

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : D.EL/3C/04/16

THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme

Doctorat Troisième Cycle

Spécialité : Electrotechnique

THEME

***Commandes tolérantes aux défauts de l'ensemble convertisseur-moteur
à induction***

Présenté par :

MEKHALFIA Fadhila

Soutenue le : / /2020

Devant le jury composé de :

<i>ZEGHLACHE Samir</i>	<i>Maître de conférences À Université de M'sila</i>	<i>Président</i>
<i>KHODJA Djalal Eddine</i>	<i>Maître de conférences À Université de M'sila</i>	<i>Rapporteur</i>
<i>BELHAMDI Saad</i>	<i>Maître de conférences À Université de M'Sila</i>	<i>Examineur</i>
<i>BENYETTOU Loutfi</i>	<i>Maître de conférences À Université de M'Sila</i>	<i>Examineur</i>
<i>TALHAOUI Hicham</i>	<i>Maître de conférences À Université de BBA</i>	<i>Examineur</i>
<i>SAOUDI Kamel</i>	<i>Maître de conférences À Université de Bouira</i>	<i>Examineur</i>

Année Universitaire : 2019 – 2020

A la mémoire de mon père
A qui fait briller mes jours ‘maman’
A mes frères

*D'abord, je tiens à remercier monsieur **Khodja Djalal Eddine** maitre de conférences à l'université de M'sila pour son sens de responsabilité et pour sa gentillesse .Ainsi que pour ses remarques judicieuses et pour son encadrement .De ce fait ma reconnaissance sera à :*

*Monsieur **Zeghlache Samir** pour avoir présider ce jury de thèse.*

*Tous les membres de jury : **Saoudi kamel, Benyettou Loutfi, Talhaoui hicham et Belhamdi Saad** pour l'honneur qu'ils m'ont fait pour avoir accepté d'examiner et d'évaluer cette thèse.*

Table des matières

Table des matières	i
Liste des Figures	v
Listes des tableaux	vii
Glossaire.....	ix
Résumé	xii
Introduction générale	2
Chapitre I. Introduction à la commande tolérante aux défauts de l'ensemble convertisseur –moteur	
I.1. Introduction	7
I.2. Elément constitutifs d'une chaîne de production.....	7
I.3. Description de la machine asynchrone triphasée.....	8
I.4. Mode de fonctionnement	9
I.5. Les défauts d'une association onduleur de tension-machine asynchrone	11
I. 5.1. Défaut de la machine asynchrone à cage	11
I. 5. 2. Les défauts de la commande	12
I.5.3. Les défauts de l'onduleur	12
I.6. Etude statistique des défauts	14
I.7. Système de commande tolérante aux défauts	17
I.7.1. Approche passive de la commande FTC	18
I.7.2. Approche active de la commande FTC	19
1.7.2.1. Technique du pseudo inverse.....	19
1.7.2.2. Commande predictive	20
1.7.2.3. Commande adaptative	22
1.7.2.4. Commande multi modèles	23
1.7.2.5. Techniques utilisant les réseaux de neurones	24
I.8. Approche active de la commande FTC	25
I.9. Conclusion.....	25
Chapitre. II. Modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur en présence des défauts	
II.1.Introduction	27
II.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	27
II.3. Modélisation du système	28
II.3.1. Modélisation de l'onduleur sain	28

II.3.1.1. La technique de modulation (MLI).....	29
II.3.1.2. La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM).....	29
II.3.2. Modélisation de la machine asynchrone en mode sain.....	30
II.3.2.1. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	31
II.3.2.2. Transformation (triphase-biphase) des équations du modèle.....	32
II.3.2.3. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.....	34
II.3.3. Modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur en présence de défauts.....	35
II.3.3.1. Modélisation de l'onduleur défectueux.....	35
II.3.3.2. Modélisation du MAS en présence des défauts statoriques.....	36
II.3.3.3 Transformation (triphase-triphase) des équations du modèle.....	36
II.4. Résultat de simulation à l'état sain de l'ensemble convertisseur-moteur.....	43
II.4.1. Simulation de la MAS alimenté directement au réseau.....	43
II.4.2. Simulation de l'ensemble convertisseur-moteur sans et avec défauts.....	45
II. 5. Conclusion.....	50
Chapitre. III. Commande de la machine en mode normale et en mode dégradé	
III.2. Généralités sur le principe du commande par Backstepping.....	54
III.3. La commande par la méthode de Lyapunov.....	54
III.3.1. Méthodes de Lyapunov.....	55
III.3.2. Première méthode de Lyapunov.....	55
III.3.3. Deuxième méthode de Lyapunov.....	55
III.4. Commande Par Backstepping.....	56
III.4.1. Principe de la commande à flux orienté.....	56
III.4.2. Application de la commande par backstepping à la MAS.....	60
III.5. La commande directe du couple.....	63
III.5.1 Contrôle de flux et de couple.....	64
III.5.1.1. Contrôle du flux statorique.....	64
III.5.1.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	65
III.5.2. Sélection du vecteur tension.....	66
III.5.3. Estimateurs.....	68
III.5.3.1. Estimation du flux statorique.....	68
III.5.3.2 Estimation du couple électromagnétique.....	69
III.5.4. Elaboration du vecteur de commande.....	69
III.5.4.1. Correcteur de flux.....	70
III.5.4.2. Le correcteur de couple.....	71

III.5.5. Elaboration des tables de commutation.....	73
III.5.5.1 Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles.....	73
III.5.5.2. Table de commande du flux.....	73
III.5.5.3. Table de commande du couple.....	73
III.5.5.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	74
III.6. Resultat des simulations avec comparaison entre les deux commandes.....	76
III.7. Conclusion.....	77
Chapitre. IV. Commande tolérante passive et active aux défauts	
IV.1. Introduction.....	84
IV.2. Commande tolérante passive.....	84
IV.2.1. Stratégie de la commande tolérante aux défauts.....	84
IV.2.1.1. Filtre de Kalman.....	85
IV.2.1.1.1. Principe.....	85
IV.2.1.1.2. Elaboration du filtre de Kalman étendue.....	85
IV.2.2. Reconfiguration de la stratégie de Commande tolérante au défaut (FTC) d'une MAS en utilisant un filtre de kalman étendue.....	88
IV.2.3. Commande tolérante au défaut à base du réseau de neurone artificiel.....	93
IV.2.4. Formalisation des réseaux de neurones.....	94
IV.2.5. Architecture des réseaux de neurones.....	97
IV.2.6. Apprentissage de réseaux de neurones.....	100
IV.2.6.1. Apprentissage supervisé.....	101
IV.2.6.2. Apprentissage non supervisé.....	101
IV.2.6.3. Apprentissage renforcé.....	102
IV.2.7. Algorithme d'apprentissage.....	102
IV.2.7.1. Algorithme de rétropropagation.....	102
IV.2.7.2. Apprentissage selon la méthode Quasi-Newton:.....	104
IV.2.7.3. Algorithme de BFGS.....	104
IV.2.8. Structure de réseau de neurone.....	104
IV.2.8.1. Topologie de réseau de neurones artificiel.....	106
IV.2.8.2. Apprentissage.....	106
IV.2.8.3. Validation.....	106
IV.2.9. Résultat de simulation des deux commande tolérantes à base de filtre de kalman et à base de RNA.....	107
IV.3. Commande tolérante active basée sur le controlleur floue type-2 adaptatif.....	108
IV.3.1. concept de base.....	109

IV.3.1.1. Système flou.....	109
IV.3.1.2.Représentation mathématique du système flou.....	109
IV.3.1.3.Approximation des fonctions par les systèmes flous.....	110
IV.3.1.4. Ensemble flou type-2	110
IV.3.1.5. Structure d'un contrôleur flou type 2.....	111
IV.3.1.6. défuzzification	112
IV.3.1.7. Réduction de type	113
IV.3.2. Conception d'un contrôleur flou type-2 adaptatif pour une MAS.....	114
IV.3.3. Résultats de simulation	122
IV.4. Conclusion.....	123
Chapitre. V. Commande tolérante de la machine asynchrone en utilisant des capteurs intelligents basée sur le principe de la conversion d'énergie	
V.1. Introduction	126
V.2. La magnetostriction	126
V.3. Analyse sur la transduction mécano-magnétoélectrique.....	127
V.4. Résultats de simulation	132
V.5. Conclusion.....	134
Conclusion générale	136
Références bibliographiques	
Annexe A	
Annexe B	

Liste des figures

Figure I.1 : Eléments essentiels dans la chaîne de production	8
Figure I.2 : Différent type de défauts agissant sur un système.....	10
Figure I.3 : Transmission de signal par un capteur	11
Figure I.4 : défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor	13
Figure I.5 : défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor	13
Figure I.6 : type des défauts, (a) : défaut multiplicatif, (b): défaut additive	13
Figure I.7 : Types des défauts selon leurs formes, (a) : défaut brusque, (b) : défaut progressif, (c) : défaut intermittent	14
Figure I.8 : Types des défauts selon le comportement temporel, (a) : défaut permanent, (b) : défaut transitoire.....	14
Figure I.9 : Représentation de la répartition des pannes	15
Figure I.10 : Représentation des différents défauts statoriques	16
Figure I.11 : Classification des commandes tolérantes aux défauts	17
Figure I.12 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive	18
Figure I.13 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.....	19
Figure I.14 : Principe général d'un système de commande adaptative	22
Figure II.1 : Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques	27
Figure II.2 : Association convertisseur – moteur	28
Figure II.3 : Technique STPWM utilisées dans un bras d'onduleur	30
Figure II.4 : Schématisations d'un court-circuit dans une phase statorique	41
Figure II.5 : Résultats de simulation en régime normal la machine	44
Figure II.6 : Résultats de simulation en présence de défaut court-circuit entre spire (18%) au sein d'une phase statorique	46
Figure II.7 : Résultat de simulation en présence de défaut court-circuit entre spire (50%) au sein d'une phase statorique	48
Figure II.8 : Résultat de simulation en présence de défaut onduleur ($T = 0$)	49
Figure III.1 : Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone	63
Figure III.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	64
Figure III.3 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	64
Figure III.4 : Application d'un vecteur actif.....	66
Figure III.5 : Application d'un vecteur actif.....	66

Figure III.6 : Application d'un vecteur nul.....	66
Figure III.7 : Choix du vecteur tension	67
Figure III.8 : Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone	67
Figure III.9 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux	70
Figure III.10: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	71
Figure III.11 : Correcteur à hystérésis à deux niveaux	72
Figure III.12 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	72
Figure III.13 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	75
Figure III.14 : Résultats de simulation du commande DTC et backstepping à l'état sain de la MAS ...	76
Figure III.15 : Résultats de simulation du commande DTC et backstepping au présence de défaut (18%)	78
Figure III.16 : Résultats de simulation du commande DTC et backstepping au présence de défaut...79	79
Figure IV.1: le modele simulink de filter de kalman étendue utilisé dans la commande proposée	92
Figure IV.2 : Principe du commande tolérante aux défaut a base d'un filtre de kalman	93
Figure IV.3: Schema de principe d'un couple de neurones reliés par une synapse dans un cerveau biologique	95
Figure IV.4: Neurone artificiel	96
Figure IV.5 : Différents types de fonction de transfert pour le neurone artificiel	97
Figure IV.6 : Exemple d'un réseau de neurones non bouclé.....	98
Figure IV.7: réseau de neurone multicouche	99
Figure IV.8: Représentation du réseau de neurones dynamique	100
Figure IV.9 : Sortie d'un neurone	102
Figure IV.10: Principe de commade tolérante aux défaut à base d'un réseau de neurone	105
Figure IV.11 : structure de reseau de neurone (4-4-2)	106
Figure IV.12: Performance de la commande tolérante en presence d'un défaut court-circuit	107
Figure IV.13: Performance de la commande tolerante en presence d'un defaut onduleur	108
Figure IV.14 : Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2.....	109
Figure IV.15: Performance de la commande tolerant en presence d'un defaut capteur de vitesse...109	109
Figure IV.16: Schéma synoptique d'un contrôleur flou typ-2.....	113
Figure IV.17: Schéma fonctionnel de la commande tolérante active à base du contrôleur flou type-2 pour une machine asynchrone triphasée.....	122
Figure IV.18: Performance d'état sain et defectueux de la commande proposée avec un défaut capteur de vitesse.....	123
Figure V.1: Principe de fonctionnement d'un générateur magnétostrictif.....	127
Figure V.2: Modèle mécanique équivalent.....	127

Figure V.3: Circuit équivalent du transducteur magnéto-électrique ME.....	129
Figure V.4: La tension générée par le transducteur ME.....	131
Figure V.5: Emplacement du transducteur ME dans la machine asynchrone.....	132
Figure V.6: Performance du pré-défaut et après défaut de la commande tolérante proposée et de la commande backstepping pour une MAS avec un défaut de capteur de vitesse.....	133

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone	9
Tableau III. 1 : Table de commutation généralisée	73
Tableau III. 2 : Table de commande du flux	73
Tableau III .3 : Table de commande du Couple.....	74
Tableau III. 4 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls	74
Tableau III. 5 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls. ...	75

Abréviations et symboles✚ *Abréviations*

MAS	asynchronous machine
PWM	Pulse Width Modulation
FFT	Fast Fourier Transformation
STPWM	Sine-Triangle Pulse Width Modulation
DTC	Direct torque control
DSC	Direct Self Control
BSC	Backstepping control
FTC	Fault tolerant control
LQG	Linear Quadratic Gaussian
PFTC	Passive fault tolerant control
AFTC	Active fault tolerant control
EKF	Extended kalman filter
RNA	Artificial neural network
BFGS	Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno

✚ *Symboles*

C_{em}	Couple électromagnétique	$[Nm]$
C_r	Couple résistant	$[Nm]$
f_r	Coefficient de frottement	$[N.m.s/rd]$
J	Moment d'inertie	$[Kg.m^2]$
p	Nombre de paires de pôles	--
ω_r	Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator	$[rad/s]$
Ω	Vitesse mécanique	$[rad/s]$

θ_s	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator	$[rad]$
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques	$[A]$
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants rotoriques	$[A]$
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques	$[V]$
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques	$[V]$
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statorique	$[Wb]$
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques	$[Wb]$
L_{sf}	Inductance de fuite statorique	$[H]$
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	$[H]$
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique	$[H]$
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor	$[H]$
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	$[H]$
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	$[H]$
M_o	Maximum de l'inductance mutuelle	$[H]$
R_s	Résistance d'une phase statorique	$[\Omega]$
R_r	Résistance d'une phase rotorique	$[\Omega]$
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	--
d, q	Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature	--
$[P]$	Matrice de transformation de Park	--
$[P]^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse	--

ω	Vitesse électrique	$[rad/s]$
ϕ_r	Flux rotorique	$[Wb]$
i_{sq}	courant statorique sur l'axe q	$[A]$
i_{sd}	courant statorique sur l'axe d	$[A]$
ω^*	Vitesse électrique de référence	$[rad/s]$
ϕ_r^*	Flux rotorique de référence	$[Wb]$
i_{sq}^*	courant statorique de référence sur l'axe q	$[A]$
i_{sd}^*	courant statorique de référence sur l'axe d	$[A]$
e_w	Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse de référence	$[rad/s]$
$e_{\phi r}$	Erreur entre le module de flux rotorique et celui de référence	$[Wb]$
e_{isq}	Erreur entre le courant statorique sur l'axe q et sa référence	$[A]$
e_{isd}	Erreur entre le courant statorique sur l'axe d et sa référence	$[A]$
Q	Matrice de covariance de bruit de mesure	
E	Espérance mathématique	--
x	Vecteur d'état	--
y	Vecteur d'observation	--
w	Bruit d'état	--
k_{k+1}	Gain du filtre de Kalman	--
U_{add}	Terme aditif	$[V]$
U_{nom}	Commande nominale	$[V]$
$\varepsilon_d, \varepsilon_q$	Résidus du courants I_d, I_q	$[A]$

Introduction générale

Introduction générale

Dans nos jours, Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels [1]. Grace à sa grande solidité et son faible coût, la machine à induction reste l'élément réussit de la plupart des équipements industriels. Néanmoins certains défauts surgissant sur le stator et le rotor de la machine asynchrone peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système, et qui vont nuire la sécurité de la production, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Dans de nombreux secteurs industriels, la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement est un enjeu majeur pour assurer une compétitivité optimale de l'outil de production [2]. Des études indiquent que la majorité des défaillances sont les défauts statoriques résultent de court-circuit entre spires [3]. Lorsqu'un court-circuit entre spires se produit, un courant extrêmement élevé apparait, ce qui produit une chaleur excessive dans l'isolation environnante [4], ce qui diminue le rendement du moteur et accélère la dégradation du moteur due aux contraintes thermiques. D'autre part, il est important de parler des défauts d'onduleur à cause des composants faibles qui le constituent tel que : IGBT, MOSFET et BJT. La plupart des onduleurs utilisent des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) en tant que dispositif d'alimentation en raison de leur tension et de leur courant élevé. Des défaillances peuvent apparaitre aux contraintes électriques et thermiques excessives rencontrées dans de nombreuses applications. Les défauts qui surviennent dans les interrupteurs de puissance sont classés en défauts de court-circuit, de circuit ouvert [5] et défauts de disjoncteur intermittents [6]. Il y a de multiples résultats de recherches sur les défauts d'IGBT [7]. En cas de court-circuit, l'ensemble du système doit être immédiatement arrêté pour des raisons de sécurité. Un défaut d'interrupteur ouvert ne nécessite pas l'opération d'arrêt, mais le bruit et les vibrations peuvent être induits dans le générateur et le système. Dans [8] une détection de défaut utilisant des capteurs de tension a été proposée. Cette méthode est rapide mais nécessite des

capteurs supplémentaires. Une technique de détection de défaut utilisant la distorsion de tension dans les commutateurs a été proposée dans [9]. Dans [10] la technique utilisant le vecteur de Park a été proposée dans laquelle un réseau de neurones est utilisé pour le diagnostic. Ces défauts de l'onduleur peuvent influencer le fonctionnement du système entier. Il est nécessaire d'éviter cette influence néfaste et d'améliorer la fiabilité du système. De nombreuses techniques de commande ont été utilisées, par exemple les deux techniques de commande connues : la commande vectoriel [11] et la commande directe de couple [12], grâce à leur mise en œuvre facile. Néanmoins, les inconvénients majeurs de ces techniques sont leur sensibilité remarquable aux modifications des paramètres du moteur et à la présence des ondulations du couple. Ceux-ci seront traités dans notre travail en utilisant la commande Backstepping basé sur la technique par orientation du flux rotorique. L'approche de contrôle backstepping est capable de conserver presque toutes les propriétés de robustesse. Plus récemment, diverses variations et améliorations ont été apportées à cette commande. Et pour montrer la robustesse de cette commande une étude comparative de la commande backstepping et de commande directe de couple sera réalisée dans ce travail en présence d'un défaut de court-circuit entre spire.

Au cours des dernières années, de nombreuses recherches importantes se sont intéressées à l'étude de commande tolérante au défaut (FTC) du moteur à induction (IM) afin d'améliorer ses performances en cas de défaillance. Elle est peut être appliquée à l'onduleur [13] et / ou à la machine électrique [14]. Il existe deux types de système FTC: passif ou actif. De nombreux travaux pour garantir un certain degré de « tolérance » aux défauts sont issus de techniques classiques de la commande robuste, approches dites passives, [15], cette dernière a fait appel à des techniques de contrôle robustes pour prendre en charge des systèmes dont la sensibilité à certains types de défauts est nulle. La FTC est récemment devenue l'un des sujets de recherche les plus recommandés, Son objectif principal est d'assurer la continuité du système malgré la présence de défauts. Ainsi, il doit détecter les défauts et éliminer leurs effets pour arriver à un niveau acceptable. Dans ce travail, trois lois de commande tolérante sont exploités, la première commande s'intéresse au gain adaptatif du filtre de Kalman et du

réseau de neurones artificiels (FTC-RNA). Le filtre de Kalman bien connu affiche des performances exceptionnelles en ce qui concerne le problème de l'estimation des états de systèmes temporels linéaires avec des bruits de processus et de mesures, et il a été appliqué au capteur d'éolienne pour une commande FTC, turbine à gaz, moteur linéaire à courant continu, et la machine synchrone à aimant permanent. Dans notre commande une boucle de compensation des défauts du réseau de neurones est introduite afin de générer un terme additif qui doit être ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système, la deuxième repose sur un contrôleur flou type-2, la conception de ce contrôleur pour compenser l'effet du défaut de capteur, exige l'utilisation des fonctions d'appartenance supérieures et inférieures avec un modèle flou de Takagi-Sugeno-Kang, où l'optimisation des paramètres du contrôleur flou type-2 est assurée par des lois adaptatives. la troisième repose sur les capteurs intelligents ou adaptatifs du type magnetostrictif qui génère une tension qui dépend de la variation de vibration de la machine. Les lois de commandes proposées sont validées par des résultats de simulation et la robustesse a été bien montrée en présence des défauts.

Dans le premier chapitre une introduction sur l'ensemble convertisseur moteur est présentée suivit par un deuxième chapitre qui présente un modèle triphasé du moteur à induction. On s'intéresse dans notre travail sur trois types de défauts, un défaut onduleur, défaut capteur de vitesse et défaut court-circuit entre spire, et pour modéliser ce dernier, nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine à induction, tenant compte de l'évolution des paramètres tels que les résistances et les inductances. Ce modèle nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures de défauts de la machine à induction. On va modéliser notre système dans les deux cas sain et défectueux. On va utiliser deux type de transformation, une pour le modèle de simulation basé sur la transformation (triphase-triphase), et l'autre pour la commande basé sur la transformation (triphase- biphasé) suivi par des résultats de simulation pour les deux modes de fonctionnement normale et dégradé. Une étude comparative entre la commande DTC et la commande Backstepping a été effectué dans le troisième chapitre afin de tester la robustesse du modèle de la machine asynchrone vis-à-vis certains défauts. Le quatrième chapitre concerne le développement de deux commandes

tolérantes aux défauts à base de l'intelligence artificielle notamment le réseaux de neurones et le contrôleur flou type-2 adaptatif. Pour le cinquième chapitre on s'intéresse à l'intégration des capteurs intelligents qui sont basés principalement sur la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique pour répondre aux exigences concernant les défauts considérés dans le modèle triphasé. Cette thèse sera finalisée par une conclusion générale sur les différentes stratégies de FTC proposées pour la MAS et récapitulera les résultats de simulation enregistrés ainsi que les perspectives des travaux futures.

CHAPITRE I

***INTRODUCTION A LA COMMANDE
TOLERANTE AUX DEFAUTS DE L'ENSEMBLE
CONVERTISSEUR-MOTEUR***

I.1. Introduction

La machine asynchrone se définit comme une machine à courant alternatif où y a pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. Ces machines sont utilisées partout, le transport (métro, train,...), dans l'électroménager, et dans l'industrie, et grâce à l'électronique de puissance les machines asynchrones sont devenues très utiles en étant génératrice, C'est par exemple le cas en tant les éoliennes. La capacité de réduire des pertes et la fiabilité sont des principaux objectifs de choix des composants d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie. De multiples incidences peuvent affecter le moteur à induction tel que, de nombreux types de défauts peuvent résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation ou d'une combinaison de ces différentes causes. Cela aura des conséquences néfastes sur le procédé : une perte de puissance, diminution de rendement et il peut aussi entraîner la dégradation complète de la machine. La commande tolérante au défaut est devenue indispensable dans l'industrie pour contourner les défauts afin d'améliorer la productivité. La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande qui permettent de maintenir une performance pour une situation défaillante peut être proche de l'état normal.

I.2. Eléments constitutifs d'une chaîne de production

D'une manière générale, un système industriel se constitue par un ensemble d'éléments qui font des interactions entre eux et avec l'extérieur (figure I.1), réunis pour assurer une tâche précise [16].

La chaîne de conversion d'énergie, assurant le transfert d'énergie entre une source électrique (SE) et une charge mécanique, peuvent être considérée comme une source d'énergie mécanique (SM) (source d'énergie cinétique ou potentielle), elle est constitué d'un

réseau triphasé qui est un assemblage de trois générateurs de tension indépendants, un convertisseur électrique qui est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas. Après redressement, la tension est filtrée par des composants passifs *C* ou *LC*, pour être finalement appliquée à l'onduleur qui assure la conversion de l'énergie continue en l'alternatif, il peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

Un système présente généralement plusieurs modes de fonctionnement normal et anormal, des commandes conventionnelles sont nécessaires pour savoir le bon fonctionnement et d'améliorer la suite de productivité.

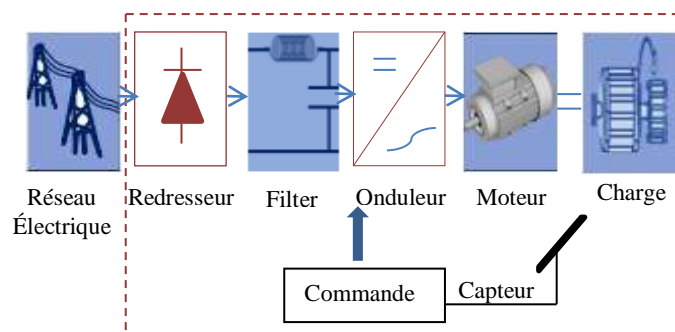


Figure I.1 : Eléments essentiels dans la chaîne de production.

Une commande tolérante s'applique pour assurer la stabilité du système sous un mode anormale, l'objectif est de garder les performances d'un système en présence de défaut similaire de celui en régime normal.

1.3. Description de la machine asynchrone triphasée

La connaissance des éléments de constitution des machines asynchrones permet de savoir la façon de la réalisation physique de ces dernières. Les éléments constitutifs des machines asynchrones sont :

- ✓ le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- ✓ le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- ✓ les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par des tensions alternatives, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [17]. Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone par rapport aux autres machines (machine à courant continu et moteur synchrone à aimant permanent) sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :







<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
 Structure simple	 Non découplage naturel
 Robuste et facile à construire	 Non linéarités
 Coût réduit	
 Absence d'un système bagues balais	

Tableau I.1 : Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.

1.4. Mode de fonctionnement

Un système possède plusieurs modes de fonctionnement parmi lesquels : [18]

- ✚ *Mode de fonctionnement normal* : C'est le mode où l'équipement ou le système industriel remplit sa mission dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur.
- ✚ *Mode de fonctionnement dégradé* : la mission n'est pas remplie complètement il y a de dégradation dans l'équipement mais pas de défaillance.
- ✚ *Mode de défaillance* : Correspond à des mauvais fonctionnements du système, c-à-d qu'il y a eu défaillance soit après dégradation soit défaillance brusque.

On peut définir un défaut par une déviation du comportement normal du système, de son unité de commande ou de son système d'instrumentation. Les défauts peuvent être aléatoires ou progressifs, dans le cas du vieillissement ou de l'usure. Selon le composant affecté, on peut faire une classification des défauts car le système peut avoir des défauts à différents endroits [19], voir figure (I.2).

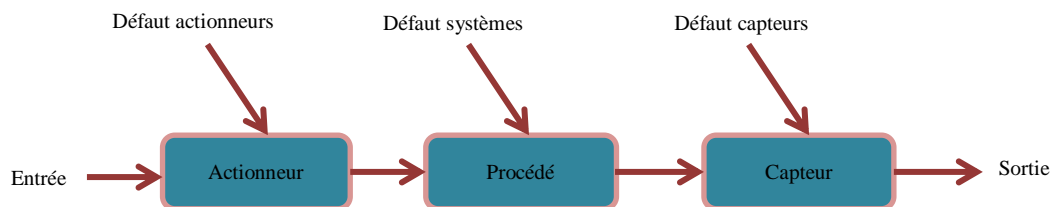


Figure I.2: Différent type de défauts agissant sur un système.

Défauts actionneurs : modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative et détériore ainsi le signal d'entrée du système.

Défauts systèmes : modélisés en général comme des dynamiques additionnelles avec une matrice de distribution, ils s'identifient par la modification des caractéristiques du système.

Défauts capteur : modélisés en général par des signaux additifs aux signaux de sortie, ils fournissent une mauvaise image de l'état physique du système. Ce défaut peut être modélisé en ajoutant une valeur $|X_0|$ à la valeur mesurée de la part de ce capteur.

$$X_{sig\acute{d}éf} = X_{normal} \pm X_0$$

$X_{sig\grave{d}ef}$: Le signal transmis par le capteur défectueux.

X_{normal} : Le signal de la grandeur physique normalement transmis par un capteur sain.

X_0 : La valeur significative au défaut.

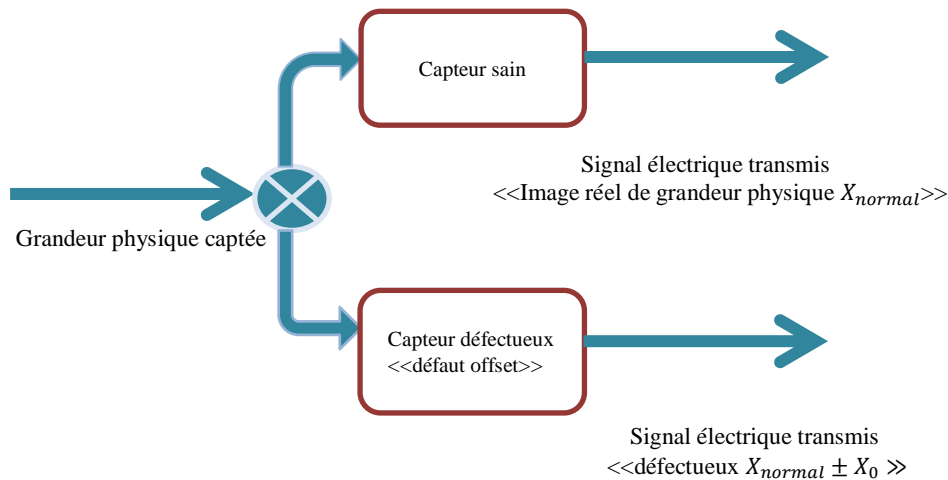


Figure I.3 : Transmission de signal par un capteur.

1.5. Les défauts d'une association onduleur de tension - machine asynchrone

1.5.1. Défauts de la machine asynchrone à cage

Dans la machine asynchrone à cage, on distingue généralement les défauts du stator de ceux du rotor [20].

✚ Les défauts affectant le stator peuvent être classés comme suit:

- ✓ Défauts thermiques liés aux surcharges et à l'âge qui endommagent l'isolant des conducteurs.
- ✓ Défauts électriques qui consistent en des courts-circuits entre phases, entre spires ou en des mises à la terre de spires. Ils sont liés à une dégradation de l'isolation provoquée, par exemple, par des surtensions transitoires ou une mauvaise tenue de l'isolant dans un environnement donné (humidité, température).
- ✓ Défauts mécaniques comme les mouvements d'une bobine suite à des vibrations d'origine électromagnétiques. Ceci peut entraîner une détérioration de l'isolant.

- ✚ Les défauts affectant le rotor sont aussi de diverses natures:
- ✓ Défauts thermiques affectant les barres ou l'anneau de court-circuit qui peuvent être à l'origine de vibrations ou de détériorations des éléments de la cage. Ces défauts peuvent être dus, par exemple, à une insuffisance du refroidissement.
- ✓ Défauts d'excentricité du rotor par rapport au stator causés entre autres par un mauvais alignement ou par un mauvais usinage. Ils se manifestent par des vibrations supplémentaires.
- ✓ Défauts mécaniques comme une rupture de barre.

1.5.2. Les défauts de la commande

Les mauvaises performances d'une structure de commande par exemple du type vectoriel ou autre peuvent être aussi vues comme un défaut (au sens large) de l'association [21]. En effet, elles sont essentiellement causées par :

- ✚ un manque de robustesse vis à vis de variations des paramètres.
- ✚ une mauvaise estimation de ces variations
- ✚ une mauvaise prise en compte des non-linéarités (temps de garde notamment)
- ✚ une gestion imparfaite ou absente des transitions de modes de commande ou de MLI.

1.5.3. Les défauts de l'onduleur

Les défauts de l'onduleur consistent essentiellement dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance et de la commande des semi-conducteurs [22]. Il est difficile de faire une étude exhaustive de tous les défauts qui peuvent affecter un convertisseur. Nous considérons, ici, deux types classiques de défaut [23]: Défaut d'ouverture (transistor – interrupteur - ouvert) et défaut de fermeture (transistor – interrupteur- fermé). Le défaut de l'onduleur qui se produit le plus fréquemment est le défaut de court-circuit d'un interrupteur.

Ce type de défaut risque de court-circuiter le bus continu lorsque l'interrupteur complémentaire du même bras de l'onduleur (Figure I. 4) est commandé à la fermeture.

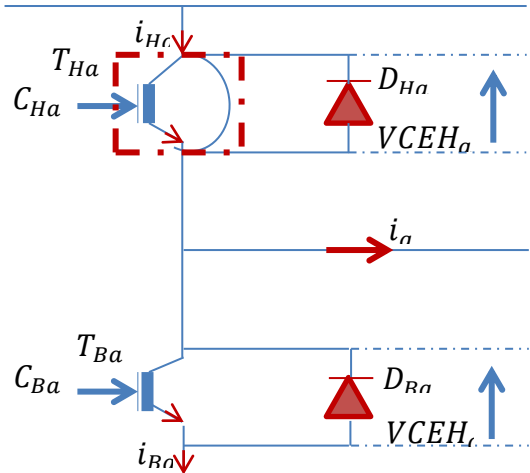


Figure I.4: défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor.

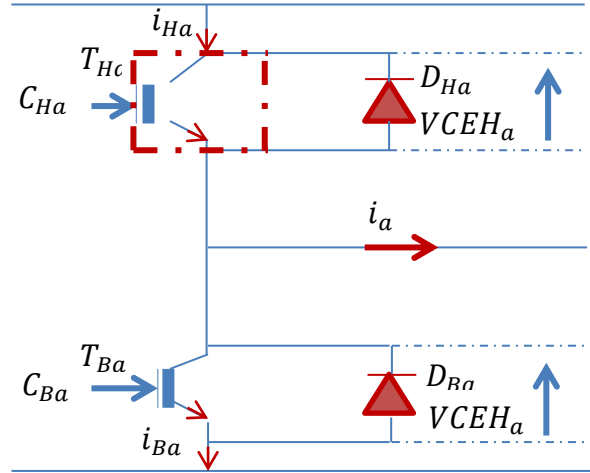


Figure I.5: défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor.

Les défauts sont classés aussi selon leurs effets sur les performances du système (figure 1.6), selon leurs formes (figure 1.7), et selon le comportement temporel permanent ou transitoire (voir figure 1.8).

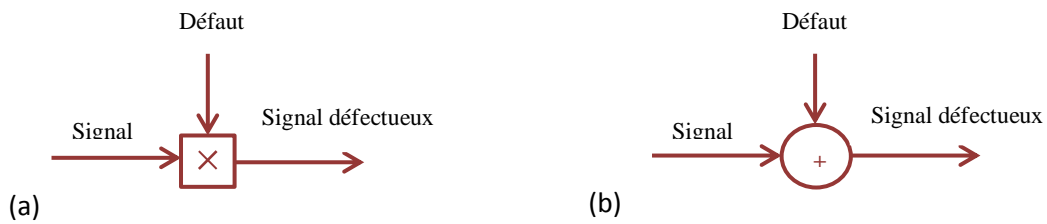


Figure 1.6 : type des défauts, (a) : défaut multiplicatif, (b): défaut additive.

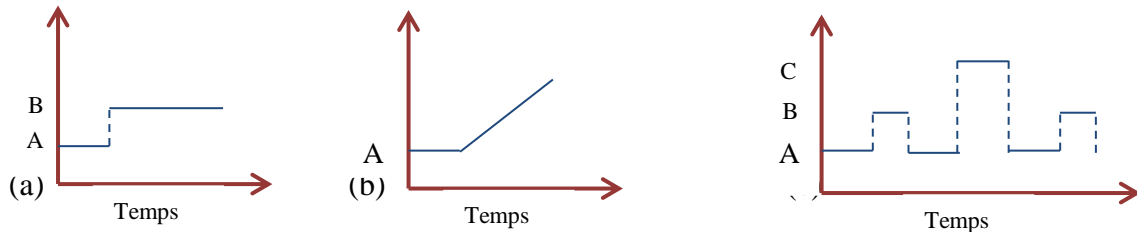


Figure 1.7 : Types des défauts selon leurs formes, (a) : défaut brusque, (b) : défaut progressif, (c) : défaut intermittent

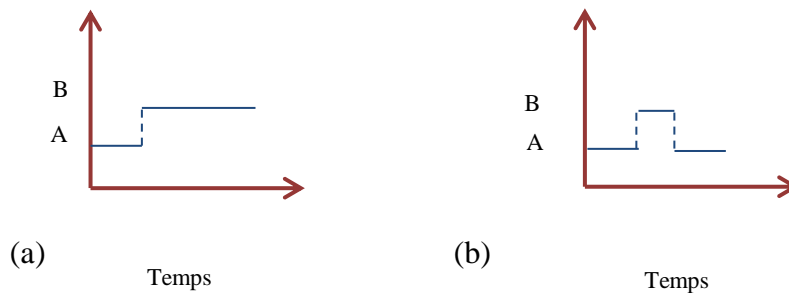


Figure 1.8: Types des défauts selon le comportement temporel, (a) : défaut permanent, (b) : défaut transitoire.

1.6. Etude statistique des défauts

Au cours de ces dernières décennies, La sûreté de fonctionnement des systèmes technologiques critiques constitue un enjeu important tant sur le plan économique que scientifique. Le système peut alors s'en suivre des fonctionnements non désirés, différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements. L'étude principale, effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 [24]; elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il est important d'avoir une idée de la dépendance de la panne à l'environnement. Thorsen et Dalva indiquent que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut-être 2,5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

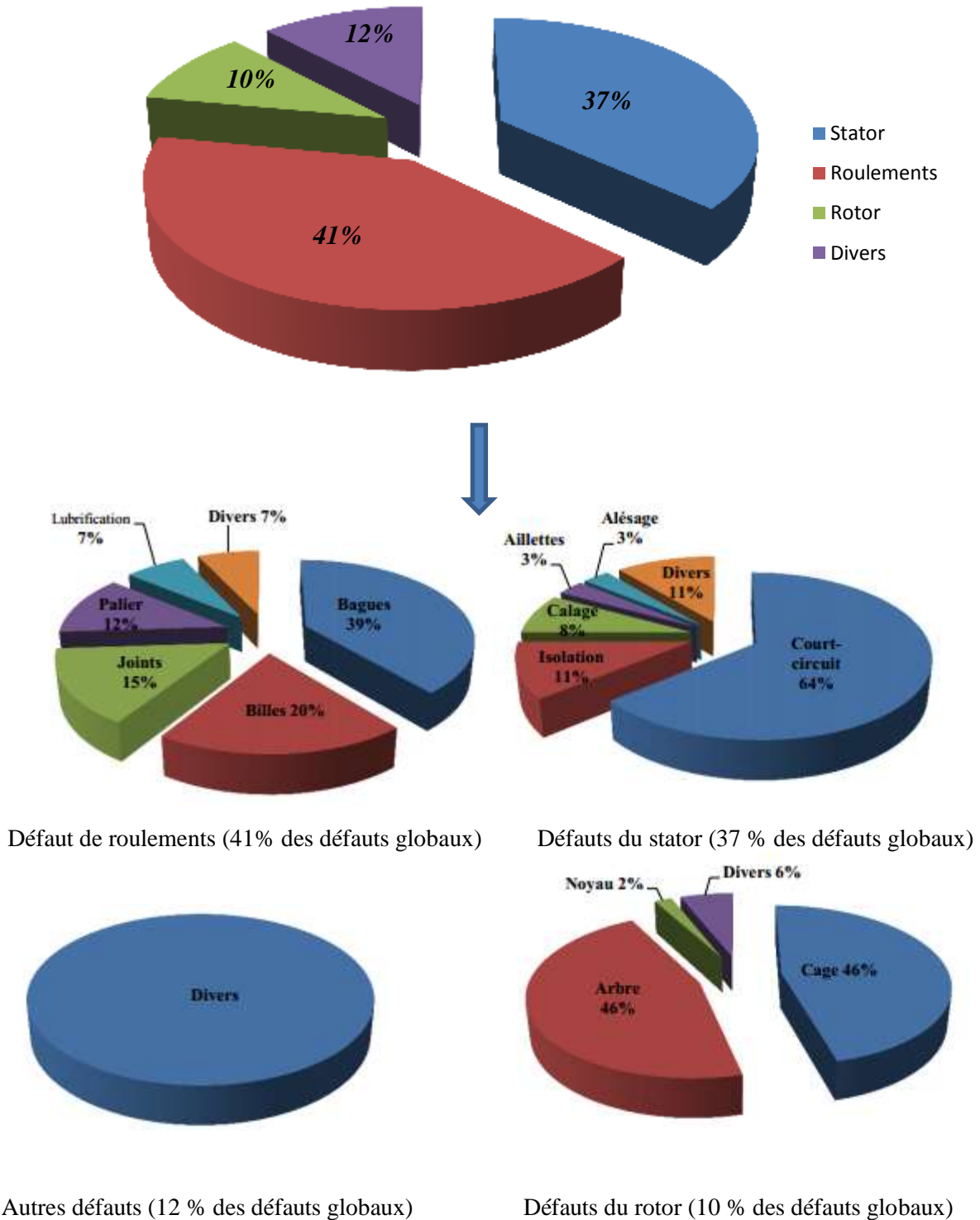


Figure I.9 : représentation de la répartition des pannes [24].

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour les machines de forte puissance ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance

mécanique accrue. Les défauts de type statoriques apparaissent souvent au niveau des enroulements statoriques. On distingue (Figure I.9) :

- ✚ Court-circuit dans les spires d'une même phase ;
- ✚ Court-circuit entre phases ou entre bobines ;
- ✚ Coupure d'une phase ;
- ✚ Défaut du circuit magnétique (rupture de tôles) ;
- ✚ Défaut de l'isolation masse.

Dans le cadre de notre travail, on s'intéresse au cas de défaut du court-circuit entre spires de la même phase qui est un défaut assez fréquent. Les études montrent qu'en présence d'un court-circuit entre spires de la même phase, le moteur peut continuer à fonctionner. Cependant, ce défaut peut provoquer un 2ème court-circuit à cause de l'augmentation de la température dans l'enroulement qui provoque une dégradation des isolants, [25].

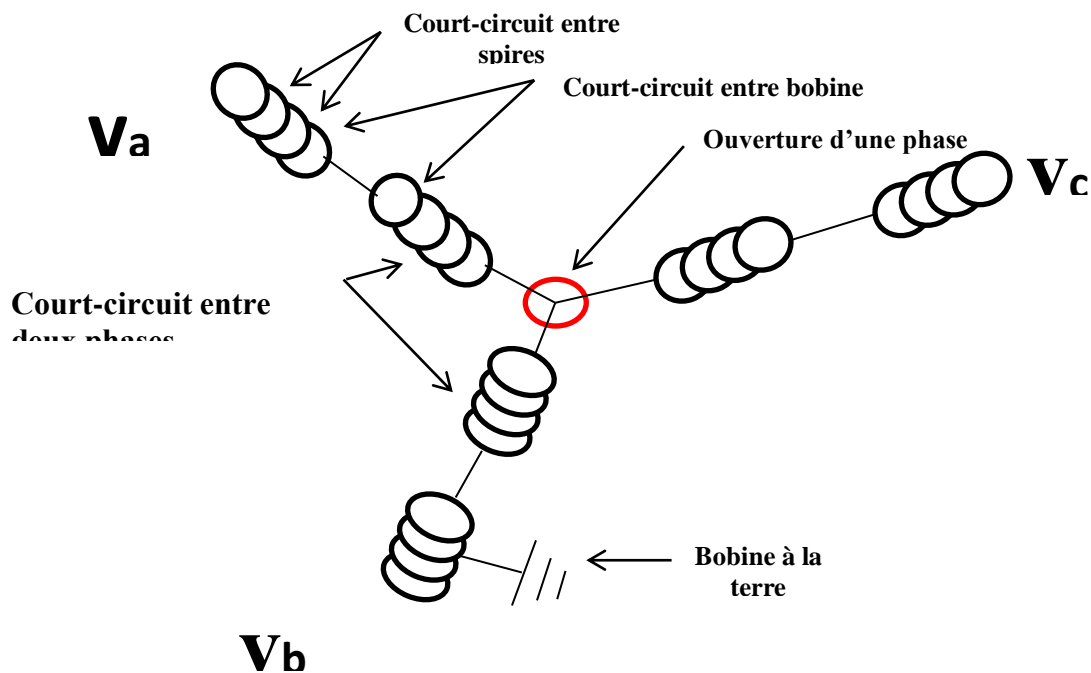


Figure I.10: Représentation des différents défauts statoriques

Aujourd'hui, il existe plusieurs applications qui nécessitent un fonctionnement sans défaut. Beaucoup de ces applications incluent les machines électriques. D'avoir une tolérance

de panne totale du système, les machines électriques incluses doivent avoir un fonctionnement en continu, malgré les défauts.

Enfin, les défauts considérés dans ce travail sont les défauts statoriques (court-circuit entre spire de la même phase), défaut onduleur (circuit ouvert) et défaut capteur de vitesse.

I.7. Système de commande tolérante aux défauts

La tâche principale dans un système de commande tolérante aux défauts est la synthèse des lois de commande avec une structure adéquate permettant de garantir la stabilité du système et maintenir les performances de commande proches de celles désirées [26]. La classification des approches de la commande tolérante aux défauts peut se reposer sur les effets d'un défaut et les performances du système. Entre autre, en présence d'un défaut de faible gravité, une simple commande robuste peut assurer le maintien des performances nominales. Tandis que, dans le cas d'un défaut critique, la détection et la localisation de ce dernier est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. Cependant, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsqu'il y a des défaillances aux niveaux des capteurs, des actionneurs ou du système. Les travaux de recherches menés dans ce cadre depuis deux décennies sont nombreux [27][28]. On distingue alors deux classes qui peuvent être résumées comme suit :

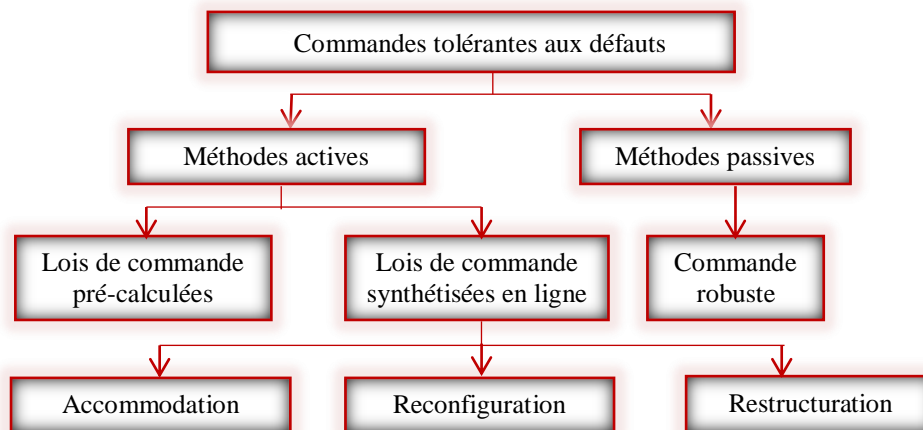


Figure I.11 : Classification des commandes tolérantes aux défauts.

I.7.1. Approche passive de la commande FTC

Dans l'approche passive (PFTC), la loi de commande est conçue pour être robuste à un ensemble prédéfini de défauts et elle ne sera pas changée lors de l'occurrence de défaut. Elle est basée sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et exploite les techniques de la commande robuste à ces perturbations. L'objectif est de synthétiser une loi de commande FTC qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal, et surcroît pour un ensemble prédéfini de modes défaillants. La tolérance aux défauts est assurée sans utilisation des informations en ligne relatives aux défauts affectant le système et sans changer la structure des régulateurs nominaux [29]. De nombreuses méthodes passives de la commande FTC, utilisant les techniques de la commande robuste basées sur la minimisation d'un critère ont été développées [30]. Une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère *LQG* (Linear Quadratic Gaussian) pour synthétiser le correcteur FTC proposée en [31]. Ce type d'approche n'a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système. L'inconvénient de cette technique réside dans le fait que sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts [32].

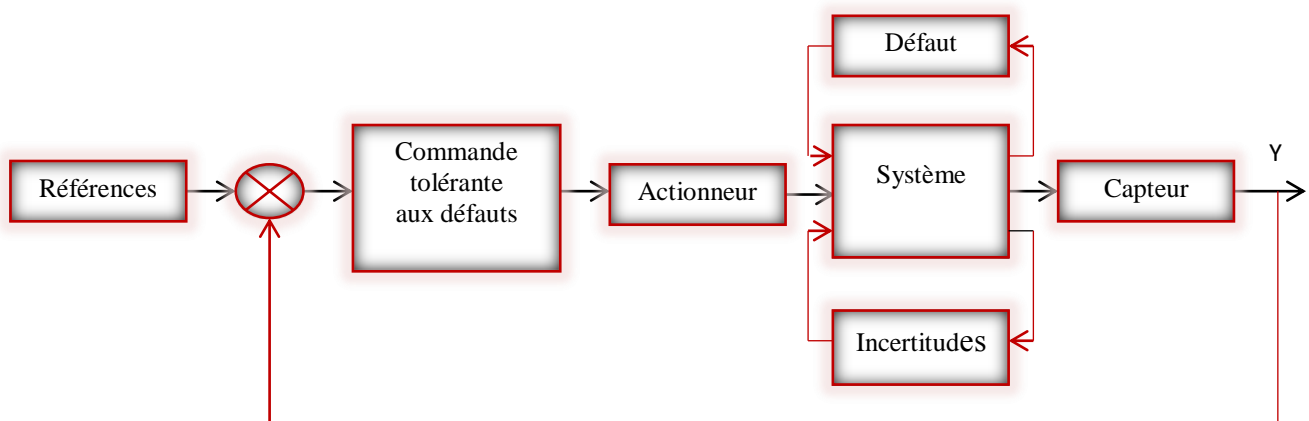


Figure I.12 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

1.7.2. Approche active de la commande FTC

Les systèmes tolérants "actifs" AFTC réagissent d'une manière "active" selon deux approches distinctes : la sélection d'une loi de commande pré-calculée ou la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne. Les deux approches requièrent la présence d'un bloc diagnostic pour fournir des informations concernant l'état du système. [33]. A la différence de l'approche passive, l'approche active de la commande tolérante aux défauts intègre un module de diagnostic permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Dès lors qu'un défaut est détecté par le module de diagnostic, la stratégie FTC est activée via un mécanisme de reconfiguration. La figure (I.13) présente le schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

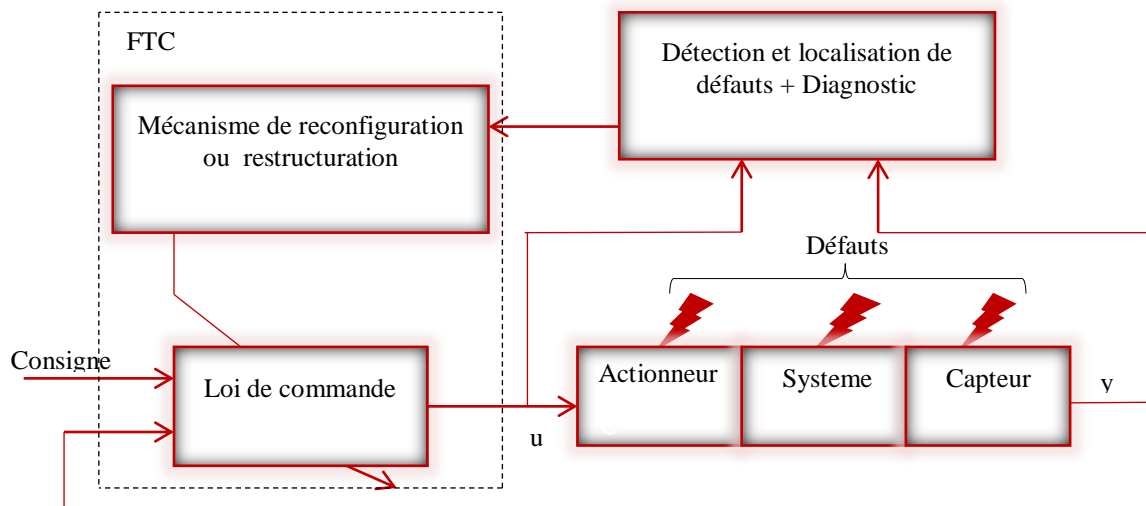


Figure I.13: Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

Parmi les techniques de commande qui utilisent l'approche active, on a :

1.7.2.1. Technique du pseudo inverse : [GON09].

La méthode du pseudo inverse a été largement traitée par de nombreux chercheurs ces dernières années [34]. Son usage est réservée pour le cas des systèmes linéaire, elle se base

sur la minimisation de la norme de la distance entre le modèle en boucle fermée du système défectueux et le modèle de référence.

Soit le système linéaire nominal sans défauts suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (I.1)$$

Où : $x(t) \in R^n$, $y(t) \in R^m$, $u(t) \in R^r$, avec $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times r}$, $C \in R^{m \times n}$

On considère que le système est commandé par un contrôleur par retour d'état pour avoir des performances spécifiques:

$$u(t) = kx(t) \quad (I.2)$$

En présence de défauts, le système s'exprime sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}_f(t) = A_f x_f(t) + B_f u_f(t) \\ y_f(t) = C_f x_f(t) \end{cases} \quad (I.3)$$

La nouvelle loi de commande dans ce cas se présente comme suit :

$$u_f(t) = k_f x_f(t) \quad (I.4)$$

Où k_f est calculé de telle sorte que la dynamique soit égale dans les deux systèmes défailants ou normaux en boucle fermée.

$$(A - Bk) = (A_f - B_f k_f) \quad (I.5)$$

$$D'où : k_f = B_f^+ (A - Bk - A_f)$$

Où B_f^+ est la matrice pseudo-inverse de la matrice B_f . Le calcul du gain k_f nécessite un bloc de diagnostic qui assure le calcul des matrices A_f, B_f, C_f .

1.7.2.2. Commande prédictive :

La commande prédictive a été montrée par Maciejowki (1997) [35], leur principale application reste pour les défauts de faible amplitude de telle sorte qu'on obtient les mêmes

objectifs même après l'apparition de défaut. Dans le contexte FTC l'objectif de cette dernière est de pouvoir modifier en ligne et à chaque pas de temps les différentes contraintes de contrôle (comme la perte d'efficacité d'un actionneur) avec un nombre limité de paramètres, c'est à dire avoir la minimisation du critère suivant et déterminer l'action de commande qui le minimise:

$$J(k) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \left\| M\hat{x}(k+i|k) - \text{ref}(k+i) \right\|_{Q(i)}^2 + \sum_{i=0}^{N_u-1} \left\| \Delta u(k+i) \right\|_{R(i)}^2$$

Sujet aux contraintes :

$$\Delta u_j(k+i) \in \left[V_{\min_j}, V_{\max_j} \right]$$

$$u_j(k+i) \in \left[U_{\min_j}, U_{\max_j} \right]$$

$$(M\hat{x})_j(k+i|k) \in \left[X_{\min_j}, X_{\max_j} \right]$$

Où les incréments du signal de commande sont définies par :

$$\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$$

$Mx(k)$: correspond au vecteur des variables à contrôler ; $x(k)$ est le vecteur d'état du système.

$\hat{x}(k+i|k)$: est une prédiction de $x(k+i)$ fait à l'instant k et $M = C$ dans le modèle d'espace d'état ordinaire si toutes les sorties apparaissent dans $J(k)$.

$\text{ref}(k)$: est la trajectoire de référence pour $Mx(k)$.

N_1 et N_2 : sont respectivement les horizons de prédiction minimum et maximum. Ils assurent que les signaux de commande soient constants au-delà de l'horizon d'optimisation, c'est à dire que $\Delta u(k+i) = 0$ pour $i \geq N_u$

I.7.2.3. Commande adaptative:

Cette approche comprend l'ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs, afin de maintenir un certain niveau de performances lors de l'apparition d'un défaut qui peut entraîner une modification de Paramètres [36]. Le principe d'un système de commande adaptative peut être illustré par la figure (I.13) :

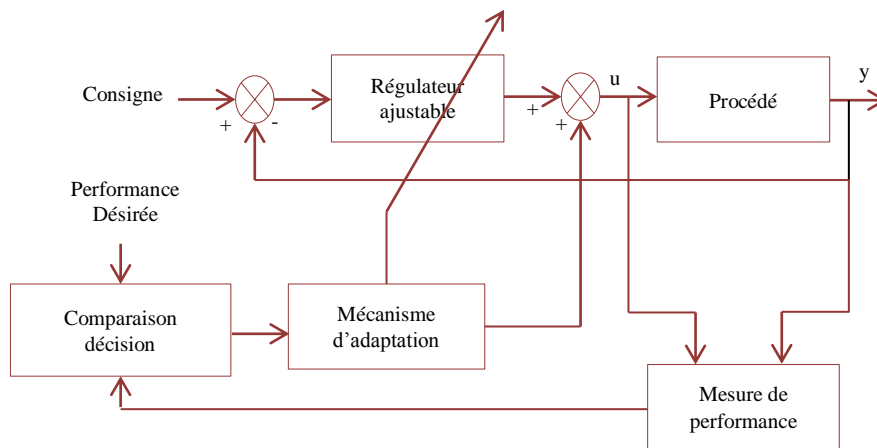


Figure I.14: Principe général d'un système de commande adaptative.

On distingue deux approches principales pour la commande adaptative :

Commande adaptative directe : c'est l'ajustement directe des paramètres du régulateur et en temps réel à partir de comparaisons entre performances réelles et performances désirées. Comme exemple, on cite la méthode de commande adaptative à modèle de référence implicite [37], et explicite [38].

Commande adaptative indirecte : une procédure d'identification estime les paramètres du procédé, c'est le cas des régulateurs auto-ajustables (commande par placement de pôles

adaptatifs). Ce dernier est le plus utilisé que le premier du fait qu'il tient compte des caractéristiques d'évolution du processus.

1.7.2.4. Commande multi modèles:

L'objectif dans cette technique est d'éviter la modification du gain de la commande par retour d'état pour n'importe quelle situation du système en se basant toujours sur une estimation d'état reconfiguré. Cette méthode est valable lorsque le modèle n'est pas entaché de bruits. On obtient la loi de commande globale à partir de n lois de commandes de base (calculées pour toutes les situations possibles du système). La commande locale u_i est déterminée par la relation:

$$u_i = k_i \hat{x}_i \tag{I.6}$$

Où \hat{x}_i est l'estimation de l'état du système fournie par le i^{eme} filtre. Les matrices de gain k_i de la commande sont calculées à l'avance pour chacun des modes de fonctionnement. Une unité de calcul des probabilités de Bayes [39] permet de calculer les probabilités $P(H_i / r_i)$ associées à chaque modèle possible par

$$P(H_i / r_i) = \frac{P(H_i)P(r_i / H_i)}{\sum_{i=1}^n P(H_i)P(r_i / H_i)} \tag{I.7}$$

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 à priori du modèle H_i .

La loi de commande globale appliquée au système est alors déterminée par:

$$U = \sum_{i=1}^n u_i P(H_i / r_i) \quad (\text{I.8})$$

1.7.2.5. Techniques utilisant les réseaux de neurones

Ces techniques ont reçu un grand intérêt de la part de ceux qui s'intéressent à la commande tolérante aux défauts. Les travaux en 2013 dans [40] ont appliqué des réseaux de neurones artificiels pour la détection et l'isolation des défauts à une vanne motorisée pour la conception de leur système de diagnostic et en 2012 dans [41] ont réalisés une commande tolérante aux défauts par un système de commande mode glissant avec l'apprentissage d'un système de réseaux neuronaux flous. Récemment, dans [42] une base de données d'un système de réseaux de neurones est réalisée pour la détection et l'isolation des défauts sur une turbine à gaz. Ces approches permettant d'estimer le défaut en ligne à l'aide de réseaux de neurones.

1.8. Niveaux de performances de FTC

Les performances de système signifient les sorties du système dynamique et cela est considéré sous différents points de vue et sous ses différents états (nominale, dégradée et inacceptable)

✚ L'état de performance nominale :

C'est dans cet état que le système devrait rester tout au long de son fonctionnement. Le contrôleur doit permettre au système nominal de rester dans cette région en dépit des perturbations et incertitudes. Le contrôleur peut même maintenir le système dans cette région si des défauts de faible gravité apparaissent, bien que ceci ne soit pas le but principal. Dans ce

cas, le contrôleur "cache" l'effet des défauts, qui n'est pas sa mission attendue mais rend la tâche de diagnostic du défaut plus difficile.

✚ L'état de performance dégradée :

Dans cette région, le système de surveillance est appelé à diagnostiquer le défaut et ajuster le contrôleur compte tenu de la nouvelle situation du système.

✚ L'état de performance inacceptable :

En cas d'un défaut très grave qui peut engendrer des dommages importants, un système de sécurité interrompt le fonctionnement du système global pour éviter la mise en danger du système et de son environnement. Cette procédure est enclenchée si le niveau minimum acceptable de performance est atteint.

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques définitions et terminologies concernant la commande tolérante. En plus quelques types de défauts qui peuvent apparaître sur les différents éléments constituant un système d'entraînement, et plus précisément l'ensemble convertisseur-moteur et commande. Comme notre étude est focalisée sur la commande tolérante aux défauts d'un moteur asynchrone à base de modèle mathématique, il est nécessaire de disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et l'état avec défaut, ceci sera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE II

***MODELISATION DE L'ENSEMBLE
MODELIZATION OF THE ASSEMBLY
CONVERTISSEUR-MOTEUR EN PRESENCE DE
CONVERTER-MOTOR IN PRESENCE OF
DEFAUTS
DEFECTS***

II.1. Introduction

Actuellement, les machines asynchrones sont devenues l'outil de conversion électromécanique le plus dominant dans l'industrie, fonctionnant directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). La machine asynchrone est souvent exploitée en régime triphasé. Cependant sous certaines hypothèses simplificatrices et en appliquant la transformation de Park. Ces machines peuvent subir de nombreuses défaillances, elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. En plus, des défauts potentiels peuvent affecter les machines asynchrones qui vont nuire la sécurité de la production, la qualité du service et la rentabilité des installations. Par ailleurs, d'après les statistiques, il a été constaté que le court-circuit entre spires est considéré comme le défaut le plus fréquent au stator. Dans ce contexte, afin de révéler ce type de défauts, Ce chapitre est consacré à la modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur en mode sain et en présence des défauts statoriques et défaut d'onduleur.

I.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La représentation des différents enroulements statoriques du moteur asynchrone à cage d'écurueil étudié dans notre cas est donnée par la figure(II.1).

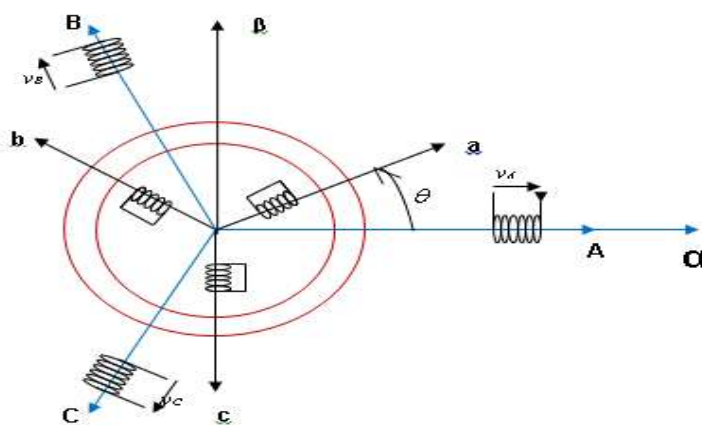


Fig. II.1. Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques

(abc) : Stator.

(ABC) :Rotor.

p : représente le nombre de paires de pôles.

θ : la position du rotor.

I. 3. Modélisation du système:

I. 3.1 Modélisation de l'onduleur sain :

L'alimentation de la machine est représentée par la composition suivante : un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) (Figure I.2).

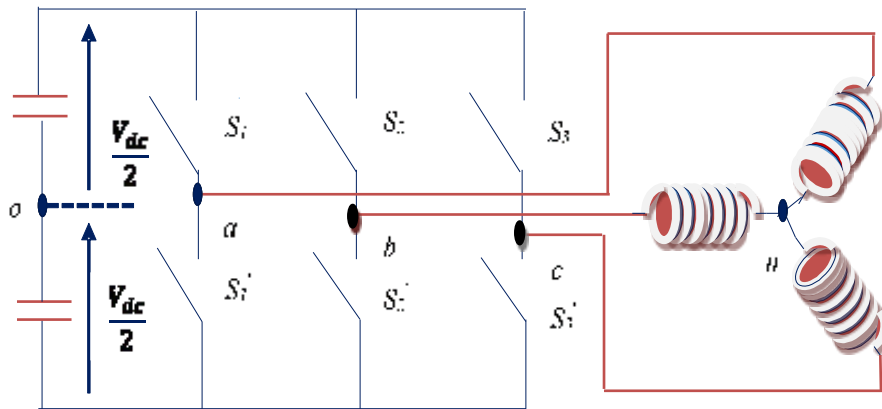


Figure II.2 : Association convertisseur – moteur

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : vab, vbc, et vca sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{II.1}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée :

$$(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = 0 \tag{II.2}$$

On aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \tag{II.3}$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} V_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ V_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ V_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \tag{II.4}$$

En remplaçant (II.3) dans (II.4) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Apartir des relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = (V_{an} + V_{no}) \\ V_{bo} = (V_{bn} + V_{no}) \\ V_{co} = (V_{cn} + V_{no}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

On peut déduire le potentiel entre les points net 'o' :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.7})$$

L'utilisation de l'expression (II.5) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

I. 3.1.1. La technique de modulation (MLI)

Le choix de la technique MLI dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce choix se fait en se basant sur le coût et la performance. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques PWM. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre d'harmonique du courant (ou analyse FFT: Fast Fourier Transformation), l'harmonique de couple, et les pertes à la commutation. [43].

I.3.1.2 : La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM)

La STPWM considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude A_m et de fréquence f_m , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude A_p de haute fréquence f_p , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure II.3).

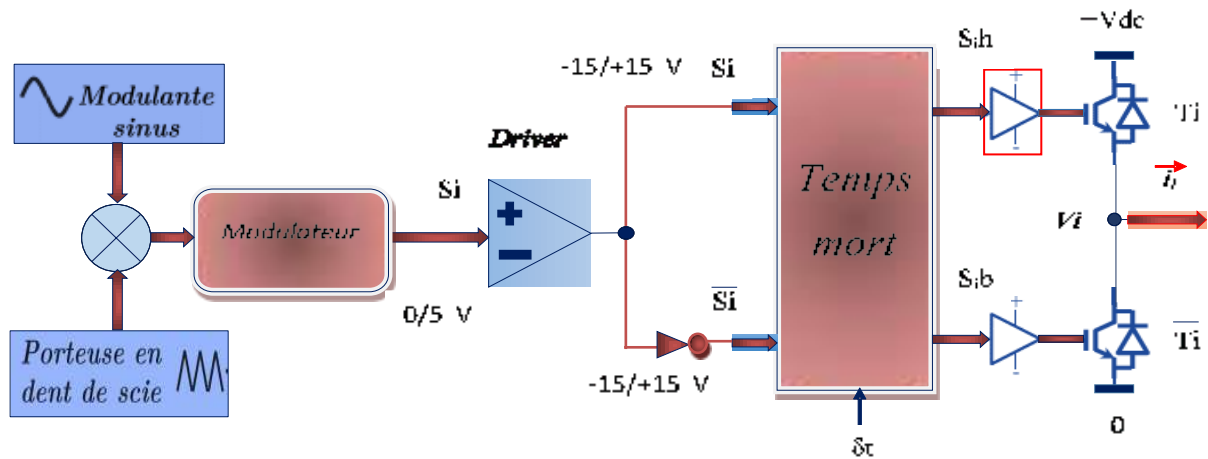


Figure II.3 : Technique STPWM utilisées dans un bras d'onduleur.

La technique PWM est caractérisée par deux paramètres qui peuvent être exprimés par les formules suivantes:

- Indexe de modulation m_m
$$m_m = \frac{f_p}{f_m} \quad (II.9)$$

- Indexe d'amplitude m_a
$$m_a = \frac{U_m}{U_p} \quad (II.10)$$

L'index de modulation maximal m_a max d'une PWM est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum la tension du bus-continu [44].

Les équations relatives aux signaux de commande pour un bras d'onduleur sont données par les expressions suivantes :

$$V_{mj} = V_m \sin\left(2\pi f_m t - j \frac{2\pi}{3}\right) \quad (II.11)$$

$$V_p = V_p \text{arc sin}[\cos(2\pi f_p t)] \quad (II.12)$$

I. 3.2. Modélisation de la machine asynchrone en mode sain :

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [45]:

- ✚ L'entrefer constant.
- ✚ L'effet des encoches négligeable.
- ✚ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✚ Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- ✚ Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✚ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.

I. 3.2.1. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone

La structure principale de la machine asynchrone 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 machine asynchrone.

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation : [46].

$$V = R.I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.13})$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.14})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.16})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_s])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.18})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + ([M_{rr}] + [L_r])[I_r] \quad (\text{II.19})$$

Les variables

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivantes représentent les tensions, les courants, et les flux au stator.

Les variables

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivantes représentent les courants et les flux au rotor.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors la matrice des résistances $[R_s]$ statoriques donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle « θ », position angulaire entre le rotor et le stator. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calculable en ligne. L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine: **[47]**.

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

I. 3.2.2. Transformation (triphase-biphase) des équations du modèle

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park **[48]**.

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante: $\theta_s = \theta_r + \theta$

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{II.25})$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (\text{II.26})$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont : tensions, courants ou flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

Où $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par la matrice de transformation de Park.

$$[P] = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_i + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_i & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i + 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

θ_i est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé : ($\theta_i = \theta_s$) pour le stator, ou ($\theta_i = \theta_r$) pour le rotor. Où « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{(2/3)}$ pour une conservation de puissance. Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. [49].

II.3.2.3. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Pour un model biphasé de la machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « v_{sd} » et « v_{sq} » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}), les flux rotoriques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation. On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

- X : vecteur d'état,
- Y : vecteur de sortie,
- A : matrice d'évolution d'état du système,
- B : matrice de commande (d'entrée),
- U : vecteur du système de commande,
- C : matrice d'observation.

On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

- $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$,
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion de Blondel,
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (d,q) , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (II.31)$$

II.4. Modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur en présence de défauts :

II.4.1. Modélisation de l'onduleur défectueux

Les défauts de l'onduleur considérés sont au niveau des transistors qui soient maintenus ouvert ou fermée. La modélisation de premier défaut peut être effectuée en gardant l'un des signaux de commande à l'état $S_i = 0$. ($i = 1,2,3$). Dans ce cas l'équation des tensions alimentant la machine asynchrone devient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Par exemple $S_1 = 0$ alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

Et pour le deuxième défaut peut être effectué en maintenant l'un des signaux de commande à l'état $S_i = 1$. ($i = 1,2,3$). Dans ce cas l'équation des tensions alimentant la machine asynchrone.

Par exemple $S_1 = 1$ alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

II.4.2. Modélisation du MAS en présence des défauts statoriques

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation, l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelle variables ayant la même pulsation que les variables du stator. En effet, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire « θ » la transformation est donné par la matrice suivante : [50].

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T$$

II.4.3. Transformation (triphase- triphasé) des équations du modèle

Considérant l'équation (II.18) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit:

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.36})$$

Ceci conduit à :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[I_s] &= \Gamma^{-1} \left([V_s] - \left([R_s] + [M_{sr}][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \\ &\Gamma^{-1}[M_{sr}][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + \omega[K_{rs}^{SP}])[\phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

Ou :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[I_s] &= \Gamma^{-1} \left([V_s] - \left([R_s] + [M_{sr}][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \\ &\Gamma^{-1}[M_{sr}][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + \omega[K_{rs}^{SP}])[\phi_r^s] \end{aligned}$$

$$[M_{sr}^s] = [M_{sr}^s][T]^{-1} \quad (\text{II.38})$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} M & -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & M & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} & M \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (II.19) on obtient :

$$[T][\phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.41})$$

Qui peut être réécrit :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.42})$$

Où :

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\phi_r^s] = [T][\phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.44})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.45})$$

Considérant maintenant l'équation (II.16) :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]$$

De manière équivalente, on à

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + \frac{d}{dt}([\phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.46})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ on obtient

$$\begin{cases} [0] = [T][R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} ([\phi_r][T][T]^{-1}) \\ [0] = [R_r][I_r^s] + [T]([\phi_r^s]) \frac{d}{dt} ([T]^{-1}) + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \end{cases}$$

$$[0] = [T][R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} ([\phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.47})$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]([\phi_r^s]) \frac{d}{dt} ([T]^{-1}) + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \quad (\text{II.48})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + \omega [K_{rs}^{SP}][\phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \quad (\text{II.49})$$

Où :

$$[K_{rs}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Les équations (II.14), (II.49), (II.37), (II.42) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [0] = [R_r][I_r^s] + \omega [K_{rs}^{SP}][\phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \\ [\phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \\ [\phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \end{cases}$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. À partir de (II.46) nous

Obtenons :

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1} ([\phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.51})$$

En substituant cette expression dans l'équation (II.49), on obtient

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + \omega [K_{rs}^{SP}][\phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \quad (\text{II.52})$$

Ce qui est équivalent à :

$$[0] = \left([R_r] + \omega [K_{rs}^{SP}] \right) [\phi_r^s] - [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_r^s] \quad (\text{II.53})$$

En substituant l'expression de l'équation (II.51) dans l'équation (II.37), on obtient

$$[\phi_s] = [M_s] [I_s] + [M_{rs}^s] [M_r^s]^{-1} \left([\phi_r^s] - [M_{rs}^s] [I_s] \right) \quad (\text{II.54})$$

Qui est équivalent à :

$$[\phi_s] = \left([M_s] - [M_{rs}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [\phi_r^s] \quad (\text{II.55})$$

En utilisant (II.55) et (I.14) il vient:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} \left(\left([M_s] - [M_{rs}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \frac{d}{dt} \left([M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [\phi_r^s] \right) \quad (\text{II.56})$$

A partir de (II.53) on obtient:

$$\frac{d}{dt} [\phi_r^s] = [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s] [I_s] - \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + \omega [K_{rs}^{SP}] \right) [\phi_r^s] \quad (\text{II.57})$$

Ce qui donne en utilisant (II.56) et (II.57)

$$\begin{aligned} [V_s] = & [R_s] [I_s] + \left([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) \frac{d}{dt} [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s] \right) - \\ & [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + \omega [K_{rs}^{SP}] \right) [\phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{aligned} \Gamma \frac{d}{dt} [I_s] = & [V_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] + \\ & [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + \omega [K_{rs}^{SP}] \right) [\phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

$$\text{Avec :} \quad \Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \quad (\text{II.60})$$

Finalement nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [I_s] = & \Gamma^{-1} \left([V_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \\ & \Gamma^{-1} [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + \omega [K_{rs}^{SP}] \right) [\phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.61})$$

Les équations (II.57) et (II.61) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

L'équation de mouvement est donnée par:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} w \quad (\text{II.62})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{ra} - I_{sb} \Phi_{rb})] \quad (\text{II.63})$$

Pour un modèle triphasé de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} représentent les variables de commande.

Et nous considérons les courants statoriques I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et les flux rotoriques $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ et la pulsation mécanique Ω comme variables d'état, le couple résistant " C_r " étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme identique à celui du modèle biphasé tel que :

$$[V] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc} 0 0 0]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

En choisissant les variables d'état I_{sabc}, Φ_{rabc} on obtient le vecteur $[X]$:

$$[X] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc} \Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$$

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sa}}{dt} = K_{a1} I_{sa} + K_{a2} I_{sb} + K_{a3} I_{sc} + Z_{a1} \Phi_{ra} + Z_{a2} \Phi_{rb} - Z_{a3} \Phi_{rc} + D_{a1} V_{sa} + D_{a2} V_{sb} + D_{a3} V_{sc} \\ \frac{dI_{sb}}{dt} = K_{b1} I_{sa} + K_{b2} I_{sb} + K_{b3} I_{sc} - Z_{b1} \Phi_{ra} + Z_{b2} \Phi_{rb} + Z_{b3} \Phi_{rc} + D_{b1} V_{sa} + D_{b2} V_{sb} + D_{b3} V_{sc} \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = K_{c1} I_{sa} + K_{c2} I_{sb} + K_{c3} I_{sc} + Z_{c1} \Phi_{ra} - Z_{c2} \Phi_{rb} + Z_{c3} \Phi_{rc} + D_{c1} V_{sa} + D_{c2} V_{sb} + D_{c3} V_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = G_{a1} I_{sa} - G_{a2} I_{sb} - G_{a3} I_{sc} - S_{a1} \Phi_{ra} - S_{a2} \Phi_{rb} - S_{a3} \Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = G_{b1} I_{sa} + G_{b2} I_{sb} - G_{b3} I_{sc} - S_{b1} \Phi_{ra} - S_{b2} \Phi_{rb} - S_{b3} \Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = G_{c1} I_{sa} - G_{c2} I_{sb} - G_{c3} I_{sc} - S_{c1} \Phi_{ra} - S_{c2} \Phi_{rb} - S_{c3} \Phi_{rc} \end{array} \right.$$

Par identification:

$$A = \begin{bmatrix} K_{a1} & K_{a2} & K_{a3} & Z_{a1} & Z_{a2} & Z_{a3} \\ K_{b1} & K_{b2} & K_{b3} & Z_{b1} & Z_{b2} & Z_{b3} \\ K_{c1} & K_{c2} & K_{c3} & Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} \\ G_{a1} & G_{a2} & G_{a3} & S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} \\ G_{b1} & G_{b2} & G_{b3} & S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} \\ G_{c1} & G_{c2} & G_{c3} & S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} D_{a1} & D_{a2} & D_{a3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{b1} & D_{b2} & D_{b3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{c1} & D_{c2} & D_{c3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type court-circuit entre-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. [51].

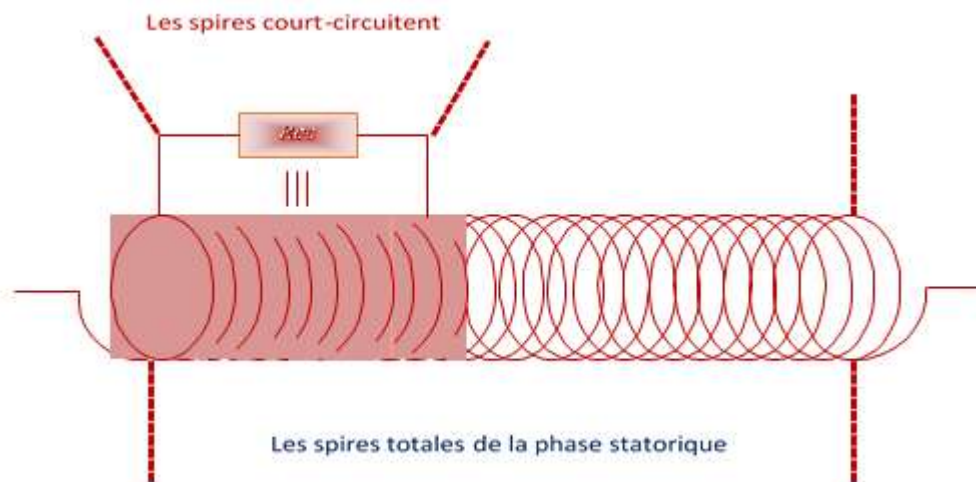


Figure II.4 : Schématisations d'un court-circuit dans une phase statorique.

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique. On définit les coefficients de court-circuit suivants :

- ⊕ Coefficient de court-circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique : $K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$
- ⊕ Coefficient de court-circuit relatif à la 2^{ème} phase statorique : $K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$
- ⊕ Coefficient de court-circuit relatif à la 3^{ème} phase statorique : $K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$

N_{cc} : Le nombre de spires en court-circuit.

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} .

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & f_{sb}^2 & -\frac{f_{sb}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} & -\frac{f_{sb}f_{sc}}{2} & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.68})$$

On remplace les matrices $[R_s]$, $[L_s]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dans le modèle triphasé de la machine asynchrone on obtient:

$$\frac{d}{dt} [\phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_s^r]^{-1}(1-S)\omega_N[K_{rs}^{sp}])[\phi_r^s] \quad (\text{II.69})$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[I_s] = & \Gamma^{-1} \left([V_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \\ & \Gamma^{-1} [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \left([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)\omega_N [K_{rs}^{sp}] \right) [\phi_r^s] \end{aligned} \quad (II.70)$$

Equations mécaniques est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (II.71)$$

L'équation du couple électromagnétique donnée par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \Lambda [\Phi_r]) \quad (II.72)$$

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} \left[(I_{sb}\phi_{rc} - I_{sc}\phi_{rb}) - (I_{sa}\phi_{rc} - I_{sc}\phi_{ra}) + (I_{sa}\phi_{ra} - I_{sb}\phi_{rb}) \right] \quad (II.73)$$

II.5. Résultat de Simulation à l'état sain de l'ensemble convertisseur-moteur

Le modèle de la machine asynchrone est simulé en boucle ouverte. On applique un couple résistant (3.5N.m) A l'instant t=1s.

II. 5.1 Simulation de la MAS alimenté directement au réseau :

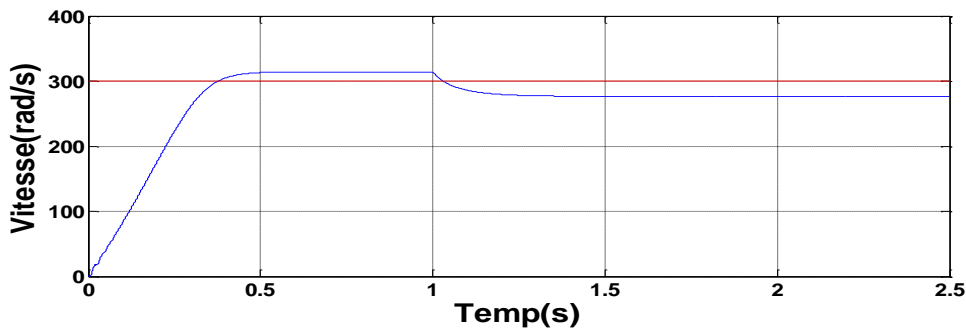


Figure II.5.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à t=1s.

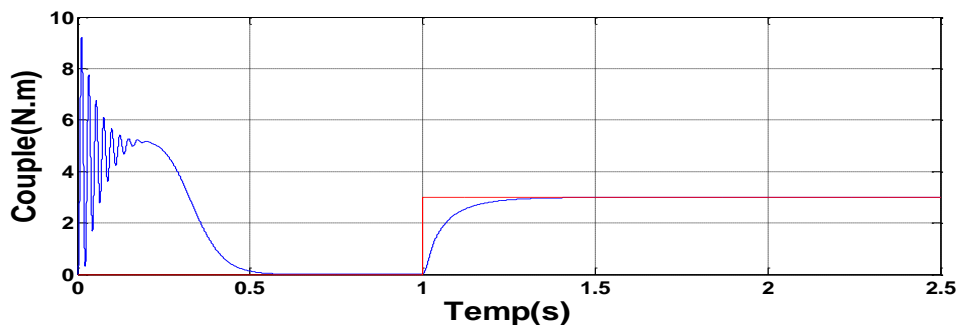


Figure II.5.b : Réponse du couple électromagnétique.

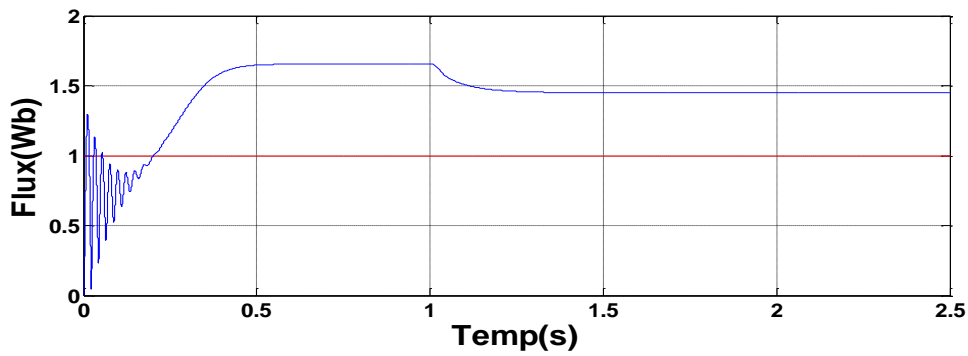


Figure II.5.c : Composante du flux rotorique selon l'axe d

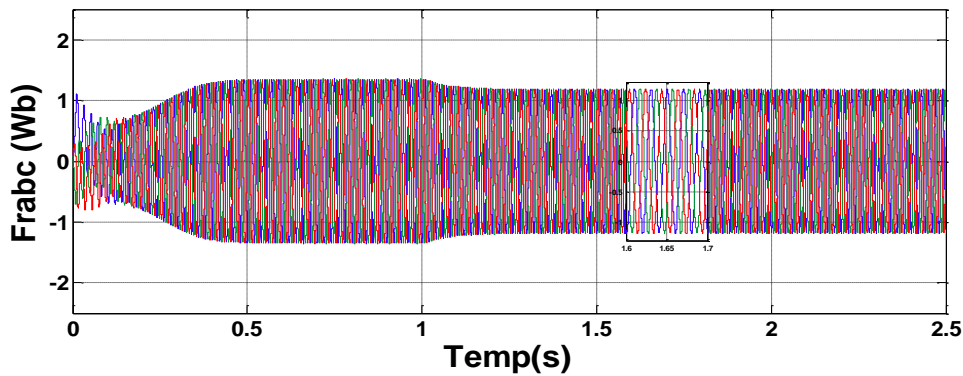


Figure II.5.d : la forme des trois flux rotoriques en régime normal la machine.

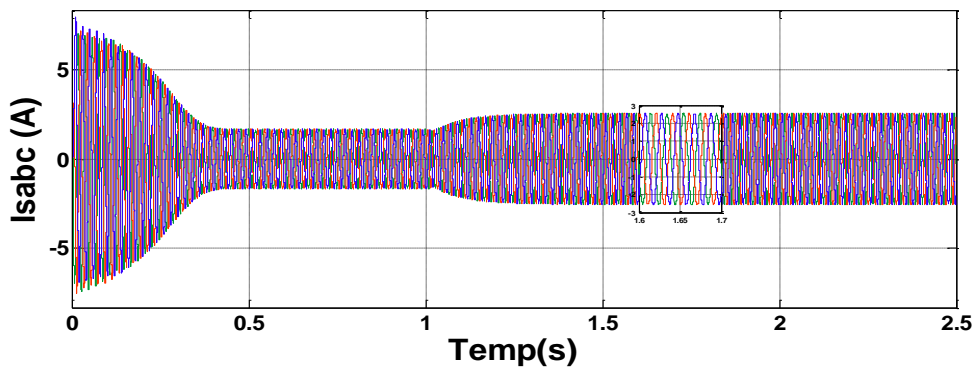


Figure II.5.e : la forme des courants statoriques en régime normal de la machine.

Figure II.5 : Résultats de simulation en regime normal de la machine.

✚ *Interprétation des résultats de simulation*

La machine démarre à vide, et elle est alimentée directement par le réseau triphasé, de fréquence 50Hz, On applique un couple de charge sur la machine (3.5 Nm), les résultats de ce test sont illustrés par les figures (II.2.a) jusqu'à (II.2.e). Nous pouvons étudier l'évolution des

grandeurs temporelles tels que les courants, le couple et la vitesse lorsque la machine ne présente aucune défaillance. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour les différentes grandeurs de la machine. La vitesse atteint une valeur proche de (300rad/s), on note que les courants statoriques ont une valeur importante au démarrage avant la convergence vers une faible valeur due à l'effet réactif de la MAS. Lors de l'application de la charge, nous remarquons que la machine répond à cette perturbation, par une diminution de la vitesse, le couple électromagnétique qui est nettement meilleur augmente et prend la valeur du couple de charge (3.5 Nm). Et les oscillations de vitesse en régime permanent sont pratiquement inexistantes pour l'essai en charge, on note une diminution de la vitesse et un régime transitoire plus long vu que le démarrage s'effectue en charge.

II.6. Simulation de l'ensemble convertisseur-moteur sans et avec défauts

Le modèle (avec défauts) que nous avons élaboré de la machine asynchrone est simulé en boucle ouverte. On applique un couple résistant (3.5N.m) à l'instant $t=1s$, suivi par un défaut à $t=1.5s$. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- Figure (6) : représente le court-circuit entre spire (18%) dans la même phase(A).
- Figure (7) : représente le court-circuit entre spires (50 %) dans la même phase (A).
- Figure (8) : représente le défaut au niveau de l'onduleur (interrupteur maintenue à l'état ouvert $T=0$).

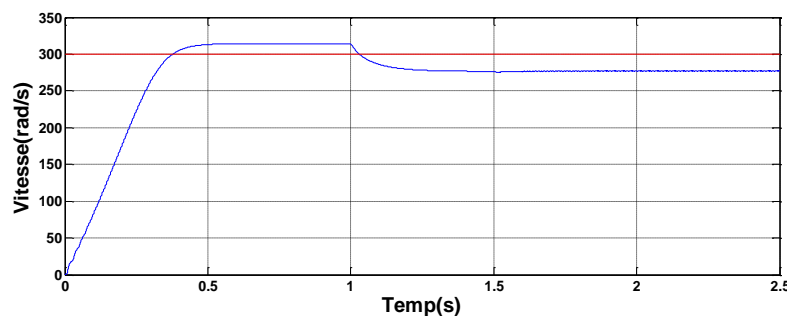


Figure II.6.a: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 1s$, et en défaut court-circuit (18%) à $t=1.5s$

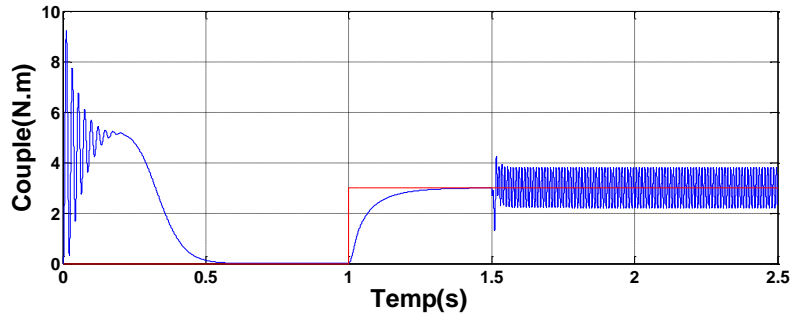


Figure II.6.b : Réponse du couple électromagnétique

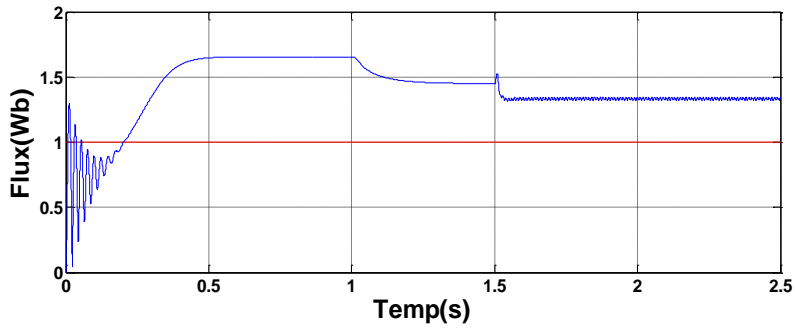


Figure II.6.c : Composante du flux rotorique selon l'axe d .

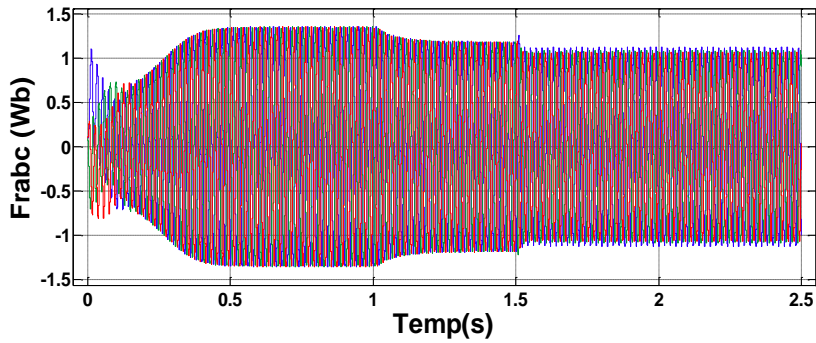


Figure II.6.d : la forme des flux rotoriques en présence de défaut court-circuit entre spires.

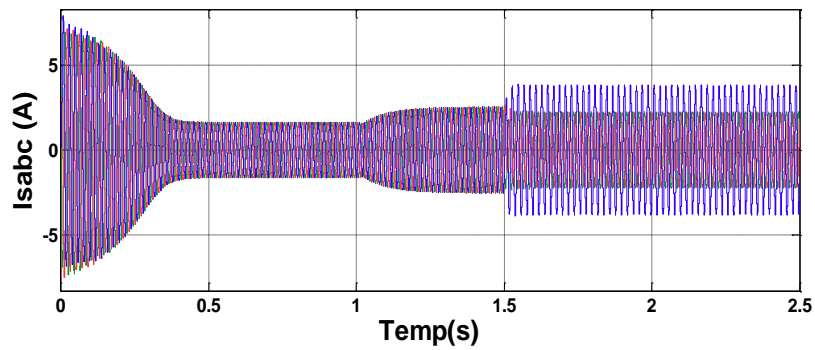


Figure II.6.e : la forme des courants statoriques en présence de défaut court-circuit entre Spires.

Figure II.6 : Résultats de simulation en présence de défaut court-circuit entre spires (18%) au sein d'une phase statorique.

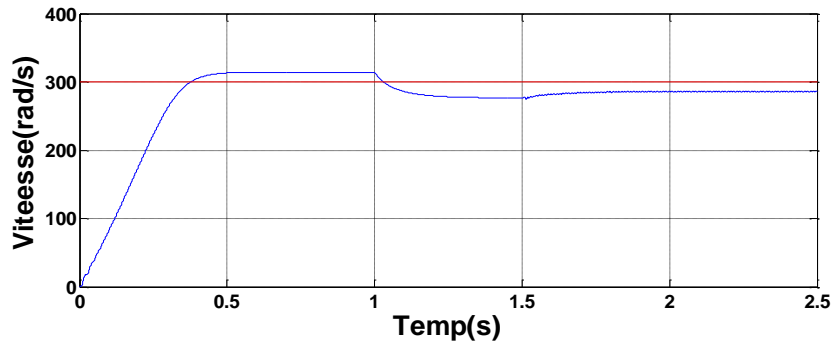


Figure II.7.a: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 1s$, et en défaut court-circuit à $t=1.5s$

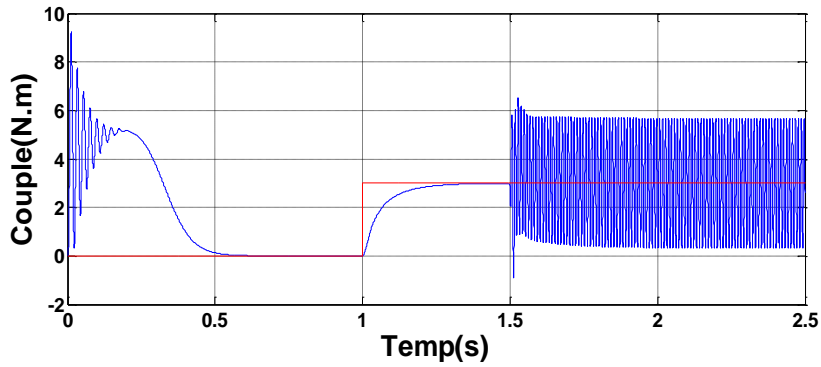


Figure II.7.b : Réponse du couple électromagnétique

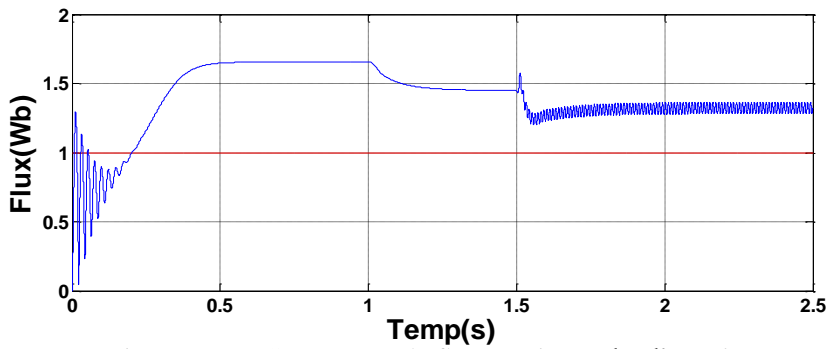


Figure II.7.c : Composante du flux rotorique selon l'axe d .

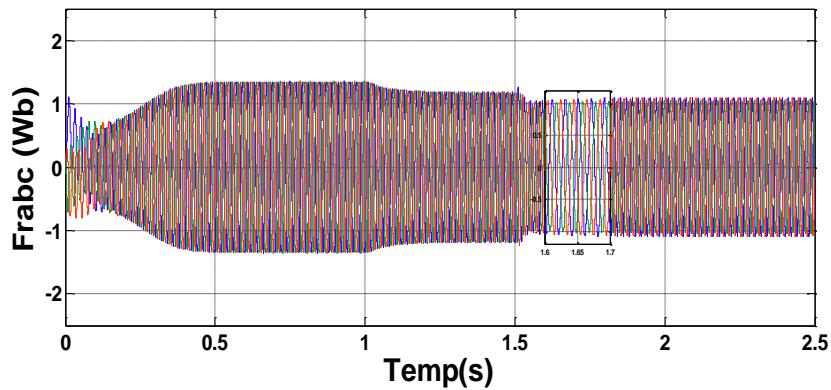


Figure II.7.d : la forme des flux rotoriques en présence de défaut court-circuit entre spires.

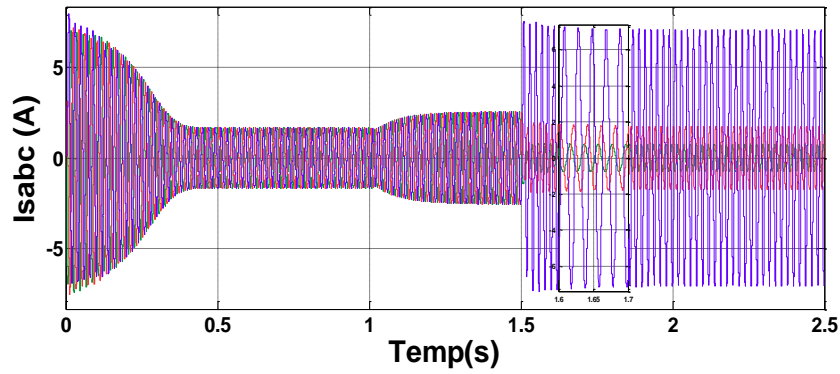


Figure II.7.e : la forme des courants statoriques en présence de défaut court-circuit entre Spires.

Figure II.7 : Résultats de simulation en présence de défaut court-circuit entre spires (50%) au sein d'une phase statorique.

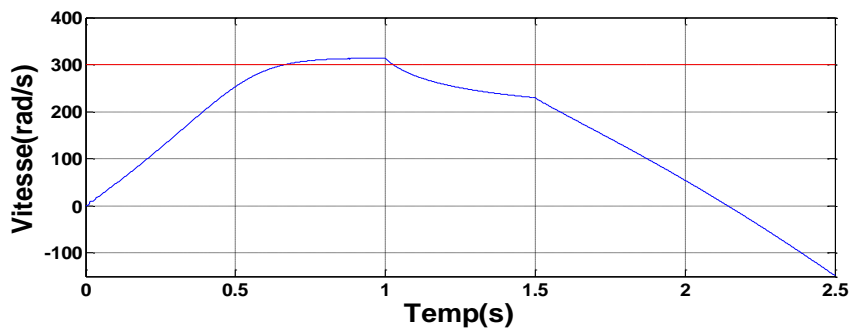


Figure II.8.a: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 0.5s$, et en défaut (onduleur) à $t = 1s$

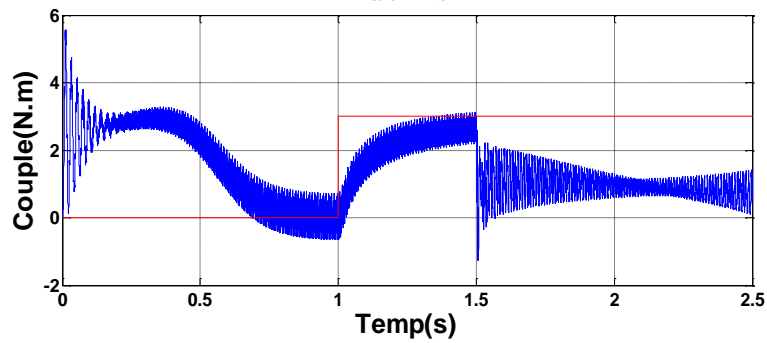


Figure II.8.b : Réponse du couple électromagnétique

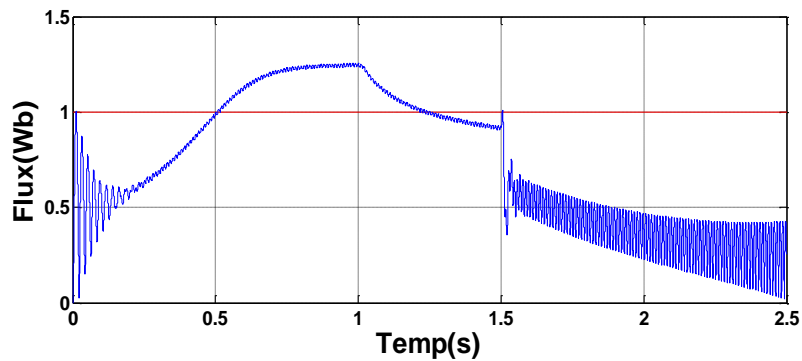


Figure II.8.c : Composante du flux rotorique selon l'axe d

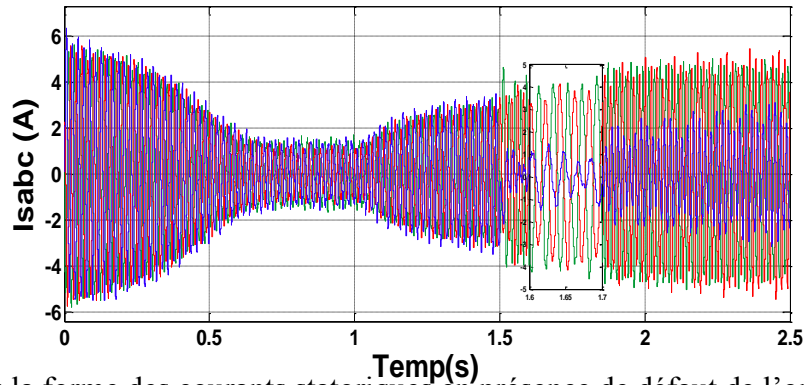


Figure II.8.d : la forme des courants statoriques en présence de défaut de l'onduleur ($T = 0$).

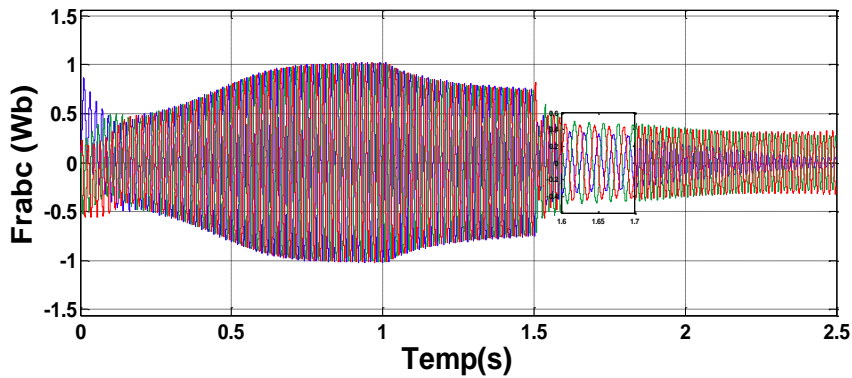


Figure II.8.e : la forme des flux rotoriques en présence de défaut de l'onduleur ($T = 0$).

Figure II.8: Résultats de simulation en présence de défaut onduleur ($T = 0$).

✚ Interprétation des résultats de simulation

Dans notre travail, les défauts de court-circuit, défauts onduleur seront étudiés comme illustre les figures (II.6), (II.7) et (II.8). Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après atteinte du régime permanent, nous avons appliqué une perturbation de charge nominale $C_r=3.5$ Nm à l'instant $t = 1$ s, et un défaut de court-circuit et défaut onduleur à l'instant $t=1.5$ s. Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, On constate une diminution avec perturbation de la vitesse dès qu'on applique un défaut ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur augmenté par rapport au régime normal. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des

autres phases avec des pics qui ne dépassent pas la valeur nominale. Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. ce qui explique la répartition des effets des défauts sur l'ensemble des phases statoriques de la machine asynchrone triphasé. Plus le nombre de spires en court-circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative. Ainsi l'augmentation des oscillations de la vitesse et du couple.

II. 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. nous avons simulé le moteur asynchrone pour les deux cas de fonctionnement sain et avec défaut de court-circuit entre spires afin de montrer l'effet de défaut sur son comportement électromécanique. Le défaut de court-circuit entre spires statorique change le flux dans la machine et par ce changement, toutes les grandeurs qui dépendent du flux vont être perturbées. Cet effet est visible sur l'allure du couple électromagnétique qui se traduit par sa fluctuation et aussi sur la vitesse rotorique. Enfin, dans le but de contrôler les grandeurs de sortie et maintenir les performances dynamiques, dans le troisième chapitre deux lois de commande backstepping et DTC seront appliquées à l'ensemble convertisseur-machine asynchrone.

CHAPITRE III

***COMMANDE DE LA MACHINE EN MODE
COMMANDE DE LA MACHINE EN MODE
NORMALE ET EN MODE DEGRADE
COMMANDE DE LA MACHINE EN MODE DEGRADE***

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre , une étude comparative de commande directe du couple et de commande backstepping sera réalisée en présence d'un défaut de court-circuit entre spires. Les méthodes Backstepping, et DTC, présentent chacune des avantages et des inconvénients, La meilleure méthode de commande sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients, L'approche de commande backstepping a démontré une capacité à préserver les propriétés de robustesse. Des recherches récentes ont été effectuées pour améliorer cette commande. La commande backstepping a des propriétés impressionnantes: comme une réponse dynamique rapide et insensible aux variations paramétriques [52]. Parallèlement à ces dernières années de recherche, la commande backstepping a été développée pour être assez réursive et systématique. Diverses méthodes sont synthétisées pour traiter diverses incertitudes, Par exemple, comme l'amortissement non linéaire [53], la commande de structure variable [54], la commande adaptative par réseau de neurones [55], et la commande adaptative floue [56]. Dans ce chapitre, la commande non linéaire DTC est comparée à la commande backstepping dont elle est aussi une commande non linéaire.

Les méthodes de commande directe du couple ont été introduites par TAKAHASHI à la fin des années 1980. Son principe est basé sur une détermination directe des impulsions de commandes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension, afin de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis prédéfinies. Une telle application de cette technique permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et le flux sans la nécessité d'utiliser une modulation de largeur d'impulsions (MLI), ni une transformation de coordonnées, [57]. Les techniques de commande directe étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine

[58]. Souvent, les actions de réglage étaient entreprises en recourant à de simples comparateurs à hystérésis et des tableaux de localisation [59]. L'implémentation de ces algorithmes était donc plus simple, à une époque où les moyens informatiques ne cessaient de progresser en puissance et en vitesse.

III.2. Généralités sur le principe du commande par Backstepping

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) est inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. 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 cette dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant, [60]. 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. A 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.

III.3. La commande par la méthode de Lyapunov

La commande selon les méthodes basées sur la théorie de Lyapunov consiste à trouver une fonction définie positive est associée au système, appelée candidat de Lyapunov. Lorsque la valeur de cette fonction décroît le long des solutions de l'équation différentielle représentant le système, la stabilité est garantie, et le candidat devient une fonction de Lyapunov [61].

Pour trouver la commande selon la méthode de Lyapunov, pour le système défini par l'équation suivante : $\dot{x} = f(x) + g(x)u$

Il s'agit de trouver une fonction définie positive $V(x)$ et une loi de commande $u = (x)$. soit possible de trouver une fonction de Lyapunov $V(x)$ avec :

$$V(x) > 0$$

$$V(x) < 0$$

III.3.1. Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée.

III.3.2. Première méthode de Lyapunov

Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. Cette méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes de contrôle linéaire.

III.3.3. Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode (Méthode directe) est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système. On s'intéresse par la méthode directe de Lyapunov car la commande par backstepping est basée sur cette méthode. En effet, on remplace l'énergie du système par une «fonction de Lyapunov » qui est définie positive (comme l'énergie), soit le système autonome : $\dot{x} = f(x)$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$, globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps continue ayant les propriétés suivantes [62].

$$\begin{matrix} \color{red}{+} \\ \color{blue}{+} \\ \color{green}{+} \end{matrix} V(0) = 0$$

$$\begin{matrix} \color{red}{+} \\ \color{blue}{+} \\ \color{green}{+} \end{matrix} V(x) > 0$$

$$\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty \quad \forall x \neq 0 \quad (\text{radialement non bornée})$$

$$\dot{V} < 0 \quad \forall x \neq 0$$

III.4. Commande Par Backstepping :

Parmi les systèmes non linéaires les plus utilisés dans le monde de l'industrie est la machine asynchrone. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : la qualité de robustesse, de fiabilité où l'on apprécie principalement sa maintenance réduite et son faible coût et sa très bonne standardisation. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne à la machine asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est l'opposé de la simplicité de sa structure. De ce fait, sa commande pose un problème théorique, ce qui complique son modèle car les paramètres de la machine asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps (température).

III.4.1. Principe de la commande à flux orienté :

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe de commande vectoriel. Dans ce cas la commande sera appliquée dans le repère (d, q) en considérant l'orientation du flux rotorique suivante :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Le nouveau modèle de la machine dans le repère d-q est donné par :

$$\begin{cases} \dot{w} = \frac{f_r}{j} w - \frac{c_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \ddot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_d = -\gamma i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r \\ F_q = -w_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - kw \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

On considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [63]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où, g_i et f_i ($i=1,2,3$) sont des fonctions non linéaires connues tel que $f_i(0) = 0$ et $g_i \neq 0$, $\forall (x_1, x_2, x_3) \in \mathbb{R}^3$. On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$ le signal de référence y_r , où $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$ et $\ddot{\ddot{y}}_r$ sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

Etape 1 :

On considère d'abord le premier sous-système:

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{III.5})$$

la variable d'état x_2 est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée

$$x_1^* = y_r \quad (\text{III.6})$$

L'erreur de la première variable se définit par :

$$e_1 = x_1 - x_1^* \quad (\text{III.7})$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_1^* = f_1 + g_1x_2 - \dot{x}_1^* \quad (\text{III.8})$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{III.9})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1[f_1 + g_1x_2 - \dot{x}_1^*] \quad (\text{III.10})$$

un choix judicieux de x_2 rend \dot{V}_1 négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (III.5), ce choix se donne comme suit :

$$x_2^* = \frac{1}{g_1}[-k_1e_1 - f_1 + \dot{x}_1^*] \quad (\text{III.11})$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre de design.

Par conséquence, l'équation (III.10) devienne :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.12})$$

Etape 2 :

On considère, dans ce cas, les deux premiers sous-systèmes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - x_2^* \quad (\text{III.14})$$

La dynamique des erreurs e_1 et e_2 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 + (x_2)_d) - \dot{x}_1^* \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2 x_3 - \dot{x}_2^* \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{III.16})$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 [f_1 + g_1(e_2 + x_2^*) - \dot{x}_1^*] + e_2 [f_2 + g_2 x_3 - \dot{x}_2^*] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2 + g_1 e_1 + g_2 x_3 - \dot{x}_2^*] \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

On prend x_3 comme une deuxième commande virtuelle, sa valeur est donné par :

$$x_3^* = \frac{1}{g_2} [-k_2 e_2 - f_2 + \dot{x}_2^* - g_1 e_1] \quad (\text{III.18})$$

Où $k_2 > 0$ avec $(\dot{x}_2)_d$ calculée analytiquement

$$\dot{x}_2^* = \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_2^*}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_2^*}{\partial \dot{y}_r} \dot{\dot{y}}_r \quad (\text{III.19})$$

un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.20})$$

Etape 3 :

Le système est maintenant considéré dans sa globalité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - x_3^* \tag{III.21}$$

ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3)

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 + x_2^*) - \dot{x}_1^* \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 + x_3^*) - \dot{x}_2^* \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{x}_3^* \end{cases} \tag{III.22}$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_3 + \frac{1}{2} e_3^2 \tag{III.23}$$

sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [f_3 + g_2 e_2 + g_3 u - \dot{x}_3^*] \end{aligned} \tag{III.24}$$

Le choix approprié de la vraie commande u se donne par :

$$u = \frac{1}{g_3} [-k_3 e_3 - f_3 + \dot{x}_3^* - g_2 e_2] \tag{III.25}$$

Où $k_3 > 0$ avec (\dot{x}_3)_d est également calculée analytiquement,

$$x_3^* = \frac{\partial x_3^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_3^*}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial x_3^*}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_3^*}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial x_3^*}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \tag{III.26}$$

avec ce choix, on trouve :

$$\dot{V}_2(e_1, e_2, e_3) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \tag{III.27}$$

d'où la stabilité en boucle fermée du système original, et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite ($y - y_r$). Les deux principaux objectifs du design (la stabilité et la poursuite) sont alors atteints.

III.4.2. Application de la commande par backstepping à la MAS :

Le modèle mathématique de la machine asynchrone représentée par le système d'équations (III.2) dans le repère tournant (d, q) peut être décomposé en deux sous-systèmes comme suit :

$$\begin{cases} \dot{w} = \frac{f_r}{j} w - \frac{c_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Etape1 :

Notre objectif est de forcer la vitesse de rotation ω et le flux rotorique ϕ_d à suivre leurs références. Pour y parvenir, on va trouver une fonction de Lyapunov intermédiaire réduite V_1 qui stabilisera le sous-système (III.28).

On définit l'erreur de vitesse et du flux comme suit :

$$\begin{cases} e_w = w^* - w \\ e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_w = \dot{w}^* - \dot{w} \\ \dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Soit la première fonction positive de Lyapunov V_1 défini comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_w^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (\text{III.32})$$

La dérivée de V_1 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} \\ &= e_w \left(-\frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} + \dot{w}^* \right) + e_{\phi_r} \left(-\frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

En supposant que le couple de charge est connu ou estimé. On considère i_{sd} et i_{sq} comme des commandes virtuelles de notre premier sous-système, et avec un choix convenable de celles-ci on va rendre V_1 négative et stabilisante le sous-système. D'où on tire:

$$\begin{cases} i_{sq} = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left(k_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} + \dot{w}^* \right) \\ i_{sd} = \frac{T_r}{M} \left(k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Et puisque

$$e_x = x^* - x \Rightarrow x^* = x + e_x$$

Alors

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left(k_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} + \dot{w}^* + \frac{pM\phi_r}{jL_r} e_{isq} \right) \\ i_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* + \frac{M}{T_r} e_{isd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

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

$$\dot{V}_1 = -k_w e_w^2 - k_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 \leq 0 \quad (\text{III.36})$$

Où $k_w > 0$ et $k_{\phi_r} > 0$

Etape2 :

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

$$\begin{cases} e_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \\ e_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_{isq} = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \\ \dot{e}_{isd} = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

$$\begin{cases} \dot{e}_{isq} = \dot{i}_{sq}^* - \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \\ \dot{e}_{isd} = \dot{i}_{sd}^* - \left(F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Alors l'équation (III.31) prendra la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{e}_w = -k_w e_w + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_{i_{sq}} \\ \dot{e}_{\phi_r} = -k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{M}{T_r} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

La fonction de Lyapunov complète s'exprime :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}(e_{i_{sq}}^2 + e_{i_{sd}}^2) \quad (\text{III.41})$$

La dérivée de V_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_{i_{sq}} \dot{e}_{i_{sq}} + e_{i_{sd}} \dot{e}_{i_{sd}} \\ &= \dot{V}_1 + e_{i_{sq}} \left(\ddot{i}_{sq}^* - \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \right) + e_{i_{sd}} \left(\ddot{i}_{sd}^* - \left(F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

On choisit la commande comme suit :

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \sigma L_s \left(k_{i_{sq}} e_{i_{sq}} - F_q + \ddot{i}_{sq}^* + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_w \right) \\ V_{sd}^* = \sigma L_s \left(k_{i_{sq}} e_{i_{sd}} - F_d + \ddot{i}_{sd}^* + \frac{M}{T_r} e_{i_{sd}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale s'exprimera comme :

$$\dot{V}_2 = e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} + e_{i_{sq}} \dot{e}_{i_{sq}} + e_{i_{sd}} \dot{e}_{i_{sd}} \quad (\text{III.44})$$

Et sera donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_w e_w^2 - k_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 - k_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 - k_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 \leq 0 \quad (\text{III.45})$$

Où $k_{i_{sq}} > 0$ et $k_{i_{sd}} > 0$

La dérivée de la fonction de Lyapunov pour notre système global est négative, donc les deux conditions de Lyapunov sont vérifiées : $V(x) > 0$ et $\dot{V} < 0$

La Figure (III.1) illustre le principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande consiste à générer les courants de référence i_{sq}^* et i_{sd}^* , représentant la commande virtuelle. On adapte ensuite la loi de commande V_{sq}^* et V_{sd}^* à partir de (III.42) pour assurer la stabilité de la machine.

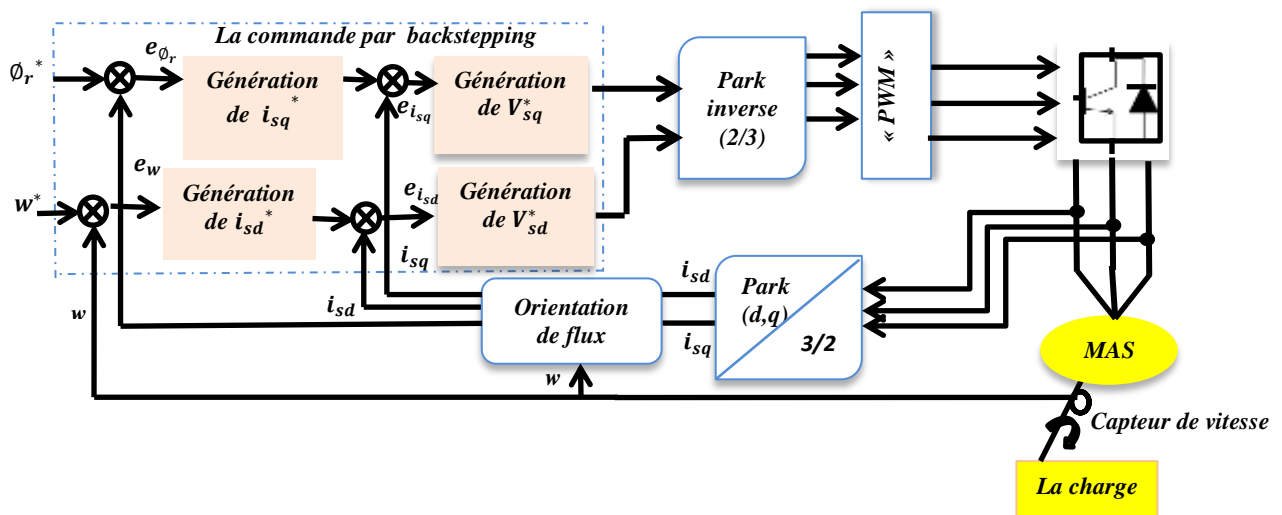


Figure III.1 : Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.

III.5. La commande directe du couple :

Le contrôle direct du couple DTC provient de la nomination anglaise « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC), [64]. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations du couple et du bruit acoustique appliquées au tout début à la machine à induction. Dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Le principe de base de la commande DTC est la sélection directe d'une séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur afin de maintenir les erreurs de couple et de flux statorique inférieures à des limites prédéfinies dans une bande d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Cette sélection se fait à l'aide d'une table de commutation [65].

III.5.1 Contrôle du flux et du couple :

III.5.1.1. Contrôle du flux statorique :

La tension statorique dans un repère $(\alpha-\beta)$ liés au stator est donnée par l'équation suivante [66] :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \tag{III.4}$$

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{III.5}$$

Si la chute de tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux devient :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s \cdot dt \tag{III.6}$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$. On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation (III.5) :

$$\bar{\varphi}_s(K + 1) \approx \bar{\varphi}_s(K) + \bar{V}_s T_e \tag{III.7}$$

Où encore:

$$\bar{\varphi}_s(T_e) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \tag{III.8}$$

$$\Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad \bar{V}_s \{ \bar{V}_0, \dots, \bar{V}_7 \}$$

$\bar{\varphi}_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\bar{\varphi}_s(K + 1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta \bar{\varphi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

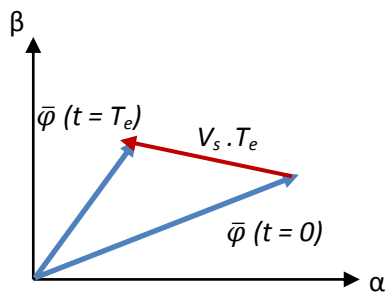


Figure III.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

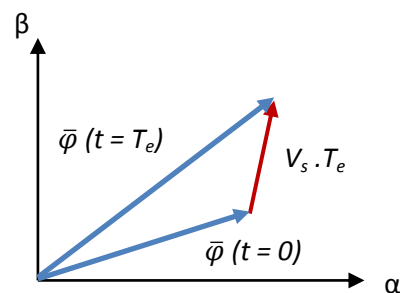


Figure III.3 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

III.5.1.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [67]:

$$C_e = K(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{\varphi}'_r) = K \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}'_r\| \sin(\gamma) \tag{III.9}$$

Tel que: $K = \frac{p}{Lq}$

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: Le vecteur de flux satoriques.

$\bar{\varphi}'_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux satorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}'_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée. Afin d'augmenter rapidement l'angle (γ_0), et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux satorique dans le sens de rotation considéré positif. En figure (III.4), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard figure (III.5).

L'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux satorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante du temps rotorique et tend à rattraper le flux satorique. Ainsi l'angle qui existe entre le flux satorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement figure (III.6).

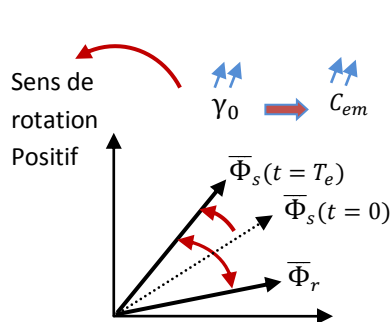


Figure III.4 : Application d'un vecteur actif

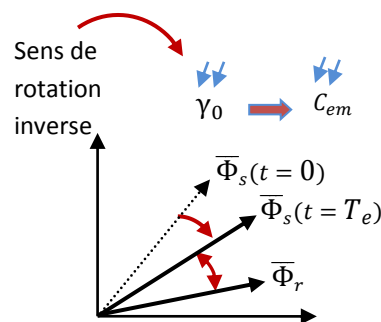


Figure III.5 : Application d'un vecteur actif

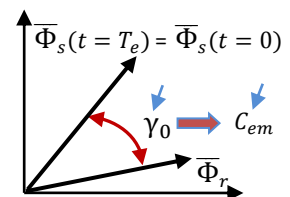


Figure III.6 : Application d'un vecteur nul

III.5.2. Sélection du vecteur tension :

Le choix du vecteur tension statorique dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, du sens de rotation de et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique. On délimite généralement l'espace d'évolution $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [68]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i= 1,2, \dots ,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \bar{V}_0 ou Si \bar{V}_7 est sélectionné, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative.

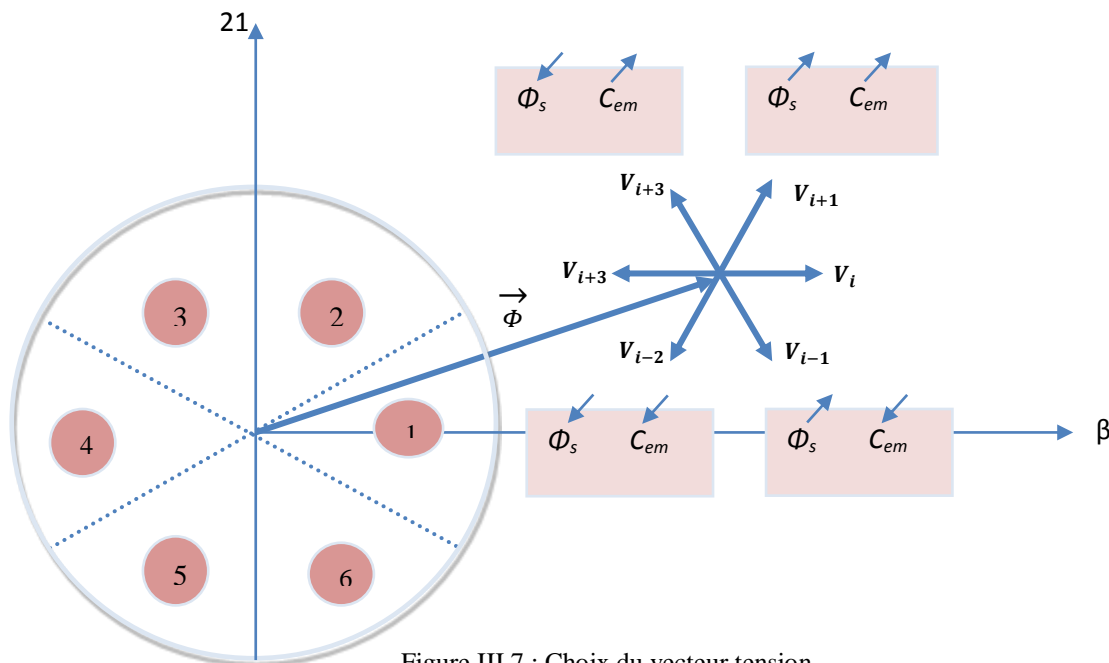


Figure III.7 : Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Alors aux vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire.

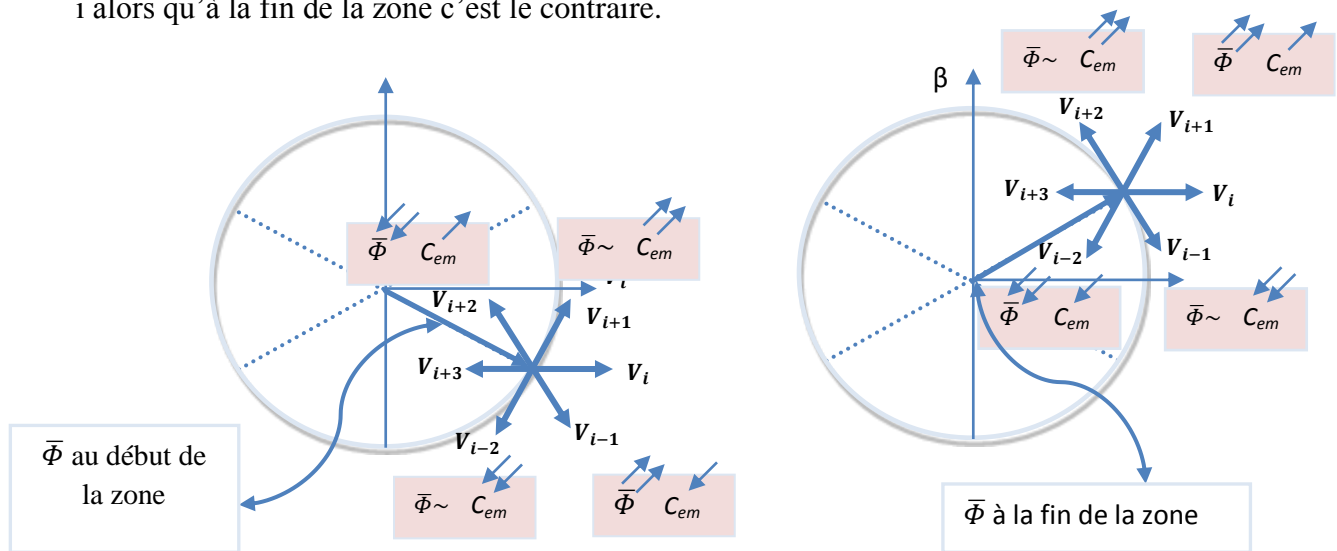


Figure III.8 : Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation du flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone. Le vecteur de tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$, [69].

III.5.3. Estimateurs

III.5.3.1. Estimation du flux statorique

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la

troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [70]. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du " modèle tension " est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes:

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (III.10)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β), tel que :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s\alpha} + j\bar{\varphi}_{s\beta} \quad (III.11)$$

Avec :

$$\bar{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \quad (III.12)$$

$$\bar{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \quad (III.12)$$

Après la transformation de Concordia, les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composées de V_s , sont obtenues à partir de la tension mesurée E à l'entrée de l'onduleur, et des états de commande (S_a, S_b, S_c).

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (III.14)$$

Les vecteurs courants statoriques $\bar{I}_{s\alpha}$ et $\bar{I}_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de concordia aux courants mesurés.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (III.16)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (III.17)$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (III.18)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, où l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

III.5.3.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (III.19)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.5.4. Elaboration du vecteur de commande

III.5.4.1. Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure III.10). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir [71]:

$$|\bar{\varphi}_{ref} - \bar{\varphi}_s| \leq \Delta\bar{\varphi}_s \tag{III.20}$$

Avec :

$\bar{\varphi}_{ref}$: la consigne de flux

$\Delta\bar{\varphi}_s$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

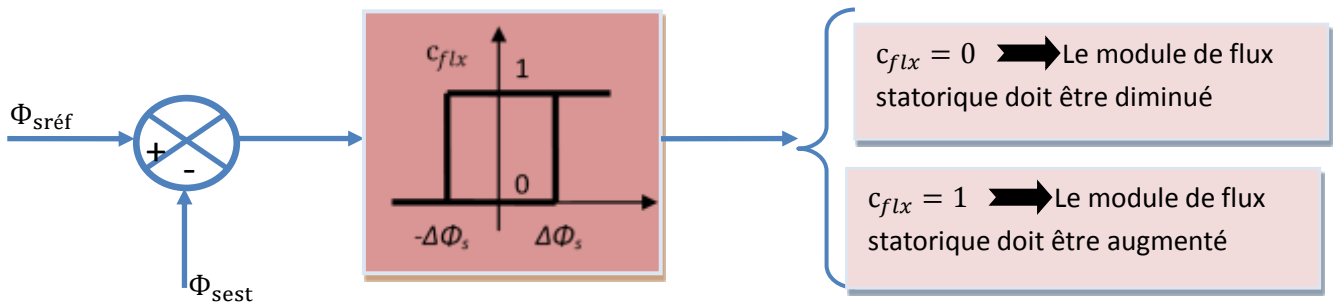


Figure III.9 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

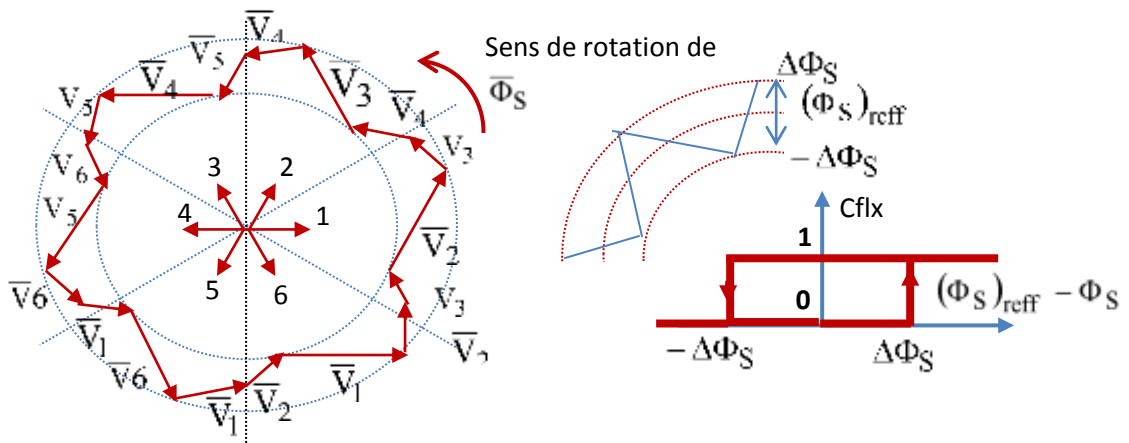


Figure III.10: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

On peut écrire ainsi:

Si $\Delta\bar{\varphi}_s > \varepsilon_\varphi$ alors $C_{flx} = 1$

Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$ et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0$ alors $C_{flx} = 0$

Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$ et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0$ alors $C_{flx} = 1$

Si $\Delta\bar{\varphi}_s \leq -\varepsilon_\varphi$ alors $C_{flx} = 0$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\bar{\varphi}_s$, entre le flux de référence et le flux estimé dans un correcteur à hystérésis à deux niveaux, La sortie du correcteur, représentée par une variable

booléenne [cflx] indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [cflx=1] ou diminuée [cflx=0] de façon à maintenir l'écart entre le flux et sa référence dans la bande à hystérésis. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\bar{\varphi}_s$.

III.5.4.2. Le correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites indiquées dans l'équation :

$$|\hat{C}_{em} - C_{em}| = \Delta C_{em} \tag{III.21}$$

\hat{C}_{em} : La référence de couple.

ΔC_{em} : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, le contrôle du couple est peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique figure (III.11), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. [72].

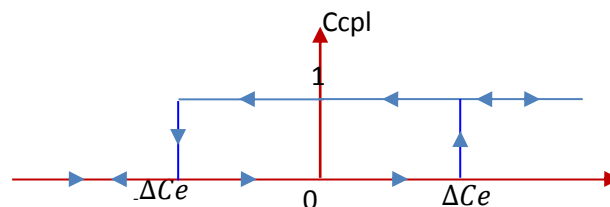


Figure III.11 : Correcteur à hystérésis à deux niveaux

Le contrôleur à trois niveaux (-1,0,1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne *ccpl* indique directement si l'amplitude du couple doit être

augmentée en valeur absolue ($ccpl=1$ pour une consigne positive et $ccpl=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl=0$). La figure (III.12) montre ce type de correcteur. tels que $ccpl$ représente l'état de sortie du comparateur et ε_{cem} la limite de la bande d'hystérésis :

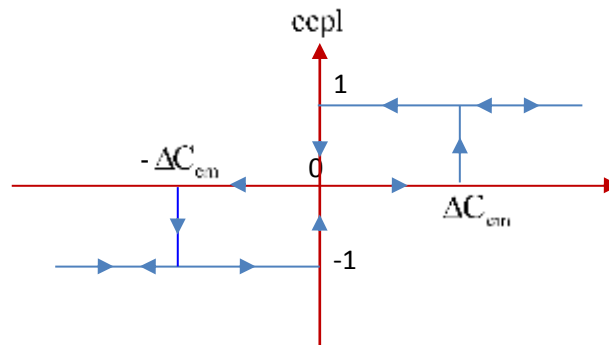


Figure III.12 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.5.5. Elaboration des tables de commutation

III.5.5.1 Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique N (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et du couple vis-à-vis l'application d'un vecteur de tension statorique. Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique, [73].

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓ ↑
C_{em} ($\Omega > 0$)	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↑
C_{em} ($\Omega < 0$)	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

Tableau III.1 : Table de commutation généralisée

III.5.5.2. Table de commande du flux

Le tableau (III.2) résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou

diminuer le module du flux selon chaque secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\ \varphi_s\ \uparrow$	V ₆ V ₁ V ₂	V ₁ V ₂ V ₃	V ₂ V ₃ V ₄	V ₃ V ₄ V ₅	V ₄ V ₅ V ₆	V ₅ V ₆ V ₁
$\ \varphi_s\ \downarrow$	V ₃ V ₄ V ₅	V ₄ V ₅ V ₆	V ₅ V ₆ V ₁	V ₆ V ₁ V ₂	V ₁ V ₂ V ₃	V ₂ V ₃ V ₄

Tableau III.2 : Table de commande du flux

III.5.5.3. Table de commande du couple

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau (III.3). Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

N	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V ₂ V ₃	V ₃ V ₄	V ₄ V ₅	V ₅ V ₆	V ₆ V ₁	V ₁ V ₂
$C_{em} \downarrow$	V ₅ V ₆	V ₆ V ₁	V ₁ V ₂	V ₂ V ₃	V ₃ V ₄	V ₄ V ₅

Tableau III .3 : Table de commande du Couple.

III.5.5.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

La comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d’une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls. Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

Flux	couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

Tableau III.4 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls

Flux	couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

Tableau III.5 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.

La structure du contrôle direct de couple est résumée ci-dessous :

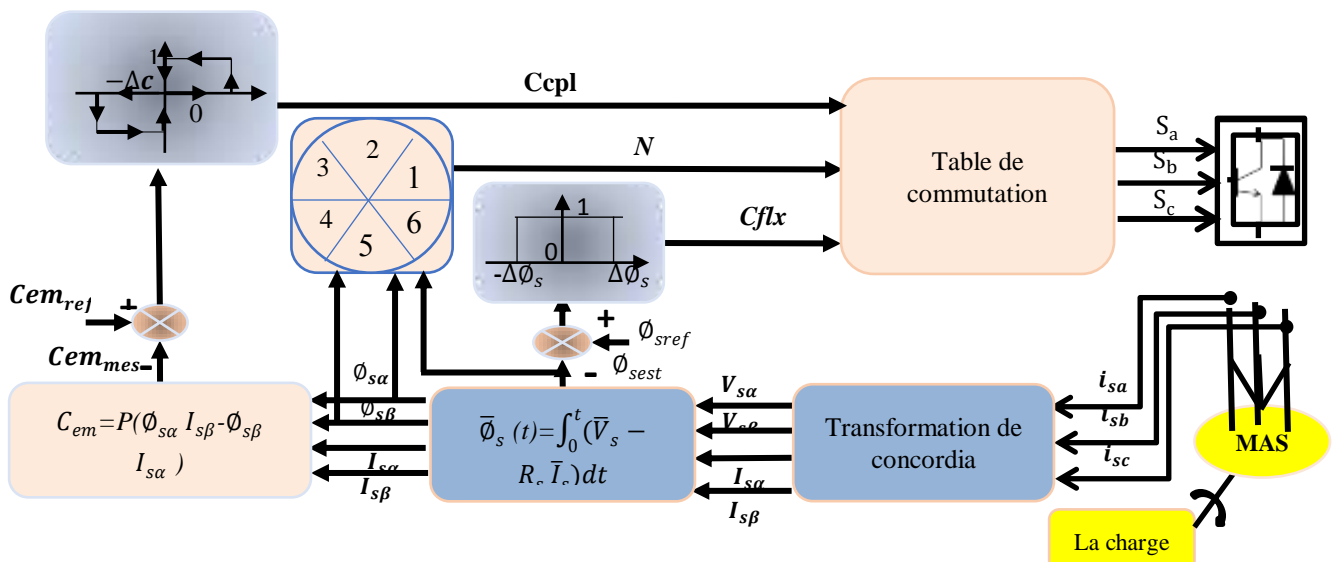


Figure III.13 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple

La figure (III.13) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives et nulles. Il y a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande.

III.6. Resultat des simulations avec comparaison entre les deux commandes

Les simulations présentées dans ce chapitre sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension et pilotée par deux types de commandes, la commande directe de couple et commande par backstepping. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe. On a simulé trois régimes transitoires: un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant $t=1s$, une application de défaut du court-circuit à $t=1.5s$.

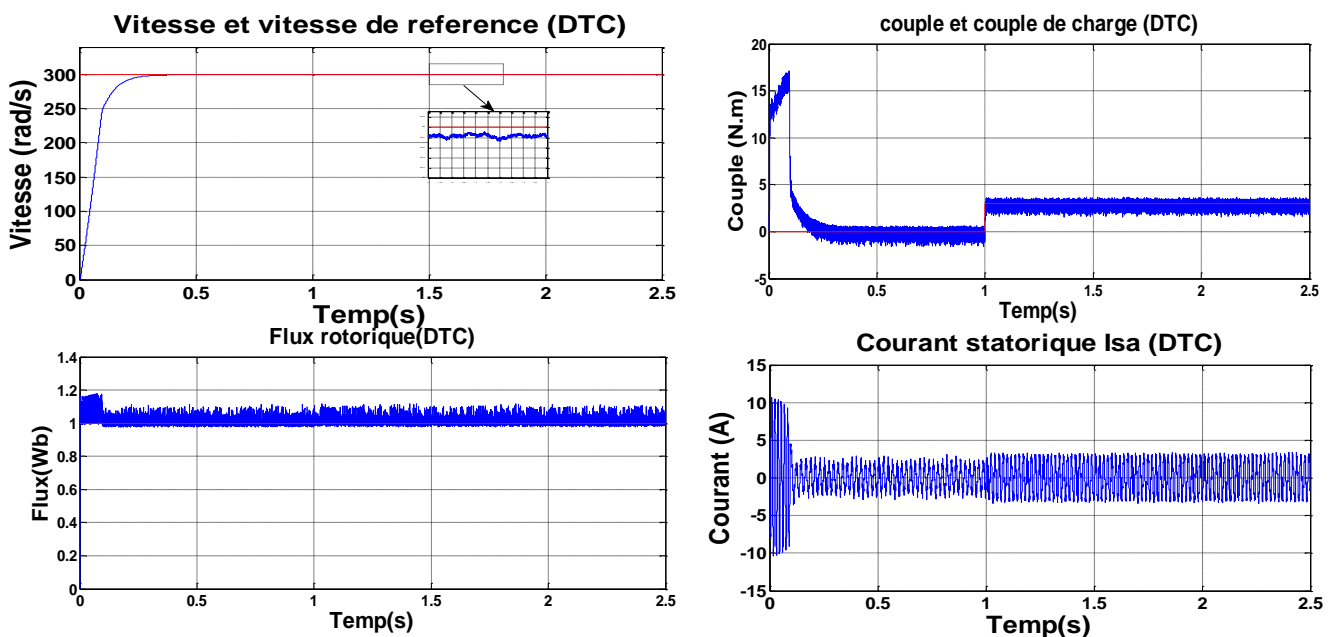


Figure III.14. Résultats de simulation de la commande DTC à l'état sain de la MAS.

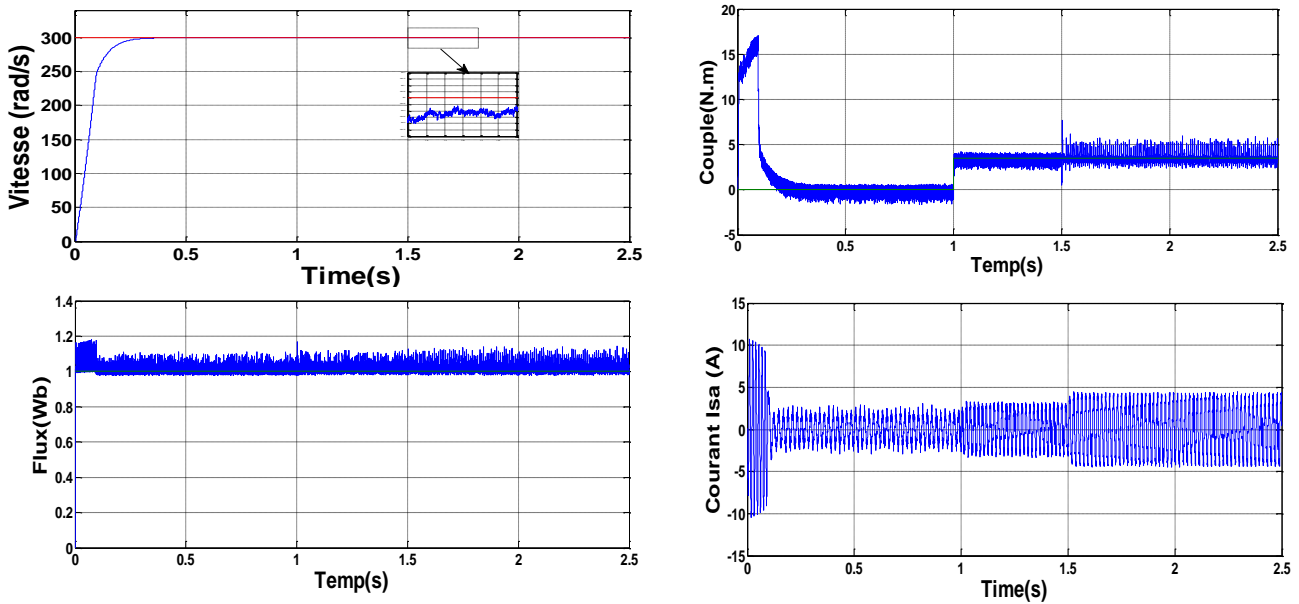


Figure III.15. Résultats de simulation de la commande DTC en présence de défaut (18 %).

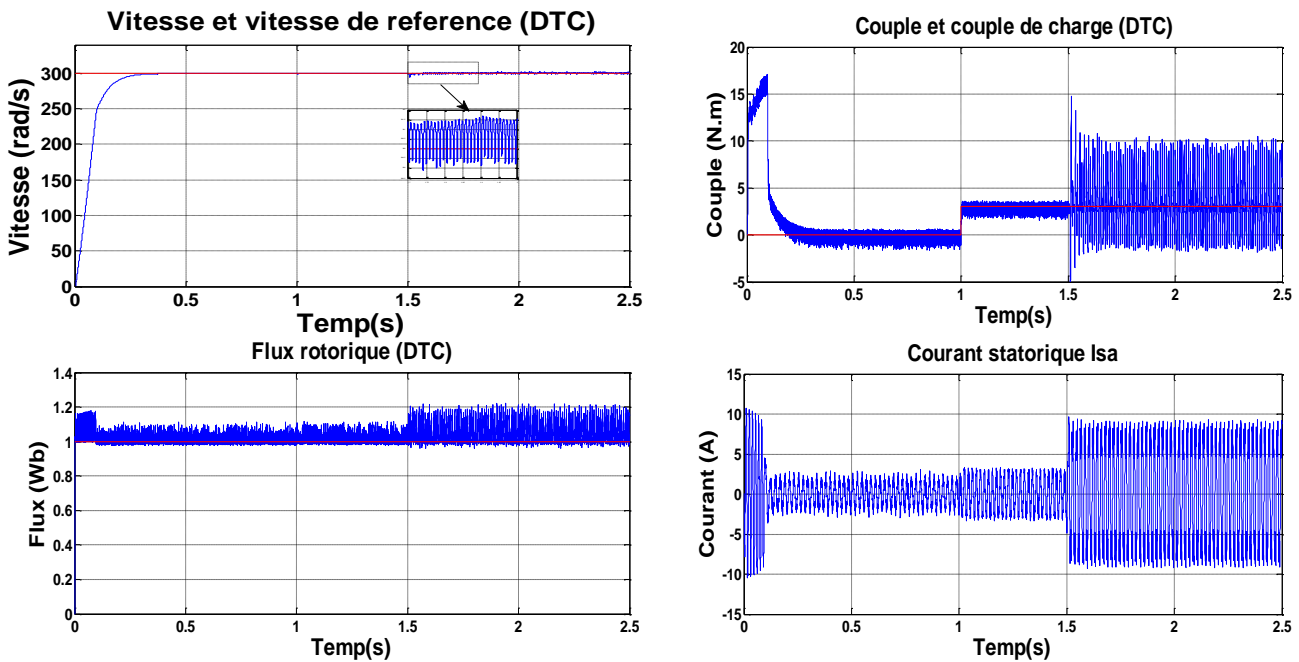
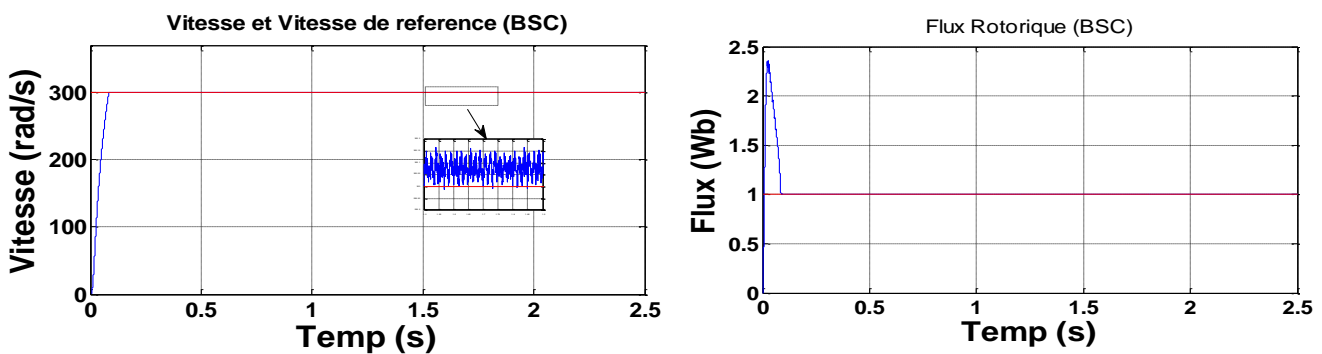


Figure III.16. Résultats de simulation de la commande DTC en présence de défaut (50 %).



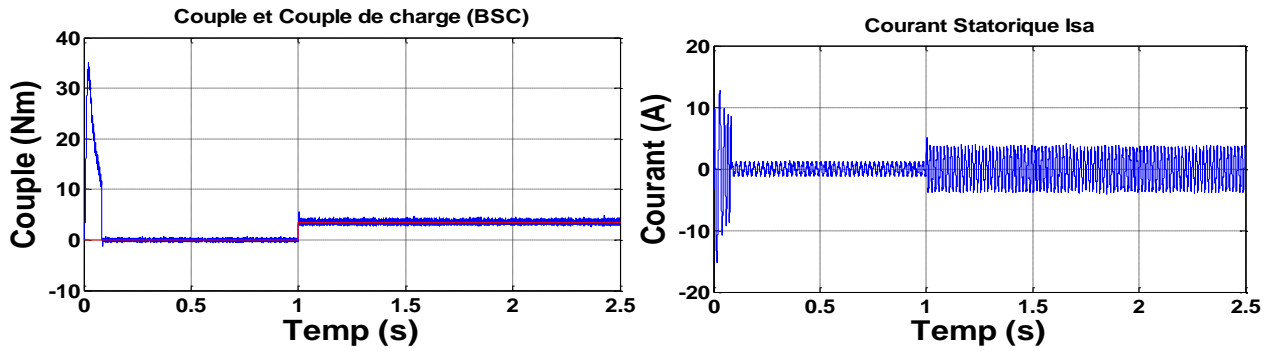


Figure III.17. Résultats de simulation de la commande backstepping à l'état sain de la MAS.

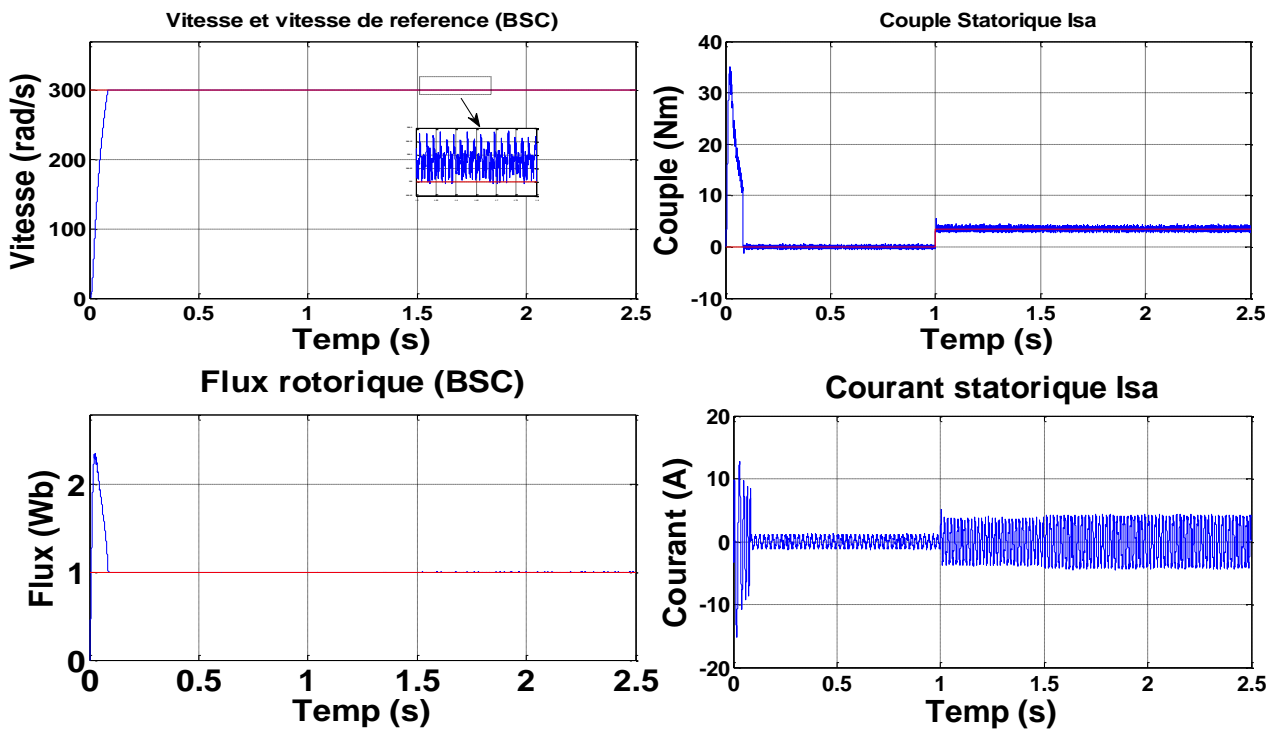
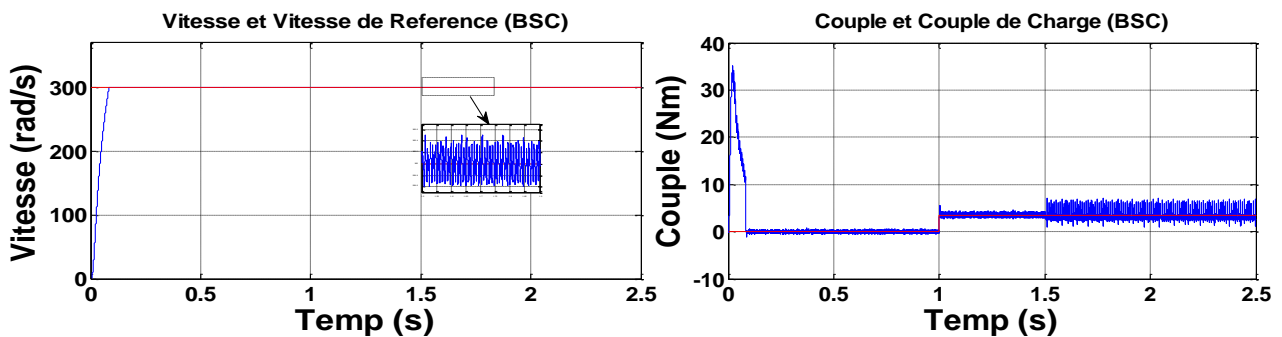


Figure III.18. Résultats de simulation de la commande BSC en présence de défaut (18%).



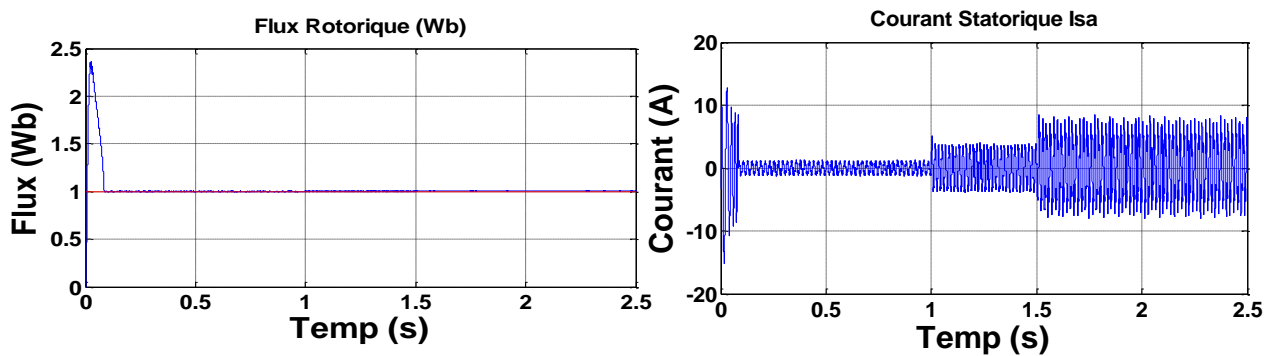


Figure III.19. Résultats de simulation de la commande BSC en présence de défaut (50 %).

Les figures au-dessus montrent les performances du système en régime permanent et transitoire pour MAS équilibré et déséquilibré (fonctionnement sans défaut et avec défaut de court-circuit).

Les figures (III.14) et (III.17) montrent la réponse du système pour les deux régimes de fonctionnement à vide et lors de l'application d'une charge de 3.5 N.m, avec une vitesse de référence de 300 rad/s. Pour les deux méthodes de commande il est clair que le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On note pour la commande DTC la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande. Il est évident que la commande backstepping a une réponse plus rapide que la DTC avec un temps de réponse de 0,171 s. De l'autre côté pour la DTC, le temps de réponse est de 0,295 s. Nous pouvons constater que les performances sont satisfaisantes pour la commande backstepping. La vitesse converge rapidement vers sa référence, avec un bon rejet de perturbation. On remarque aussi qu'on a un bon découplage, puisque le flux suit parfaitement sa consigne de 1Wb. Notons cependant des oscillations légères sur l'allure du couple électromagnétique.

Comme l'illustrent les figures (III.15), (III.16), (III.18) et (III.19), la machine est entraînée à 300 rad/s avant et après l'apparition du défaut, avec un couple de charge constant de 3.5 Nm. Nous remarquons la dégradation du suivi de vitesse avec la méthode DTC en régime permanent après l'introduction du défaut. Nous observons aussi l'apparition des

oscillations au niveau du couple électromagnétique avec la DTC, par contre, la commande backstepping réduit les oscillations du couple.

Pour un défaut (18% des spires court-circuit), BSC réduit considérablement les oscillations du couple. Avec la commande BSC, le flux suit correctement sa valeur de référence, d'autre part pour un défaut (50% des spires court-circuit), la réponse du flux et du couple présente des ondulations après l'apparition de défaut à $t = 1.5$ sec. de l'autre côté avec la DTC les ondulations positive maximale atteint +9,98 N.m et les ondulations négative maximale atteint -1,3 N.m.

Ces résultats de simulation permettent de constater que la commande backstepping assure une robustesse et présente des résultats satisfaisants contre le défaut de court-circuit (18% des spires court-circuit) tant que la DTC ne parvient pas à maîtriser correctement la machine non équilibrée. Donc il est évident que malgré la robustesse de la commande backstepping mais elle est insuffisante devant l'effet de défaut de court-circuit de (50%). Le tableau suivant résume l'étude dans le cas sain et en cas de défaut (50 %).

		BSC		DTC	
		Sans défaut	Avec défaut	Sans défaut	Avec défaut
Ondulation	Vitesse	0.19	0.37	0.159	01.85
	Couple	0.96	02.90	01.55	08.68
	Flux	0.007	0.0085	0.10	0.20
Amplitude	Courant	04.00	07.60	04.02	09.98

Tableau III.6 : Etude comparative entre la commande BSC et DTC (sans et avec défaut).

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, Pour une commande robuste à hautes performances de la machine à induction on a fait appel à un outil puissant qui est la commande non linéaire dite « backstepping ». Les résultats de simulation ont confirmé l'efficacité de cette commande par rapport à la commande DTC. Une discussion détaillée de deux lois de commande courantes à savoir la commande par backstepping et la commande directe de couple du moteur asynchrone a été présenté. Une étude des principales caractéristiques du moteur, telles que le

couple et la vitesse dans différentes conditions de fonctionnement est réalisée. En effet, à partir de l'étude des commandes backstepping et DTC. On constate que malgré les avantages de contrôle direct du couple, il ne nécessite aucune mesure mécanique telle que la vitesse ou la position de la machine; de plus la diminution de la sensibilité aux variations des paramètres de la machine, la robustesse de commande backstepping est montrée à l'état sain et défectueux de la machine asynchrone, comme les résultats de simulation l'indiquent. Cette commande va être exploitée dans le chapitre suivant pour élaborer des commandes tolérantes aux défauts.

CHAPITRE IV

COMMANDE TOLERANTE PASSIVE ET ACTIVE AUX DEFAUTS

IV.1. Introduction :

Aujourd'hui, il existe plusieurs applications qui nécessitent un fonctionnement sans défaut. Beaucoup de ces applications incluent les machines électriques. Afin d'avoir une tolérance de panne du système, les machines électriques incluses doivent avoir un fonctionnement en continu, malgré les défauts [74]. La détection et la localisation d'un défaut ne sont pas suffisantes pour garantir la sûreté de fonctionnement du système. En effet, il est indispensable d'implémenter des lois de commande capables de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable même dégradé en dépit de la présence d'un défaut. Depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non-linéaires, la commande adaptative floue et la commande par backstepping font partie de ces méthodes. Une telle commande est dénommée commande tolérante passive et active aux défauts sera présentée dans ce chapitre. L'objectif est de réagir aux défauts dès leur apparition, afin de maintenir le bon fonctionnement du système en présence de défauts. L'efficacité et la robustesse des commandes proposées sont démontrées par des résultats de simulations.

IV.2. Commande tolérante passive***IV.2.1. Stratégie de la commande tolérante aux défauts***

Dans cette partie, notre méthode s'intéresse à un terme additif à la commande par backstepping qui repose sur les gains adaptatifs du filtre de Kalman. Cette méthode améliore les performances de la commande par backstepping pour maintenir le fonctionnement lors de l'apparition de défauts. L'objectif principal est d'assurer un niveau minimal de performance du système d'entraînement. Cette méthode est basée sur un observateur qui génère un terme additif ajouté à la commande dans le cas d'apparition du défaut dans le système.

IV.2.1.1. Filtre de Kalman

IV.2.1.1.1. Principe

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et la sortie. La présence naturelle de bruits, lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur, justifie le choix de ce type d'observateur. Le filtre de Kalman est un observateur linéaire qui peut être appliqué sur un système non linéaire qui doit être linéarisé. On parle alors de filtre de Kalman étendu. Ce dernier peut être utilisé pour l'estimation d'état, voire des paramètres de la machine asynchrone. Le filtre de Kalman permet de résoudre, dans le domaine temporel, le problème de l'estimation statistique pour des systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation [75]. Dans le cas d'un système discret, la formulation du filtre est particulièrement adaptée au traitement numérique, donc à l'implantation sur un ordinateur en vue de son fonctionnement en temps réel.

IV.2.1.2. Elaboration du filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman standard, décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer des paramètres de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres recherchés. Le modèle devient alors non linéaire. On peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman standard à un modèle linéarisé du système. Il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent. Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur asynchrone peut être modélisé par le modèle non linéaire suivant [76].

$$\begin{cases} x_{k+1}^e = f(x_k^e, u_k) + w_k^e \\ y_k = h(x_k^e) + v_k \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

$$x_k^e = [x_k \quad \theta_k]$$

Où: x_k représente le vecteur des états à estimer et θ_k représente le vecteur des paramètres à estimer.

Etant donné que : $Q_x = E(w_{xk} \cdot w_{xi}^t)$ et $Q_\theta = E(w_{\theta k} \cdot w_{\theta i}^t)$

Avec :

Q_x : matrice de covariance des états.

Q_θ : matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \tag{IV.2}$$

Afin d'appliquer le filtre de kalman étendue à la machine asynchrone, le processus d'observation de filtre de Kalman étendu est donné dans les étapes suivantes :

✚ Prédiction du vecteur d'état étendu

$$x_{k+1/k}^e = f(x_{k/k}^e, u_k) \tag{IV.3}$$

Où :

$$f(x_{k/k}^e, u_k) = \begin{bmatrix} (1-T_e\gamma)i_{s\alpha} - T_e w_r i_{s\beta} + T_e k_1 \phi_{s\alpha} + T_e w_r \mu \phi_{s\beta} + \frac{T_e}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ -T_e w_r i_{s\alpha} + (1-T_e\gamma)i_{s\beta} - T_e w_r \mu \phi_{s\alpha} + T_e k_1 \phi_{s\beta} + \frac{T_e}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} + \phi_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} + \phi_{s\beta} \\ w_r \end{bmatrix}$$

Avec : $\gamma = -\left(\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{1}{\sigma T_s}\right)$; $K1 = \frac{1}{\sigma T_r L_s}$; $\mu = \frac{1}{\sigma L_s}$

✚ prédiction de la matrice de covariance

La prédiction de covariance est présenté par :

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^t + Q \quad (IV.4)$$

Où : Q est une matrice de covariance de bruit.

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (IV.5)$$

Où :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & -T_e w_r & T_e k_1 & T_e \mu w_r & -T_e i_{s\beta} + T_e \mu \phi_{s\beta} \\ T_e w_r & 1 - T_e \gamma & -T_e \mu w_r & T_e k_1 & T_e i_{s\alpha} - T_e \mu \phi_{s\alpha} \\ -T_e R_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -T_e R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

✚ Calcul du gain du filtre de Kalman

Le gain du filtre de Kalman (matrice de correction) est calculé par :

$$k_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (IV.6)$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (IV.7)$$

✚ Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}_{k+1/k+1}^e = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} (y_{k+1} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e) \quad (IV.8)$$

✚ Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - k_{k+1} \cdot H_k \cdot \hat{P}_{k+1/k} \quad (IV.9)$$

✚ Choix des matrices Q et R

C'est via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permettant de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation.

La matrice R , quant à elle, règle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

IV.2.2.Reconfiguration de la stratégie de Commande tolérante au défaut (FTC) d'une MAS en utilisant un filtre de Kalman étendue

Malgré la robustesse de la commande Backstepping par rapport au couple de charge et aux variations paramétriques et aux certains types de défaut, elle est épuisée devant l'effet de certains défauts. U_{ad} est le terme qui doit être ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts surgissant sur le système, c'est à partir des sorties du système à commander que ce terme est généré. La structure globale de la loi de commande est donnée par:

$$U = U_{nom} + U_{add} \tag{IV.10}$$

$$U = \begin{bmatrix} U_{dnom} \\ U_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{dad} \\ U_{qad} \end{bmatrix} \tag{IV.11}$$

Avec: U_{dnom} et U_{qnom} sont les lois de commande nominale, ils sont conçus en mode non défectueux ($U_{add} = 0$) pour diriger les erreurs de suivi à zéro et pour compenser la perturbation de charge.

Avec l'expression de la commande nominal:

$$\begin{cases} U_{dnom} = \delta L_s (K_4 (i_{sdref} - i_{sd}) + i_{sdref} - F_d) \\ U_{qnom} = \delta L_s (K_3 (i_{sqref} - i_{sq}) + i_{sdref} - F_q) \end{cases} \quad (IV.12)$$

On peut alors estimer le flux:

$$\begin{cases} \phi_{rdest} = \frac{1}{M} (L_e \phi_{rd} - SL_r L_s) I_{ds} \\ \phi_{rqest} = \frac{1}{M} (L_e \phi_{rq} - SL_r L_s) I_{qs} \end{cases} \quad (IV.13)$$


Ainsi, les courants estimés peuvent être obtenu par:

$$\begin{cases} I_{dsest} = \int I_{dsest} (-R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \phi_{rdest} M R_r / (SL_s L_r^2) + \frac{w_r M \phi_{rqest}}{SL_s L_r} + v_{sd} \frac{1}{SL_s} \\ I_{qsest} = \int I_{qsest} (-R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \phi_{rqest} M R_r / (SL_s L_r^2) - \frac{w_r M \phi_{rdest}}{SL_s L_r} + v_{sq} \frac{1}{SL_s} \end{cases} \quad (IV.14)$$

Nous pouvons donc déduire l'expression de paramètres constants comme suit:

$$\begin{cases} \varepsilon_d = \int \alpha \left[((I_{ds} - I_{dsest}) I_{dsest}) + ((I_{qs} - I_{qsest}) I_{qsest}) \right] \\ \varepsilon_q = \int \frac{\beta}{L_r} \left[((I_{ds} - I_{dsest}) (\phi_{drest} - I_{dsest})) M + ((I_{qs} - I_{qsest}) (\phi_{qrest} - I_{qsest})) M \right] \end{cases} \quad (IV.15)$$

La structure de prédicteur - correcteur, de notre filtre décrite par la suite:

 *Prédiction :*

L'état à l'instant (k+1) dépend non seulement de l'état à l'instant (k), mais aussi de l'erreur du modèle $w(k)$. Etant donné que ces erreurs sont inconnues, la connaissance du modèle mathématique peut nous donner seulement la prédiction de l'état à l'instant (k+ 1).

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = f[x_{ne}(k), u(k), k] \quad (IV.16)$$

Où : $x_{ne}(k)$ est la valeur estimée de l'état à l'instant (k) que l'on suppose connue,

$\hat{x}_{k+1/k}^e$ est la prédiction de l'état à l'instant (k+1). Alors, la prédiction est donnée par

l'expression suivante :

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = \begin{bmatrix} AD(k) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{add_d} & U_{add_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

 *Estimation :*

Les estimées $x_{ne}(k)$ peuvent être obtenues de manière récursive en utilisant les mesures pour améliorer les variables prédites $\hat{x}_{k+1/k}^e$. La correction aux prédictions est proportionnelle aux résidus des mesures :

$$\begin{bmatrix} U_{add_d} \\ U_{add_q} \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \quad (IV.18)$$

$K(k+1)$ est la matrice de gain de Kalman, $\begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e$ est le vecteur d'innovation, et :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e}, \quad \text{Donc:} \quad H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour le choix de la matrice de Kalman $K(k+1)$, nous devons définir les erreurs d'estimation e_e et de prédiction e_p respectivement :

$$\begin{cases} e_e(k+1) = x_e(k+1) - x_n(k+1) \\ e_p(k+1) = x_{np}(k+1) - x_n(k+1) \end{cases} \quad (IV.19)$$

Ses matrices de covariance associées sont :

$$\begin{cases} P_p(k+1) = E[e_p(k+1).e_p(k+1)^T] \\ P_e(k+1) = E[e_e(k+1).e_e(k+1)^T] \end{cases} \quad (IV.20)$$

Donc, la matrice de covariance de l'erreur d'estimation P_e , devient :

$$P_e(k+1) = [I - K(k+1)H_K].P_p(k+1)[I - K(k+1)H_K]^T + K(k+1).R.K(k+1)^T \quad (IV.21)$$

Où R est la covariance de l'erreur de mesure. Il est possible de choisir la matrice de gain $K(k+1)$ de manière à minimiser les variances des erreurs d'estimation des éléments du vecteur d'état qui a été estimé. Dans ce cas $K(k+1)$ est appelée matrice de gain de Kalman. Alors :

$$\frac{\partial \text{trace}\{P_e(k+1)\}}{\partial K(k+1)} = 0 \quad (IV.22)$$

Nous obtenons ainsi la matrice de gain de Kalman :

$$k_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (IV.23)$$

Avec cette expression, nous avons la matrice de covariance de l'erreur d'estimation :

$$P_e(k+1) = [I - K(k+1)H].P_p(k+1) \quad (IV.24)$$

Le calcul de $K(k+1)$ et de $P_e(k+1)$ a besoin de la matrice de covariance $P_p(k+1)$, donc :

$$P_p(k+1) = F(k).P_e(k).F(k)^T + Q(k) \quad (IV.25)$$

Où :

$$F(k) = \frac{\partial f\{x_n(k), u(k), k\}}{\partial x_n(k)} \Big|_{x_n(k)=x_{ne}(k)} = \begin{bmatrix} AD(k) & \frac{\partial f\{x_n(k), u(k), k\}}{\partial S_1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Et $Q(k)$ est la covariance de l'erreur du modèle défini et calculé de la manière suivante :

$$Q(k) = \int_{tk}^{tk+1} \phi(tk+1, \tau) Q(\tau) \phi^T(tk+1, \tau) d\tau \quad (IV.26)$$

où $\phi(tk+1, \tau)$ est la matrice de transition associé à $F(T, x_n(z))$ pour $z \in [k, k+1]$. Ensuite,

$Q(k)$ est calculée par intégration trapézoïdal :

$$Q(k) = \left[\phi(k+1, k).Q_0.\phi(k+1, k)^T + Q_0 \right] \frac{T_e}{2} \quad (IV.27)$$

Calcul de $F(k)$ et $H(k)$:

$$H = \frac{\partial h[x_n(k), k]}{\partial x_n} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.28)$$

Où:

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.29)$$

La matrice de covariance est définie comme suit:

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - k_{k+1}.H_k.\hat{P}_{k+1/k} \quad (IV.30)$$

Le vecteur d'état étendue:

$$\begin{bmatrix} U_{add_d} \\ U_{add_q} \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \left(\begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}_q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \right) \quad (IV.31)$$

La période d'échantillonnage du filtre est considéré confondu avec le pas de résolution et égal à $100 \mu_s$. Les matrices de covariance du bruit sur l'état et sur les mesures Q et R respectivement sont données comme suit:

les résultats de simulation obtenus, pour un bruit d'état de variance $q = 10^{-7}$ et un bruit de mesure de variance $r = 10^{-3}$. Dans ce cas les paramètres du filtre sont ceux des bruits eux-mêmes, par conséquent :

$$Q = \text{cov}(ww^T) = E[W(k) W^T(k)] = \begin{bmatrix} q & 0 & 0 \\ 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & q \end{bmatrix}, \quad R = E[V(k) V^T(k)] = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

La figure (IV.1) illustre le modèle Simulink du filtre de Kalman utilisé pour réaliser la commande tolérante au défaut proposée.

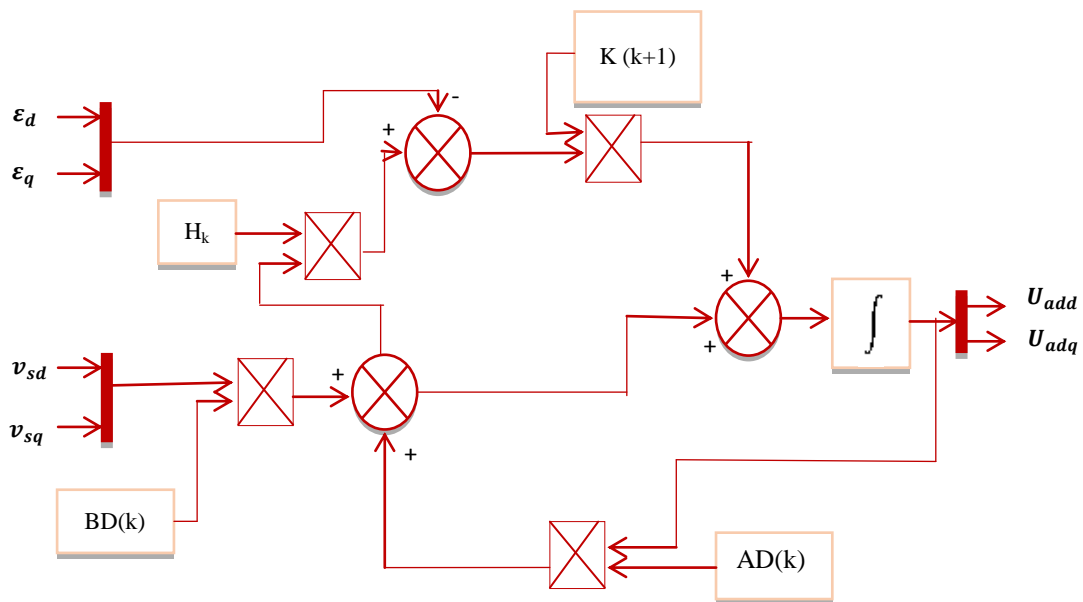


Figure IV.1: Le modèle Simulink de filtre de Kalman étendu utilisé dans la commande proposée.

Donc, à partir des équations du filtre de Kalman les termes U_{add} et U_{adq} sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) qui seront conçus afin de compenser l'effet des défauts. La figure (IV.2) illustre le principe de commande backstepping et la

commande tolérante proposée. La première consiste à générer les lois de commande V_{sq}^* et V_{sd}^* , et la seconde est basée sur des termes additifs U_{add_d} , U_{add_q} .

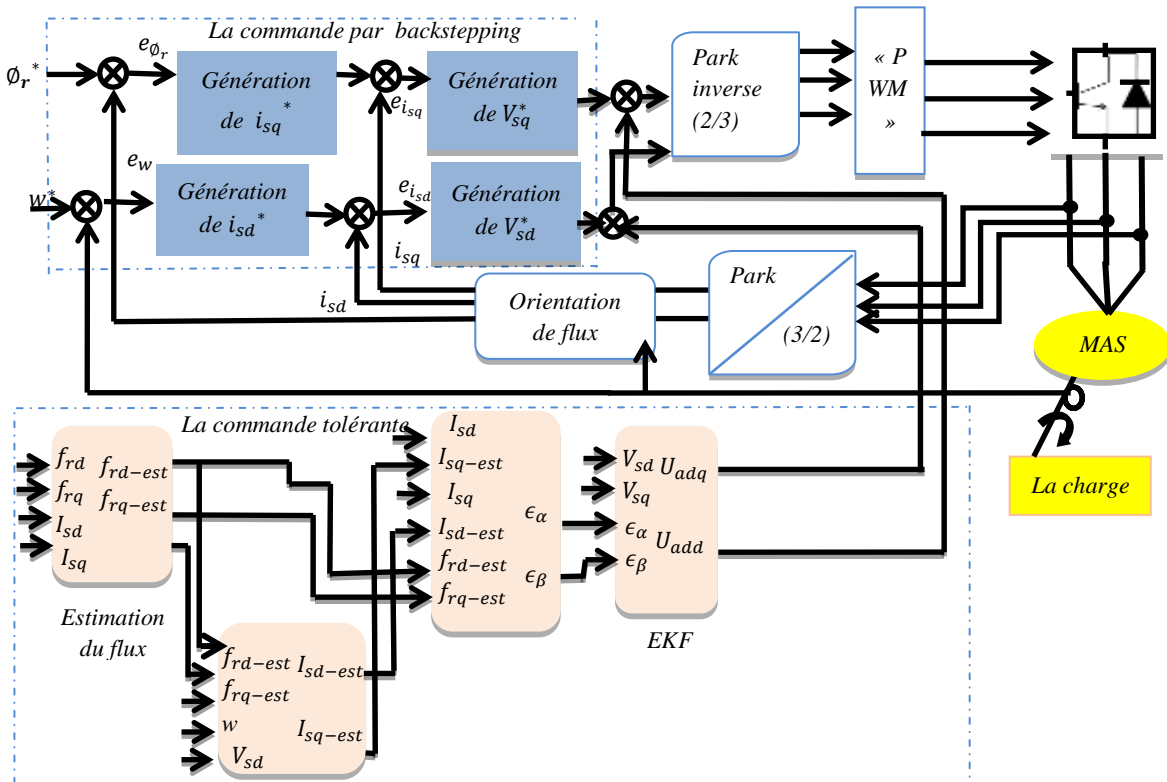


Figure IV.2: Principe de commande tolérante aux défauts à base d'un filtre de Kalman.

IV.2.3. Commande tolérante aux défauts à base du réseau de neurones artificiels

Un réseau de neurones peut être considéré comme un modèle mathématique de traitement réparti, composé de plusieurs éléments de calcul non linéaire (neurones), opérant en parallèle et connectés entre eux par des poids.

Les études des réseaux de neurones artificiels (RNA) datent depuis les années 1940. Grâce aux développements des recherches sur le cerveau et la disponibilité des outils de simulation, les chercheurs étudiaient des ensembles de neurones formels interconnectés. Ces réseaux, déjà développés à l'époque, permettaient d'effectuer quelques opérations logiques simples. Jusqu'aux années 1980, la recherche était freinée par la limitation théorique du perceptron.

Peu après cette époque, Hopfield lança de nouveau en 1982 la recherche dans ce domaine après avoir montré l'analogie entre les *RNA* et les systèmes physiques.

Par ailleurs, Les réseaux de neurones sont des ensembles d'éléments de base appelés neurones. La philosophie derrière ces réseaux de neurones est d'imiter le cerveau humain, mais l'écart entre les réseaux de neurones et le cerveau est toujours grand, dû à la complexité de ce dernier. Cette complexité et une connaissance toujours améliorée du cerveau ont amené une multitude de solutions pour la conception des réseaux de neurones.

IV.2.4. Formalisation des réseaux de neurones

✚ Les briques de base en biologie :

Dans un cerveau biologique, les neurones constituent les unités de traitement de l'information. L'information d'un neurone (présynaptique) est transmise sous la forme de « potentiels d'action », des impulsions électriques qui se propagent le long de l'un de ses axones vers une dendrite d'un autre neurone (postsynaptique). La figure (IV.3) illustre ce processus de façon (très) schématique. La jonction chimique reliant l'axone et la dendrite est une synapse, dont le « poids » détermine la quantité du courant que reçoit le neurone postsynaptique en provenance du neurone présynaptique. Lors de l'apprentissage, le poids des synapses est modulé, selon une « règle d'apprentissage ». Si le poids augmente ou diminue, il est respectivement question de « potentialisation » ou de « dépression » synaptique. Cette « plasticité synaptique » peut se manifester à différentes échelles du temps.

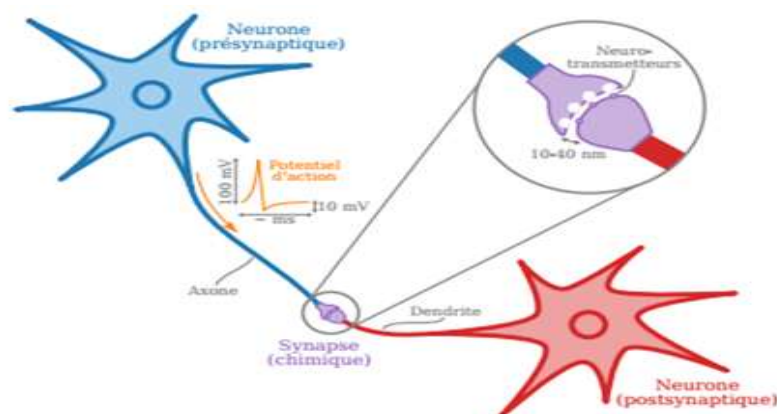


Figure IV.3: Schéma de principe d'un couple de neurones reliés par une synapse dans un cerveau biologique.

Les cerveaux biologiques sont des systèmes remarquables de par leur extrême parallélisme. Si un cerveau humain contient par exemple aux alentours de cent milliards de neurones, le nombre de synapses qui leur est associé est quant à lui estimé à un milliard [77]. La sortance moyenne des neurones biologiques est ainsi de l'ordre de plusieurs milliers de synapses. Cette situation est très différente de celle des circuits électroniques numériques modernes, dans lesquels la sortance moyenne est de quelques fois l'unité seulement.

✚ **Vers une représentation mathématique (neurone artificiel) :**

Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones en amont ou des capteurs composant la machine dont il fait partie. A chacune de ses entrées est associé un poids représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones en aval. A chaque connexion est associé un poids.

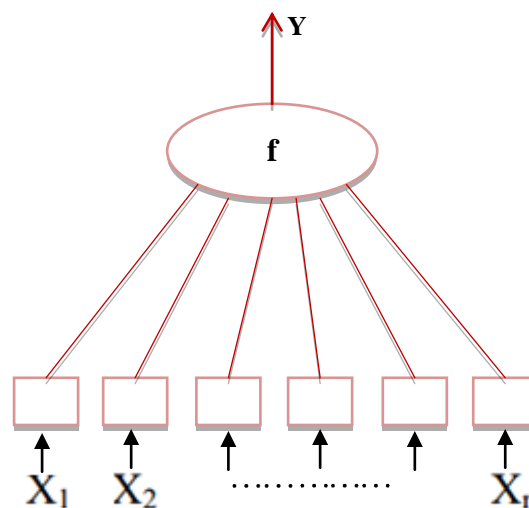


Figure IV.4: Neurone artificiel.

Le neurone réalise alors trois opérations sur ses entrées :

- ✚ **Pondération** : multiplication de chaque entrée par un paramètre appelé poids de connexion, (poids synaptique)
- ✚ **Sommation** : une sommation des entrées pondérées est effectuée

✚ Activation : passage de cette somme dans une fonction, appelée fonction d'activation.

La valeur calculée est la sortie du neurone qui est transmise aux neurones suivants.

La fonction f est appelée fonction d'activation, voir figure (IV.5). Elle peut être une fonction à seuil, une fonction linéaire ou non linéaire. La fonction sigmoïde se présente comme une approximation continûment dérivable de la fonction d'activation linéaire par morceaux ou de la fonction seuil. Elle présente l'avantage d'être régulière, monotone, continûment dérivable, et bornée entre 0 et 1 :

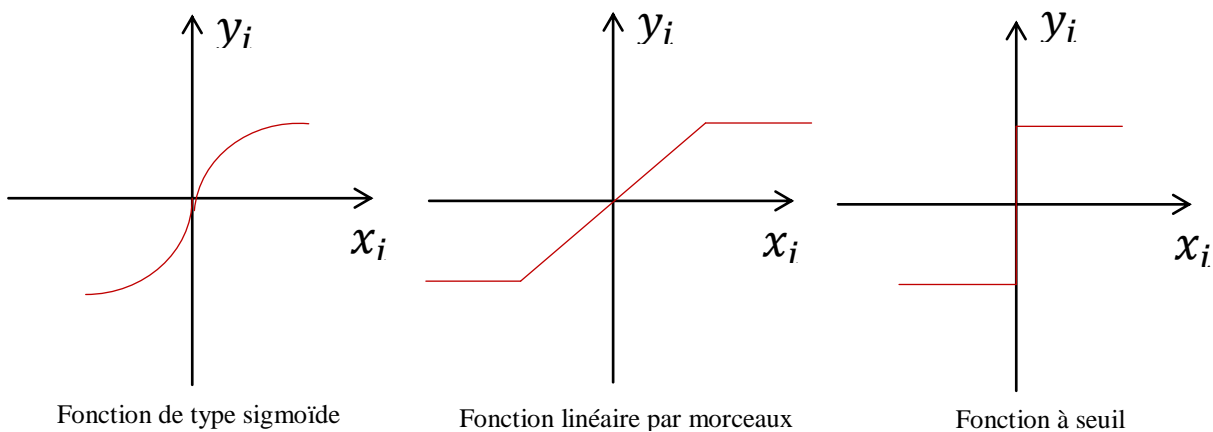


Figure IV.5: Différents types de fonction de transfert pour le neurone artificiel.

La fonction, $f(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)}$ peut être paramétrée de manière quelconque. Deux

types de paramétrages sont fréquemment utilisés :

✚ Les paramètres sont attachés aux entrées du neurone : la sortie du neurone est une fonction non linéaire d'une combinaison des entrées $\{x_i\}$ pondérées par les paramètres $\{w_i\}$, qui sont alors souvent désignés sous le nom de poids.

$$y = th \left[w_0 + \sum_{i=1}^{n-1} w_i x_i \right] \tag{IV,32}$$

✚ Les paramètres sont attachés à la non-linéarité du neurone : ils interviennent directement dans la fonction f ;

IV.2.5. Architecture des réseaux de neurones

On distingue deux structures de réseau, en fonction du graphe de leurs connexions, c'est-à-dire du graphe dont les nœuds sont les neurones et les arêtes les «connexions» entre ceux-ci :

- ✚ Les réseaux de neurones statiques (ou acycliques, ou non bouclés).
- ✚ Les réseaux de neurones dynamiques (ou récurrents, ou bouclés).

Le réseau de neurones statique est un réseau dont la topologie de la connexion ne contient pas de boucle fermée, autrement dit dans lequel l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière.

Un réseau de neurones non bouclé (appelé aussi statique) est représenté comme un graphe dont les nœuds sont les neurones. L'information circule des entrées vers les sorties sans retour en arrière (Figure IV.6). Ce type de réseaux est utilisé pour effectuer des tâches d'approximation de fonction non linéaire, de la classification ou de la modélisation de processus statiques non linéaires [78].

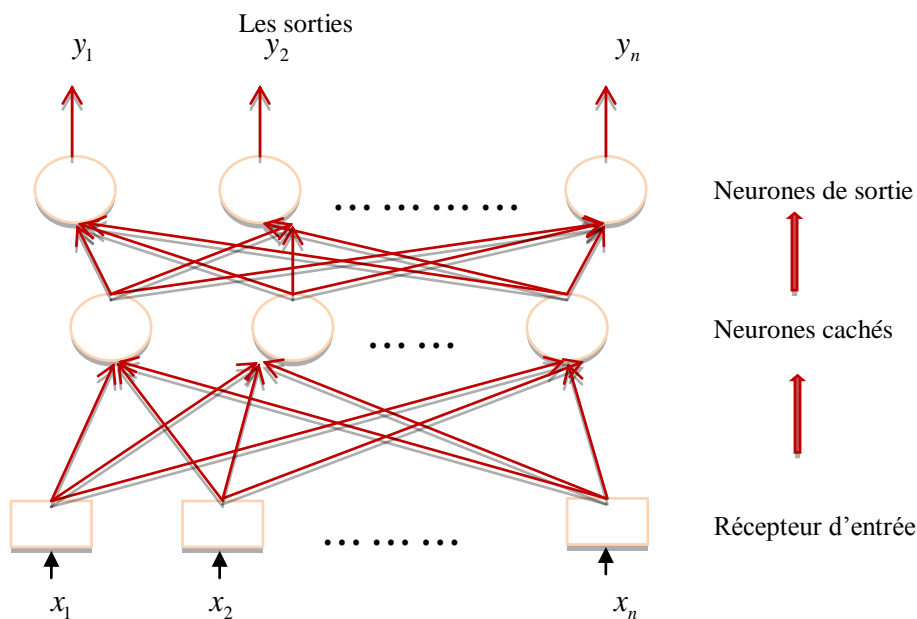


Figure IV.6 : Exemple d'un réseau de neurones non bouclé.

✚ **Le réseau multicouche (Perceptron multicouche)**

C'est le réseau de neurones statique le plus utilisé. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante, et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche. Les fonctions d'activations utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables et il suit un apprentissage supervisé avec la règle de correction de l'erreur.

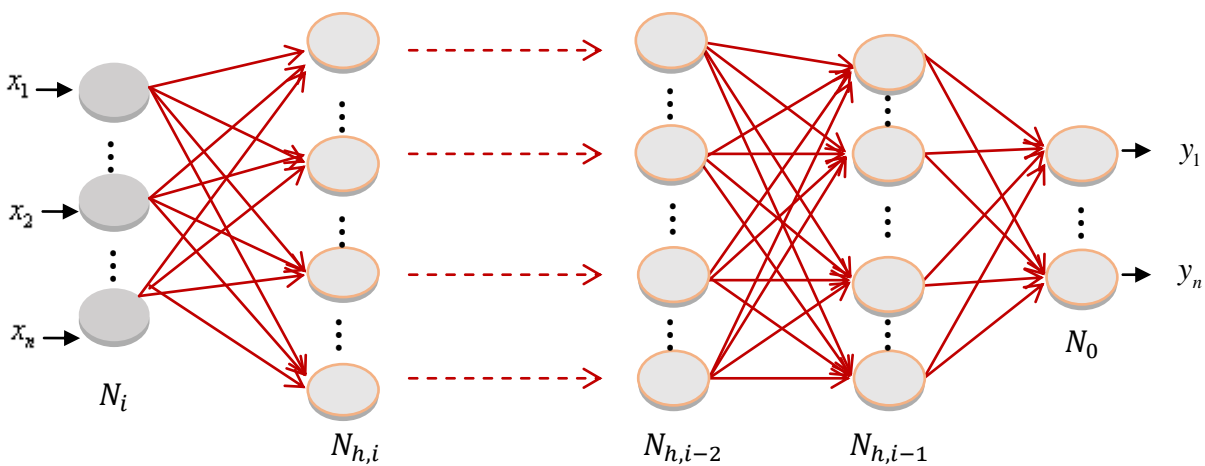


Figure IV.7 : Réseau de neurone multicouche

Avec :

N_i : Unités d'entrée.

N_h : Unités des couches cachées.

N_0 : Unités de sortie.

La sortie du réseau a pour expression :

$$h_i^q = \sum_{j=1}^{m_{q-1}} w_{ij}^q \cdot y_j^{q-1} + b_i \tag{IV.33}$$

$i = 1, \dots, m$

$q = 1, \dots, k$

$$y_i^q = f_i^q(h_i^q) \tag{IV.34}$$

Les équations (IV.23) et (IV.24) sont données sous forme vectorielle comme suit :

$$[H^q] = [W^q][Y^{q-1}] + [B^q] \tag{IV.35}$$

$$[Y^q] = [F^q(H^q)] \tag{IV.36}$$

$q=1, \dots, k$

Avec :

$[Y^0] = [X]$: Vecteur entrée.

$[Y^k] = [Y]$: Vecteur sortie.

Soit f la fonction de transfert, des couches cachées et de sorties respectivement, Y sortie du réseau, X vecteur des entrées. W : matrice des poids de connexions liant la couche d'entrée à la couche cachée. b_i : vecteur des biais des cellules de la couche de sortie [79].

Les réseaux de neurones dynamiques (réseaux bouclés)

Les réseaux récurrents se distinguent des autres réseaux par la connexion des sorties de neurones avec leurs entrées. La sortie d'un neurone peut être connectée avec l'entrée du même neurone ou avec celles des autres neurones. L'importance de ces réseaux est qu'ils permettent d'apprendre la dynamique de systèmes, L'architecture la plus générale pour un réseau de neurones est le « réseau bouclé », dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle »). La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même [80].

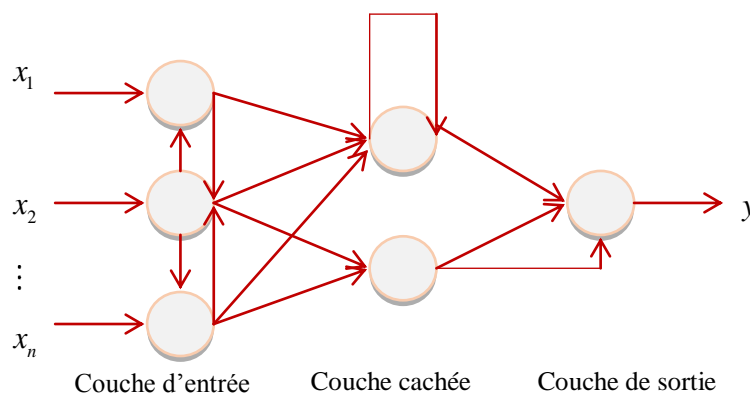


Figure IV.8: Représentation du réseau de neurones dynamique

IV.2.6. Apprentissage de réseaux de neurones

Le point crucial du développement d'un réseau de neurones est son apprentissage. Il s'agit d'une procédure adaptative par laquelle les connexions des neurones sont ajustées face à une source d'information [81].

Il existe de nombreux types de règles d'apprentissage qui peuvent être regroupées en trois catégories: les règles d'apprentissage supervisé, non supervisé, et renforcé. Mais l'objectif fondamental de l'apprentissage reste le même [82].

En général, l'apprentissage se réalise sur un intervalle long, pendant laquelle chaque prototype d'entrée (et éventuellement de sortie désirée), est présente au réseau, plusieurs fois. L'apprentissage se fait en quatre étapes, Ces étapes sont répétées jusqu'à la fin d'apprentissages:

Etape 1 : Initialisation des poids du réseau à des petites valeurs aléatoires.

Etape 2 : Présentation du prototype d'entrée au RNA. Des valeurs de sortie correspondants sont ensuite calculées après propagation d'activation.

Etape 3: Calcul de l'erreur : ce terme s'emploie plus volontiers pour un apprentissage supervisé ou l'erreur tient compte de la différence entre l'activation des neurones de sortie et de la sortie désiré (lié au prototype d'entrée).

Etape 4: Calcul du vecteur de correction : à partir des valeurs d'erreurs, on détermine alors la correction à apporter aux poids des connexions et aux seuils des neurones.

IV.2.6.1. Apprentissage supervisé

Un apprentissage est dit supervisé lorsque l'on force le réseau à converger vers un état final précis, donc l'apprentissage consiste ici à comparer le résultat obtenu avec le résultat désiré, puis ajuster les poids des connexions pour minimiser la différence entre les deux. Cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait. L'algorithme le plus utilisé est celui de la rétropropagation de l'erreur [83].

IV.2.6.2. Apprentissage non supervisé

L'apprentissage non supervisé consiste à ajuster les poids à partir d'un seul ensemble d'apprentissage formé uniquement de données. Aucun résultat désiré n'est fourni au réseau.

On présente une entrée au réseau et on le laisse évoluer librement jusqu'à ce qu'il se stabilise. Ce comportement est connu sous le nom "auto organisation" [84].

IV.2.6.3. Apprentissage renforcé

Ce type d'apprentissage est moins classique que les deux derniers (ils sont les principaux). Il a d'une part en commun avec l'apprentissage supervisé la présence d'un critère qui juge l'évolution de l'apprentissage et d'autre part il ne nécessite que des entrées sans définir les sorties désirées [85].

IV.2.7. Algorithme d'apprentissage

L'algorithme d'apprentissage est la méthode mathématique qui va modifier les poids de connexions afin de converger vers une solution qui permettra au réseau d'accomplir la tâche désirée. L'apprentissage est une méthode d'identification paramétrique qui permet d'optimiser les valeurs des poids du réseau.

Plusieurs algorithmes itératifs peuvent être mis en œuvre, parmi lesquels on note : l'algorithme de rétropropagation, la Méthode Quasi-Newton, Algorithme de BFGS etc...

IV.2.7.1. Algorithme de rétropropagation

L'algorithme le plus utilisé pour l'apprentissage supervisé des réseaux de neurones multicouches est celui de rétropropagation. Cet algorithme change les poids et les biais d'un réseau à chaque itération, ce changement est réalisé de telle sorte de minimiser l'erreur entre la sortie désirée Y_d et celle calculée Y_c . La règle de rétro-propagation inventée par Rumelhart, Hinton et Williams en 1986. Elle s'utilise pour ajuster les poids de la couche d'entrée à la couche cachée. Cette règle peut aussi être considérée comme une généralisation de la règle delta pour des fonctions d'activation non linéaire et pour des réseaux multicouches. Les poids dans le réseau de neurones sont au préalable initialisés avec des valeurs aléatoires [86].

L'apprentissage progresse en propageant alternativement en avant les signaux d'entrée du réseau et en propageant en arrière les erreurs instantanées.

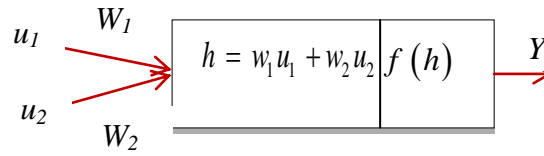


Figure IV.9 : Sortie d'un neurone

La figure (IV.9) montre la sortie d'un neurone. La relation entre la valeur de sortie y et la valeur de l'entrée totale h étant la fonction $f(h)$, la sensibilité de la sortie par rapport à l'entrée totale du neurone h est obtenue en linéarisant cette fonction :

$$\Delta y = \frac{\partial f}{\partial h} \Delta h \tag{IV.37}$$

De même, nous pouvons dire que la sensibilité de l'entrée totale est dépendant des variations des coefficients de pondération w_1 et w_2 :

$$\Delta h = \frac{\partial h}{\partial w_1} \Delta w_1 + \frac{\partial h}{\partial w_2} \Delta w_2 = u_1 \Delta w_1 + u_2 \Delta w_2 \tag{IV.38}$$

Ainsi, la variation de la sortie par rapport aux coefficients de pondération est :

$$\Delta y = \frac{\partial f}{\partial h} u_1 \Delta w_1 + \frac{\partial f}{\partial h} u_2 \Delta w_2 \tag{IV.39}$$

$$\frac{\Delta y}{\Delta w_1} = \frac{\partial f}{\partial h} u_1 \text{ et } \frac{\Delta y}{\Delta w_2} = \frac{\partial f}{\partial h} u_2 \tag{IV.40}$$

Avec ces sensibilités nous pouvons observer comment nous devons changer les coefficients de pondération pour réduire ou augmenter la valeur de sortie.

Nous pouvons obtenir ce même résultat en calculant le différentiel total de la sortie :

$$y = f(w_1 u_1 + w_2 u_2) \rightarrow dy = \frac{\partial f}{\partial w_1} dw_1 + \frac{\partial f}{\partial w_2} dw_2 \tag{IV.41}$$

$$\frac{\partial f}{\partial w_1} = \frac{\partial f}{\partial h} \frac{\partial h}{\partial w_1} = \frac{\partial f}{\partial h} u_1 \text{ et } \frac{\partial f}{\partial w_2} = \frac{\partial f}{\partial h} \frac{\partial h}{\partial w_2} = \frac{\partial f}{\partial h} u_2 \tag{IV.42}$$

Dans les cas où nous avons plusieurs couches, les entrées du neurone u_1 et u_2 , sont des sorties d'un neurone d'autre couche et suivant le raisonnement donné par l'équation (IV.31), nous pouvons obtenir la sensibilité de la sortie par rapport aux entrées u_1 et u_2 :

$$y = f(w_1u_1 + w_2u_2) \rightarrow dy = \frac{\partial f}{\partial w_1} dw_1 + \frac{\partial f}{\partial w_2} dw_2 + \frac{\partial f}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial f}{\partial u_2} du_2 \quad (\text{IV.43})$$

$$\frac{\partial f}{\partial u_1} = \frac{\partial f}{\partial h} \frac{\partial h}{\partial u_1} = \frac{\partial f}{\partial h} w_1 \text{ et } \frac{\partial f}{\partial u_2} = \frac{\partial f}{\partial h} \frac{\partial h}{\partial u_2} = \frac{\partial f}{\partial h} w_2 \quad (\text{IV.44})$$

IV.2.7.2. Apprentissage selon la méthode Quasi-Newton:

Cet apprentissage consiste à appliquer la méthode de minimisation Quasi-Newton. Cette minimisation, effectuée par rapport au vecteur de poids W . La méthode Quasi-Newton avec estimateur ressort nettement supérieure au niveau de la vitesse de convergence et de l'erreur d'apprentissage obtenue. Malgré ces avantages, la méthode Quasi-Newton comporte plusieurs inconvénients. D'abord, elle est difficilement utilisable sur des problèmes de grande taille à cause de l'espace mémoire important qu'elle requiert.

IV.2.7.3. Algorithme de BFGS

Cet algorithme (du nom de ses inventeurs Broyden, Fletcher, Glodfarb et Shanno) prend implicitement en compte les dérivées secondes et s'avère donc nettement plus performante que la méthode de rétropropagation. Le nombre d'itérations est nettement plus faible et les temps de calcul réduits d'autant.

IV.2.8. Structure du réseau de neurones

L'application de la technique du réseau de neurones à la commande de la machine est simple et a permis de résoudre plusieurs problèmes liés à la commande de ces systèmes. Dans ce travail sur la commande tolérante aux défauts, il est facile d'utiliser cette technique, le filtre de Kalman étendu utilisé dans la commande proposée (*FTC-EKF*) étant remplacé par un contrôleur basé sur des réseaux de neurones (*FTC-RNA*), comme illustré dans la Figure(IV.10).

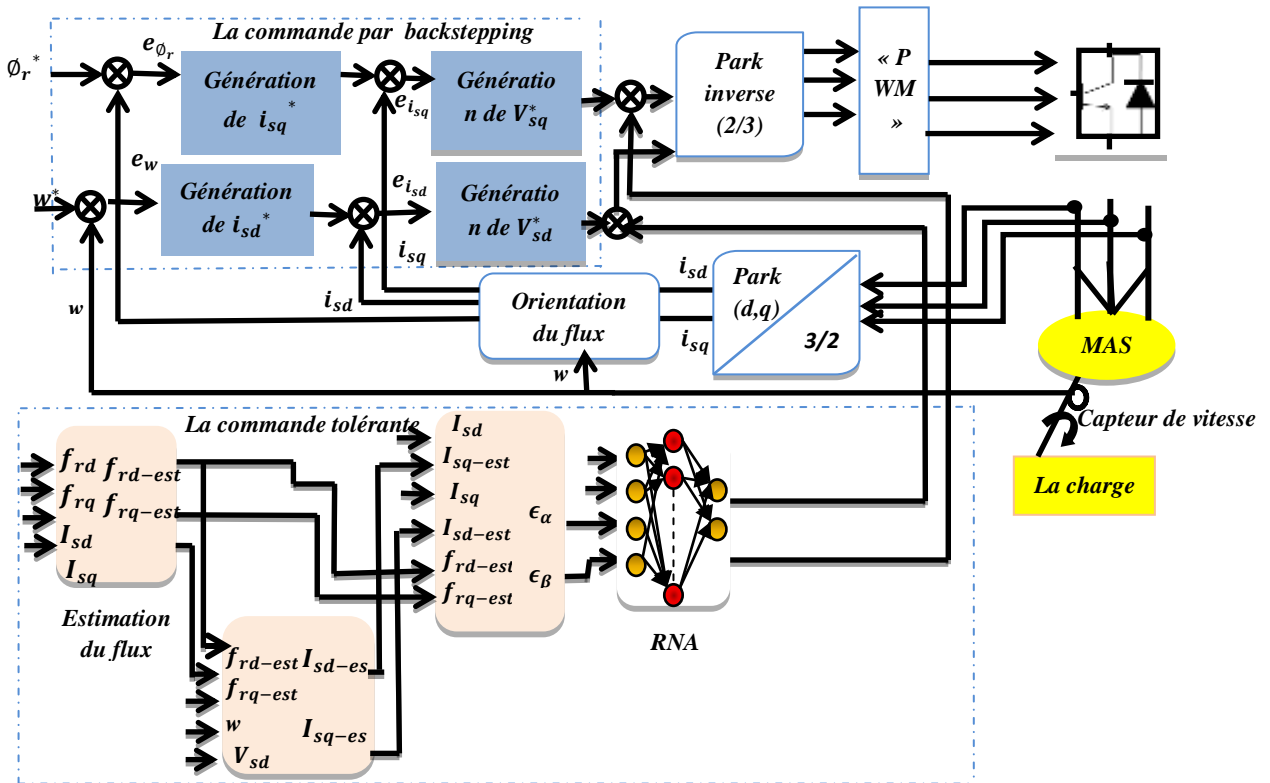


Figure IV.10: Principe de commande tolérante aux défauts à base d'un réseau de neurones

Le réseau de neurones proposé est un réseau multicouche (4-4-2) dont l'architecture est illustrée dans la figure (IV.11) Chaque neurone est connecté à tous les neurones de la couche suivante par des connexions dont les poids sont des nombres réels choisis aléatoirement. Nous remarquons que W_{xy} est le poids de la connexion entre les neurones x et y . Les étapes suivantes sont nécessaires pour concevoir ce RNA.

- ✚ Connaissance approfondie sur le système à identifier.
- ✚ Le choix des entrées et des sorties du modèle neuronal.
- ✚ Choix des fonctions d'activation.

Dans notre RNA, principalement pour calculer les paramètres constants nous avons utilisé les erreurs des variables (courant et vitesse) qui sont utilisées, car elles sont les plus représentatives des défauts (leurs allures varient considérablement en cas d'application d'un défaut).

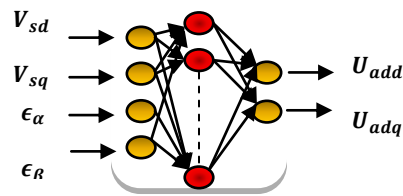


Figure IV.11: Structure de réseau de neurone (4-4-2).

IV.2.8.1. Topologie de réseau de neurones artificiels

Comme le montre la figure (IV.11), le réseau neurones artificiels proposé se compose de quatre couches, à savoir: la couche d'entrée est composée de quatre neurones, dont Chaque neurone est connecté à tous les neurones de la couche suivante. La couche cachée est caractérisée par quatre neurones. La couche de sortie est composée de deux neurones dont la sortie est $U_{d_{add}}$ et $U_{q_{add}}$.

IV.2.8.2. Apprentissage du RNA

La deuxième étape de la conception de *RNA* est le processus d'apprentissage qui nécessite une base de données définissant le mappage entrée-sortie de *RNA*. Cette base de données est principalement fournie sous forme de matrice afin de clarifier les entrées et les sorties souhaitées selon le filtre de Kalman, voir Figure (IV.11). Il faut choisir un processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. L'apprentissage des réseaux de neurones artificiels est une phase qui permet de déterminer ou de modifier les paramètres du réseau, afin d'adopter un comportement désiré. La méthode d'apprentissage la plus utilisée est la rétropropagation, qui est généralement plus économique que les autres en termes de nombres d'opérations arithmétiques à effectuer pour évaluer le gradient.

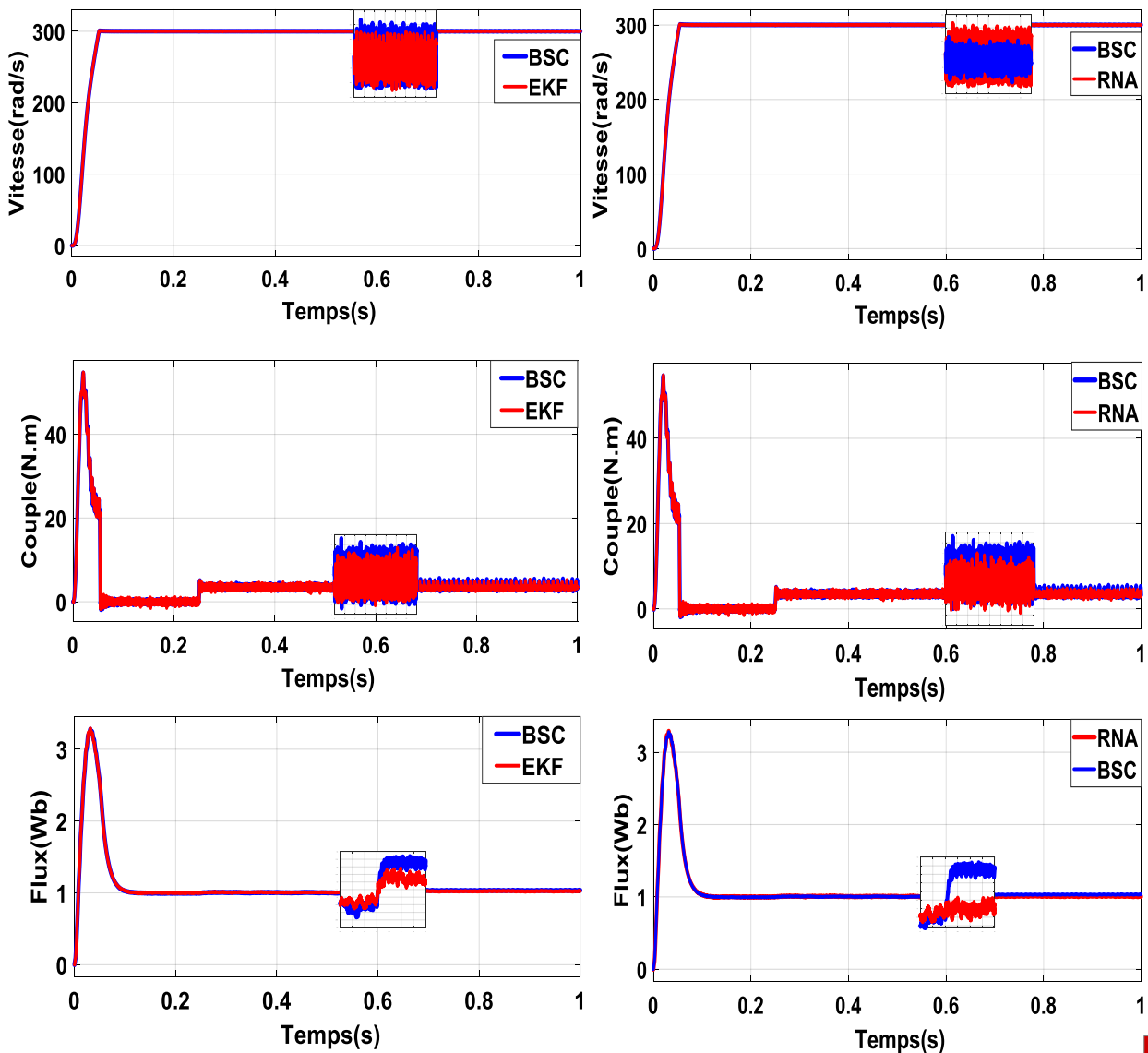
IV.2.8.3. Validation des résultats

Les résultats donnés par le réseau de neurones et le comportement du moteur sont illustrés dans les figures (IV.12), (IV.13), (IV.14). Le résultat du test montre le comportement de la structure de la commande de backstepping (*BSC*) appliquée à la machine à induction par

rapport à une commande tolérante aux défauts avec le filtre de Kalman (*FTC-EKF*) et avec le réseau de neurones artificiels (*FTC-RNA*).

IV.2.9. Résultats de simulation des deux commandes tolérantes à base de filtre de Kalman et la base d'apprentissage de RNA:

Pour comparer l'efficacité et la robustesse de la commande tolérante proposée et la commande backstepping, des défauts de court-circuit, défaut onduleur et défaut capteur de courant sont introduits sur les deux lois de commande (backstepping et *FTC*). La vitesse de référence est fixée à 300rd / s. La MAS démarre en fonctionnement équilibré, nous appliquons un couple de charge (3,5N.m) à $t = 0,25$ s, puis une introduction d'un défaut à $t = 0,6$ s.



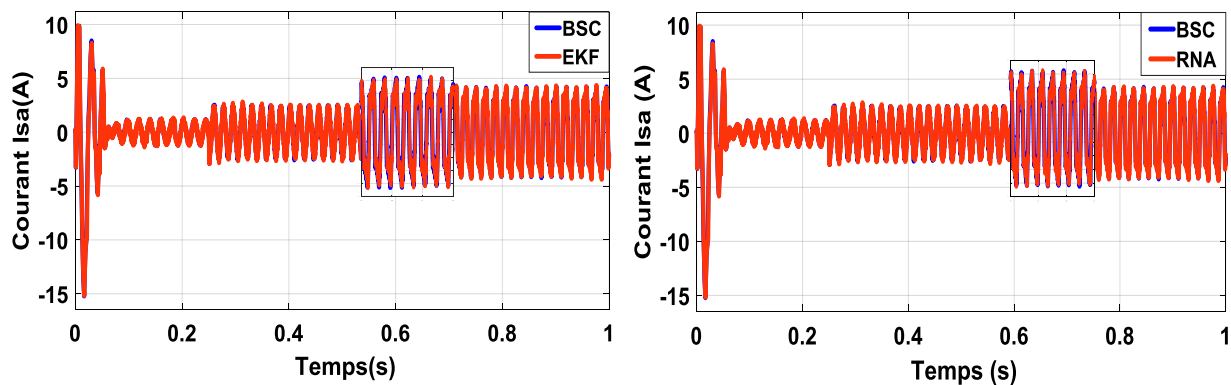
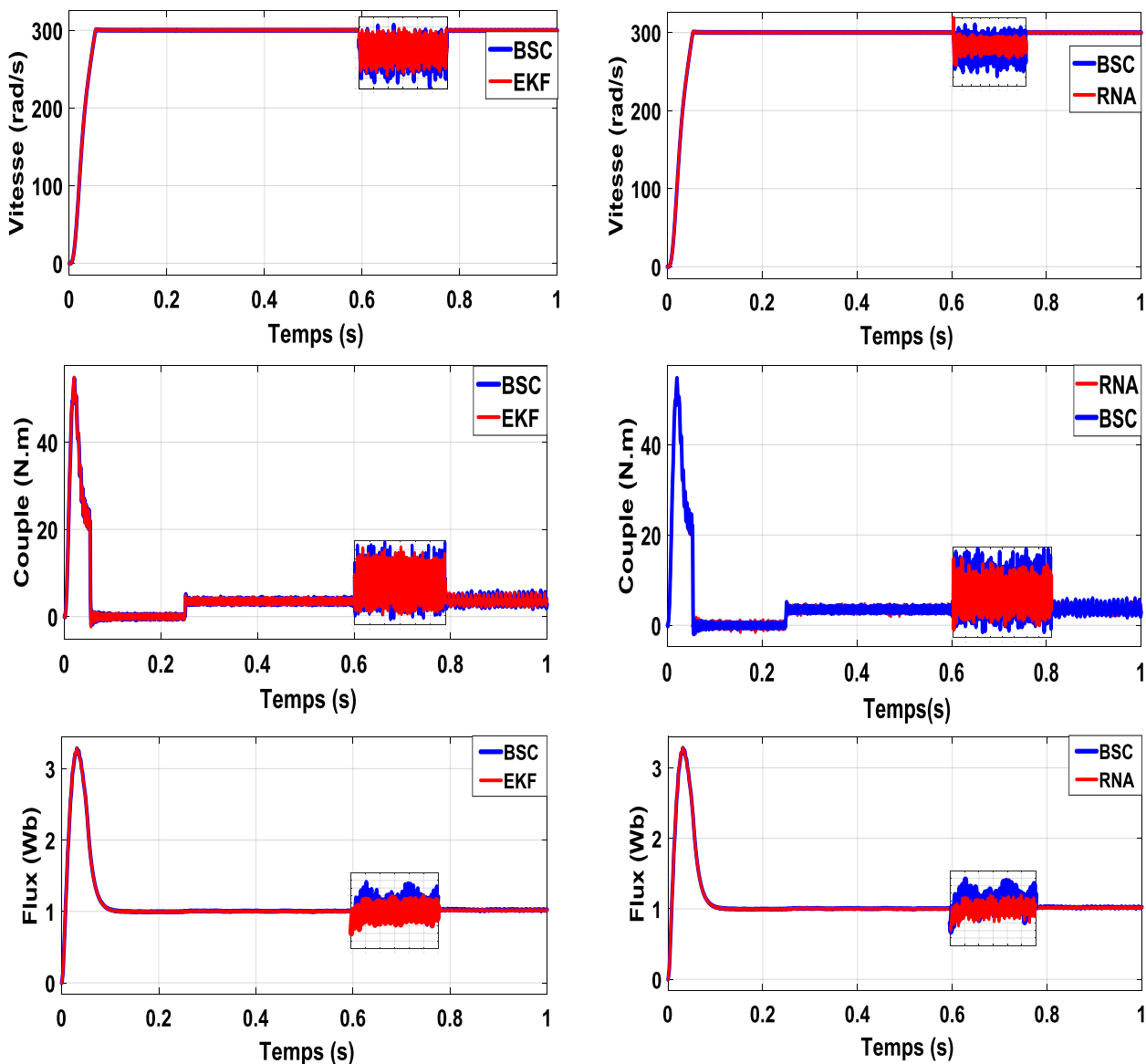


Figure IV. 12: Commande tolérante au défaut court-circuit entre spires



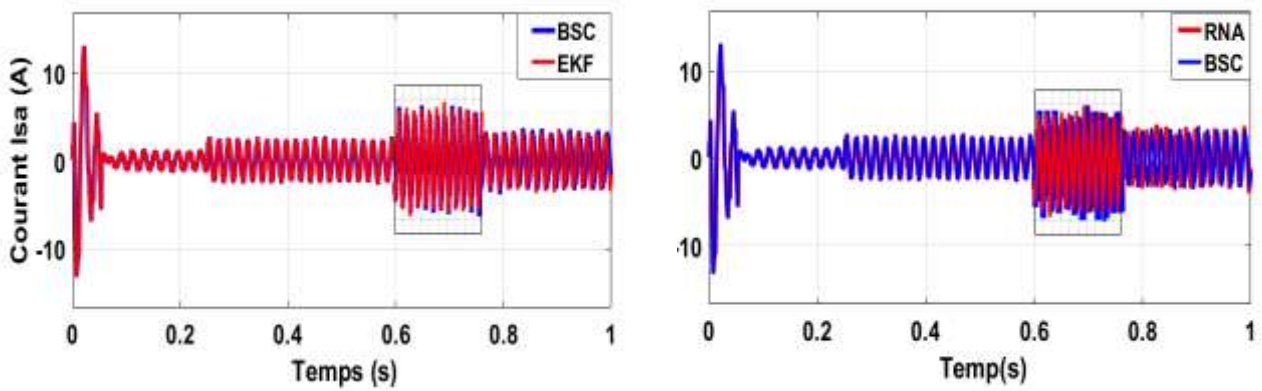
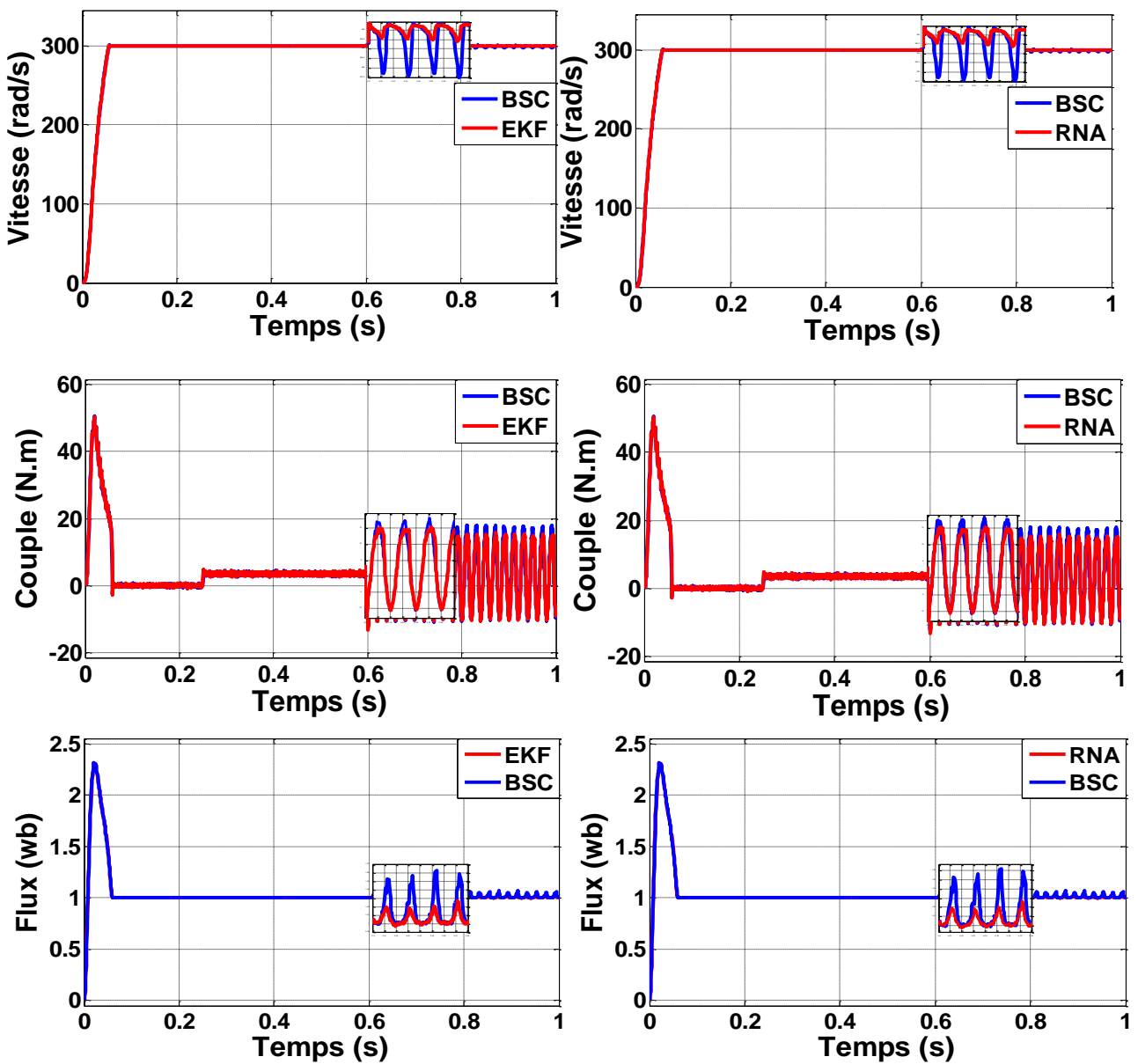


Figure IV.13: Commande tolérante au défaut onduleur.



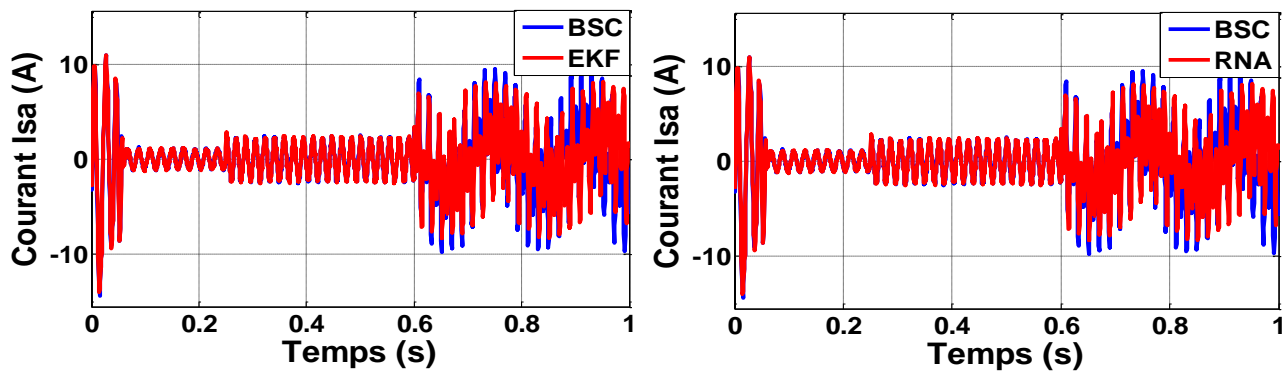


Figure IV.14: Commande tolérante au défaut capteur de vitesse.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous avons constaté qu'avant l'apparition de défaut en régime permanent et transitoire le fonctionnement est normal, la commande backstepping permet de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références et de rejeter l'effet du couple de charge. Cependant, la présence de défaut dégrade les performances de la commande du moteur. Il est clair de noter la dégradation du suivi de vitesse avec la commande backstepping en régime permanent après l'apparition du défaut pour les trois types de défauts appliqués : court-circuit voir figure (IV.12), défaut onduleur voir figure (IV.13) et défaut capteur de vitesse voir figure (IV.14). Cependant, lors de l'utilisation de commandes proposées, la figure (IV.14) pour un défaut capteur de vitesse montre des ondulations importantes dans le couple électromagnétique et dans le courant statorique. On trouve qu'avec le BSC l'ondulation maximale atteint +18.1 N.m, d'autre part pour la commande proposée l'ondulation maximale atteint +15.6 N.m. Ces résultats de simulation permettent de constater que la commande proposée assure une robustesse satisfaisante contre un défaut de court-circuit et d'onduleur, tandis que pour un défaut capteur de vitesse présente une insuffisance c'est le cas qui sera traitée dans la deuxième partie de ce chapitre. Les figures (IV.12), (IV.13) et (IV.14) montrent une comparaison entre la commande backstepping et la commande proposée. On voit clairement que les ondulations en couple avec (FTC-RNA) sont inférieures à 1,87 N.m (pour le défaut de court-circuit), 2.21 N.m (pour un défaut onduleur) et avec

(FTC-EKF) environ 2,12 N.m (pour le défaut de court-circuit), 2,65 N.m (pour un défaut onduleur) dans les mêmes conditions de fonctionnement, cela peut justifier que les ondulations sont réduites à environ 35% pour un défaut de court-circuit et onduleur avec la technique proposée.

IV.3. Commande tolérante active basée sur le contrôleur flou type-2 adaptatif

L'intelligence artificielle par sa définition, elle exprime le savoir-faire humain, elle est devenue actuellement un outil précieux de commande dans divers domaines. Le contrôleur flou est utile pour tous les systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible. Le plus souvent, les régulateurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques. Le régulateur adaptatif flou peut prendre en compte des informations linguistiques. La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2 [87]. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique et ils ont bâtis son fondement théorique. Les ensembles flous type-2 sont capables de modéliser de telles incertitudes parce que leurs fonctions d'appartenance sont elles-mêmes floues. L'une des méthodes actives de commande tolérante aux défauts pour les systèmes non linéaire les plus connues est la commande adaptative qui est très utile pour le système de commande lorsque la dynamique du procédé est inconnue et/ou change au cours du temps. La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne des paramètres du régulateur afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances. Actuellement, les contrôleurs flou type-2 ont été utilisés dans diverses applications, on cite : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, l'approximation des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données. Plusieurs recherches ont utilisé le système d'inférence flou type-2 ; une commande tolérante adaptative basée sur un contrôleur flou type-2 associé à un autre contrôleur par mode glissant en utilisant un observateur non-linéaire pour commander un hélicoptère de trois degrés de liberté a été présenté dans [88], dans [89] les auteurs ont développés un loi de commande adaptative qui est basée sur la logique floue type-2 où les termes défectueux ont été estimés par des lois adaptatifs afin d'assurer leur compensation. Inspiré de ce dernier, dans cette partie on propose la commande tolérante basée sur un contrôleur flou type-2 adaptatif pour la machine asynchrone triphasée avec défaut

capteur de vitesse. Afin de tester les performances de cette méthode, on effectue un exemple de simulation.

IV.3.1. concept de base

IV.3.1.1. Systèmes flous

Les systèmes flous sont basés sur le concept de la logique floue. Ce concept a été introduit pour la première fois par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire [90]. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter des variables exprimés en langage humain. Elle est capable de remplacer l'homme dans la prise de décision sur la base de connaissances imprécises, incertaine ou vagues.

Ces dernières années, la logique floue a été appliquée dans divers domaines. Cependant, l'utilisation des systèmes flous comme approximateurs universels a permis d'ouvrir de nouvelles perspectives à la commande adaptative [91, 92, 93, 94].

IV.3.1.2. Représentation mathématique du système flou

Dans cette partie nous proposons de présenter les systèmes flous multi-entrées mono-sorties (MISO).

Notons par $x = [x_1, \dots, x_n] \in X \subseteq \mathcal{R}^n$ l'ensemble des entrées du système flou et par $y \in \mathcal{R}$ sa sortie, avec $X = X_1 \times \dots \times X_n$, et $X_i \subseteq \mathcal{R}$, $i = 1, \dots, n$. La relation entre ces entrées et sa sortie est décrite par un ensemble des règles $R_k (k = 1, 2, \dots, N)$ de la forme suivante [12, 13, 76]

$$R_k: \text{SI } x_1 \text{ est } G_k^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } G_n^l \text{ ALORS } y \text{ est } B^l$$

où $G_i^k \in \{F_i^1, \dots, F_i^{M_i}\}$, avec F_i^j , $j = 1, \dots, M_i$ et B^k sont des ensembles flous définis respectivement sur X_i et \mathcal{R} , et N est le nombre total des règles.

En utilisant la fuzzification singleton et la méthode de produit algébrique pour l'implication, le degré de vérité ou le degré d'activation correspond à chaque règle floue est:

$$\mu_k = \prod_{i=1}^n \mu_{G_i^k}(x_i), \mu_{G_i^k} \in \{\mu_{G_i^1}, \dots, \mu_{G_i^{M_i}}\}$$

où $\mu_{G_i^j}$ représentée la fonction d'appartenance associée à l'ensemble floue G_i^j .

En utilisant la défuzzification de somme moyenne, la sortie du système flou est donnée par [90,

91, 92] :
$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k y_k}{\sum_{k=1}^N \mu_k}$$

avec : y_k est le point dans laquelle $\mu_{Bk}(y)$ atteint sa valeur maximale

IV.3.1.3. Approximation des fonctions par les systèmes flous

Deux raisons principales amènent à utiliser les systèmes flous dans la conception d’un contrôleur adaptatif : (i) les systèmes flous ont la propriété d’approximateur universel (ii) la construction d’un système flou est basée sur des règles floues de la forme *Si-Alors*, de ce fait, les informations linguistiques ou mathématiques disponibles, issues d’une expertise peuvent éventuellement être incorporées dans le contrôleur.

Dans la littérature floue, on dispose d’un nombre important de travaux illustrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels, on dispose d’un nombre important de publications montrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels [90].

Théorème 1.1. Pour toute fonction réelle non linéaire $f(x)$ définie et continue sur un ensemble compact $\Omega_x \subseteq \mathcal{R}$, , il existe un système flou $y(x)$ de la forme (1.74) tel que :

$$\sup_x |f(x) - y(x)| < \varepsilon$$

avec : ε est une constante positive.

IV.3.1.4. Ensemble flou type-2

Les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d’appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l’un de ces paramètres sont incertains. Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d’appartenance tridimensionnelle $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$ c.à.d :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u) / (X,U) J_x \subseteq [0 \ 1] \tag{IV.45}$$

Avec \int dénote l’union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec :

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x,u) \leq 1 \tag{IV.46}$$

A chaque point fixe x de X , J_x est l’appartenance primaire de x , et x appelé variable primaire [95].

Il existe différents types d’ensemble flou type-2 :

- ✚ Ensemble flou type-2 gaussien : Le degré d’appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l’intervalle $[1, 0]$. La figure 4.1 présente un ensemble flou type-2 caractérisé par une fonction d’appartenance

gaussienne, le degré d'appartenance pour chaque élément x_k peut être représenté sous la forme d'un intervalle borné par une fonction d'appartenance supérieure $\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k)$ et une fonction d'appartenance inférieure $\mu_{\tilde{F}_k^i}(x_k)$, tel que :

$$\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_k - m_k}{\sigma_k}\right)^2\right] \text{ et } \mu_{\tilde{F}_k^i}(x_k) = 0.8\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k)$$

Où :

σ_k est l'écart-type de la distribution gaussienne.

m_k est la moyenne de la fonction d'appartenance gaussienne.

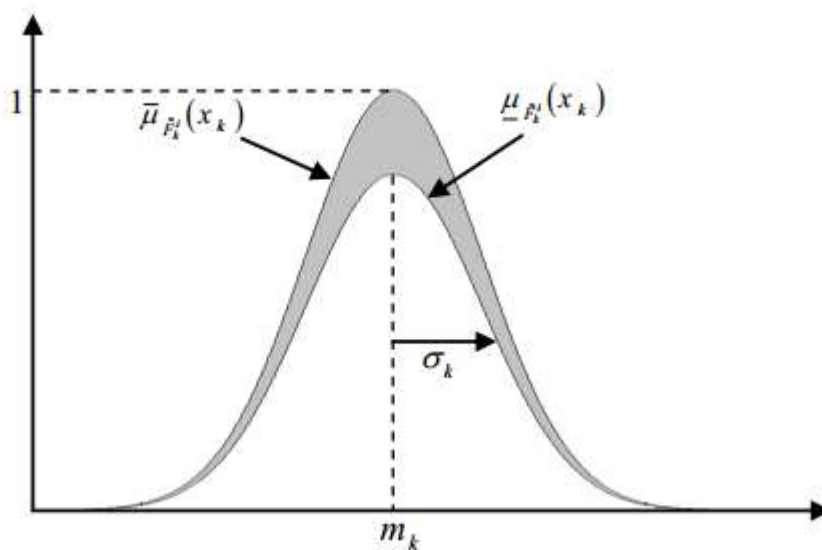


Figure IV.14 : Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2.

- ✚ Ensemble flou type-2 triangulaire : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.
- ✚ Ensemble flou type-2 intervalle : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

IV.3.1.5. Structure d'un contrôleur flou type 2

Il existe quatre modules pour un régulateur à logique flou :

1. La fuzzification des entrées et sorties.
2. L'inférence floue selon une base de règle.
3. La réduction de type.

4. La défuzzification des sorties.

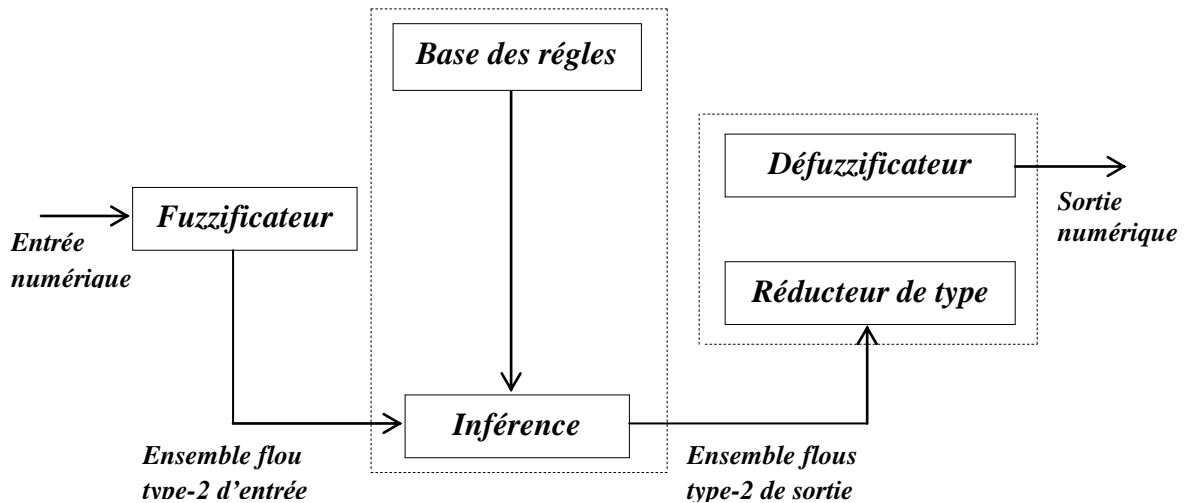


Figure IV.15 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type 2.

Le système flou de type-2 est très similaire à la structure d'un système flou de type-1 mais contient un traitement de sortie de deux étages :

- défuzzification
- réducteur de type (permettant de réduire des ensembles flous de type-2 à des ensembles flous de type-1).

IV.3.1.6. défuzzification

La défuzzification permet de transformer la sortie linguistique de la réduction de type à une variable numérique bien déterminée [96]. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité, La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit.

Si l'ensemble type réduit Y, pour une entrée x, est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est :

$$CY(x) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(y_k)} \tag{IV.47}$$

IV.3.1.7. Réduction de type

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle.

L'expression de l'ensemble flou type réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par:

$$Y = [\theta^1, \dots, \theta^M, f^1, \dots, f^M] = [y_L, y_R] = \int_{\theta^1} \dots \int_{\theta^M} \int_{f^1} \dots \int_{f^M} 1 / \frac{\sum_{l=1}^M f^l \theta^l}{\sum_{l=1}^M f^l} \quad (IV.48)$$

Y est l'ensemble de type réduit défini par deux point d'extrémité y_L et y_R . $[\theta^1, \dots, \theta^M]$ sont les conclusions du SIFT2. $[f^1, \dots, f^M]$ sont les degrés d'activation, ils prennent les valeurs \bar{f}^l ou f^l . Pour toute valeur $y \in Y$, y peut être exprimé comme suit :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M f^l \theta^l}{\sum_{l=1}^M f^l} \quad (IV.49)$$

IV.3.2. Conception d'un contrôleur flou type-2 adaptatif pour une MAS

Dans le but d'atteindre les performances de suivi désirées, on a proposé d'appliquer une commande floue type-2 adaptative pour la MAS en présence d'un défaut capteur. Le rôle du contrôleur flou type-2 sert à approximer les non-linéarités locales de chaque sous-système tandis que les lois adaptatives ajustent en temps réel les paramètres flous en respectant la stabilité et la convergence du système selon la théorie de Lyapunov. [97].

$$\begin{cases} \dot{w} = \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} + f_1 + d_1(t) \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} + f_2 + d_2(t) \\ \ddot{i}_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + f_3 \\ \ddot{i}_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + f_4 \end{cases} \quad (IV.50)$$

$$f_1 = \frac{f_r}{J} w - \frac{C_r}{J}, f_2 = -\frac{1}{T_r} \phi_r, f_3 = F_d, f_4 = F_q$$

$d_1(t)$ et $d_2(t)$ sont des perturbations externes borné, c'est-à-dire $|d_i(t)| \leq d_i^*$, $i = 1, 2$ où d_i^* est une constante positive.

✚ On peut estimer n'importe quelles fonctions non linéaires $h_i(\bar{x}_i) = \theta_i^T \Psi_i(\bar{x}_i)$, $i = \overline{1, 4}$ par le système d'inférence flou type-2. \bar{x}_i est le vecteur d'entrée, θ_i est le vecteur des

paramètres d'ajustement, $\psi_i(\bar{x}_i)$ sont les moyennes des fonctions de base calculées à l'aide d'un système d'inférence flou type-2.

Les fonctions réelles $h_i(\bar{x}_i)$ sont données par:

$$h_i(\bar{x}_i) = \theta_i^{*T} \Psi_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i), (i = \overline{1,4}) \quad (IV.51)$$

Les erreurs paramétriques sont données par:

$$\tilde{\theta} = \theta_i^* - \theta_i, \quad i = \overline{1,4}$$

$\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$ sont les erreurs d'approximation tels que $|\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\bar{\omega}}_i$

$\bar{\bar{\omega}}_i$ sont des paramètres positifs inconnus. Afin de réaliser un suivi précis de flux et de vitesse, certaines suppositions ont été mises :

Supposition1. Les fonctions non linéaires $f_i(\bar{x}_i)$ $i = \overline{1,4}$ sont continues et supposées inconnues.

Supposition2. Les signaux de références $\Omega^*, \varphi_r^*, i_{sd}^*, i_{sq}^*$ et leurs premières dérivées sont bornées et continues.

Supposition3. Les courants du stator ainsi que la vitesse rotorique sont disponibles pour la mesure.

Les erreurs de suivi et leurs erreurs filtrées sont données par :

- Pour la vitesse rotorique :

$$e_w(t) = w(t) - w^*, \quad S_w = e_w + \lambda_w \int_0^t e_w d\tau \text{ avec } e_w(0) = 0$$

- Pour le flux rotorique :

$$e_{\varphi_r}(t) = \varphi_r(t) - \varphi_r^*, \quad S_{\varphi_r} = e_{\varphi_r} + \lambda_{\varphi_r} \int_0^t e_{\varphi_r} d\tau \text{ avec } e_{\varphi_r}(0) = 0$$

- Pour les courant i_{sd} et i_{sq} :

$$e_{i_{sd}} = i_{sd} - i_{sd}^*, \quad S_{i_{sd}} = e_{i_{sd}} + \lambda_{i_{sd}} \int_0^t e_{i_{sd}}(\tau) d\tau \text{ avec } e_{i_{sd}}(0) = 0$$

$$e_{i_{sq}} = i_{sq} - i_{sq}^*, \quad S_{i_{sq}} = e_{i_{sq}} + \lambda_{i_{sq}} \int_0^t e_{i_{sq}}(\tau) d\tau \text{ avec } e_{i_{sq}}(0) = 0$$

Les lois de commande floue sont :

$$i_{sq}^* = \frac{JL_r}{pM\varphi_r} \left(-\theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) - k_{11} S_\Omega - k_{12} \tanh\left(\frac{S_w}{\mathcal{E}_{sq}}\right) \right) \quad (IV.52)$$

$$i_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(-\theta_2^T \psi_2(\bar{x}_2) - k_{21} S_{\varphi_r} - k_{22} \tanh\left(\frac{S_{\varphi_r}}{\mathcal{E}_{sd}}\right) \right) \quad (IV.53)$$

$$v_{sd} = \delta L_s \left(-\theta_3^T \psi_3(\bar{x}_3) - k_{31} S_{isd} - k_{32} \tanh\left(\frac{S_{isd}}{\mathcal{E}_{sd}}\right) \right) \quad (IV.54)$$

$$v_{sq} = \delta L_s \left(-\theta_4^T \psi_4(\bar{x}_4) - k_{41} S_{isq} - k_{42} \tanh\left(\frac{S_{isq}}{\mathcal{E}_{isq}}\right) \right) \quad (IV.55)$$

Le système flou type-2 a comme entrée $\bar{x}_1 = [\Omega^*, \Omega]^T$, $\bar{x}_2 = [\varphi_r^*, \varphi_r]^T$, $\bar{x}_3 = [i_{sd}, i_{sq}]^T$,

$$\bar{x}_4 = [i_{sq}, i_{sd}]^T$$

Les lois d'adaptation :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\sigma_{\theta_1} \gamma_{\theta_1} \theta_1 + \gamma_{\theta_1} S_w \Psi_1(\bar{x}_1) \\ \dot{\theta}_2 = -\sigma_{\theta_2} \gamma_{\theta_2} \theta_2 + \gamma_{\theta_2} S_{\varphi_r} \Psi_2(\bar{x}_2) \\ \dot{\theta}_3 = -\sigma_{\theta_3} \gamma_{\theta_3} \theta_3 + \gamma_{\theta_3} S_{isd} \Psi_3(\bar{x}_3) \\ \dot{\theta}_4 = -\sigma_{\theta_4} \gamma_{\theta_4} \theta_4 + \gamma_{\theta_4} S_{isq} \Psi_4(\bar{x}_4) \end{cases} \quad (IV.56)$$

$$\begin{cases} \dot{k}_{12} = -\sigma_{k_1} \gamma_{k_1} k_{12} + \gamma_{k_1} S_w \tanh\left(\frac{S_w}{\mathcal{E}_{sq}}\right) \\ \dot{k}_{22} = -\sigma_{k_2} \gamma_{k_2} k_{22} + \gamma_{k_2} S_{\varphi_r} \tanh\left(\frac{S_{\varphi_r}}{\mathcal{E}_{sd}}\right) \\ \dot{k}_{32} = -\sigma_{k_3} \gamma_{k_3} k_{32} + \gamma_{k_3} S_{isd} \tanh\left(\frac{S_{isd}}{\mathcal{E}_{isd}}\right) \\ \dot{k}_{42} = -\sigma_{k_4} \gamma_{k_4} k_{42} + \gamma_{k_4} S_{isq} \tanh\left(\frac{S_{isq}}{\mathcal{E}_{isq}}\right) \end{cases} \quad (IV.57)$$

Où : $\sigma_{\theta_i}, \gamma_{\theta_i}, \gamma_{k_i}, \sigma_{k_i} > 0$ (pour : $i = \overline{1,4}$) sont des constantes de conception.

Théorème 2 :

- La délimitation des signaux est garantie en boucle fermée.
- Le choix optimal des paramètres de réglage assure la convergence exponentielle des variables d'erreurs : $e_w, e_{\varphi_r}, e_{isd}, e_{isq}$ à une boule dont le rayon est insignifiant.

Ce théorème est basé sur la théorie de stabilité de Lyapunov comme suit :

Etape 1 :

Le but de cette étape est d'amener la vitesse à la référence désirée grâce à un contrôleur de vitesse.

$$S_w = e_w + \lambda_w \int_0^t e_w(\tau) d\tau \quad (IV.58)$$

En utilisant (IV.50), la dérivée temporelle de S_w est :

$$\dot{S}_w = \dot{e}_w + \lambda_w e_w \quad (IV.59)$$

$$\dot{S}_w = \frac{pM}{JL_r} \varphi_r i_{sq} + f_1 + d_1(t) + \lambda_w e_w - \dot{w}^* = h_1(\bar{x}_1) + \frac{pM}{JL_r} \varphi_r i_{sq}^* + d_1(t) \quad (IV.60)$$

Où :

$h_1(\bar{x}_1) = f_1 - \dot{w}^* + \lambda_w e_w$, i_{sq}^* est la valeur de référence de i_{sq}

- La fonction de Lyapunov associée à l'erreur de la vitesse rotorique est présentée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} S_w^2 \quad (IV.61)$$

- Par dérivation, on obtient :

$$\dot{V}_1 = S_w h_1(\bar{x}_1) + S_w \frac{pM}{JL_r} \varphi_r i_{sq}^* + S_w d_1(t) \quad (IV.62)$$

- Le système flou type-2 est utilisé pour approximer $h_1(\bar{x}_1)$

$$\begin{cases} \hat{h}_1(\bar{x}_1) = \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) = \theta_1^{*T} \psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \\ h_1(\bar{x}_1) = -\tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \end{cases} \quad (IV.63)$$

Où : $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$

En remplaçant (IV.63) dans (IV.61) nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -S_w \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + S_w \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + S_w \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) + S_w \frac{pM}{JL_r} \varphi_r i_{sq}^* + S_w d_1(t) \quad (IV.64)$$

Où : $\bar{\omega}_1$ est une constante inconnue telle que :

$$|\bar{\omega}_1(\bar{x}_1)| \leq \bar{\omega}_1 \quad (IV.65)$$

Si on choisit l'expression de i_{sq}^* présentée dans (IV.52) et en utilisant (IV.64) on peut faire l'intégral suivant :

$$\dot{V}_1 \leq -S_w \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* |S_w| - k_{12} S_w \tanh\left(\frac{S_w}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_w^2 \quad (IV.66)$$

Où :

$$k_{12}^* = \bar{\omega}_1 + d_1^*$$

Lemme 2 :

L'ensemble $\{\varepsilon_i \succ 0, x \in \mathbb{R}\}$ vérifie l'inégalité suivante :

$$\begin{cases} 0 \leq |x| - x \tanh\left(\frac{x}{\varepsilon_i}\right) \leq \bar{\varepsilon}_i = \rho \varepsilon_i \\ \rho = \exp^{(-1+\rho)} \cong 0.2785 \end{cases} \quad (\text{IV.67})$$

- En exploitant (IV,67), (IV,66) devient

$$\dot{V}_1 \leq -S_w \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_w \tanh\left(\frac{S_w}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_w^2 \quad (\text{IV.68})$$

Sachant que : $\tilde{k}_{12} = k_{12} - k_{12}^*$ et $\bar{\varepsilon}_{sq} = 0.2785 \varepsilon_{sq}$

La fonction de Lyapunov liée aux lois adaptatives qui estiment les paramètres inconnus

θ_1^* et k_{12}^* est définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_k} \tilde{k}_{12}^2 \quad (\text{IV.69})$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -S_w \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_w \tanh\left(\frac{S_w}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_w^2 + \frac{1}{\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} \quad (\text{IV.70})$$

En substituant les valeurs de $\dot{\theta}_1$ et \dot{k}_{12} choisis dans (IV.56) et (IV.57), respectivement, \dot{V}_2

sera bornée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_2 \leq k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - k_{11} S_w^2 - \sigma_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^T \theta_1 - \sigma_{k_1} \tilde{k}_{12} k_{12} \quad (\text{IV.71})$$

Propriété IV.1 :

$$\begin{cases} -\tilde{\theta}^T \theta \leq -\frac{1}{2} \|\tilde{\theta}\|^2 + \frac{1}{2} \|\theta^*\|^2 \\ \tilde{\theta} = \theta - \theta^* \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{IV.72})$$

En utilisant (IV.71), (IV,72) prend la forme suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -k_{11} S_w^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 \quad (\text{IV.73})$$

Avec :

$$\bar{\varepsilon}_1 = k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} + \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\theta_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_1}}{2} k_{12}^{*2} \quad (\text{IV.74})$$

La stabilisation des erreurs filtrées S_{φ_r} , S_{sd} , S_{sq} sera atteinte dans l'étape suivante.

Etape 2 :

La fonction de Lyapunov adaptée à cette étape est donnée par :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}S_{\varphi_r}^2 + \frac{1}{2}S_{sd}^2 + \frac{1}{2}S_{sq}^2 \quad (IV.75)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_3 \leq -k_{11}S_w^2 - \frac{6\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_{\varphi_r}\dot{S}_{\varphi_r} + S_{sd}\dot{S}_{sd} + S_{sq}\dot{S}_{sq} \quad (IV.76)$$

Les dérivées des erreurs filtrées sont obtenues comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}_{\varphi_r} = \frac{M}{T_r}i_{sd}^* + f_2 + \lambda_{\varphi_r}e_{\varphi_r} - \dot{\varphi}_r^* + d_2(t) \\ \dot{S}_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} + f_3 + \lambda_{sd}e_{sd} - i_{sd}^* \\ \dot{S}_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} + f_4 + \lambda_{sq}e_{sq} - i_{sq}^* \end{cases} \quad (IV.77)$$

En remplaçant (IV.77) dans (IV.76), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_w^2 - \frac{\sigma\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_{\varphi_r}(h_2(\bar{x}_1)) + \frac{M}{T_r}i_{sd}^* + \\ & S_{sd}(h_3(\bar{x}_3)) + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} + S_{sq}(h_4(\bar{x}_4)) + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} + S_{\varphi_r}d_2(t) \end{aligned} \quad (IV.78)$$

Avec :

$$\begin{cases} h_2(\bar{x}_2) = f_2 + \lambda_{\varphi_r}e_{\varphi_r} - \dot{\varphi}_r^* \\ h_3(\bar{x}_3) = f_3 + \lambda_{sd}e_{sd} - i_{sd}^* \\ h_4(\bar{x}_4) = f_4 + \lambda_{sq}e_{sq} - i_{sq}^* \end{cases} \quad (IV.79)$$

$h_i(\bar{x}_i)$, $i = \overline{2,4}$ sont des fonctions d'incertitudes continues, leur approximation est effectuée par le système flou type-2 adaptatif suivant :

$$h_i(\bar{x}_i) = -\tilde{\theta}_i^T \psi_i(\bar{x}_i) + \theta_i^T \psi_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i), \quad i = \overline{2,4}$$

Où :

$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \theta_i^*$ exprime le vecteur d'erreur, \bar{x}_i est le vecteur d'entrée, $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$ est l'erreur d'approximation floue avec $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \leq \bar{\bar{\omega}}_i$, $\forall \bar{x}_i \in D_{x_i}$, $\bar{\bar{\omega}}_i$ est une constante inconnue. Si nous sélectionnons les composantes du contrôleur flou adaptatif proposés dans (IV.52)-

(IV.55) et les fonctions d'incertitude continue $h_i(\bar{x}_i)$ développées, \dot{V}_3 sera bornée par le terme suivant :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_w^2 - \frac{\sigma\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_{\varphi_r}\tilde{\theta}_2^T\psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^*|S_{\varphi_r}| - \\ & k_{22}S_{\varphi_r}\tanh\left(\frac{S_w}{\varepsilon_{sd}}\right) - k_{21}S_{\varphi_r}^2 - S_{sd}\tilde{\theta}_3^T\psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^*|S_{sd}| - k_{32}S_{sd}\tanh\left(\frac{S_{sd}}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{31}S_{sd}^2 - S_{sq}\tilde{\theta}_4^T\psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^*|S_{sq}| - k_{42}^*|S_{sq}| - k_{42}S_{sq}\tanh\left(\frac{S_{sq}}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{41}S_{sq}^2 \end{aligned} \quad (IV.80)$$

Où :

$$k_{22}^* = \bar{\omega}_2 + d_2^*, \quad k_{32}^* = \bar{\omega}_3, \quad k_{42}^* = \bar{\omega}_4$$

En exploitant (IV.67), l'inégalité (IV.80) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_w^2 - \frac{\sigma\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - \\ & S_{\varphi_r}\tilde{\theta}_2^T\psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^*\bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22}S_w\tanh\left(\frac{S_w}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21}S_w^2 - S_{sd}\tilde{\theta}_3^T\psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^*\bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{32}S_{sd}\tanh\left(\frac{S_{sd}}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{31}S_{sd}^2 - S_{sq}\tilde{\theta}_4^T\psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^*\bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{42}S_{sq}\tanh\left(\frac{S_{sq}}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{41}S_{sq}^2 \end{aligned} \quad (IV.81)$$

Où :

$$\tilde{k} = k_{22} - k_{22}^*, \quad \tilde{k}_{32} = k_{32} - k_{32}^*, \quad \tilde{k}_{42} = k_{42} - k_{42}^*, \quad \bar{\varepsilon}_{sd} = 0.2785\varepsilon_{sd}, \quad \bar{\varepsilon}_{sq} = 0.2785\varepsilon_{sq}$$

$\{\theta_i, k_{i2}^*\}, i = \overline{2,4}$ sont des paramètres inconnus, leur estimation nécessite une loi adaptative

définie par la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2\gamma\theta_2}\tilde{\theta}_2^T\tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma k_2}\tilde{k}_{22}^2 + \frac{1}{2\gamma\theta_3}\tilde{\theta}_3^T\tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\gamma k_3}\tilde{k}_{32}^2 + \frac{1}{2\gamma\theta_4}\tilde{\theta}_4^T\tilde{\theta}_4 + \frac{1}{2\gamma k_4}\tilde{k}_{42}^2 \quad (IV.82)$$

La dérivation de (IV.82) donne :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 \leq & -k_{11}S_w^2 - \frac{\sigma\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_{\varphi_r}\tilde{\theta}_2^T\varphi_2(\bar{x}_2) + \\
 & k_{22}^*\bar{\varepsilon}_1 - S_{\varphi_r}\tilde{\theta}_2^T\varphi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^*\bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22}S_{\varphi_r}\tanh\left(\frac{S_{\varphi_r}}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\
 & k_{21}S_{\varphi_r}^2 - S_{sd}\tilde{\theta}_3^T\psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^*\bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{32}S_{sd}\tanh\left(\frac{S_{sd}}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\
 & k_{31}S_{sd}^2 - S_{sq}\tilde{\theta}_4^T\psi_4(\bar{x}_4) + k_{42}^*\bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{42}S_{sq}\tanh\left(\frac{S_{sq}}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{41}S_{sq}^2
 \end{aligned} \tag{IV.83}$$

En utilisant (IV.72), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 \leq & -k_{11}S_w^2 - \frac{\sigma\theta_1}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma k_1}{2}\tilde{k}_{12}^2 - k_{21}S_{\varphi_r}^2 - \frac{\sigma\theta_2}{2}\|\tilde{\theta}_2\|^2 - \\
 & \frac{\sigma k_2}{2}\tilde{k}_{22}^2 - k_{31}S_{sd}^2 - \frac{\sigma\theta_3}{2}\|\tilde{\theta}_3\|^2 - \frac{\sigma k_3}{2}\tilde{k}_{32}^2 - k_{41}S_{sq}^2 - \\
 & \frac{\sigma\theta_4}{2}\|\tilde{\theta}_4\|^2 - \frac{\sigma k_2}{2}\tilde{k}_{42}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4
 \end{aligned} \tag{IV.84}$$

Où :

$$\begin{aligned}
 \bar{\varepsilon}_2 &= k_{22}^*\bar{\varepsilon}_{sd} + \frac{\sigma\theta_2}{2}\|\theta_2^*\|^2 + \frac{\sigma k_2}{2}k_{22}^{*2}, \varepsilon_3 = k_{32}^*\bar{\varepsilon}_{sd} + \frac{\sigma\theta_2}{2}\|\theta_3^*\|^2 + \frac{\sigma k_2}{2}k_{32}^{*2} \\
 \varepsilon_4 &= k_{42}^*\bar{\varepsilon}_{sq} + \frac{\sigma\theta_4}{2}\|\theta_4^*\|^2 + \frac{\sigma k_4}{2}k_{42}^{*2}
 \end{aligned}$$

Une forme simplifiée de (IV.84) peut être présentée comme suit :

$$\dot{V}_4 \leq -\eta V_4 + \mu \tag{IV.85}$$

$$\mu = \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4$$

$$\eta k = \min\{\sigma k_1\gamma k_1, \sigma k_2\gamma k_2, \sigma k_3\gamma k_3, \sigma k_4\gamma k_4\}$$

Si on multiplie (IV.85) par le terme exponentiel $e^{\eta t}$, on obtient [98]:

$$\frac{\partial}{\partial t}(V_4 e^{\eta t}) \leq \mu e^{\eta t} \tag{IV.86}$$

L'intégration de (IV.86) de 0 à t nous donne :

$$0 \leq V_4 \leq \frac{\mu}{\eta} + \left(V_4(0) - \frac{\mu}{\eta}\right)e^{-\eta t} \tag{IV.87}$$

μ est un paramètre choisi arbitrairement.

η est choisi en fonction des paramètres de conception.

L'intervalle borné de V_4 présenté par (IV.87) reflète la convergence exponentielle vers un ensemble résiduel qui est adapté pour les erreurs de suivi, les erreurs de suivi filtrées et les erreurs d'estimation des paramètres, on aura comme conséquence la délimitation de tous les signaux en boucle fermée [99]. Le schéma synoptique global de la commande tolérante active à base du contrôleur flou type-2 adaptatif appliqué pour la MAS est présenté dans la figure IV.16.

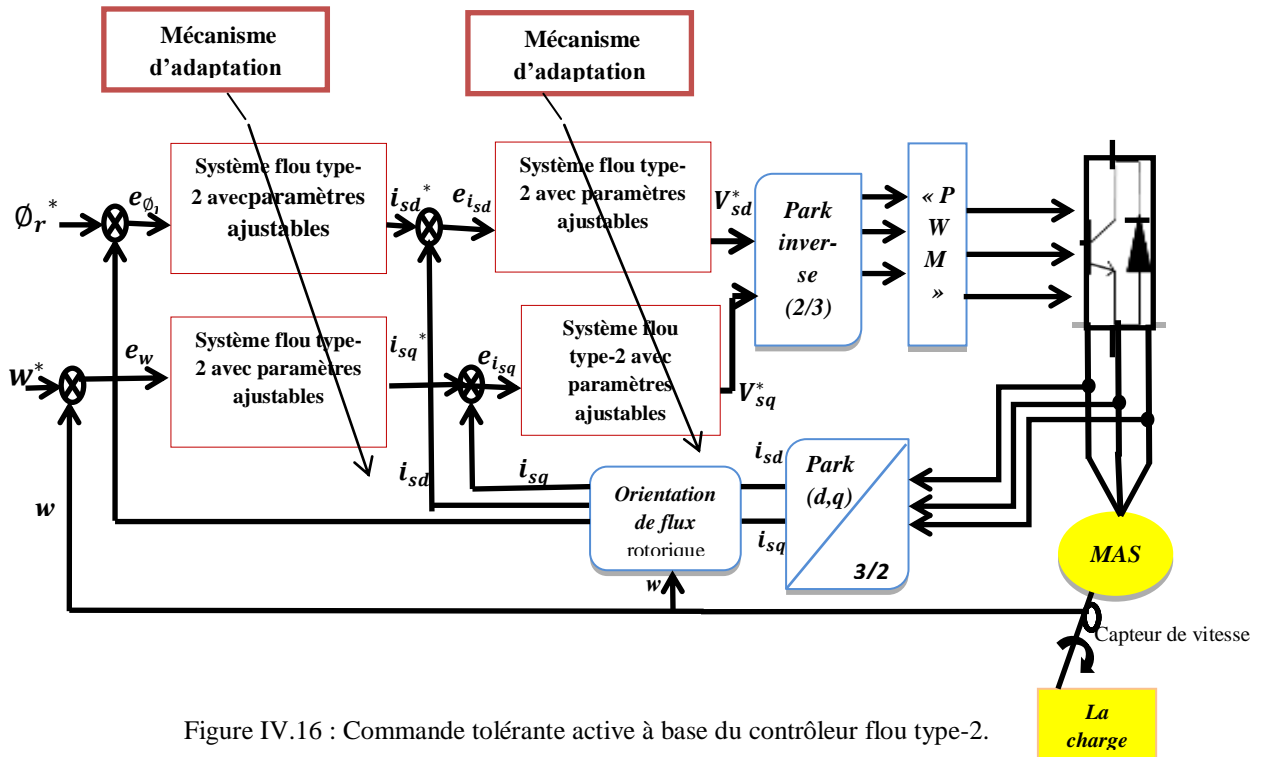
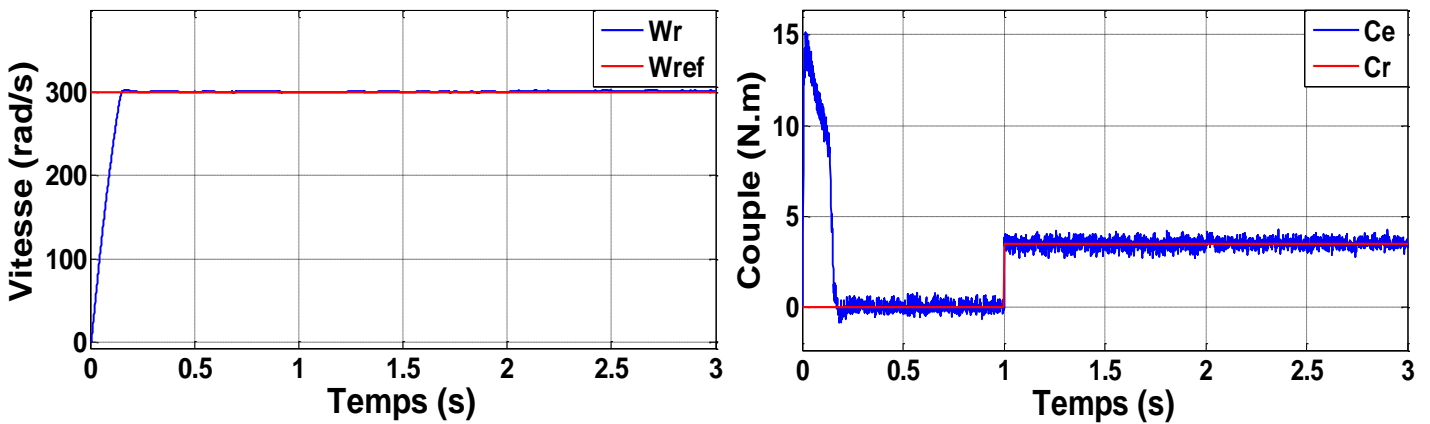


Figure IV.16 : Commande tolérante active à base du contrôleur flou type-2.

IV.3.3. Résultats de simulation



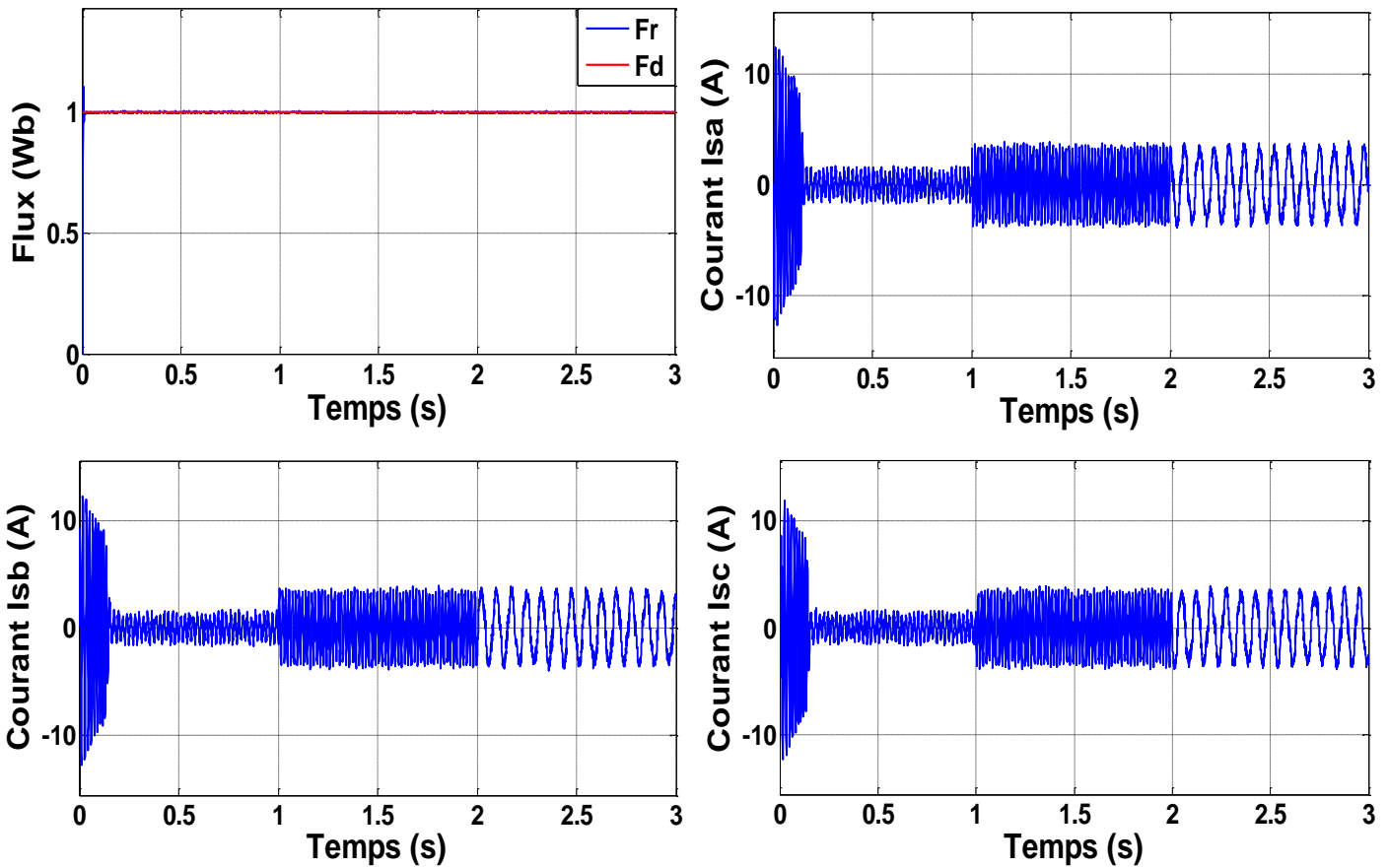


Figure IV.17. Performance d'état sain et défectueux de la commande proposée avec un défaut capteur de vitesse.

$\bar{x}_1 = [\Omega^*, \Omega]^T$, $\bar{x}_2 = [\varphi_r^*, \varphi_r]^T$, $\bar{x}_3 = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, $\bar{x}_4 = [i_{sq}, i_{sd}]^T$ sont des vecteurs représentent les entrées des systèmes d'inférences flous type-2 $\theta_i^T \Psi_i(\bar{x}_i), i = \overline{1,4}$. Pour les variables $(\Omega, \Omega^*, \varphi_r, \varphi_r^*)$ et (i_{sd}, i_{sq}) , on définit cinq fonctions d'appartenances gaussiennes de type-2 uniformément répartis sur les intervalles $[-30, 30]$ et $[-3, 3]$, respectivement. La simulation est effectuée avec la présence des perturbations externe de type gaussien ayant une variance de 0.002 et une moyenne nulle.

La machine démarre de zéro à la vitesse nominale 300 (rad/s), à l'instant $t = 2s$ la machine asynchrone est soumis à un couple de charge 3.5 (N.m) et à l'instant $t=2s$ un défaut capteur de vitesse est apparaît. D'après les figures présentées ci-dessus, Les résultats de simulation obtenus montrent les réponses de la MAS dans le cas nominal et après l'apparition de défaut, nous constatons que la vitesse et le flux suivent correctement leurs références avant

l'apparition de défaut, ce qui montre que la commande proposée permet de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références et de rejeter l'effet du couple de charge. Il est clair qu'après l'apparition du défaut capteur de vitesse, une légère perturbation dans les trajectoires de courant et du couple tandis que pour la vitesse et le flux une très bonne réponse est présentée. Ce qui montre que l'effet de défaut est bien toléré par la commande flou type-2 adaptative.

IV.4.Conclusion

Les réseaux de neurones (*RNA*) peuvent être utilisés pour des approches de commande des machines à induction, et la commande tolérante est l'une des recherches industrielles les plus intéressantes, pour tolérer un défaut, et même réduire les coûts de traitement des défauts, ainsi que pour maintenir l'opération malgré l'apparition de défauts. Ce chapitre présente deux méthodes de commande tolérante la première consiste en la synthèse d'une commande robuste en utilisant la technique robuste de backstepping basée sur le réseau de neurones, Nous pouvons remarquer que le *RNA* mis en œuvre a généré le terme additif approprié, conformément au filtre de Kalman étendue. Cette commande permet de forcer le flux et la vitesse à suivre leurs références en présence de défauts. L'efficacité de la commande FTC proposée est montrée et représentée par les résultats obtenus qui montrent une nette amélioration des performances du MAS. On peut dire que la commande par *RNA* n'est pas juste une extension, mais c'est une amélioration de la commande proposée dans le cadre de simulation. On peut conclure que la technique proposée a la capacité de compenser l'effet des deux types de défaut qui affectent la MAS et l'onduleur, mais elle présente une insuffisance quand le système est affecté par un défaut capteur. Ceci nous a amené à appliquer de nouvelles lois de commandes tolérantes aux défauts, qu'ont abordé dans la deuxième partie du chapitre. La commande repose sur un contrôleur flou type-2 adaptatif dans le but précis est de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité lors de l'occurrence de

certains défauts comme le défaut capteur. Ce qui a permis de juger que cette commande présente une forte robustesse en présence des défauts.

Enfin, dans le même contexte de la commande tolérante, le cinquième chapitre sera consacré à la commande tolérante de la machine asynchrone par des capteurs intelligents basés sur le principe de la conversion d'énergie

CHAPITRE V

***COMMANDE TOLERANTE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE EN UTILISANT
DES CAPTEURS INTELLIGENTS BASES
SUR LE PRINCIPE DE LA CONVERSION
D'ENERGIE***

V.1. Introduction

Les machines asynchrone peuvent subir de nombreuses pannes. Ils peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques [100]. Plusieurs études récentes ont montré que les défauts de bobinage du stator sont les seconds après les défauts de palier dans l'incidence des occurrences dans les MI. Par conséquent, un système de contrôle devient nécessaire pour augmenter la disponibilité et la durée de vie des machines. Une nouvelle application est présentée pour la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone basé sur l'utilisation du capteur intelligent magnétostrictif pour la récupération d'énergie perdue lorsqu'un défaut apparaît, cette méthode a montré une simplicité d'usage et une grande précision. Les matériaux magnétostrictifs ont des propriétés intéressantes par rapport aux matériaux inorganiques. Ils sont légers, peu coûteux, pliables. Un modèle triphasé défectueux de la machine asynchrone a été utilisé pour tester le système de contrôle proposé. La tension de sortie du capteur intelligent ou adaptatif du type magnétostrictif dépend de la variation de la vibration de la machine en présence de défaut. Pour surmonter ce problème, il faut effectuer un dimensionnement adéquat et exploiter la tension générée du transducteur magnétostrictif. La méthode proposée est basée sur le principe de la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique pour générer un terme additif qu'on ajoute à la commande backstepping. Un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator apparaît lors d'un défaut quelconque, la conséquence est la naissance des bruits dont leur valeurs dépendent du degré de sévérité du défaut, On place le capteur ou bien le générateur d'énergie vibratoire qui est à base de deux matériaux : le magnétostrictive pour générer du stress et le piézoélectrique pour générer de l'énergie électrique. Le contenu de la tension induite peut être exploité pour compenser les différents types de défauts. Cette méthode montre une amélioration des performances de la commande backstepping pour maintenir le fonctionnement normal de la machine. Les résultats de simulation obtenus ont démontré que la commande proposée était capable de gérer efficacement différents types de défauts du système.

V.2. La magnétostriction

Les matériaux magnétostrictifs sont des matériaux qui couplent le domaine mécanique au domaine magnétique. La figure (V.1) illustre le principe de récupération d'énergie vibratoire par magnétostriction. Un mouvement vibratoire engendre une variation de la contrainte T et de la déformation S au sein du matériau magnétostrictif. Afin d'augmenter le couplage du matériau, on excite celui-ci par une excitation magnétique H , cette excitation peut provenir

d'une bobine ou d'aimants permanents. La variation de l'état mécanique du matériau magnétostrictif aboutit, via le couplage mécano-magnétique, en une variation de la magnétisation M du matériau. On peut alors convertir cette variation de magnétisation en tension électrique V par le biais d'une bobine entourant le barreau magnétostrictif [101].

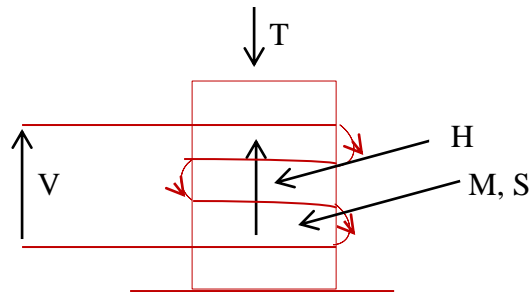


Figure V.1. Principe de fonctionnement d'un générateur magnétostrictif

V.3. Analyse sur la transduction mécano-magnétoélectrique

Le modèle du système est illustré sur la figure (V.2) [102], où z_f est le déplacement vertical d'élément vibrant (arbre tournant) ; z est le déplacement vertical de la masse par rapport à l'élément vibrant ; b_m est le coefficient d'amortissement mécanique ; m est la masse du circuit magnétique ; $F_m(z)$ est la force magnétique du circuit magnétique ; et $k = 3EI/L^3$ est la rigidité équivalente du cantilever, où L , E et I sont respectivement la longueur, le module d'élasticité et le moment d'inertie du cantilever.

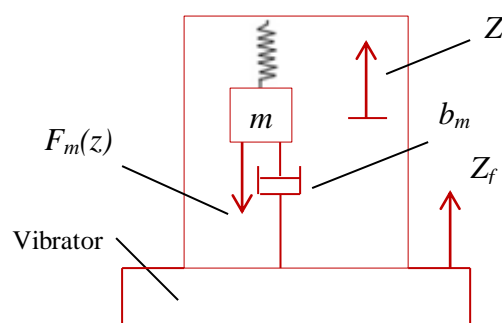


Figure V.2 : Modèle mécanique équivalent

Vu que la distribution du champ magnétique de l'entrefer n'est pas uniforme, la force magnétique du circuit magnétique, $F_m(z)$ est non linéaire, et peut être exprimé comme suit :
La figure (V.2) présente un système vibratoire typique utilisable pour présenter le comportement vibratoire d'un arbre tournant d'une machine asynchrone :

$$F_m(z) = \sum_{j=0}^J a_j z^j \quad (\text{V.1})$$

Où a_j sont des constantes. Pour une excitation sinusoïdale $\ddot{z}_f = -A \cos(\omega t + \theta)$, où \ddot{z}_f est l'accélération d'entrée; A est l'amplitude d'accélération d'entrée; et ω et θ sont la fréquence angulaire et l'angle du système (dans notre cas l'arbre tournant de la machine asynchrone); l'équation dynamique du mouvement d'un arbre tournant régissant ce capteur peut être déterminée à partir de la deuxième loi de Newton

$$m\ddot{z} + b_m \dot{z} + kz + \sum_{j=1}^J a_j z^j = m.A.\cos(\omega t + \theta) \quad (\text{V.2})$$

Equation (2) montre que la vibration de la structure est non linéaire. Car J n'est pas supérieur à 5 dans de nombreux systèmes non linéaires [103], donc il convient au système proposé, l'équation dynamique peut être représentée comme suit :

$$m\ddot{z} + b_m \dot{z} + (k + a_1)z + (a_5 z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2) = m.A.\cos(\omega t + \theta) \quad (\text{V.3})$$

Equation (3) peut être réécrite comme suit :

$$\ddot{z} + 2\xi\omega_0 \dot{z} + \omega_0^2 z + \frac{1}{m}(a_5 z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2) = A.\cos(\omega t + \theta) \quad (\text{V.4})$$

Où: $\omega_0 = \sqrt{(k + a_1)/m}$ et $\xi = b_m/2\sqrt{(k + a_1)m}$. Ensuite, plusieurs termes de l'équation (V.4) sont réorganisés pour faciliter l'analyse non linéaire comme suit:

$$\ddot{z} + 2\varepsilon\xi_1\omega_0 \dot{z} + \omega_0^2 z + \varepsilon \frac{\omega_0^2}{m}(a_5 z^5 + a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2) = \varepsilon A \omega_0^2 \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{V.5})$$

Où : $\varepsilon = 1/\omega_0^2$ est un petit paramètre positif, et $\xi_1 = \xi\omega_0^2$

Equation (5) peut être résolue comme suit :

$$z(t) = \beta \cos \omega t + \frac{a_2 \beta^2 + a_4 \beta^4}{6m\omega_0^2} \cos 2\omega t + \frac{4a_3 \beta^3 + 5a_5 \beta^5}{128m\omega_0^2} \cos 3\omega t + \frac{a_4 \beta^4}{120m\omega_0^2} \cos 4\omega t + \frac{a_5 \beta^5}{384m\omega_0^2} \cos 5\omega t \quad (\text{V.6})$$

Où β est résolu par l'équation suivante :

$$(2\xi_1\beta)^2 + \left(\frac{6a_3\beta^3 + 5a_5\beta^5}{8m}\right)^2 = A^2 \quad (\text{V.7})$$

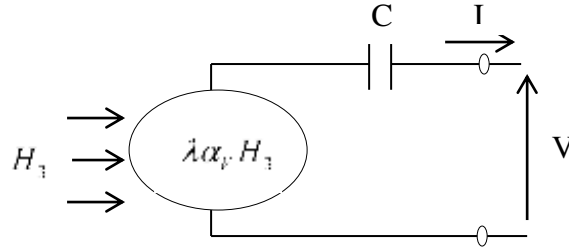


Figure V.3. Circuit équivalent du transducteur magnéto-électrique ME

Un matériau magnétostrictif est composé de circuits magnétiques, appelés aussi dipôles magnétiques, qui s'orientent différemment suivant le champ magnétique où la contrainte est appliquée. La variation du champ magnétique provoque des couches magnétostrictives pour générer du stress. Le stress est ensuite transmis à la couche piézoélectrique, qui génère de l'énergie électrique [104].

Lorsque on excite le transducteur ME un champ magnétique induit $B(z)$ qui a un effet immédiat sur la sortie du transducteur ME :

$$B(z) = f(z) \quad (\text{V.8})$$

Où $f(z)$ est une fonction arbitraire.

Selon l'équation (6), la relation entre $B(z)$ et $B(t)$, peut être obtenue comme suit :

$$B(t) = f(z(t)) \quad (\text{V.9})$$

$B(t)$ se compose du champ magnétique statique et alternatif. Le champ magnétique statique est considéré comme un champ magnétique de polarisation, et le champ magnétique alternatif $\tilde{B}(t)$ provoque le transducteur ME à produire une tension de sortie. Du fait que la vibration du système est non linéaire. B_3 , peut être déterminée par :

$$B_3 = \frac{1}{T} \int_0^T \tilde{B}(t) dt \quad (\text{V.10})$$

Où T est le période de $\tilde{B}(t)$:

Comme le montre la figure (V.3) Dans le circuit équivalent, H_3 est le champ magnétique d'excitation; I est le courant électrique; λ est le facteur d'ajustement qui ajuste le coefficient de tension ME théoriquement, R_L est la résistance de charge, α_V est le coefficient de tension de ME, et $\alpha_V = \partial V_{ME} / \partial H_3$, avec V_{ME} la tension ME induite; C est la capacité équivalente du transducteur ME; et α_V et C sont :

$$\alpha_V = \frac{\partial V_{ME}}{\partial H_3} = \frac{n(1-n)t_C d_{33,m} d_{31,p}}{\epsilon_{33} \left[n(1-k_{31}^2) s_{11}^E + (1-n) s_{33}^H \right]} \quad (V.11)$$

$$C = \frac{wl \epsilon_{33} \left[n(1-k_{31}^2) s_{11}^E + (1-n) s_{33}^H \right]}{t_c (1-n) \left[n s_{11}^E + (1-n) s_{33}^H \right]} \quad (V.12)$$

Où $n = 2t_m / t_C$; $t_C = t_m + t_p$; t_m et t_p sont les épaisseurs des couches piézoélectriques et magnétostrictives, respectivement; t_C est l'épaisseur totale du transducteur; w et l sont la largeur et la longueur du transducteur, respectivement; s_{33}^H et $d_{33,m}$ sont la souplesse élastique piézomagnétique longitudinale à la constante H et la constante piézomagnétique, respectivement ; s_{11}^E , $d_{31,p}$, ϵ_{33} , et k_{31} sont la souplesse élastique piézoélectrique à constante D, le coefficient piézoélectrique, le tenseur de permittivité et le coefficient de couplage électromécanique piézoélectrique, respectivement.

Comme illustre la figure (V.3), nous obtenons une tension V de :

$$V = \lambda \alpha_V H_3 = \frac{\lambda \alpha_V \beta_3}{\mu_0} \quad (V.13)$$

En remplaçant l'équation (V.10) dans l'équation (V.13) pour obtenir la tension $v(t)$:

$$v(t) = \frac{\lambda \alpha_V B(t)}{\mu_0} \quad (V.14)$$

La tension générée permet de donner une forme adéquate à l'erreur pour calculer la commande additionnelle U_{ad} . L'objectif est alors de calculer un terme U_{ad} à rajouter à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts. La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$U = \begin{bmatrix} U_{dnom} \\ U_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{dad} \\ U_{qad} \end{bmatrix} \quad (V.15)$$

Principalement le courant est le plus représentatif des défauts (ses allures varient considérablement en cas d'apparition d'un défaut). Donc on peut calculer le courant résiduel comme suit:

$$I_{add} = \frac{ML_r}{j} \int \frac{-\gamma}{SL_s} \left(\left[(I_{ds} - I_{ds-ref}) I_{ds-ref} \right] + \left[(I_{qs} - I_{qs-ref}) I_{qs-ref} \right] \right) \quad (V.16)$$

Nous pouvons alors déduire l'expression des termes U_{dad} et U_{qad} comme suit:

$$\begin{cases} U_{dad} = V_m (I_{add} / e_{i_{sd}}) \\ U_{qad} = V_m (I_{add} / e_{i_{sq}}) \end{cases} \quad (V.17)$$

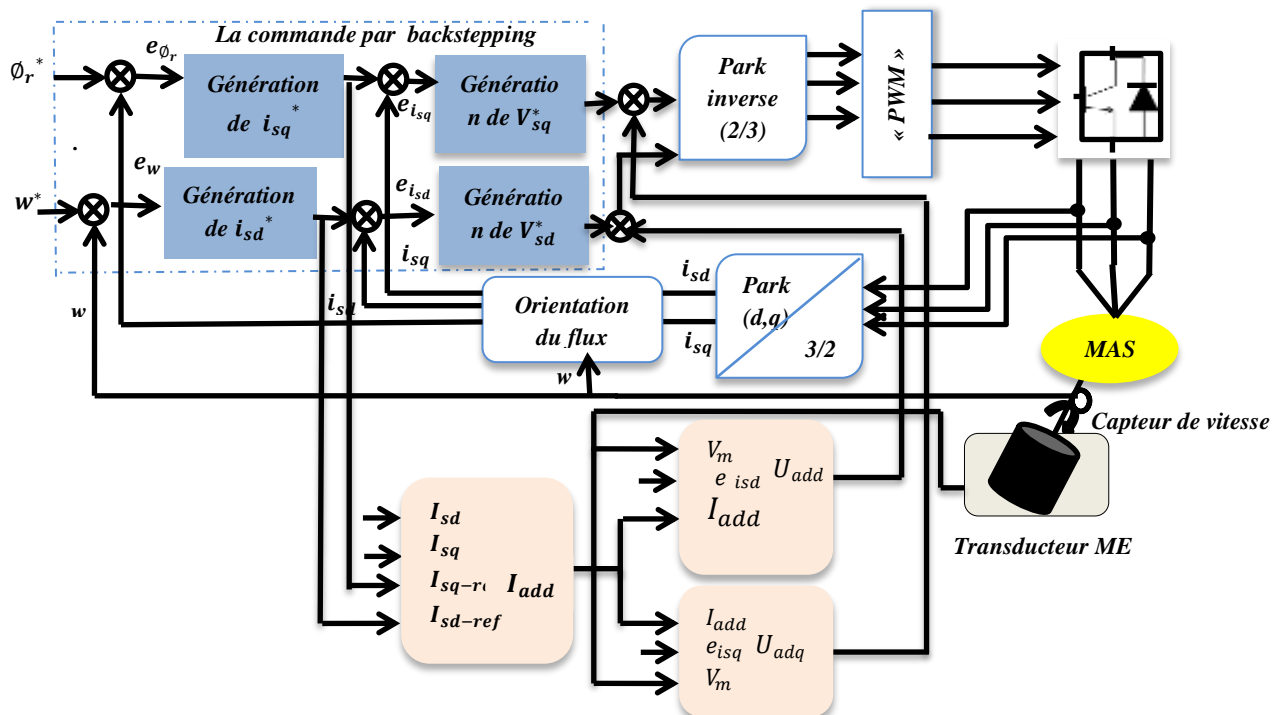
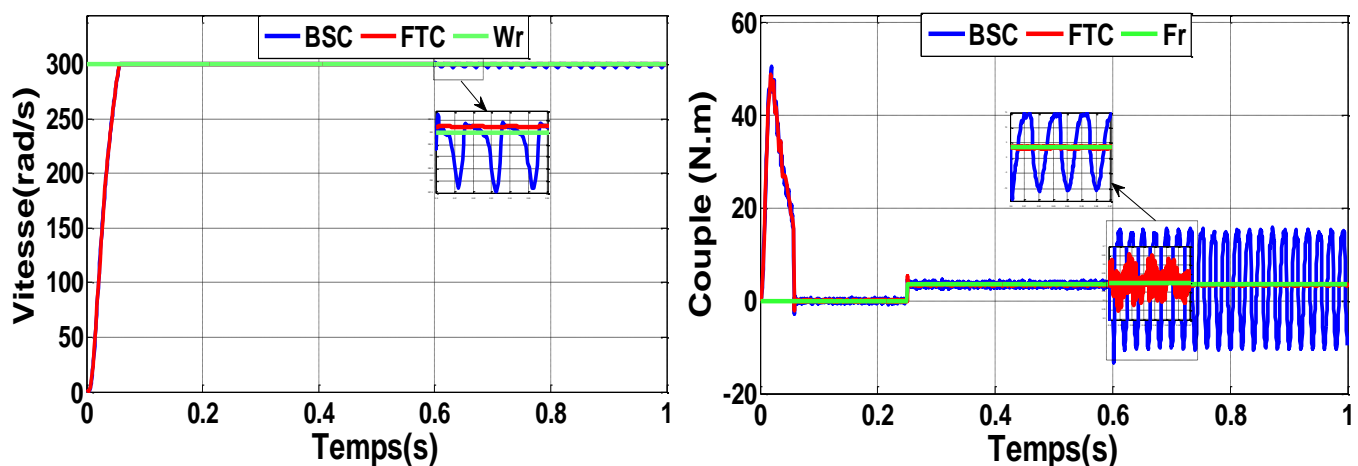


Figure V.5. Emplacement du transducteur ME dans la machine asynchrone.

V.4. Résultats de simulation

Dans cette section, des simulations ont été effectuées pour valider l'efficacité de la FTC proposée par rapport au BSC qui a été appliqué à la MAS dans le mode de fonctionnement sain et défectueux, comme indiqué sur la Figure (V.6). Le système de commande a été simulé en utilisant l'environnement MATLAB / SIMULINK. La machine démarre en fonctionnement équilibré. La charge est appliquée à $t = 0,25$ s avec une valeur de 3,5 N.m puis un défaut capteur de vitesse à $t = 0,6$ s. Les résultats de simulation obtenus montrent les réponses de la MAS dans le cas nominal et après l'apparition de défaut à $t=0.6$ s. En termes de suivi de trajectoires, nous constatons que la vitesse et le flux suivent correctement leurs références pour les deux lois de commande. En terme de rejet de perturbation, nous constatons pour la commande FTC que le couple est bien rejeté avec l'apparition de faibles broutements (Chattering), une légère déformation est remarquée pour les courbes des flux F_{rabc} avec la commande backstepping contrairement à la commande proposée, la déformation est bien tolérée. Des réponses très satisfaisantes pour la vitesse et le flux, les impacts de défaut presque n'ont pas d'influence sur ses valeurs par rapport à la commande backstepping. Le signal de courant ne dépasse pas la valeur nominal avec une diminution remarquable avec la commande proposée par rapport à la commande BSC ce qui exprime la compensation de l'effet du défaut.



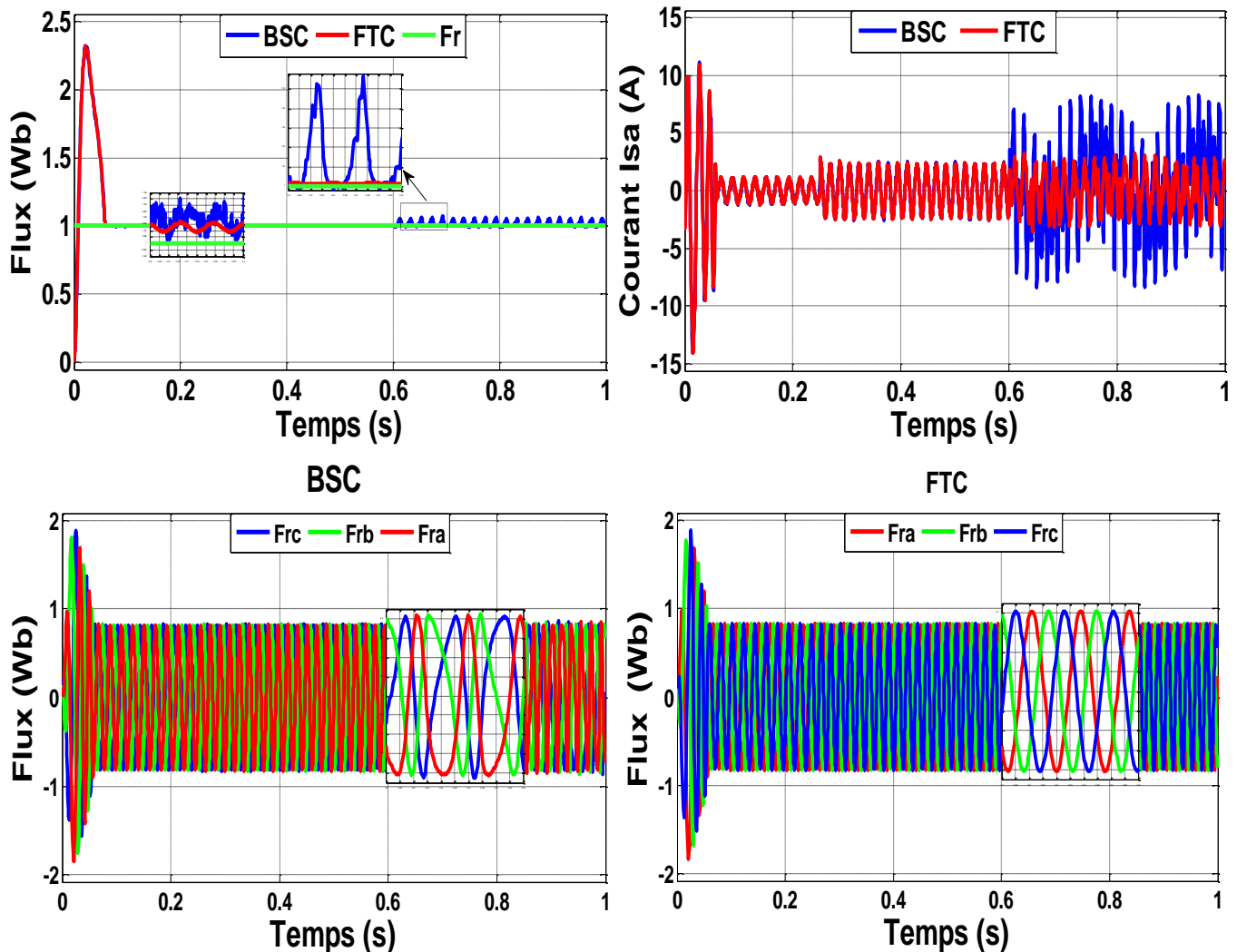


Fig.V.6. Performance du pré-défaut et après défaut de la commande tolérante proposée et de la commande backstepping pour une MAS avec un défaut de capteur de vitesse.

V.5. Conclusion

La tolérance aux pannes gagne un intérêt comme moyen d'augmenter la fiabilité, la disponibilité et le fonctionnement continu des systèmes électromécaniques. Un contrôle à tolérance de pannes se caractérise par sa capacité à maintenir ou à retrouver des performances de contrôle dans des modes dégradés. Ce chapitre présente une nouvelle méthode de commande tolérante aux pannes basée sur le principe de la conversion d'énergie qui est assurée par des capteurs intelligents du type magnétostrictif qui a été étudiée et appliquée au moteur à induction en présence de pannes. L'efficacité de commande proposée est attestée et représentée par les résultats obtenus qui montrent une nette amélioration des performances de MAS même en présence de défaut capteur, plus précisément pour la réduction des fluctuations des courants statoriques et du couple.

Conclusion générale

Conclusion général

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement dégradé, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande, dont L'objectif principal de cette thèse est de synthétiser une approche robuste pour une commande efficace de la MAS.

Le travail effectué dans cette thèse concerne le développement d'une stratégie de commande tolérante aux défauts pour les systèmes non linéaires à base d'un réseau de neurone artificiel et via la technique de backstepping. L'objectif du travail présenté était le développement d'une approche capable de prendre en charge le problème de poursuite de fonctionnement lors de l'apparition des défauts, et d'accommoder automatiquement l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominaux du système. La conséquence est d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé. Nous nous sommes particulièrement intéressés pour la première commande proposée à l'utilisation d'un filtre de kalman étendu et de réseau de neurones artificiels. Ces outils sont utilisés généralement pour la détection et l'estimation des défauts, et à l'intégration d'un capteur intelligent qui est basé principalement sur la variation de vibration de machine en présence des défauts.

Dans ce travail, nous commençons par la présentation de la modélisation de machine à induction, en prenant en compte les défauts statoriques de la machine à induction. Il est basé sur la théorie du couplage électromagnétique des circuits électriques. En fait, pour la modélisation des défauts fixes comme le court-circuit entre spires de la même phase, nous introduisons uniquement dans la matrice les coefficients de résistance, d'inductance du stator et d'inductance mutuelle stator-rotor. Ces coefficients tiennent compte du nombre de spire en court-circuit déduit du nombre total des spires dans la même phase; De cette façon, nous obtenons le nombre des spires utiles.

Actuellement, les machines asynchrones sont devenues l'outil de conversion électromécanique le plus dominant dans l'industrie. Ces machines peuvent subir de nombreuses défaillances. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Le court-circuit de spires est considéré comme le défaut le plus fréquent au stator. Dans le premier chapitre, on a proposée l'utilisation de la technique du Backstepping, qui est une méthode de commande récursive et qui représente un outil pour l'étude de la stabilité dynamique. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment et qui assure la stabilité du système sain, et capable de compenser certains types de défauts tel que les défauts de faible degré de gravité. Et pour montrer la robustesse de cette commande on a fait une comparaison avec un autre type de commande qui est la commande DTC, et les résultats de simulation obtenue illustrent très bien les performances de chaque type de commande en régime normal et en présence de défaut de court-circuit entre spires de la même phase. On peut conclure que malgré la commande DTC et la BSC ont une technique et des structures de commande différentes, le moteur a le même comportement lors du processus de contrôle.

On termine par trois lois de commande tolérante proposée, la première et la deuxième loi était présentée dans le quatrième chapitre, commençant par le premier qui était à base d'un réseau de neurones et via la commande backstepping, en utilisant un certain calcul passant par un filtre de Kalman étendu, ce réseau de neurones est un perceptron à quatre couches, qui tente à minimiser l'erreur induit par le défaut. La troisième est une technique de commande tolérante active basée sur l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle (commande adaptative, les systèmes flous) permettant de s'accommoder automatiquement l'effet de défaut capteur de vitesse tout en étant capable de maintenir le fonctionnement nominal, le principe de cette technique est basé sur le contrôleur flou type-2 qui consiste à approximer les non-linéarités locales de chaque sous-système tandis que les lois adaptatives ajustent en temps réel les paramètres

flous en respectant la stabilité et la convergence du système selon la théorie de Lyapunov et cela jusqu'à ce que les performances de suivi souhaitées soient atteintes. La troisième a été présentée dans le cinquième chapitre basé sur le Principe de la conversion d'énergie en utilisant un transducteur magnetostrictif, Les caractéristiques de fonctionnement des techniques proposées sont comparées à celles du commande backstepping et son efficacité est montrée dans diverses conditions de fonctionnement. L'objectif principal d'un système toléré est de récupérer les performances dysfonctionnelles proches de celles de fonctionnement normal. Les résultats de la simulation sont testés dans l'environnement matlab / simulink afin d'illustrer les performances de la technique proposée.

On peut citer comme perspective:

- La mise en œuvre expérimentale des différentes lois de commande présentées,
- Généraliser l'étude sur d'autres types de défauts de la machine asynchrone à savoir les défauts rotoriques.
- l'intégration des capteurs intelligents dans les machines asynchrones pour le diagnostic et la détection des défauts

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] R.M. Tallam, T.G. Habetler et R.G. Harley, "Stator Winding Turn Fault Detection for Closed-Loop Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp.720-724, June. 2003.
- [2] B. Omar, T. Mohamed, B. Mohamed et D. Demba, "Sur la commande tolérante aux défauts des machines asynchrones," *European Journal of Electrical Engineering*, vol.15, no. 6, pp.633-658, 2012.
- [3] G. M. Joksimovic, et J. Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [4] G. Amal, B. Hanen, P. Remus, S. Anis, R. Raphael, M. Mohamed, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 532-340, August. 2017.
- [5] D. Kastha et B. K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp.1028–1038, Jul/Aug. 1994.
- [6] M. R. Ubale, R. B. Dhumale et S. D. Lokhande, "Open Switch Fault Diagnosis In Three Phase Inverter Using Diagnostic Variable Method," *International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 02, no.12, pp. 636-641, Dec. 2013.
- [7] J. K. Young et L. Kyo-Beum, "Fault Diagnosis of a Voltage-Fed PWM Inverter for a Three-parallel Power Conversion System in a Wind Turbine," *Journal of Power Electronics*, vol.10, no. 6, pp.686- 693, November. 2010.
- [8] M. Achbi, "Commande tolérante aux défauts en utilisant les réseaux de neurones artificiels et les systèmes d'inférence floue", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider Biskra ,2012.
- [9] S. M. Jung, J. S. Park, H. S. Kim, H. W. Kim, et M. J. Youn, "Simple switch open fault detection method of voltage source inverter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, USA, pp. 3175-3181, 2009.
- [10] A.M.S. Mendes, A.J. Marques Cardoso, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current Park's vector approach," in *Pro. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Seattle, WA, USA, USA, pp.704-706, May. 1999.
- [11] J. Listwan, K. Pienkowski, Field-oriented control of five-phase induction motor with open-end stator winding, *Archiv. Electr. Eng.* 65 (03) (2016) 395–410.
- [12] R. Sundram, B.J. Auzani, L. V. R. Logan Raj, A. S. Mohamed and A.K. Kasrul, "Improved performance of DTC for 5-phase induction machine using open-end topology," in: *Energy Conversion (CENCON)*, IEEE Conference on. Johor Bahru, Malaysia, Dec. 2014.
- [13] M. Naidu, S. Gopalakrishnan et T.W. Nehl, "Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-ByWire Systems," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.46, no.2, pp.841-848, March/april.2010.
- [14] A.M. El-Refaie, "Fault-tolerant permanent magnet machines: a review," *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 1, pp.59-74, January. 2011.
- [15] Niemann H. and Stoustrup J. :« Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum - a case study », *Control Engineering Practice*, Vol. 13, pp. 1047–1059, 2005.
- [16] Z. Gilles, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels complexes," *Technique de l'ingénieur, traite informatique industrielle*, 9-1999.

- [17] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", thèse de doctorat, Université Nancy 1, France, 2004.
- [18] M.R. Zemouri, "Contribution à la surveillance des systèmes de production », thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2003.
- [19] H. Khebbache, "Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application : Système UAV de type Quadrirotor", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif upas (Algérie), 2012.
- [20] A.H. Bonnet, G.c. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. 2, No. 4, July/Aug, pp. 921-937,1992.
- [21] C. Pelissou, Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse - Transitions des modes de commande et de MLI, Thèse de doctorat de L'INP de Grenoble, 3 Juillet 1996.
- [22] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry", EPE'95 Conference Proc, Sevilla (Spain), Vol. 1, pp. 921-937,1995.
- [23] D.D. Moerder, N. Halyo, J.R. Broussard, and A.K. Caglayan, "Application of precompiled control laws in a reconfigurable aircraft flight control system", Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol. 12, no. 3, pp. 325–333,1989.
- [24] Electric Power Research Institute, " Improved motors for utility applications", final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, 1982.
- [25] J. P. Caron et J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technique, Paris, 1995.
- [26] Y. Zhang, and Jiang. J, "Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control systems", Annual Reviews in Control, pp. 229–252, 2008.
- [27] B. Boussaid, "Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2011.
- [28] B. Jiang, H. Yang, and V. Cocquempot, "Results and perspectives on fault tolerant control for a class of hybrid systems", International Journal of Control, vol. 84, no. 2, pp. 396–411, 2011.
- [29] G.C. Jose Fermi, "Estimation de l'attitude et commande bornée en attitude d'un corps rigide : application à un mini hélicoptère A Quatre Rotors ", Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier - Grenoble I, 2008.
- [30] Y. Zhang, J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems", Annual Reviews in Control, vol. 32, pp. 229-252, 2008.
- [31] B. Jiang, H. Yang, and V. Cocquempot, "Results and perspectives on fault tolerant control for a class of hybrid systems ", International Journal of Control, vol. 84, no. 2, pp. 396–411, 2011.
- [32] B.M. gonzalez-contreras « Contribution à la tolérance aux défauts des systèmes linéaires : synthèse de méthodes d'accommodation fondée sur l'information du second ordre», Thèse de doctorat, Ecole doctorale IAEM Lorraine Nancy, 2009.
- [33] H. jamouli: « Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2003.
- [34] P.E.dumont, « Tolérance active aux fautes des systèmes d'instrumentation», Thèse de doctorat, Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur de Lille, 2005.
- [35] G.Y.huang and R.F.stengel, « Restructurable control using proportional-integral implicate model-following», Journal of Guidance, Control, and Dynamics, VOL 13, NO. 6, pp 303-309, 1990.

- [36] W.D.morse and K.A.ossman, « Model-following reconfigurable flight control system for the AFTI/F-16», *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, VOL 13, NO. 2, pp 969-976, 1990.
- [37] H. jamouli: « Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2003.
- [38] Ahmed Hafaifa, Ahmed Zohair Djeddi and Attia Daoudi, Fault detection and isolation in industrial control valve based on artificial neural networks diagnosis. *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, 2013, vol. 15, no. 3, pp. 61-69.
- [39] Ahmed S., Shakev N., Topalov A. V., Shiev K. and Kaynak O., Sliding mode incremental learning algorithm for interval type-2 Takagi-Sugeno-Kang fuzzy neural networks. *Evolving Systems*, 2012, vol. 3, pp. 179-188.
- [40] Sina Tayarani-Bathaie S., Khorasani K., Fault detection and isolation of gas turbine engines using a bank of neural networks. *Journal of Process Control*, 2015, vol. 36, pp. 22-41.
- [41] K. Makara, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents", Thèse Doctorat de L'université de Toulouse 2009.
- [42] S.E rezgui, "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel Application à la machine asynchrone: Commande vectorielle sans capteurs mécaniques Svpwm, mode glissant, mras ", Mémoire de Magister, faculté des sciences, Université de Constantine, 2009.
- [43] M. Chanes, " Observation et Commande de la machine asynchrone sans capteur de mécanique", thèse de doctorat, université de Nantes, 2005.
- [44] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 2004.
- [45] D.E Khodja et A. Kheldoun, "Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults", *International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering*, vol. 3, no. 4, 2009.
- [46] E.S. Hamdi, " Contribution au Diagnostic d'une Machine Asynchrone Triphasée à Cage", Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2006.
- [47] P. E. Rosendo, " Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire ", Thèse Doctorat, l'INPT Toulouse, 2002.
- [48] B. Vaseghi, "contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires: modélisation - Réduction du courant de défaut", Thèse de doctorat, Nancy Université, 2009.
- [49] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de Doctorat, Nancy université, 2004.
- [50] K. Wonhee, C. Xu, L. Youngwoo , C.C. Chung , T. Masayoshi, "Discrete-time nonlinear damping backstepping control with observers for rejection of low and high frequency disturbances", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 104, pp. 436-448, 2018.
- [51] P. Farzin, M. Mansoorzadeh, S. Zare, F. Shahryarzadeh, and M. Akbari. "Artificial tune of fuel ratio: design a novel siso fuzzy backstepping adaptive variable structure control", *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 3, pp. 171-185, 2013.
- [52] C. Weisheng, S.G.Shuzhi, W. Jian, and G. Maoguo. "Globally stable adaptive backstepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori", *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 26, pp. 1842-1854, 2015.

- [53] S. Tong, C. Li, and Y. Li. "Fuzzy adaptive observer backstepping control for MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 160, pp. 2755-2775, 2009.
- [54] S. Dwari, and L. Parsa. "Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back emf", *IEEE Trans, Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 476-485, 2011.
- [55] K.D. Hoang, Y. Ren, Z.Q. Zhu and M. Foster. "Modified switchingtable strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives", *IET Electric Power Appl*, vol. 9, no. 1, pp. 10-19, 2015.
- [56] D. Kumar, I. Thakur, and K. Gupta, "Direct torque control for induction motor using intelligent artificial neural network technique", *International Journal of Emerging Trends & Tecknology in Computer Science IJETTCS*, vol.3, pp. 2278-6856, 2014.
- [57] D. Roye, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC", *HERMES Science Europe Ltd*, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, vol.1, pp. 81 -132, 2000.
- [58] W. Leonhard, "Control of Induction Drivers", Springer, Verlag 2nd edition, 1996.
- [59] H. Khebbache, "Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application : Système UAV de type Quadri rotor", *Mémoire de Magister, Université de Ferhat Abbas de Sétif*, 2012.
- [60] A. E. Benaskeur, "Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non-liéaires", *Thèse Doctorat, Université du Laval*, 2000.
- [61] H. Khebbache, "Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application: Système UAV de type Quadrirotor", *Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif*, 2012.
- [62] H.Yanyour, J.Saadi, A.Khoumsi, "Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC)", *6^e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06*, Maroc, 2006.
- [63] V. Chitra, S. Prabhakar, "Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic Controller", *Proceedings of world academy of science, Engineering and technology*, vol.17, 2006.
- [64] C. Ali, R. Nedjmeddine, G. Hassen, "Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS", *Mémoire de Magister, Université de Setif*, 2009.
- [65] H. Terrafi, "Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux", *Mémoire magister, Université de M'sila*, 2015.
- [66] H. Merouane, "Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé", *thèse doctorat, Institut national des sciences appliqués de Lyon*, 2007.
- [67] S. Arezki, "Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux", *Mémoire de Magister, Université de Boumerdès*, 2009.
- [68] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, G. Cirrincione, "A new direct torque control strategy for the minimization of common mode emissions", *Industry applications, IEEE transactions*, vol. 42, pp. 504-517, 2006.
- [69] L. Bouras, "contrôle direct du couple base sur la modulation vectorielle avec régulateurs à hystérésis appliqué à la machine à induction", *IEEE int confé pcse 05, oum el bouaghi*, 2005.
- [70] R. Toufouti, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone", *thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine*, 2008.

- [71] N. Leboeuf, ‘‘contribution à l’étude des machines synchrones a aimants permanents en présence de défauts inter-spires modélisation détection de défauts inter-spires’’, thèse de Doctorat, université de lorraine, 2012.
- [72] F. Morand, ‘‘Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones’’, Thèse doctorat école doctorale de Lyon, 2005.
- [73] H. R. Keyhani, M. R. Zoghadri, A. Homafar, ‘‘An extended and improved discrete space vector modulation directed torque control for induction motors’’, IEEE, power conference, pp 3414- 3420, 2004.
- [74] X. Ma, Y. Gui, ‘‘Extended Kalman filter for speed sensor -less DTC based on DSP’’, IEEE, Dep of automation engineering, 2001.
- [75] B. Akin, ‘‘state estimation technique for speed senseless filed oriented control of induction motor’’, Thesis of master, The department of electrical and electronic engineering The middle east technical university August, 2003.
- [76] E. Sedda, ‘‘Estimation en ligne de l’état des paramètres d’une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman’’, Thèse de doctorat de l’université de Paris6, France, 1998.
- [77] O. Nerrand, P. Roussel-Ragot, L. Personnaz, and G. Dreyfus, ‘‘Neural Networks and Non-linear Adaptive Filtering: Unifying Concepts and New Algorithms’’, Neural Computation, vol. 5, pp. 165-199, 1993.
- [78] J.François Jodouin. ‘‘les reseaux de neurones : principes et définitions’’, Hermès, Paris, 1994.
- [79] A. Mohamed Yessin, ‘‘mise en œuvre de reseaux de neurones pour la modelisation de cinétiques reactionnelles en vue de la transposition batch/continu’’, thèse doctorat, Sfax, Tunisie) DEA Procédés et Matériaux (ENSCI, Limoges), 2007.
- [80] J. Ben Ali, N. Fnaiech, L. Saidi, B. Chebel-Morello, F. Fnaiech, ‘‘ Application of empirical mode decomposition and artificial neural network for automatic bearing fault diagnosis based on vibration signals’’, Applied Acoustics, vol. 89, pp. 16-27, 2015.
- [81] M. Adrien F. Vincent, ‘‘ Vers une utilisation synaptique de composants mémoires innovants pour l’électronique neuro-inspirée, Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay préparée à l’Université Paris-Sud, 2017.
- [82] D. Benrabeh, A. Hafaiifa and A. Kouzou, ‘‘Rotor vibration dynamic analysis helps detect compressor defects’’, Oil & Gas Journal, vol. 114, no. 7, pp. 64-69, 2016.
- [83] N. rizkalla, ‘‘Nanoparticules et réseaux de neurones artificiels : de la préparation à la modélisation’’, thèse de doctorat, université de Montréal Canada, 2005.
- [84] D. Benrabeh, A. Hafaiifa, and A. Kouzou, ‘‘Monitoring gas turbines using speedtronic Mark VI control systems’’, Pipeline & Gas Journal, vol. 242, no. 10, pp.48-86,2015.
- [85] D. Benrabeh, A. Hafaiifa and A. Kouzou, ‘‘Rotor vibration dynamic analysis helps detect compressor defects’’, Oil & Gas Journal, vol. 114, no. 7, pp. 64-69, 2016.
- [86] D. Benrabeh, A. Hafaiifa, A. Kouzou, ‘‘Vibration Detection in Gas Turbine Rotor Using Artificial Neural Network Combined with Continuous Wavelet’’, Book Chapter in Advances in Acoustics and Vibration, vol. 5, pp. 101-113, 2017.
- [87] N.N. Karnik et J. M. Mendel, ‘‘Type-2 fuzzy logic systems: Type-reduction’’, IEEE International conference, vol.2, pp. 2046 – 2051, 1998.
- [88] J. M. Mendel, ‘‘On the Importance of Interval Sets in Type-2 Fuzzy Logic Systems,’’ IEEE, pp. 1647-1652, 2001.
- [89] A. Hamizi, ‘‘ Commande Adaptative Floue Type-2 d’un Bras Manipulateur’’, thèse de doctorat, université de Batna, Algerie, 2012.
- [90] L. Wang, Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall , 1994.

- [91] S. Labiod, «Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires,» ENP, Alger, 2004.
- [92] S. Labiod, «Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires,» Thèse de doctorat ENP, Alger, 2004.
- [93] A. Boulkroune, «Commande floue adaptative avec et sans observateur des systèmes non linéaires incertains,» thèse de doctorat ENP, Alger, 2009.
- [94] L.-X. Wang et J. M. Mendel, «Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning,» *IEEE transactions on Neural Networks*, vol. 3, n° 15, pp. 807-814, 1992.
- [95] S. Zeghlache, T. Benslimane et A. Bouguerra. “Active fault tolerant control based on interval type-2 fuzzy sliding mode controller and non linear adaptive observer for 3-DOF laboratory helicopter” *ISA transactions*, vol. 71, pp. 280-303, 2017.
- [96] N. Layadi, S. Zeghlache, A. Djerioui, H. Mekki, A. Houari, M. F. Benkhoris, F. Berrabah, “Interval type-2 fuzzy adaptive strategy for fault tolerant control based on new faulty model design: Application to DSIM under broken rotor bars fault” *Modelling, Measurement and Control A*, vol. 91, no. 4, pp. 212-221, 2018.
- [97] Q. Liang, et J. M. Mendel, “Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 5, pp. 535-550, 2000.
- [98] N. Layadi, “Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone double étoiles” thèse doctorat, université de Msila, Algérie, 2019.
- [99] N. Bounar et al. “Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor” *Neurocomputing*, vol. 151, pp. 756-769, 2015.
- [100] B. Vaseghi, “Contribution à l’Etude des Machines Electriques en Présence de Défaut Entre Spires Modélisation-Réduction du Courant de Défaut” Thèse de Doctorat, Université de Nancy, France, 2009.
- [101] F. L. Goff, “Récupération d’énergie et magnétostriction Contexte vibratoire” thèse doctorat, université de Laval, Canada, 2010.
- [102] P.D. Mitcheson, T.C. Green, E.M. Yeatman, A.S. Holmes, “Architectures for vibration driven micropower generators”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, pp. 429–440, 2004.
- [103] B.P. Mann, N.D. Sims, “Energy harvesting from the nonlinear oscillations of magnetic levitation”, *Journal of Sound and Vibration*, vol. 319, pp. 515–530, 2009.
- [104] D. Xianzhi, W. Yumei, L. Ping, Y. Jin, Z. Gaoyong, “Modeling, characterization and fabrication of vibration energy harvester using Terfenol-D/PZT/Terfenol-D composite transducer”, *Sensors and Actuators A*, vol. 156, pp. 350–358, 2009.

ملخص

العطب هو الحدث الذي يأتُر على نظام والذي يمكن أن يغير خصائصه مما يؤدي إلى تدهور أداء العملية و عدم استقراره. نظام التسامح مع الأخطاء على وجه الخصوص يضمن الاستقرار و / أو الأداء المتدهور المقبول في وجود الاعطاب. الهدف من هذا العمل هو اقتراح استراتيجية للتحكم في التسامح مع الأخطاء تستند إلى استخدام تقنيات الذكاء الاصطناعي شبكة الخلايا العصبية, ووحدة تحكم غامض مع التكيف. واستخدام المواد الذكية ذات البنية المغناطيسية في تحويل الطاقة الميكانيكية الى طاقة كهربائية لاستيعاب تأثير العيوب التي قد تؤدي إلى تدهور سير النظام بينما تكون قادرة على الحفاظ على التشغيل العادي.

الكلمات المفتاحية : آلة غير متزامنة, نظام تحكم بالرجوع المرحلي , التحكم المباشر في عزم الدوران , قيادة متسامحة, الشبكة العصبية الاصطناعية, مرشح كالمان , وحدة تحكم غامض مع التكيف , المواد الذكية ذات البنية المغناطيسية.

Résumé

Un défaut est un évènement qui agit sur un système et qui peut changer ses propriétés conduisant à une dégradation des performances du procédé voir à son instabilité. Un système tolérant aux défauts permet notamment de garantir la stabilité et/ou des performances dégradées acceptable en présence des défauts. L'objectif de ce travail est de proposer des stratégies de commande tolérante aux défauts basées sur l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle : réseau de neurones, et un contrôleur flou type-2 avec adaptation des paramètres, pour contrôler une machine asynchrone présentant un défaut capteur. Des capteurs intelligents du type magnétostrictif sont aussi exploités qui sont basés sur le principe de la conversion d'énergie pour s'accommoder l'effet des défauts qui peuvent apparaitre sur un système tout en étant capable de maintenir le fonctionnement nominal.

Mots clés : MAS, commande backstepping, commande directe de couple, commande tolérante, filtre de kalman, réseau de neurone artificiel, contrôleur flou type-2 adaptatif, capteur intelligent du type magnétostrictive.

Abstract

A defect is an event which acts on a system and which can change its properties leading to a performance degradation of process. Fault-tolerant system makes it possible to guarantee stability and / or acceptable degraded performance in presence of defects. The goal of this work is to propose a fault-tolerant control strategy based on the use of artificial intelligence : neural network and adaptive type-2 fuzzy controller to control an asynchronous machine with a sensor fault. Intelligent magnetostrictive sensors are also used to convert mechanical

vibration into electrical energy to accommodate the effect of defects that may appear on a system while being able to maintain nominal operation.

Keywords : asynchronous machine, backstepping control, direct torque control, fault tolerant control, kalman filter, artificial neural network, adaptive type-2 fuzzy controller, smart sensors materials.

ANNEXE

ANNEXE A

✚ Paramètres et caractéristiques de la MAS [45]

$$P_n = 1.1 \text{ KW}$$

$$U = 220 \text{ V}$$

$$I_n = 4.5 \text{ A}$$

$$\Omega_n = 2850 \text{ tr/min}$$

$$p = 1$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R_s = 7.58 \Omega$$

$$R_r = 6.3 \Omega$$

$$L_s = 0.5976 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1612 \text{ H}$$

$$M_{rr} = 0.0265 \text{ H}$$

$$M_{ss} = 0.009 \text{ H}$$

$$M_{sr} = 26.5 \text{ mH}$$

$$J = 0.0054 \text{ Kg.m}^2$$

$$N_s = 160$$

$$N_r = 16$$

$$T_s = 0.0752 \Omega$$

$$T_r = 0.145 \Omega$$

$$\sigma = 0.0487$$

✚ Paramètres (3/2)

$$R_s = 1.633 \Omega, L_r = 0.076 \text{ H}, R_r = 0.93 \Omega, L_s = 0.142 \text{ H}, M_{sr} = 0.099 \text{ H}, J = 0.0111 \text{ Kg.m}^2$$

$$T_s = 0.0833 \Omega, T_r = 0.1415 \Omega$$

ANNEXE B

✚ *Modèle global en présence des défauts statoriques*

➤ *Equation des flux*

$$\frac{d\phi_{ra}}{dt} = \delta \left(f_{sa} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r A}{C} \phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rc}$$

$$\frac{d\phi_{rb}}{dt} = \delta \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} + f_{sb} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{ra} - \frac{R_r A}{C} \phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rc}$$

$$\frac{d\phi_{rc}}{dt} = \delta \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rb} - \frac{R_r A}{C} \phi_{rc}$$

➤ *Equation des courants statoriques*

$$\begin{aligned} \bullet \frac{di_{sa}}{dt} &= d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2 u_{sa} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sc} \\ &- \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sa} \\ &- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa} f_{sb}^3 f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sb} \\ &- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sc} \\ &+ k f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(G \phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bullet \frac{di_{sb}}{dt} &= d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sa} + d_1 f_{sa}^2 f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 u_{sc} \\ &- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^3 f_{sb} f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sa} \\ &- \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sb} \\ &- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sc} \\ &+ k f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \left(- \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} + G \phi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\bullet \frac{di_{sc}}{dt} &= d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc} u_{sa} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sb} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 u_{sc} \\
&- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^3 f_{sb}^2 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sa} \\
&- \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^2 f_{sb}^3 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sb} \\
&- \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sc} \\
&+ k f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} + G \phi_{rc} \right)
\end{aligned}$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme identique à celui du modèle biphasé tel que :

$$[V] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc} 0 0 0]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

En choisissant les variables d'état I_{sabc} , Φ_{rabc} on obtient le vecteur $[X]$:

$$[X] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc} \Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$$

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}
\frac{dI_{sa}}{dt} &= K_{a1} I_{sa} + K_{a2} I_{sb} + K_{a3} I_{sc} + Z_{a1} \Phi_{ra} + Z_{a2} \Phi_{rb} - Z_{a3} \Phi_{rc} + D_{a1} V_{sa} + D_{a2} V_{sb} + D_{a3} V_{sc} \\
\frac{dI_{sb}}{dt} &= K_{b1} I_{sa} + K_{b2} I_{sb} + K_{b3} I_{sc} - Z_{b1} \Phi_{ra} + Z_{b2} \Phi_{rb} + Z_{b3} \Phi_{rc} + D_{b1} V_{sa} + D_{b2} V_{sb} + D_{b3} V_{sc} \\
\frac{dI_{sc}}{dt} &= K_{c1} I_{sa} + K_{c2} I_{sb} + K_{c3} I_{sc} + Z_{c1} \Phi_{ra} - Z_{c2} \Phi_{rb} + Z_{c3} \Phi_{rc} + D_{c1} V_{sa} + D_{c2} V_{sb} + D_{c3} V_{sc} \\
\frac{d\Phi_{ra}}{dt} &= G_{a1} I_{sa} - G_{a2} I_{sb} - G_{a3} I_{sc} - S_{a1} \Phi_{ra} - S_{a2} \Phi_{rb} - S_{a3} \Phi_{rc} \\
\frac{d\Phi_{rb}}{dt} &= G_{b1} I_{sa} + G_{b2} I_{sb} - G_{b3} I_{sc} - S_{b1} \Phi_{ra} - S_{b2} \Phi_{rb} - S_{b3} \Phi_{rc} \\
\frac{d\Phi_{rc}}{dt} &= G_{c1} I_{sa} - G_{c2} I_{sb} - G_{c3} I_{sc} - S_{c1} \Phi_{ra} - S_{c2} \Phi_{rb} - S_{c3} \Phi_{rc}
\end{aligned} \right.$$

Tel que :

$$K_{a1} = -\frac{3}{2} * (d_1 + d_2) * T * ((f_{sa})^2) * ((f_{sb})^2) * ((f_{sc})^2) + (R_s * d_1 * f_{sa} * ((f_{sb})^2) * ((f_{sc})^2));$$

$$K_{a2} = -\left(\frac{3}{2} \right) * ((d_1 + (23 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa}) * (f_{sb})^3 * (f_{sc})^2 + (R_s * d_2 * f_{sa} * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2);$$

$$K_{a3} = -\left(\frac{3}{2} \right) * ((d_1 + (3 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^3 + (R_s * d_2 * (f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2);$$

$$Z_{a1} = K * ((f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2) * G; Z_{a2} = -K * ((f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2) * \left(\frac{G}{2}\right);$$

$$Z_{a3} = -K * ((f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2) * \left(\frac{G}{2}\right);$$

$$K_{b1} = -\left(\frac{3}{2}\right) * ((d_1 + (3 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa})^3 * f_{sb} * (f_{sc})^2 + (R_s * d_2 * (f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2);$$

$$K_{b2} = -\left(\frac{3}{2}\right) * (d_1 + d_2) * T * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2 + (R_s * d_1 * (f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2);$$

$$K_{b3} = -\left(\frac{3}{2}\right) * ((d_1 + (3 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^3 + (R_s * d_2 * (f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2);$$

$$Z_{b1} = K * ((f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2) * \left(\frac{G}{2}\right); Z_{b2} = K * ((f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2) * G;$$

$$Z_{b3} = -K * ((f_{sa})^2 * f_{sb} * (f_{sc})^2) * \left(\frac{G}{2}\right);$$

$$K_{c1} = -\left(\frac{3}{2}\right) * ((d_1 + (3 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa})^3 * (f_{sb})^2 * f_{sc} + (R_s * d_2 * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc});$$

$$K_{c2} = -\left(\frac{3}{2}\right) * ((d_1 + (3 * d_2)) / 2) * T * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^3 * f_{sc} + (R_s * d_2 * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc});$$

$$K_{c3} = -\left(\frac{3}{2}\right) * (d_1 + d_2) * T * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2 + (R_s * d_1 * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc});$$

$$Z_{c1} = -K * ((f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc}) * \left(\frac{G}{2}\right); Z_{c2} = K * ((f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc}) * \left(\frac{G}{2}\right);$$

$$Z_{c3} = K * ((f_{sa})^2 * (f_{sb})^2 * f_{sc}) * G; G_{a1} = \sigma * f_{sa}; G_{a2} = -\sigma * \left(\frac{f_{sb}}{2}\right); G_{a3} = -\sigma * \left(\frac{f_{sc}}{2}\right); S_{a1} = -((R_r * A) / C);$$

$$S_{a2} = -(R_r * B) / C; S_{a3} = -(R_r * B) / C; G_{b1} = -\sigma * \left(\frac{f_{sa}}{2}\right); G_{b2} = \sigma * f_{sb}; G_{b3} = -\sigma * \left(\frac{f_{sc}}{2}\right);$$

$$S_{b1} = -(R_r * B) / C; S_{b2} = -(R_r * A) / C; S_{b3} = -(R_r * B) / C; G_{c1} = -\sigma * (f_{sa} / 2); G_{c2} = -\sigma * (f_{sb} / 2);$$

$$G_{c3} = \sigma * f_{sc}; S_{c1} = -(R_r * B) / C; S_{c2} = -(R_r * B) / C; S_{c3} = -(R_r * A) / C; D_{a1} = d_1 * (f_{sb})^2 * (f_{sc})^2;$$

$$D_{a2} = d_2 * (f_{sa}) * (f_{sb}) * (f_{sc})^2; D_{a3} = d_2 * (f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc}); D_{b1} = d_2 * (f_{sa}) * (f_{sb}) * (f_{sc})^2;$$

$$D_{b2} = d_1 * (f_{sa})^2 * (f_{sc})^2; D_{b3} = d_2 * (f_{sa})^2 * (f_{sb}) * (f_{sc}); D_{c1} = d_2 * (f_{sa}) * (f_{sb})^2 * (f_{sc});$$

$$D_{c2} = d_2 * (f_{sa})^2 * (f_{sb}) * (f_{sc}); D_{c3} = d_1 * (f_{sa})^2 * (f_{sb})^2;$$

✚ *Les coefficients utilisés*

$$A = (l_{rf} + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}, k = \frac{M_{sr} H (A - B)}{C |\Gamma|}, |\Gamma| = f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(\lambda^3 - \frac{3z^2 \lambda}{4} - \frac{z^3}{4} \right)$$

$$B = \frac{M_r l_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{4}, G = \frac{R_r (A - B)}{C}, \lambda = z + l_{rf}; H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{4}$$

$$C = l_{rf}^2 + 3l_{rf}^2 M_r + \frac{9}{4} M_r^2 l_{rf}^2, d_2 = \frac{z(z + l_{sf})}{2} + \frac{z^2}{4}, z = M_{sr} - \frac{3M_{sr}^2 (A - B)}{2C}$$

$$\delta = \frac{M_{sr} R_r (A - B)}{C}, d_1 = (z + l_{sf})^2 - \frac{z^2}{4}, T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A - B)^2}{C^2}$$

✚ *les paramètres d'ajustements*

paramètres	Valeurs numériques	paramètres	Valeurs numériques
k_{11}	2000	γ_{k_1}	2
k_{21}	2000	γ_{k_2}	80
k_{31}	500	γ_{k_3}	8
k_{41}	650	γ_{k_4}	300
ε_{sd}	0.001	σ_{k_1}	60
ε_{sq}	0.002	σ_{k_2}	2.5
σ_{θ_1}	2.7	σ_{k_3}	15
σ_{θ_2}	0.2	σ_{k_4}	1.5
σ_{θ_3}	10000	λ_w	0.000005
σ_{θ_4}	10000	γ_{θ_2}	0.000005
γ_{θ_1}	1.11	γ_{θ_3}	0.0001
	10		