



Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Automatique

Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de doctorat en sciences

Présentée par :

Omar BENZINEB

Magister de l'université de Blida

Intitulée :

Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts de la Machine asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries

Soutenue le 14 /07/ 2010 devant le jury suivant :

Président :

M.O. MAHMOUDI Professeur a l'ENP,

Rapporteurs :

M.S. BOUCHERIT Professeur a l'ENP,

M. TADJINE Professeur a l'ENP,

M.E.H BENBOUZID Professeur des Universités, LBMS, Université de Brest, IUT de Brest,

Examineurs :

D. BOUKHETALA Professeur a l'ENP,

M.S. NAIT SAID Professeur a l'Université de Batna,

L. BARAZANE Professeur a l'Université de Houari Boumediene,

H. SALHI Maître de conférences a l'Université de Saad Dahled de Blida,

Thèse préparée au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENP

10, Avenue Hassen Badi, BP 182, 16200 El-Harrach, Alger

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	5
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC ET SUR LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	
I.1. INTRODUCTION	9
I.2. POSITIONNEMENT DU PROBLEME.....	9
I.3. DEFINITIONS ET CONCEPTS	10
I.4. LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS	11
I.5. MODELISATION DES DEFAUTS	12
I.6. MODELISATION DES PERTURBATIONS.....	15
I.7. ÉTAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC.....	16
I.8. DIFFERENTES METHODES FTC.....	19
I.9. CONCLUSION	23
CHAPITRE II :COMMANDE TOLERANTE PASSIVE PAR BACKSTEPPING DE LA MAS	
II.1. INTRODUCTION.....	23
II.2. MODELISATION DE LA MAS	23
II.3. TRANSFORMATION DE PARK.....	25
II.4. MISE EN EQUATION D'ETAT	28
II.5. DEFAUTS DANS LA MAS	32
II.6. MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS.....	38
II.7. COMMANDE FTC PASSIVE PAR BACKSTEPPING BASEE SUR LA COMMANDE VECTORIELLE	43
II.8. SIMULATIONS	48
II.9. CONCLUSION.....	53
CHAPITRE III COMMANDE TOLERANTE ACTIVE PAR MODELE INTERNE POUR LA MAS	
III.1. INTRODUCTION	54
III.2. STRATEGIE DE RECONFIGURATION.....	54
III.3. POSITION DU PROBLEME.....	55
III.4. COMMANDE AUGMENTEE ET SYSTEME D'ERREURS	56
III.5. MODELE INTERNE ET COMMANDE ADDITIVE	59
III.6. RECAPITULATIF DE LA COMMANDE ADDITIVE	61
III.7. SIMULATIONS.....	62
III.8. DEVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE APPROCHE.....	65
III.9. RECAPITULATIF DE LA NOUVELLE APPROCHE	66
III.10.SIMULATIONS.....	67
III.11.COMPARAISON DES DEUX APPROCHES	71

III.12. CONCLUSION	71
CHAPITRE IV : DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	
IV.1. INTRODUCTION.....	73
IV.2. CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIES	73
IV.3. DIAGNOSTIC DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES.....	84
IV.4. APPLICATION AU CONVERTISSEUR 5 CELLULES.....	96
IV.5. DIAGNOSTIC DU VIEILLISSEMENT DES CAPACITES	106
IV.6. CONCLUSION	111
CHAPITRE V : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIES.....	
V.1. INTRODUCTION	112
V.2. COMMANDE FTC LINEARISANTE.....	113
V.3. APPLICATION A UN CONVERTISSEUR 5 CELLULES.....	116
V.4. SIMULATIONS	119
V.5. STRATEGIE DE COMMANDE EN CAS DE DEFAUTS.....	124
V.6. SIMULATIONS.....	128
V.7. CONCLUSION	131
CONCLUSION GENERALE.....	132
ANNEXES.....	134
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	135

Remerciements

Le travail dans cette thèse a été effectué aux :

- ✓ Laboratoire de Commande des Processus (L.C.P) a l'école Nationale Polytechnique d'Alger, sous la direction de messieurs M.S BOUCHERIT et Mohamed TADJINE (Professeurs a l'ENP d'Alger).
- ✓ Laboratoire Brestois de Mécanique et des Systèmes (L.B.M.S, EA 4325) a l'Université de Brest, sous la direction du Professeur M.E.H BENBOUZID (Professeur des Universités).

Je tiens a remercier tout d'abord messieurs M.S BOUCHERIT et M. TADJINE pour leur rigueur scientifique et leurs qualités humaines. Leurs conseils et leurs critiques ont grandement contribué à la réalisation de ce travail .Je suis également profondément reconnaissant envers eux pour leur encadrement et surtout de leur disponibilités.

C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer mes remerciement a monsieur M.E.H BENBOUZID qui, en acceptant de co-dirigé ces travaux de recherche au sein de son laboratoire, m'a fait profiter de ces connaissances et ses conseils précieux.

J'adresse mes sincères remerciement a monsieur Mohamed Oulhadj MAHMOUDI, Professeur à l'ENP d'Alger, pour l'honneur qui m'a fait en acceptant d'être président du jury.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer ma reconnaissance envers,

Monsieur Djamel BOUKHETELA, Professeur à l'ENP d'Alger et Directeur Du Laboratoire de Commande des Processus (L.C.P),

Monsieur Mohamed-Saïd NAIT –SAID, Professeur à l'Université de Batna et Directeur du Laboratoire des Systèmes de Production et Induction Electromagnétiques (L.S.P.I.E),

Madame Linda BARAZENE, Professeur à l'Université Houari Boumediene,

Monsieur Hassan SALHI, Maître de conférences à l'Université de Saad Dahled de Blida,

Pour avoir accepte d'examiner et de rapporter ce travail.

J'adresse également mes sincères remerciements à tous les membres du LCP, LRE de l'ENP d'Alger, pour l'aide et les conseils qui m'ont fourni durant la réalisation de cette thèse. Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin a la concrétisation de ce travail.

Je dédie ce travail a Mon défunt père M'Barek, ainsi qu'a Ma défunte épouse et a tous les membres de ma famille et surtout a mon fils Hichem.

NOMENCLATURE

Nomenclature

I. Symboles

a, b, c	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
A_i, φ_i	: Amplitude et phase de défaut respectivement
B	: Matrice d'entrée.
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
D_b	: Diamètre des billes.
D_c	: Distance du centre des billes,
f	: Coefficient de frottement.
f_a	: Fréquence d'alimentation.
f_i	: Fréquence caractéristique du défaut.
f_r	: Fréquence de rotation.
f_{ro}	: Fréquences détectables dans le spectre du courant
f_{vib}	: L'une des fréquences des vibrations mécaniques.
F, G	: Matrices de dimensions adéquates.
g	: Glissement.
I_A et I_B	: Courants des phases (A, B) du moteur.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
$(i_{sd})_{ref}, (i_{sq})_{ref}$: Courants de référence.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
J	: Moment d'inertie.
$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.
$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.
M	: L'unique solution de l'équation de Sylvester.
M_r	: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_s	: Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_0	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique.
$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et rotorique.
N	: Ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator.

n_b	: Nombre de billes.
n_d	: Ordre d'excentricité.
n_f	: Nombre des harmoniques générées par tous les défauts.
p	: Nombre de paires de pôles.
$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de PARK
R_s, L_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, L_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
S	: Matrice dynamique.
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
u_c	: Terme de compensation.
u_{ad}	: Terme aditif.
u_{nom}	: Commande nominale.
u	: Commande globale.
(u, v)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
V	: Perturbations des défauts.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
V_{sd}, V_{sq}	: Loi de commande.
z	: Etat du système exogène.
Φ_d^d	: Flux rotorique référence
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
ω_a	: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.
ω_r	: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.
ω_i	: Pulsation caractéristique de défaut.
ω_r^d	: Vitesse électrique de référence.
θ	: Angle électrique.
θ_a	: Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe Sa et l'axe d.
θ_s	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.

Ω_r	: Vitesse mécanique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
ε_1	: Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse électrique de référence
ε_2	: Erreur entre le module du flux rotorique et celui de référence.
$\varepsilon_3, \varepsilon_4$: Erreur entre les grandeurs réelles des courants et ces références.

II. Abréviations

fcl	: fonction de commande de Lyapunov.
FDD	: Détection et diagnostique des défauts (Fault Detection and Diagnosis).
FDI	: Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation).
FTC	: Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control).
MAS	: Machine Asynchrone.
CMS	: Convertisseur Multicellulaire Serie

Introduction Générale

Introduction Générale

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement car il est indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable en mode dégradé. Ainsi, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts (Fault-Tolerant control : FTC). [Tai04], [Yen03].

Un système de commande tolérant aux défauts permet de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (Fault Detection and Identification : FDI) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performance [Bod97], [Bac01]. Il est intéressant de noter que la phase de reconfiguration est décalée par rapport la phase de détection et d'isolation, ce qui nécessite souvent, la restructuration du régulateur. Pour cela, les solutions proposées sont coûteuses d'un point de vue matériel et logiciel. Le problème le plus important dans ce système, est probablement l'intégration des blocs FTC et le bloc de détection et de diagnostic (Fault Detection and Diagnosis : FDD) du système [Bon04], [Yen03]. La majorité des approches présentées dans la littérature [Zho98], [Zha06], se concentrent sur l'une de ces deux parties en considérant que l'autre est absente ou qu'elle est parfaite. Il est très important de réaliser l'une des deux parties en considérant la présence et l'imperfection de l'autre. En effet, si le bloc FDD fournit des informations que le bloc FTC ne comprend pas, elles seront donc mal interprétées et entraîneront donc l'instabilité ou la détérioration des équipements, ce qui se traduit par des pertes en qualité et en quantité dans la production.

Pour régler ce problème nous proposons une technique : la commande implicitement tolérante aux défauts. L'idée de base de cette technique [Bla01], [Bla06], est la conception d'un modèle interne capable de compenser l'effet de défaut sans avoir à l'estimer explicitement, et sans l'utilisation d'un bloc FDI. C'est-à-dire que la reconfiguration de la commande ne passe pas par une unité FDI explicite mais elle est assurée par la conception d'un régulateur dynamique implicitement tolérant à tous les défauts dont il embarque le modèle.

Les machines asynchrones sont des éléments importants dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème. De nombreuses défaillances peuvent apparaître au niveau du rotor ou du stator d'une machine asynchrone. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques dans les courants de la machine. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine. [Bel07], [Ast00].

Pour cela, nous devons concevoir une commande robuste par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge et qui ne présente pas une insuffisance quant au rejet de

l'effet des défauts. Dans ce cas, nous introduisons le modèle interne qui génère un terme additif à la commande nominale robuste pour compenser l'effet des défauts sur le système et qui reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts. Nous avons a priori une idée claire sur la nature des défauts et leur sévérité. [Bon04], [Cha07].

Cette thèse se compose de cinq chapitres. Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone. Il est présenté, dans un premier temps, une modélisation générale de la machine asynchrone mise sous la forme d'équation d'état dans un repère (α, β) . Il est ensuite présenté un modèle des perturbations et un modèle de défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande tolérante aux défauts par Backstepping de la machine asynchrone. Nous avons d'abord présenté la commande par Backstepping. Cette technique de commande robuste est ensuite appliquée à la machine asynchrone. Elle est testée dans le cas d'une machine saine, puis lorsque la machine est soumise à des perturbations et à différents types de défauts. Sur la base de la commande par Backstepping, la commande tolérante aux défauts est synthétisée. Ainsi, deux nouvelles approches sont présentées et appliquées à la machine.

Tandis que, La dernière partie de ce chapitre traite la commande FTC. Nous avons introduit une technique de compensation implicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. L'approche que nous avons tirée de la littérature repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. Ces inconvénients ont été éliminés par le développement d'une nouvelle approche de calcul du modèle interne. On termine par des simulations et une comparaison entre ces deux approches.

L'apparition des convertisseurs d'électronique de puissance à structures multicellulaires se trouve directement liée aux besoins grandissants de l'industrie en puissances commutées de plus en plus élevées [Aim03], [Ben07], [Gat02]. En effet, l'amélioration intrinsèque des semi-conducteurs [Pin00], [Rue02], [Lie06] ne permettant pas de satisfaire ces besoins, il a fallu, afin d'augmenter la puissance traitée, développer une nouvelle structure de conversion d'énergie [Gat97]. La modélisation du convertisseur multicellulaire est donnée dans le chapitre trois, tandis que le quatrième fait l'objet du diagnostic des défauts. Nous nous sommes intéressés à l'utilisation des observateurs de l'automatique moderne dans la détection et la localisation des défauts avec une application aux convertisseurs multicellulaires. Ces méthodes sont appliquées dans le diagnostic des convertisseurs multicellulaires à trois et cinq cellules, en utilisant deux types d'observateurs : par mode de glissement et hybride.

Chapitre I :
Etat de l'art sur le diagnostic et sur
la commande tolérante aux défauts

I.1. INTRODUCTION

Pour répondre aux exigences du marché en termes de fonctionnalités, de coût ou de flexibilité, les systèmes automatiques sont depuis longtemps poussés vers une modularité toujours accrue, qui passe notamment par la réutilisation de nombreux composants développés indépendamment. Ce haut degré de réutilisation se traduit par des architectures toujours plus complexes, intégrant des éléments hétérogènes dans des systèmes multiformes, ce qui augmente le risque d'apparition d'un défaut [Tai04], [Lal04].

En présence d'un défaut, 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. Pour pallier de telles inconvénients, de nouvelles techniques de commande tolérante aux défauts (FTC) ont été développées ces dernières années dans le but précis est relativement de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité [Wu01], [Rod05].

En dépit du fait que la commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, Historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux Etats Unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA [Moe89], où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. Les méthodes proposées étaient en général issues de techniques classiques de commande (commandes linéaires quadratiques, adaptatives, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'applications considérées [Jam03], [Pat97], [Cie07].

I.2. POSITIONNEMENT DU PROBLEME

L'idée de base d'un système de commande tolérant aux défauts est de concevoir un dispositif de commande particulier permettant de maintenir la stabilité et les performances du système à commander, sujet à des défauts qui peuvent le faire dévier de son point de fonctionnement nominal. Le dispositif peut permettre aussi de mener le système de commande vers un autre point de fonctionnement, proche du point de fonctionnement nominal. On parle alors de reconfiguration avec changement d'objectifs. Dans ce dernier cas le système fonctionne en mode dégradé. Afin de satisfaire l'un de ces objectifs, les commandes robustes et adaptatives ne suffisent plus et il est nécessaire de faire appel à des techniques qui prennent en considération l'interaction entre le système de détection des défauts et la loi de commande. C'est ce dernier point qui constitue, aujourd'hui la préoccupation majeure des chercheurs dans le domaine.

Le principe de reconfiguration est illustré sur la figure (I.1). La procédure est très simple. Si un défaut apparaît, le système dévie de son point de fonctionnement nominal, défini par les variables entrées/sorties (u_0, y_0) , vers un autre point (u_f, y_f) . Le but de la commande tolérante dans ce cas précis est de déterminer une nouvelle loi de commande qui prend en compte les variations dues à l'apparition du défaut et permet d'amener le système, soit vers l'état de fonctionnement nominal et par conséquent les performances seront maintenues, soit vers un autre point de fonctionnement, défini par (u_c, y_c) , pour lequel les performances ne sont pas les mêmes qu'initialement mais en sont très proches (acceptables) [Nou00].

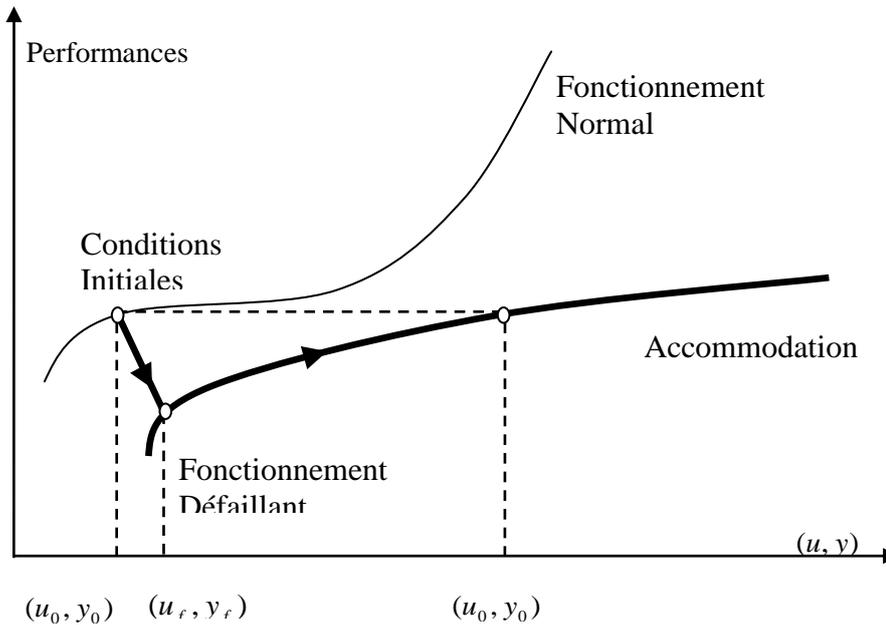


Figure I.1 : Problème de la commande tolérante aux défauts.

I.3. DEFINITIONS ET CONCEPTS

I.3.1. Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [Bac01], [Jam03].

I.3.2. Défaillance (Failure)

- La cessation de la capacité d'un système physique ou d'un dispositif à accomplir ses fonctions.
- Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des conditions opérationnelles spécifiées.

Par exemple, une machine électrique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir.

I.3.3. Défaut (Fault)

- N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance.
- Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [Ise97].

La notion de défaut est donc voisine de celle de défaillance mais comme le souligne le dictionnaire IEEE (première définition), un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Défaut, lié au comportement, est plus général que défaillance liée aux fonctions, puisqu'elles sont une abstraction du comportement tel qu'il est conçu téléologiquement.

La description comportementale est plus détaillée que la description fonctionnelle et l'inclut donc. De la même manière, la notion de défaut inclut celle de défaillance ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une défaillance à venir.

I.4.LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS

I.4.1 Selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement), définissant alors des types de défauts [Ise05], [Rod05], [Bac01].

Les défauts actionneurs :

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Un exemple de perte totale d'un actionneur est un actionneur qui est resté "collé" sur une position entraînant une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système, (perte de puissance d'un moteur, fuite dans un vérin, . . .).

Les défauts capteurs :

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer ($0, \infty$).

Les défauts composants ou systèmes :

Ce type de défaut provient du système lui-même ; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche. En pratique, ceci revient à considérer une modification des caractéristiques du système proprement dit (la CTN résistance à Coefficient de Température Négatif, d'une chaufferie est cassée, un roulement est altéré, . . .).

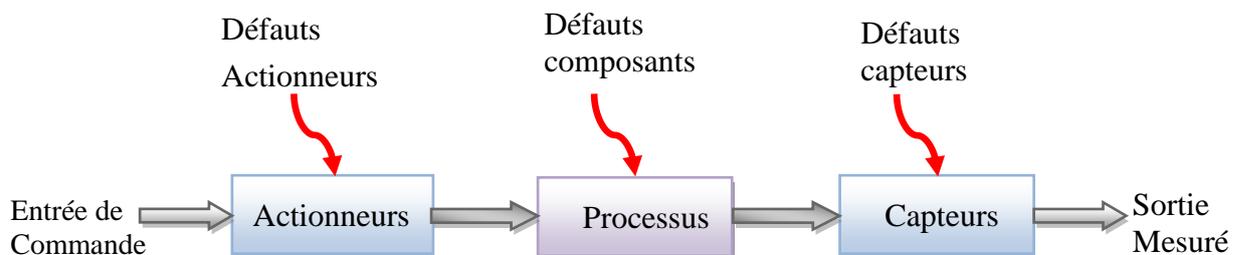


Figure I.2 Types de défauts.

Basée sur leurs influence sur les systèmes, les défauts cités ci-avant peuvent être qualifiés d'additif et multiplicatif, selon la figure (I.3) des défauts additifs s'ils affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant multiplicatifs (défauts système) [Cha06], [Liu06].



Figure I.3 Défauts additif et multiplicatif.

1.4.2 Selon leurs Caractéristiques temporelles

Par ailleurs, une classification des défauts à partir de leurs évolutions temporelles les définit comme :

- Abrupts (biais): la caractéristique principale de ce type de défauts est la discontinuité dans l'évolution temporelle de la variable. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues par la variable, est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question (arrêt total ou partiel ou déconnexion).
- Intermittentes (valeurs aberrantes): il s'agit d'un type de défauts caractéristiques de faux contacts (câblage partiellement endommagé). C'est un cas particulier de défauts abrupts avec la propriété d'un signal qui revient de façon aléatoire aux valeurs normales.
- Graduels (dérives): ce type de défaut est essentiellement caractéristique d'un encrassement ou d'une usure de pièce. Il s'agit de défauts très difficiles à détecter, car leurs évolutions temporelles sont les même que celles d'une modification paramétrique lente représentant une non-stationnarité du procédé.

I.5. MODELISATION DES DEFAUTS

Comme mentionné dans la section précédente, les défauts peuvent être représentés soit additivement soit multiplicativement. Dans cette section nous intéressons à la représentation mathématique des défauts [Lal04].

Supposons que l'on dispose d'un modèle linéaire d'un procédé sous la forme d'une représentation d'état, telle que :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (I.1)$$

Où x, u et y représentant les vecteurs d'état, de commande et de sortie du système respectivement, tel que: $x \in \mathcal{R}^n, u \in \mathcal{R}^m$ et $y \in \mathcal{R}^p$

A, B, C et D Sont des matrices de dimensions respectives $n \times n, n \times m, p \times n$ et $p \times m$.

1.5.1. Défauts multiplicatifs

Le modèle multiplicatif est souvent utilisé pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs ou les capteurs du système [Cha06].

Les défauts actionneurs :

Ils sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée. Un dysfonctionnement dans l'actionneur est un changement brusque dans la commande nominale qui prend la forme suivante

$$u_f = u + (I - \Sigma_A) \cdot (\bar{u} - u) \quad (I.2)$$

Avec : $\bar{u} \in \mathfrak{R}^m$ est un vecteur qu'on ne peut pas manipuler.

$$\Sigma_A = \text{diag}(\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a) \quad \text{ou} \quad \sigma_i^a \in \mathfrak{R} \quad \text{et} \quad \sigma_i^a = (1 \text{ ou } 0)$$

$\sigma_i^a = 0$ représente un défaut total du i ème actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devient égal au i ème élément du vecteur incontrôlable \bar{u} , c'est-à-dire $u_f(i) = \bar{u}(i)$

$\sigma_i^a = 1$ Implique que l' i ème actionneur fonctionne normalement, c'est-à-dire $u_f(i) = u(i)$

Le remplacement de la commande nominale u par sa forme en cas de défaut u_f nous donne le modèle d'état (à défauts multiplicatifs) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \Sigma_A \cdot u + B \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \\ y = C \cdot x + D \cdot \Sigma_A \cdot u + D \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \end{cases} \quad (I.3)$$

Bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système commandé lui-même; ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent affecter même la commandabilité du système.

Les défauts capteurs :

Ils sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie. D'une manière similaire, les défauts de capteurs représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie. Ils peuvent être représentés comme suit :

$$y_f = u + (I - \Sigma_S) \cdot (\bar{y} - y) \quad (I.4)$$

$$\Sigma_S = \text{diag}(\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s) \quad \text{ou} \quad \sigma_j^s \in \mathfrak{R} \quad \text{et} \quad \sigma_j^s = (1 \text{ ou } 0)$$

Si $\sigma_j^s = 0$, il s'agit d'un défaut total du j ème capteur et si $\sigma_j^s = 1$, le j ème capteur fonctionne correctement.

En cas de défauts de capteurs, le système (I.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = \Sigma_S \cdot C \cdot x + \Sigma_S \cdot D \cdot u + (I - \Sigma_S) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (I.5)$$

La combinaison des deux types de défauts multiplicatifs (actionneur et capteur) change le modèle (I.1) en :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \sum_A \cdot u + B \cdot (I - \sum_A) \cdot \bar{u} \\ y = \sum_S \cdot C \cdot x + \sum_S \cdot D \cdot \sum_A \cdot u + \sum_S D \cdot (I - \sum_A) \cdot \bar{u} + (I - \sum_S) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (I.6)$$

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs mais ce n'est pas autant pour les défauts des composants du système.

1.5.2. Défauts additifs

La représentation additive des défauts est plus utilisée que la représentation multiplicative, dans ce cas le système d'état prend la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F \cdot f_f \\ y = C \cdot x + D \cdot u + E \cdot f_f \end{cases} \quad (I.7)$$

Où $f_f \in \mathcal{R}^{nf}$ est un signal décrivant les défauts. Cette représentation peut en principe être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneurs et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (I.7) induit un signal f_f dépendant de u , y et x . Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs, (mettre $\sum_A = 0$ et $\bar{u} = 0$ dans (I.2)) alors, pour avoir (I.7) équivalent à (I.3) le signal f_f doit vérifier:

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} \cdot f_f = \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \cdot \sum_A \cdot u \quad (I.8)$$

Ce qui rend f_f dépendant de u et complique par conséquent la conception du régulateur.

Les défauts capteurs et actionneurs :

En effet, supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + f_f^a \\ y = C \cdot x + D \cdot u + f_f^s \end{cases} \quad (I.9)$$

Soit utilisé pour représenter les défauts dans les capteurs et les actionneurs. La fonction de transfert correspondante s'écrit :

$$y = (C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + D) \cdot u + C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot f_f^a + f_f^s$$

A partir de cette fonction on remarque que l'effet d'un défaut d'actionneur sur la sortie peut être représenté par f_f^a mais aussi par f_f^s .

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes FDD se basent sur la représentation additive [Kon96].

Les défauts composants

Les défauts des composants du système sont les plus rencontrés car ils incluent pratiquement tout changement dans quelque élément que ce soit du système. Ils ont été définis dans la section I.4 comme la classe de tous les défauts qu'on ne peut pas qualifier par défauts de capteurs ou d'actionneurs. Ces défauts provoquent des changements dans toutes les matrices de la

représentation d'état du système car celles-ci dépendent pratiquement des mêmes paramètres physiques subissant un changement. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f) \cdot x + B(f) \cdot u \\ y = C(f) \cdot x + D(f) \cdot u \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où $f \in \mathfrak{R}^{nf}$ est un vecteur décrivant les défauts.

I.6. MODELISATION DES PERTURBATIONS

En plus des défauts, le système peut être soumis à d'autres signaux dits entrées inconnues (perturbations et bruits), ainsi qu'à des incertitudes de modélisations. Si l'influence de ces signaux sur le système est connue, alors il est possible de réécrire les équations précédentes sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f) \cdot x + B(f) \cdot u + f_f^a + F \cdot d_a(t) \\ y = C(f) \cdot x + D(f) \cdot u + f_f^s + E \cdot d_s(t) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Où $d_a(t) \in \mathfrak{R}^{d \times 1}$ et $d_s(t) \in \mathfrak{R}^{p \times 1}$ représentent respectivement les perturbations et bruits agissant sur le système. La matrice F est dite matrice de distribution de $d_a(t)$.

L'origine des perturbations est souvent due à une modélisation imparfaite du système, engendrant une action non connue sur ce dernier. Les perturbations font l'objet de caractéristiques particulières. Lorsque ces dernières sont d'ordre statistique, le système est dit bruyant. Cet axe de recherche (stochastique) est particulier et a fait l'objet de peu d'études [Jam03]. L'étude en cours prend en compte le cas des perturbations déterministes.

Pour des raisons de simplicité, il est possible de mettre le système (I.11) sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F_d \cdot d_d + F \cdot f_f \\ y = C \cdot x + D \cdot u + E_d \cdot d_d + E \cdot f_f \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

$$F_f = [B \ H \ 0_{n \times p}], F_d = [F \ 0_{n \times p}], E_f = [0_{p \times m} \ 0_{p \times c} \ I_{p \times p}], E_d = [0_{p \times d} \ I_{p \times p}],$$

$$d_d = [d_a \ d_s]^T \in \mathfrak{R}^q \text{ et } f_f = [f_a \ f_s \ f_p]^T \in \mathfrak{R}^5.$$

Les matrices $I_{p \times p}$ et $0_{n \times p}$ sont respectivement la matrice identité de dimension $p \times p$ et la matrice nulle de dimension $n \times p$.

Généralement, dans les problèmes de détection et de localisation des défauts, c'est cette dernière modélisation qui est prise en compte. Cependant, il faut signaler que selon le contexte, les objectifs du diagnostic, les techniques utilisées et bien d'autres critères, ce modèle peut différer de façon à adapter aux exigences. Par exemple, pour résoudre le problème de détection et de localisation des défauts, il est possible de décomposer le vecteur défaut en des défauts que l'on désire détecter et qui constitueront alors le vecteur f_f et les défauts que l'on ne veut pas détecter et que l'on regroupera dans le vecteur d_d .

Pour être exploitable, au vu des objectifs de commande, le modèle doit traduire au mieux le comportement du système. Cependant, la précision d'un modèle est généralement obtenue au détriment de sa simplicité. Le choix entre ces deux modèles est difficile à effectuer.

Les modèles linéaires pour lesquels de nombreuses méthodes de traitement sont connues mais possédant une plage de fonctionnement limitée.

Les modèles non linéaires d'utilisation complexe mais possédant un domaine de validité étendu [Lal04].

Ensuite, nous allons faire un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts (FTC). Il est question de rappeler les différents concepts et définitions relatifs à ce domaine, de présenter les approches existantes ainsi, quelques méthodes de commandes tolérantes aux défauts.

I.7.ÉTAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC

Un système de commande tolérant aux défauts est un système capable de maintenir la stabilité et un certain degré de performance en présence de défauts [Pat97]. On distingue deux approches : passive et active. Dans l'approche passive on utilise les techniques du contrôle robuste [Cie07], [Nie05] de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu des défauts [Ete85], [Che01]. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande n'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.

A l'opposé de la voie passive, l'approche active réagit ' activement ' sur les défauts en reconfigurant la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système [Dia02]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande comme le montre La figure (I.4) qui présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts [Cie07], [Pat97] 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 et 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 [Rod05].

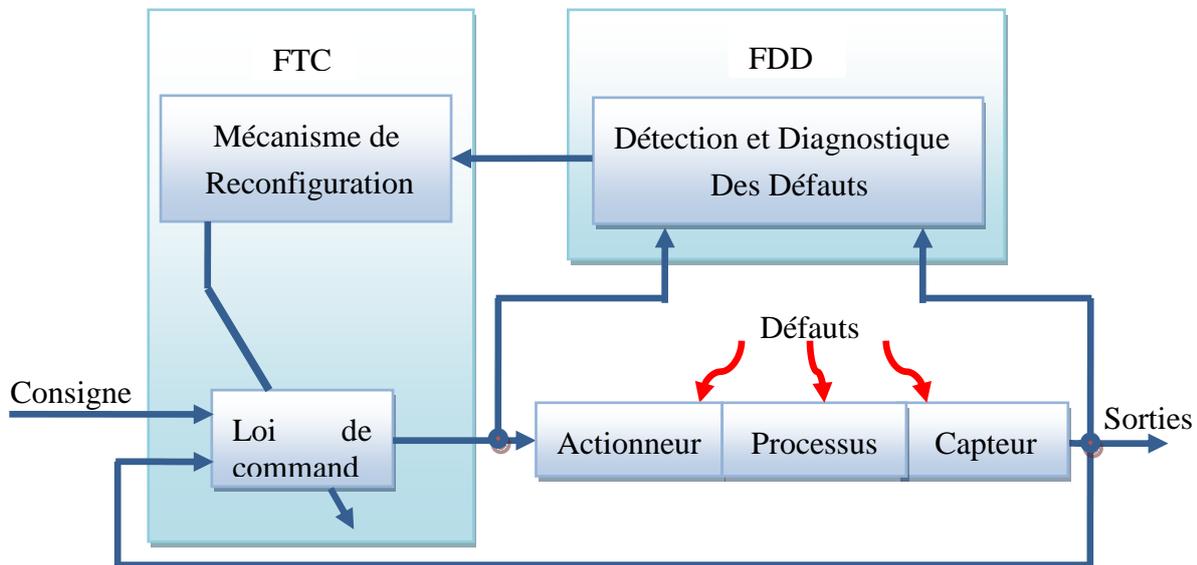


Figure I.4 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Comme nous avons dit, les approches FTC sont divisées en deux classes : les approches passives et les approches actives [Yen03], [Kan04]. Voir la figure (I.5) Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système [Nie05].

Lorsque l'on parle de reconfiguration du système, la structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

Lorsque l'on parle d'accommodation de défauts, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à commander restent inchangées. Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue les méthodes à base de projection, des méthodes de reconception en ligne. Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs précalculés hors ligne. Les méthodes de reconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande restructurable). La classification précédente est résumée sur cette figure.

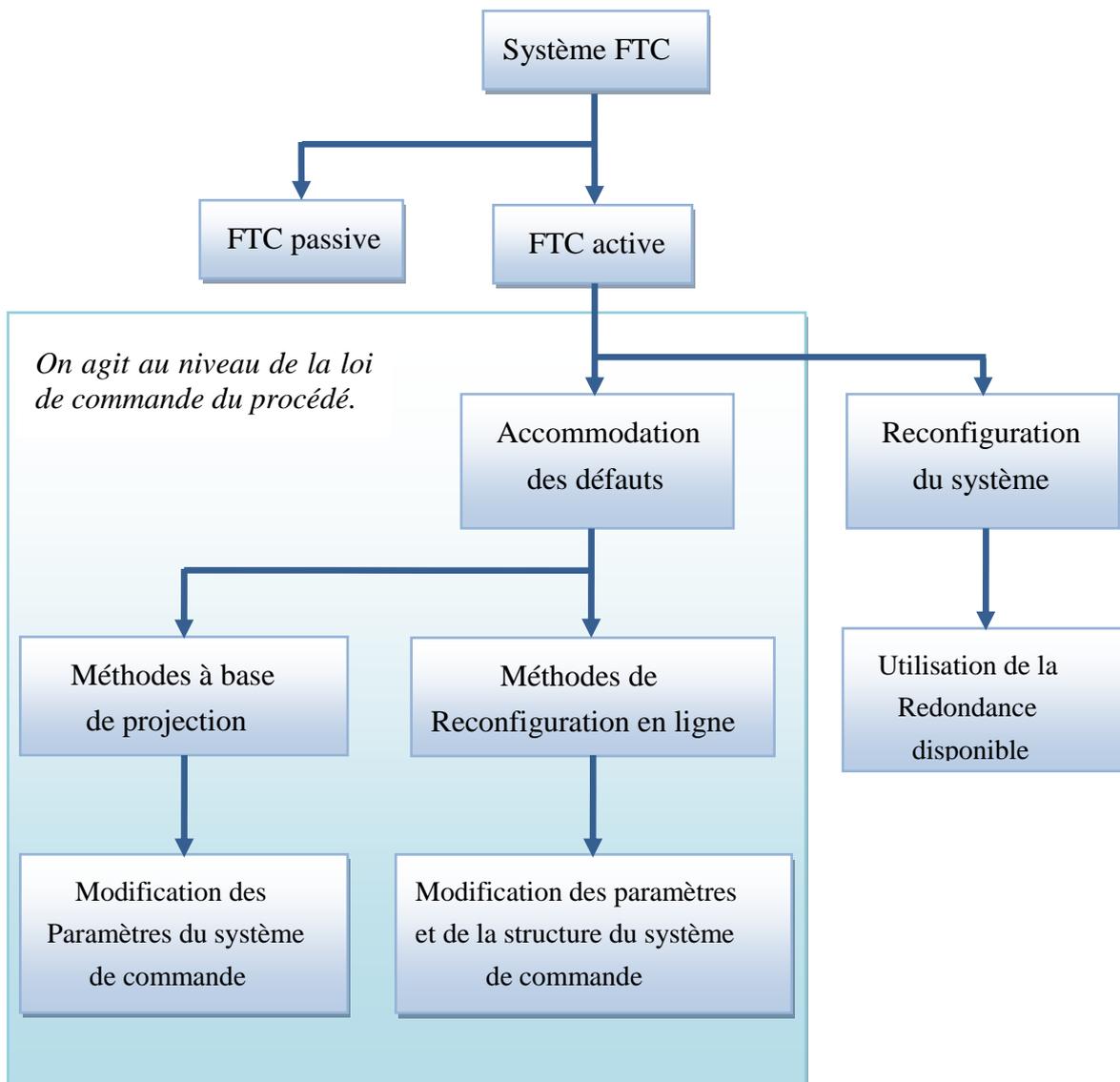


Figure I.5 Classification des approches FTC.

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 bloque 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.

I.8.DIFFERENTES METHODES FTC

Lorsqu'un recours à des chaînes redondantes d'actionneurs, composants et/ou capteurs n'est pas possible, l'objectif est alors de concevoir des stratégies d'accommodation de défauts permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut en utilisant les ressources disponibles. De très bons états de l'art sur l'analyse de ces méthodes peuvent être trouvés dans la liste non exhaustive des références suivantes : [Ast00], [Bla01], [Bla06], [Kan04], [Zha06]. Dans ces références, on peut identifier les principales méthodologies pour la conception de stratégies d'accommodation de défauts :

I.8.1 Techniques FTC passives

On trouve dans la littérature, une vaste panoplie d'outils de synthèse de loi de commande robuste. De nombreuses études utilisant les techniques de synthèse de loi de commande robuste basées sur la minimisation d'un critère, ont été menées pour la conception de stratégies passives de la commande FTC.

Dans [Jam03], les auteurs proposent de modéliser l'effet des défauts sur le système par un processus aléatoire. Une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère LQG, est ensuite utilisée pour synthétiser le correcteur FTC. Dans [Nie05], l'idée est d'utiliser la paramétrisation de Youla comme degré de liberté pour atteindre les performances FTC requises. Le problème est résolu à l'aide de la technique « loop shaping » de la commande robuste H_∞ . La minimisation d'un critère H_∞ est aussi le point initial autour duquel les travaux de Yang et Lum [Yan03], [Yan00] sont développés. La méthode de synthèse mise en jeu est basée sur les inégalités matricielles linéaires (LMI), ou sur la résolution d'équations algébriques de Riccati. La méthodologie proposée par Marcos et Balas [Mar05a], [Mar05b] consiste à synthétiser un régulateur à quatre degrés de liberté (4-DOF controller) [Net88]. La méthodologie implique donc la gestion d'un compromis entre les performances de régulation et de diagnostic. Même si l'idée de départ est séduisante d'un point de vue conceptuel, ce type de solution reste pour le moins discutable car cela conduit à détériorer les performances du système commandé en fonctionnement nominal (non défaillant).

I.8.2 Techniques FTC Actives

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. Une vue d'ensemble des techniques utilisées est donnée dans la suite :

Méthode du pseudo inverse

Soit le système en boucle fermée, dont le modèle nominal est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec une commande en retour d'état linéaire $u = -Kx$. L'apparition d'un défaut conduit à un changement du modèle qui devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_f = A_f x_f + B_f u_f \\ y_f = C_f x_f \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Cette méthode consiste à calculer une nouvelle matrice de gain K_f de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal en boucle fermée. i.e :

$$u_f = -K_f x_f, \text{ telle que : } A - BK = A_f - B_f K_f \quad (\text{I.15})$$

D'où :

$$K_f = B_f^+ (A_f - A + BK) \quad (\text{I.16})$$

B_f^+ étant la matrice pseudo inverse de B_f .

Les avantages de cette approche sont d'une part, sa simplicité ce qui la rend convenable à une implémentation en ligne, et d'autre part, la possibilité d'exprimer le changement dans toutes les matrices d'état en cas de défaut [Cha06].

Mais, le principal inconvénient relatif à cette méthode réside dans le fait que la loi de commande optimale ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant [Gao91]. Pour palier ce problème, la méthode du pseudo-inverse modifiée a été développée [Gao92]. D'autres modifications et améliorations de cette méthode ont été par la suite proposées dans la littérature (voir par exemple [Bac01],[Sta05],[Cui06]).

Méthode de placement de structure propre

Pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts cette méthode a été introduite initialement dans [And83] et a fait l'objet de plusieurs publications (voir par exemple [Kon96], [Tsu99]). C'est une méthode plus intuitive que la méthode du pseudo inverse, son objectif est de ramener la structure propre (c'est-à-dire les vecteurs et les valeurs propres) de la matrice A du modèle en boucle fermée en cas de défauts à la structure propre nominale. L'idée principale est d'affecter exactement certaines valeurs propres dominantes et en même temps de minimiser l'écart entre les vecteurs propres correspondants. L'avantage de cette approche comparée à la méthode du pseudo inverse, réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant.

Commande adaptative

La commande adaptative forme une classe très convenable pour l'approche FTC active. Grâce à leur capacité d'adaptation automatique aux changements des paramètres du système, c'est peut être l'approche la plus intuitive pour l'accommodation aux défauts internes. En effet, un défaut interne agit sur le système et provoque des variations des paramètres. L'identification en ligne de ces paramètres va permettre la modification de ceux du régulateur à structure fixe. Ces méthodes ont fait l'objet de beaucoup d'études, notamment dans le domaine de l'aéronautique [Dit88], [Hua90], [Rau95]. Néanmoins, l'un des inconvénients de ces approches réside dans la

difficulté de déterminer les matrices de pondération nécessaires au compromis stabilité /performance .Ainsi, les différentes situations étudiées ne font souvent intervenir que des défauts peu sévères et la présence de bruits n'est pas prise en compte.

Commande prédictive

Tout le potentiel de la commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts à été montré par Maciejowki [Ker99], [Mac97], [Mac03]. Elle consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. En plus, la commande prédictive offre la possibilité de traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation. L'intérêt de cette méthode dans un contexte FTC est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable. On notera tout de même que l'utilisation de la commande MPC nécessite une optimisation en ligne, exigeant une grande puissance de calcul.

Avec sa caractéristique d'auto-reconfiguration, la commande prédictive est très convenable à la conception d'une commande FTC. Cependant, la plupart de ces méthodes sont valables sous certaines hypothèses: le modèle des défauts (et leurs effets sur le système) doit être parfaitement connu, les défauts considérés doivent être de faible amplitude de telle sorte que les objectifs à atteindre par le système puissent rester inchangés après l'apparition des défauts.

Commande multi-modèle

C'est une autre approche FTC active qui attire l'attention des chercheurs pour la résolution du problème de l'accommodation pour les systèmes non linéaires. En effet, cette technique permet de commander un système non linéaire sur une large zone de fonctionnement, décomposée en plusieurs zones linéaires autour de différents points de fonctionnements. Il est alors possible d'appliquer les techniques linéaires pour les systèmes non linéaires .La loi de commande globale, dans ce cas, est déterminée à partir de n lois de commandes calculées pour toutes les situations possibles du système, décrites par un ensemble de n modèles .Le premier modèle correspond au fonctionnement nominal du système .Les autres situations prennent en compte l'apparition d'un défaut particulier, entraînant le système en dehors de sa zone de fonctionnement nominal. Les matrices de gain K_i de la commande sont calculées à l'avance pour chacun des modes de fonctionnement. La commande locale u_i est déterminée par la relation [Jam03]:

$$u_i = K_i \hat{X}_i \quad (\text{I.17})$$

Où \hat{X}_i est l'estimation de l'état du système fournie par le i^{eme} filtre. Une unité de calcul des probabilités de Bayes permet de calculer les probabilités $P(H_i / r_i)$ associées à chaque modèle possible par :

$$P(H_i / r_i) = \frac{P(H_i)P(r_i / H_i)}{\sum_{i=1}^n [P(H_i)P(r_i / H_i)]} \quad (\text{I.18})$$

Où $P(r_i / H_i)$ désigne la probabilité conditionnelle de l'innovation r_i issue du i^{eme} filtre et où $P(H_i)$ est la probabilité a priori du modèle H_i . La loi de commande globale appliquée au système est alors déterminée par:

$$U = \sum_{i=1}^n u_i P(H_i / r_i) \quad (\text{I.19})$$

Cette méthode requiert le calcul a priori des gains des régulateurs correspondant à chaque situation du système. Une méthode fondée sur le principe d'interaction a été développée pour des défauts de type capteur et actionneur [Zha99], Cette technique est basée sur une estimation d'état reconfigurée permettant d'éviter la modification du gain de la commande par retour d'état pour n'importe quelle situation du système.

Modèle de référence

Est une approche FTC active séduisante qui permet de concevoir une nouvelle loi de commande telle que les performances du système défaillant commandé s'approche le plus possible de celles d'un modèle de référence, au sens d'un critère [Fis96],[Huz97],[Bod97],[Ciu06]. Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \\ y_m = x_m \end{cases} \quad (I.20)$$

Où $r \in \mathfrak{R}^m$, $x_m \in \mathfrak{R}^n$ et $y_m \in \mathfrak{R}^p$ correspondent respectivement au signal de référence, aux états et aux sorties du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices K_r et K_x telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$u = K_r r + K_x x \quad (I.21)$$

Puisse maintenir un niveau de performance acceptable du système défaillant. Ce système défaillant est donné par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f x + B_f u \\ y = C_f x \end{cases} \quad (I.22)$$

Où $u \in \mathfrak{R}^m$ correspond aux entrées de commande, $y \in \mathfrak{R}^p$ aux sorties mesurées, et $x \in \mathfrak{R}^n$ aux états du système et où A_f, B_f et C_f sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètre f correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. On cherche alors les matrices K_r et K_x telles que le système défaillant (I.22) coïncide au modèle de référence (I.20) en boucle fermée.

Il vient alors que :

$$\begin{cases} K_x = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot (A_m - C_f \cdot A_f) \\ K_r = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot B_m \end{cases} \quad (I.23)$$

Comme nous le montre le résultat (I.23), une première limitation de cette méthode est liée au fait que la solution au problème « model following » existe si le système a le même nombre de signaux mesurés que d'actionneurs. Lorsque les matrices du système (A_f, B_f) dans (I.23) sont inconnues, on peut les substituer par une estimation de ces valeurs (\hat{A}, \hat{B}) , il en résulte alors une méthode indirecte (ou explicite) [Bod97], qui ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée. Afin de palier à ce problème, la méthode dite directe (ou implicite) peut être utilisée [Huz97], [Bod97]. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs K_r et K_x à partir d'une méthode adaptative.

Bloc FDD et FTC intégrés

Une autre approche de commande tolérante aux défauts consiste à intégrer le processus de surveillance des défauts FDD dans la procédure de commande FTC. Dans ce cas, les défauts possibles, sont représentés par des signaux et estimés par le même algorithme qui calcule la loi de commande. Les défauts sont tout d'abord modélisés puis une commande insensible à ces derniers est conçue. Ainsi, l'opérateur peut être averti de la présence du défaut grâce aux processus de surveillance [Nou00].

Il y a cependant, plusieurs autres approches intégrant les blocs FDD et FTC : combinaison des approches FDD à base de modèles multiples avec la redistribution de la commande ou avec régulateur PID [Zho98], combinaison de méthodes FDD et FTC adaptatives [Bos03], reconfiguration basée sur l'ajout d'un résidu issu du bloc FDD à la commande nominale.

D'autres approches ont été proposées dans le cadre de l'approche active de la commande tolérante aux défauts, parmi lesquelles, l'utilisation de l'optimisation convexe ou encore la commande LQ où un choix adéquat des matrices de pondération permet d'atténuer l'effet des défauts sur le processus. Il est à noter aussi l'existence de méthodes basées sur des approches heuristiques [Nie05] et les réseaux de neurones et la logique floue [Dia01].

I.9.CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et l'orientation de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine. Aussi, nous avons données une revue sur un certain nombre de travaux de recherche effectués dans ce domaine. Chaque méthode de commande FTC a fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

Etant donné que l'objectif sis par notre travail est l'application des techniques FTC à la machine asynchrone triphasée, une modélisation mathématique de cette dernière s'impose. Ceci fera l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Tolérante Passive Par Backstepping de la MAS

II.1.INTRODUCTION

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherche a été effectué dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le Backstepping [Tan99], [Gao91] fait partie de ces nouvelles méthodes de commande. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en assurant la stabilité globale de commande.

Ce chapitre présente dans un premier temps, une brève introduction sur les notions théoriques de stabilité des systèmes non linéaires et du vocabulaire qu'il comporte et, dans un deuxième temps, il introduit la commande par Backstepping de la MAS basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Le chapitre se termine par des simulations du système en boucle fermée dans les différentes situations dans lesquelles peut évoluer la MAS.

II.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

II.2.1 Hypothèses simplificatrices :

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [Car95]:

- L'entrefer constant et la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.
- Les pertes ferromagnétiques et l'effet des encoches sont négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement, n'est pas prise en compte.

La figure (A.1) représente la structure principale de la machine asynchrone, elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase

rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la MAS.

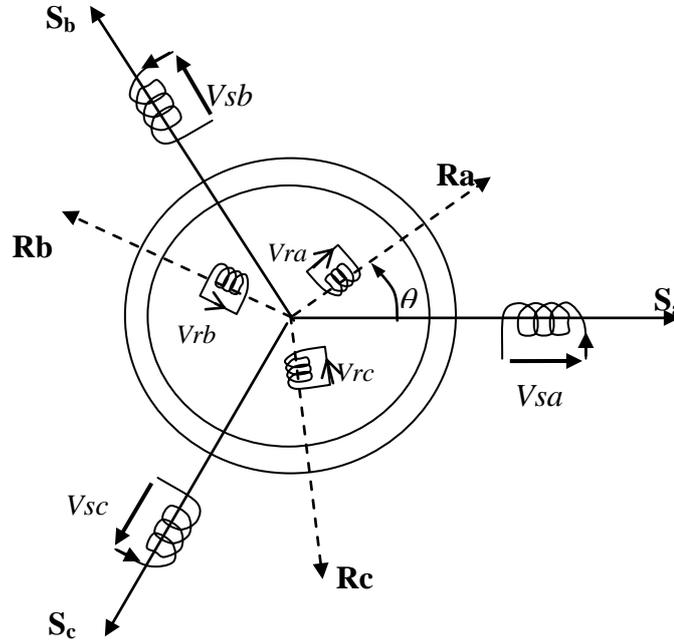


Figure A.1 **Représentation des enroulements de la machine asynchrone**

II.2.2 Equations électriques

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

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

II.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et rotorique.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II.5})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MAS

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé. Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [Cha84]. Selon la figure (II.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cos \theta_a + V_{sb} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3}(V_{sa} \sin \theta_a + V_{sb} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

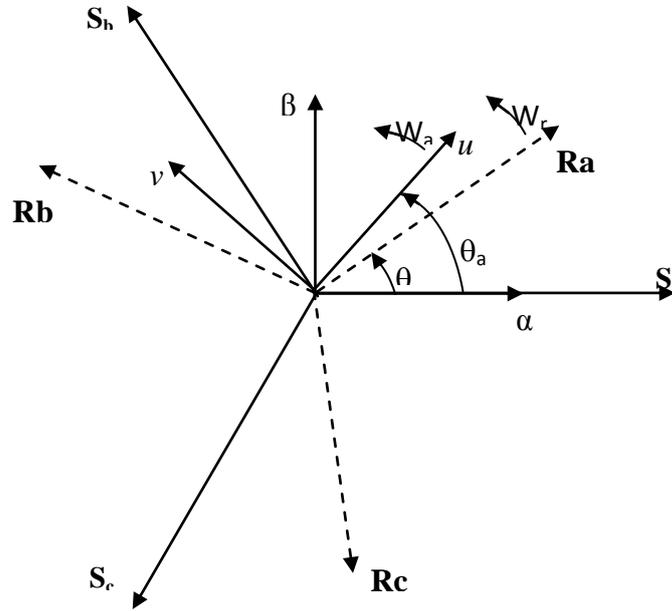


Figure A.2 **Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.**

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe S_a et l'axe d .

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

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.9) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{II.10})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (II.9) et (II.10) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

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

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

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

II.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé

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

Après tout développement de calcul, les équations (II.1), (II.2) et I.3) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

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

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$L_s = l_s - M_s$, $L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du stator et du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

II.3.2 Choix du référentiel

Les équations de la machine peuvent être réécrites dans le repère (α, β) à condition de choisir le référentiel. Pour un référentiel lié au stator Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

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

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

II.3.3 Equation électromagnétique et mécanique

L'expression du couple électromagnétique, est exprimée par l'équation suivante en fonction des flux et courants statoriques.

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{II.21})$$

L'évolution de la vitesse mécanique Ω_r avec $\omega_r = p \Omega_r$ en fonction du couple électromagnétique C_e et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{II.22})$$

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paire de pôles.

II.4 MISE EN EQUATION D'ETAT

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière, en choisissant comme variables d'états les courants statoriques, les flux rotoriques selon les axes (α, β) et la vitesse électrique du rotor ω_r [Lal04]. Et comme vecteur de commande les tensions statoriques selon les axes (α, β) . Le couple résistant C_r comme perturbation.

Après l'arrangement des équations (II.15), (II.16), (II.19), (II.20) on obtient ce système :

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} - \frac{M}{L_r} \Phi_{r\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} - \frac{M}{L_r} \Phi_{r\beta} \\ u_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ u_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} + \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Alors le modèle de la MAS peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r \quad (\text{II.24})$$

La matrice d'entrée B et le vecteur d sont données par :

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Le modèle (A.24) peut être réécrit d'une façon plus détaillée :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec l'expression du champ de vecteur $f(x)$ suivante:

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ f_2(x) = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ f_3(x) = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ f_4(x) = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ f_5(x) = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.4.1 Paramètres du modèle d'état

Soit le vecteur \mathfrak{G} composé des coefficients a_i , b_i et d_i du modèle de la machine

$$\mathfrak{G} = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ b_1 \ b_2 \ d_1] \quad (\text{II.28})$$

Les composantes de ce vecteur s'expriment en fonction des paramètres mécaniques et électriques de la MAS comme suit :

$$a_1 = a_4 = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) = -\frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{L_r (L_r L_s - M^2)} ; \quad a_2 = a_6 = \frac{1-\sigma}{T_r M \sigma} = \frac{M R_r}{L_r (L_r L_s - M^2)} ;$$

$$a_3 = -a_5 = \frac{1-\sigma}{M \sigma} = \frac{M}{L_r L_s - M^2} ; \quad a_7 = a_{10} = \frac{M}{T_r} = \frac{M R_r}{L_r} ; \quad a_8 = a_{12} = -\frac{1}{T_r} = -\frac{R_r}{L_r} ;$$

$$a_9 = -a_{11} = -1 ; \quad a_{13} = -a_{14} = -\frac{P^2 M}{J L_r} ; \quad a_{15} = -\frac{f}{J} ; \quad b_1 = b_2 = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_r L_s - M^2} ; \quad d_1 = -\frac{p}{J} ;$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion.} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail [Cha04] sont donnés en Annexe [A].

II.4.2 Perturbations paramétriques

$$\mathcal{G}^0 = [a_1^0 \quad a_2^0 \quad \cdots \quad a_{15}^0 \quad b_1^0 \quad b_2^0 \quad d_1^0] \quad (\text{II.29})$$

Un terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ inconnu mais tout le temps borné s'ajoute dans le modèle (II.26) qui prend alors la forme

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \Delta(x, \Delta a_i) \quad (\text{II.30})$$

Une façon de simuler l'effet des variations paramétriques sur le comportement de la machine est de provoquer à un instant donné, un changement aléatoire dans les coefficients du système (II.27).

Exprimons d'abord les variations paramétriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s \rightarrow R_s^0 + \Delta R_s ; L_s \rightarrow L_s^0 + \Delta L_s ; f \rightarrow f^0 + \Delta f \\ R_r \rightarrow R_r^0 + \Delta R_r ; L_r \rightarrow L_r^0 + \Delta L_r ; J \rightarrow J^0 + \Delta J \end{array} \right\} \quad (\text{II.31})$$

Ce qui engendre les variations suivantes dans les coefficients du modèle (II.27) :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 \rightarrow a_1^0 + \Delta a_1 \\ a_2 \rightarrow a_2^0 + \Delta a_2 \\ \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ a_{15} \rightarrow a_{15}^0 + \Delta a_{15} \\ b_1 \rightarrow b_1^0 + \Delta b_1 \\ b_2 \rightarrow b_2^0 + \Delta b_2 \\ d_1 \rightarrow d_1^0 + \Delta d_1 \end{array} \right\} \quad (\text{II.32})$$

L'expression des variations du vecteur \mathfrak{G} est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Soit A une application de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, la différentielle totale exacte de $A(x, y, \dots, z)$ image de (x, y, \dots, z) est donnée par :

$$dA = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot dy + \dots + \frac{\partial A}{\partial z} \cdot dz \quad (\text{II.33})$$

On peut écrire aussi :

$$\Delta A = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot \Delta x + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot \Delta y + \dots + \frac{\partial A}{\partial z} \cdot \Delta z \quad (\text{II.34})$$

Ainsi nous obtenons les variations des composantes de \mathfrak{G} par application de la formule (II.34) aux coefficients exprimée dans (II.27) :

$$\Delta a_1 = \Delta a_6 = \frac{1}{L_r^0 L_s^0 - M^2} \left[\left[L_r^0 \Delta R_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta R_r \right] - \frac{1}{L_r^{0^2} (L_r^0 L_s^0 - M^2)} [\gamma_1 \Delta L_s + \gamma_2 \Delta L_s] \right],$$

$$\Delta a_2 = \Delta a_6 = \frac{MR_r^0}{L_r^0 (L_r^0 L_s^0 - M^2)^2} \left[\frac{(L_r^0 L_s^0 - M^2)}{R_r^0} \Delta R_r - L_r^0 \Delta L_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta L_r \right]$$

$$\Delta a_3 = -\Delta a_5 = -\frac{M}{(L_r^0 L_s^0 - M^2)^2} [L_s^0 \Delta L_r + L_r^0 \Delta L_s]; \quad \Delta a_7 = \Delta a_{10} = \frac{MR_r^0}{L_r^0} \left[\frac{\Delta L_r}{L_r^0} - \frac{\Delta R_r}{R_r^0} \right];$$

$$\Delta a_8 = \Delta a_{12} = -\frac{R_r^0}{L_r^0} \left[\frac{\Delta L_r}{L_r^0} - \frac{\Delta R_r}{R_r^0} \right]; \quad \Delta a_9 = \Delta a_{11} = 0; \quad \Delta a_{13} = -\Delta a_{14} = \frac{P^2 M}{J^0 L_r^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta L_r}{L_r^0} \right];$$

$$\Delta a_{15} = \frac{f^0}{J^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta f}{f^0} \right]; \quad \Delta b_1 = \Delta b_2 = -\frac{L_r^0}{(L_r^0 L_s^0 - M^2)^2} \left[L_r^0 \Delta L_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta L_r \right]; \quad \Delta d_1 = \frac{P}{J^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} \right];$$

Où :

$$\gamma_1 = L_r^{0^2} (R_s^0 L_r^{0^2} + (L_r^0 L_s^0 - M^2) R_r^0 M^2)$$

$$\gamma_2 = (L_r^{0^2} M^2 + (2L_r^0 L_s^0 - M^2) R_r^0 M^2)$$

Se basant sur ce résultat, on injecte (II.32) dans (II.26) pour obtenir un système d'équations de la forme (II.30). Soit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) + \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r + \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de $\Delta(x, \Delta a_i)$:

$$\Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta a_1 x_1 + \Delta a_2 x_3 + \Delta a_3 x_4 x_5 + \Delta b_1 u_1 \\ \Delta a_4 x_2 + \Delta a_5 x_3 x_5 + \Delta a_6 x_4 + \Delta b_2 u_2 \\ \Delta a_7 x_1 + \Delta a_8 x_3 + \Delta a_9 x_4 x_5 \\ \Delta a_{10} x_2 + \Delta a_{11} x_3 x_5 + \Delta a_{12} x_4 \\ \Delta a_{13} x_1 x_4 + \Delta a_{14} x_2 x_3 + \Delta a_{15} x_5 + \Delta d_1 C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

II.5 DEFAUTS DANS LA MAS

II.5.1 Introduction :

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème. De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes, très variées [Cas03], [Don85] :

II.5.2 Cause des défauts :

Les causes des défauts sont multiples. Ils peuvent être classés en trois groupes [Bou01], [Cas03]:

- a) Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problème mécanique, rupture de fixation, problème d'isolation, survoltage d'alimentation ...
- b) Les amplificateurs de défauts : survoltage fréquente, vibration mécanique, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvaise graissage, vieillissement...

- c) Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défaut de fabrication, défautuosité des composants, protections inadaptées, mauvaise dimensionnement de la machine...

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire [Cas03]. De nombreuses méthodes ont été mises au point. La plupart sont basées sur une analyse vibratoire. Nous nous intéressons essentiellement à celles basées sur les signaux électriques.

II.5.3 Principaux défauts :

Les principaux défauts de la MAS peuvent être classés comme suit :

- Les défauts de roulements,
- Les défauts du rotor,
- Les défauts du stator ou de l'armature,
- Les défauts reliés à l'excentricité (statique ou dynamique).

Des études ont permis d'effectuer une répartition des défauts de la MAS [Raz03] :

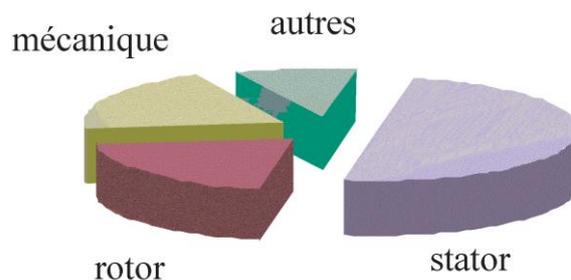


Figure A.3 La répartition des pannes de la machine asynchrone.

II.5.4 Méthodes de diagnostic des défauts de la MAS

L'intérêt grandissant porté à la détection des défauts de la MAS est dû essentiellement aux conséquences importantes causées par l'apparition d'une panne au niveau de celle-ci, qui, il faut le dire, a intégré de nombreuses applications industrielles. Par conséquent, toute technique capable de détecter ce genre de défaut plus rapidement (FDI-FDD) est la bienvenue, car elle permet d'éviter les situations catastrophiques et d'élaborer des procédures de réparation.

A cet effet, différentes méthodes de diagnostic de la MAS ont été proposées. Il est possible de les classer en deux catégories, les méthodes de tests et les méthodes modernes [Lal04], [Ham95].

II.5.4.1 Les méthodes de tests

Les méthodes de tests utilisent des grandeurs caractéristiques de la MAS (les courants, la puissance et la vitesse). Bien qu'elles soient simples, elles présentent des inconvénients : elles sont imprécises et en général, elles ne permettent pas la localisation des défauts, puisque différents défauts peuvent influencer les mêmes grandeurs, de la même manière [Ham95].

II.5.4.2 Les méthodes modernes

Les méthodes modernes apportent des solutions nouvelles au diagnostic des défauts de la MAS et répondent aux limitations des méthodes de tests. Elles sont basées sur un traitement mathématique puissant qui met en valeur une information sensible aux défauts. Le développement des méthodes modernes s'accroît en raison des progrès en microélectronique ainsi qu'au développement des méthodes faisant appel aux outils mathématiques et de traitement du signal. Ces méthodes se subdivisent en deux classes :

a) Les méthodes d'estimation des paramètres

Elles utilisent les variations des paramètres du modèle de la MAS pour détecter la présence d'un défaut [Chr99], [Nett88] car certains défauts peuvent être traduits sous forme de variations paramétriques. Par exemple : la rupture d'une barre dans la cage du rotor peut être traduite par une augmentation de la résistance rotorique. Cependant, un inconvénient majeur de cette méthode consiste en le fait qu'elle ne s'applique pas à tous les défauts puisque, il n'est pas possible de détecter par exemple les défauts d'excentricité du rotor. Les méthodes FDI à base d'observateurs rentrent dans la catégorie des méthodes d'estimation des paramètres [Hen99].

b) Les méthodes d'analyse spectrale

L'analyse spectrale des grandeurs caractéristiques de la MAS, tel que le courant statorique permet de détecter la présence d'un nombre important de défauts. Quelque soit la méthode utilisée, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour les traiter. Quatre signaux élémentaires peuvent être prélevés. Il s'agit de:

- Courants statoriques,
- Flux rayonnant de la machine,
- Vibrations,
- La vitesse de rotation.

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée pour deux raisons. Les courants sont faciles à mesurer, le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone [Did04].

Mais la mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine spectral ne peuvent servir, en termes d'identification, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut [Che01], [Ben99], [Cas03] sont connues. Cette méthode ne s'applique actuellement qu'en régime permanent.

II.5.5 Les harmoniques dues aux défauts

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite. Il est ainsi possible de détecter la présence de spires en court circuit, d'excentricité du rotor, la rupture d'anneau de la cage rotorique...etc [Cru99], [Raz03].

a) Défauts des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement, causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation [Did04].

Les défauts des roulements se manifestent comme de défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Pour ce la les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrit par cette expression [Raz02] :

$$f_{bng} = |f_a \pm m \cdot f_{vib}| \quad (\text{II.37})$$

Ou f_{vib} : l'une des fréquences des vibrations mécaniques, $m = 1, 2, 3, \dots$

f_a : Fréquence d'alimentation

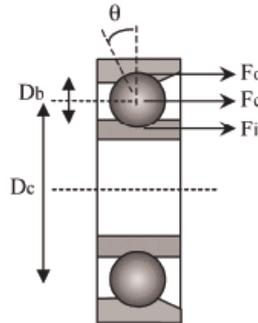


Figure A.4 Les roulements à billes.

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulements varient selon le type du défaut comme suit :

Type de défaut dans le roulement	Fréquence de vibration
défaut de la cage externe du roulement	$f_{vib} [Hz] = (n_b/2) f_r [1 - Db \cos(\theta)/Dc]$ (II.38)
défaut de la cage interne du roulement	$f_{vib} [Hz] = (n_b/2) f_r [1 + Db \cos(\theta)/Dc]$ (II.39)
défaut de billes	$f_{vib} [Hz] = (Db \cdot f_r / Dc) [1 - (Db \cos(\theta)/Dc)^2]$ (II.40)
défaut du Train du roulement	$f_{vib} [Hz] = (f_r/2) [1 - Db \cos(\theta)/Dc]$ (II.41)

Tableau A.1 fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement.

Où f_r = fréquence de rotation, n_b = nombre de billes, D_b = diamètre des billes,
 D_c = distance du centre des billes, θ = l'angle de contact de la bille avec la cage.

b) Défauts relatifs à l'excentricité

L'excentricité d'une machine apparaît lorsque l'espace entre le stator et le rotor n'est pas uniforme. Quand l'excentricité devient importante, les forces radiales déséquilibrées résultantes (également connues sous le nom de traction magnétique non équilibrée ou Unbalanced Magnetic Pull / UMP) peuvent provoquer une bande de frottement entre le stator et le rotor, et ceci peut avoir comme conséquence l'endommagement du stator et du rotor. On distingue généralement trois cas d'excentricité:

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. On aura l'excentricité dynamique, quand le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe et l'excentricité mixte, est une associant des deux cas cités précédemment [Cas03].

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante :

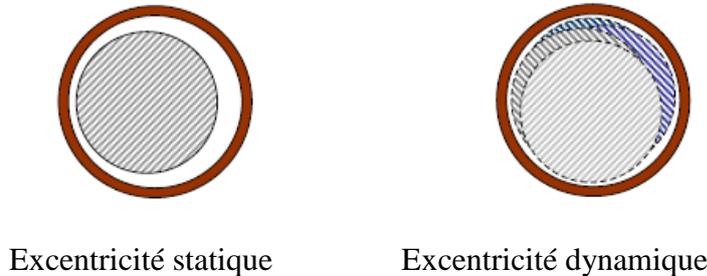


Figure A.5 Les défauts d'excentricité.

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés [Oud06]. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants les équations donnant les fréquences des composantes d'intérêt sont :

$$f_{ex} = \left[(kR \pm n_d) \frac{(1-g)}{P} \pm v \right] f_a \quad (\text{II.42})$$

k : un nombre entier

g : glissement ;

R : le nombre de fentes dans le rotor;

f_a : fréquence du signal d'alimentation ;

P : nombre de paire de pôles;

N : l'ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator ($v = \pm 1, 2, 3 \dots$ etc.)

n_d : l'ordre d'excentricité ($n_d = 0$ dans le cas d'excentricité statique, et $n_d = 1, 2, 3 \dots$ en cas d'excentricité dynamique);

Néanmoins, En cas d'excentricité mixte, d'autres composantes de basses fréquences peuvent être détectées autour du fondamental pour toutes les machines :

$$f_{ex} = |f_a \pm kf_r| \quad (\text{II.43})$$

c) Les défauts de l'armature ou du stator

Ces défauts sont habituellement liés à une isolation défailante. Ils sont généralement connus comme défauts entre terre et phase ou entre phases. Ces défauts peuvent ne pas être détectés au début, mais au cours du temps et tour après tour, leurs effets augmentent et ils deviennent des défauts majeurs (agissent en dérive). Presque 30-40 % des défauts des machines électriques font partie de cette catégorie.

Ils peuvent être dus à plusieurs raisons, parmi lesquelles [Bou08], [Bou01]: Un grand noyau du stator ou la température d'enroulements est élevé, un Attachement lâche à la fin de l'enroulement, une contamination due à l'huile, moisissure et saleté ou un Cycle de démarrage fréquent.

Les fréquences à détecter dans la composante axiale du flux sont donnés par :

$$f_s = \left[k \pm n \cdot \frac{(1-g)}{P} \right] f_a \quad (\text{II.44})$$

Où : P = le nombre de paires de pôles

f_a = la fréquence d'alimentation

$k = 1, 3$

g = le glissement

$n = 1, 2, 3 \dots (2p-1)$

L'harmonique qui s'ajoute au spectre du courant en cas de défauts dans les enroulements statoriques est caractérisée par la fréquence :

$$f_s = f_a \quad (\text{II.45})$$

d) Défauts du rotor

D'où proviennent les pannes rotoriques dans les moteurs asynchrones?

Que cela soit un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné ou pas, la panne la plus probable est celle rotorique. Elle se traduit par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique [Fis96]. Cette défailance rotorique induit hélas des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine.

Pour détecter les défauts du rotor. Il s'agit d'étudier les composantes de la bande latérale, f_{ro} autour du fondamental f_a . Les fréquences à détecter sont donnés par :

$$f_{ro} = (1 \pm 2g) \cdot f_a \quad (\text{II.46})$$

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.

- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

L'inertie du moteur et de la charge affecte également la grandeur de ces bandes latérales, d'autres composantes spectrales pouvant être observées dans le courant de ligne du stator sont donnés ci-après :

$$f_{ro} = \left\{ \left(\frac{k}{p} \right) (1-g) \pm g \right\} f_a \quad (\text{II.47})$$

Où : f_{ro} = fréquences détectables dans le spectre du courant ; $k/P = 1.3.5...$

II.6 MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MAS en présence de défauts. Un terme V représentant une perturbation inconnue mais tout le temps borné – qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine – s'ajoute dans modèle (II.24) qui s'écrit alors – en absence de perturbations paramétriques – sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \sigma \cdot V \quad (\text{II.48})$$

En absence de défauts, V est identiquement nul et on a

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Comme il a été précisé plus haut, nous nous basons sur l'analyse du spectre des courants statoriques pour détecter les défauts qui y provoquent une ou plusieurs harmoniques dont les fréquences ont été données dans la section précédente.

II.6.1 Modélisation des harmoniques

Soient I_A et I_B les courants des phases (A , B) du moteur, en cas de défaut, ils sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation $2\pi f_i$ (f_i étant la fréquence caractéristique du défaut) et une amplitude et phase A_i et φ_i respectivement :

$$A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (\text{II.50})$$

Notons que seule f_i est connue, A_i et φ_i sont inconnues à priori et reflètent l'état initial du défaut. Les courants I_A et I_B en cas de défauts prennent donc la forme suivante :

$$\begin{cases} I_A \rightarrow I_A + A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ I_B \rightarrow I_B + A_i \cos(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

n_f étant le nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

De même pour les courants dans le repère de Park :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour l'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. Par contre, la pulsation ω_i n'est pas égale à $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par :

$$\omega_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi \cdot (f_i + f_a) \quad (\text{II.53})$$

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état (II.24) est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d'équations d'état :

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (\text{II.54})$$

Le système (II.54) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statoriques. La matrice dynamique S étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations ω_i

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

On écrit alors l'équation (II.54) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & S_2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & S_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

II.6.2 Résolution de l'exosystème

L'état z du système exogène (II.54) se décompose en n_f sous état du second ordre :

$$\begin{cases} \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Et le sous état z_i possède une dynamique similaire à (II.54) vue la forme diagonale de la matrice S .

$$\dot{\bar{z}} = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (\text{II.59})$$

Ou encore

$$\dot{\bar{z}}_i = \begin{bmatrix} \dot{z}_{2i-1} \\ \dot{z}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i z_{2i} \\ -\omega_i z_{2i-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

En posant $y = z_{2i-1}$ on obtient :

$$\begin{cases} \ddot{y} = \ddot{z}_{2i-1} = \omega_i \dot{z}_{2i} = -\omega_i^2 z_{2i-1} = -\omega_i^2 y \\ \text{soit} \\ \ddot{y} + \omega_i^2 y = 0 \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

La solution de l'équation (II.61) est connue, c'est une sinusoïde de la forme $y = A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$.

Donc :

$$\begin{cases} y = z_{2i-1} = A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \Rightarrow z_{2i} = A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \text{ou} \\ \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \\ A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Ainsi, nous avons trouvé la valeur instantanée de \bar{z}_i et nous pouvons construire le vecteur z :

$$z = \left[\bar{z}_1 \quad \bar{z}_2 \quad \dots \quad \bar{z}_{n_f} \right]^T \quad (\text{II.63})$$

Les amplitudes A_i et les phases φ_i ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leur sévérité.

En considérant l'équation (II.52), on peut écrire en vertu de (II.62), la nouvelle forme des courants i_α et i_β :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

Cette équation, peut être réécrite sous une forme matricielle plus compacte

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + Q_d z \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + Q_q z \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Avec l'expression des matrices Q_d et Q_q telles que $\dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2n_f$:

$$\begin{cases} Q_d = [1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0] \\ Q_q = [0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1] \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

En utilisant (II.66) les dérivées des courants i_α et i_β , prennent la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha \rightarrow \dot{i}_\alpha + Q_d \cdot S \cdot z \\ \dot{i}_\beta \rightarrow \dot{i}_\beta + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

II.6.3 Effet sur le modèle d'état

Pour obtenir le modèle de la MAS en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (II.66) et (II.68) dans (II.24) en se rappelant que $i_\alpha = x_1$ et $i_\beta = x_2$. Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

II.6.4 Expression matricielle des perturbations

Se basant sur (II.70) on peut écrire les perturbations des défauts V sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit :

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \\ \text{soit} \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (II.17) et qui sont générées par le système (II.54) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

II.6.5 Exemples de défauts :

a) un seul défaut affecte la machine au niveau du stator

Dans ce cas une seule harmonique de pulsation ω_1 affecte les courants i_α et i_β et nous avons:

$$\dim(z) = 2 ; \dim(S) = 2 \times 2 ; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2 ; \dim(\Gamma) = 2 \times 2$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d = [1 \ 0] ; Q_q = [0 \ 1] \quad (\text{II.73})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 & \omega_1] \\ [-\omega_1 & a_4] \end{bmatrix}$$

b) deux défauts affectent la machine au niveau du stator et du rotor.

Dans ce cas, le défaut du stator génère une seule harmonique de pulsation ω_1 et celui du rotor en génère deux de pulsation ω_2 et ω_3 et nous avons:

$$\dim(z) = 6 ; \dim(S) = 6 \times 6 ; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 6 ; \dim(\Gamma) = 2 \times 6$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0] ; Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1] \quad (\text{II.74})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 & \omega_1 & a_1 & \omega_2 & a_1 & \omega_3] \\ [-\omega_1 & a_4 & -\omega_2 & a_4 & -\omega_3 & a_4] \end{bmatrix}$$

II.7. COMMANDE FTC PASSIVE PAR BACKSTEPPING BASEE SUR LE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique [Bel07], [Cha07]. Dans ce qui va suivre, nous allons tout d'abord présenté dans un premier temps un bref historique du Backstepping. Dans un deuxième temps donner le principe de la commande vectorielle, Finalement, l'application du Backstepping à la commande de la machine.

II.7.1. Introduction au Backstepping

Le Backstepping a été développé par [Kan91] et inspiré par les travaux de [Feu78] d'une part et [Kok89] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

II.7.2. Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une commande basée sur le principe du champ orienté. A donnée lieu à des réalisations industrielles depuis son développement par [Bla72]. Son objectif est d'avoir un couple électromagnétique proportionnel au courant statorique de la machine (comme dans le cas d'une machine à courant continu à flux constant) dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine.

Cette méthode consiste à orienter le flux rotorique suivant la direction de l'axe tournant (d), ce qui permet à transformer le modèle de la machine donné par (II.26) dans le repère tournant ($\alpha\beta$). Dans ces nouvelles coordonnées, on peut noter qu'en maintenant le flux rotorique de la machine constant, on obtient un couple électromagnétique proportionnel à la variable de commande représentée par le courant statorique [Cha05].

Soit le modèle (II.24) de la machine asynchrone qui peut être réécrit d'une façon plus détaillée dans le repère ($\alpha\beta$) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + bu_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + bu_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

Avec l'expression du champ de vecteur $f(x)$ suivante:

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 \\ f_2(x) = a_4x_2 + a_5x_3x_5 + a_6x_4 \\ f_3(x) = a_7x_1 + a_8x_3 + a_9x_4x_5 \\ f_4(x) = a_{10}x_2 + a_{11}x_3x_5 + a_{12}x_4 \\ f_5(x) = a_{13}x_1x_4 + a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

Dans le repère tournant (dq), la composante du flux rotorique Φ_{rq} est nulle. Par conséquent, le couple électromagnétique est découplé avec le flux.

La position du rotor est définie par l'angle θ_s comme suit :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{II.77})$$

La transformation du repère $\alpha\beta \rightarrow dq$ se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.79})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

Avec :

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_{r\alpha} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \right]$$

$$\overline{\Phi_r} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)]$$

Donc les équations (II.16), (II.17) et (II.18) deviennent :

$$i_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{II.81})$$

$$i_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}}$$

$$\Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.82})$$

$$\Phi_{rq} = 0$$

$$V_{sd} = u_1 = \frac{V_{s\alpha} \cdot \Phi_{r\alpha} - V_{s\beta} \cdot \Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{II.83})$$

$$V_{sq} = u_2 = \frac{V_{s\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - V_{s\alpha} \Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}}$$

Dans cette partie, on applique la transformation $\alpha\beta \rightarrow dq$ au système d'équations (II.13), dont le calcul détaillé est présenté dans l'annexe [C].

Le nouveau modèle de la machine dans le repère (dq) est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 + b u_1 \\ \dot{x}_2 = -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 + b u_2 \\ \dot{x}_3 = a_8 x_3 + a_{10} x_1 \\ \dot{x}_4 = 0 \\ \dot{x}_5 = a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.84})$$

Avec :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_d \ \Phi_{rq} \ \omega_r]^T ; \ \Phi_d = \Phi_{rd} ; \ \dot{\theta}_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + a_7 \cdot \frac{x_2}{x_3}$$

II.7.3 Application du Backstepping a la MAS

La technique de commande par Backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en trois étapes [Paq00], [Bel07], [Cha07].

Etape 1

Cette première étape consiste à identifier les erreurs ε_1 et ε_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse électrique réelle ω_r et la vitesse électrique de référence ω_r^d ainsi que le module du flux rotorique Φ_d et celui de référence Φ_d^d .

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= x_5^d - x_5 \\ \varepsilon_2 &= x_3^d - x_3 \end{aligned} \quad (\text{II.85})$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \dot{x}_5^d - \dot{x}_5 = \dot{x}_5^d - a_{14} x_2 x_3 - a_{15} x_5 - d_1 C_r \\ \dot{\varepsilon}_2 &= \dot{x}_3^d - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^d - a_8 x_3 - a_{10} x_1 \end{aligned} \quad (\text{II.86})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2} (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \quad (\text{II.87})$$

On choisie les fonctions stabilisantes comme suit:

$$\begin{aligned} (x_2)_{ref} &= \frac{1}{a_{14} x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d) - a_{15} x_5 - d_1 C_r \\ (x_1)_{ref} &= \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3) \end{aligned} \quad (\text{II.88})$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par:

$$\dot{\varepsilon}_1 = -k_1 \varepsilon_1 \text{ et } \dot{\varepsilon}_2 = -k_2 \varepsilon_2$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est:

$$\dot{v}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 < 0 \quad (\text{II.89})$$

Avec :

$$k_1 > 0, k_2 > 0$$

Etape 2

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{aligned} \varepsilon_3 &= (x_2)_{ref} - x_2 \\ &= \frac{1}{a_{14} x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d) - a_{15} x_5 - d_1 C_r - x_2 \\ \varepsilon_4 &= (x_1)_{ref} - x_1 \\ &= \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3) - x_1 \end{aligned} \quad (\text{II.90})$$

Alors l'équation (II.24) sera de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= -k_1 \varepsilon_1 + a_{14} \varepsilon_3 \\ \dot{\varepsilon}_2 &= -k_2 \varepsilon_2 + a_{10} \varepsilon_4 \end{aligned} \quad (\text{II.91})$$

La dérivée de (II.28) nous donne:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_3 &= (\dot{x}_2)_{ref} - \dot{x}_2 \\ &= (\dot{x}_2)_{ref} - f_2(x) - bu_2 \\ \dot{\varepsilon}_4 &= (\dot{x}_1)_{ref} - \dot{x}_1 \\ &= (\dot{x}_1)_{ref} - f_1(x) - bu_1 \end{aligned} \quad (\text{II.92})$$

Où :

$$\begin{aligned} f_1(x) &= a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 \\ f_2(x) &= -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 \end{aligned}$$

Etape 3

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$v_2 = \frac{1}{2} (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + \varepsilon_4^2) \quad (\text{II.93})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 + \varepsilon_4 \dot{\varepsilon}_4$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3^2 - k_4 \varepsilon_4^2 + \varepsilon_3 (k_3 \varepsilon_3 + (\dot{x}_2)_{ref} - f_2(x) - bu_2) \\ &\quad + \varepsilon_4 (k_4 \varepsilon_4 + (\dot{x}_1)_{ref} - f_1(x) - bu_1) \end{aligned}$$

Où :

$$k_3 > 0, k_4 > 0$$

On choisie la commande comme suit :

$$\begin{aligned} u_1 = V_{sd} &= \frac{1}{b} \left((\dot{x}_1)_{ref} + k_4 \varepsilon_4 - f_1(x) \right) \\ u_2 = V_{sq} &= \frac{1}{b} \left((\dot{x}_2)_{ref} + k_3 \varepsilon_3 - f_2(x) \right) \end{aligned} \quad (II.94)$$

La dérivée de l'erreur ε_3 et ε_4 sera comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_3 &= -k_3 \varepsilon_3 - a_{14} \varepsilon_1 \\ \dot{\varepsilon}_4 &= -a_{10} \varepsilon_2 - k_4 \varepsilon_4 \end{aligned} \quad (II.95)$$

Donc à partir de l'équation (II.29) et (II.33) on peut écrire :

$$\dot{\zeta} = A \zeta \quad (II.96)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & a_{14} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & a_{10} \\ -a_{14} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -a_{10} & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ et } \zeta = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \end{bmatrix}$$

II.7.4 Structure Générale de la Commande par Backstepping

La figure (II.4) représente le principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande par Backstepping consiste à générer les courants de référence $(i_{sd})_{ref}$ et $(i_{sq})_{ref}$, représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs ε_3 et ε_4 . Enfin on adapte la loi de commande V_{sd} et V_{sq} à partir de l'équation (II.94) pour assurer la stabilité de la machine [Cha07].

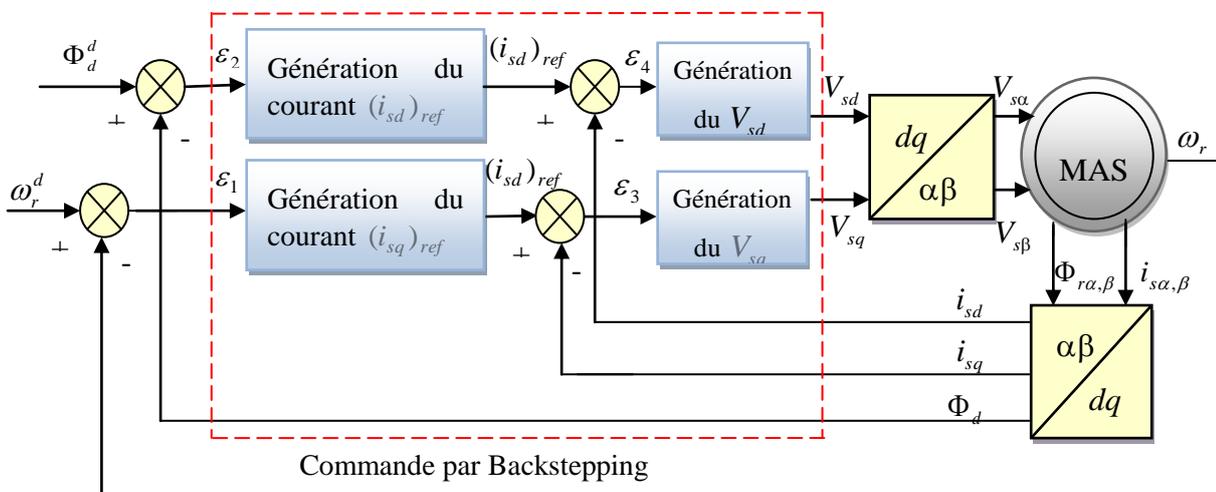


Figure II.4 Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.

II.8. SIMULATIONS

La commande que nous avons calculée rejette l'effet du couple de charge et des perturbations paramétriques, mais s'avère insuffisante en cas de défauts. L'augmentation de la robustesse diminue l'erreur sur la vitesse et le flux mais n'annule pas l'effet de défauts sur les courants. Ceci est vérifié par les simulations représentées ci-dessus.

Figure II.5

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à $t=4$ sec on double le couple.

Figure II.6

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à $t=3$ sec un seul défaut dans le stator.

Figure II.7

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à $t=3$ sec une perturbation due à un défaut dans le stator et un défaut dans le rotor.

Figure II.8

Nous considérons la même situation (figure II.7) mais dans ce cas nous augmentons les gains de la commande afin d'augmenter la robustesse.

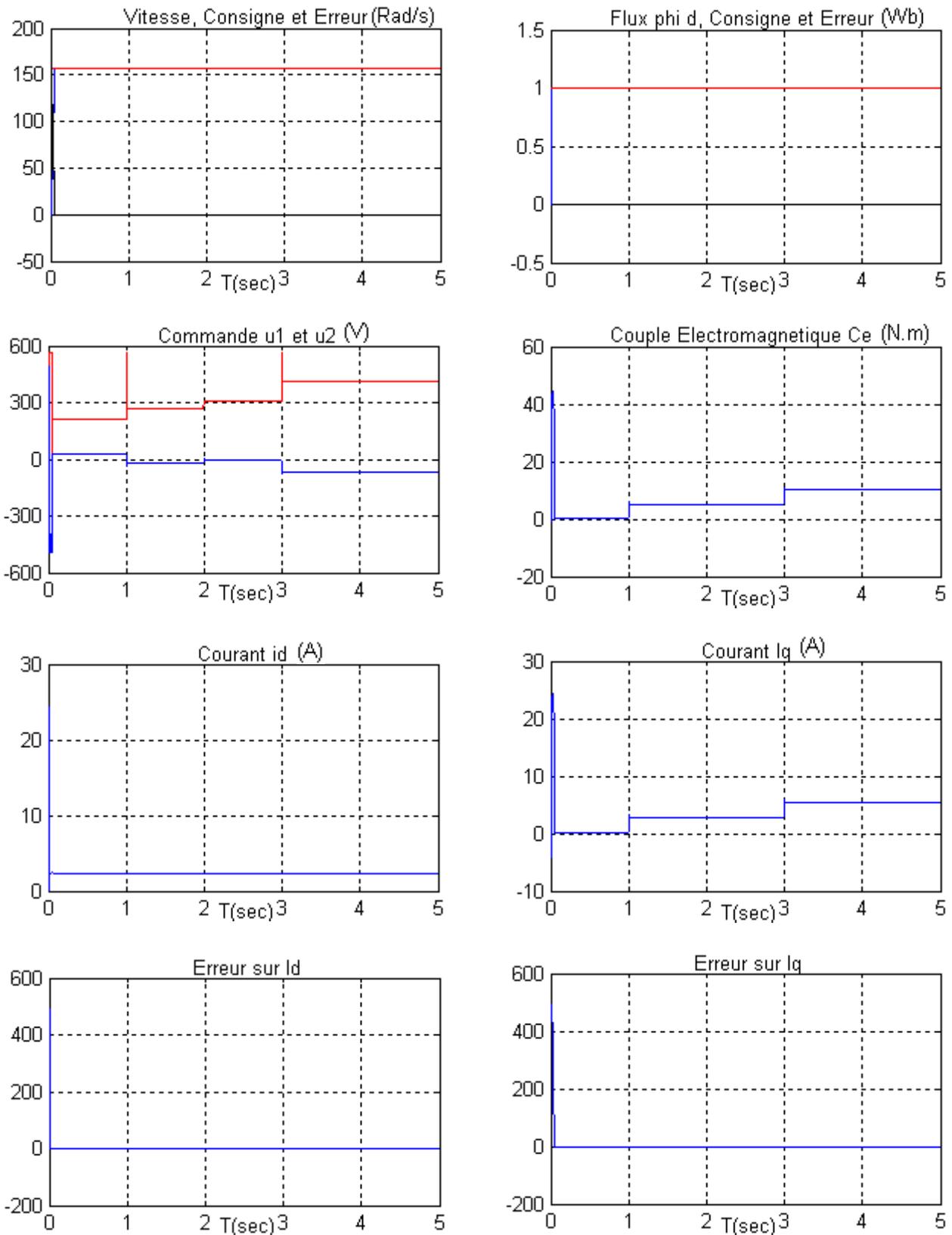


Figure II.5 Absence de défauts.

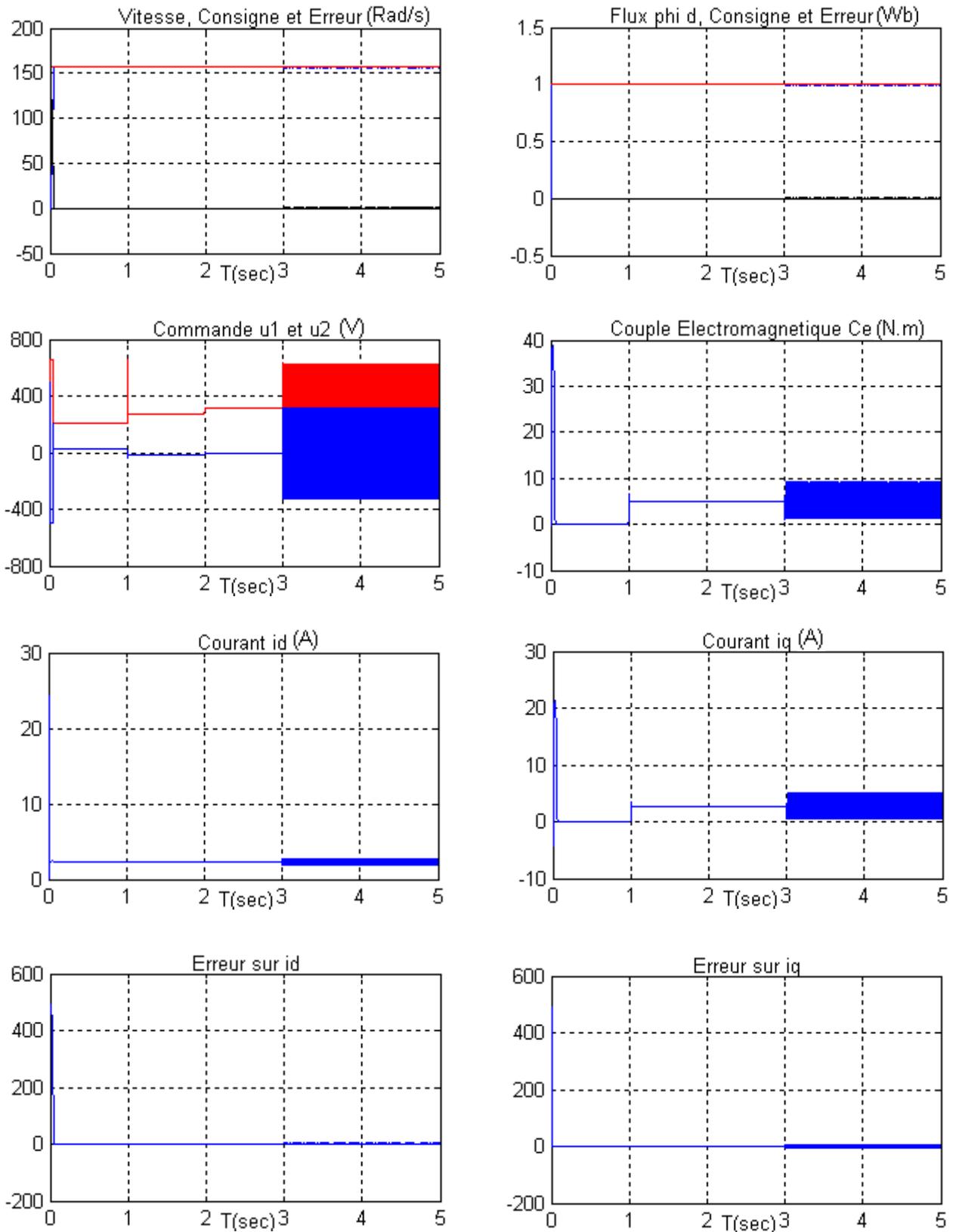


Figure II.6 Présence d'un seul défaut.

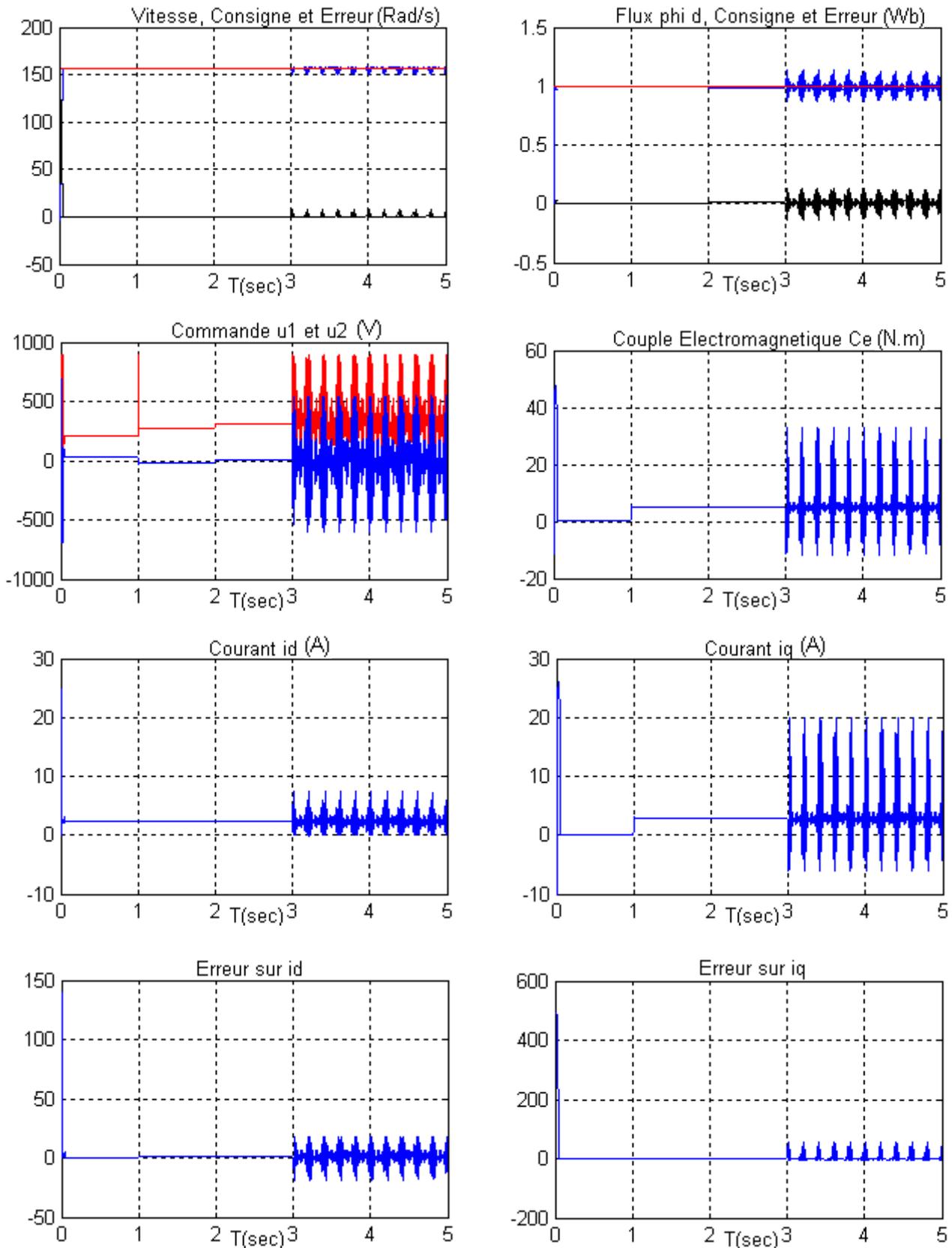


Figure II.7 Présence de deux défauts.

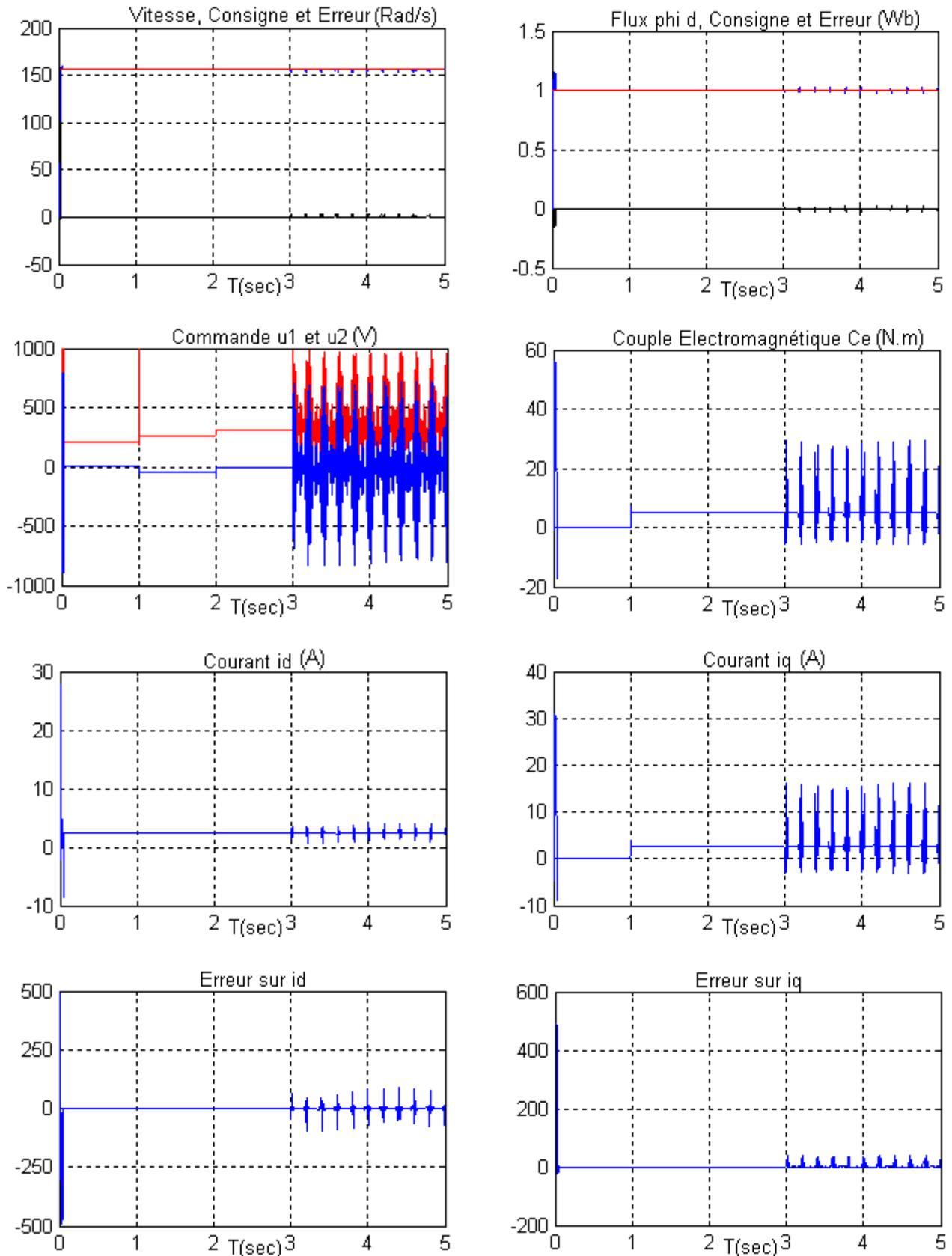


Figure II.8 Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.

II.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté un modèle détaillé de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Ensuite, nous avons présenté le modèle sain puis nous avons introduit des perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts.

A partir des simulations effectuées dans ce chapitre nous pouvons conclure que la commande par Backstepping (commande nominale) que nous avons synthétisée présente une robustesse par rapport aux variations paramétriques et au couple de charge. En effet, il suffit de manipuler les quatre gains de réglages K_{ij} pour aboutir aux meilleurs résultats.

Néanmoins cette commande présente encore une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts malgré l'augmentation de la robustesse. En effet cette dernière a permis de diminuer l'erreur sur la vitesse et le flux mais n'annule pas l'effet de défauts sur les courants.

Ceci nous amène à introduire une commande tolérante aux défauts active (chapitre III) capable de compenser l'effet des défauts par l'ajout d'un terme de compensation.

Chapitre III

Commande Tolérante Active Par Modèle Interne de la MAS

III.1 INTRODUCTION

Un système FTC est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'accommoder automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système en présence de défauts [Pat97], [Jam03]. Ce système permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDI) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances (voir chapitre I).

Ce chapitre présente, dans un premier temps, une brève description d'une nouvelle technique FTC [Bon04], [Pao02], et dans un deuxième temps, nous étudions l'application à la machine asynchrone dans diverses situations de défaillances. Puis une autre approche sera ensuite appliquée sur cette dernière. Cette application présente des difficultés supplémentaires dans les développements par rapport à celle donnés dans [Cha06]. Finalement une étude comparative sera effectuée.

III.2 STRATEGIE DE RECONFIGURATION

L'idée de base d'une commande implicitement tolérante aux défauts est la conception d'un *modèle interne* capable de compenser l'effet de défaut sans avoir à l'estimer explicitement, et sans l'utilisation d'un bloc FDI. C'est-à-dire que la reconfiguration de la commande ne passe pas par une unité FDI explicite mais elle est assurée par la conception d'un régulateur dynamique *implicitement* tolérant à tous les défauts dont il embarque le modèle [Bon04].

La figure (III.1) représente le principe d'une commande implicitement tolérante aux défauts. En supposant que les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé "*exo-système*". Une *commande additive* est ajoutée à la *commande nominale* qui sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (aspect FDI) [Cha06].

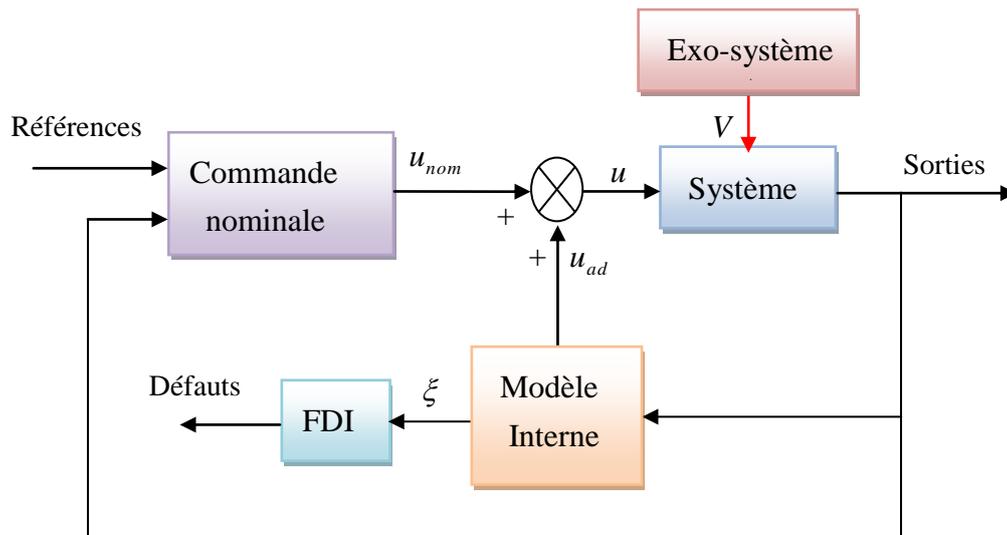


Figure III.1 Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts.

Il est intéressant de noter que 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 pour compenser l'effet du défaut [Cha06].

III.3 POSITION DU PROBLEME

Rappelons le modèle que nous avons élaboré pour la MAS dans le chapitre II :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \Delta(x, \Delta a_i) + \sigma \cdot V \quad (\text{III.1})$$

Où :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{bmatrix}; \quad \Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix}; \quad \sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

La commande par Backstepping (commande nominale) que nous avons synthétisé dans le chapitre précédent est *robuste* par rapport aux perturbations paramétriques $\Delta(x, \Delta a_i)$ et au couple de charge C_r , mais présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts exprimé dans la perturbation V (voir simulations du chapitre III).

III.3.1 Vérification de l'hypothèse

Le modèle que nous avons utilisé pour représenter les défauts exige l'utilisation de cette technique car leur effet est généré par un système autonome stable :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \\ \text{soit} \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{III.4})$$

Le couple de charge et les perturbations paramétriques sont compensés par la commande nominale. Pour cela l'expression (III.1) devient :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + \sigma \cdot V \quad (\text{III.5})$$

III.3.2 Objectif

L'objectif de cette technique est de proposer un *modèle interne* qui génère un terme additif u_{ad} nul en absence de défauts qu'on ajoute à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système [Bon04].

III.4 COMMANDE AUGMENTEE ET SYSTEME D'ERREURS

III.4.1 Commande augmentée

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$u = u_{nom} + u_{ad} + u_c \quad (\text{III.6})$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1nom} \\ u_{2nom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1ad} \\ u_{2ad} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1c} \\ u_{2c} \end{bmatrix}$$

La grandeur u_c est connue (accessible à la mesure) qui sert à compenser des termes connus indésirables, ce qui permet de donner une forme adéquate à la dynamique de l'erreur, sur la base de laquelle nous calculons le terme inconnu u_{ad} . Avec l'expression qu'on a retenue de la commande nominale (repère dq) :

$$u_1 = \frac{1}{b} \left((\dot{x}_1)_{ref} + k_4 \varepsilon_4 - f_1(x) \right) \quad (\text{III.7})$$

$$u_2 = \frac{1}{b} \left((\dot{x}_2)_{ref} + k_3 \varepsilon_3 - f_2(x) \right)$$

$$(x_2)_{ref} = x_2^r = \frac{1}{a_{14} x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d - a_{15} x_5 - d_1 C_r) \quad (\text{III.8})$$

$$(x_1)_{ref} = x_1^r = \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3)$$

III.4.2 Système d'erreurs

Nous ne considérons pas pour le moment le couple de charge et les perturbations paramétriques car leur effet est compensé par la commande nominale. La différence instantanée entre l'état du système et la consigne s'exprime par :

$$\bar{x} = x - x^r = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1^r \\ x_2^r \\ x_3^r \\ x_4^r \\ x_5^r \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Sa dérivée par rapport au temps :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \\ \dot{\bar{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1^r \\ \dot{x}_2^r \\ \dot{x}_3^r \\ \dot{x}_4^r \\ \dot{x}_5^r \end{bmatrix} = \begin{cases} f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 - \dot{x}_1^r \\ f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 - \dot{x}_2^r \\ f_3(x) - \dot{x}_3^r \\ f_4(x) - \dot{x}_4^r \\ f_5(x) - \dot{x}_5^r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande (III.6) et (III.7):

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \\ \dot{\bar{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1^r \\ \dot{x}_2^r \\ \dot{x}_3^r \\ \dot{x}_4^r \\ \dot{x}_5^r \end{bmatrix} = \begin{cases} k_4 \varepsilon_4 + b_1 u_{1ad} + V_1 \\ k_3 \varepsilon_3 + b_2 u_{2ad} + V_2 \\ f_3(x) - \dot{x}_3^r \\ -\dot{x}_4^r \\ f_5(x) - \dot{x}_5^r \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\varepsilon_4 = (x_1)_{ref} - x_1 = x_1^r - x_1 \quad (\text{III.12})$$

$$\varepsilon_3 = (x_2)_{ref} - x_2 = x_2^r - x_2$$

Dans ce cas en remplaçant les termes V_i :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \\ \dot{\bar{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_4 \bar{x}_1 + b_1 u_{1ad} - \Gamma_1 z_1 \\ -k_3 \bar{x}_2 + b_2 u_{2ad} - \Gamma_2 z_2 \\ a_8 x_3 + a_{10} x_1 - \dot{x}_3^r \\ 0 \\ a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 - \dot{x}_5^r \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

➤ dans la troisième équation on ajoute et on soustrait le terme $a_{10} x_1^r$ avec :

$$x_1^r = \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3) \quad (\text{III.14})$$

$$\dot{\bar{x}}_3 = a_{10} (x_1 - x_1^r) + a_8 x_3 - \dot{x}_3^r + a_{10} x_1^r \quad (\text{III.15})$$

On remplace (III.14) dans (III.15) on trouve :

$$\dot{\bar{x}}_3 = a_{10}(x_1 - x_1^r) + k_2 \varepsilon_2 \quad (\text{III.16})$$

Avec : $\varepsilon_2 = x_3^d - x_3 = x_3^r - x_3$

$$\Rightarrow \dot{\bar{x}}_3 = a_{10}\bar{x}_1 - k_2\bar{x}_3 \quad (\text{III.17})$$

➤ dans la cinquième on ajoute et on soustrait le terme $a_{14}x_2^r x_3$ avec :

$$x_2^r = \frac{1}{a_{14}x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d - a_{15}x_5) \quad (\text{III.18})$$

$$\dot{\bar{x}}_5 = a_{14}(x_2 - x_2^r)x_3 + a_{15}x_5 - \dot{x}_5^r + a_{14}x_2^r x_3 \quad (\text{III.19})$$

On remplace (III.18) dans (III.19) on trouve :

$$\dot{\bar{x}}_5 = a_{14}(x_2 - x_2^r)x_3 + k_1 \varepsilon_1 \quad (\text{III.20})$$

Avec : $\varepsilon_1 = x_5^d - x_5 = x_5^r - x_5$

$$\Rightarrow \dot{\bar{x}}_5 = a_{14}\bar{x}_2 x_3 - k_1\bar{x}_5 \quad (\text{III.21})$$

Finalement on trouve :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \\ \dot{\bar{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_4\bar{x}_1 + b_1 u_{1ad} - \Gamma_1 z_1 \\ -k_3\bar{x}_2 + b_2 u_{2ad} - \Gamma_2 z_2 \\ a_{10}\bar{x}_1 - k_2\bar{x}_3 \\ 0 \\ a_{14}\bar{x}_2 x_3 + -k_1\bar{x}_5 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Le terme de compensation dans ce cas n'a pas d'importance car

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = -k_4\bar{x}_1 + b_1 u_{1ad} - \Gamma_1 z_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 = -k_3\bar{x}_2 + b_2 u_{2ad} - \Gamma_2 z_2 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1nom} \\ u_{2nom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1ad} \\ u_{2ad} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Remarquons que :

- dans la troisième équation si $\bar{x}_1 \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{x}_3 \rightarrow 0$
- dans la quatrième équation on à $x_4 = 0 \Rightarrow \dot{x}_4 = 0$
- dans la cinquième équation si $\bar{x}_2 \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{x}_5 \rightarrow 0$

Et que les deux premières équations ne dépendent pas des variables \bar{x}_1, \bar{x}_3 et \bar{x}_5

Dans la suite, pour la détermination de u_{ad} nous considérons-le sous système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Dont la dynamique se déduit du système (III.22).

$$\begin{aligned} \dot{z} &= S \cdot z \\ \dot{\tilde{x}} &= \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_4 \tilde{x}_1 + b_1 u_{1ad} - \Gamma_1 z_1 \\ -k_3 \tilde{x}_2 + b_2 u_{2ad} - \Gamma_2 z_2 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

Et que nous pouvons écrire sous une forme matricielle :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= S \cdot z \\ \dot{\tilde{x}} &= H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} \text{ et } \tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_4 & 0 \\ 0 & -k_3 \end{bmatrix} ; \tilde{B} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

III.5 MODELE INTERNE ET COMMANDE ADDITIVE

Dans cette section, nous introduisons le modèle interne qui va être utilisé par le régulateur final. Nous déterminons également l'expression du terme additif de la commande u_{ad} [Bon04].

III.5.1 Modèle interne

En supposant que les pulsations caractéristiques des défauts ω_i (de nombre n_f) et donc les matrices S et Γ sont parfaitement connues, considérons l'équation de Sylvester suivante :

$$M \cdot S - F \cdot M = G \cdot \Gamma \quad (\text{III.29})$$

F et G sont des matrices de dimensions adéquates tel que F est arbitraire stable (Hurwitz) et G choisie tel que la paire (F, G) est commandable :

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

M est l'unique solution de l'équation de Sylvester et elle est non singulière. Le modèle interne prend alors la forme suivante (S connue) :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \\ \dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.5.2 Calcul de la commande additive

Introduisons une nouvelle variable.

$$\begin{aligned} \chi &= M(\xi - z) - G \cdot \tilde{x} \\ \dot{\chi} &= M(\dot{\xi} - \dot{z}) - G \cdot \dot{\tilde{x}} \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

On trouve après remplacement:

$$\dot{\chi} = M \cdot S \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) - G \cdot \tilde{B} \cdot u_{ad} + G \cdot \Gamma \cdot z \quad (\text{III.33})$$

On choisit alors u_{ad} de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad (\text{III.34})$$

Et l'expression de l'erreur devient :

$$\begin{aligned}\dot{\chi} &= M \cdot S \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) - G \cdot \Gamma(\xi - z) \\ \dot{\chi} &= [M \cdot S - G \cdot \Gamma] \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x})\end{aligned}\quad (\text{III.35})$$

D'après l'équation de Sylvester :

$$[M \cdot S - G \cdot \Gamma] = F \cdot M \quad (\text{III.36})$$

Ainsi (III.35) devient :

$$\dot{\chi} = F \cdot M \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) \quad (\text{III.37})$$

Qui s'écrit en introduisant le terme χ :

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi + F \cdot G \cdot \tilde{x} + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) \quad (\text{III.38})$$

Finalement en choisissant comme étant :

$$N(\tilde{x}) = M^{-1} [G \cdot H(\tilde{x}) - F \cdot G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{III.39})$$

On obtient

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi \quad (\text{III.40})$$

Cette dernière équation assure que l'erreur globale χ tend asymptotiquement vers zéro car F est une matrice de Hurwitz par construction.

En tenant compte de l'expression de u_{ad} et des équations (III.26), (III.27), on peut écrire :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \\ \dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot (\xi - z)\end{aligned}\quad (\text{III.41})$$

Mais d'après (III.32)

$$(\xi - z) = M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{III.42})$$

Et (III.41) devient :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \\ \dot{\tilde{x}} &= (\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G) \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot \chi\end{aligned}\quad (\text{III.43})$$

La variable χ tend vers zéros lorsque le temps t tend vers l'infini d'après (III.40) et la matrice \tilde{A} donnée par (III.28) est stable par construction car elle est constitué des gains de réglage k_3 et k_4 .

On choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique $(\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G)$ du système (III.43) toujours stable ce qui assure la convergence de \tilde{x} vers zéro.

Nous aurons donc d'après (III.22) :

$$[\bar{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow (\bar{x}_1 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_2 \rightarrow 0)] \Rightarrow (\bar{x}_3 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_4 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_5 \rightarrow 0) \quad (\text{III.44})$$

Et ce malgré la présence de $V \neq 0$, ce qui garanti l'aspect FTC de la commande ainsi établie.

D'autre part, de (III.40) et (III.44) il découle directement que

$$(\xi - z) = M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \rightarrow 0 \quad (\text{III.45})$$

Autrement dit, l'état du modèle interne reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts. Nous avons donc une idée claire sur la nature des défauts et leur sévérité. C'est là l'aspect FDI de cette commande.

III.6 RECAPITULATIF

Le modèle du système est donnée par:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \Delta(x, \Delta a_i) + \sigma \cdot V$$

Objectif :

$$1) - \begin{cases} x_5 = \omega_r \rightarrow x_5^d = \omega_d \\ x_3 = \Phi_{rd} \rightarrow x_3^d = \Phi_d \\ x_4 = \Phi_{rq} \rightarrow 0 \end{cases}$$

2) - Compenser les défauts (FTC).

3) - Reproduction des harmoniques dues aux défauts (FDI).

a) Objectif 1

a.1) Variables intermédiaires :

$$(x_2)_{ref} = \frac{1}{a_{14}x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d - a_{15}x_5 - d_1 C_r)$$

$$(x_1)_{ref} = \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3)$$

a.2) Paramètres :

$$K_1, K_2, K_3, K_4$$

a.3) Commandes nominales :

$$u_{1nom} = \frac{1}{b} ((\dot{x}_1)_{ref} + k_4 \varepsilon_4 - f_1(x))$$

$$u_{2nom} = \frac{1}{b} ((\dot{x}_2)_{ref} + k_3 \varepsilon_3 - f_2(x))$$

b) Objectif 2 et 3

b.1) Modèle des défauts :

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases}$$

b.2) Equation de Sylvester :

F et G sont des matrices de dimensions adéquates telles que F est arbitraire stable (Hurwitz) et G choisie tel que la paire (F, G) soit commandable.

M est l'unique solution de l'équation de Sylvester $M \cdot S - F \cdot M = G \cdot \Gamma$.

b.3) Modèle interne :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad \text{Avec} \quad N(\tilde{x}) = M^{-1} [G \cdot H(x) - F \cdot G \cdot \tilde{x}]$$

b.4) Terme aditif :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad \text{Avec } \tilde{B} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}$$

b.5) Compenser des termes connus indésirables :

Le terme de compensation dans ce cas n'a pas d'importance $\begin{bmatrix} u_{1c} \\ u_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

b.6) Commande globale :

$$u = u_{nom} + u_{ad} + u_c \quad \text{et} \quad u_c = 0 \Rightarrow u = u_{nom} + u_{ad}$$

b.7) Résultats :

$\bar{x} \rightarrow 0$ Objectif 2

$\xi \rightarrow z$ Objectif 3

III.7 SIMULATIONS

Nous simulons le système en boucle fermée avec la première approche FTC. La commande que nous avons synthétisée rejette l'effet du couple de charge, des perturbations paramétriques et aussi l'effet de défauts. Un mauvais choix des gains de la commande peut ramener la commande nominale à rejeter l'effet de couple de charge et des perturbations paramétriques mais n'assure pas la convergence du modèle interne et donc ne compense pas l'effet du défaut.

Figure III.2

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à $t=3$ sec un seul défaut dans le stator génère une harmonique de fréquence 50Hz, d'amplitude 8 et de phase nulle.

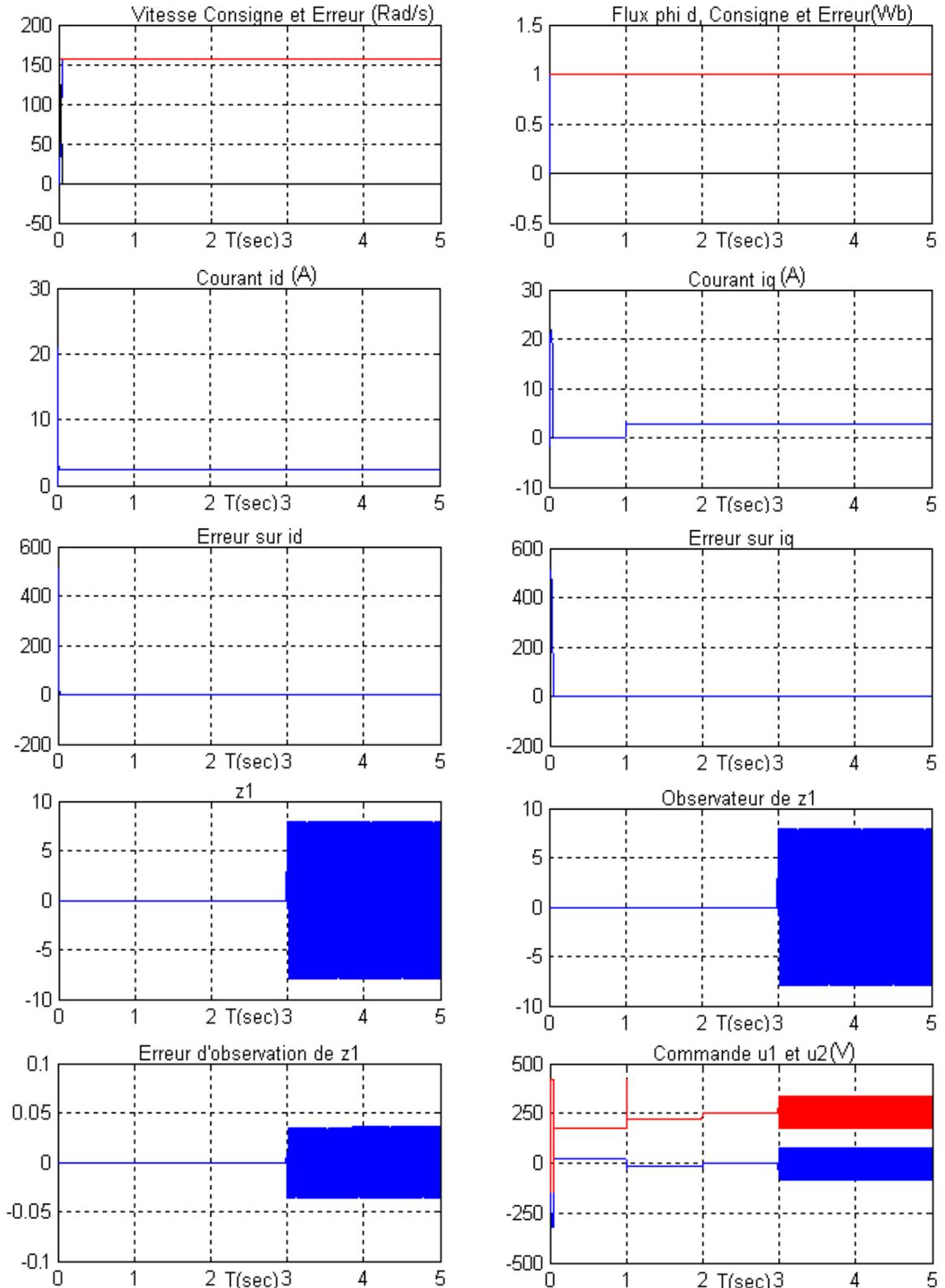
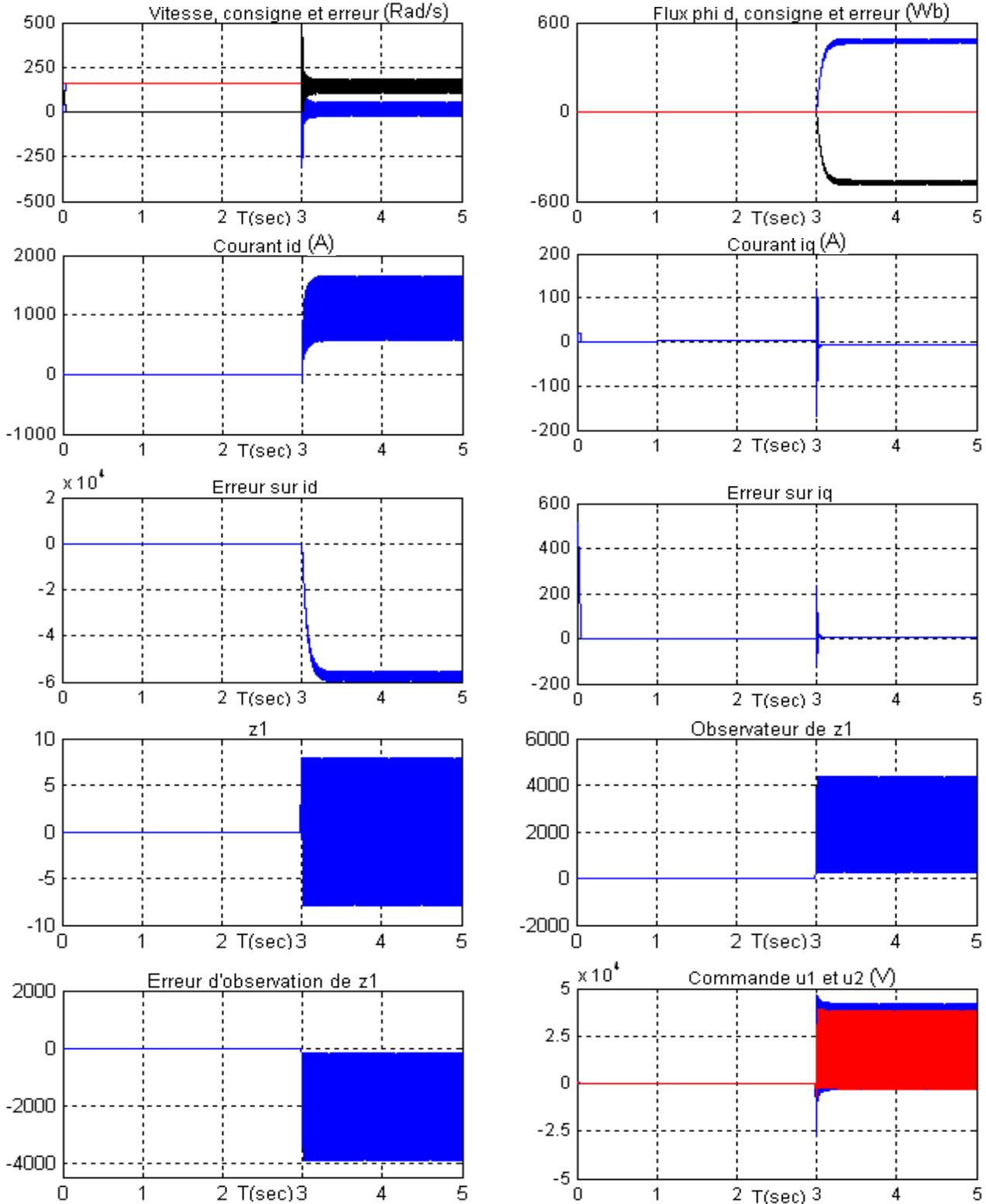
**Figure IV.2 Présence d'un seul défaut.**

Figure III.3

Nous considérons la même situation (figure III.2) mais dans ce cas nous choisissons des autres gains pour la commande nominale.

**Figure III.3 Manipulation des gains de réglage.**

Remarque

L'augmentation du nombre de défauts augmente les dimensions des matrices F , S et Γ , ce qui provoque des problèmes de conditionnement sur la matrice M solution de l'équation de Sylvester. Le non conditionnement de M est la raison pour laquelle les simulations de ce cas ne convergent pas et c'est pourquoi nous ne les avons pas représentées.

III.8 DEVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE APPROCHE

Dans cette section nous appliquons une autre approche [Cha07] pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [Cha07] pour la MSAP. Dans notre cas, nous l'avons appliquée à la MAS. Etant donné que le modèle de la MAS est plus complexe que celui de la MSAP. Les développements de calcul sont plus complexes que ceux donnés dans [Cha06]. On garde la même forme du modèle interne et on suppose que les pulsations sont toujours parfaitement connues.

III.8.1 Modèle interne

Il est donné par :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{III.46})$$

III.8.2 Calcul de la commande u_{ad}

On considère le système (III.27), et la même forme de la commande additive (III.34) dans ce cas on peut écrire :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{III.47})$$

On considère aussi la nouvelle variable d'erreur :

$$e = (\xi - z) \quad (\text{III.48})$$

Sa dérivée par rapport au temps :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\xi} - \dot{z} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) + S \cdot \dot{z} \\ \dot{e} &= S \cdot e + N(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (\text{III.49})$$

Les équations décrivant la dynamique des erreurs en boucle fermée sont donc :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \\ \dot{e} = S \cdot e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Il faut trouver l'expression de $N(\tilde{x})$ qui annule l'erreur d'observation du défaut e et permet en même temps de rejeter leur effet car elle annule aussi \tilde{x} .

Soit la fonction de Lyapunov du système (III.50) :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \cdot \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T \cdot e \quad (\text{III.51})$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{x}^T \cdot \dot{\tilde{x}} + e^T \cdot \dot{e} \\ &= \tilde{x}^T \cdot [\tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e] + e^T \cdot [S \cdot e + N(\tilde{x})] \\ &= \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e + e^T \cdot S \cdot e + e^T \cdot N(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (\text{III.52})$$

- Le terme $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x}$ vérifie $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} < 0$ car \tilde{A} est définie négative
- Le terme $e^T \cdot S \cdot e$ est nul car la matrice S est antisymétrique par construction
- Le terme $\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e$ est un scalaire est égal donc à son transposé :

$$\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e = (\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e)^T = e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{III.53})$$

Pour ce la \dot{V} devient :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{III.54})$$

Dans ce cas le choix de $N(\tilde{x})$ est donnée par :

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{III.55})$$

Enfin \dot{V} s'écrit :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{III.56})$$

Le système (III.50) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

Il en découle immédiatement $e \rightarrow 0$

Finalement l'objectif de la commande est atteint en adoptant la procédure proposée et on arrive à compenser l'effet des défauts sur le système ($\bar{x} \rightarrow 0$) et à les reproduire ($e \rightarrow 0$) grâce au modèle interne.

III.9. RECAPITULATIF

Le modèle du système est donnée par:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \Delta(x, \Delta a_i) + \sigma \cdot V$$

Objectif :

$$1) - \begin{cases} x_5 = \omega_r \rightarrow x_5^d = \omega_d \\ x_3 = \Phi_{rd} \rightarrow \Phi_d \\ x_4 = \Phi_{rq} \rightarrow 0 \end{cases}$$

2) - Compenser les défauts (FTC).

3) - Reproduction des harmoniques dues aux défauts (FDI).

a) Objectif 1

a.1) Variables intermédiaires :

$$(x_2)_{ref} = \frac{1}{a_{14} x_3} (k_1 \varepsilon_1 + \dot{x}_5^d - a_{15} x_5 - d_1 C_r)$$

$$(x_1)_{ref} = \frac{1}{a_{10}} (k_2 \varepsilon_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3)$$

a.2) Paramètres :

$$K_1, K_2, K_3, K_4$$

a.3) Commandes nominales :

$$u_{1nom} = \frac{1}{b} \left((\dot{x}_1)_{ref} + k_4 \varepsilon_4 - f_1(x) \right)$$

$$u_{2nom} = \frac{1}{b} \left((\dot{x}_2)_{ref} + k_3 \varepsilon_3 - f_2(x) \right)$$

b) Objectif 2 et 3**b.1) Modèle des défauts :**

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases}$$

b.2) Modèle interne :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad \text{Avec} \quad N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x}$$

b.3) Terme aditif :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad \text{Avec} \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}$$

b.4) Commande globale :

$$u = u_{nom} + u_{ad} + u_c \quad \text{et} \quad u_c = 0 \quad \Rightarrow \quad u = u_{nom} + u_{ad}$$

b.5) Résultats :

$$\bar{x} \rightarrow 0 \text{ Objectif 2 et } \xi \rightarrow z \text{ Objectif 3}$$

III.10 SIMULATIONS

Dans ce cas nous simulons l'approche FTC proposée. La commande que nous avons calculée rejette l'effet du couple de charge, des perturbations paramétriques et aussi l'effet de défauts. Il n'est pas nécessaire de changer les gains de commande pour assurer la convergence du modèle interne. Les gains sont choisis tel que la commande nominale rejette l'effet de la charge et des perturbations paramétriques et contrairement à la première approche, on a une convergence du modèle interne et on peut augmentée le nombre des défauts dans le modèle interne.

Figure III.4

À t=1 sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à t =2 sec une variation de 80% dans les paramètres électrique (résistances) et mécaniques de la machine et à t=3 sec un seul défaut dans le stator génère une harmonique de fréquence 50Hz, d'amplitude 8 et de phase nulle.

Figure III.5

Nous considérons la même situation que la (figure III.4) mais dans ce cas nous choisisant d'autres gains pour la commande nominale.

Figure III.6

On garde les même variations mais à t=3 sec l'effet de deux défauts générant trois harmoniques de phases nulles, fréquence 10, 15,20 Hz et d'amplitude 8, 10,5 respectivement.

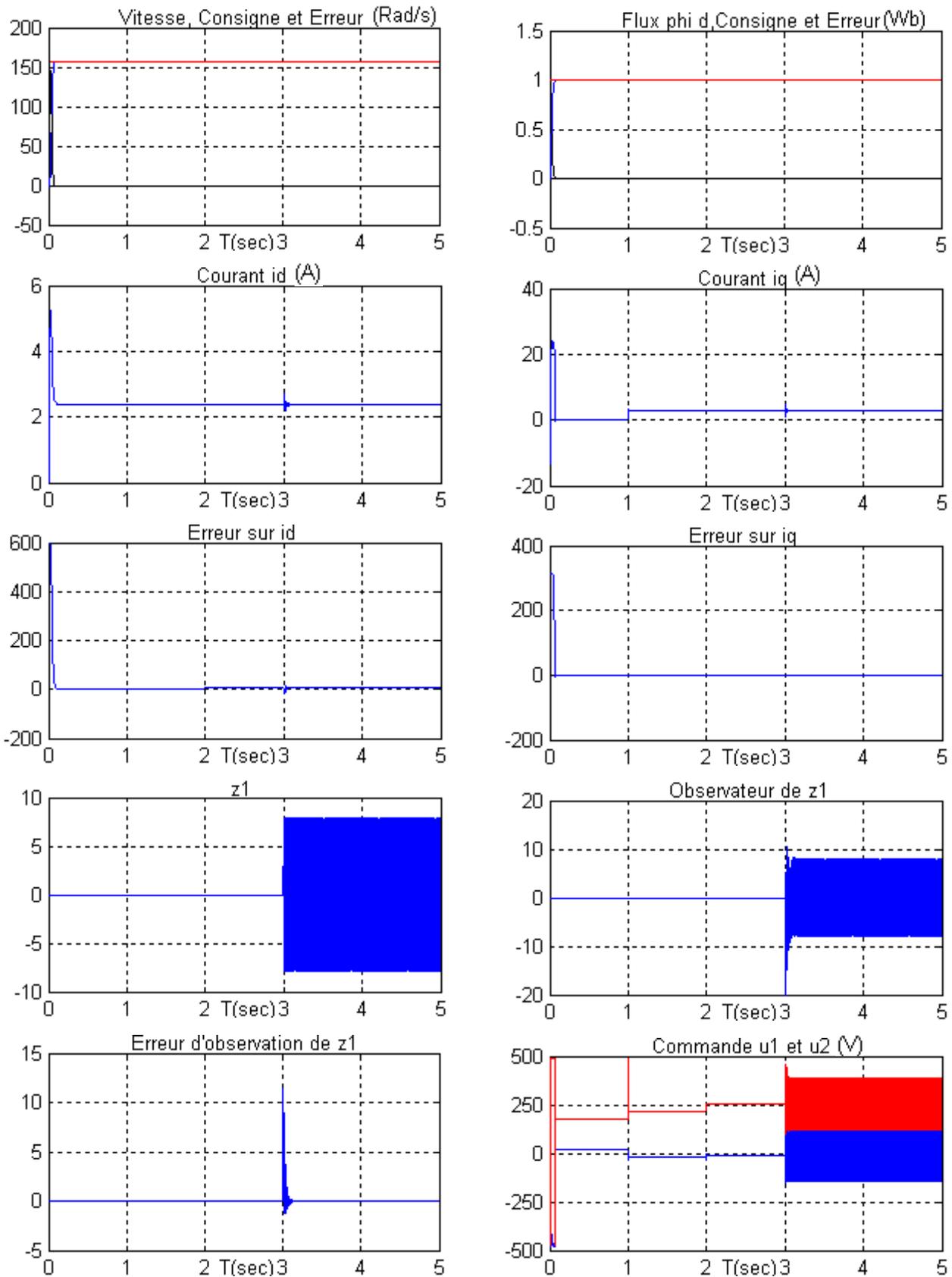


Figure III.4 Présence d'un seul défaut.

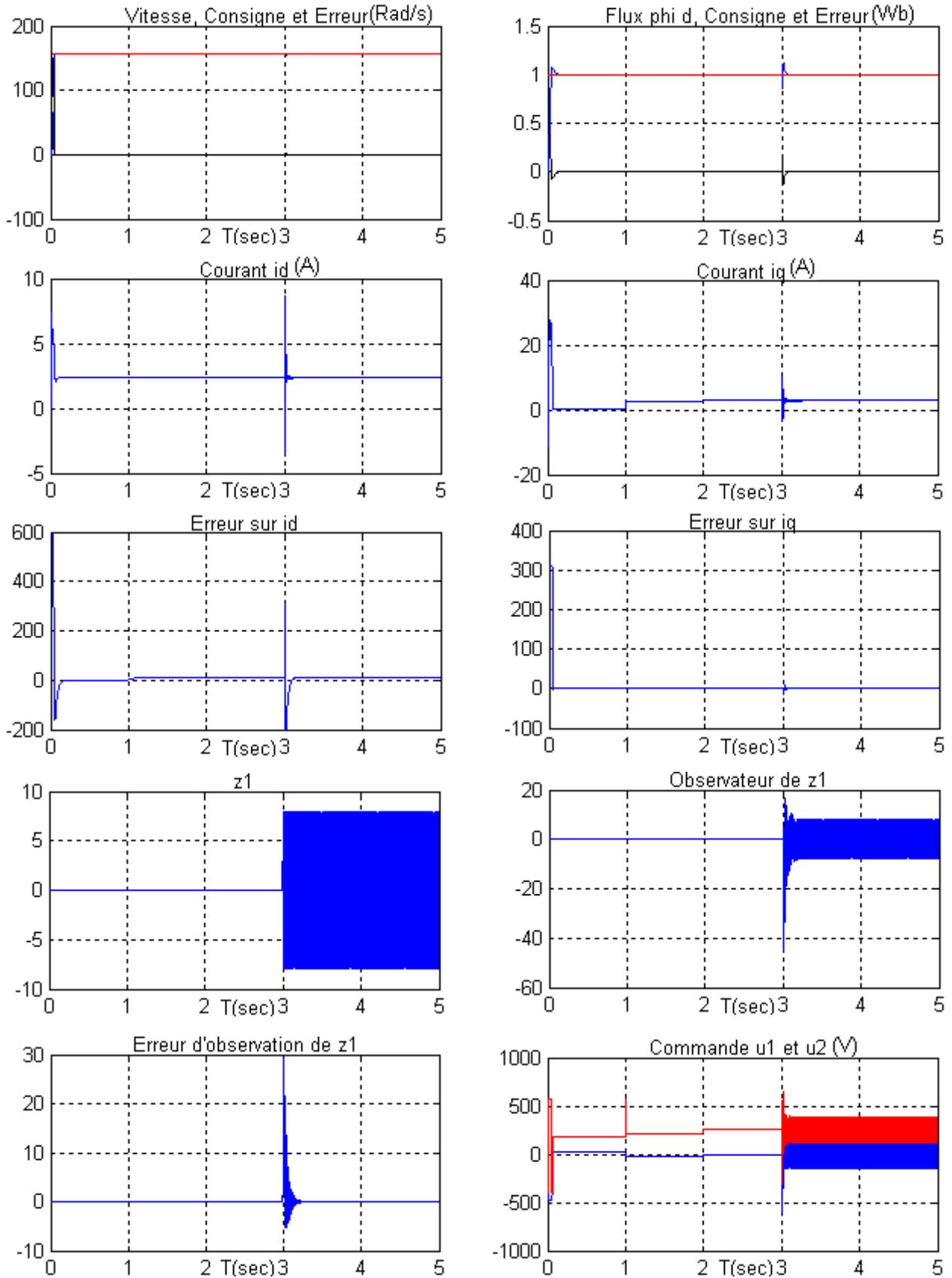


Figure III.5 Manipulation des gains de réglage.

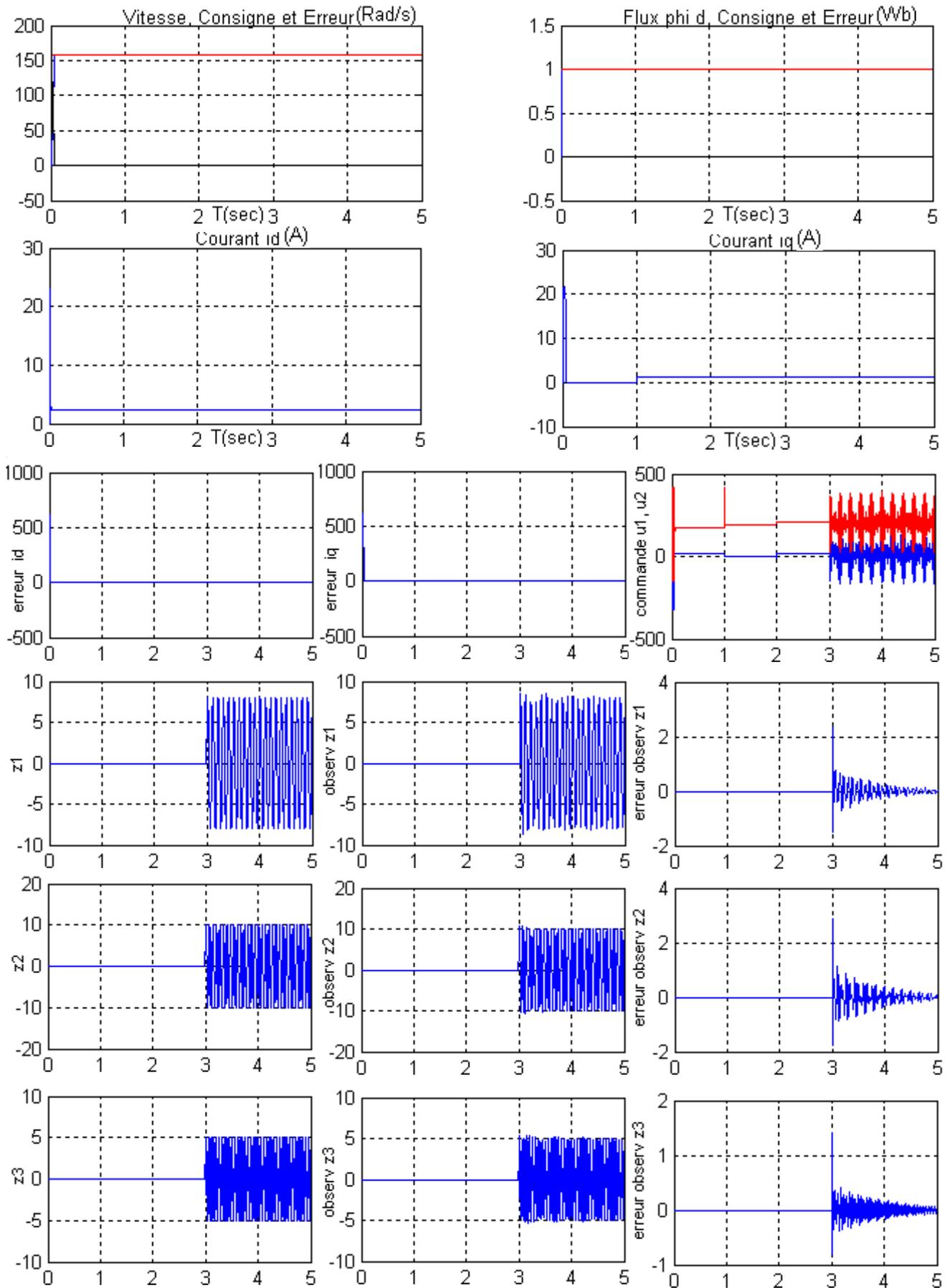


Figure III.6 Présence de deux défauts.

III.11 COMPARAISON DES DEUX APPROCHES

Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes approches FTC sont représentées dans le tableau suivant :

Première Approche FTC	Deuxième Approche FTC
La résolution de l'équation de Sylvester nécessite un temps de calcul.	L'élimination de passage par l'équation de Sylvester diminue le temps de calcul
L'augmentation du nombre de défauts dans le modèle interne augmente les dimensions des matrices $\dim(S) = \dim(M) = \dim(F) = 2n_f \times 2n_f$	Possibilité d'augmenter le nombre de défauts dans le modèle interne sans beaucoup de contraintes car l'expression de Γ est donnée en fonction de ω_i
Ceci pose des problèmes de conditionnement numérique sur la matrice M solution de l'équation de Sylvester et augmente les calculs	Élimination du problème de conditionnement numérique de la solution M
Une modification éventuelle des gains de réglages K_3 et K_4 peut être nécessaire pour la convergence des calculs	Il n'est pas nécessaire de changer les gains K_3 et K_4 pour assurer la convergence du modèle interne.

III.12 CONCLUSION

Ce chapitre concerne l'application d'une commande implicitement tolérante aux défauts à la machine asynchrone. Les résultats des chapitres précédents, nous ont permis, de modéliser les défauts additifs par un système externe stable et autonome. Dans ce cas, nous avons élaboré un *modèle interne* qui génère un terme additif nul en absence de défauts que nous avons ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système. Nous avons également utilisé une technique de commande implicitement tolérante aux défauts qui présente des avantages par rapport à la technique trouvée dans la littérature qui repose sur la résolution de l'équation de Sylvester. La comparaison entre les deux approches à travers les simulations montre l'apport de cette approche [Cha06] que nous avons adapté à notre application dans le cas où les fréquences caractéristiques des défauts sont connues a priori.

Chapitre IV

Diagnostic des défauts du convertisseur multicellulaire série

VI.1.INTRODUCTION

Dans le domaine de l'industrie et de la production industrielle le champ de la compétitivité repose sur plusieurs critères de performance, de robustesse et de qualité. Mais malgré toutes les assiduités pour l'établissement de ces conceptions, les défaillances de celles-ci se font fréquentes et peuvent résulter soit d'une fin de cycle de vie d'un élément et aussi de l'apparition soudaine d'une panne brusque. Alors que ces éléments de production représentent pour la plupart du temps des enjeux majeure soit à bus lucratifs (ex : chaîne de production dans une usine) ou pour assurer un service (ex : un scanner dans un hôpital), elles peuvent aussi toucher à un élément des plus important qui représente la sécurité matérielle, environnementale, et même humaine. Pour éviter des conséquences irréversibles, des méthodes de supervision et de surveillance ont été mises en place et qui reposent toute sur le diagnostic des systèmes.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système [Com00]. Plus généralement le diagnostic apporte une contribution à la solution de détection et de localisation d'un mauvais fonctionnement.

VI.2. CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIES

Les structures de conversion d'énergie multiniveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série.

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement, de la commande et des particularités des principales structures de conversion d'énergie multiniveaux : le convertisseur en cascade, le convertisseur clampé par le neutre et le convertisseur multicellulaire série.

Les convertisseurs multiniveaux en cascade

En 1975, dans [Bak01] les auteurs ont proposé un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure I.1 montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formée par l'association en série de $(N-1)/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $(N-1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue E_c (Figure I.2). Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont.

Il est à noter cependant que pour ces deux structures, l'encombrement (et par conséquent l'augmentation du coût) de l'installation restent des handicapes pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ pont monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire).

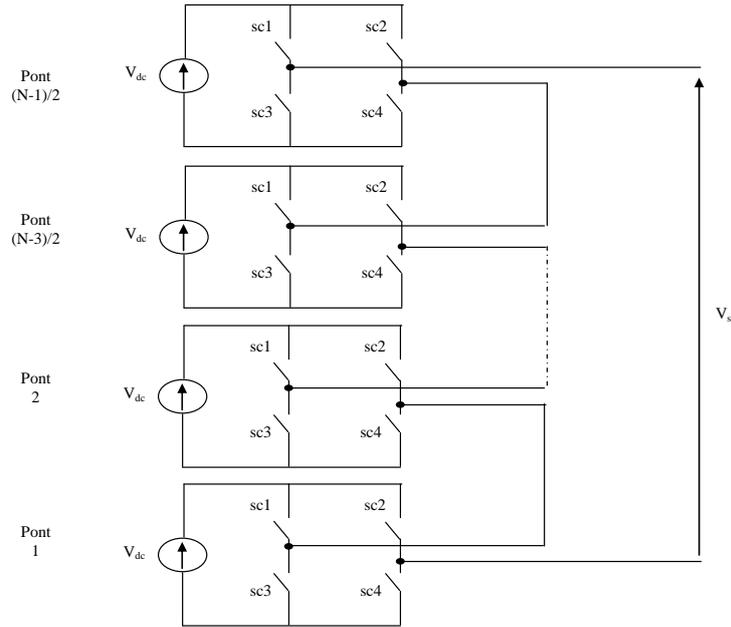


Figure B.1 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade

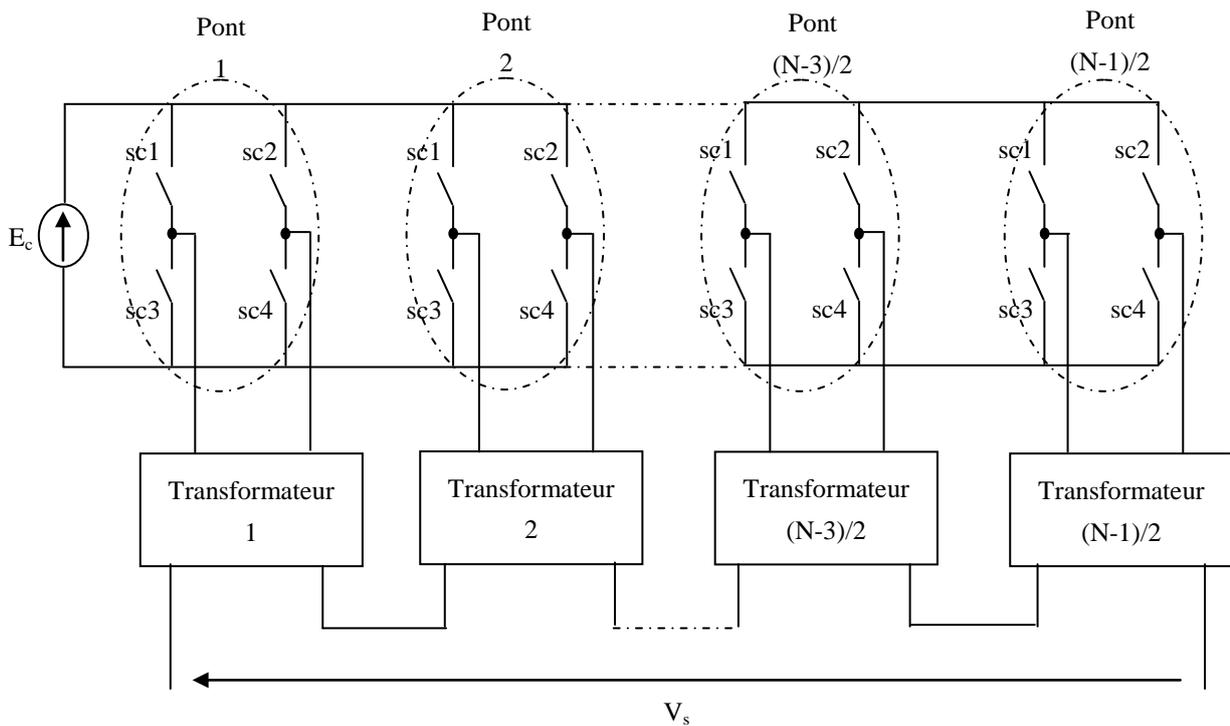


Figure B.2 : Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux

Les convertisseurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped)

L'une des premières structures multiniveaux est apparue vers la fin des années 70 [Bak02]. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectées à des points milieu capacitifs. La figure I.3 présente la structure correspondant à un onduleur monophasé à N niveaux.

Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E_c/(N-1)$, $2E_c/(N-1)$, ... jusqu'à $(N-2)E_c/(N-1)$. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $sc_1, \bar{sc}_1, sc_2, \bar{sc}_2, \dots, sc_{N-1}, \bar{sc}_{N-1}$, des interrupteurs de puissance.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à 2 niveaux sont [Gut01]:

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.

Par contre, l'inconvénient de cette structure est:

- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.

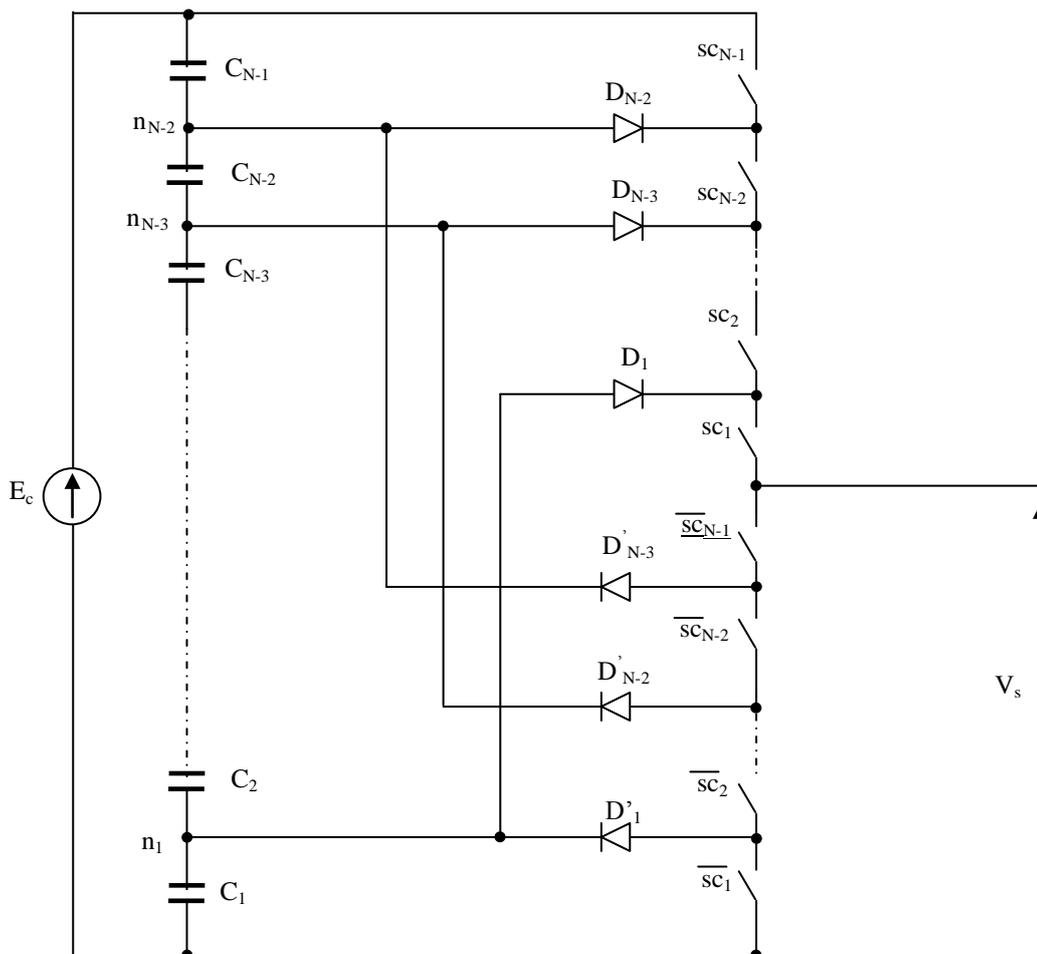


Figure B.3 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux

Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriqués

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée [Mey92],[Gat92],[Car96]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure I.4 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules.

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge [Pin00]. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux de tension différents (par rapport à la structure NPC) [Gut01].

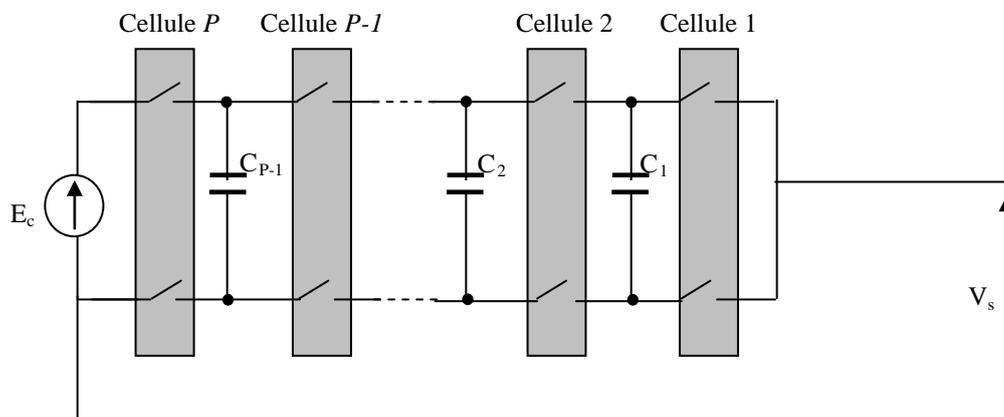


Figure I.4 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée [Gat02].

Fonctionnement en hacheur

Modèle exact ou instantané

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [Tac98]. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

La figure I.5 présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur dévolteur associé à une charge R-L. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (sc , sc') dont l'état est complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chacune des cellules est inséré un condensateur flottant.

La mise en équation de cette structure met en œuvre $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge.

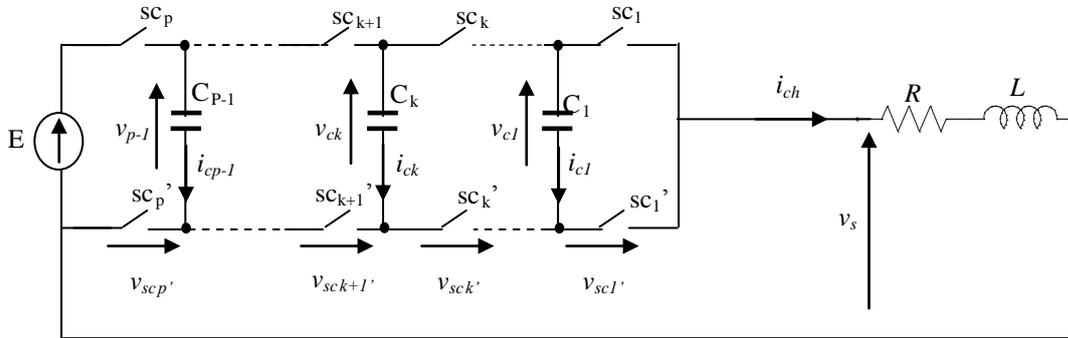


Figure B.5 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge R-L

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules (sc_k - sc_k' et sc_{k+1} - sc_{k+1}') avec leur condensateur flottant (C_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{C_k} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k+1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} .

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes sc_{k+1} et sc_k :

$$i_{C_k} = (sc_{k+1} - sc_k) i_{ch} \quad (\text{B.1})$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{C_k} par :

$$i_{C_k} = C_k \frac{dv_{C_k}}{dt} \quad (\text{B.2})$$

Donc, il vient :

$$\frac{dv_{C_k}}{dt} = \frac{(sc_{k+1} - sc_k)}{C_k} i_{ch} \quad (\text{B.3})$$

Cette équation est généralisable aux $(p-1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie v_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs « sc' ». Ces tensions sont définies par :

$$v_{sc_k'} = (v_{C_k} - v_{C_{k-1}}) sc_k \quad (\text{B.4})$$

D'où, la tension aux bornes de la charge v_s :

$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{sc_k'} = \sum_{k=1}^p (v_{C_k} - v_{C_{k-1}}) sc_k \quad (\text{B.5})$$

avec $v_{C_0} = 0$ et $v_{C_p} = E$.

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (\text{B.6})$$

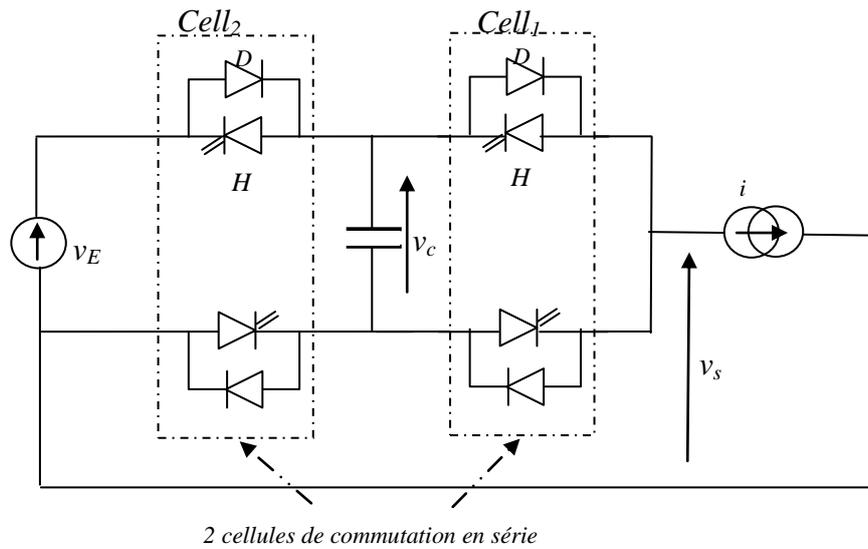


Figure B.6 : Hacheur dévolteur à 2 cellules

Pour simplifier l'étude on suppose que le condensateur est chargé et reste chargé à sa valeur d'équilibre $E/2$. La figure I.7 montre qu'il existe 4 configurations différentes selon les commandes des interrupteurs. Les configurations b et c, permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire de $E/2$ par rapport à une structure classique.

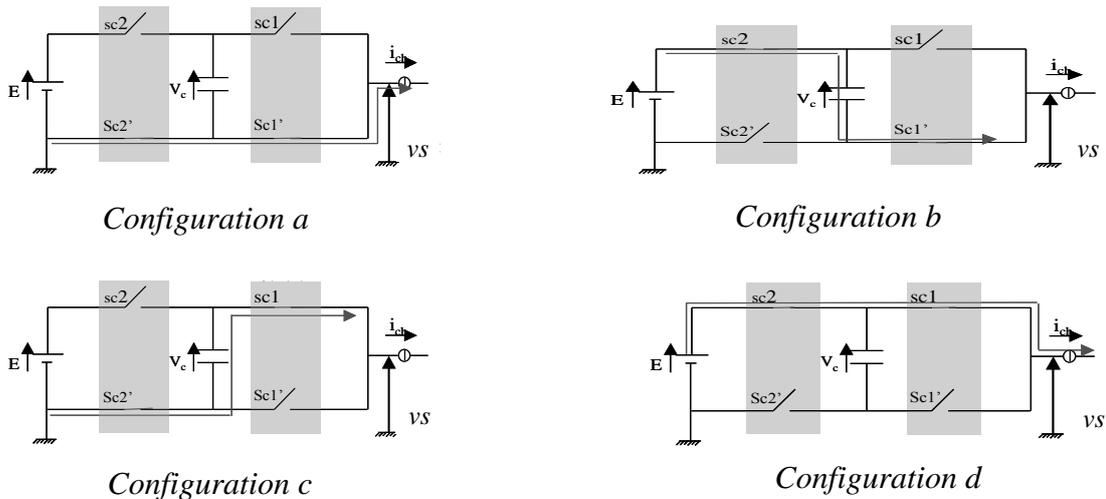
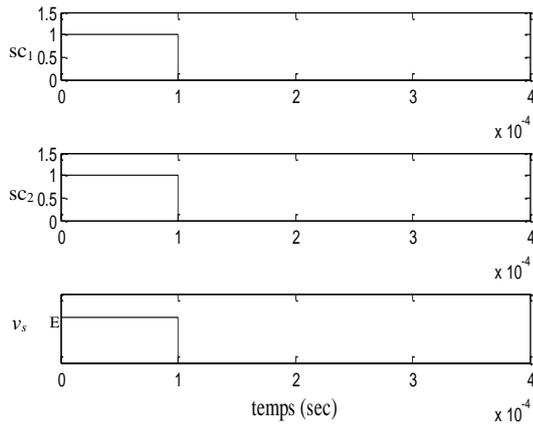
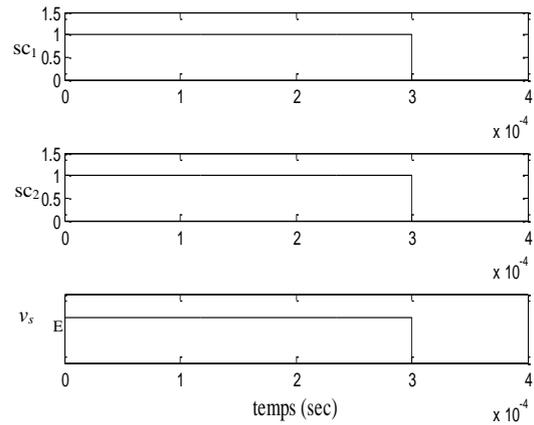


Figure B.7 : Les configurations possibles d'un hacheur dévolteur à 2 cellules

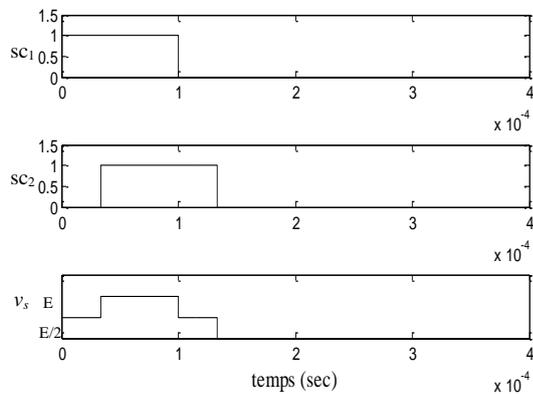
Dans la figure I.8, nous avons présenté les séquences de commande des deux cellules sc_1 et sc_2 et la tension de sortie v_s obtenues pour les différents rapports cycliques α et différents déphasages δ entre les commandes des cellules sur une période de découpage.



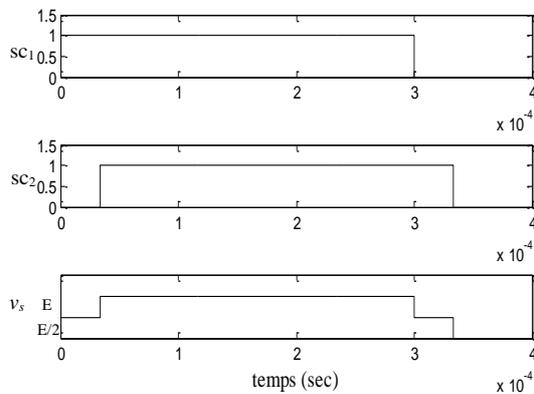
a)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = 0$



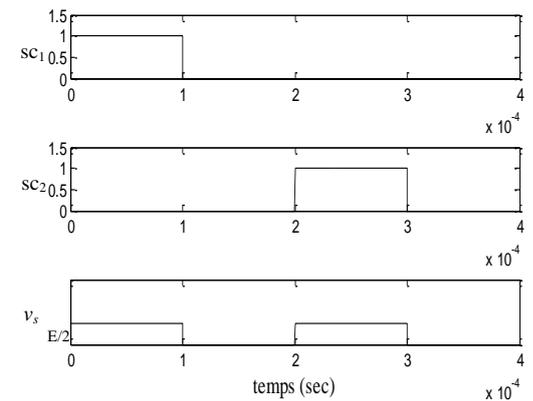
b)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = 0$



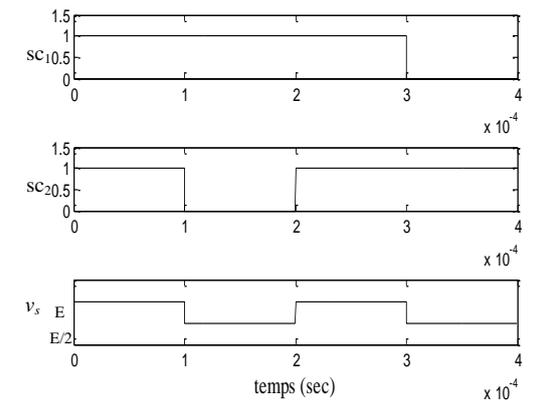
c)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = \pi/6$



d)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = \pi/6$



e)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.25$ et $\delta = \pi$



f)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha = 0.75$ et $\delta = \pi$

Figure B.8 : Séquences de commande et la tension de sortie pour différents rapports cycliques et différents déphasages entre les commandes des cellules

On remarque que pour un déphasage nul entre les signaux de commande et quelque soit le rapport cyclique, la tension de sortie oscille entre 0 et E . Ce type de fonctionnement est donc similaire en termes de formes d'onde, au cas d'un hacheur avec un seul interrupteur.

Lorsque l'on déphase légèrement les signaux de commande ($\pi/6$ dans notre exemple), on fait alors apparaître, quelque soit le rapport cyclique appliqué sur les cellules, les trois niveaux de tension ($0, E/2, E$). L'amplitude maximum des variations est donc toujours égale à E .

On remarque que pour un déphasage entre les signaux de commande de π , la tension vue par la charge oscille entre 0 et $E/2$ quand $\alpha = 0.25$ et entre $E/2$ et E quand $\alpha = 0.75$. Ceci démontre la possibilité de fonctionner en multiniveaux. Un autre résultat très intéressant obtenu avec ce déphasage est que la fréquence apparente vue par la charge est le double de la fréquence de découpage des interrupteurs. On remarque également que l'amplitude de variation de la tension de sortie est divisée par deux.

De plus, les variations de déphasage n'influencent pas la valeur moyenne de la tension de sortie qui dépend uniquement de la tension d'alimentation et de la valeur du rapport cyclique commun à toutes les cellules.

Nous pouvons donc en tirer les propriétés suivantes en généralisant à p cellules de commutations [Gat01]:

Propriété 1 : Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules alors l'ondulation de la tension de sortie est divisée par p .

Propriété 2 : Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules et si le rapport cyclique α est compris entre $(i-1)/p$ et i/p avec $i \in [1, \dots, p]$ alors la tension de sortie prendra les valeurs $(i-1)E/p$ et iE/p sur une période de hachage.

Propriété 3 : Pour un convertisseur à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules alors la fréquences de commutation apparente de la tension de sortie est multipliée par p .

Propriété 4 : Dans le cas où le rapport cyclique est égale à k/p avec $k \in [1, \dots, p-1]$, la tension de sortie n'est plus découpée car quand une des cellules de commutation passe à l'état haut, une autre passe à l'état bas en même temps. Ceci implique une tension de sortie du bras

égale à $k \frac{E}{p}$

Commande des interrupteurs par modulation de largeur d'impulsion

La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [Aimé]. Les ordres de commande de chaque cellule sc_k , dans le cas de la MLI naturelle, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur). La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle δ . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [Tac98]:

$$\begin{aligned}
tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\
&\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
tr_p &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi}
\end{aligned} \tag{B.9}$$

Si l'angle φ présent dans le système d'équations (I.9) est égale à $\frac{\pi}{2}$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage).

Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs

Pour que les sources de tension flottantes imposent sur chaque interrupteur bloqué une contrainte en tension égale à E/p , il faut que chaque condensateur C_k soit chargé à la tension $k \frac{E}{p}$ avec $k \in [1, \dots, p-1]$. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions.

...Equilibrage sans circuit auxiliaire

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur $k \frac{E}{p}$. Cet

équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, selon un mécanisme qu'on va rappeler brièvement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le déphasage entre les signaux de commande soit égale à $2\pi/p$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras (notée v_s) est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($v_{C_1}, v_{C_2}, \dots, v_{C_{p-1}}$).

Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît entre autres une raie harmonique à la fréquence f_{dec} , là où normalement la première famille harmonique se situe autour de $p \times f_{dec}$. Cette composante harmonique se retrouve dans le courant de sortie du convertisseur. C'est elle qui, en circulant à travers les condensateurs flottants, va rééquilibrer chaque tension flottante à $k \frac{E}{p}$ ($k = 1, 2, \dots, p-1$). Ceci permet de mettre en évidence

que l'équilibrage est lié à la composante alternative du courant de charge [Tac98]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide.

Dans le cas d'une charge R-L, la dynamique d'équilibrage est conditionnée en partie [Gat01] par la valeur de la constante de temps L/R de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_{ch} .

De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge L entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide).

La figure I.9 montre l'influence de la valeur de l'inductance de charge L dans le cas d'un hacheur dévolteur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1500V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 10kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0.5mH$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 40\mu F$

Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\alpha = 0.5$

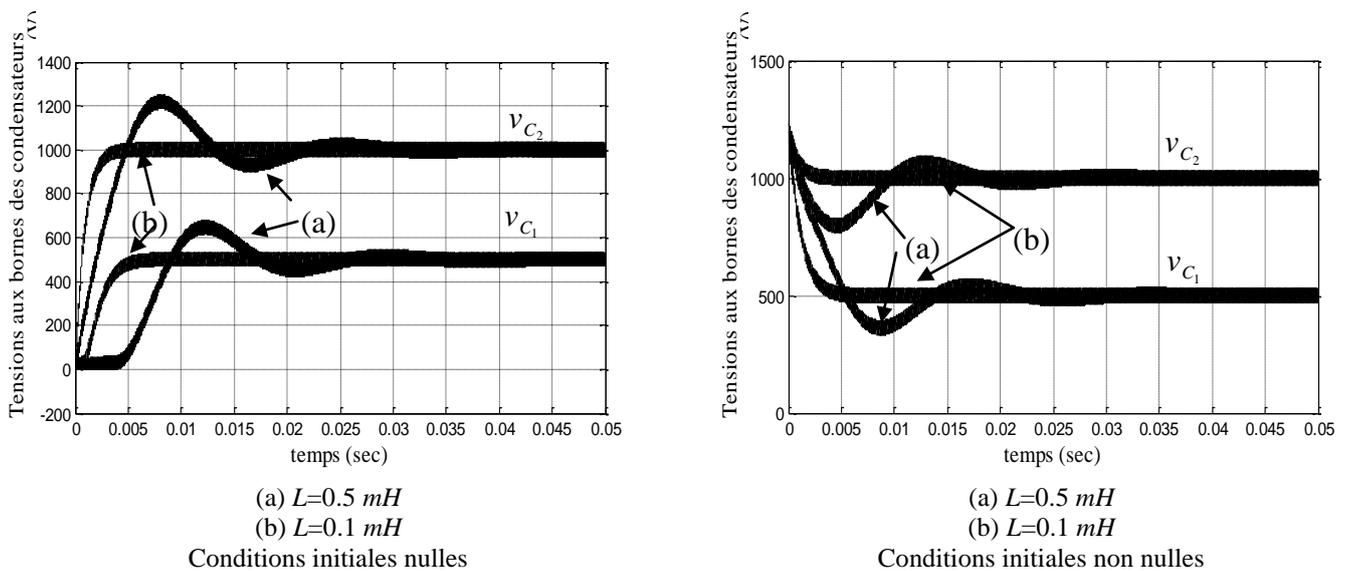


Figure I.9 : Influence de l'inductance de charge sur l'équilibrage.

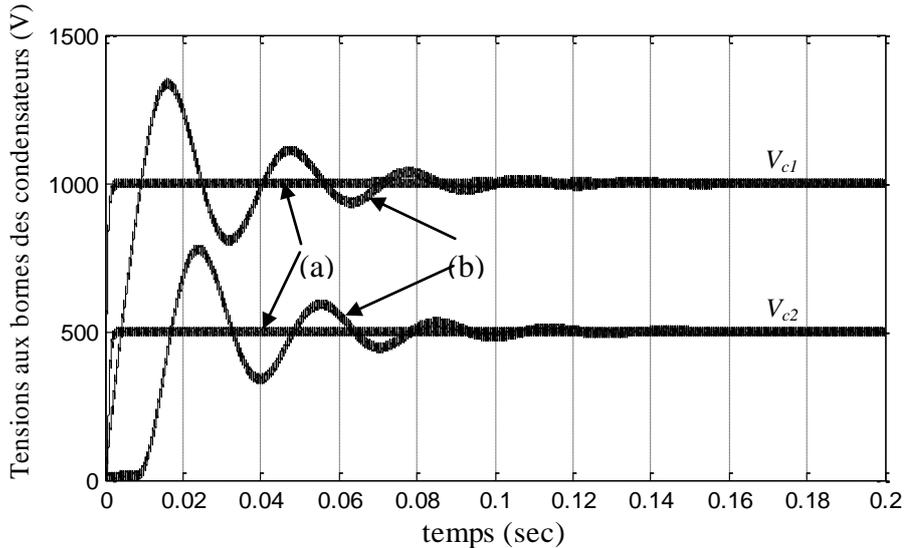
..... Equilibrage avec un circuit auxiliaire

Dans le paragraphe précédent, nous avons énoncé que l'équilibrage naturel n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Pour assurer le rééquilibrage quel que soit le point de fonctionnement, un circuit auxiliaire a été mis en œuvre. Ce circuit, correspondant à un circuit RLC série résonnant, placé en parallèle sur la charge et interviendra uniquement en cas de déséquilibre. La fréquence de résonance du circuit auxiliaire f_{aux} est choisie telle que l'impédance du circuit soit minimale pour les harmoniques à $k f_{dec}$ (k entier positif non multiple de p) et maximale pour les harmoniques à $k p f_{dec}$ [Tac98]. Ainsi lors d'un déséquilibre, les harmoniques à $k f_{dec}$ apparaissant sur la tension de sortie créent des harmoniques de courant aux mêmes fréquences et d'amplitudes importantes (en raison de la faible impédance du circuit RLC pour ces fréquences). Ceci implique un rééquilibrage avec une dynamique satisfaisante [Gat01].

Le nombre de circuits auxiliaires à mettre en œuvre est fonction du nombre de cellules du convertisseur car ce nombre fixe la bande passante comprise entre f_{dec} et $p f_{dec}$. Ainsi pour un convertisseur à trois cellules, un circuit RLC série accordé à la fréquence de découpage f_{dec} est suffisant. Par contre pour un convertisseur à sept cellules, trois circuit RLC en parallèle sur la charge accordés à f_{dec} , $2 f_{dec}$ et $3 f_{dec}$ seront nécessaires [Dav97].

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons sur la figure I.10 deux essais en boucle ouverte avec et sans circuit auxiliaire dans le cas d'un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La résistance du circuit auxiliaire $R_{aux} = 10 \Omega$
- L'inductance du circuit auxiliaire $L_{aux} = 1.2 \text{ mH}$
- Capacité du circuit auxiliaire $C_{aux} = 53 \text{ nF}$
- Fréquence propre $f_{aux} = 20 \text{ kHz}$
- Le facteur d'amortissement $\xi_{aux} = 0.03$



(a) : avec charge auxiliaire (b) : sans charge auxiliaire
Figure B.10 : Apport du circuit auxiliaire en boucle ouverte.

VI.3. DIAGNOSTIC DU CONVERTISSEUR 3 CELLULES :

Tout d'abord on rappelle brièvement le modèle mathématique du convertisseur 3 cellules donné par les équations :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r}{L}.I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{c_1}(u_2 - u_1).I \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2}(u - u_1).I \\ -\frac{1}{L}(u_2 - u_1).V_{c1} & -\frac{1}{L}(u_3 - u_2).V_{c1} & \frac{E}{L}u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

Observateur par mode glissant :

L'observateur par mode glissant [Slo87] donné par l'équation (II .21) prendra la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) \cdot \hat{I} - \lambda_1 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) \cdot \hat{I} - \lambda_2 \cdot \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L} \cdot \hat{I} - \frac{1}{L} (u_2 - u_1) \cdot \hat{V}_{c1} - \frac{1}{L} (u_3 - u_2) \cdot \hat{V}_{c2} + \frac{E}{L} - \lambda_3 \cdot \text{sign}(S) \end{array} \right. \quad (\text{IV.27})$$

Avec : - $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement

- $[\hat{V}_{c1} \ \hat{V}_{c2} \ \hat{I}]^T$ Les estimées des états.

- $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ représentent les gains correctifs d'observation

On signale que le système n'est pas complètement observable et que la seule mesure effectuée concerne le courant. Les conditions de convergence ont été développées dans [Ben01] et nous prendrons pour les gains correctifs les valeurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_1 = \frac{\lambda_3}{\tau} \cdot L(u_2 - u_1) \\ \lambda_2 = \frac{\lambda_3}{\tau} \cdot L(u_2 - u_1) \\ \lambda_3 > |\Delta f_3|_{\max} \end{array} \right. \quad (\text{IV.28})$$

Avec : $\tau = \lambda_3 L / (dV / dt)$

Les résultats de simulation de notre observateur sont donnés par la figure avec les caractéristiques suivantes :

$E = 1500$, $R = 10 \ \Omega$, $C1=C2= 40\mu\text{F}$, $L = 0.5 \ \text{mH}$, $I_{ref} = 40 \ \text{A}$,

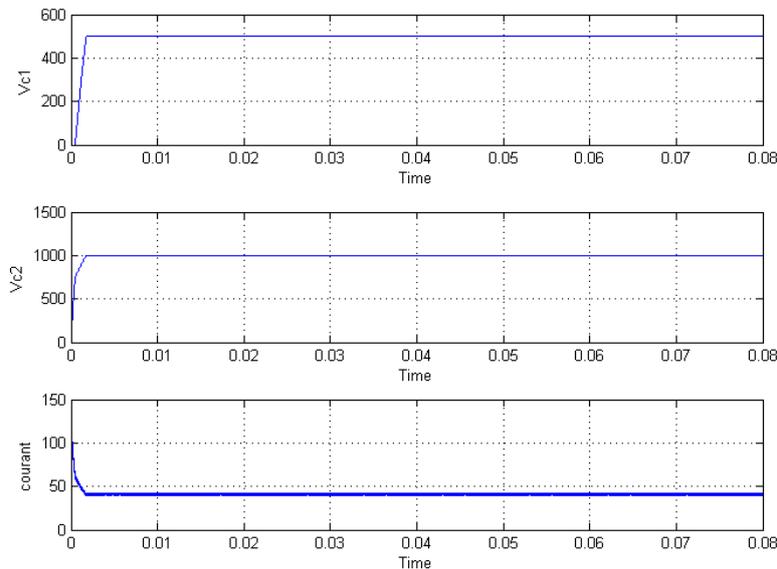


Figure IV.3 Evolution des variables d'état du système

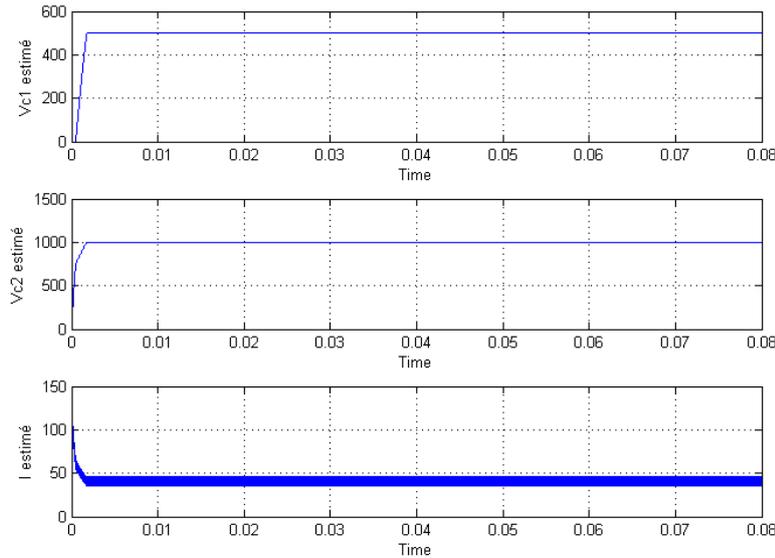


Figure IV.4: Evolution des variables estimées

Pour modéliser notre vecteur résidu nous devons au préalable connaître les conséquences des blocages de cellule sur les états du système. Pour se faire on établie les signatures de fonctionnement avec défaut. On illustre ceci dans le tableau suivant :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} diminue, I augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} augmente, I diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, I augmente
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, I diminue

Tableau IV.1 : Signature de fonctionnement avec défaut

Comme le courant a une dynamique rapide par rapport aux tensions on préfère utiliser cette mesure pour la logique de décision par la suite ainsi on défini notre vecteur résidu qui comporte trois éléments :

$$\begin{cases} r(1) = \frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1}^+)}{V_{c1ref}} + \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2}^+)}{V_{c2ref}} \\ r(2) = -\frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1}^+)}{V_{c1ref}} - \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2}^+)}{V_{c2ref}} \\ r(3) = \left| -\frac{(V_{c1} - \hat{V}_{c1}^+)}{V_{c1ref}} + \frac{(V_{c2} - \hat{V}_{c2}^+)}{V_{c2ref}} \right| \end{cases} \quad (IV.29)$$

Donc on a notre résidu sous forme vectorielle :

$$r = [r(1) \quad r(2) \quad r(3)]^T$$

Le **Tableau IV.2** qui suit nous donne le résidu qui détectera le défaut dans la cellule touchée :

Etat bloqué	Résidu utilisé
$u_1 = 1$	$r(2)$
$u_1 = 0$	$r(1)$
$u_2 = 1$	$r(3)$
$u_2 = 0$	$r(3)$
$u_3 = 1$	$r(1)$
$u_3 = 0$	$r(2)$

Tableau IV.2: Allocation de résidu

Si on se fie au **Tableau IV.2**, les résidus générés nous donnent à la fois une détection de panne et une localisation non certaine car chaque résidu touche deux états bloqués. Ici en utilisant une logique décisionnelle qui utilise la mesure du courant on pourra ainsi localiser la panne. Pour pouvoir utiliser la mesure du courant pour un but logique décisionnelle on utilise un filtre qui diminuera les oscillations du courant lors de son augmentation ou de sa diminution.

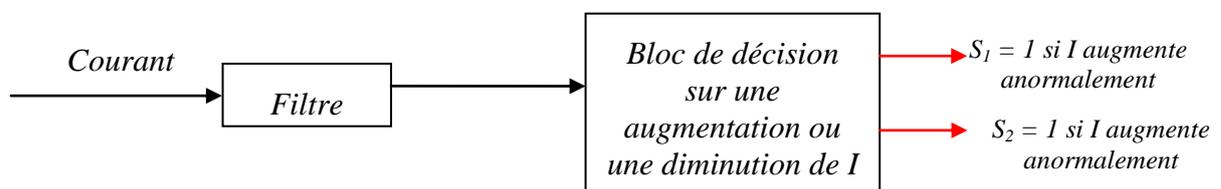


Figure IV.5: Filtrage et décision sur le courant

A présent on définit les combinaisons logiques pour la localisation finale de la panne :

- $r(2)$ and $S_1 \rightarrow u_1$ est bloqué à 1.
- $r(1)$ and $S_2 \rightarrow u_1$ est bloqué à 0.
- $r(3)$ and $S_1 \rightarrow u_2$ est bloqué à 1.
- $r(3)$ and $S_2 \rightarrow u_2$ est bloqué à 0.
- $r(1)$ and $S_1 \rightarrow u_3$ est bloqué à 1.
- $r(2)$ and $S_2 \rightarrow u_3$ est bloqué à 0.

A l'aide de cette logique de décision, la localisation est assurée mais doit s'adapter en fonction des changements dans les valeurs de référence des états. Les figures (II. 6), (II. 7) et (II. 8) nous donnent les résultats de simulation pour tous les cas possibles. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

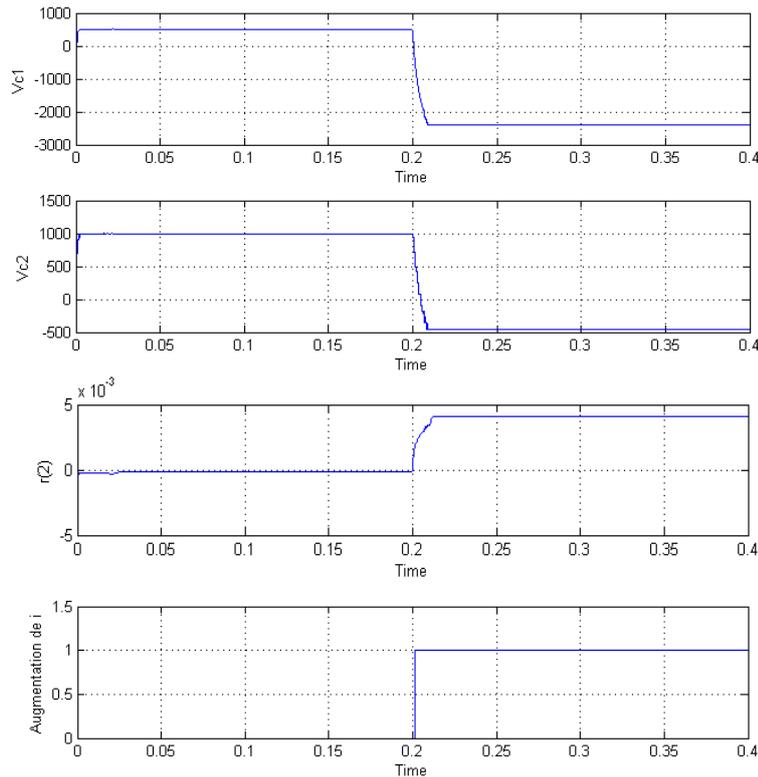


Figure IV.6: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(2)$ et de la variation de I .

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.2$ sec.

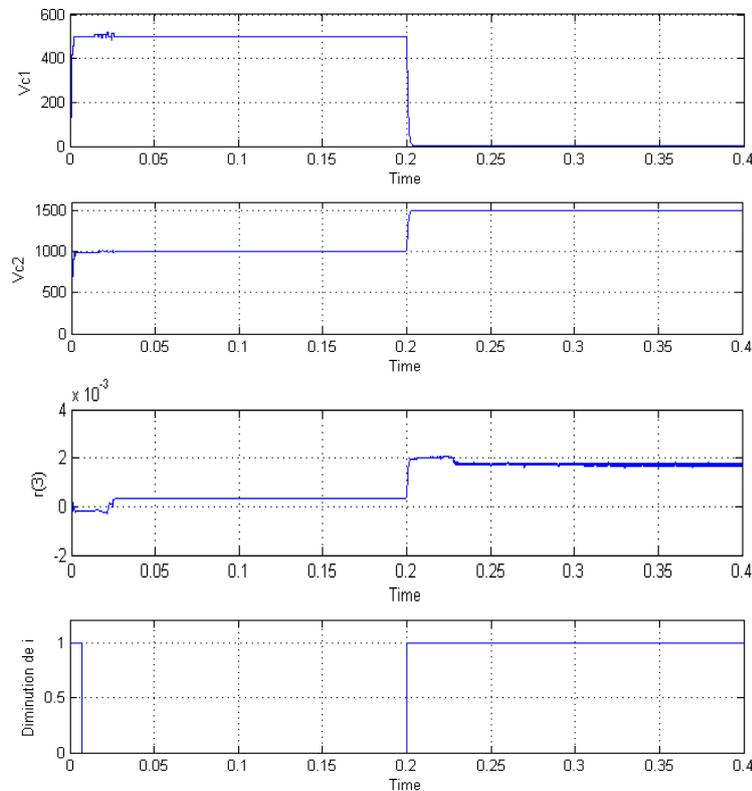


Figure IV.7: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(3)$ et de la variation de I .

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.2$ sec.

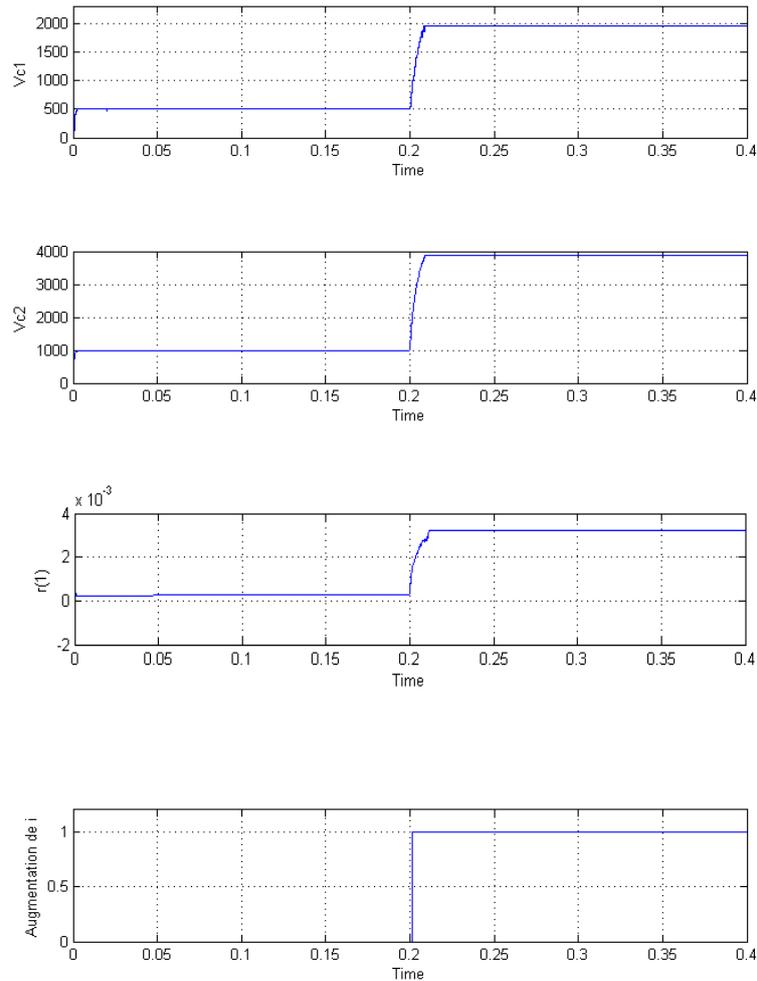


Figure IV.8: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , $r(I)$ et de la variation de I .

Après avoir continué toute la série de tests pour tous les cas possibles on arrive à la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur par mode glissant combinée avec une logique décisionnelle stricte nous donne des résultats intéressants avec des temps de réponse de l'ordre d'un millième de seconde.

IV.3.1 OBSERVATEUR D'ISOLATION DE DEFAUT INTERUPTEURS

L'application de ce type d'observateur présenté dans [Fra07] prendra la forme suivante sachant que le nombre d'actionneur est égal à 3 donc on aura trois observateurs :

Observateur 1 :

$$O1: \left\{ \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= H_1(\hat{x}_1 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ R \\ -\frac{1}{L}I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1}I \\ -\frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(E - V_{c2}) \end{bmatrix} u_3 + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ 0 \\ \frac{1}{L}V_{c1} \end{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_1 &= -2.\gamma_1(\hat{x}_1 - x)P \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ 0 \\ \frac{1}{L}V_{c1} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (IV.30)$$

Observateur 2 :

$$O2: \left\{ \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_2 &= H_2(\hat{x}_2 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ R \\ -\frac{1}{L}I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ 0 \\ \frac{1}{L}V_{c1} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(E - V_{c2}) \end{bmatrix} u_3 + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ -\frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} \hat{\theta}_2 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= -2.\gamma_2(\hat{x}_2 - x)P \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ -\frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (IV.31)$$

Observateur 3 :

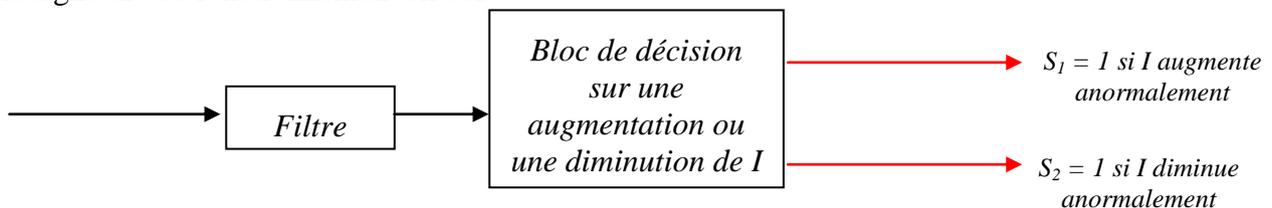
$$O3: \left\{ \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_3 &= H_3(\hat{x}_3 - x) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ R \\ -\frac{1}{L}I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}I \\ c_1 \\ 0 \\ \frac{1}{L}V_{c1} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1}I \\ -\frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(V_{c2} - V_{c1}) \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(E - V_{c2}) \end{bmatrix} \hat{\theta}_3 \\ \dot{\hat{\theta}}_3 &= -2.\gamma_3(\hat{x}_3 - x)P \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{c_2}I \\ \frac{1}{L}(E - V_{c2}) \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (IV.32)$$

Pour la génération de résidu on utilisera des résidus différents que ceux utilisés en raison de présence de plusieurs observateurs. On prendra donc :

$$\left\{ \begin{aligned} r(1) &= \frac{d}{dt} \left\| \frac{\Delta V_{C101}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{C201}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta I_{01}}{I_{ref}} \right\| \\ r(2) &= \frac{d}{dt} \left\| \frac{\Delta V_{C102}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{C202}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta I_{02}}{I_{ref}} \right\| \\ r(3) &= \frac{d}{dt} \left\| \frac{\Delta V_{C103}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{C103}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta I_{03}}{I_{ref}} \right\| \end{aligned} \right. \quad (IV.33)$$

Avec : ΔX_{O_i} la différence entre la mesure réelle et la mesure estimée par le $i^{\text{ème}}$ observateur.

Et afin de renforcer la localisation de défaut on propose une logique décisionnelle qui reflète la signature de fonctionnement en défaut.



Courant

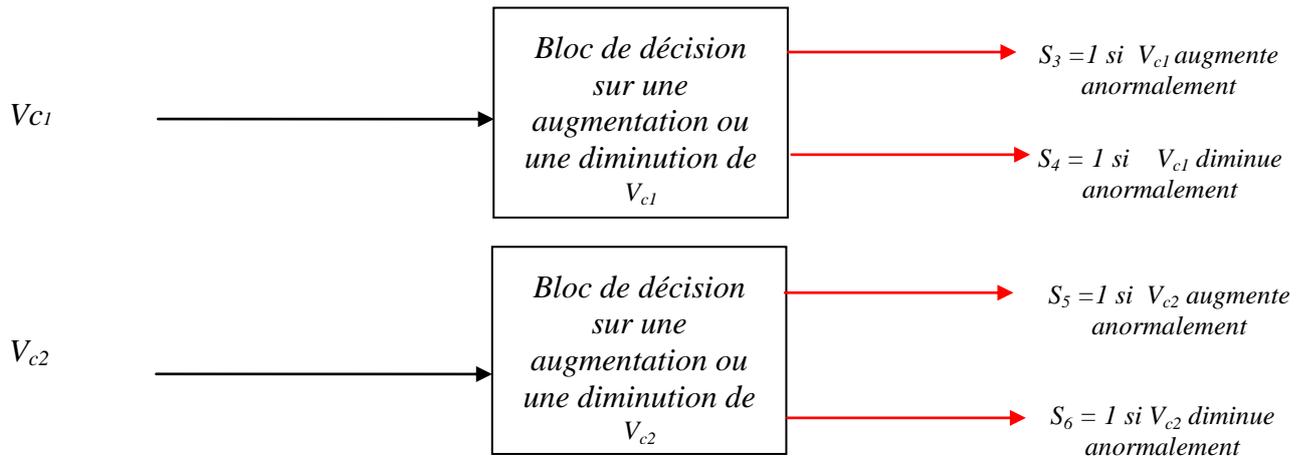


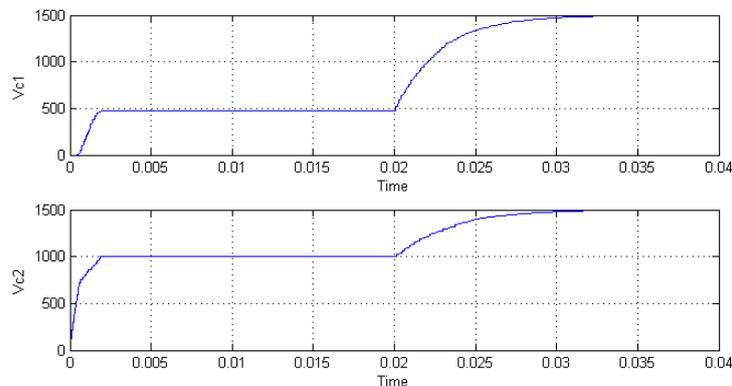
Figure IV.9: Logique de décision sur la variation des variables d'état.

A présent on définit les combinaisons logiques pour la localisation finale de la panne :

- $r(1)$ and S_1 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_1$ est bloqué à 1.
- $r(1)$ and S_2 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_1$ est bloqué à 0.
- $r(2)$ and S_1 and S_3 and $S_6 \rightarrow u_2$ est bloqué à 1.
- $r(2)$ and S_2 and S_4 and $S_5 \rightarrow u_2$ est bloqué à 0.
- $r(3)$ and S_1 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_3$ est bloqué à 1.
- $r(3)$ and S_2 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_3$ est bloqué à 0.

A l'aide de cette logique de décision, la localisation est assurée. Les figures (II. 10), (II. 11) et (II. 12) nous donnent les résultats de simulation pour tout les cas possible. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t = 0.02$ sec.



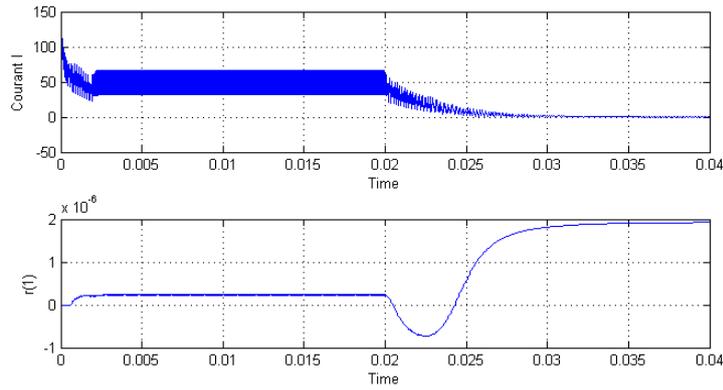


Figure IV.10: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(1)$.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

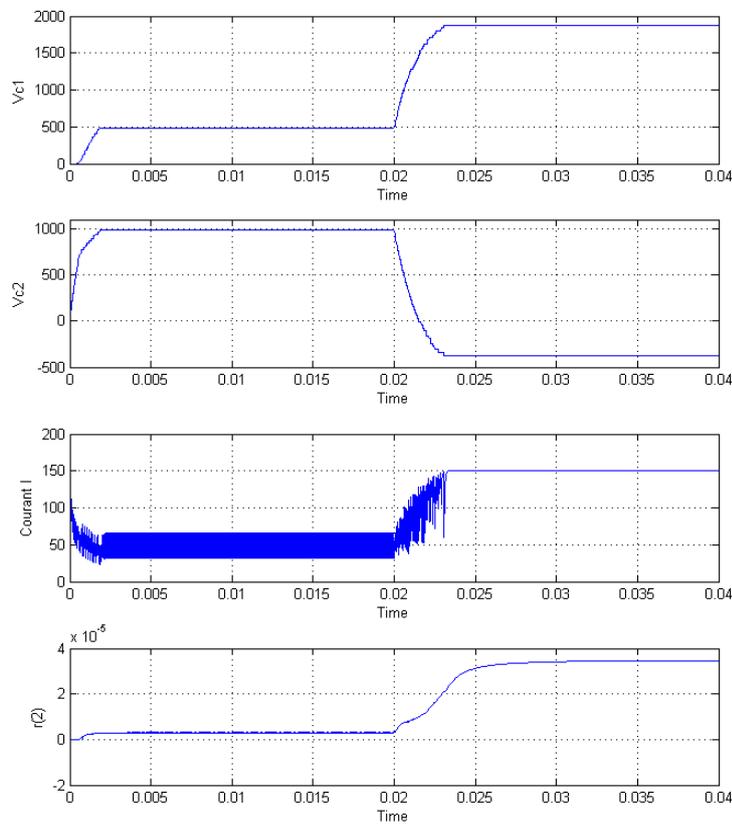


Figure IV.11: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(2)$.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

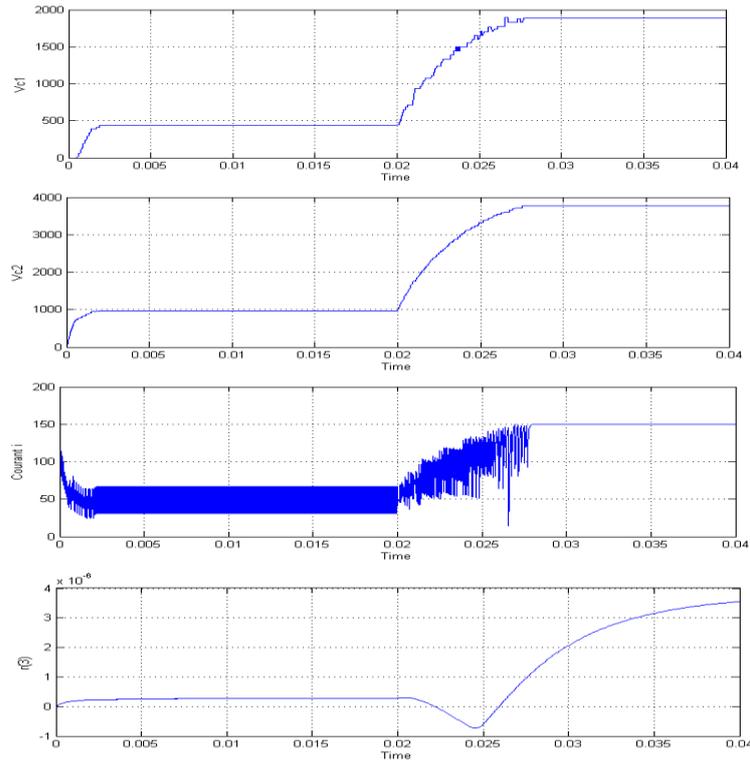


Figure IV.12: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et $r(3)$.

Après avoir continué toute la série de test pour tous les cas possibles on arrive à la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur d'isolation de défaut actionneur combinée avec une logique décisionnelle stricte s'avère juste mais pas exploitable car le temps de réponse de la décision finale varie en fonction des cas de défaut. Ceci pourrait être évité en utilisant des matrices de gain adaptatif combiné à un autre signal résiduel.

IV.3.3 OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR

Proposons à présent un autre type d'observateur par mode glissant mais d'ordre supérieur appelé aussi « Super-Twisting » ce type d'observateur étudié dans [Dav05] et [Wus07] est une nouvelle forme d'observateur qui donne des résultats très concluants.

Développant à présent cet observateur pour le convertisseur à 3 cellules :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).\hat{I} + z_1 \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).\hat{I} + z_2 \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}.\hat{I} - \frac{1}{L}(u_2 - u_1).\hat{V}_{c1} - \frac{1}{L}(u_3 - u_2).\hat{V}_{c2} + \frac{E}{L}.u_3 + z_3 \end{cases} \quad (IV.34)$$

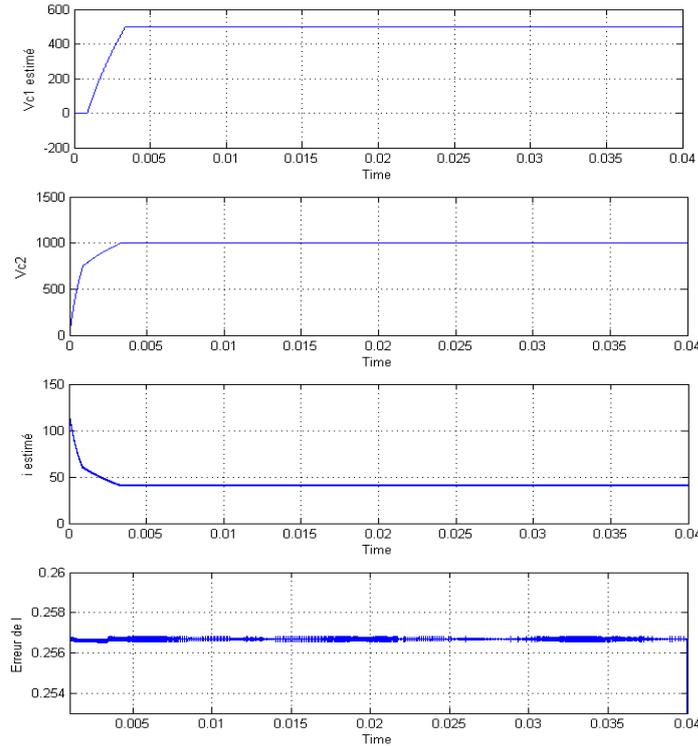
$$\text{Avec : } \begin{cases} z_i = \lambda_i |\tilde{x}_i|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_i) + v_i \\ \dot{v}_i = \alpha_i \text{sign}(\tilde{x}_i) \end{cases} \quad (IV.35)$$

Ou : - k_i sont des constante de Lipschitz positives.

$$- \alpha_i > k_i \tilde{x}_{iM} \quad \text{et} \quad \lambda_i > 4\sqrt{\alpha_i}$$

Les résultats de simulation de cet observateur nous donnent :

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu F, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref}= 40 \text{ A},$$



FigureIV.13: Evolution des variables d'état estimées V_{c1} , V_{c2} , I et l'erreur du courant.

On remarque que les variables estimées suivent les variables d'état sauf que l'erreur d'observation comporte un biais de l'ordre du dixième d'unité mais négligeable vue l'utilisation de cet observateur.

Passons à présent à la partie génération de résidu, On prendra dans ce cas un seul résidu qui nous servira uniquement pour détecter une éventuelle panne. Ainsi ce résidu n'aura aucun rôle pour la localisation de la panne.

Alors notre résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{\Delta V_{C1}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{C2}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta I}{I_{ref}} \right\| \quad (\text{IV.36})$$

Pour la localisation on utilise le même principe utilisé avec l'observateur d'isolation de défaut actionneur donné par la **FigureIV.9** aussi la même logique décisionnelle qu'on rappelle :

- R and S_1 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_1$ est bloqué à 1.
- R and S_2 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_1$ est bloqué à 0.
- R and S_1 and S_3 and $S_6 \rightarrow u_2$ est bloqué à 1.
- R and S_2 and S_4 and $S_5 \rightarrow u_2$ est bloqué à 0.
- R and S_1 and S_3 and $S_5 \rightarrow u_3$ est bloqué à 1.
- R and S_2 and S_4 and $S_6 \rightarrow u_3$ est bloqué à 0.

On effectue par la suite une série de test. Cette simulation a été mise au point avec une commande par mode glissant. Les caractéristiques utilisées du convertisseur multicellulaire restent inchangées.

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

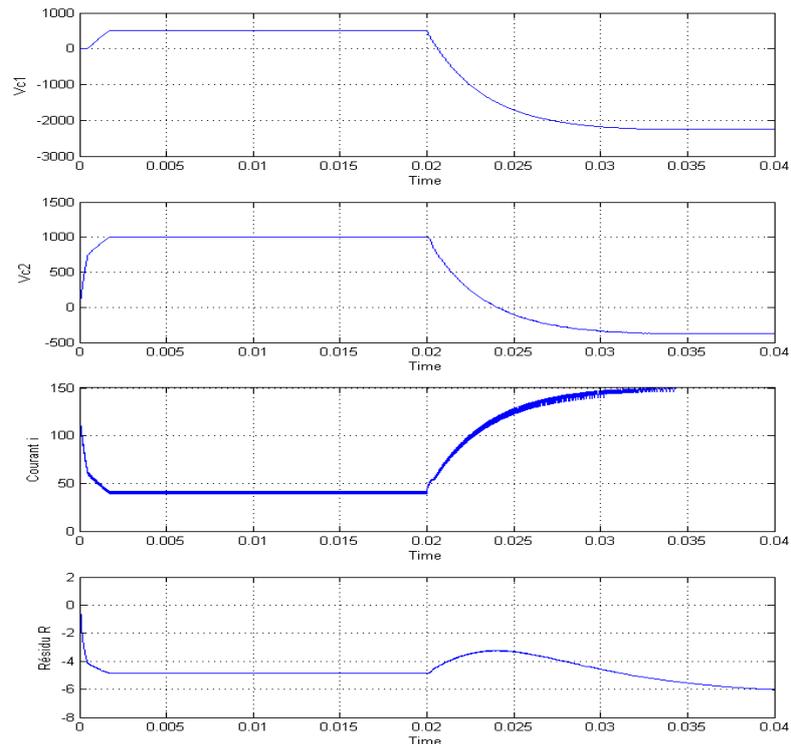


Figure IV.14: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.02$ sec.

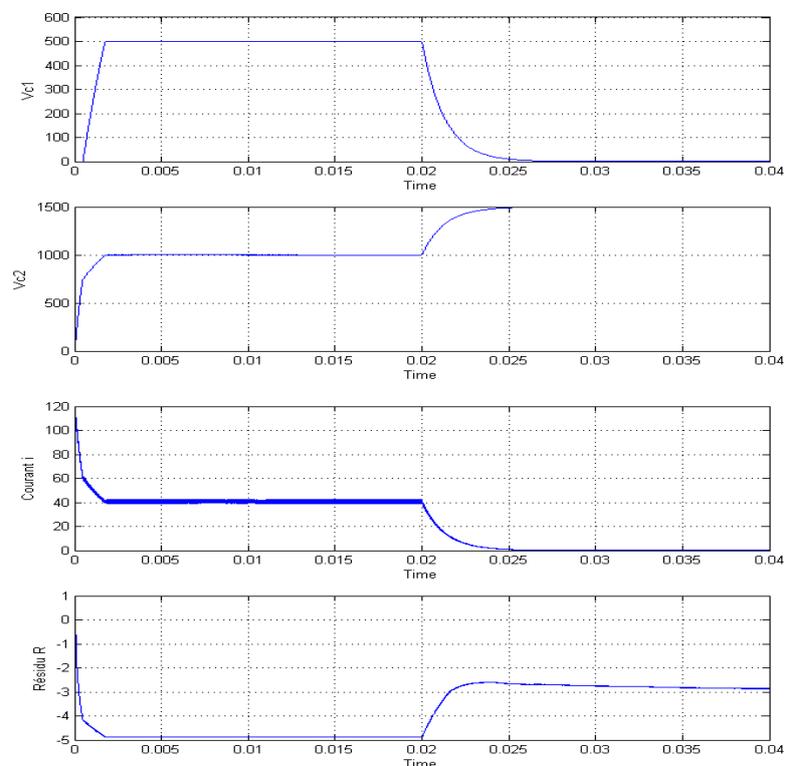
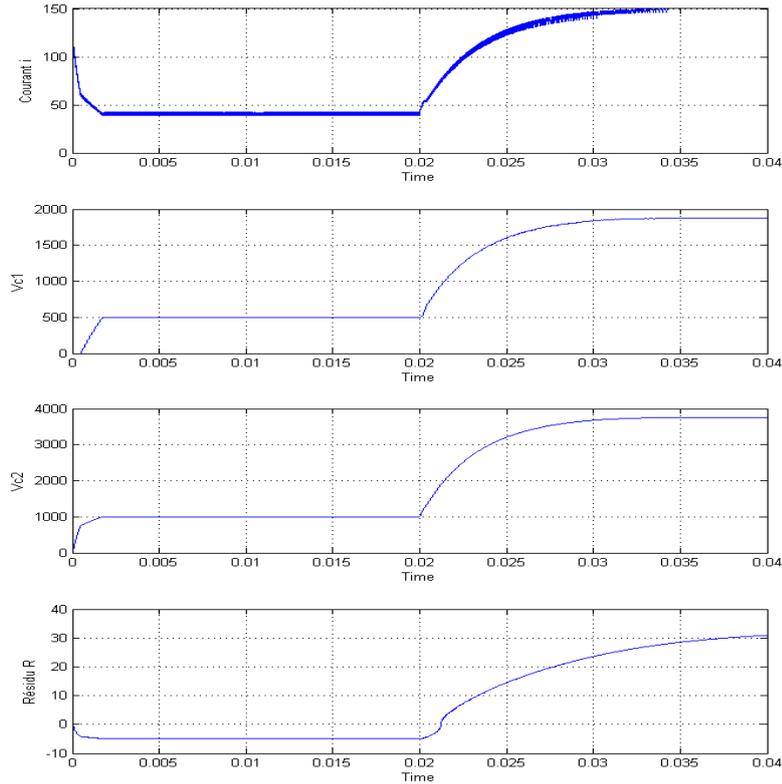


Figure IV.15: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.02$ sec.



FigureIV.16 : Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Après avoir continué toute la série de test pour tous les cas possibles on arrive à la conclusion que cette méthode de diagnostic à l'aide d'observateur par mode glissant d'ordre supérieur combinée avec une logique décisionnelle stricte s'avère juste et très intéressante d'un point de vue exploitation car la localisation se fait au maximum au bout de 10^{-4} s. Ce temps de réponse est suffisant pour adapter une commande tolérante aux défauts avant que les variables d'état du système divergent considérablement.

V. 4. APPLICATION AU CONVERTISSEUR 5 CELLULES

Nous allons à présent le diagnostic de défauts cellules sur un convertisseur 5 cellules, on rappelle le modèle mathématique de ce convertisseur :

$$\begin{cases}
 \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).\hat{I} + \lambda_1 \text{sign}(S) \\
 \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).\hat{I} + \lambda_2 \text{sign}(S) \\
 \dot{\hat{V}}_{c3} = \frac{1}{C_3}(u_4 - u_3).\hat{I} + \lambda_3 \text{sign}(S) \\
 \dot{\hat{V}}_{c4} = \frac{1}{C_4}(u_5 - u_4).\hat{I} + \lambda_4 \text{sign}(S) \\
 \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}.\hat{I} - \frac{1}{L}(u_2 - u_1).\hat{V}_{c1} - \frac{1}{L}(u_3 - u_2).\hat{V}_{c2} - \frac{1}{L}(u_4 - u_3).\hat{V}_{c3} - \frac{1}{L}(u_5 - u_4).\hat{V}_{c4} + \frac{E}{L}u_5 + \lambda_5 \text{sign}(S)
 \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

Observateur par mode glissant :

L'observateur par mode glissant est donné par:

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).\hat{I} + \lambda_1 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).\hat{I} + \lambda_2 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c3} = \frac{1}{C_3}(u_4 - u_3).\hat{I} + \lambda_3 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{V}}_{c4} = \frac{1}{C_4}(u_5 - u_4).\hat{I} + \lambda_4 \text{sign}(S) \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}.\hat{I} - \frac{1}{L}(u_2 - u_1).\hat{V}_{c1} - \frac{1}{L}(u_3 - u_2).\hat{V}_{c2} - \frac{1}{L}(u_4 - u_3).\hat{V}_{c3} - \frac{1}{L}(u_5 - u_4).\hat{V}_{c4} + \frac{E}{L}.u_5 + \lambda_5 \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

Avec : - $S = \hat{I} - I$ qui représente notre surface de glissement

- $[\hat{V}_{c1} \ \hat{V}_{c2} \ \hat{V}_{c3} \ \hat{V}_{c4} \ \hat{I}]^T$ les estimées des états.
- $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$ représentent les gains correctifs d'observation.

Les conditions de convergence et de stabilité s'inspirent de [Ben01] puis adapter au convertisseur 5 cellules.

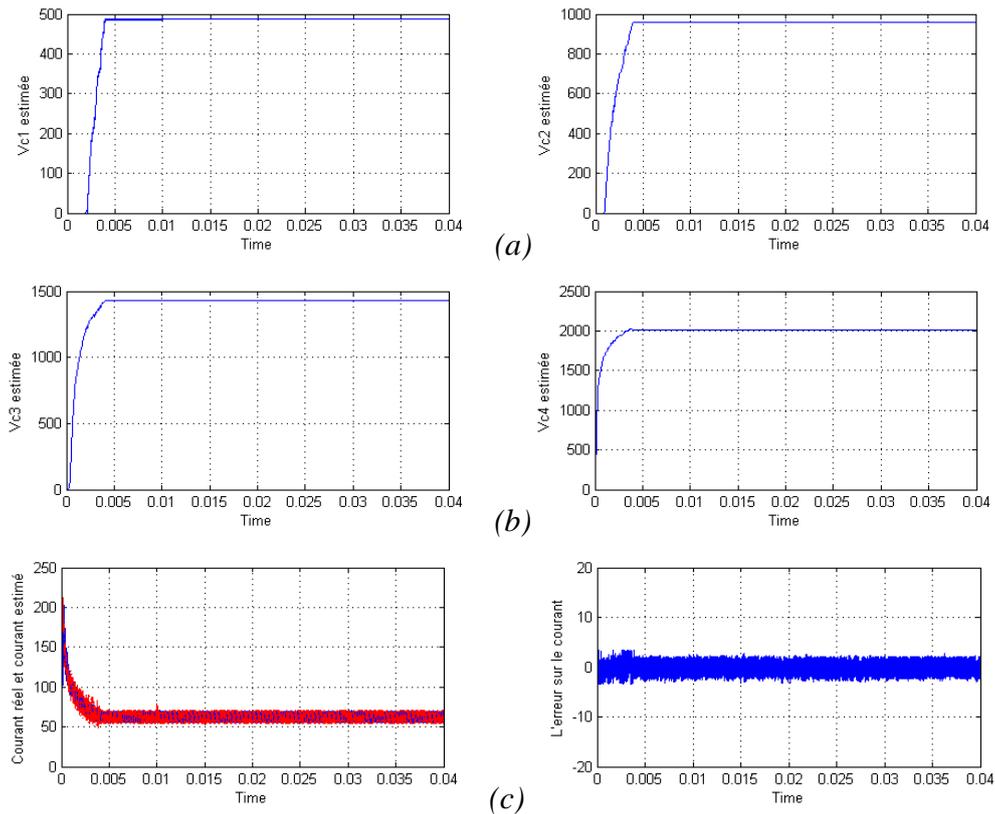


Figure IV.17: (a) Evolution des estimées des tensions flottantes Vc1 et Vc2.

(b) Evolution des estimées des tensions flottantes Vc3 et Vc4.

(c) Evolution du courant réel et estimé et de l'erreur d'observation.

On passe à présent à la partie génération de résidu ou on opte pour un résidu de détection qui utilise le même principe que celui utilisé avec l'observateur par mode glissant d'ordre supérieur appliqué au convertisseur 3 cellules. L'avantage de cette méthode est qu'elle peut se généraliser à la seule condition de connaître les conséquences des différents défauts sur les variables du système.

Le résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{\Delta V_{c1}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{c2}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta V_{c3}}{V_{c3ref}} + \frac{\Delta V_{c4}}{V_{c4ref}} + \frac{\Delta I}{I_{ref}} \right\| \quad (\text{IV.39})$$

La signature de fonctionnement en défaut nous donne :

Etat bloqué	Conséquences sur les états du système
$u_1 = 1$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_1 = 0$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_2 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_2 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_3 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I augmente
$u_3 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I diminue
$u_4 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} diminue, I augmente
$u_4 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} augmente, I diminue
$u_5 = 1$	V_{c1} augmente, V_{c2} augmente, V_{c3} augmente, V_{c4} augmente, I augmente
$u_5 = 0$	V_{c1} diminue, V_{c2} diminue, V_{c3} diminue, V_{c4} diminue, I diminue

Tableau IV.3 : Signature de fonctionnement avec défaut pour 5 cellules

A partir de là on arrive à généraliser la signature de fonctionnement en défaut à un convertisseur p cellules comme suit :

$$\text{Pour } i = 1, \dots, p : \begin{cases} \text{si } u_i \text{ se bloque à } 1 \Rightarrow I \text{ augmente} & \wedge \begin{cases} V_{cp} & \text{augmente si } p < i \\ V_{cp} & \text{diminue si } p \geq i \end{cases} \\ \text{si } u_i \text{ se bloque à } 0 \Rightarrow I \text{ diminue} & \wedge \begin{cases} V_{cp} & \text{diminue si } p < i \\ V_{cp} & \text{augmente si } p \geq i \end{cases} \end{cases}$$

A partir de cette généralisation on construit notre bloc logique décisionnel ou au lieu de prendre en considération tous les changements d'état du système c'est-à-dire faire un bloc décisionnel qui caractérise parfaitement le fonctionnement en défaut, on opte pour un bloc qui utilise au maximum 3 variables d'états pour une localisation finale de la commande bloquée quelque soit le nombre de cellule du convertisseur.

Ainsi pour un convertisseur à p cellules on aura :

Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
$V_{c(i-1)}$ augmente et V_{ci} diminue et I augmente	$u_i = 1$
$V_{c(i-1)}$ diminue et V_{ci} augmente et I diminue	$u_i = 0$
$V_{c(p-1)}$ augmente et I augmente	$u_p = 1$
$V_{c(p-1)}$ diminue et I diminue	$u_p = 0$

Tableau IV.4 : Signature de fonctionnement avec défaut pour p cellules

Appliquons à présent cette approche au convertisseur 5 cellules, le Tableau IV.5 nous donne la logique décisionnelle adoptée :

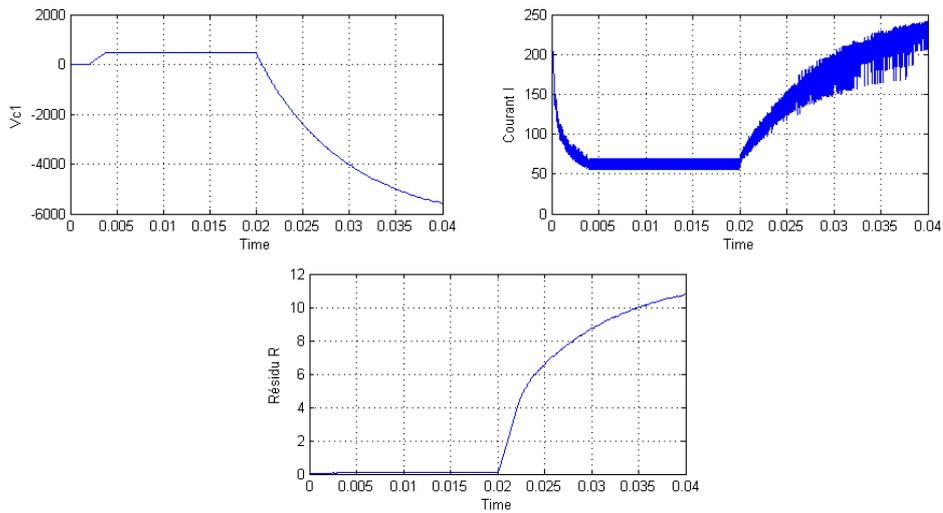
Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
V_{c1} augmente et V_{c2} diminue et I augmente	$u_2 = 1$
V_{c1} diminue et V_{c2} augmente et I diminue	$u_2 = 0$
V_{c2} augmente et V_{c3} diminue et I augmente	$u_3 = 1$
V_{c2} diminue et V_{c3} augmente et I diminue	$u_3 = 0$
V_{c3} augmente et V_{c4} diminue et I augmente	$u_4 = 1$
V_{c3} diminue et V_{c4} augmente et I diminue	$u_4 = 0$
V_{c4} augmente et I augmente	$u_5 = 1$
V_{c4} diminue et I diminue	$u_5 = 0$

Tableau IV.5 : Logique décisionnelle utilisée

On effectue la série de test avec différent cas de panne, les paramètres du circuit sont les suivants :

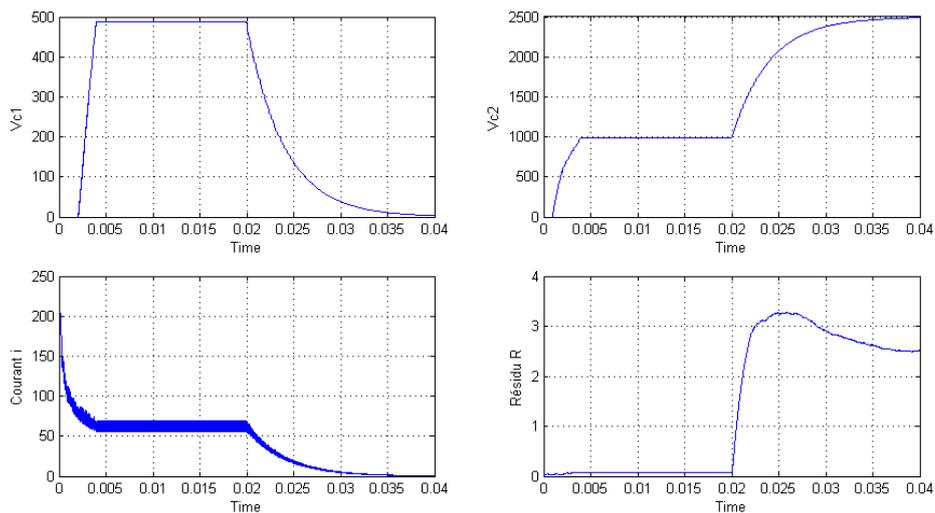
$$E = 2500, R = 10 \Omega, C1 = C2 = C3 = C4 = 40\mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref} = 60 \text{ A},$$

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 1$ à $t = 0.02$ sec.



FigureIV.18 : Evolution de V_{c1} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 0$ à $t = 0.02$ sec.



FigureIV.19 : Evolution de V_{c1} , $V_{c2,1}$ et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

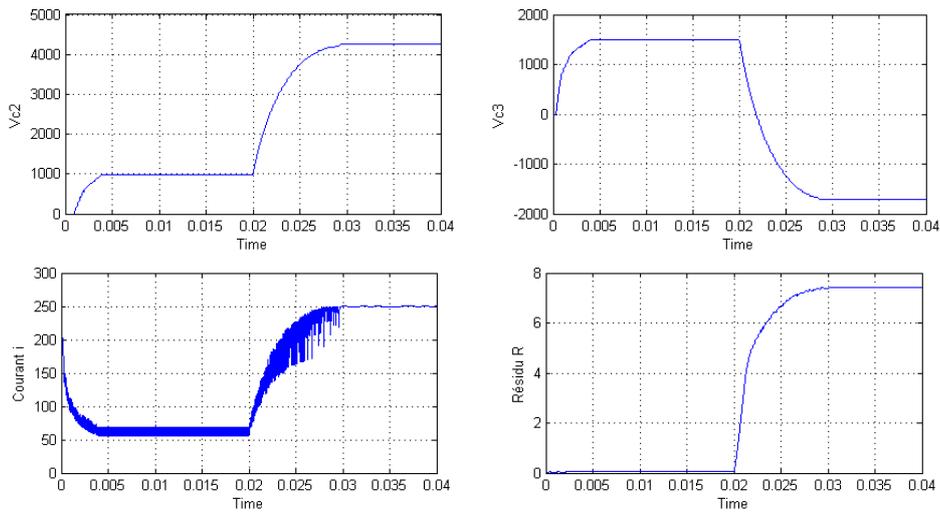


Figure IV.20: Evolution de V_{c2} , V_{c3} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_4 = 0$ à $t = 0.02$ sec.

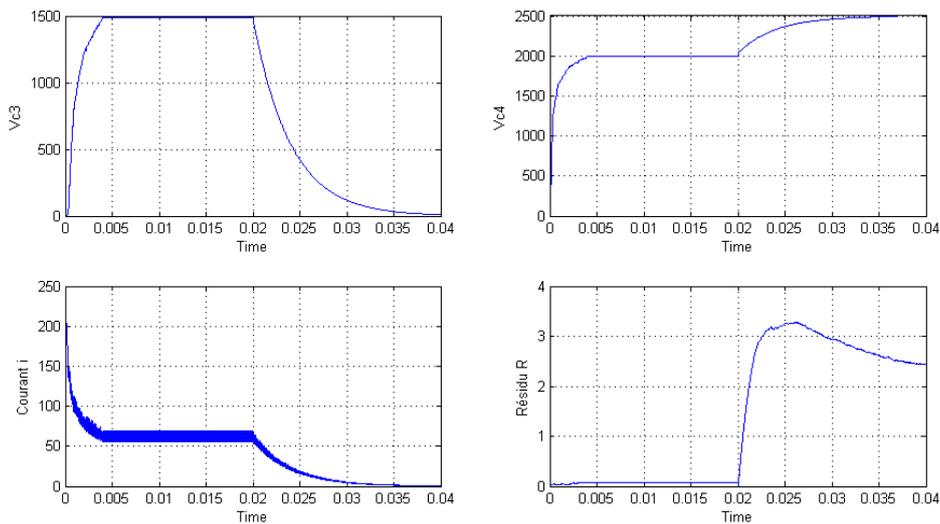


Figure IV.21: Evolution de V_{c3} , V_{c4} , I et R pour u_4 bloqué à 0.

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_5 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

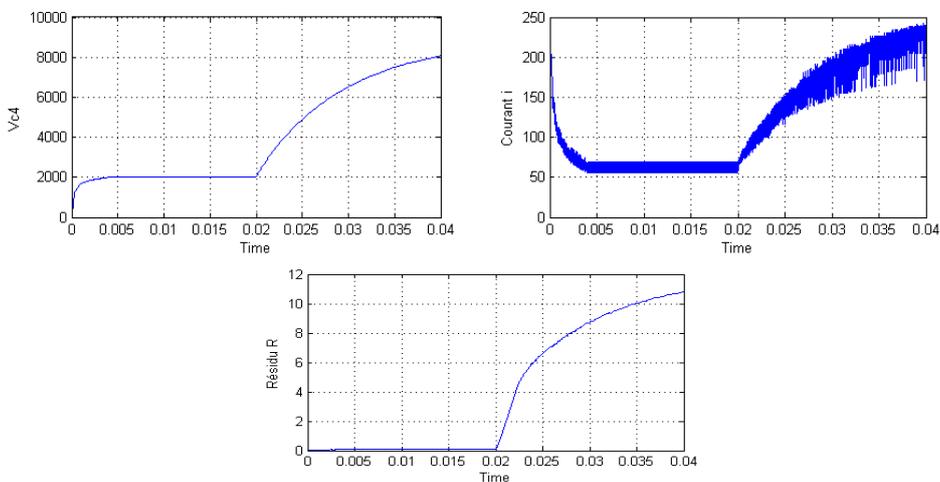


Figure IV.22 : Evolution de V_{c4} , I et R pour u_5 bloqué à 1.

Après avoir terminé toute la série de test pour tout les cas de figure possibles on conclut que cette méthode de diagnostic à base d'observateur par mode glissant s'avère juste et fiable. En effet, la détection se fait au bout de 10^{-4} secondes et la localisation varie en fonction des filtres utilisés en bloc de décision mais ne dépasse pas 10^{-3} secondes. Aussi, l'adoption de cette nouvelle approche décisionnelle, qui réduit le bloc de localisation, rend la phase terminale d'isolation simple à manipuler, c'est-à-dire qu'au lieu d'avoir utilisé 5 variables pour la localisation, on s'est restreints à seulement 3 variables pour chaque cas de panne dont le changement donne une décision indépendante des autres décisions. Cette approche est intéressante pour un convertisseur à nombre élevé de cellule du fait de la simplicité du bloc décisionnel final.

Observateur par mode glissant d'ordre supérieur

Développant à présent l'observateur « super-twisting » pour le convertisseur 5 cellules :

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_{c1} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).\hat{I} + z_1 \\ \dot{\hat{V}}_{c2} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).\hat{I} + z_2 \\ \dot{\hat{V}}_{c3} = \frac{1}{C_3}(u_4 - u_3).\hat{I} + z_3 \\ \dot{\hat{V}}_{c4} = \frac{1}{C_4}(u_5 - u_4).\hat{I} + z_4 \\ \dot{\hat{I}} = -\frac{R}{L}.\hat{I} - \frac{1}{L}(u_2 - u_1).\hat{V}_{c1} - \frac{1}{L}(u_3 - u_2).\hat{V}_{c2} - \frac{1}{L}(u_4 - u_3).\hat{V}_{c3} - \frac{1}{L}(u_5 - u_4).\hat{V}_{c4} + \frac{E}{L}.u_5 + z_5 \end{cases} \quad (\text{IV. 40})$$

Avec :

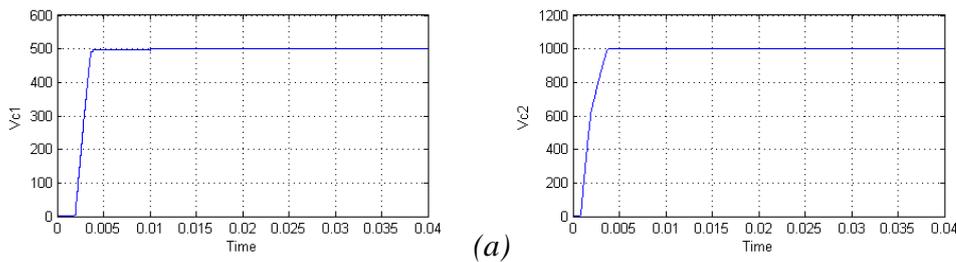
$$z_i = \lambda_i |\tilde{x}_i|^{1/2} \text{sign}(\tilde{x}_i) + v_i$$

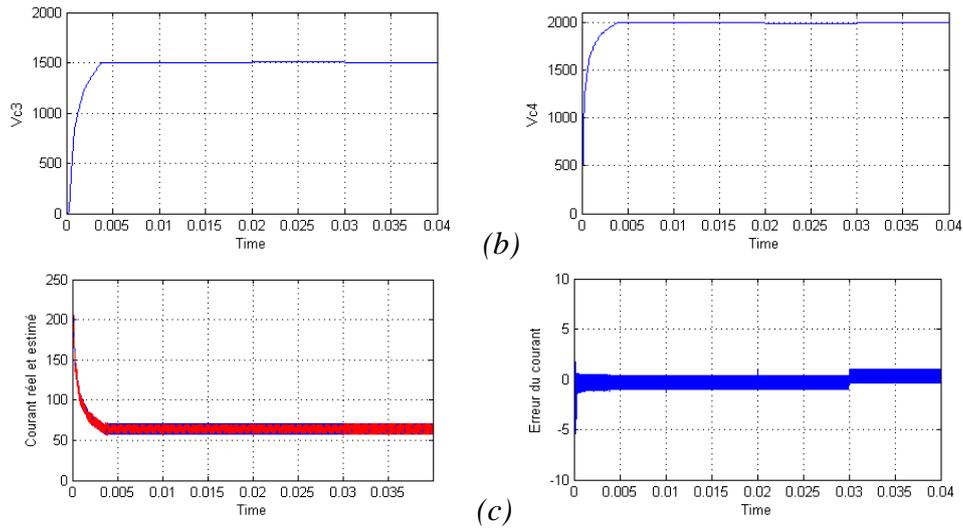
$$\dot{v}_i = \alpha_i \text{sign}(\tilde{x}_i)$$

Où : - k_i sont des constante de Lipschitz positives.

- $\alpha_i > k_i \tilde{x}_{iM}$ et $\lambda_i > 4\sqrt{\alpha_i}$

Les résultats de simulation de cet observateur nous donnent :





FigureIV.23 : (a) Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c1} et V_{c2} .

(b) Evolution des estimées des tensions flottantes V_{c3} et V_{c4} .

(c) Evolution du courant estimé et de l'erreur d'observation.

Nous allons à présent étudier la génération de résidu à partir de cet observateur. On utilise le même résidu que dans IV.39 ainsi que la même logique décisionnelle donc :

Le résidu prendra la forme suivante :

$$R = \left\| \frac{\Delta V_{c1}}{V_{c1ref}} + \frac{\Delta V_{c2}}{V_{c2ref}} + \frac{\Delta V_{c3}}{V_{c3ref}} + \frac{\Delta V_{c4}}{V_{c4ref}} + \frac{\Delta I}{I_{ref}} \right\| \quad (IV.41)$$

Le tableau IV.6 nous donne la logique décisionnelle adoptée :

Bloc logique décisionnel	Etat bloqué
V_{c1} diminue et I augmente	$u_1 = 1$
V_{c1} augmente et I diminue	$u_1 = 0$
V_{c1} augmente et V_{c2} diminue et I augmente	$u_2 = 1$
V_{c1} diminue et V_{c2} augmente et I diminue	$u_2 = 0$
V_{c2} augmente et V_{c3} diminue et I augmente	$u_3 = 1$
V_{c2} diminue et V_{c3} augmente et I diminue	$u_3 = 0$
V_{c3} augmente et V_{c4} diminue et I augmente	$u_4 = 1$
V_{c3} diminue et V_{c4} augmente et I diminue	$u_4 = 0$
V_{c4} augmente et I augmente	$u_5 = 1$
V_{c4} diminue et I diminue	$u_5 = 0$

Tableau IV.6 : Logique décisionnelle utilisée

Test 1 : Si on introduit un blocage de $u_1 = 0$ à $t = 0.02$ sec.

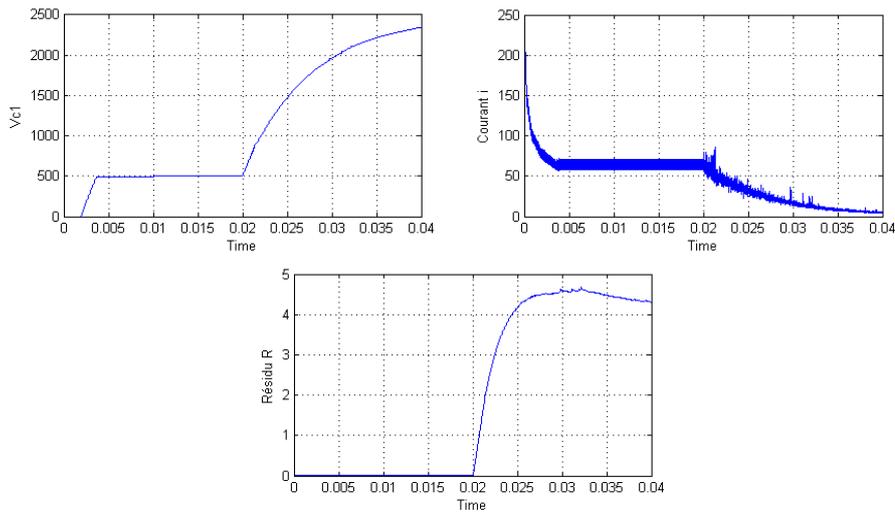


Figure IV.24: Evolution de V_{c1} , I et R pour u_1 bloqué à 1.

Test 2 : Si on introduit un blocage de $u_2 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

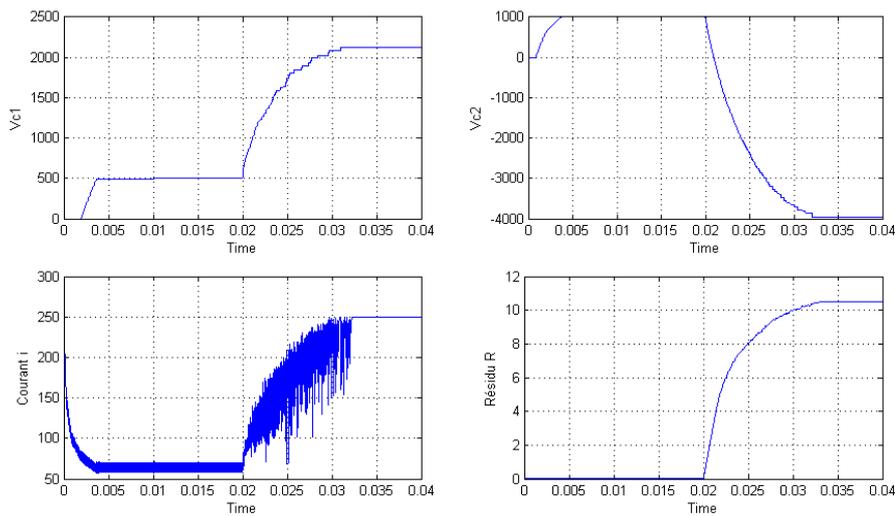


Figure IV.25 : Evolution de V_{c1} , $V_{c2,1}$ et R pour u_2 bloqué à 0.

Test 3 : Si on introduit un blocage de $u_3 = 0$ à $t = 0.02$ sec.

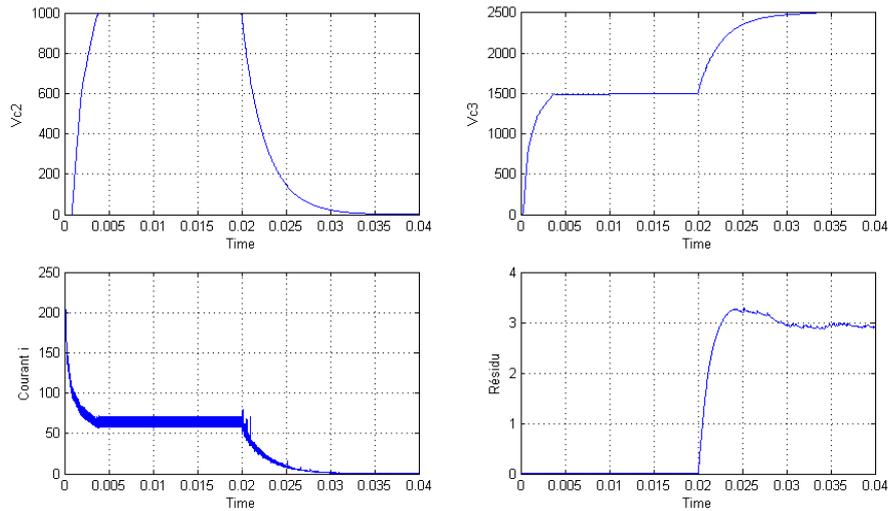


Figure IV.26 : Evolution de V_{c2} , V_{c3} , I et R pour u_3 bloqué à 1.

Test 4 : Si on introduit un blocage de $u_4 = 1$ à $t = 0.02$ sec.

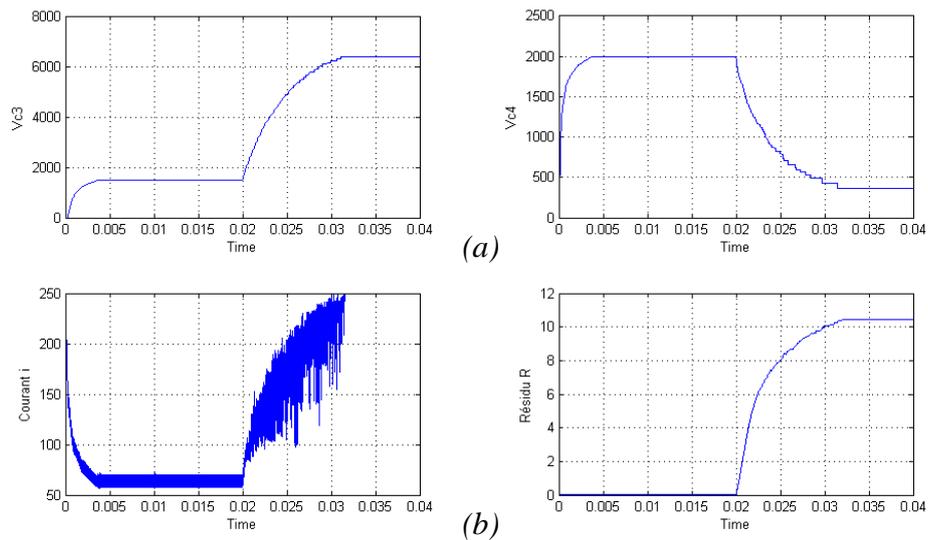


Figure IV.27 : (a), (b) Evolution de V_{c3} , V_{c4} , I et R pour u_4 bloqué à 0.

Test 5 : Si on introduit un blocage de $u_5 = 0$ à $t = 0.02$ sec.

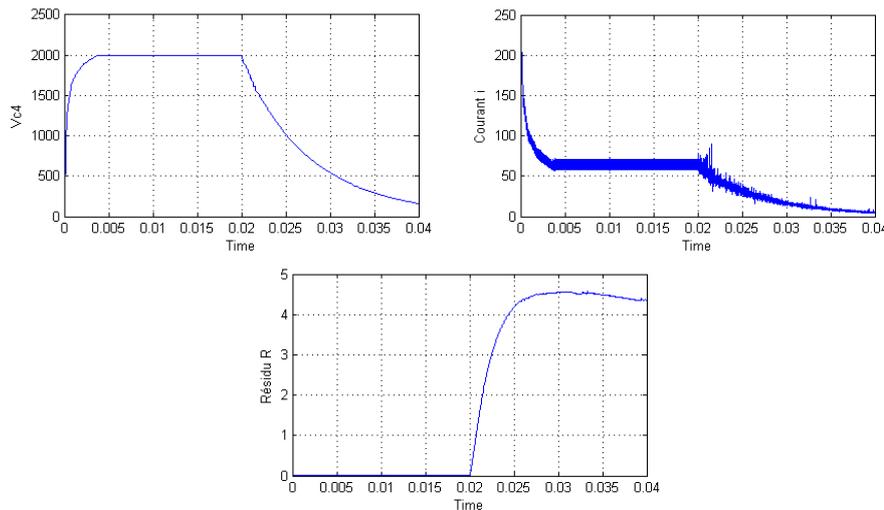


Figure IV.28: Evolution de V_{c4} , I et R pour u_5 bloqué à $t = 0.02$ sec.

Après avoir terminé toute la série de test pour tout les cas de figure possibles on conclut que cette méthode de diagnostic à base d'observateur par mode glissant s'avère juste et répond pratiquement comme celle utilisée avec l'observateur par mode glissant sauf qu'en terme de détection elle s'avère plus rapide mais le temps de localisation varie peut en raison d'utilisation du même raisonnement logique décisionnel

Conclusion

Le diagnostic de défaut cellule du convertisseur multicellulaire nous a montré dans un premier temps les conséquences que pourraient subir notre circuit et par la suite la concrétisation de différents résultats pour achever pleinement cette méthode de surveillance. L'utilisation de différents observateurs nous a permis dans un premier lieu de tester les temps de réponse de détection puis la génération de signal résiduel. Enfin une généralisation de la signature de fonctionnement en défaut a été développée qui nous a menés vers la proposition d'un bloc décisionnel généralisé testé sur un convertisseur 5 cellules.

IV.5. DIAGNOSTIC DU VIEILLISSEMENT DES CAPACITES DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Les condensateurs représentent un des éléments constituant les convertisseurs électriques, ayant pour rôle le filtrage et le stockage d'énergie ce qui rend leur tâche soumise à différentes contraintes et par conséquent une durée de vie relativement faible par rapport aux autres composants des convertisseurs d'énergie. Parmi les causes de défaillances de ces éléments de stockage on trouve leur vieillissement.

Les causes de défaillance

Les condensateurs utilisés en électronique de puissance, surtout les électrolytiques, sont les éléments les plus fragiles dans un convertisseur. Ainsi, dans des conditions de fonctionnement normales, les défaillances dites immédiates ne se produisent pas à moins que n'apparaissent des surtensions ou des surintensités accidentelles, ou que la qualité de ces condensateurs ne soit pas surveillée.

En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps [Val03] et parmi ces phénomènes on trouve :

- L'altération chimique.
- La rupture des connexions.
- La perte d'électrolyte.

Et parmi les causes d'apparition de ses phénomènes on trouve :

- L'apparition de surtensions répétitives.
- La dégradation par tension inverse ;
- La dégradation par température ou courant élevé.

Etude du vieillissement des capacités du convertisseur 3 cellules :

Afin d'étudier le vieillissement des condensateurs dans le convertisseur 3 cellules on place en parallèle avec chaque condensateur une résistance R_i pour le i^{eme} condensateur. Cette résistance dont la valeur varie de 0 à $+\infty$ caractérisera en faite un vieillissement progressif qui dépend en faite du temps et de la température car plus la température augmente plus les pertes sont considérables.

La **figure IV.29** nous donne le circuit du convertisseur à 3 cellules étudié.

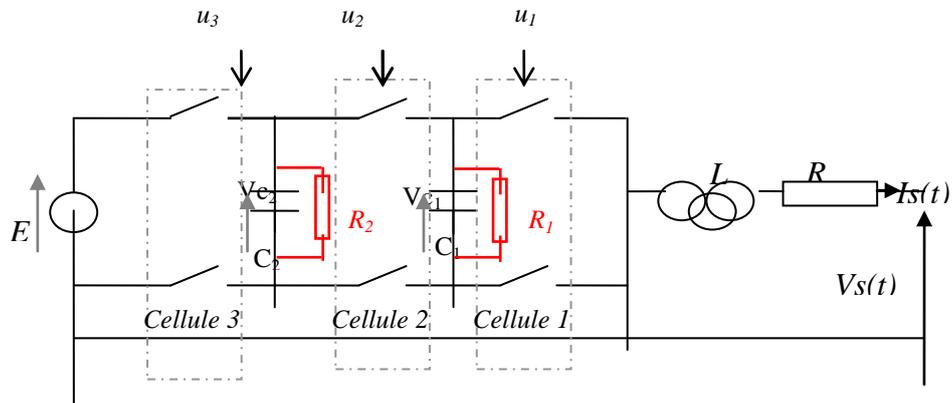


Figure IV.29 Circuit d'étude du vieillissement des condensateurs pour un bras 3 cellules.

Le modèle mathématique de ce circuit est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(u_2 - u_1).I - \frac{1}{R_1 C_1}.V_{c1} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(u_3 - u_2).I - \frac{1}{R_2 C_2}.V_{c2} \\ \frac{dI}{dt} = -\frac{R}{L}.I + \frac{E}{L}.u_3 - \frac{V_{c2}}{L}(u_3 - u_2) - \frac{V_{c1}}{L}(u_2 - u_1) \end{cases} \quad (IV.42)$$

Avec :

$$R_i = \begin{cases} +\infty \Rightarrow \text{Condensateur parfait} \\ 0 \Rightarrow \text{Défaillance totale du condensateur} \end{cases}$$

On effectue à présent des simulations avec une introduction de différent têt de vieillissement, les paramètres de simulation sont :

$$E = 1500, R = 10 \Omega, C1=C2= 40\mu\text{F}, L = 0.5 \text{ mH}, I_{ref}= 40 \text{ A},$$

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_1 à $t=0.04s$

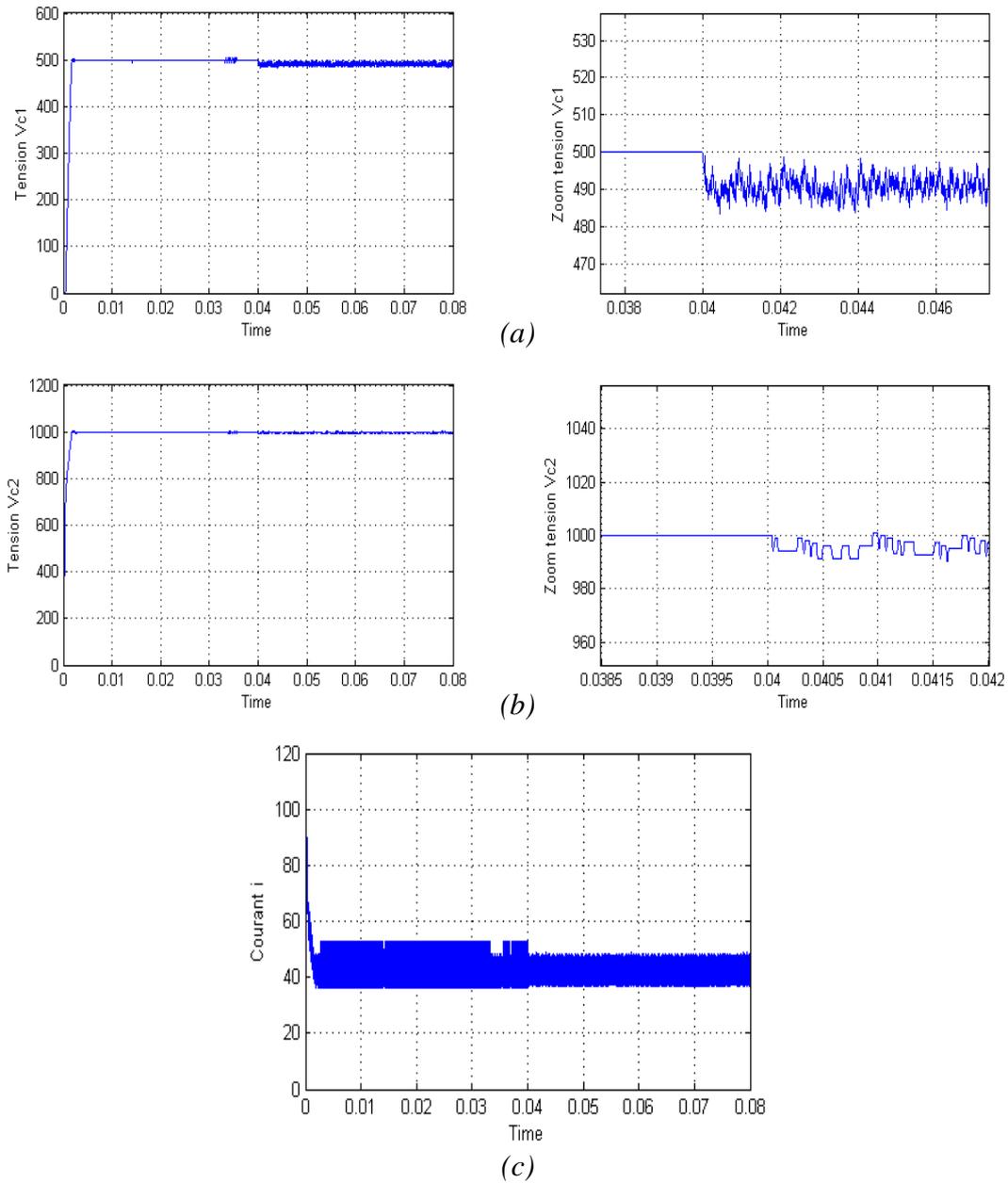
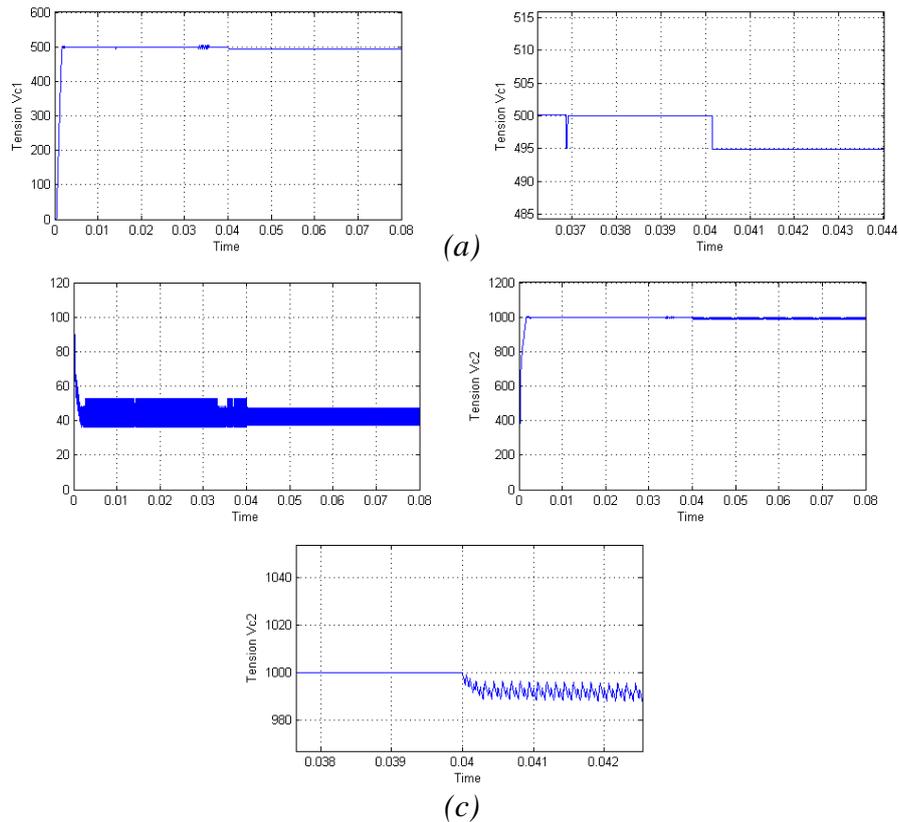


Figure IV.30: (a) Evolution de la tension V_{c1} .
 (b) Evolution de la tension V_{c2} .
 (c) Evolution du courant.

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_2 à $t=0.04s$



FigureIV.31 : (a) Evolution de la tension V_{c1} .
 (b) Evolution de la tension V_{c2} .
 (c) Evolution du courant.

Test 3: Introduction d'un défaut progressif sur C_1 à $t=0.04s$.

On note juste que le vieillissement a été accélérer juste pour voir les conséquences d'une telle défaillance.

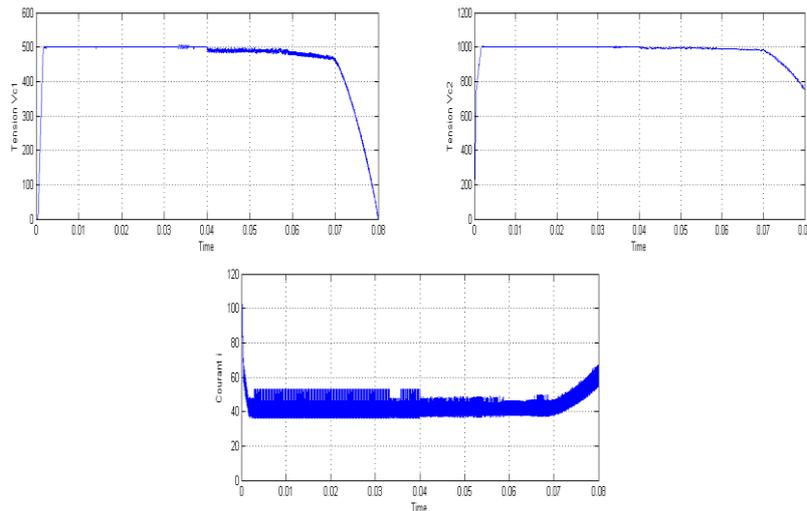


Figure IV.32: Evolution de V_{c1} , V_{c2} , I .

Après avoir effectué cette série de test on note que les conséquences d'une telle défaillance touchent toutes les variables d'état c'est-à-dire que le vieillissement d'un des deux condensateurs touche toutes les variables d'état du système. L'utilisation des observateurs étudiés précédemment s'avérera fausse pour ce cas de figure car la structure du système change ainsi les

observations calculées ne reflètent ni un fonctionnement sain ni un fonctionnement en défaut mais un fonctionnement inexploitable.

On propose pour le diagnostic de ce vieillissement l'adaptation du concept d'inversion du système à gauche non pas au calcul des variables d'état ou de la commande appliquée mais plutôt au calcul d'un vecteur résidu sensible à la variation de la résistance parallèle. Aussi, avons-nous utilisé cette méthode car ce processus de défaillance est souvent progressif et lent. Pour utiliser cette méthode on suppose uniquement que les variables du système sont mesurables. Le résidu proposé aura la forme suivante :

$$r = \begin{bmatrix} \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C1} - \frac{1}{C1}(u_2 - u_1).I}.C1} \cdot V_{C1} \right] \\ \exp \left[\frac{1}{\dot{V}_{C2} - \frac{1}{C2}(u_3 - u_2).I}.C2} \cdot V_{C2} \right] \end{bmatrix} \quad (IV.43)$$

Ce vecteur dont les éléments $r(1)$ et $r(2)$ seront sensibles respectivement à un vieillissement des condensateurs C_1 et C_2 et prendront les valeurs $r(i) = 0$ pour un condensateur sain et $r(i) = 1$ pour une défaillance totale. On effectue à présent une série de test de simulation avec le calcul du vecteur résidu. Les paramètres de simulation sont : $E = 1500$, $R = 10 \Omega$, $C1=C2= 40\mu F$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $I_{ref} = 40 \text{ A}$.

Test 1: Introduction d'un défaut brusque sur C_1 à $t=0.04s$.

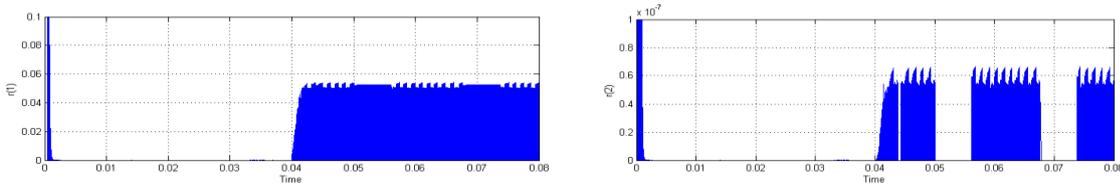


Figure IV.33: Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.

Test 2: Introduction d'un défaut brusque sur C_2 à $t=0.04s$.

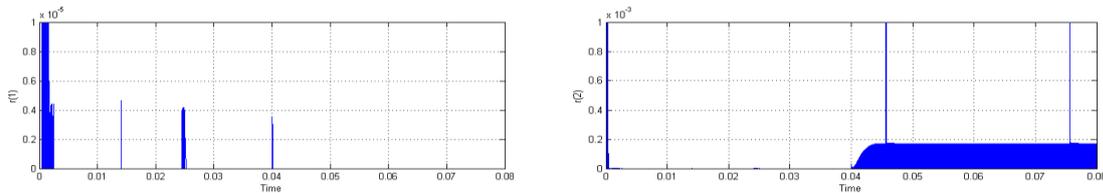


Figure IV.34: Evolution de $r(1)$ et $r(2)$.

Test 3: Introduction d'un défaut progressif sur C_1 à $t=0.04s$.

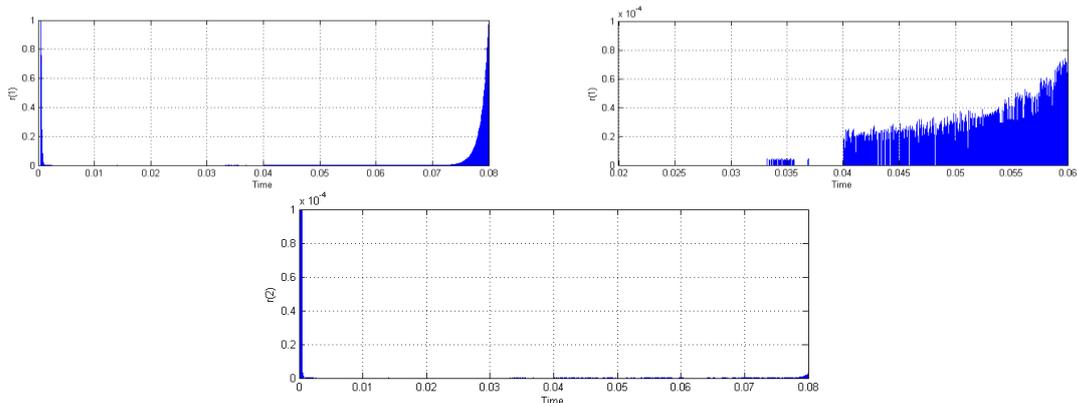


Figure IV.35: Evolution de $r(1)$, zoom sur $r(1)$ et $r(2)$.

IV.6.CONCLUSION

Les résultats de simulation nous montre clairement que la détection ainsi que l'isolation des défauts vieillissement avec le signal résiduel utilisé sont assurées pour les différentes capacités du circuit.

Aussi l'utilisation de cette méthode impose une détection de défauts indépendante des détections de défauts cellules ceci est du au choix spécifique du résidu.

Chapitre V

Commande Tolérante aux Défauts

Du Convertisseur Multicellulaire Série

V.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 [Wu01]. 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.

La commande tolérante aux défauts est généralement classée en deux approches distinctes : une approche passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC) et une approche active (ActiveFault tolérant Control, AFTC). Dans le cadre de la première approche, les régulateurs sont synthétisés de façon à être robuste à certains défauts [Ete95]. 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.

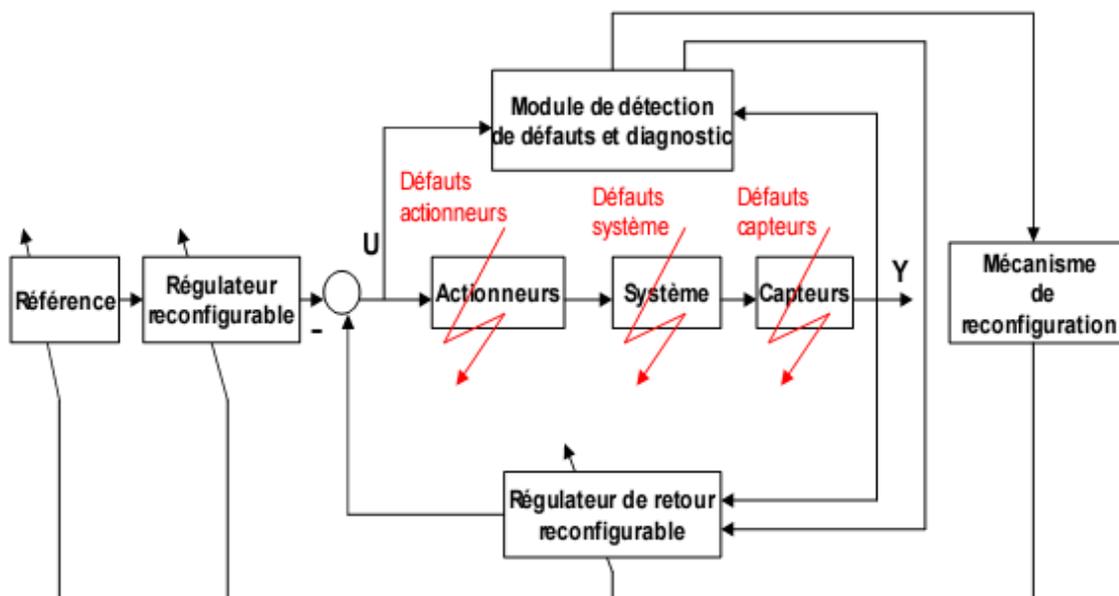


Figure V.1 : Principe d'un système de commande tolérante aux défauts

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 V.1 présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts [Pat97], [Zha03] 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 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.

L'AFTC requiert tout d'abord, de synthétiser un schéma de FDD permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut) ainsi qu'un modèle de défaut du système. Puis, de synthétiser en ligne un nouveau régulateur (reconfigurable ou restructurable) en réponse aux défauts du système et de compenser l'effet de ceux-ci tout en assurant la stabilité et les performances de l'ensemble [Rod05].

V.2. Commande FTC linéarisante :

La linéarisation exacte [Slo94], [Fos93] est une approche pour la construction de correcteur non linéaire. L'idée principale de cette méthode est d'effectuer une transformation algébrique d'un système dynamique non linéaire, en un système totalement ou partiellement linéaire. Ainsi après transformation, toutes les techniques de synthèse de correcteurs linéaire peuvent être appliquées. L'intérêt de cette méthode est qu'elle effectue une transformation exacte du système d'état non linéaire, sans passer par une approximation linéaire comme les techniques de linéarisation classiques (Jacobien) [Fos93].

La linéarisation exacte d'un système peut donc être vue comme une méthode pour transformer un modèle de système vers un modèle ayant une forme plus simple. Cette méthode a été utilisée avec succès dans de nombreuses applications [Wes94], [Fri93], [Pio92], [Luc87], [Ouk94]

Néanmoins, un nombre important d'inconvénient et de limitation est lié à cette méthode comme nous le verrons au cours de cette étude.

Après quelques rappels nécessaires, nous appliquerons cette méthode au découplage d'un hacheur 5 cellules.

V.2.1. Définition de la modélisation du système non linéaire :

Soit (Σ) , un système non linéaire affine multi-entrées, multi-sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état.

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{X} = f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X)u_k \\ y_j = h_j(X) \end{cases} \quad \text{Avec } 1 \leq j \leq p \quad (V.1)$$

Où : $X \in \Omega$ est le vecteur d'état avec $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ et m le nombre d'entrées.

Les fonctions f, g_1, \dots, g_k sont des applications vectorielles de Ω dans \mathbb{R}^n et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs réelles définies sur Ω . Nous nous intéresserons plus particulièrement aux systèmes carrés donc on supposera $n = m$.

Une représentation vectorielle peut être donnée par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix}, g_k(X) = \begin{pmatrix} g_{1k}(X) \\ \vdots \\ g_{nk}(X) \end{pmatrix} \text{ et } h(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{V.2})$$

Les éléments de f, g_k, h sont des fonctions lisses, c'est-à-dire que ces fonctions sont indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

Dérivée de Lie :

Etant donnée une fonction lisse $h_j(x)$, le gradient de h_j est noté ∇h_j et s'exprime par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{V.3})$$

Le Jacobien est une matrice $n \times n$ qui a pour éléments $(\nabla f)_{kj} = \frac{\partial f_k}{\partial x_j}$ (V.4)

On pose maintenant une fonction scalaire $h_j(X)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(X)$. On définit une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de lie de h_j par rapport à f comme suit :

$$L_f h_j(X) = \sum_{k=1}^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_k} f_k(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} f(X) \quad (\text{V.5})$$

Résultat général :

En reprenant le modèle du système donné par e1, on peut écrire la première dérivée de y_i à l'aide des dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \left(f(X) + \sum_{k=1}^m g_k(X) u_k \right) \quad (\text{V.6})$$

On obtient alors : $\dot{y}_j = L_f h_j(X) + \sum_{k=1}^m (L_{g_k} h_j(X)) u_k$ (V.7)

Il est intéressant de noter que si $L_{g_k} h_j(X) = 0$, les entrées u_k n'ont pas d'influence sur les sorties. On note ainsi r_j le plus petit nombre entier pour qu'une des entrées u_k apparaisse dans la $r_j^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y_j . On note alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{k=1}^m L_{g_k} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_k \quad (\text{V.8})$$

Les nombre obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

On définit la matrice de découplage $m \times m$, $\Delta(X)$ comme suit :

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) & \dots & L_{g_m} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) & \dots & L_{g_m} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{V.9})$$

On définit également le vecteur $\Delta_0(X)$ par :

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(X) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{V.10})$$

Il est possible de réécrire l'équation (II.8) en utilisant (II.9) et (II.10) :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{pmatrix} = \Delta_0 + \Delta(X) \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (\text{V.11})$$

A partir des définitions ci-avant, le théorème suivant définit les conditions de linéarisation du système (Σ) :

Théorème :

- ✓ Le système (Σ) est découplé sur $\Omega \subset \mathcal{R}^n$ si et seulement si :

$$\text{Rang } \Delta(X) = m \quad \forall X \in \Omega$$

- ✓ si cette condition est satisfaite alors le retour d'états non-linéaire

$$u(X) = \alpha(X) + \beta(x)v$$

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} \alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) \\ \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

Et v le nouveau vecteur d'entrée

- ✓ Le système bouclé $(h, f + g\alpha, g\beta)$ possède un comportement entrées/sorties linéaire décrit par :

$$y_j^{(r_j)} = v_j \quad \forall j \in [1, \dots, m] \quad (\text{V.13})$$

On effectue sur le système ainsi linéarisé (**Figure V.2**) par retour d'état non linéaire un second bouclage afin d'imposer au système la dynamique désirés. Toutes les méthodes de synthèse de correcteurs linéaires pourront ainsi être utilisées.

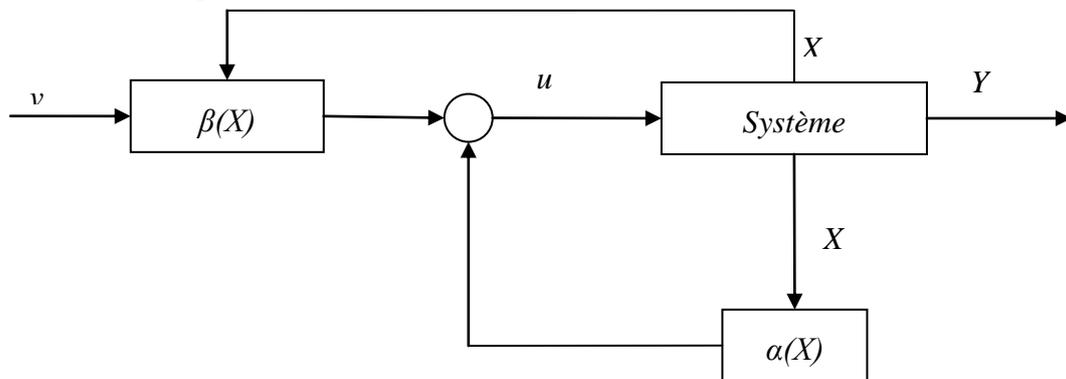


Figure V.2 : Représentation du découplage par linéarisation exacte

Il est important de noter que cette méthode aboutit à découplage total si on a $\sum r_j = n$, c'est-à-dire que le système découplé est linéaire pour toutes les variables d'état.

Si on observe $\sum r_j < n$, on obtient alors $n - \sum r_j$ dynamique de zéros qui conduisent à une étude plus complexe (étude des dynamiques de zéros).

On obtient après découplage le schéma de la **Figure V.3** pour le cas particulier où les degrés relatifs sont égaux à 1.

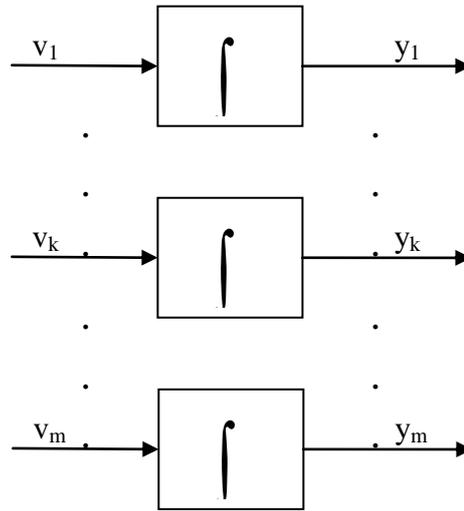


Figure V.3 : *Système découplé.*

V.3. APPLICATION A UN CONVERTISSEUR 5 CELLULES

V.3.1. Calcul De la commande découplante :

Nous allons maintenant appliquer cette méthode à un convertisseur 5 cellules. Le vecteur d'état du système est donc d'ordre 5 et se trouve composé des quatre tensions $v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{c4}$ et du courant de la charge i_l .

Le modèle utilisé pour le convertisseur sera donc un modèle non linéaire affine donné par l'équation.

Les entrées u_i symbolisent les rapports cycliques moyens pour chaque cellule, et les fonctions $f_5(X)$ et $g_5(X)$ sont données par les équations.

Les fonctions $g_{5k}(X)$ représenteront alors les colonnes de la matrice $g_5(X)$. De plus nous avons que toutes les tensions condensateurs sont mesurées, donc que la fonction $h_5(X)$ peut être exprimé par :

$$h_5(X) = I_5 X \quad \text{avec} \quad I_5 = \text{Matrices identité d'ordre 5} \quad (\text{V.14})$$

On calcule le découplage pour le système, c'est-à-dire les matrices $\Delta(X)$ et $\Delta_0(X)$. On obtient les conditions de validité du découplage pour $\det[\Delta(X)] = a_1 a_2 a_3 a_4 E x_5^2 \neq 0$ qui sont données par :

$$E \neq 0 \quad \text{et} \quad x_5 \neq 0 \quad (\text{V.15})$$

La condition sur la tension d'entrée n'est pas la plus gênante puisque qu'elle sera généralement vérifiée en fonctionnement normal. Par contre, nous étudierons de façon détaillée le démarrage du système et le fonctionnement à faible courant.

Le calcul du découplage conduit à des degrés relatifs égaux à $r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = r_5 = 1$.

Le système se trouve complètement découplé ($r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 = 5 = n$) et chaque sortie peut-être représentée par un intégrateur.

Sous les conditions exprimées dans (III.15), les valeurs obtenues pour le calcul du découplage sont données par (III V.16).

$$\Delta_0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -b_0 x_5 \end{pmatrix} \text{ et } \Delta^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{C_1(x_1 - E)}{Ex_5} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3 x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1 x_1}{Ex_5} & \frac{C_2 x_2}{Ex_5} & \frac{C_3 x_3}{Ex_5} & \frac{C_4 x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{pmatrix} \quad (\text{V.16})$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par :

$$\alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) = \left(\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right)^T \quad (\text{V.17})$$

$$\text{et } \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \quad (\text{V.18})$$

En appliquant le retour d'état, on obtient le système linéarisé suivant :

$$\begin{cases} \bullet & \bullet \\ y_1 = v_{c1} = v_1 \\ \bullet & \bullet \\ y_2 = v_{c2} = v_2 \\ \bullet & \bullet \\ y_3 = v_{c3} = v_3 \\ \bullet & \bullet \\ y_4 = v_{c4} = v_4 \\ \bullet & \bullet \\ y_5 = i_l = v_5 \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

Avant de présenter les résultats de simulation, nous allons mettre en évidence un problème de singularité et proposer une solution pour le traiter.

V.3.2. Traitement des singularités

Comme nous l'avons remarqué lors du calcul du découplage pour un convertisseur 5 cellules, nous obtenons deux singularité qui sont données par $x_5 = i_l = 0$ et $E = 0$. Pour ces deux points

de fonctionnement et dans leurs voisinages respectifs, la commande par découplage non linéaire présentée perd sa validité. Il nous faut donc d'abord au niveau de la régulation détecter ces cas et leur proximité et ensuite envisager pour ces cas particuliers une régulation qui nous permet de conserver le contrôle du système.

✓ **Passage par zéros de la tension d'entrée E :**

La première observation est que le passage par zéros de la tension d'entrées sera beaucoup plus simple à traiter que le passage par zéros du courant de charge. En effet, en fonctionnement normal, la tension d'entrée E sera toujours égale ou supérieur à une tension d'entrée positive. Pour éviter cette singularité, nous bloquerons la commande tant que ou dès que la tension d'entrées sera inférieur à une tension critique donnée. Pour un convertisseur p cellules, les tensions internes des condensateurs en régime permanent correspondent à des fractions de la tension d'entrée égales à :

$$v_{ck} = \frac{kE}{p}$$

On prendra donc une tension minimale d'entrée de fonctionnement E_{\min} inférieur à E/p . Donc tant que l'on aura $E < E_{\min}$ la commande par découplage non linéaire ne sera pas opérationnelle et le problème de singularité par rapport à la tension d'entrée sera alors résolu.

✓ **Passage par zéros du courant $x_5 = i_l$:**

Nous avons précédemment montré que lors du passage par zéros du courant de charge ($x_5 = 0$), la procédure de découplage conduisait à une singularité. Détecter le passage par zéros dans notre procédure de régulation ne pose pas de problème particulier. De ce test découle le traitement suivant :

- ✓ $x_5 \neq 0$: On régule alors en utilisant la procédure de découplage.
- ✓ $x_5 = 0$: On passe en franchissement de singularité.

Par l'observation de la structure du système, on peut aisément en déduire que lorsque le courant est nul ou au voisinage de zéros, l'influence des commandes appliquées en valeur moyenne pour la commande est très faible, voire nulle. Dans ce cas, quelle que soit la différence de rapport cyclique moyen appliquée au borne d'un condensateur, la valeur de la tension à ses bornes n'évoluera que très peu.

La deuxième observation nous montre que lorsque le courant est nul (au démarrage par exemple), notre action peut être une commande simple de type proportionnel afin de démarrer l'évolution du courant. Ainsi, notre procédure de traitement ($x_5 = 0$) se résumera donc à effectuer une régulation proportionnelle sur chaque variable d'état.

Nous avons donc montré que pour effectuer une régulation par découplage, deux tests, l'un sur la variable d'état x_5 et l'autre sur E étaient à effectuer afin de traiter les cas singuliers dus à la structure du montage.

Il est tout de même intéressant de noter que la singularité $x_5 = 0$ vient du fait qu'avec le modèle aux valeurs moyennes, lorsque le courant est nul les tensions condensateurs sont des variables d'états non commandables. Ceci explique pourquoi la procédure de découplage n'est plus valable. On remarque donc que c'est le fait de vouloir découpler les tensions internes v_{c1}, v_{c2}, v_{c3} et v_{c4} par rapport à i_l qui induit cette singularité.

V.3.3. Boucle proportionnelle

Calcul des dynamiques

Après le retour d'état non linéaire nous obtenons donc cinq sous-systèmes découplés, représentés par des intégrateurs (**Figure V.3**). Nous allons mettre en place des correcteurs linéaires afin de réguler les cinq grandeurs d'état.

Pour chacune des variables d'état, nous allons envisager tout d'abord un correcteur proportionnel don l'équation pour la commande de la boucle k est donné par (V.20). La figure (V.4) représente la boucle de régulation linéaire appliquée au système découplé.

$$v_k = K_{pk} (x_{kref} - x_k) \quad \text{avec } 1 \leq k \leq m \text{ et } K_{pk} > 0 \quad (\text{V.20})$$

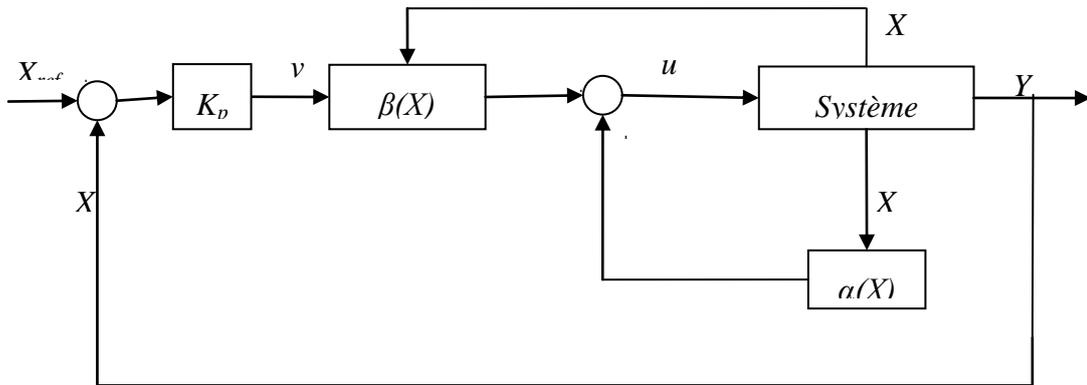


Figure.4 : Boucle de régulation avec correcteur proportionnel

On obtient alors pour chaque variable d'état une fonction de transfert en boucle ouverte (BO) du type :

$$T_{BO_k}(p) = \frac{K_{pk}}{p} \quad (\text{V.21})$$

Et donc en boucle fermée :

$$T_{BF_k}(p) = \frac{1}{1 + \tau_k p} \quad \text{avec } \tau_k = \frac{1}{K_{pk}} \quad (\text{V.22})$$

On imposera donc sur chaque boucle la dynamique désirée par le réglage des gains. Dans ces conditions, nous pouvons avec ce type de régulateur imposer :

- ✓ Une dynamique donnée pour chaque variable d'état.
- ✓ Une erreur statique nulle en régime permanent, ceci étant dû au fait que les boucles possèdent un intégrateur dans la chaîne.

V.4. SIMULATIONS

Nous allons montrer le fonctionnement de la procédure de découplage.

Paramètres de simulation sont : $E = 2500$, $R = 10 \Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 40 \mu F$, $L = 1.5 \text{ mH}$

$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = K_{p4} = K_{p5} = 2000$

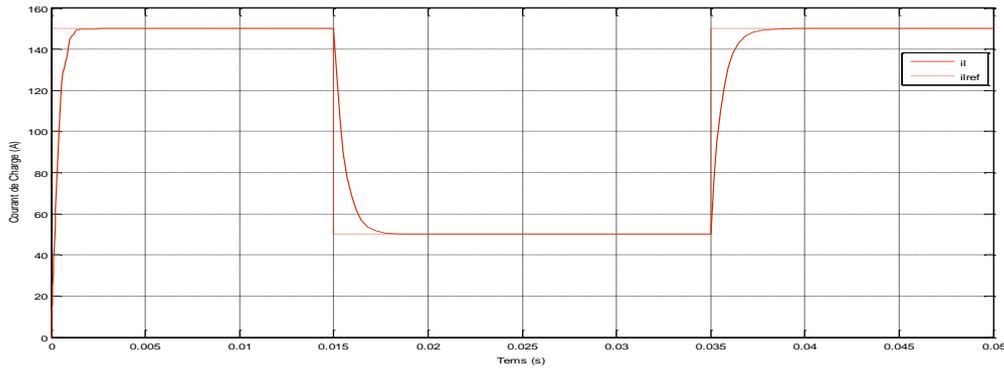


Figure V.5 : Courant de charge avec variation de la référence à $t=15\text{ms}$ et $t=35\text{ms}$.

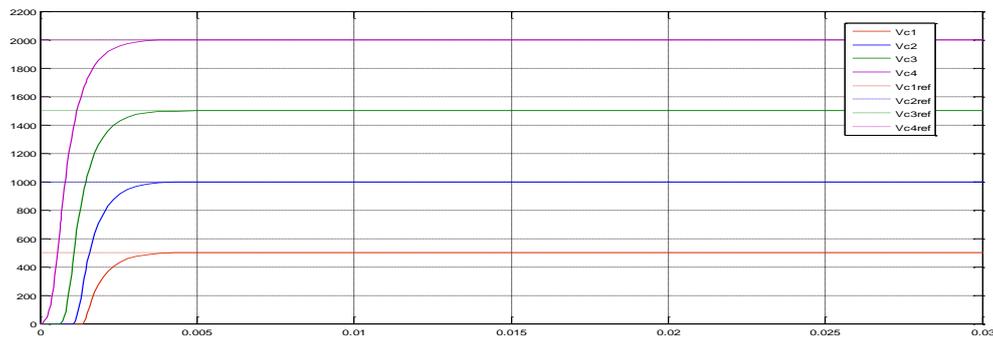


Figure V.6 : Tensions internes (insensible aux variations du courant).

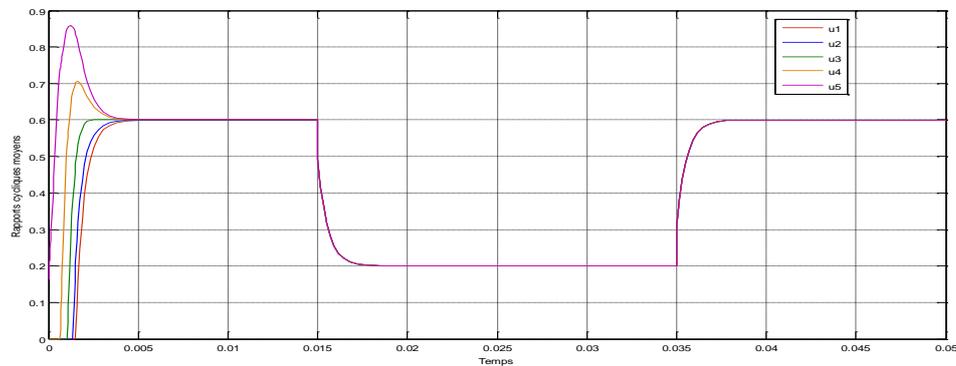


Figure V.7 : Rapports cycliques moyens.

On note que les variations imposées au courant n'affecte pas les tensions internes du convertisseur on a donc un bon découplage des grandeurs d'état.

Les figures (V.8, V.9) représente la réponse du système à une perturbation de la commande u_1 a l'instant $t=0.03\text{s}$ de 20% (+0.2), on voit bien que le courant ainsi que la tension interne V_{c1} s'éloignent de leur référence laissant une erreur statique s'installer, cela est due au limite du régulateur proportionnel, nous allons remédier a ce problème en ajoutant un intégrateur dans la boucle de régulation.

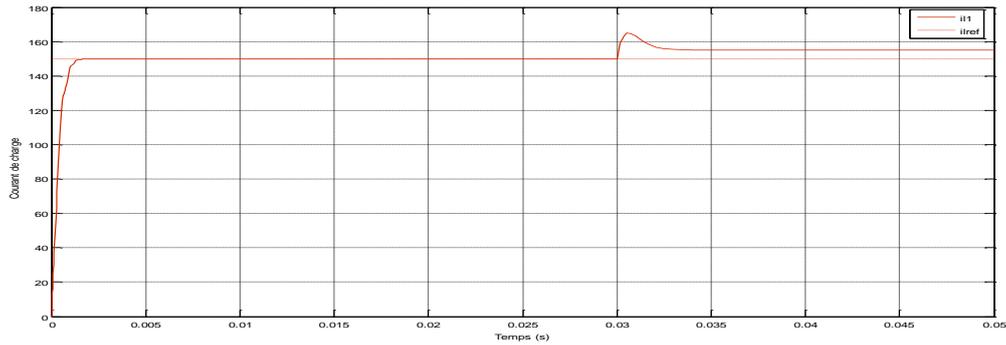


Figure V.8 : Courant de charge avec perturbation de u_1 (+0.2) à $t=0.03s$

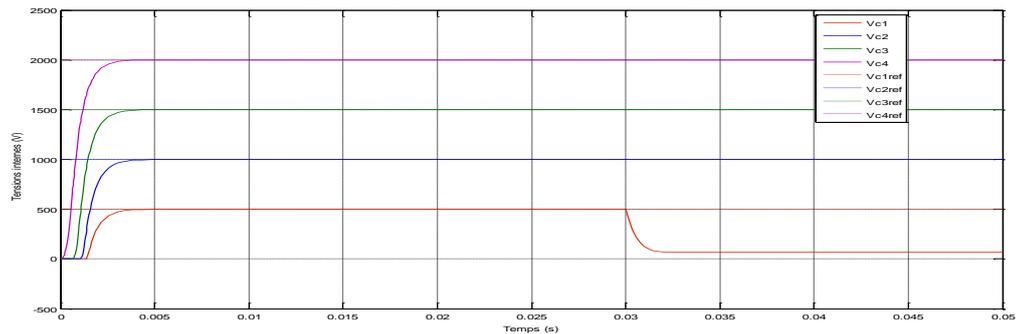


Figure V.9 : Tensions internes avec perturbation de u_1 (+0.2) à $t=0.03s$

V.4.1 Boucle de régulation intégrale proportionnelle

Nous avons vu au cours du paragraphe précédent qu'un correcteur proportionnel, bien que possédant une structure intéressante de par sa simplicité ne suffisait pas pour rejeter l'effet des perturbations qui pouvaient apparaître sur le système. Nous allons maintenant envisager une structure de régulations possédant une intégration. Cette structure devra annuler les perturbations sur le système linéarisé due à une erreur de paramètres ou une perturbation sur les rapports cycliques moyens [Gat97].

Plusieurs solutions s'offrent à nous. Soit prendre un correcteur de Type PI ou IP,

soit un correcteur plus complexe. Nous avons choisi d'implanter un correcteur de type IP qui possède deux boucles imbriquées comme nous le montre la figure (V.10)

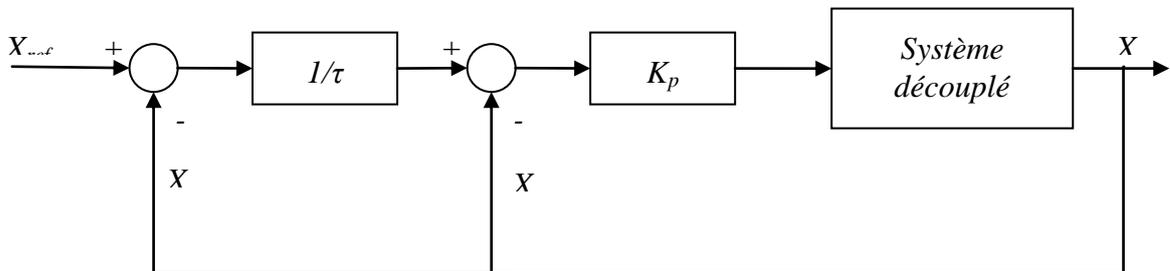


Figure V.10 : Boucle avec correcteur IP

Le choix réside dans le fait que la dynamique imposée par le concepteur n'est pas modifiée par l'ajout d'un zéro dans la fonction de transfert en boucle ouverte comme on peut l'observer pour une structure PI classique [Bul82]. La première boucle proportionnelle sera donc calculée comme précédemment, c'est-à-dire afin d'imposer une dynamique désirés sur chaque variable d'état. La deuxième boucle sera implantée pour compenser d'éventuelles perturbations et annuler

l'erreur sur le courant. L'effet intégral du régulateur IP sera calculé de façon classique, c'est-à-dire afin d'assurer une bande passante et un amortissement donné [Gat97].

Le Calcul du coefficient intégral s'effectuera dans le cas où le système est parfaitement découplé, donc à partir des équations données par (V.19). Dans ce cas, la fonction de transfert en boucle fermée du système avec correcteur IP peut s'écrire :

$$T_{BF_k}(p) = \frac{1}{\tau_k \tau_{ik} p^2 + \tau_{ik} p + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega^2} + \frac{2m_k}{\omega_{0k}} p + 1} \quad (\text{V.23})$$

Avec :

$$\tau_k = \frac{1}{K_{pk}} \quad (\text{V.24})$$

On identifie alors les deux termes de l'égalité précédente afin d'exprimer m_k et τ_{ik} on obtient :

$$\begin{cases} m_k = \frac{1}{2} \tau_k \omega_{0k} \\ \omega_{0k} = \sqrt{\frac{K_{pk}}{\tau_{ik}}} \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Par le choix de K_{pk} et τ_{ik} , on pourra donc fixer la bande passante du système et son amortissement. On effectuera d'abord le calcul K_{pk} afin d'appliquer la dynamique désirée sur le système découplé, puis on calculera l'effet intégral afin d'obtenir m_k et ω_{0k} souhaités que ne sont pas indépendants avec un IP dans ce cas [Gat97].

V.4.2. Simulations :

Paramètres de simulation sont : $E = 2500$, $R = 10 \Omega$, $C_1=C_2=C_3=C_4= 40\mu F$, $L = 1.5 mH$

$K_{pk}=5000$, $\tau_{ik}=550 \times 10^{-6}$

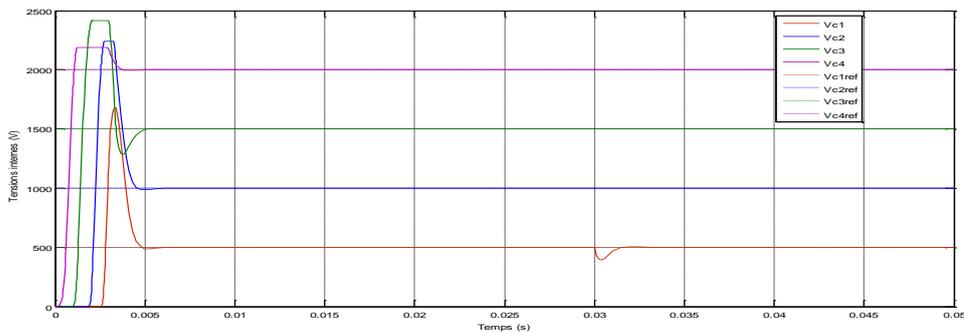


Figure V.11 : Tension internes avec perturbation de $u1 (+0.2)$ à $t=0.03s$.

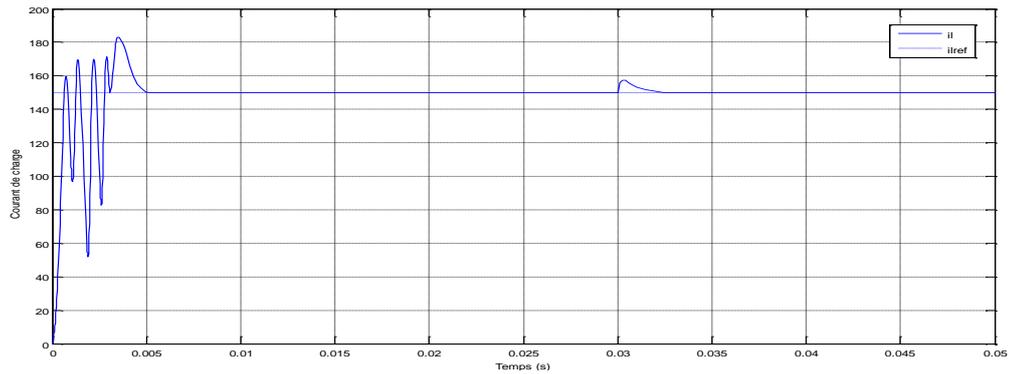


Figure V.12 : Courant de charge avec perturbation de u_1 (+0.2) à $t=0.03s$.

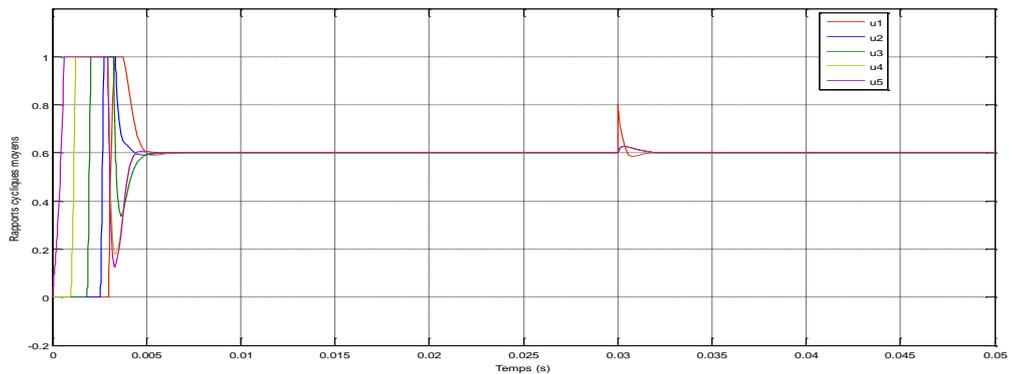


Figure V.13 : Rapport cycliques moyens avec perturbation de u_1 (+0.2) à $t=0.03s$.

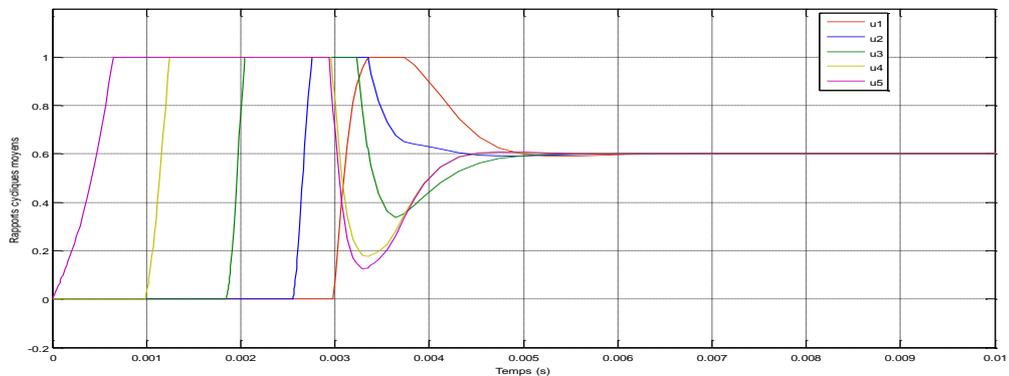


Figure V.14 : Rapports cycliques moyens (saturations des commandes)

Les figures (V.11, V.12, V.13) nous montre la réponse du système a une perturbation de 20% de la commande u_1 on voit bien que le système est robuste face a cette perturbation grâce a l'intégrateur dans la boucle de régulation néanmoins on remarque que pendant la phase de démarrage lors ce que le courant est faible des perturbations apparaisse dans ce dernier et ce a cause de la saturation des rapports cycliques comme le montre la figure (V.14).

Afin de remédier a ce problème divers solutions sont alors envisageables la plus simple consiste à limiter les dynamiques de réglage K_{pk} , on peut aussi introduire un filtre d'entrée pour donner une dynamique d'évolution de la tension d'entrée E.

V.4.4. Généralisation de la commande linéarisante

Le calcul de la matrice de la commande linéarisation n'est pas chose facile, pour cela on généralise la forme de ces matrices pour un convertisseur à p cellules comme suit :

$$\beta_n = \begin{bmatrix} \frac{C_1(x_1 - E)}{Ex_n} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1x_1}{Ex_n} & \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1x_1}{Ex_n} & \frac{C_2x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{C_1x_1}{Ex_n} & \frac{C_2x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{C_{n-2}(x_{n-2} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_1x_1}{Ex_n} & \frac{C_2x_2}{Ex_n} & \dots & \frac{C_{n-2}x_{n-2}}{Ex_n} & \frac{C_{n-1}(x_{n-1} - E)}{Ex_n} & \frac{L}{E} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (\text{V.26})$$

$$\text{Et} \quad \alpha_n = \left[\frac{R}{E} x_n \quad \dots \quad \frac{R}{E} x_n \right]^T \quad (\text{V.27})$$

La démonstration de cette généralisation est faite par récurrence avec des résultats de simulation qui confirment la propriété de cette généralisation.

V.5 STRATEGIE DE COMMANDE EN CAS DE DEFAUTS

V.5.1. Analyse du convertisseur en cas de blocage cellule

Lors du fonctionnement du convertisseur des défauts peuvent apparaître tel que le blocage cellule qui auront pour conséquence des commandes erronées qui se répercuteront sur le système et le processus. Nous allons voir le cas du blocage de u_1 à l'état 0.

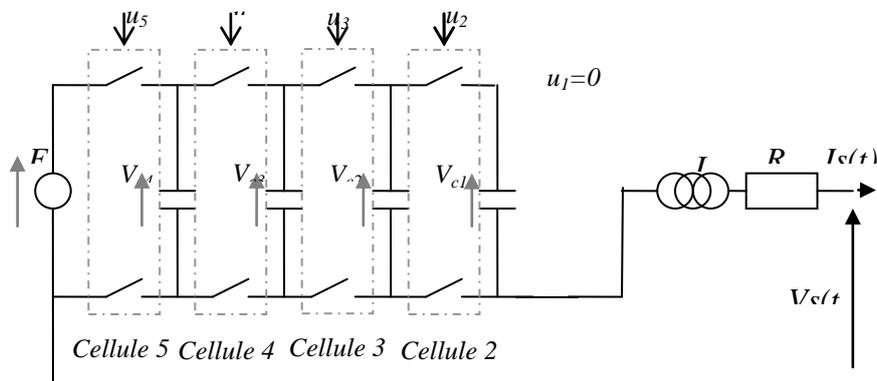


Figure V.15 : Structure du convertisseur en cas de blocage de u_1 à l'état 0

En remplaçant u_1 par 0 dans le modèle décrit par l'équation (V.37) on obtient le modèle défauts suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{v}_{c1} = \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} x_5 u_2 \\ \dot{v}_{c2} = \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_2} x_5 (u_2 - u_3) \\ \dot{v}_{c3} = \dot{x}_3 = -\frac{1}{C_3} x_5 (u_3 - u_4) \\ \dot{v}_{c4} = \dot{x}_4 = -\frac{1}{C_4} x_5 (u_4 - u_5) \\ \dot{i}_l = \dot{x}_5 = -\frac{R}{L} i + \frac{E}{L} u_5 + \frac{v_{c4}}{L} (u_4 - u_5) + \frac{v_{c3}}{L} (u_3 - u_4) + \frac{v_{c2}}{L} (u_2 - u_3) - \frac{v_{c1}}{L} u_2 \end{array} \right. \quad (\text{V.28})$$

On remarque que puisque $x_5 > 0$ et $u_2 \in \{0, 1\}$ on a $\dot{v}_{c1} \geq 0$ ce qui entraine une croissance de v_{c1} jusqu'à ce qu'elle atteigne E bloquant ainsi la circulation du courant vers la charge et provocation de la chute brusque de ce dernier, on pourrait penser à fixer u_2 à 0 pour empêcher la charge de v_{c1} mais ca ne fera que déplacer le problème vers la cellule adjacente.

On faisant le même raisonnement pour le blocage des autres cellules au arrive au même résultat, on en conclue que le système n'est plus commandables en cas de blocage de l'un des interrupteurs.

Il s'agit maintenant de trouver une solution ou une stratégie de commande permettant de garder les performances désirées ou du moins quelque peu dégradées afin d'éviter un arrêt critique du processus et une dégradation matérielle, pour cela nous proposons une solution matérielle décrite dans les paragraphes suivant.

V.5.2. Solution matérielle

Principe de la stratégie :

On a vu précédemment que le problème du blocage des interrupteurs ne pouvait se résoudre analytiquement telle qu'une commande adapté au défaut du a la perte de commandabilité résultante de ce défaut. Pour assurer la continuation du fonctionnement nous proposons une solution matérielle qui consiste a rajouté des interrupteurs qu'on appellera *interrupteur d'inhibition* comme le montre la figure (V.16) qui nous permettrons de passer a un nombre de cellules inférieur afin d'inhiber la partie défaillante du convertisseur.

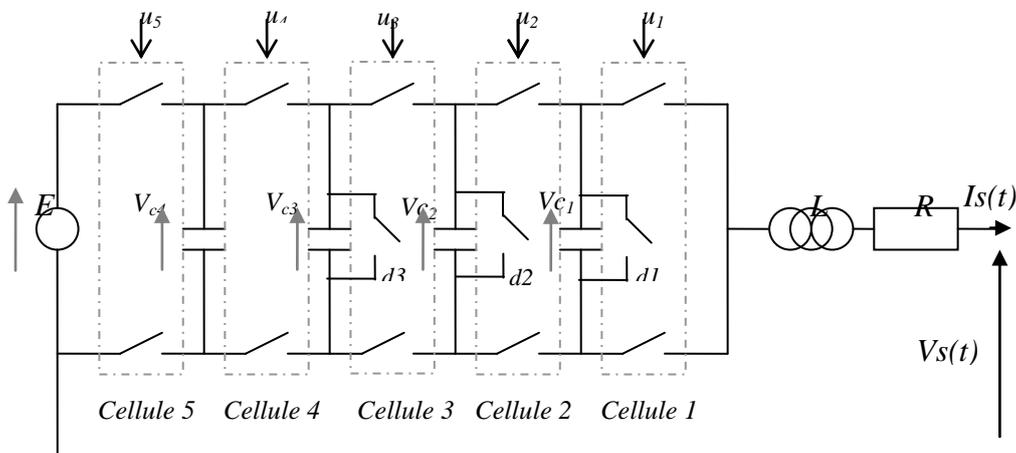


Figure V.16 : Convertisseur avec interrupteurs de désactivation

Le tableau (V.1) nous donne le convertisseur équivalent en fonction de l'activation ou non des interrupteurs d'inhibitions.

d1	d2	d3	Convertisseur équivalent
0	0	0	5 Cellules (aucuns defaults)
0	0	1	4 Cellules
0	1	×	3 Cellules
1	×	×	2 Cellules

Tableau III V.1 : Nombre de cellules en fonction des interrupteurs d'inhibitions.

Ainsi en exploitant les informations du block diagnostic (FDD) vu dans le deuxième chapitre on décidera sur les interrupteurs d'inhibitions à activer pour passer à un convertisseur à nombre de cellules inférieur.

Blocage des cellules					Convertisseur	Interrupteurs d'inhibitions		
B(u1)	B(u2)	B(u3)	B(u4)	B(u5)		d1	d2	D3
0	0	0	0	0	5 cellules	0	0	0
0	0	0	0	1	4 cellules	0	0	1
0	0	0	1	×	3 cellules	0	1	1
0	0	1	×	×	2 cellules	1	1	1
0	1	×	×	×	Défaut nécessitant l'arrêt du convertisseur			
1	×	×	×	×				

Tableau V.2 : Choix du nombre de cellules en fonction des défauts.

Après diagnostic et choix du nombre de cellules nous passons au choix du régulateur adéquat au nombre de cellules comme le montre la figure (V.17).

Nous avons pu précédemment synthétiser un régulateur linéarisant pour un convertisseur 5 cellules et le généraliser pour p cellules ce qui nous facilitera la tâche pour la synthèse des différent régulateur 4,3 et 2 cellules.

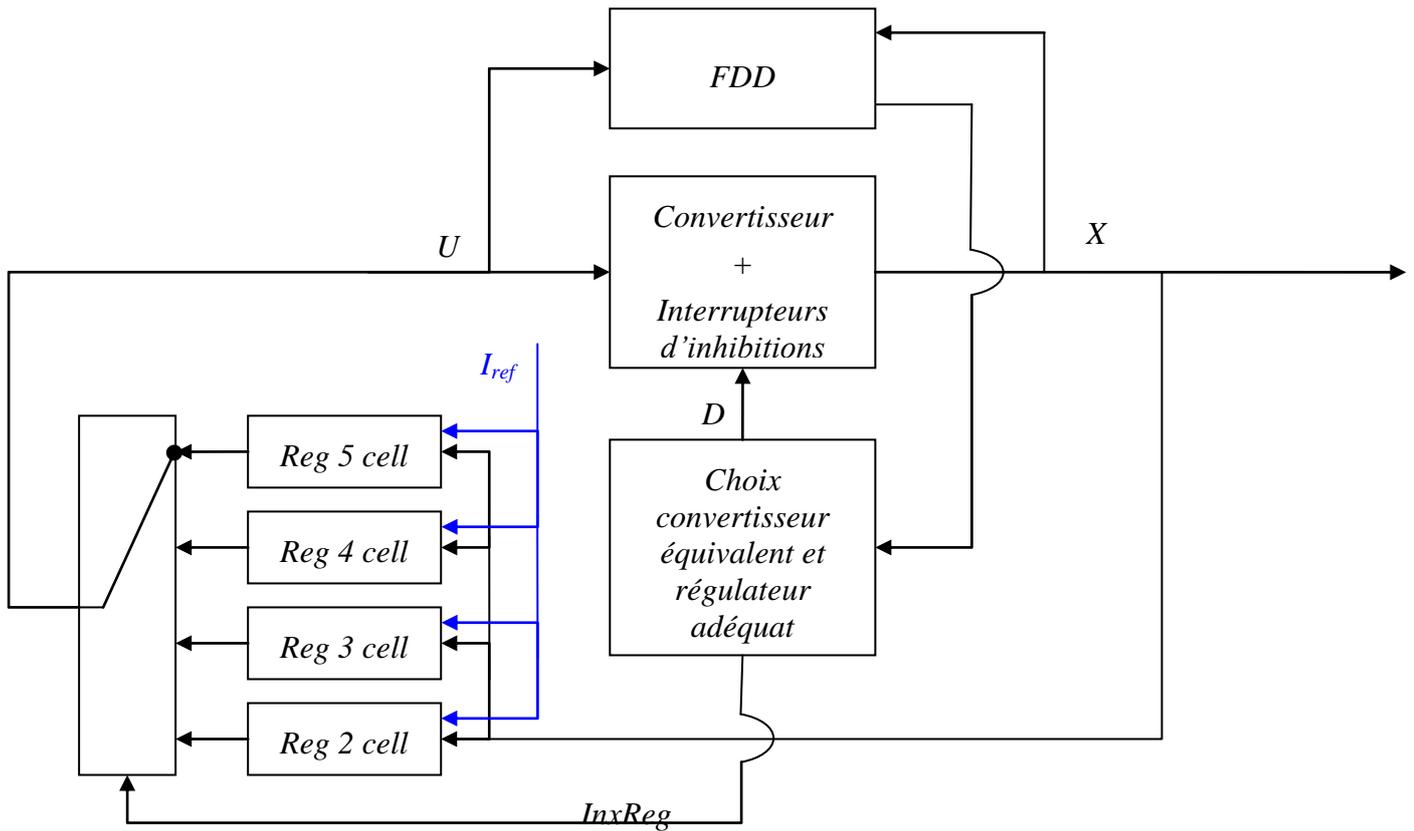


Figure III V.17 : Boucle de régulation avec FDD et Multi régulateur.

V.5.3. Synthèse des Régulateurs

En utilisant les équations (III V.26, III V.27) on abouti aux équations suivante pour les différents convertisseurs ainsi que les nouvelles tensions de référence des condensateurs :

Cas du Convertisseur 4 cellules :

$$\beta_4 = \begin{bmatrix} \frac{C_2(x_2 - E)}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_2x_2}{Ex_5} & \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{V.29})$$

$$\text{Et } \alpha_4(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{V.30})$$

$$\text{Avec } V_{c2ref} = \frac{E}{4}, V_{c3ref} = \frac{E}{2}, V_{c4ref} = \frac{3E}{4}. \quad (\text{V.31})$$

Cas du Convertisseur 3 cellules :

$$\beta_3 = \begin{bmatrix} \frac{C_3(x_3 - E)}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_3x_3}{Ex_5} & \frac{C_4x_2}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{V.32})$$

$$\text{Et } \alpha_3(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{V.33})$$

$$\text{Avec } V_{c3ref} = \frac{E}{3}, V_{c4ref} = \frac{2E}{3}. \quad (\text{V.34})$$

Cas du Convertisseur 2 cellules

$$\beta_2 = \begin{bmatrix} \frac{C_4(x_4 - E)}{Ex_5} & \frac{L}{E} \\ \frac{C_4x_4}{Ex_5} & \frac{L}{E} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35}), \quad \alpha_2(X) = \left[\frac{R}{E}x_5 \quad \frac{R}{E}x_5 \right]^T \quad (\text{V.36})$$

$$\text{Avec } V_{c4ref} = \frac{E}{2}. \quad (\text{V.37})$$

Puis pour chaque boucle linéarisée on introduit un régulateur proportionnel.

V.6.SIMULATIONS

Après réalisation de la boucle de régulation de la figure (III V.17) sur Simulink on abouti au figure suivante représentant différent cas de blocage des interrupteurs.

✓ Blocage de u_1 à l'état 0 :

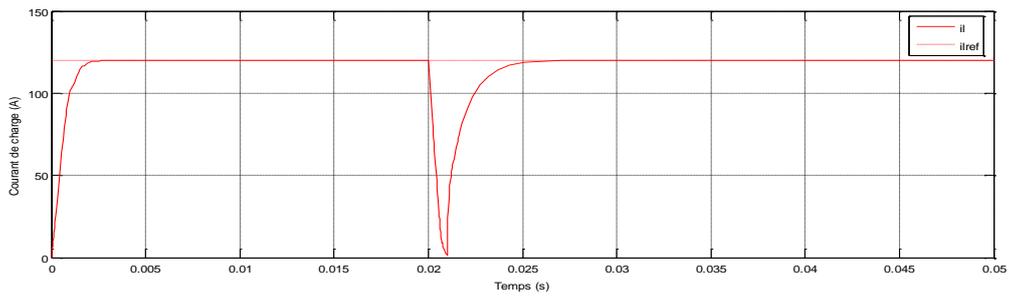


Figure V.18 : Réponse du courant au blocage de $u_1=0$ à l'instant $t=0.02s$.

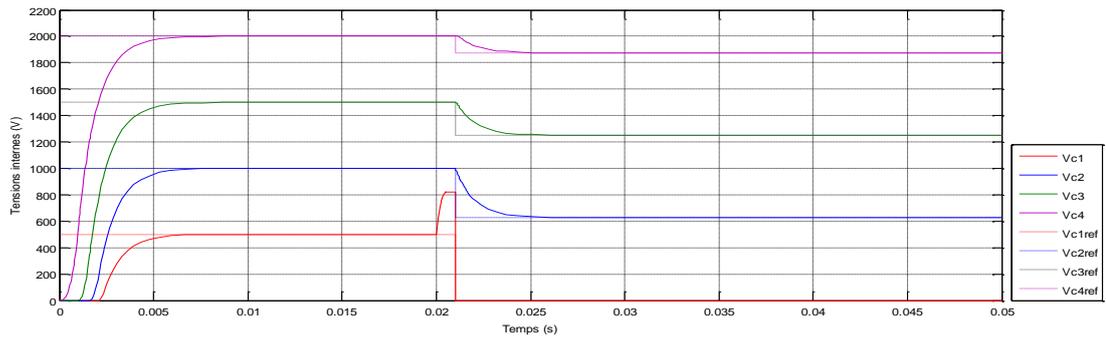


Figure V.19 : Réponse des tensions au blocage de $u_1=0$ à l'instant $t=0.02s$

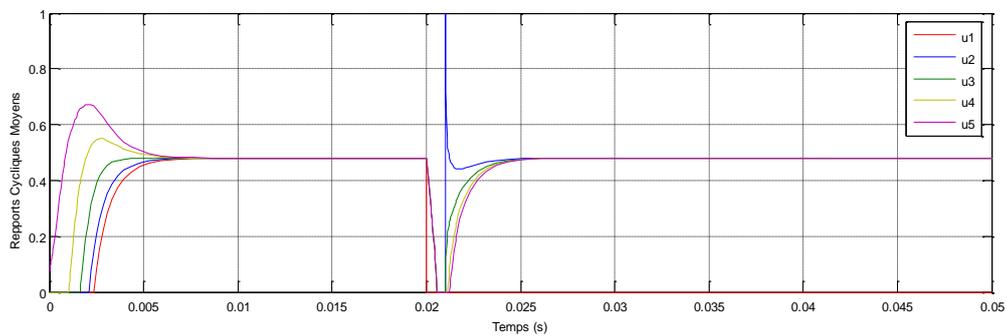


Figure V.20 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_1=0$ à l'instant $t=0.02s$

✓ Blocage de u_2 à l'état 1 :

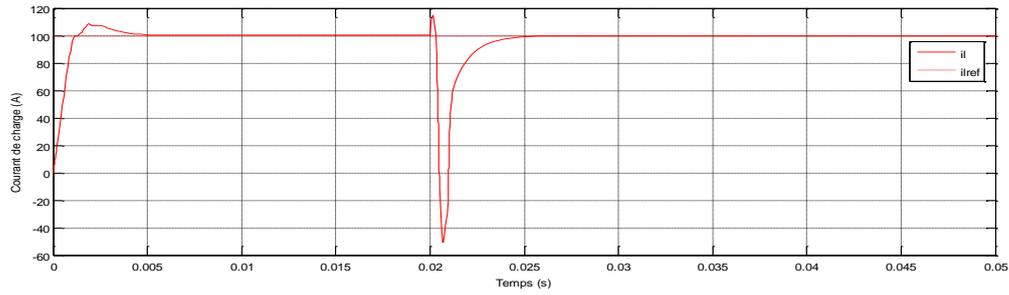


Figure V.21 : Réponse du courant au blocage de $u_2=1$ à l'instant $t=0.02s$.

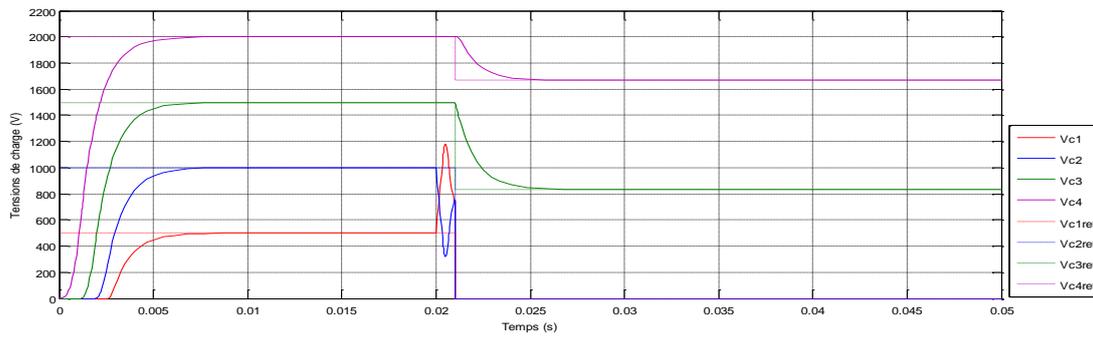


Figure V.22 : Réponse des tensions au blocage de $u_2=1$ à l'instant $t=0.02s$.

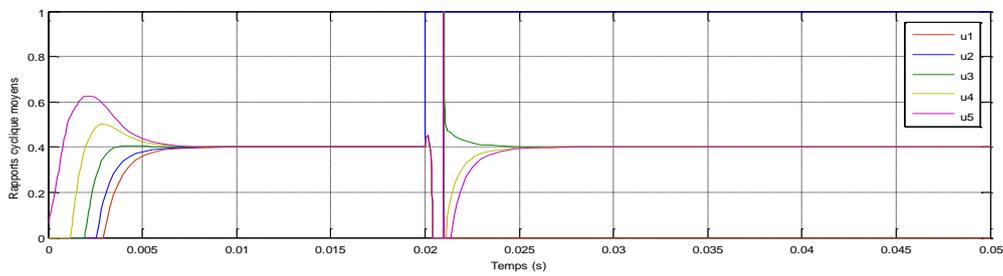


Figure V.23 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_2=1$ à l'instant $t=0.02s$.

✓ Blocage de u_3 à l'état 0 :

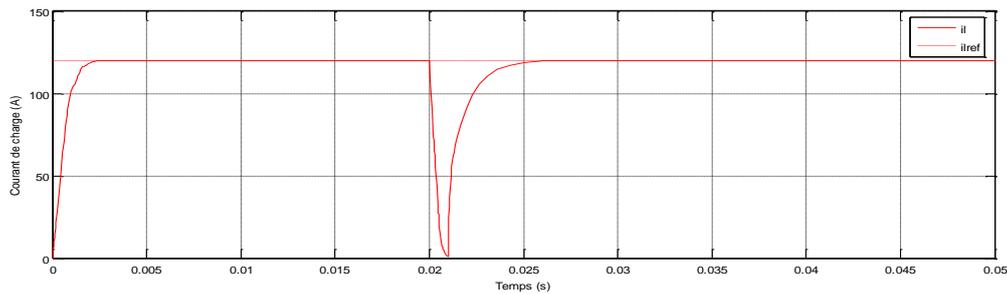


Figure V.24 : Réponse du courant au blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$.

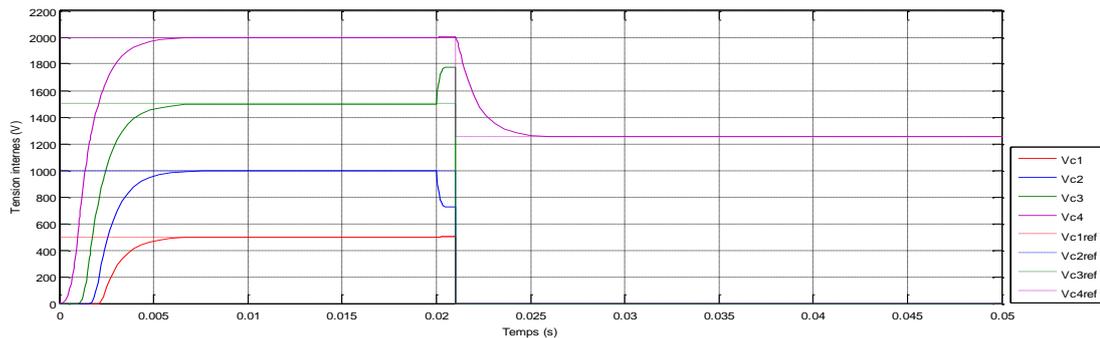


Figure V.25 : Réponse des tensions au blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$

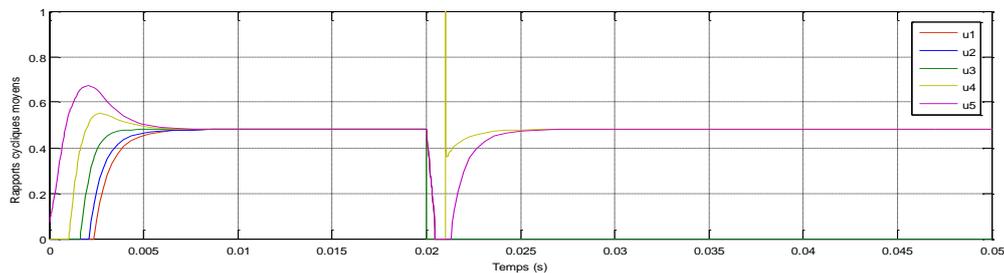


Figure V.26 : Rapports cycliques moyens avec blocage de $u_3=0$ à l'instant $t=0.02s$

Les résultats de simulations nous montrent un bon fonctionnement de la boucle de régulation pour le blocage des différents interrupteurs avec des temps de retour à la poursuite de référence égal à 5 ms (1 ms pour la détection du défaut), cependant le cas du blocage de u_5 et u_4 nécessite l'arrêt du convertisseur.

V.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a proposé une stratégie de commande tolérante des défauts actionneurs et vieillissement des condensateurs pour un convertisseur 5 cellules puis la généraliser pour p cellules ce qui nous a facilité le calcul pour la suite du travail.

Nous avons aussi étudié le cas du blocage des interrupteurs et après avoir trouvé des difficultés à remédier à ce problème analytiquement on a proposé une solution matérielle par l'ajout d'interrupteurs dans le convertisseur afin de passer à un convertisseur à nombre de cellules inférieur et le commander avec la commande linéarisante.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur des techniques récentes de diagnostic et de commande tolérante aux défauts dans des applications à la machine asynchrone et aux convertisseurs multicellulaires de type série. 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. Ces effets peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé "exo-système". Une commande aditif est ajoutée à la commande nominale que sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (aspect FDI).

La commande par Backstepping (commande nominale) que nous avons calculée est robuste par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge, il suffit en effet de manipuler les gains K_i pour trouver les meilleurs résultats. Mais cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts même si on augmente la robustesse.

Nous avons remarqué que la commande nominale ne garantit plus les objectifs qu'on lui a tracés. Ceci nous a conduits à rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite. Lorsque ces fréquences ne sont pas exactement connues, on est appelé à utiliser une loi d'adaptation pour les estimer.

Dans la première approche nous avons utilisé une technique de compensation implicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. Le calcul du modèle interne est basé sur une équation de Sylvester pour la résolution, de laquelle nous avons utilisé des fonctions MATLAB. Malheureusement, ces fonctions ne sont pas fiables pour une dimension ≥ 3 et nous avons rencontré un problème de dimensionnement numérique de la matrice solution qui a causé la divergence des simulations lorsque la machine est affectée par deux harmoniques ou plus.

Nous avons aussi utilisé une nouvelle approche de calcul du modèle interne qui exploite les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème. Ainsi, elle permet d'éliminer les inconvénients de la première approche et présente de meilleures performances sous les mêmes hypothèses. Cette approche a été déjà appliquée sur la machine synchrone à aimant permanent.

Pour le convertisseur multicellulaires série, la première étape de ce travail a consisté au développement d'un bloc de diagnostic et d'identification des défauts (FDD), une bonne connaissance des défauts qui peuvent apparaître et leurs répercussions sur ce système s'avère très importante. Le premier défaut traité est le blocage des interrupteurs de l'une des cellules: le diagnostic commence par la génération de résidus en utilisant la méthode à base d'observateur ; différents observateurs ont été testés (mode glissant, Super-Twisting) et appliquée dans le cas

3 et 5 cellules, ces observateurs se distinguent par leur temps de détection, l'observateur Super-Twisting s'avère le plus rapide.

La seconde étape consiste à localiser les défauts en exploitant les signatures de ces derniers, la signature du courant a été privilégiée du à la rapidité de sa dynamique par rapport aux autres variables, ainsi à l'aide des résidus générés et des signatures on a pu développer une logique décisionnelle qui nous permet de détecter et de localiser ces défauts.

Lors du diagnostic, on a aussi abordé le cas du vieillissement des condensateurs qui influe sur toutes les variables d'état, on note que ce type de défaut nécessite un autre type de résidu calculé à l'aide du concept d'inversion du système et que chaque condensateur a son propre résidu qui nous donne un résultat exprimé sur une base bornée par une exponentielle qui pourrait être étalonné en pourcentage afin de connaître la résistance parallèle équivalente au vieillissement et l'exploiter par la suite pour développer une commande tolérante aux défauts.

Les résultats obtenus dans ce travail offrent des perspectives intéressantes de développements. En particulier, les points suivants peuvent faire l'objet de travaux futurs

- La variation des types de commandes nominales afin de tester la fiabilité de la technique (à savoir son caractère additif indépendant de la commande nominale).
- L'application d'algorithmes plus performants pour la résolution de l'équation de Sylvester dans la première approche. Ce qui permettra de la tester pour plusieurs défauts simultanés.
- L'étude du cas adaptatif (pour les deux approches) où les fréquences caractéristiques des défauts ne sont pas exactement connues ce qui confère à la technique un aspect plus rationaliste car c'est la situation rencontrée dans un cas réel.
- Utilisation d'une nouvelle stratégie de diagnostic avec mode antérieur Inconnu.
- Accompagner ces études de diagnostic par des études de fiabilité des composants du convertisseur multicellulaire.

Annexe

ANNEXE A

LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$P = 1.08 \text{ KW}$	Puissance électrique
$v_s = 220/380 \text{ V}$	Tension du stator

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0,0005 \text{ Kg.m}^2 / s$	Coefficient de frottement

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_e = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal
$p = 2$	Nombre de paire de pôle.

LES PARAMETRES DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

A.3 PARAMETRES ELECTRIQUES

$E=1500 \text{ V}$
$R=10$
$C_1=C_2=40 \text{ F}$
$L=0,5 \text{ mH}$
$I_{ref}=40 \text{ A}$

Bibliographie

Bibliographie

- [Aim03] M. Aimé, « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques: Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 2003.
- [Bal02] A. Balluchi, L. Benvenuti, S.M. Di Benedetto, A. Sangiovanni-Vincentelli “Design of observers for hybrid systems” In Hybrid Systems: Computation and Control, volume 2289 of LNCS, 2002.
- [Ban81] S. P. Banks, « A note on nonlinear observers », International Journal of Control, IJC, Vol. 34, 1981.
- [Bar07] J.P. Barbot, H. Saadaoui M. Djemai, N. Manamanni, « Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps », Nonlinear Analysis Hybrid Systems Applications, V. 1, N° 4, pp. 537-547. 2007.
- [Bar06] J.P. Barbot, H. Saadaoui M. Djemai, N. Manamanni « Nonlinear observer for autonomous switching systems with jumps », The International conference of hybrid system and applications, University of Louisiana Lafayette, LA, USA, 2006.
- [Bel07] Belkheiri. M, Boudjema. F. “Backstepping control of an Induction machine augmented by a Neural network,” proceeding of SSD’07, Volume I: Conference on Systems Analysis & Automatic Control, Hammamet, Tunisia, Mar 2007.
- [Ben10d] B. Beltran, M. Benbouzid, T.Ahmed-Ali , **O.Benzineb**, ‘ Commande par mode glissant d’ordre supérieur et observateur grand gain de la génératrice asynchrone double alimentation d’une éolienne’, Conférence Internationale Francophone d’Automatique,2-4 Juin,Nancy CIFA’2010.
- [Ben07] K. Benmansour, A. Benalia, M. Djemai, J. de Leon, « Hybrid Control of a Multicellular Converter », in Nonlinear Analysis : Hybrid systems1, pp. 16–29, 2007.
- [Ben08] K. Benmansour, M. Djemai, M. Tadjine and M. S. Boucherit, «On Observability and Hybrid Observers Design for Three Cells Converter: Experimental results », In proc. of the 10th , IFAC International Workshop on Variable Structure Systems, VSS-08 , Antalya, Tukey , 2008.
- [Ben01] R.Bensaid, «Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 2001.
- [Ben10a] **O. Benzineb**, H. Salhi, M. Tadjine,M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, ‘A PI/Backstepping Approach for Induction Motor Drives Robust Control’, International Review of Electrical Engineering, vol 5,N°2,Part A,April 2010 .
- [Ben10c] **O. Benzineb**, H. Salhi, M. Tadjine, M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, ‘Induction Motor Robust Control by Means of a PI/Backstepping Approach and a High-gain Observer’, ICIEM 10,May9-10, Batna,2010 .
- [Ben10d] **O. Benzineb**, H.Mekki,D.Boukhetala, M. Tadjine, M.S Boucherit,M. Benbouzid,and D.Diallo ‘Commande Robuste Tolérante aux défauts d’un moteur Asynchrone’, ICIEM 10,May9-10, Batna,2010 .
- [Ben10j] **O. Benzineb**, K Benmansour, M. Tadjine, M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, ‘Sliding Mode Sensorless Induction Motor Drives for Electrical Vehicule Drive’, EFEEA’10 2-4 Nov, Ghardaia,2010(Accapté) .
- [Ben10f] **O. Benzineb**, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M.S Boucherit, ‘Implicit fault Tolerante Control Technique Based Backstepping :Application to Induction Motor’, ICEE 10,Oct 11-13, Batna,2010 .(Accepté)

- [Ben10b] **O. Benzineb**, M. Tadjine, M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, 'Proportionnal-Integral/Backstepping control High-gain Observer for Induction Motor Drives', *Electromotion*, vol 17,N°2, April 2010
- [Ben08b] **O. Benzineb**, K. Benmansour, M.S. Boucherit, M.Tadjine, 'A New Hybrid Modeling and Observer Synthesis: Application to converters ', 5th International Conference on Electrical Engineering CEE'08, Batna 27-29 Oct 2008.
- [Ben08a] **O. Benzineb**, K. Benmansour, M.S. Boucherit, M. Tadjine and M. Djemai, 'Real Time Evaluation of Adaptive / Hybrid Observer For Tree Cells Converter', *The mediterranean journal of measurement and control*, Vol. 4, No.2, April 2008.
- [Ben08c] **O. Benzineb**, K. Benmansour, M. Djemai, M.S. Boucherit, M.Tadjine, 'Observateur a Mode Glissant d'ordre Supérieur des Convertisseurs Multicellulaires', ICEEE'08, 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering 21-23 April 2008, Laghouat.
- [Ben05] D. Kouchih, **O. Benzineb**, M.S. Boucherit, M. Tadjine, 'Diagnostic des Défauts d'une Machine Asynchrone par Observateur', SISEM'05, Annaba, Nov. 2005.
- [Ben06] D. Kouchih, **O. Benzineb**, M.S. Boucherit, M. Tadjine, 'Simulation des défauts de courts-circuits d'une Machine Asynchrone triphasee', IMES 06, Djelfa, Octobre. 2006.
- [Bes02] G. Besançon « Observateurs non linéaires et applications (Identification, Commande, Diagnostic) », Habilitation à Diriger des Recherches, janvier 2002.
- [Bet05] O. Bethoux, « Commande et détection de défaillance d'un convertisseur multicellulaire série ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale, Université de Cergy-Pontoise. 2005.
- [Bir06] A. Birouche, « Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [Bla06] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki, « Diagnosis and Fault-Tolerant Control », Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, 2006.
- [Boi07] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E Usai. "Analysis of chattering in systems with second order Sliding Modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, v 52, no. 11, 2007.
- [Bos06] B. K. Bose, « Modern Power Electronics and AC Drives », Prentice-Hall, 2002.
- [Cha07] Chaouch. S, Herizi. A, Serrai. H, Naït-Saïd. M.S. "Lyapunov and Backstepping Control Design of Induction Motor System," proceeding of SSD'07, Volume II: Conference on Power Electrical Systems, Hammamet, Tunisia, Mars 2007.
- [Des05] E. De Santis, M. D. Di Benedetto, S. Di Gennaro, and G. Pola, « Design of luenberger-like observers for detectable switching systems », Proceeding of the 2005 international symposium on intelligent control, Limassol, Cyprus, 2005.
- [Dje05] M. Djemai, N. Manamanni and J.P. Barbot « Sliding Mode Observer For Triangular Input Hybrid System » Proc. of IFAC World Congres, Praha. 2005
- [Dje07] M. Djemai, N. Manamanni, H. Saadaoui « Observer design for a class of hybrid discrete-continuous systems with jumps », Conference on Systems and Control ,CSC, Marrakech, Morocco. 2007
- [Don00] A. Donzel. « Commande des convertisseurs multiniveaux : Application à un moteur asynchrone » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [Ell02] G. Ellis, « Observers in Control Systems », Elsevier Science, 2002.
- [Feu78] A. Feuer, A.S. Morse, "Adaptive control of single-input, single-output linear systems," *IEEE Trans on Automatic Control*, Vol. 23(4), 1978.
- [Flo00a] T. Floquet, W. Perruquetti, and J.P. Barbot, « Second order sliding mode control for induction motor », 39th Proceedings of Conference on Decision and Control, 2000.
- [Flo00b] T. Floquet, « Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur ». Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 2000.
- [Flo07] T. Floquet, and J.P. Barbot, « Super twisting algorithm based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs », *International Journal of Control*, IJC, 2007.

- [Fri08] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards and Xing-Gang Yan, "Higher-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 18(4-5):399-413, 2008.
- [Gat01] G. Gateau, Th. Meynard, L. Delmas, H. Foch, « Stacked Multi-cell converter : topology and control » *EPE Journal*, V.12, N°2, 2001, pp 14-18, 2001
- [Gat02] G. Gateau et all. «Multicell Converters: Active Control and Observation of Flying-Capacitor Voltages». *IEEE transaction on industrial electronics*, V.49, N°5, pp 998_1008, 2002.
- [Gau01] J.P. Gauthier, I. Kupka, « Deterministic observation theory and applications», Cambridge University Press, 2001.
- [Gha09] M. Ghanes, J-P. Barbot, "On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter", accepted at *IEEE American Control Conference* 2009.
- [Goe09] R.Goebel, R. Sanfelice, A. Teel, "Hybrid dynamical systems". *Control Systems Magazine*, *IEEE* Volume 29, Issue 2, pp:28 – 93, April 2009 :
- [Goe04] R.Goebel, J. Hespanha, A.R. Teel, C. Cai, R. Sanfelice "Hybrid systems: generalized solutions and robust stability". *Proceedings of IFAC, Nolcos*, 2004.
- [Ham04] A. Hamzaoui, N. Essounbouli, K. Benmahammed et J. Zaytoon, « State observer based robust adaptive fuzzy controller for nonlinear uncertain and perturbed systems » *IEEE transactions on systems, man and cybernetics, part B*, 34(2):942-950, 2004.
- [Kan91] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic, A.S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems," *IEEE Trans on Automatic Control*, Vol. 36(11), 1991.
- [Kok89] P.V. Kokotovic, H.J. Sussmann, "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems" *Systems & Control Letters* Vol. 13, 1989.
- [Lie06] A.M. Lienhardt, « Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [Man05] N. Manamanni, « Contribution a la commande et l'observation des système non linéaires et hybride » *Habilitation a diriger des recherche*, université de Reims 2005.
- [Mey02] Th. Meynard, H. Foch, F. Forest, Ch. Turpin, F. Richardeau, L. Delmas, G.Gateau, E.Lefeuvre « Milticell converters: Derived topologies » *IEEE transactions on Industrial Electronics*, V.49, N°.5, pp.978-987, Special Issue on Multilevel converters, Octobre 2002.
- [Mey06] Th. Meynard, « Flying capacitor Milticell converters with reduced storedenergy », *IEEE*, Montreal, Quebec, Canada, pp. 914-918, ISIE 2006.
- [Mey91] Th. Meynard, H. Foch, « Dispositif de conversion d'energie electrique à semi-conducteur » brevet francais N°.91,09582, Europe, Japon, USA, Canada, 92,00652.
- [Mor06] F. Morel, J.M. Retif, X. Lin-Shi et C. Valentin « Commande Hybride d'un ensemble Onduleur-Machine synchrone » *Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, CIFA, Bordeaux, France, 2006
- [Mor08] F. Morel, J.M. Retif, X. Lin-Shi et C. Valentin « Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control » *Journal: IEEE Transactions on Industrial Electronics*, V.55, Issue 2, pp.501-512, 2008
- [Pin00] D. Pinon, « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT, 2000.
- [Pri07] C. Prieur, R. Goebel, A.R. Teel, "Hybrid feedback control and robust stabilization of nonlinear systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.52, 11, pp. 2103-2117, 2007.
- [Rot05] M. Rodrigues, « Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles ». Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1, Décembre 2005.
- [Rue02] R. Ruelland, «Apport de la co-simulation dans la conception de l'architecture des dispositifs de commande numérique pour les systèmes électriques ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.

- [Saa07]** H. Saadaoui, « Contribution à la synthèse d'observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides ». Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie, Université de Cergy-Pontoise, 2007.
- [Saa06]** H. Saadaoui, M. Djemaï, K. Benmansour, « Super twisting algorithm observer for a class of switched systems», Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.
- [Vac06]** G. Vachtsevanos, F. Lewis, M. Roemer, A. Hess, B. Wu, « Intelligent Fault Diagnosis and Pronosis for Engineering Systems », John Wiley & Sons, 2006.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى استعمال طريقة جديدة في التحكم المتحمل للخلل و تطبيقها على الآلة الكهربائية اللائزمانية و المحولات المتعددة الخلايا . بعد تقديم عرض لمجموعة تقنيات التحكم الم تعمل للخلل، قمنا بإنجاز نمذجة رياضية للآلة، لإشارات التشويش وكذا للخلل الذي قد يصيب الماكنة . هذه النماذج سمحت لنا بدراسة استجابة الآلة في مختلف حالات و شروط العمل، اثر ذلك قمنا بتخليق قانون تحكم تراجعي استنادا على النموذج اللاخطي المطور. نتائج المحاكاة بينت أن التحكم التراجعي يكون مكين بالنسبة للعزم المقاوم والتغيرات في عوامل الآلة، ولذا يظهر عدم قدرته على محو أثر الخلل. من أجل كشف وعزل الخلل لجأنا إلى تطبيق تقنية جديدة تدعى تقنية التحكم المتحمل للخلل التي تم عرضها بالتفصيل، وتطبيقها على الآلة. تم بعد ذلك اقتراح طريقة أخرى يمكنها تعديل أثر الخلل. نتائج المحاكاة بينت نجاعة هاتين الطريقتين. في الفصل الثالث نقدم بنية المحولات لتشخيص في حالة عيوب الخلايا والمكثفات باستعمال الملاحظ. الفصل الثالث يهتم بالتحكم المتحمل للعيوب نبدأ بتركيب متحكم مخطط ل 5 خلايا إلى ن خلايا في حالة محول سليم ثم نقترح حل فيزيائي في حالة العيوب.

كلمات مفتاح : التحكم المتحمل للخلل، التحكم التراجعي، نموذج رياضي، الآلة الكهربائية اللائزمانية، المحولات المتعددة الخلايا كشف وعزل الخلل ، المحولات المتعددة الخلايا، التحكم المتحمل للعيوب.

Résumé. Le travail présenté dans cette thèse concerne le développement de stratégies de détection et de tolérance aux défauts pour la machine asynchrone(MAS) ainsi que pour le convertisseur multicellulaire série. Tout d'abord, nous proposons deux techniques de commande implicitement tolérante aux défauts de la MAS. Ces deux techniques se basent d'un coté sur l'élaboration des modèles mathématiques de la MAS, des perturbations ainsi que celui des défauts, De l'autre coté, sur l'utilisation de la méthodologie de synthèse de lois de commande par Backstepping. Les résultats de simulation ont montré que les stratégies développées sont robuste par rapport au couple de charge et aux perturbations paramétriques et compensent les défauts presents MAS. Deuxièmes, on étudie le diagnostic des défauts cellules et des condensateurs du convertisseur 3 et 5 cellules à l'aide d'observateurs pour la génération de résidus et de la signature des défauts pour la logique décisionnelle. La dernière partie est consacrée à la commande tolérante basée sur une solution matérielle.

Mots clés : commande tolérante aux défauts, commande par Backstepping, machine asynchrone, observateurs par mode de glissement, convertisseur multicellulaires, détection et isolation des défauts.

Abstract. This work deals with fault tolerant control (FTC) and diagnosis of the asynchronous machine and the multicells converter. Firstly, the mathematical models of the machine, the disturbances as well as the faults signals have been used together with Backstepping control to develop two new strategies of FTC. The simulation results show the effectiveness of the proposed strategies against unknown torque load, parametric variations, and faults effects. Secondly, we process the diagnosis of the defects cells and capacitors of the converter 3 and 5 cells by means of observers for the generation of residues and signature of the defects for the decision-making logic. Finally, the fault tolerant control of the converter based on a material solution is proposed.

Key words: fault tolerant control, Backstepping control, asynchronous machine, sliding mode observer, multicells converter, fault detection and isolation.