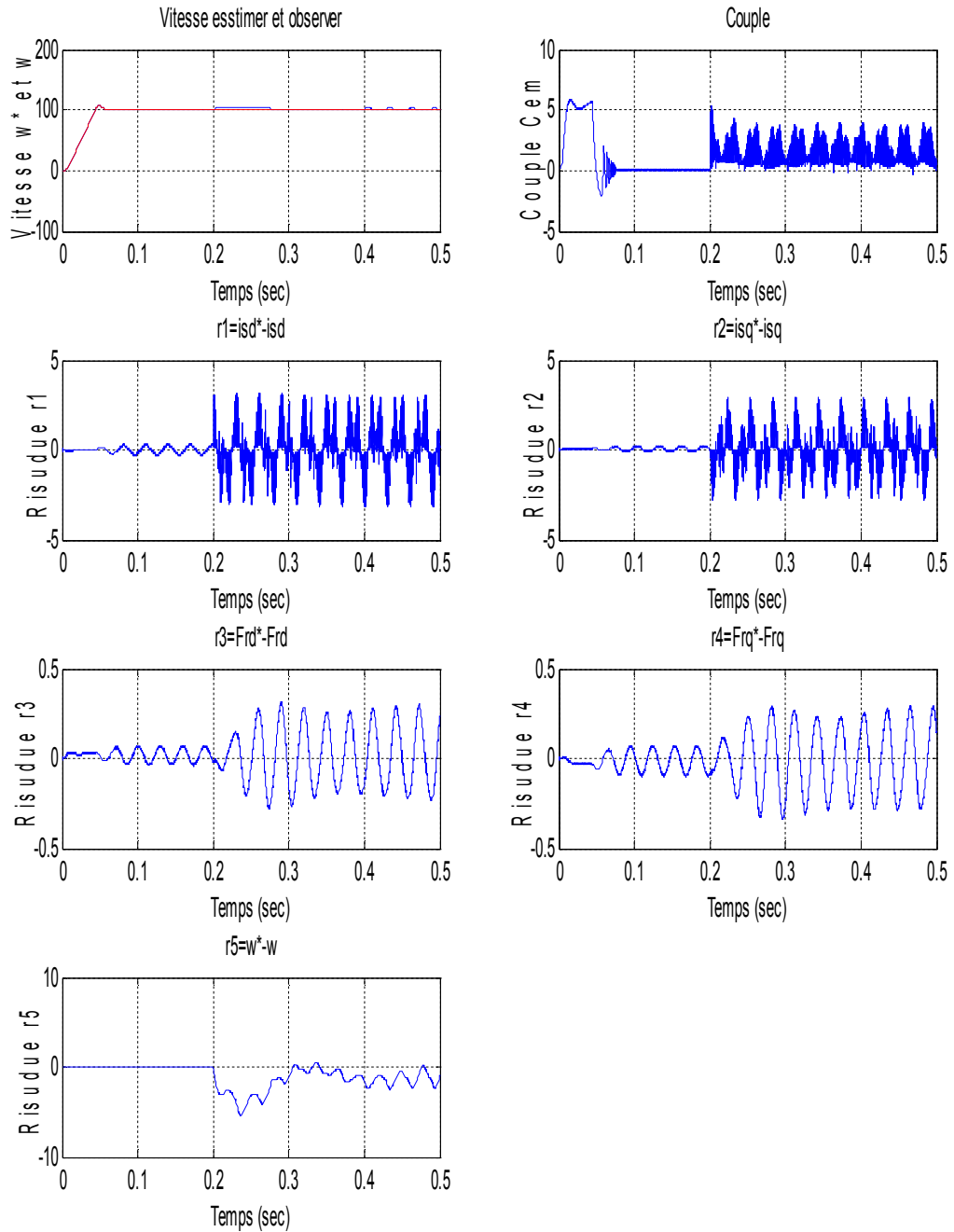


Figure IV.7- Résultats de la DTC avec défaut et observateur de Leunberger

Cas de la commande DTC

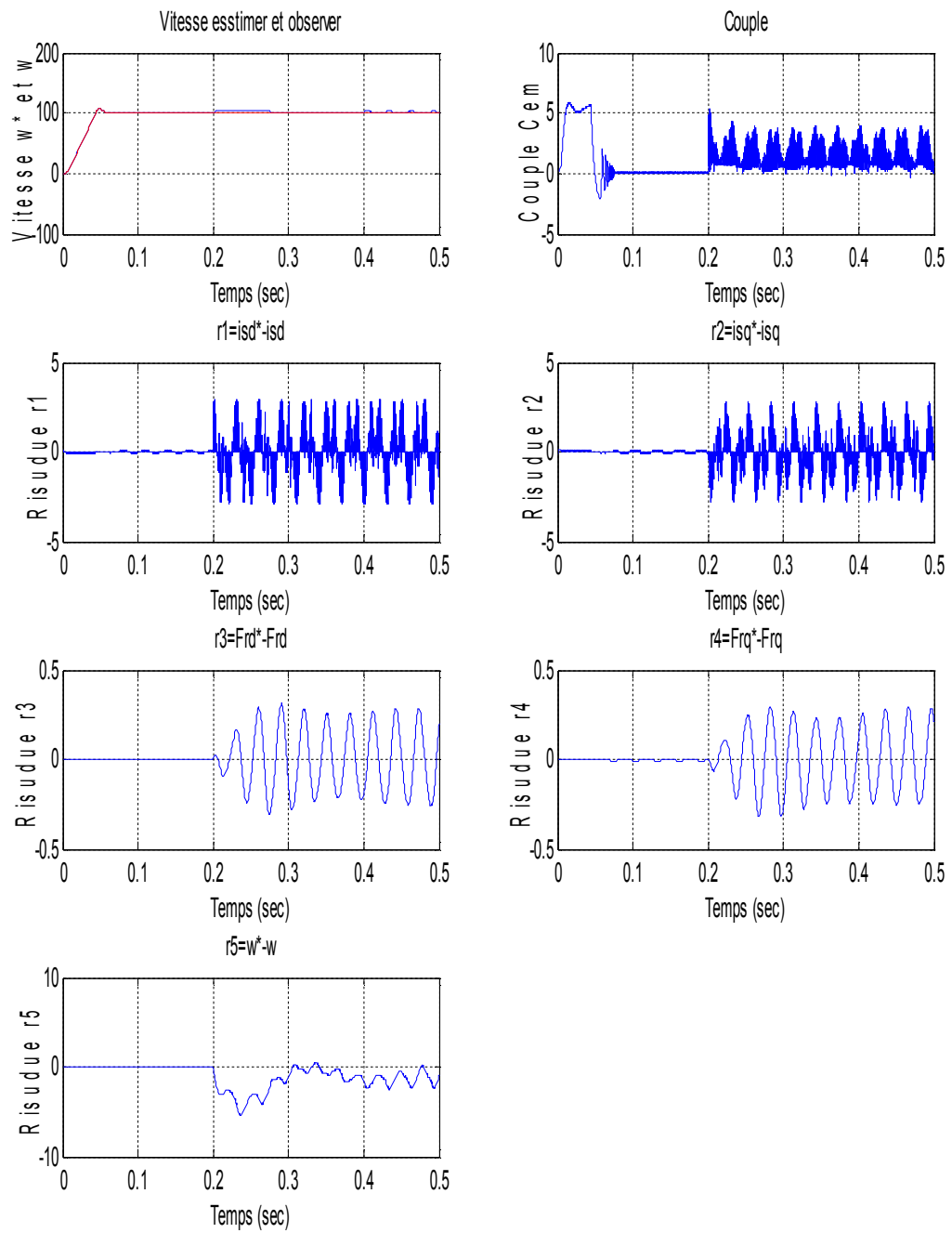


Figure IV.8- Résultats de la DTC avec défaut et observateur a grand gain

Cas de la commande DTC

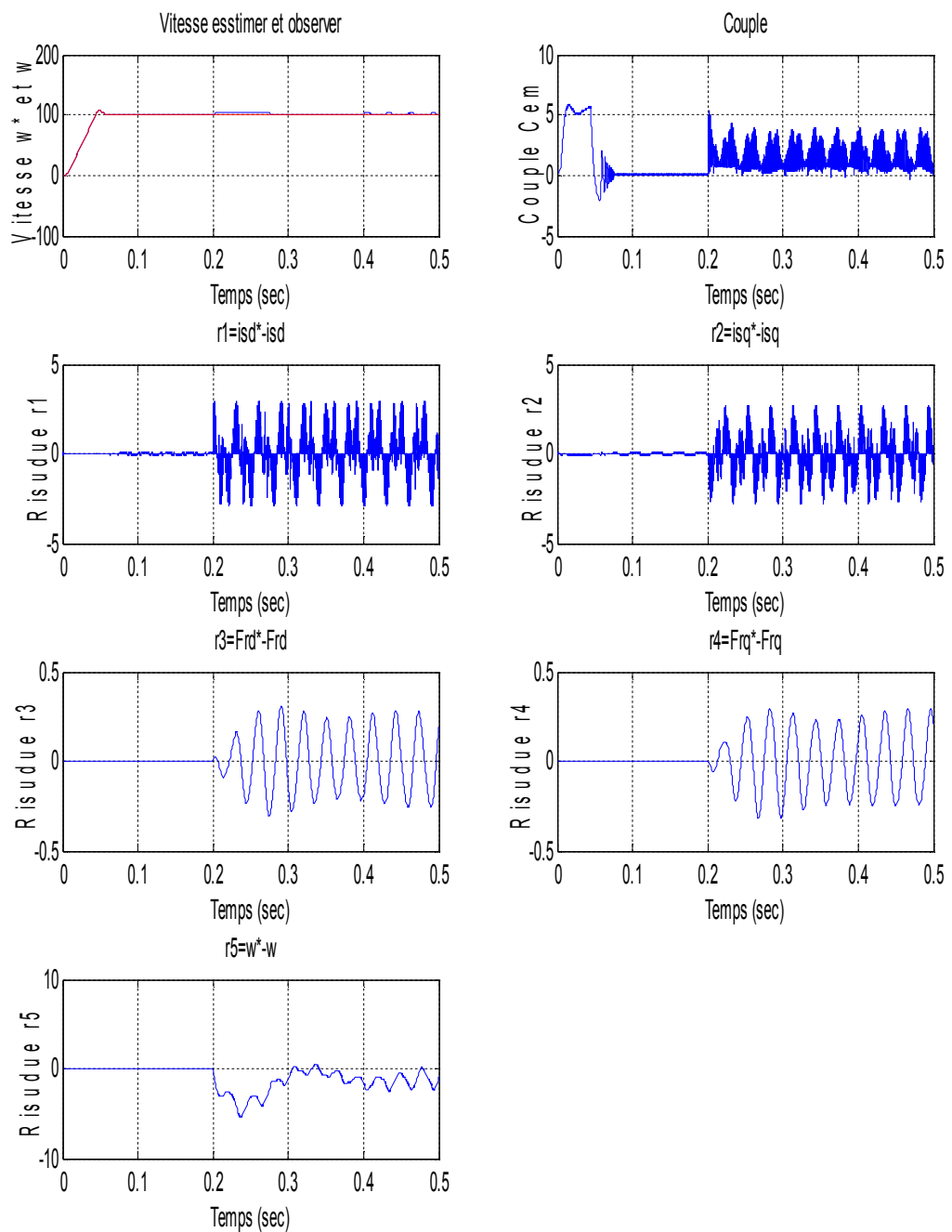


Figure IV.9- Résultats de la DTC avec défaut et observateur mode glissant

Cas de la commande par mode glissant

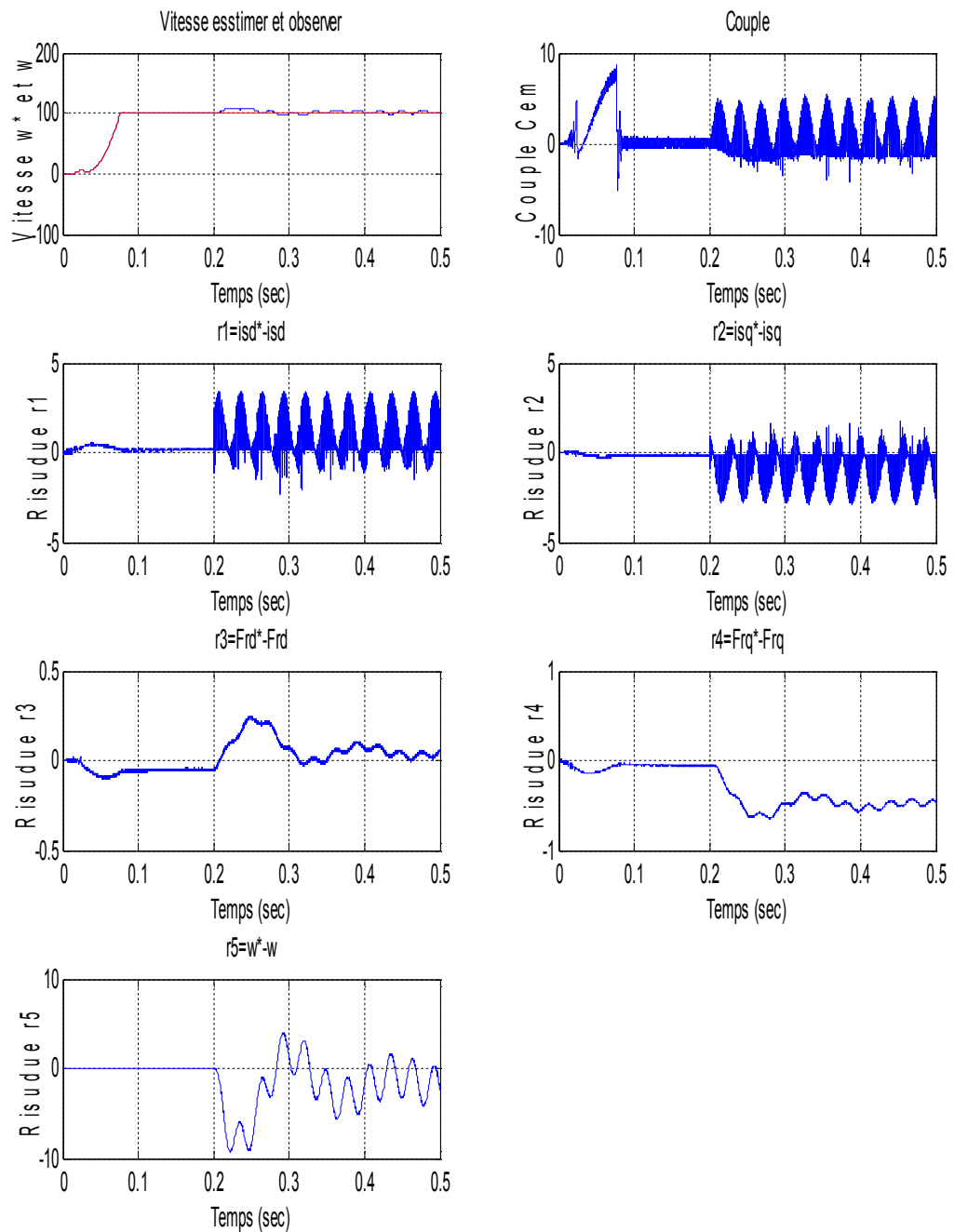


Figure IV.10- Résultats de la commande par mode glissant avec défaut et observateur de Leunberger

Cas de la commande par mode glissant

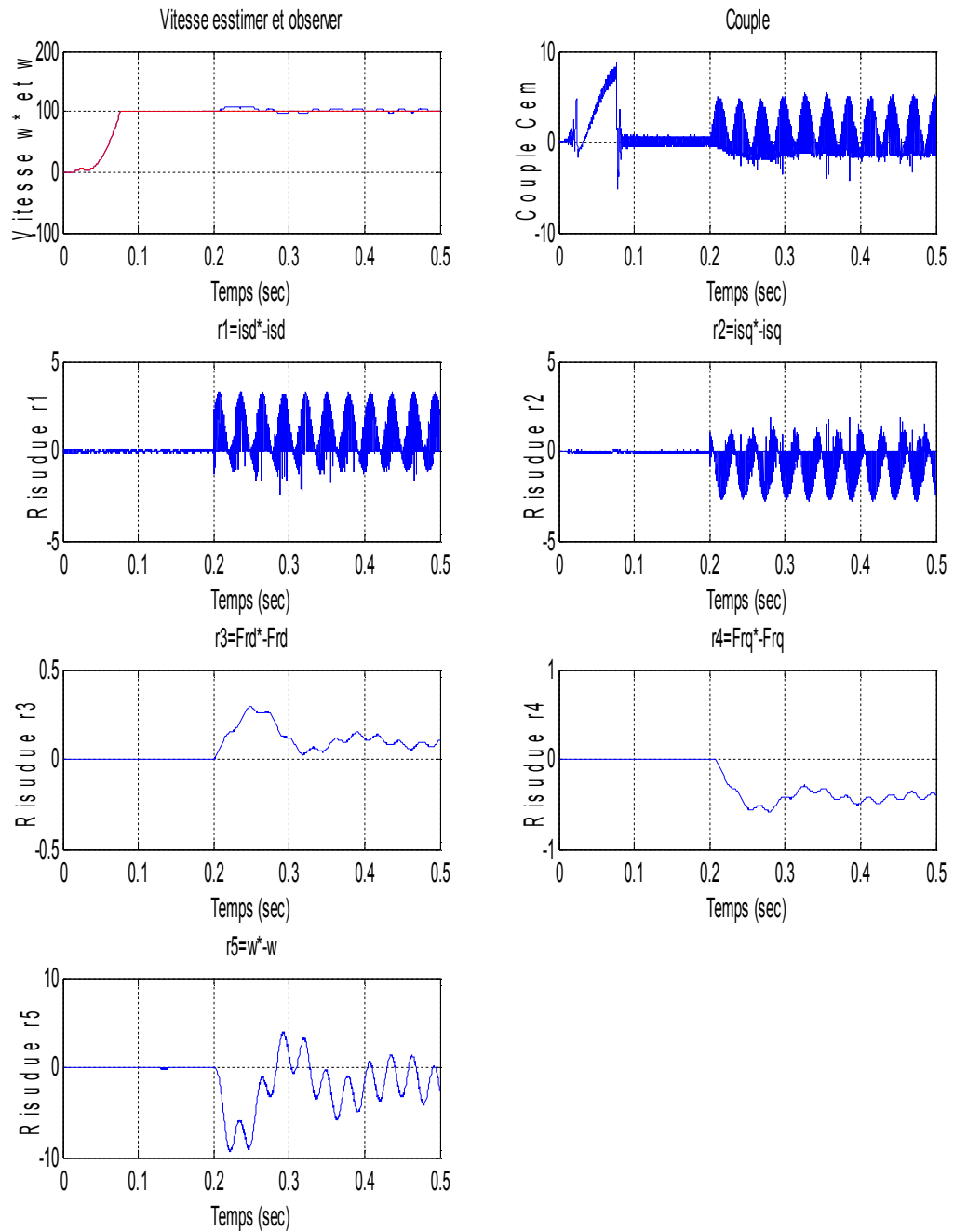


Figure IV.11- Résultats de la commande par mode glissant avec défaut et observateur mode glissant

Cas de la commande par mode glissant

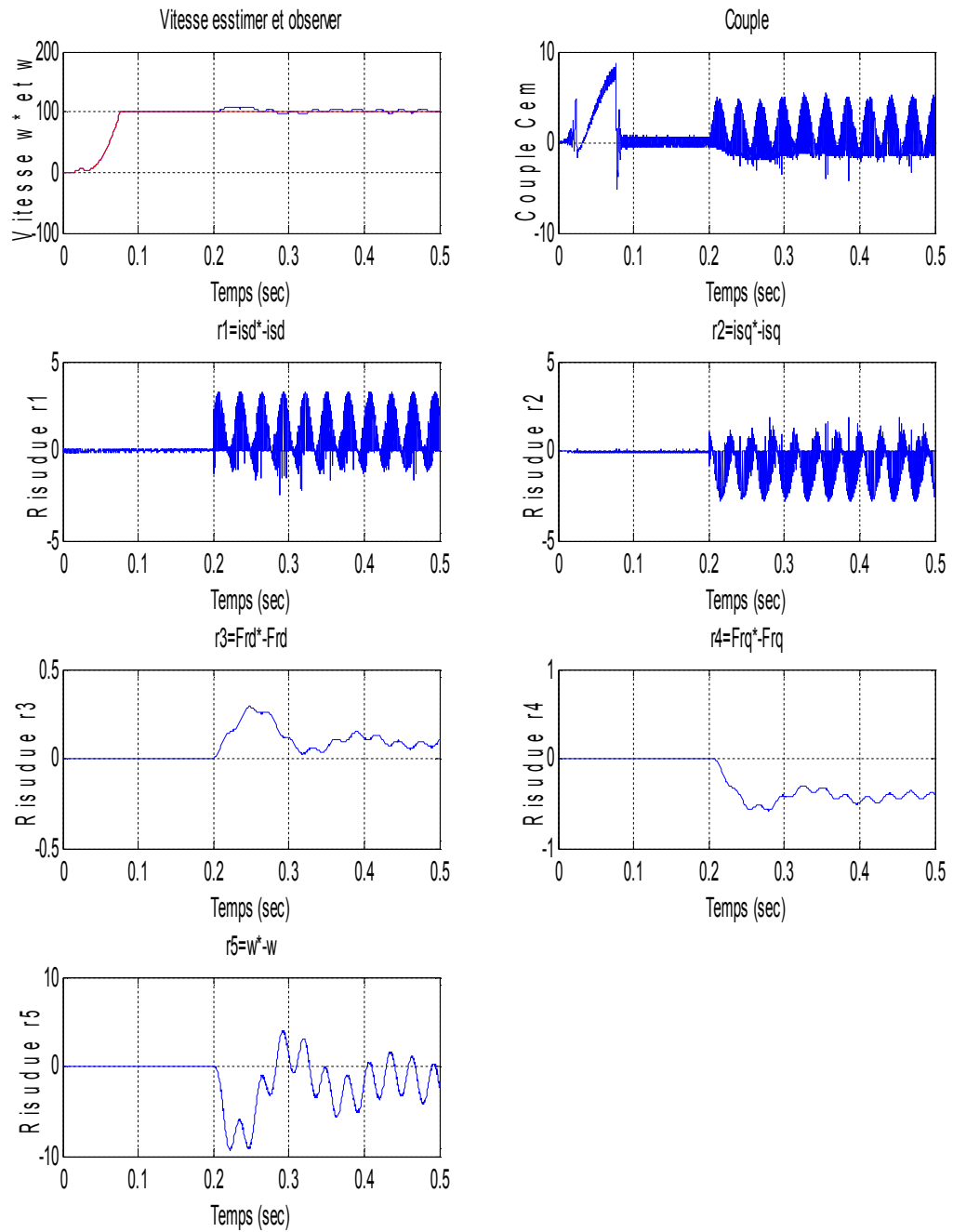


Figure IV.12- Résultats de la DTC avec défaut et observateur grand gain

Les simulations de ces commandes effectuées pratiquement dans les mêmes conditions (algorithme d'intégration des équations, pas de calcul, limitation des commandes à la même valeur) ont donné des résultats satisfaisants puisque les erreurs de poursuite restent faibles même en présence des perturbations

Concernant les commandes par les modes glissants et DTC appliquée à la machine MADA, il est montré que celle-ci est insensible aux résistances statoriques et rotoriques.

Conclusion

Nous avons remarqué que la commande nominale ne garantit plus les objectifs qu'on lui a tracés. Des commandes aditif ont été ajoutées à la commande nominale que sert à compenser l'effet du défaut (FTC).

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur une technique récente de commande tolérante aux défauts ainsi que son application à la machine asynchrone. Dans cette technique, la phase de détection et d'isolation du défaut qui constitue le point de départ dans l'approche classique est décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande. Celle-ci est réalisée en testant l'état du modèle interne qui s'active automatiquement dès l'apparition du défaut pour compenser son effet.

Nous avons exposé la problématique des systèmes de diagnostic, nous avons introduit les différents concepts utilisés en diagnostic, puis nous avons présenté les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Nous nous sommes basés sur les structures à base de modèle analytique et essentiellement les méthodes d'estimation d'état (approche à base d'observateurs).

Nous avons remarqué que la commande nominale ne garantit plus les objectifs qu'on lui a tracés. Des commandes aditif ont été ajoutées à la commande nominale que sert à compenser l'effet du défaut (FTC).

Bibliographie

- [1] : Farid MERRAHI, 'Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application à l'énergie éolienne', ENP d'Alger 2009.
- [2] : Christophe COMBASTEL, 'Méthode d'aide à la décision pour la Détection et la Localisation de défauts dans les Entraînements Electriques'. Thèse de Doctorat.de Institut National Polytechnique De Grenoble.26 mars 2001.
- [3] : Noureddine Lahcène. Résumé du mémoire de Magister. 'Diagnostic de défauts au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil', ENP Alger 2005.
- [4] : Boumagoura.Tarek, 'Recherche de la signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse des observateurs', Thèse de Doctorat.Ecole doctoral de lyon 2001.
- [5] H. Razik et G.Dédier 'Notes de Cours sur le Diagnostic de la Machine Asynchrone', Université Henri Poincaré, Nancy.
- [6] :Samir KHELOUAT, 'Etude et commande d'un systeme eolien à base d'une Machine Electrique Double Alimentation', 2007.
- [7] : F.Benabida_M.Ouadah_O.Touhami " Diagnostic de défaut au stator et au rotor par estimation paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil ». Thèse de PFE, ENP Alger, 2006.
- [8] : Gaëtan DIDIER 'Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances' Thèse de DOCTORAT 2004.
- [9]: Ahmed Sayed-Ahmed, Student Member, IEEE_Chia-Chou Yeh, Student Member, IEEE_Nabeel A. O. Demerdash, Fellow, IEEE_ Department of Electrical and Computer Engineering Marquette University Milwaukee, Wisconsin USA / Behrooz Mirafzal, Member, IEEE_Rockwell Automation/Allen-Bradley Mequon, Wisconsin USA. "Analysis of Stator Winding Inter-Turn Short-Circuit Faults in Induction Machines for Identification of the Faulty Phase"
- [10]: Ferdjouni abedelaziz, 'Diagnostic des defauts a l'aide d'observateurs application a la machine asynchrone, Blida 2007.
- [11] :Hachemi Chekire,
- [12] :Messaudi,
- [13]: article de Pr Mahmoudi, comparaison entre les régulateurs PI et IP, 1997.
- [14]: B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, «Doubly-fed a. c. machines : classification and comparison » 9 th European Conference on power Electronics and Applications, Aout 2001.

[15]: article

[16]: Paul-Etienne VIDAL, 'Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation', 2004.

[17] :cours Pr Mahmoudi "Commande par mode glissant".

[18] :HAMZAOUI Ihssen 'Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur' , ENP d'Alger 2008.

Introduction

Chapitre I Modélisation de la MADA en présence de défauts de courts-circuits statorique

I.1 Introduction	3
I.2 Les Différents types de défauts	3
I.3 Défaillances d'ordre électrique de la MADA	4
I.3.1 Défauts rotoriques	4
I.3.2 Défauts statoriques	4
I.3.2.1 Court-circuit entre spires	5
I.3.2.2 Court-circuit spire neutre	5
I.3.2.3 Court-circuit entre phases différentes	5
I.4 Les études statistiques réalisées pour la détermination des défaillances au niveau des parties de la machine	6
I.5 Machines asynchrones à double alimentation	6
I.5.1 Fonctionnement Moteur	7
I.5.2 Fonctionnement génératrice	7
I.6 Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné sain	8
I.6.1 Equations de tension du moteur	10
I.6.1.1 Calcul des inductances du moteur	11
I.6.1.2 Calcul du couple électromagnétique du moteur	11
I.7- Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné avec défaut de court-circuit entre spires	13
I.8-Résultats de simulation	15
I.9-Conclusion	18

Chapitre II Diagnostic a l'aide d'observateurs de la MADA

II-1 Introduction	20
II-2 Les principales stratégies de diagnostic	20
II.2.1 La méthode systématique (ou maintenance programmée)	20
II.2.2 La méthode selon l'état (ou maintenance selon l'état)	21
II-3 Les méthodes directes	21
II-3.1 La redondance matérielle	21
II-3.2 Logique à seuil	22

II-3.3	Analyse spectrale	22
II-3.4	Traitement statistique	22
II-3.5	Reconnaissance de formes	22
II-3.6	Système expert	22
II-3.7	Modèle qualitatif	22
II-4	Diagnostic à base de modèle analytique	23
II-5	Principales méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques	24
II.5.1	Estimation paramétrique	24
II.5.2	Estimation d'état	25
II.5.2.1	Espace de parité	25
II.5.2.2	Filtre d'états	25
II.6	Approche à base d'observateurs	26
II-6.1	La Génération des résidus	27
II-6.1.1	La structuration des résidus	27
II-6.1.2	Génération de résidus directionnels	28
II-6.1.3	La localisation des défauts	29
II-6.1.4	La détection et le problème de seuillage	30
II-7	Synthèse des observateurs	31
II.8	Observateur de Lunberger	32
II.8.1	Linéarisation de la MAS	33
II.9	Synthèse d'observateur de Leunberger	34
II.10	Observateur en mode glissant	38
II.10.1	Résultats de la Simulation	39
II-11	L'observateur Grand Gain	42
II-11.1	Utilisation de l'observateur Grand Gain	43
II.11.2	Résultats de la Simulation	44
II.12	Conclusion	47
Chapitre III Commandes de la MADA		
	Introduction	49
III.1	la commande vectorielle	49
III.1.1	principe de la commande vectorielle	50
III.1.2	Orientation du flux rotoriques	52
III.1.3	Commande vectorielle indirecte	53

III.1.4 calcul des paramètres des régulateurs PI et IP	53
III.1.4.1 Régulateurs pour les courants PI	53
III.1.4.2 Régulateurs IP pour la régulation de la vitesse	55
III.1.4.3 Régulateur mode glissant	57
III.2 Principe de la commande DTC	63
III.2.1 Stratégie de la commande directe du couple et du flux	65
III.2.2 Sélection du vecteur de tension	67
III.2.3 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	71
III.3 La commande par mode glissant	71
III.3.1 principe de la commande par mode glissant	71
III.3.2 Rappel sur la Commande par les Modes Glissants	71
III.3.3 Synthèse de la loi de Commande	72
III.3.4 Application à la Machine Asynchrone	74
III.3.4.1 Calcul de la commande	74
III.4 Conclusion	77

Chapitre IV Les systèmes tolérants aux défauts

IV-1 Introduction	78
IV-2 Classification de la commande tolérante aux défauts	78
IV-2.1 Méthodes FTC passives:	79
IV-2.2 Méthodes FTC active :	80
IV-3 Approche multi-modèles et Multi-observateur	82
IV-4 Résultats de la Simulation	83
IV-5 Conclusion	93

Conclusion générale