

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

Mr MESAI AHMED Hamza

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3^{ème} Cycle : Commande électrique

Intitulé de la thèse :

**Commandes de hautes performances d'une machine
asynchrone à double étoile MADE via des convertisseurs
multi-niveaux**

Présentée devant le jury composé de :

Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Directeur de thèse
Mr. A.J MARQUES Cardoso	Professeur (UBI. Covilha Portugal)	Co-Directeur de thèse
Mr. TALEB Rachid	Professeur (UHB. Chlef)	Examineur
Mr. SEMMAH Abdelhafid	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Examineur

Soutenue le :

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

In the name of Allah, the Beneficent, the Merciful

Remerciement

*Je tiens à remercier tout premièrement **ALLAH** le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.*

*Je tiens en tout particulièrement à exprimer ma profonde reconnaissance envers mon directeur de thèse Monsieur **BENTAALLAH Abderrahim** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, qui m'a guidé, conseillé et aidé tout le long de ce travail, et pour m'avoir offert un sujet aussi riche et passionnant.*

*Un grand MERCI à Monsieur **ANTONIO JOAO MARQUES Cardoso**, Professeur à l'université de Beira Interior, Co-directeur de cette thèse de doctorat, pour les conseils précieux, les encouragements, les orientations, la confiance et l'aide pour m'avoir assuré la réalisation de la partie expérimentale du quatrième chapitre en m'accueillant dans son laboratoire. Je remercie également Monsieur **Jlassi Imed**, Chercheur au laboratoire CISE pour son aide et ses conseils précieux.*

*Je remercie Monsieur **MASSOUM Ahmed** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance.*

*Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs : Monsieur **TALEB Rachid** Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef, Monsieur **SEMMAH ABDELHAFID** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.*

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

DÉDÉCACE

C'est avec grande plaisir que je dédie ce modeste travail:

À l'être le plus cher de ma vie, ma mère.

À celui qui m'a fait de moi un homme, mon père.

À mon grand-père et mes grand-mères.

À Mes chers Frères et Sœurs.

À tous les membres de ma famille et toute personne qui porte le nom Mesai, je dédie ce travail à tous ceux qui ont participé à ma réussite.

Les résultats de simulation et expérimentale consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales. Ces travaux sont effectués au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès-Algérie et laboratoire CISE (Electromechatronic Systems Research Centre) - Portugal.

PUBLICATIONS INTERNATIONALES

H. Mesai-Ahmed, I. Jlassi, A. J. Marques Cardoso and A. Bentaallah, " Multiple Open-Circuit Faults Diagnosis In Six-Phase Induction Motor Drives, Using Stator Current Analysis," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.37, Issue 6, pp : 7275-7285, Dec 2021.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9633164>

H. Mesai-Ahmed, I. Jlassi, A. J. Marques Cardoso and A. Bentaallah, "Model-Free Predictive Current Control of Synchronous Reluctance Motors Based on a Recurrent Neural Network," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Early access, Oct 2021.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9583956>

H. Mesai-ahmed, A. Bentaallah, A.J. Marques Cardoso, Y. Djeriri and I. Jlassi , “Robust neural control of the dual star induction generator used in a grid-connected wind energy conversion system,” Mathematical Modelling of Engineering Problems, Vol. 8, No. 3, pp. 323-332, 2021.

<https://www.iieta.org/journals/mmep/paper/10.18280/mmep.080301>

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

H. Mesai ahmed, Y.Djeriri, A.Bentallah (2018) “Robust Power control of DFIG using artificial neural networks for a wind energy conversion system based energy storage unit”. *2nd International Symposium Mechatronics & Renewable Energy ISMRE'2018 El-Oued-Algeria, December.*

H. Lazreg, **H. Mesai ahmed**, A.Bentallah, Y.Djeriri (2022) “Three level converter based field oriented control of dual star induction generator used in wind energy conversion system”. The 1st International Conference on modern Electrical Engineering and Technology CIETM'2022 Souk-Ahras-Algeria, February.

COMMUNICATIONS NATIONALES

H. Mesai ahmed, A.Bentallah, Y.Djeriri (2018) MPPT neuronale d'un aérogénérateur asynchrone double étoile. 1^{er} Séminaire National sur les Energies Renmvelables et te Développement Durable Batna les 25 et 26juin 2018.

H. Mesai ahmed, A.Bentallah, A.J. Marques Cardoso, Y.Djeriri, A. Mahmoudi (2019) Comparative study between neural-MPPT and PI-MPPT of variable speed wind turbine . *national Symposium on Green Energy NSGE'19 El-Oued, JUIN 2019.*

H. Mesai ahmed, A.Bentallah, A.J. Marques Cardoso, Y.Djeriri, M A. Djehaf (2019) field oriented control of dual star induction generator used in wind energy conversion system . *national Symposium on Green Energy NSGE'19 El-Oued, JUIN 2019.*

Liste des figures :

Chapitre 1		
Figure I.1	<i>Exemples d'organisation des enroulements des machines multiphasées a) double étoile ; b) cinq phases ; c) sept phases</i>	07
Figure I.2	<i>Classification des stratégies de commande des machines alternatives.</i>	13
Figure I.3	<i>Schéma synoptique des différents types de défauts</i>	16
Figure I.4	<i>Distribution des défaillances dans un convertisseur de puissance.</i>	16
Figure I.5	<i>Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras</i>	17
Figure I.6	<i>Chemin de circulation incontrôlable du courant en cas de défaut de court-circuit sur un interrupteur</i>	18
Figure I.7	<i>Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras</i>	19
Figure I.8	<i>Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases.</i>	23
Figure I.9	<i>Système de production à six phases avec (a) des convertisseurs parallèles côté machine, (b) des convertisseurs série côté machine avec connexion au point médian du bus continu et (c) un convertisseur série côté machine sans connexion au point médian du bus continu.</i>	26
Figure I.10	<i>Schéma de principe du système de générateur de six phases auto-excité.</i>	27
Chapitre 2		
Figure II.1	<i>Représentation schématique des enroulements de la MASDE</i>	29
Figure II.2	<i>Représentation schématique du modèle généralisé de la MASDE selon l'axe (d, q).</i>	37
Figure II.3	<i>Schéma de principe des convertisseurs statiques triphasé à deux niveaux.</i>	42
Figure II.4	<i>Association de la MASDE-convertisseurs statiques de tension à commande MLI.</i>	45
Figure II.5	<i>Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE</i>	46
Figure II.6	<i>Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.</i>	49
Figure II.7	<i>Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande vectorielle indirecte.</i>	50
Figure II.9	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.</i>	52
Figure II.10	<i>Schéma simplifié d'un neurone biologique.</i>	53
Figure II.11	<i>Modélisation d'un neurone formel.</i>	54
Figure II.12	<i>Fonction linéaire.</i>	56
Figure II.13	<i>Fonction sigmoïde.</i>	56

Figure II.14	<i>Illustration de l'apprentissage supervisé.</i>	57
Figure II.15	<i>Illustration de l'apprentissage non supervisé.</i>	57
Figure II.16	<i>Structure d'un réseau neuronal standard</i>	58
Figure II.17	<i>Schéma fonctionnel d'un contrôleur numérique : (a) Couche d'entrée ; (b) Couche cachée ; (c) Couche de sortie.</i>	60
Figure II.18	<i>Schéma fonctionnel du FOC-RNA proposé pour la MASDE.</i>	61
Figure II.19	<i>Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.</i>	61
Figure II.20	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.</i>	63
Figure II.21	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.</i>	63
Chapitre 3		
Figure III.1	<i>Schéma général de principe de la commande prédictive</i>	67
Figure III.2	<i>Organigramme de la commande prédictive MPC</i>	69
Figure III.3	<i>Schéma fonctionnel du PCC conventionnel proposé pour la MASDE.</i>	79
Figure III.4	<i>Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande prédictive</i>	70
Figure III.5	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.</i>	71
Figure III.6	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.</i>	73
Figure III.7	<i>Schéma de l'algorithme d'apprentissage.</i>	73
Figure III.8	<i>Schéma fonctionnel du RNN-PCC proposé pour la MASDE.</i>	75
Figure III.9	<i>Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande prédictive sans modèle RNN-PCC.</i>	76
Figure III.10	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.</i>	77
Figure III.11	<i>Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.</i>	79
Chapitre 4		
Figure IV.1	<i>Classification des méthodes de diagnostic des défauts.</i>	81

Figure IV.2	<i>Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche signal.</i>	83
Figure IV.3	<i>Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche modèle.</i>	84
Figure IV.4	<i>Structure d'un VSI alimentant un MASDE.</i>	85
Figure IV.5	<i>Schéma bloc de la méthode de diagnostic de défauts IGBTs proposée.</i>	87
Figure IV.6	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1 et I2, pour une vitesse de 1500 tr/min et un couple de charge de 5 N.m.</i>	90
Figure IV.7	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic sous un défaut dans I9 et I12, pour une vitesse de 1700 tr/min et un couple de charge de 7 N.m.</i>	90
Figure IV.8	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1,I2,I3 and I9,I10,I12, pour une vitesse de 2000 tr/min et un couple de charge de 8 N.m.</i>	91
Figure IV.9	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1,I2 and I7,I8, pour une vitesse de 1200 tr/min et un couple de charge de 4 N.m.</i>	91
Figure IV.10	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic sous un défaut aux I1,I2 and I11,I12, pour une vitesse de 1200 tr/min et un couple de charge de 4 N.m.</i>	92
Figure IV.11	<i>Résultats de simulation des courants mesurés aux six phases et des variables de diagnostic. (a) sous mode sain avec vitesse fixe de 1400 tr/min et pendant un effet transitoire de charge; (b) sous un défaut dans I1 and I7, pour une vitesse de 1500 tr/min et pendant un effet transitoire de charge.</i>	92
Figure IV.12	<i>Montage expérimental.</i>	93
Figure IV.13	<i>Résultats expérimentaux des courants mesurés sur six phases et des variables de diagnostic sous un défaut de phase ouverte, pour une vitesse de 1000 tr/min et un couple de charge de 6 N.m.</i>	95
Figure IV.14	<i>Résultats expérimentaux des courants mesurés sur six phases et des variables de diagnostic sous un défaut de double phase ouverte, pour une vitesse de 600 tr/min et un couple à vide.</i>	95
Figure IV.15	<i>Résultats expérimentaux des courants six phases mesurés et des variables de diagnostic en cas de double défaut à interrupteur ouvert, pour une vitesse de 1500 tr/min et un couple de charge de 2 N.m.</i>	96
Figure IV.16	<i>Résultats expérimentaux des courants six-phases mesurés et des variables de diagnostic en mode de fonctionnement sain, sous une vitesse constante de 600 rpm et des variations de couple de charge.</i>	96
Chapitre 5		
Figure V.1	<i>Représentation schématique du système étudié</i>	98

Figure V.2	Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne.	98
Figure V.3	Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β	101
Figure V.6	Représentation schématique du modèle de la turbine avec le contrôle MPPT.	103
Figure V.7	Schéma fonctionnel de l'éolienne connecté au réseau basé sur GASDE	105
Figure V.8	Représentation schématique du principe du contrôle de la liaison au réseau	108
Figure V.9	Profil de la vitesse du vent	109
Figure V.10	Résultats de la simulation utilisant des contrôleurs RNA : (a) vitesse du générateur (b) puissance active (c) couple électromagnétique (d) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (e) flux rotorique	110
Figure V.11	Résultats de simulation utilisant des contrôleurs PI : (a) vitesse du générateur (b) puissance active (c) couple électromagnétique (d) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (e) flux rotorique	110
Figure V.12	Puissance active du réseau	111
Figure V.13	Puissance réactive du réseau	111
Figure V.14	Tension de Bus Continu	112
Figure V.15	Facteur de puissance côté réseau	112
Figure V.16	Comparaison de la vitesse du générateur en utilisant des contrôleurs PI et neuronaux avec un moment d'inertie accru ($J + 80\%$)	112
Figure V.17	Résultats de simulation de la puissance active vérifiant la robustesse des contrôleurs (a) variation de la valeur de L_s de 50% ; (b) variation de la valeur de L_r de 50% et de la valeur de L_s de 50% à $t = 3s$.	113
Figure V.18	Schéma électrique du convertisseur statique triphasé à structure NPC.	116
Figure V.19	Séquences fonctionnelles d'un bras du convertisseur statique triphasé à trois niveaux.	117
Figure V.20	Diagramme du vecteur tension V_s dans le repère $\alpha\beta$.	118
Figure V.21	Commande MLI à double porteuses d'un convertisseur statique à trois niveaux à structure NPC.	119
Figure V.22	Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires.	120
Figure V.23	Résultats de simulation de la commande vectorielle on utilisant des convertisseurs à 3 niveaux : (a) vitesse du vent (b) vitesse du générateur (c) puissance active (d) couple électromagnétique (e) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (f) flux rotorique	121
Figure V.24	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) avec convertisseurs 2-niveaux, (b) avec convertisseurs 3-niveaux.	122

Liste des tableaux

Tableau I .1	<i>Machines multiphasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois.</i>	08
Tableau I .2	<i>Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un impaire de trois.</i>	09
Tableau I .3	<i>THD pour les courants de sortie d'un convertisseur à deux et à trois niveaux NPC de caractéristiques semblables.</i>	25
Tableau II.1	<i>Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.</i>	55
Tableau III.1	<i>Les séquences possibles de l'onduleur VSI-2L.</i>	66
Tableau IV.1	<i>Valeurs Absolues Moyennes, Et Valeurs Moyennes Des Courants De Six Phases</i>	84
Tableau IV.2	<i>Signatures De Diagnostic Des Défauts En Circuit Ouvert</i>	86
Tableau V.1	<i>Analyse des performances des contrôleurs</i>	113
Tableau V.2	<i>Grandeurs électriques d'un bras k du convertisseur statique triphasé à trois niveaux.</i>	117
Tableau V.3	<i>Groupe des vectrices tensions.</i>	118
Tableau A.1	<i>Comparaison globale entre les algorithmes de contrôles proposés.</i>	122
Tableau D.1	<i>Paramètres de la machine asynchrone à double étoile</i>	123
Tableau D.2	<i>Paramètres de la turbine éolienne</i>	123
Tableau D.3	<i>Paramètres de la génératrice asynchrone à double étoile</i>	123

SYMBOLES

• Paramètres de modélisation de la MASDE :

R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase,
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase,
L_s	(H)	Inductance cyclique statorique par phase,
L_r	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
L_m	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), inductance magnétisante,
l_s	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
l_r	(H)	Inductance propre d'une phase rotorique,
m_s	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
m_r	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
M	(H)	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
σ	(-)	Coefficient de dispersion de Blondel,
p	(-)	Nombre de paires de pôles,
f_v	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
C_{em}	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice
α	(deg)	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator

• Symboles spécifiques à la turbine :

v	(m/s)	Vitesse du vent,
m	(Kg)	Masse de l'air,
P_t	(W)	Puissance aérodynamique de la turbine,
P_g	(W)	Puissance mécanique de la génératrice,
P_v	(W)	Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé,
ρ	(Kg/m ³)	Masse volumique de l'air en température ambiante (15°C),
S	(m ²)	Surface circulaire balayée par la turbine $S = \pi.R^2$,
C_p	(-)	Coefficient de puissance,
C_{p-max}	(-)	Coefficient de puissance relatif à l'extraction maximale de puissance,
Ω_t	(rad/s)	Vitesse mécanique de la turbine,
Ω_g	(rad/s)	Vitesse mécanique de la génératrice,
Ω_t^*	(rad/s)	Vitesse de référence de la turbine,
Ω_g^*	(rad/s)	Vitesse de référence de la génératrice,
R	(m)	Longueur d'une pale (Rayon de l'éolienne),
G	(-)	Gain du multiplicateur,
λ	(-)	Vitesse relative ou Ratio de vitesse,
λ_{opt}	(-)	Vitesse relative optimale,
β	(deg)	Angle de calage des pales,
C_g	(N.m)	Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice,
C_g^*	(N.m)	Couple mécanique de référence
C_t	(N.m)	Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine,

C_f	(N.m)	Couple de frottement visqueux,
J_t	(Kg.m ²)	Moment d'inertie de la turbine,
J_g	(Kg.m ²)	Moment d'inertie de la génératrice,
J	(Kg.m ²)	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice »,

• Repères :

(s_a, s_b, s_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique,
(r_a, r_b, r_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
$(dq_1), (dq_2)$	Axes de référentiel de Park,
$(\alpha\beta_1), (\alpha\beta_2)$	Axes de référentiel de Concordia/Clarke,
θ_{sr} (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) .

• Grandeurs électriques :

$V_{s\ abc1}, V_{s\ abc2}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$V_{r\ a, b, c}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$V_{s\ dq1}, V_{s\ dq2}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{r\ dq}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
V_s	(V)	Module du vecteur de tension statorique,
$i_{s\ abc1}, i_{s\ abc2}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{r\ abc}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{s\ dq1}, i_{s\ dq2}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$i_{r\ dq}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$\phi_{s\ abc1}, \phi_{s\ abc2}$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au stator,
$\phi_{s\ dq1}, \phi_{s\ dq2}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
Ψ_s	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique.
$\phi_{r\ ab\ c}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\phi_{r\ dq}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
Ψ_r	(Wb)	Module du vecteur de flux rotorique.
P_s	(W)	Puissance active statorique,
Q_s	(VAr)	Puissance réactive statorique.
$P_{réseau}$	(W)	Puissance fournie au réseau,

• Grandeurs mécaniques :

ω_r	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
------------	---------	---

ω_s	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant),
ω_{sr}	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
g	(–)	Glissement de la vitesse de rotation,
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
f_r	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
N_s	(tr/min)	Vitesse du champ tournant,

• **Transformations :**

s	Opérateur de Laplace,
$P(\theta)$	Transformation de Park : $X_{s\ a,b,c} \rightarrow X_{s\ d,q}$ et $X_{r\ a,b,c} \rightarrow X_{r\ d,q}$,

• **Grandeurs de commande de la MASDE :**

K_p, K_i	(–)	Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI,
T_e	(s)	Période d'échantillonnage,
r	(–)	Taux de modulation (indice de réglage),
m	(–)	Indice de modulation,
f_p	(Hz)	Fréquence de porteuse,
f_r	(Hz)	Fréquence de référence,
x_i	(–)	Vecteur d'état
X_i	(–)	État estimé
w_i	(–)	Vecteur des poids
ϖ_i	(–)	Constant
η_i	(–)	Taux d'apprentissage
$\mathcal{G}_k$	(–)	Vecteur d'entrée
ψ_i, ϕ_i, δ_i	(–)	Fonctions vectorielles
e_i	(–)	Erreur réelle
P_i	(–)	Erreur prédicte
H_i	(–)	Gradient matrice
Q_i, R_i	(–)	Covariance matrices
K_i	(–)	gain matricielles de l'EKF
S	(–)	Function de limite
L_i	(–)	Nombre des poids de RNN
m	(–)	Nombre d'entrées d'extérieure
n	(–)	Dimension de l'État
d_{ij}	(–)	Nombres entiers non négatifs
B_i	(–)	Nombre de connexions
ℓ_i	(–)	État variable
α, β	(–)	Valeurs constante

NOTATIONS

1. EN FRANÇAIS

MASDE	: Machine Asynchrone à Double Etoile.
GASDE	: Génératrice Asynchrone à Double Etoile.
CCM	: Convertisseur Coté Machine.
CCR	: Convertisseur Coté Réseau.
CVI	: Commande Vectorielle Indirecte.
FP	: Facteur de Puissance.
MAS	: Machine Asynchrone à Cage.
MCC	: Machine à Courant Continu.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	: Proportionnel Intégral.
RNA	: Réseaux de Neurones Artificiels.

2. EN ANGLAIS

AC	: Alternatif Current.
DC	: Direct Current.
FOC	: Field Oriented Control.
ANN	: Artificial Neural Networks.
RNN	: Recurrent Neural Networks.
EKF	: Extended Kalman Filter .
MPC	: Model Predictive Control
PCC	: Predictive Current Control
MB-PCC	: Model-Based Predictive Current Control
MF-PCC	: Model-Free Predictive Current Control
MPPT	: Maximum Power Point Tracking.
LM	: Levenberg-Marquardt.
MLP	: Multi Layer Perceptron.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
NPC	: Neutral Point Clamped.
WECS	: Wind Energy Conversion Systems.

Table des matières

Liste des figures et des tableaux.....	i
Introduction générale	1
Chapitre I : Système multiphasé : état de l'art, problématique et contexte de travail.....	6
I.1 Introduction.....	6
I.2 Généralité sur les machines multiphasées.....	6
I.2.1 Types de machines multiphasées	7
I.2.1.1 Machines multiphasées de « type 1 »	7
I.2.1.2 Machines multiphasées de « Type 2 »	9
I.2.2 Comparaisons entre les machines multiphasées de type 1 et type 2.....	10
I.2.3 Modèles de machine à six phases « double étoile » dans la littérature.....	11
I.3 Stratégie de contrôle des systèmes multiphasés.....	13
I.4 Défauts dans les systèmes multiphasés : Diagnostic des défauts des semi-conducteurs.....	15
I.4.1 Diagnostic des défauts convertisseurs de puissance	16
I.4.2 Défauts des interrupteurs statiques.....	17
I.4.2.1 Court-circuit.....	17
I.4.2.2 Circuit ouvert.....	18
I.4.3 Diagnostic de défaut du circuit ouvert dans la littérature.....	19
I.4.3.1 Travaux réalisés pour un diagnostic des défauts en circuit ouvert pour les machines multiphasés	20
I.5 Systèmes éoliens basée sur la machine à six phases.....	21
I.5.1 L'intérêt de l'utilisation de la machine asynchrone à double étoile.....	23
I.5.2 Intérêt des convertisseurs multi-niveaux pour la conversion éolienne	24
I.5.3 La génératrice asynchrone double étoile GASDE dans la littérature.....	25
I.6 Conclusion	27
Chapitre II : Modélisation et commande vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Etoile.....	28
II.1 Introduction	28
II.2 Description de la machine asynchrone double étoile	28
II.3 Hypothèses simplificatrices	29
II.4 Modèle triphasé de la MASDE.....	29
II.4.1 Equations électriques	29
II.4.2 Equations magnétiques	32

II.4.3 Energie magnétique	33
II.4.4 Expression du couple électromagnétique.....	33
II.4.5 Equation mécanique.....	34
II.5 Modèle biphasé de la MASDE	34
II.5.1 Transformation de Park.....	35
II.5.2 Choix du référentiel	35
II.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q).....	37
II.5.4 Puissance et couple électromagnétique.....	40
II.6 Association de la MASDE aux convertisseurs statiques	41
II.6.1 Modélisation des convertisseurs statiques à deux niveaux de tensions commandé par MLI.....	41
II.6.2 Stratégies de commande des convertisseurs statiques à deux niveaux :.....	43
II.6.3 Association de La MASDE-convertisseurs statiques de tension à commande MLI ..	44
II.7 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile	45
II.7.1 Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse	47
II.8 Simulation et interprétation des résultats de la commande vectorielle.....	49
II.9 Commande vectorielle par les réseaux de neurone artificiel	52
II.9.1 Les réseaux de neurone artificiel	52
II.9.1.1 Neurone biologique	53
II.9.1.2 Neurone formel (artificiel)	54
V.9.1.3 Poids des connexions	56
II.9.1.4 Apprentissage des réseaux de neurones	56
II.9.2 Application de réseau de neurones à la commande vectorielle de la MASDE.....	58
II.9.3 Interprétation des résultats de simulation de la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone :	61
II.10 Conclusion	64
Chapitre III : Commande prédictive sans modèle « RNN-PCC » de la MASDE	65
III.1 Introduction	65
III.2 Philosophie de la commande prédictive	65
III.2.1 Mise en oeuvre de la commande prédictive.....	66
III.3 Commande prédictive du courant de la MASDE	69
III.3.1 Modèle discrete de la MASDE	69
III.3.2 Définition d'une fonction de coût	70
III.3.3 Simulation et interpretation des résultats de la commande prédictive du courant....	71
III.4 Réseau des neurones récurrent avec apprentissage en ligne	74

III.4.1 Identifiant RNN pour un plan inconnu	74
III.4.2 Algorithme d'entraînement.....	75
III.4.3 Application RNN-PCC pour la MASDE.....	77
III.4.4 Résultats de simulation et interprétation	78
III.5 Conclusion.....	81
Chapitre IV : Diagnostic des défauts de semi-conducteurs de puissance dans les convertisseurs alimentant la MASDE	82
IV.1 Introduction	82
IV.2 Diagnostic des défauts	82
IV.2.1 Méthodes de diagnostic et classification	82
IV.3 Analyse de fonctionnement de la MASDE sous un défaut circuit-ouvert IGBT	86
IV.3.1 Caractéristique de défaut de circuit ouvert sur un interrupteur	87
IV.3.2 Caractéristique de défaut de phase ouvert	89
IV.3.3 Caractéristique de défaut à deux interrupteurs ouverts "Les deux supérieurs ou inférieurs"	89
IV.3.4 Cractéristique de défaut à deux interrupteurs ouverts "supérieur et inférieur"	90
IV.3.5 Caractéristique de défauts à trois interrupteurs ouverts	91
IV.4 Méthode du diagnostic développée	91
IV.3.1 Signature d'un défaut de circuit ouvert sur un interrupteur	93
IV.5 Résultats de simulation et discussion.....	87
IV.5.1.1 Évaluation de la performance sous défaut de phase ouvert « deux interrupteurs dans le même bras »	87
IV.5.1.2 Évaluation de la performance sous multiple défauts des interrupteurs ouverts	88
IV.5.1.3 Évaluation de la performance sous multiple défauts de phase ouverte	89
IV.5.1.4 Immunité aux fausses alarmes et teste de robustesse	89
IV.6 Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique	102
IV.6.1 Résultats expérimentaux et discussion	103
IV.6.1.1 Évaluation de la performance sous défaut de phase ouvert	103
IV.6.1.2. Évaluation de la performance sous multiple défauts de phase ouverte	104
IV.6.1.3 Évaluation de la performance sous multiple défauts des interrupteurs ouverts	104
IV.6.1.4 Immunité aux fausses alarmes	105
IV.7 Conclusion	106
Chapitre V : Commande vectorielle par RNA de la GASDE intégrée dans un système éolien	107
V.1 Introduction	107

V.2 Description du système étudié.....	107
V.3 Modélisation du système éolien	108
V.3.1 Zones de fonctionnement du système éolien	108
V.4 Modélisation de la turbine éolienne	109
V.4.1 Modèle aérodynamique des pales	109
V.4.2 Modèle du multiplicateur.....	111
V.4.3 Modèle de l'arbre mécanique	111
V.5 Commande du générateur éolien	112
V.5.1 Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse MPPT ..	112
V.6 Commande de la GASDE par NFOC	114
V.6.1 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique	115
V.6.2 Calcul de la tension du bus continu	115
V.6.3 Régulation de la tension du bus continu	116
V.6.4 Régulation des courants	116
V.6.5 Calcul des courants de références	117
V.6.6 Simulation et interprétation des résultats.....	118
V.6.7 Études comparatives entre les contrôleurs Pi et RNA	122
V.7 Modélisation des convertisseurs statiques à trois niveaux à structure NPC de tensions commandées par MLI.....	124
V.7.1 Les convertisseurs statiques multi-niveaux	124
V.7.2 Topologies des convertisseurs statiques multi-niveaux.....	124
V.7.3 Présentation de l'onduleur à 3-niveaux à structure NPC	125
V.7.4 Stratégies de commande des convertisseurs statiques à trois niveaux	128
V.7.5 Simulation et interprétation des résultats.....	130
V.8 Conclusion.....	132
Conclusion générale	133
Annexe	136
Bibliographie	146
Résumé	162

Introduction générale

Depuis la première apparition, le domaine des machines électriques et les systèmes d'entraînement ont été continuellement enrichis par l'introduction de nombreux domaines importants. En effet et depuis plus de cent ans, la recherche et le développement dans ce domaine semblent être sans fin. Les progrès dans l'électronique de puissance, les microcontrôleurs, les nouveaux matériaux et les progrès de la modélisation numérique ont conduit au développement de nouveaux types de machines électriques avec des nouvelles techniques et algorithmes de contrôle complexes [1].

Dans de nombreuses applications industrielles, la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance ont posé des problèmes au niveau de l'ensemble convertisseur-machine. En effet, le besoin de fréquences et de courants de commutation élevés nécessite l'utilisation de composants de haut calibre, d'autre part, les enroulements de la machine doivent être conçus pour supporter des tensions élevées [2], ce qui a motivé les activités de recherche et développement, réalisant ainsi de nouvelles topologies qui répondent à cette exigence.

Afin de répondre aux exigences susmentionnées, la segmentation de la puissance est une solution appropriée lors de l'utilisation de machines à induction multiphasées où le nombre de phases est supérieur à trois, alimentées par un ou plusieurs convertisseurs ; par rapport aux entraînements triphasés classiques, en effet, les machines polyphasées présentent des avantages potentiels par rapport à leurs homologues triphasés, tels qu'un courant nominal par phase plus faible, une densité de couple plus élevée, des ondulations de couple à basse fréquence plus petites et une capacité de fonctionnement tolérante aux pannes supérieure [1].

Pour cette raison, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour certaines applications industrielles de grande puissance telles que la traction ferroviaire, la propulsion des navires et les systèmes d'énergie éolienne. Parmi ces variateurs multiphasés, les machines asynchrones à double étoile (MASDE).

La machine asynchrone double étoile (MASDE) ou encore appelée machine asynchrone double stator, est l'objet de nombreuses études depuis longtemps. Elle présente l'avantage d'être robuste, fiable et peu fonctionnée en marche dégradée. Malheureusement elle présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables

internes tels que le couple électromagnétique et le flux rotorique sont fortement couplés, ce qui rend complexe la commande de cette machine [3].

En effet, la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Cette méthode de commande a été réalisée dans les années 71 et 72 par HASS et BLASCHKE. Plusieurs techniques assez similaires, mais présentant quelques différences dans l'interprétation des concepts clés, ont été proposés dans le domaine de la commande des machines asynchrones [4]. Citons par exemple, la commande scalaire, la commande directe de couple, la commande par linéarisation entrée/sortie, ...etc. La plupart de ces techniques sont basées sur la modélisation linéaire de la machine. Ceci pour des raisons de faciliter de traitement, le cas d'un modèle linéaire présente en plus l'avantage de se situer dans un contexte théorique très riche.

La plupart des méthodes classiques de commande aboutissent parfois à de faibles performances, et à une détérioration de la robustesse de la commande. Surtout que le dimensionnement robuste du schéma de commande ne donne plus de résultats satisfaisants, lorsque les paramètres de la machine varient dans le temps.

L'évolution de la théorie des systèmes de commande a donné naissance à une multitude de techniques qui assure l'asservissement de la machine asynchrone double étoile, à savoir la commande par mode de glissement, la commande par logique floue, la commande par réseau de neurones, la commande prédictive, la commande sans capteur mécanique, ...etc.

La commande prédictive est une approche arrivée à maturité, tellement elle est utilisée dans l'industrie, où ses diverses applications se sont révélées très concluantes, notamment sur des systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques, il faut noter les processus chimiques, qui ont été les premiers à utiliser ce type de commande, les processus de distillation, l'industrie pétrolière et les systèmes électromécaniques tels que la commande d'axes de robot, [4].

Cependant, face aux systèmes non linéaires que présentent la structure forte complexe, la synthèse de la loi de commande exige une étude détaillée de la dynamique du système et en l'absence d'information a priori sur le système à commander, cette tâche est d'autant plus difficile. Dans ce sens l'utilisation des réseaux de neurones multicouches appliquée à la machine asynchrone double étoile en commande prédictive s'avère un moyen efficace pour pallier ces problèmes.

Les réseaux de neurones présentent plusieurs avantages surtout en identification et approximation de fonctions [1], et ont poussé leur utilisation dans la conduite des processus. L'avantage principal de ces approches réside dans la possibilité d'implémentation des algorithmes issus des développements théoriques, motivés par l'évolution technologique des calculateurs numériques.

Malgré toutes les avantages de la MASDE, un certain nombre de contraintes de différentes natures peuvent restreindre la durée de leur vie, en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor. Ces pannes provoquent des pertes économiques considérables, il est donc primordial de mettre en œuvre des systèmes de surveillance afin d'éviter les arrêts inattendus[5].

Les défauts peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements, ...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, ...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les températures peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur[6].

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels et particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition.

Avec la crise du pétrole de 1973, des recherches en énergies renouvelables et systèmes de conversion ont été relancées. Ils se concentrent sur la création des éoliennes modernes, ce qui a conduit au développement d'énormes machines en tant que prototypes de recherche. À cette époque, la fabrication des grandes turbines a été entravée par des problèmes techniques et un coût élevé, [5].

Pour une éolienne à vitesse variable, le générateur est commandé par un équipement électronique de puissance, ce qui permet de contrôler la vitesse du rotor. De cette manière, les fluctuations de puissance provoquées par les variations du vent peuvent être plus ou moins absorbées en modifiant la vitesse du rotor, ainsi les variations de puissance provenant de la conversion du vent peuvent être réduites. Par conséquent, l'impact de la qualité de puissance causée par l'éolienne peut être amélioré par rapport à une turbine à vitesse fixe.

Organisation de la thèse

Après l'introduction générale, qui donne un aperçu des principaux points qui seront traités dans cette thèse concernant la commande de la machine asynchrone à double étoile, le corps principal de la thèse est structuré comme suit :

Le premier chapitre résume les systèmes multiphasés selon les stratégies de control, diagnostique des défauts des semi-conducteurs et les systèmes éoliennes basée sur ce type de machine.

Le deuxième chapitre comprend deux parties, la première est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double étoile et son alimentation. Ensuite, la commande vectorielle est appliquée pour la commande de la vitesse par un régulateurs classiques de type PI. La deuxième partie est consacrée à l'étude et à l'association de la commande par les réseaux de neurone artificiel avec la stratégie de la commande vectorielle (FOC-RNA) de la MASDE, afin d'améliorer les performances de la conduite de la machine (temps de réponse, rejet de perturbation, sensibilité aux variations paramétriques, ...etc.).

Le troisième chapitre fait l'objet de l'application de la commande prédictive du courant sans modèle à la MASDE. Ensuite, la commande prédictive est améliorée par le réseau de neurones récurrent (RNN) afin d'éviter les problèmes des variations paramétrique. Nous donnons en premier lieu un rappel théorique sur la commande prédictive. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de la commande avec ses différentes étapes. Ensuite, nous entamons par l'application de cette commande sur la MASDE. Pour améliorer les performances de cette commande et éliminer ses inconvénients, nous combinons avec le réseau de neurones récurrent (RNN).

Dans le quatrième chapitre, une nouvelle approche de diagnostic des défauts en circuit ouvert est proposée pour les convertisseurs de puissance alimentant la machine asynchrone double étoile, basée sur les caractéristiques du courant pour chaque type de défaut. La fiabilité de l'algorithme de diagnostic de défaut considéré est évaluée et confirmée par des résultats expérimentaux.

Dans le cinquième chapitre nous présentons la description, la modélisation et la commande du système éolien, la modélisation et le contrôle de la liaison au réseau sont donnés afin de monter l'efficacité de ces techniques dans la résolution du problème de la

robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques et aussi aux variations rapides de vitesse du vent.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de cette thèse et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

Système multiphasé : état de l'art, problématique et contexte de travail

Dans ce chapitre, une revue détaillée de la littérature des derniers développements de la recherche dans le domaine des machines et entraînements multiphasés est présentée.

Chapitre I

Système multiphasé : état de l'art, problématique et contexte de travail

I.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont des ensembles moteurs générateurs permettant la transformation électrique-mécanique et vice versa. Actuellement, ces machines dominent assez largement le domaine des machines électriques. Depuis la première machine inventée par Tesla, les chercheurs ne cessent d'avancer dans ce domaine. A l'apparition des machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois), plus fiables, robustes, et donnent la possibilité de segmentation de la puissance [1], minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmonique ce qui lui donne une priorité par rapport aux machines conventionnelles triphasées, grâce à ses avantages ces dernières sont utilisées dans les applications de fortes puissances, tel que la propulsion navale, la traction ferroviaire et production de d'énergie électrique d'origine éolienne.

Dans ce chapitre, une littérature des derniers développements de la recherche dans le domaine des machines et des entraînements multiphasés est présentée. Pour permettre une meilleure corrélation entre la littérature étudiée et celle de la thèse, le reste de ce chapitre est divisé en quatre sections principales.

La section I.2 présente, généralité sur les machines multiphasées. La section I.3 reporte les méthodes de contrôle actuelles pour les systèmes d'entraînement polyphasés, en mettant l'accent sur le contrôle prédictif. La section 2.4 résume les connaissances actuelles dans le domaine du diagnostic des défauts des convertisseurs pour les machines multiphasées, tandis que la section I.5 présente le fonctionnement des machines multiphasées en mode génératrice.

I.2 Généralité sur les machines multiphasées

Dès le début du XX^{ème} siècle, l'une des premières applications de la motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les mesures des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec quatre moteurs de 30 MW [3]. À cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était pas encore mis en question le fractionnement de la puissance des machines triphasées ; cette

nécessité n'est apparue que plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie.

Une première solution de fractionnement consiste à doter les machines de six phases (Hexaphasées) réparties en deux étoiles indépendantes. La machine multiphasée issue de cette association qui permet de bénéficier des acquis de la réalisation des bobinages triphasés. Dans cette association, les pôles magnétiques formés par les bobinages sont décalés d'un angle de 30° . Les enroulements de ces machines sont le plus souvent alimentés de manière indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courants entre les groupes de phases afin d'éviter les effets d'induction mutuelle. Dans [4], l'auteur a présenté une synthèse de ces modes de réalisation des machines multiphasées (multi-étoiles) ainsi que les études auxquelles elles ont données lieu.

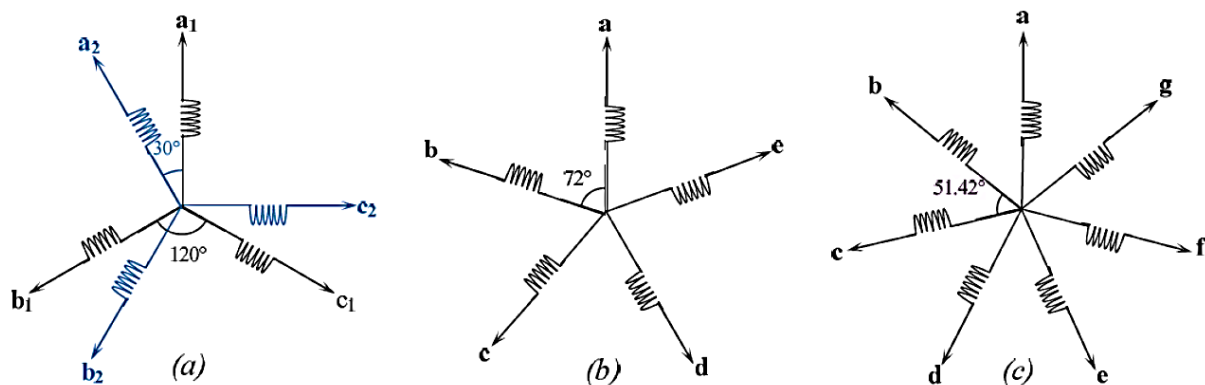


Figure I.1 Exemples d'organisation des enroulements des machines multiphasées
a) double étoile ; b) cinq phases ; c) sept phases

I.2.1 Types de machines multiphasées

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « type 1 » et « type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

I.2.1.1 Machines multiphasées de « type 1 »

Les machines multiphasées de « type 1 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées $q=3\eta$ ($\eta = 1,2,3,4,\dots$), ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles ». Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire η neutres isolés.

Or, pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes (ceci correspondant au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de ($\alpha=\pi/6$) a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha=\pi/3$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », note q_α , dont la définition est $q_\alpha = \pi/\alpha$.

Le tableau I.1 donne des détails sur quelques exemples de machines multiphasées de type 1 ou « machines multi-étoiles ».

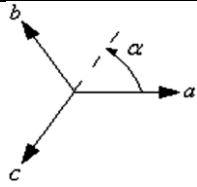
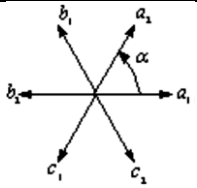
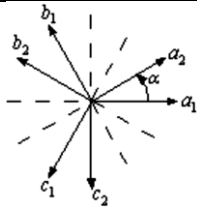
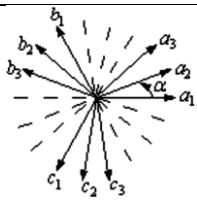
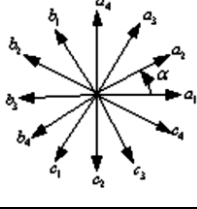
Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent des phases (q_α)	Décalage angulaire(α)degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tableau I.1 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois.

I.2.1.2 Machines multiphasées de « Type 2 »

Les machines multiphasées de « type 2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours $q = q_\alpha = \frac{q}{\alpha}$.

Le tableau I.2 présente quelques exemples des machines multiphasées de type 2.

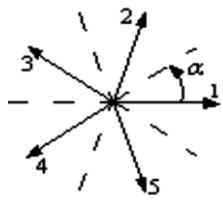
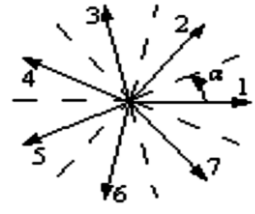
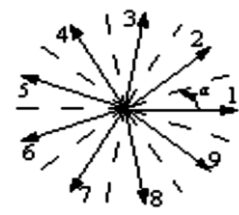
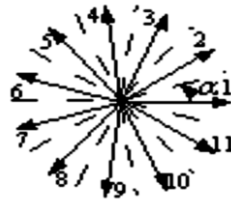
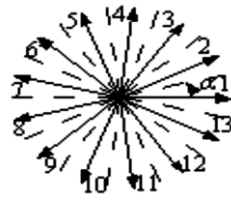
Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent des phases (q_α)	Décalage angulaire(α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	$25,7^\circ$	
9	9	20°	
10	10	$16,3^\circ$	
11	11	$13,8^\circ$	

Tableau I .2 : Machines polyphasées dont le nombre de phases statorique est un impair de trois.

1.2.2 Comparaisons entre les machines multiphasées de type 1 et type 2

Les machines multiphasées de type 2, ce sont des machines à cinq phases (figure I.1b), sept phases (figure I.1c) ou plus, dans lesquelles les enroulements ne sont associés que par un seul couplage, le choix d'un nombre de phases impair contribue à limiter les harmoniques d'espace, diminuant par la même amplitude des ondulations de couple électromagnétique, ceci est favorable aux organes mécaniques en mouvement, car les couples ondulatoires résiduels sont rejetés dans un domaine de fréquences élevées, là où ils sont naturellement filtrés par la charge mécanique [5]. La discrétion vibratoire qui en découle est mise à profit pour la propulsion électrique des navires. Cette option est retenue pour les bateaux de croisière civils où le confort est un objectif de premier ordre. En cherchant la furtivité, les applications militaires profitent de cet intérêt en usant à leur tour de machines fractionnées (deux fois treize phases de Framatome/Jeumont ou trois fois cinq phases d'Alstom en 2003 pour le Destroyer type 45 de la marine britannique).

Dès les années 80, une fois dépassé l'enjeu de la segmentation de puissance ou celui du lissage du couple est dépassé, un nouvel enjeu apparaît : dans [6] l'auteur a exposé le fait qu'un nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de la redondance parallèle des motorisations. Cette propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile (type 1) à la moitié de la puissance nominale ; elle s'étend alors aux machines multiphasées pourvues d'un nombre élevé de phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements multiphasés à la machine multiphasées pour assurer une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations électriques.

Par ailleurs, sur le plan conceptuel, des études ont mis en évidence que la segmentation de puissance dans des phases plus nombreuses associées à la technique de bobinage employée, favorise le remplissage des encoches. Cette pratique est confortée par le constat que même en augmentant le nombre de composants de puissance, le volume global des composants reste plus faible qu'avec une solution triphasée, ces modes de réalisation permettent d'accroître la puissance volumique de la machine, ce qui est très apprécié dans les applications embarquées. Plus généralement, le nombre de phases tend à devenir un paramètre supplémentaire pour le dimensionnement des machines [7]. Il peut être utilisé dans la démarche de conception comme un nouveau terme d'optimisation pour les systèmes complexes ou avancés. Dans cet esprit, la banalisation du nombre de phases permet de ne plus

présenter les machines multiphasées comme des objets curieux, mais comme des constituants favorables à l'équation technico-économique.

L'une de ces machines que nous allons étudier dans ce travail, est la machine asynchrone double étoile « MASDE ». Cette machine équipe intensivement la majorité des systèmes éoliens dans le monde autant que génératrice auto-excitée en fonctionnement autonome [2], grâce à ses avantages, cependant, son inconvénient majeur est la complexité de sa commande.

1.2.3 Modèles de machine à six phases « double étoile » dans la littérature

La commande des machines multiphasées est généralement une extension des principes de commande utilisés pour les machines triphasées. Comme dans le cas d'une machine triphasée, la commande d'une machine multiphasée est basée sur un modèle de machine approprié. Dans le cas particulier d'une machine à six phases, deux modèles différents ont été couramment utilisés pour le développement de la commande, à savoir le modèle double-dq [8] et le modèle VSD [9].

Pour le modèle double-dq, deux transformations triphasées distinctes de découplage (Clarke) sont d'abord appliquées sur les deux ensembles d'énergie et aux deux ensembles des enroulements triphasés. En prenant les courants de stator comme exemple, on obtient deux paires de courants α - β ($i_{\alpha 1} - i_{\beta 1}$ and $i_{\alpha 2} - i_{\beta 2}$) dans le référentiel stationnaire. Ces courants sont ensuite soumis à une transformation de rotation (Park), pour donner deux paires correspondantes de courants d-q ($i_{d1} \ i_{q1}$ et $i_{d2} \ i_{q2}$). L'axe d étant aligné sur le flux du rotor, le flux de la machine est contrôlé par la régulation de i_{d1} et i_{d2} , tandis que le couple de la machine est contrôlé en régulant i_{q1} et i_{q2} . Ceci est analogue à la commande orientée vers le flux du rotor (RFOC) dans les machines triphasées, sauf que deux ensembles de contrôleurs de courant d-q sont nécessaires au lieu d'un seul.

Une mise en œuvre de la commande de courant basée sur cette approche a été rapportée dans [10]. Une extension de ce modèle à une machine à neuf phases a été démontrée dans [11] pour une application d'ascenseur à ultra-haute vitesse, en utilisant trois transformations de découplage au lieu de deux et trois paires de contrôleurs de courant d-q. Cependant, un inconvénient évident de ce modèle est que son application est limitée aux machines multiphasées avec plusieurs enroulements triphasés. Une alternative au modèle double-dq est le modèle VSD développé dans [9]. Le modèle VSD est un outil important pour l'analyse des machines polyphasées et, par la suite, pour le développement des méthodes de contrôle actuelles. En utilisant l'approche VSD, une machine à n phases peut être représentée à l'aide

de $n/2$ (ou $(n-1)/2$ pour les machines ayant un nombre impair de phases) sous-espaces orthogonaux, qui comprennent un sous-espace α - β et plusieurs sous-espaces x-y, ainsi que les composantes homopolaires. Pour une machine avec une distribution sinusoïdale de la force magnéto-motrice (FMM), seules les composantes α - β contribuent à la conversion utile de l'énergie électromécanique, tandis que les composantes x-y et homopolaires ne produisent que des pertes [12]. Sur la base de l'approche VSD, les équations α - β d'une machine polyphasée sont identiques à celles d'une machine triphasée, de sorte que la mise en œuvre directe de la commande vectorielle triphasée standard devient possible. Néanmoins, en raison de la présence de composants supplémentaires produisant des pertes, les courants correspondants doivent également être contrôlés pour améliorer les performances du système.

Par rapport au modèle double-dq, le modèle VSD est plus général et est applicable aux machines polyphasées de n'importe quel nombre de phases. La séparation des composantes productrices de flux et de couple (α - β) des composantes productrices de pertes (x-y et zéro-séquence) dans le modèle VSD fournit un outil perspicace pour le développement de la modulation de largeur d'impulsion du vecteur spatial (SVPWM) pour les machines multiphasées [9] [13] [14], ce qui ne peut pas être fait facilement en utilisant le modèle double-dq. En termes de contrôle, il a été conclu dans [15] que des performances dynamiques similaires peuvent être obtenues quel que soit le type de modèle choisi. Néanmoins, il a également été noté dans [15] que le contrôle vectoriel de la machine à six phases utilisant l'approche VSD nécessite des termes de découplage de tension qui sont moins compliqués que dans l'approche double-dq.

Il convient de noter que, bien que les modèles VSD et double-dq soient essentiellement applicables à la même machine, les paramètres de la machine pour chaque modèle sont différents. Dans [16], il a été démontré que si l'inductance de fuite mutuelle entre les deux enroulements triphasés est considérée comme négligeable, une corrélation simple et directe entre les paramètres des deux modèles existe. La résistance du stator et l'inductance de fuite du stator sont égales pour les deux modèles, tandis que l'inductance mutuelle, l'inductance de fuite du rotor et la résistance du rotor du modèle VSD sont deux fois supérieures à celles du modèle double-dq. Malgré les divers avantages du modèle VSD, les variables sont plus difficiles à interpréter physiquement, contrairement au modèle double-dq où dq1 est clairement lié au premier ensemble d'enroulements « étoile 1 » et dq2 au second ensemble d'enroulements « étoile 2 ». En raison de cet avantage, le modèle double-dq est le modèle adopté dans ce travail.

I.3 Stratégie de contrôle des systèmes multiphasés

Une machine asynchrone peut être commandée selon deux types de contrôle : un contrôle scalaire (v/f) ou un contrôle vectoriel [17], [18], [19]. Le contrôle scalaire est basé sur le maintien du rapport des amplitudes de la tension et de la fréquence constant. Bien que ce type de contrôle ait longtemps servi l'industrie, il est incapable d'assurer de bonnes performances dynamiques. Ce qui a laissé largement la place aux moteurs à courant continu d'être le meilleur choix pour les applications d'entraînement à vitesse variable durant plusieurs années. Les choses ont commencé à changer après que la théorie du contrôle vectoriel à flux orienté a été introduite par Blaschke [20] et Hasse [21]. Cette technique de commande a conduit à un changement radical dans la commande de la machine asynchrone, et cela grâce à la qualité des performances dynamiques qu'elle apporte. Son principe est de ramener le modèle de la machine dans un référentiel tournant avec le vecteur du flux rotorique. Ce qui implique un découplage entre le couple et le flux comme dans le cas dans une machine à courant continu. Deux versions sont possibles du contrôle vectoriel à flux orienté [22], [23]: la première appelée directe qui nécessite la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel. La deuxième appelée indirecte, où seule la position du flux rotorique est estimée. Cette dernière version a été largement étudiée durant les trois dernières décades [24], [25], [26], et cela revient à la simplicité de l'implémentation du fait qu'elle ne nécessite pas de capteur de flux comme la première. Cette approche présente l'inconvénient d'être très sensible aux variations paramétriques, et par conséquent manque de robustesse, notamment vis à vis de la variation de la résistance rotorique. Comme cette résistance est liée directement à l'évaluation de l'angle d'orientation du flux, une légère variation de celle-ci entraîne une erreur au niveau de l'orientation du référentiel tournant ainsi que des conséquences sur le découplage.

La figure I.2 ci-dessous illustre les différentes classifications des stratégies de commande :

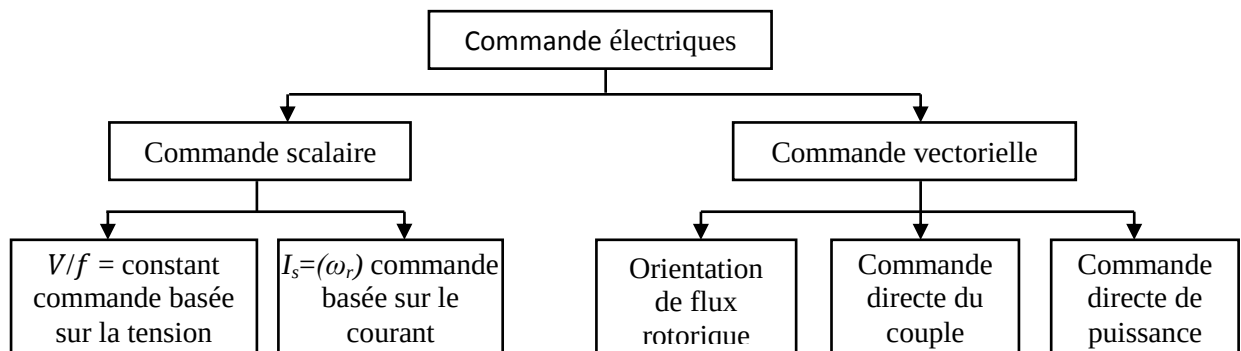


Figure I.2 Classification des stratégies de commande des machines alternatives.

Par la suite, plusieurs techniques de commandes non linéaires ont été étudiées pour piloter la machine asynchrone. Elles ont été développées afin de remplacer le contrôle vectoriel, tout en assurant à la fois une commande séparée du flux et du couple et une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques. Parmi les techniques appliquées à la commande de la machine asynchrone, on peut citer :

- La commande de linéarisation par retour d'état [26], basée sur la linéarisation et le découplage du modèle en utilisant les outils de la géométrie différentielle. Son inconvénient majeur est la non robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- La commande basée sur la passivité [27], [28], s'appuyant sur l'assurance de la stabilité du système, consiste à calculer l'énergie totale du système, ensuite de rajouter un terme d'amortissement. Elle se caractérise par sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques, mais sa mise en œuvre expérimentale reste encore délicate.
- La commande par modes glissants [29], [30], se caractérise par la simplicité d'élaboration et la robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures. Son inconvénient majeur est le phénomène du broutement « chattering ».

D'autre part, la commande prédictive de courant basée sur un modèle (model-based predictive current control (MB-PCC)) est récemment devenue une technologie de commande avancée puissante dans les entraînements industriels. Contrairement aux techniques classiques de contrôle vectoriel et les techniques de contrôle direct. La commande prédictive possède une excellente dynamique, un concept simple et la capacité d'inclure facilement des contraintes multi-nonlinéaires dans la fonction de coût, ces caractéristiques étant extrêmement recherchées pour une large gamme d'applications [31], [32].

Malgré les nombreux avantages de la commande prédictive, elles dépendent fortement des paramètres du système. Par conséquent, de telles incertitudes sur les paramètres affectent négativement les performances de contrôle, en augmentant à la fois les ondulations et les erreurs de suivi [31].

Plus récemment, certaines études ont proposé la méthode de la commande prédictive de courant sans modèle (model-free predictive current control (MFPC)) comme une solution alternative efficace pour éviter la question de la connaissance préalable du modèle du système, n'étant donc pas affectée par la variation des paramètres. Cette méthode a été proposée dans [33] pour les entraînements MSAP, dans laquelle deux tables de consultation (LUT) sont adoptées pour stocker les données de variations des courants dq , causées par

l'ensemble des huit vecteurs de tension appliqués dans chaque période de contrôle, et utilisées ultérieurement pour prédire le vecteur de tension optimal, selon la fonction de coût prédéfinie.

De nos jours, l'application des méthodes d'intelligence artificielle, en particulier les approches de réseaux de neurones artificiel (RNA), augmente rapidement dans le domaine de l'électronique de puissance et des commandes de machines [34]. En particulier, les méthodes de réseaux de neurones avec des processus de formation hors ligne ont été utilisées dans plusieurs applications, y compris l'identification des systèmes [35], et la mise en œuvre des lois de contrôle [36], [37]. Cependant, elles nécessitent une grande quantité d'apprentissage basée sur les données historiques, et sont donc exigeantes en termes de calcul et de temps.

Récemment, la combinaison de réseaux de neurones avec la commande de courant prédictive est utilisée pour la régulation de la puissance et de la fréquence du réseau [38] dans le but d'éviter la connaissance préalable du modèle du système. Cependant, à part les problèmes d'apprentissage des données hors ligne, cette méthode est inefficace lorsque les paramètres du système changent, ce qui nécessite un pré-entraînement supplémentaire prenant en compte la variation des paramètres.

Par conséquent, dans ce travail, une nouvelle commande prédictive de courant sans modèle basée sur un réseau neuronal récurrent (RNN-MPC) pour La MASDE est proposée et détaillé au chapitre 3. Le but de cette technique est d'introduire un nouveau modèle de prédiction du courant estimé par l'identificateur RNN, dans lequel seuls les états mesurés sont utilisés, au lieu de celui basé sur les paramètres du système comme dans le PCC conventionnel. Le contrôle proposé ignore tous les effets des variations ou des inadéquations des paramètres, ainsi que de la non-linéarité et des incertitudes du modèle. Par conséquent, l'influence de la variation des paramètres de la MASDE ainsi que le problème de stagnation peuvent être totalement évités, tandis que la meilleure performance de contrôle est atteinte.

I.4 Défauts dans les systèmes multiphasés : Diagnostique des défauts des semi-conducteurs.

Un défaut est un événement qui influe le bon fonctionnement d'un processus industriel par la dégradation de ses performances ou le plus souvent conduit à un arrêt total du système. Les défauts peuvent toucher essentiellement les actionneurs, les capteurs, les contrôleurs ou le système. En effet, les défauts peuvent apparaître dans chaque élément du système (convertisseur statique, machine et capteur).

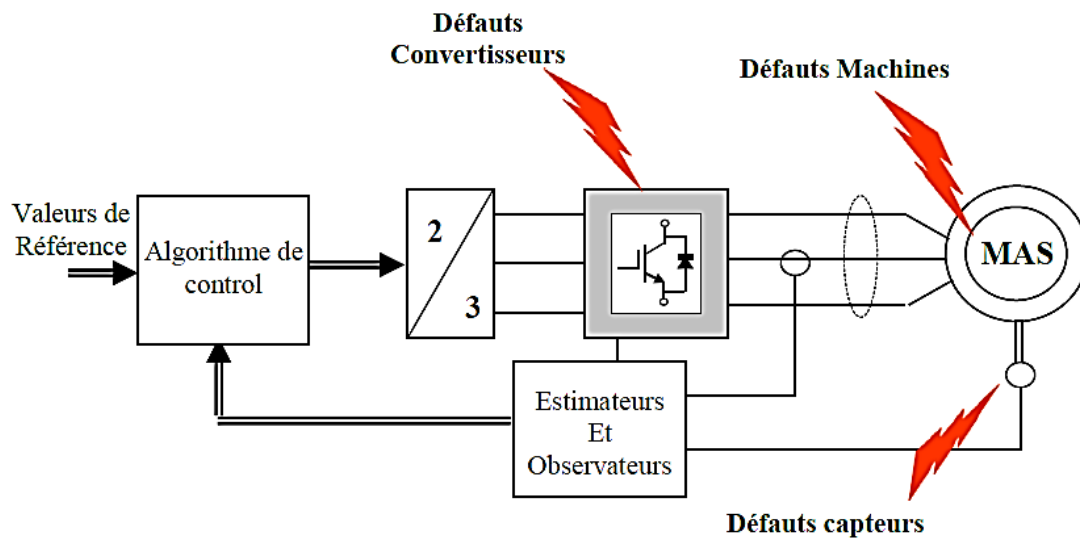


Figure I.3 Schéma synoptique des différents types de défauts

I.4.1 Diagnostic des défauts convertisseurs de puissance

La fiabilité des semi-conducteurs de puissance est l'un des facteurs les plus importants qui déterminent la fiabilité, l'efficacité et le coût des systèmes éoliens. Ces convertisseurs de puissance sont des dispositifs complexes qui sont souvent exposés aux stressés électriques ou thermiques élevés, étant donc très fragiles à souffrir des défaillances critiques.

Plusieurs études statistiques montrent aussi que les défauts liés aux convertisseurs de puissance sont les plus fréquents dans les entraînements électriques à vitesse variable. Une étude comparative entre différentes technologies utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne et les types des défauts qui peuvent se produire dans ces convertisseurs est également présentée dans [39]. La distribution de ces défauts selon leur apparence a été analysée dans [40] et illustrée dans la figure I.4.

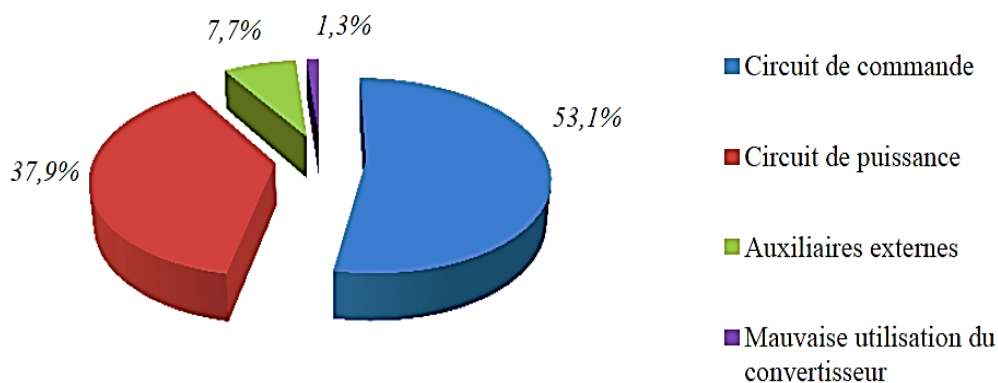


Figure I.4 Distribution des défaillances dans un convertisseur de puissance.

D'après la figure 1.6, un pourcentage très élevé des défauts convertisseur de puissance sont dues aux défauts dans le circuit de commande. Ces défauts conduisent généralement à un défaut d'ouverture ou de fermeture de l'IGBT. En effet, les défauts semi-conducteurs de

puissance sont généralement classés comme des défauts de court-circuit et les défauts de circuit-ouvert. Elles sont causées par des stresses électriques ou thermiques élevés, perte de signal de commande ou perte de déconnection d'un fil. Le défaut court-circuit IGBT peut être dangereux et exige l'arrêt total du système. Par conséquent, afin de parvenir à une détection rapide de ce type du défaut, les convertisseurs sont équipés d'une protection appropriée et la détection de défaut court-circuit devient une caractéristique standard pour les convertisseurs de puissances. En cas de défaut de circuit-ouvert IGBT, la continuité de service n'est pas mise en cause. En effet, ce type de défaut est caractérisé par des oscillations du courant dans les phases défectueuses et les phases saines, ce qui provoque des oscillations du couple électromagnétique de la machine. Pour les applications de convertisseur raccordé au réseau électrique, le courant du réseau devient non sinusoïdal ce qui engendre une distorsion harmonique considérable et réduit considérablement le facteur de puissance du réseau.

Nombreuses demandes industrielles et différentes littératures s'intéressent à résoudre les problèmes de fonctionnement en mode dégradé du système lors de la présence d'un défaut de semi-conducteur dans les convertisseurs de puissance. Par conséquent, le développement des méthodes de diagnostic des défauts IGBT occupe un axe de recherche très important au cours des dernières années.

I.4.2 Défauts des interrupteurs statiques

I.4.2.1 Court-circuit

a) Court-circuit d'un interrupteur : Les deux interrupteurs de la même cellule sont commandés de façon complémentaire. Cette fonction est réalisée par le driver. En effet, lorsqu'un des deux interrupteurs reste à l'état passant. A ce moment, un court-circuit est imminent si la voie de commande de l'interrupteur complémentaire reste intacte, figure (I.5).

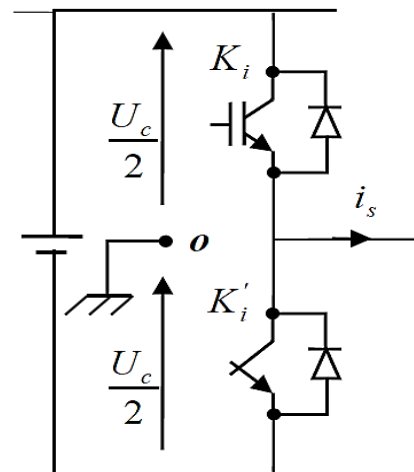


Figure I.5 Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras

En plus, l'apparition de deux chemins de circulation incontrôlable du courant, passant par les diodes contenues dans les interrupteurs. Par conséquent, lorsque la configuration des courants rend une de ces diodes passantes, un couple de freinage non négligeable est créé, empêchant la création d'un couple utile significatif, figure (I.6).

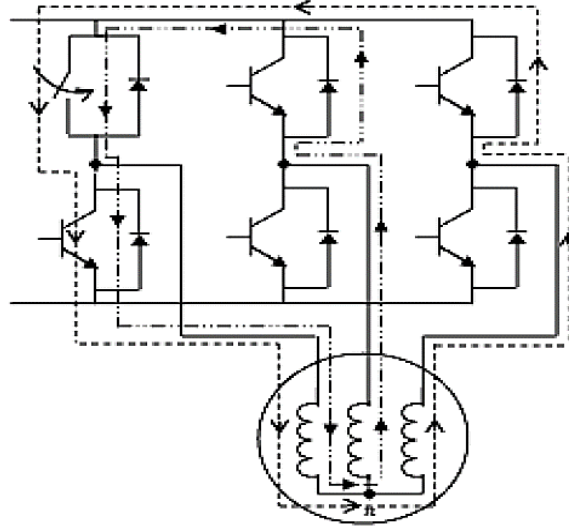


Figure I.6 *Chemin de circulation incontrôlable du courant en cas de défaut de court-circuit sur un interrupteur*

b) Court-circuit de deux interrupteurs : Ce cas est spécifique par rapport au cas précédent. En effet, pour que ce cas apparaisse, il faut que l'onduleur soit victime d'un double défaut. Si les deux courts-circuits sont sur deux bras différents, l'arrêt du moteur est inévitable. Si les deux courts-circuits sont sur le même bras on retrouve le premier cas. Les défauts de court-circuit des interrupteurs de puissances sont dangereux car la source se trouvera alors court-circuitée.

I.4.2.2 Circuit ouvert

a) Ouverture d'un interrupteur : Dans ce cas l'interrupteur de puissance reste ouvert en permanence, en générale la diode en antiparallèle reste opérationnelle figure (I.7).

Selon la localisation du défaut dans la cellule, on remarque la disparition de l'alternance positive ou de l'alternance négative.

Dans ce type de défaut le moteur continu à fonctionner, mais on remarque une chute du couple. Ce qui rend le contrôle du moteur très difficile voire impossible à cause des passages par zéro du couple global produit.

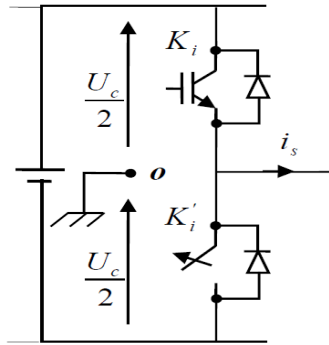


Figure I.7 Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras

b) Ouverture de deux interrupteurs : Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux interrupteurs restants ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation, la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Si la défaillance survient à grande vitesse, la durée de conduction des diodes augmente et la valeur moyenne du couple produit diminue. Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons par le diagnostic de défauts du circuit ouvert pour les convertisseurs à six phases.

I.4.3 Diagnostic de défaut du circuit ouvert dans la littérature

Dans la littérature, de nombreuses méthodes de diagnostic des défauts en circuit ouvert ont été proposées pour les onduleurs à source de tension (VSI) triphasés, qui peuvent être classées en deux groupes : les approches basées sur le signal et les approches basées sur le modèle. Ces dernières comparent le résidu entre les courants/tensions mesurés et leurs valeurs estimées à un seuil fixe [41]-[44]. L'utilisation des seuils adaptatifs dans [45]-[47] permet une immunité élevée contre les faux diagnostics. Cependant, la connaissance préalable du modèle du système et l'effort de calcul élevé sont les principaux inconvénients.

En ce qui concerne les approches basées sur le signal, plusieurs méthodes basées sur l'analyse des signaux de courant ou de tension ont été étudiées [48]. En général, les méthodes basées sur la tension sont les plus rapides pour la détection des défauts, mais elles nécessitent des capteurs supplémentaires et sont donc des solutions coûteuses. Dans [49], l'erreur entre les tensions mesurées et estimées est utilisée pour détecter le défaut de circuit ouvert pour un convertisseur modulaire à plusieurs niveaux, alors que le défaut est identifié en vérifiant les états de commutation. Dans [50], une comparaison entre l'enveloppe de tension et la valeur propre de diagnostic prétraitée est présentée pour détecter un défaut de commutateur unique.

D'autre part, les méthodes basées sur le courant sont les plus recommandées car elles sont simples, fiables et ne nécessitent pas de capteurs supplémentaires ou la connaissance du modèle du système [51]. L'approche vectorielle de Park a été proposée pour la première fois dans [52] comme outil de diagnostic pour les VSI triphasés alimentant des moteurs à induction (IM). La même approche a été ensuite utilisée dans [53]-[54]. Cependant, des algorithmes complexes de reconnaissance des formes sont nécessaires. Plus récemment, d'autres algorithmes vectoriels de Park ont été proposés, dans lesquels les défauts à commutateur ouvert et en phase ouverte sont identifiés pour les VSI [55], et pour les convertisseurs de puissance dos à dos alimentant des machines synchrones à aimants permanents (PMSM) [56], [57]. Un algorithme de diagnostic des défauts en circuit ouvert basé sur l'analyse de similitude de courant pour un redresseur triphasé a été présenté dans [58] avec la capacité de détecter des défauts multiples. Cependant, cette technique présente de sérieux inconvénients liés aux efforts élevés de réglage et de calcul, qui augmentent la complexité de la mise en œuvre. Les quantités moyennes des courants normalisés [59]-[61] et les erreurs entre les courants mesurés et de référence [62]-[64] ont été proposées comme variables de diagnostic pour détecter les défauts multiples en circuit ouvert dans les VSI triphasés. La valeur moyenne du courant absolu normalisé est utilisée dans [65]. Ces méthodes sont indépendantes de la charge et ne nécessitent que les courants mesurés et un faible effort de calcul, ce qui les rend très faciles à mettre en œuvre dans le contrôleur du variateur. D'autres algorithmes de diagnostic de défauts basés sur l'analyse de la distorsion du courant sont proposés dans [66].

I.4.3.1 Travaux réalisés pour un diagnostic des défauts en circuit ouvert pour les machines multiphasés

Toutes les références mentionnées ci-dessus sont dédiées au diagnostic des défauts en circuit ouvert pour les machines triphasées classiques. Cependant, la plupart d'entre elles sont inefficaces pour les machines multiphasés. Néanmoins, certaines études peuvent être trouvées sur ce sujet également. Dans [67], une méthode de diagnostic basée sur des signaux numériques utilisant l'analyse des composants symétriques est proposée pour identifier les défauts en phase ouverte dans un moteur à réluctance synchrone assisté par aimant permanent à cinq phases. Les courants de référence et mesurés dans le référentiel Concordia d'un PMSM à cinq phases sont traités dans [68]. Dans [69], l'identification des directions de référence dans le plan α - β est employée, en suivant l'approche basée sur les centroïdes pour les défauts de commutateur ouvert, et l'approche de courant de phase est utilisée pour les défauts de phase

ouverte. Néanmoins, l'utilisation de plusieurs indicateurs pour la détection du défaut augmente la complexité de l'algorithme, surtout dans les machines multiphasées. Une approche basée sur le modèle a été utilisée dans [70] pour un PMSM à cinq phases et dans [71] pour un PMSM triphasé double. Les deux algorithmes sont basés sur l'utilisation d'observateurs, dans lesquels ils dépendent toujours des paramètres de la machine. Dans [72], le vecteur du courant moyen de Park a été proposé pour le diagnostic des défauts de court-circuit et de circuit ouvert dans les entraînements PMSM à six phases. Plus récemment, des algorithmes de diagnostic rapide basés sur la décomposition de l'espace vectoriel (VSD) utilisant les courants harmoniques de référence x-y pour les machines multiphasées ont été abordés dans [73]-[75]. Dans [73], le diagnostic et la tolérance du défaut de circuit ouvert pour les PMSM triphasés doubles sont proposés, dans lesquels deux étapes sont nécessaires pour détecter et localiser les défauts. L'algorithme proposé est plus complexe et ne prend pas en compte les défauts multiples. La même approche est proposée pour détecter le défaut de phase ouverte dans les commandes IM à six phases [74] et les défauts de phase ouverte et de commutateur ouvert des IM à cinq phases [75]. En conclusion de ces études, les méthodes basées sur les VSD peuvent être étendues à différents types de machines multiphasées en utilisant les courants harmoniques x-y. Ces derniers peuvent conduire à un mauvais diagnostic.

La littérature montre que, malgré toutes les recherches intéressantes menées par plusieurs auteurs concernant le diagnostic des défauts en circuit ouvert, il y a un grand manque de recherches traitant du diagnostic des défauts multiples des interrupteurs ouverts et des phases ouvertes pour les convertisseurs à six phases. En outre, la plupart des algorithmes de diagnostic sont basés sur des seuils de détection et des paramètres de réglage, qui peuvent nécessiter des ajustements en fonction des conditions de fonctionnement, et leur réglage est un processus complexe. Cela affecte négativement la fiabilité des algorithmes de détection en augmentant à la fois l'effort de réglage et la possibilité de faux diagnostics. Par conséquent, une nouvelle méthode de diagnostic des défauts en circuit ouvert pour les convertisseurs de puissance alimentant la MASDE est proposée et détaillée au chapitre 4.

I.5 Systèmes éoliens basée sur la machine à six phases

L'énergie éolienne est l'une des plus importantes et les plus prometteuses des sources des énergies renouvelables à travers le monde en termes de développement. Car elle est non polluante et économiquement viable. Les aides institutionnelles et gouvernementales, conjointement avec le potentiel éolien et le développement des technologies de conversion

des énergies ont permis le développement rapide de l'énergie éolienne avec une croissance annuelle de 30% et une pénétration du marché de l'électricité de 12.47% en 2018.

L'objectif de toutes les éoliennes est de produire le maximum d'énergie avec une meilleure qualité. Malheureusement l'utilisation de la machine asynchrone classique provoque des inconvénients majeurs sont :

- 1- Arrêter de fournir l'énergie au réseau en cas de panne au niveau du stator ou le convertisseur statique
- 2- Leur fonctionnement en forte puissance entraine des harmoniques du couple et plus des pertes

Afin d'éliminer ces problèmes, la MASDE présente bien des avantages. Pour des applications de forte puissance. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance, de réduire de manière significative les ondulations du courant et du couple dues aux harmoniques, et la fiabilité de la machine est plus élevée. Aussi la MASDE Capables de continuer le fonctionnement dans un régime dégradé (dans le cas de perte d'une ou plus de phase/bras du convertisseur).

A travers l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne, la machine à double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux [76].

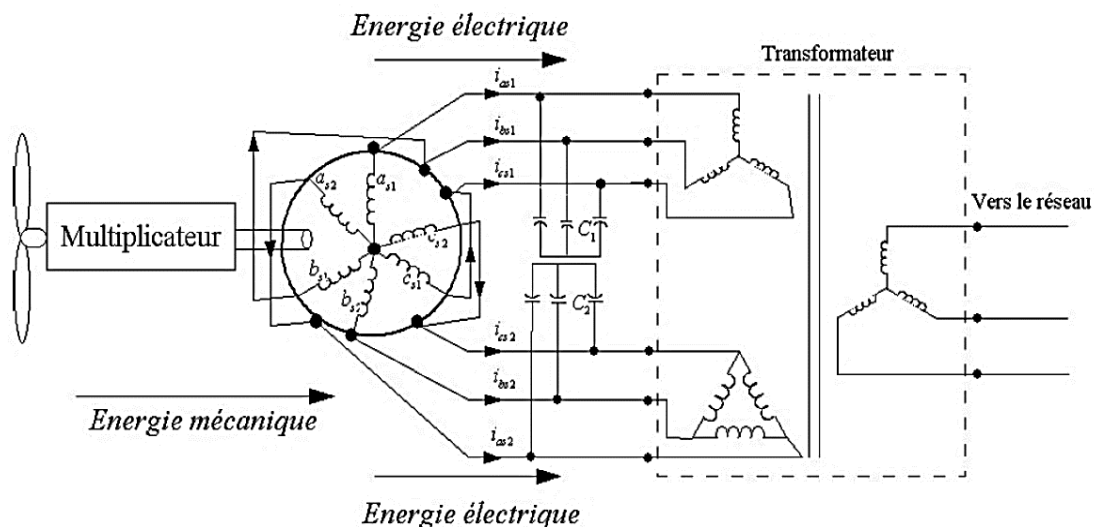


Figure I.8 : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases [76].

I.5.1 L'intérêt de l'utilisation de la machine asynchrone à double étoile

a. Élimination d'harmoniques d'espace :

On peut éliminer les harmoniques responsables d'un creux de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple/vitesse de certaines machines triphasées. Plus la valeur de nombre équivalent de phase est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés, on remarque aussi que pour un nombre d'encoches donnés, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f. m. m, comparée au cas de la machine triphasée.

b. Segmentation de puissance :

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase. La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple.

c. Amélioration de la fiabilité :

La fiabilité de la machine polyphasée est plus élevée que celle de la machine triphasée, car l'augmentation de nombre de phases va donner pour le système une fonction risque très petite que celle de la machine triphasée. Même si un des enroulements ou un des deux onduleurs

soit hors d'usage pour une raison quelconque, le moteur a la possibilité de continuer à tourner avec l'autre enroulement. Cette caractéristique revêt un grand intérêt dans certaines applications (traction navale, traction ferroviaire, etc.).

d. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Dans une machine double étoile, les harmoniques ne créent pas de f.m.m, quelque harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. On remarque aussi que, puisque certaines harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f. m. m, alors les courants peuvent être induits au rotor. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée.

I.5.2 Intérêt des convertisseurs multi-niveaux pour la conversion éolienne

Les convertisseurs à deux niveaux de tension permettent de transiter la puissance produite par les aérogénérateurs au réseau électrique basse tension, par le biais du courant, car la tension de sortie de ces convertisseurs est limitée par la tension de blocage de ses composants à semi-conducteurs.

Une alternative, mentionnée précédemment, consiste à utiliser la structure modulaire des convertisseurs à deux niveaux de tension pour permettre le transit d'une puissance élevée en la partageant sur le nombre des convertisseurs (back-to-back) mis en parallèle. Cependant, plusieurs inconvénients sont présents :

- ❖ Impossibilité d'augmenter la puissance par le biais d'une tension plus élevée que la limite supportée par les composants à semi-conducteurs.
- ❖ Multiplication du nombre des convertisseurs (back-to-back) utilisés.
- ❖ L'augmentation du nombre d'interrupteurs ce qui rend cette configuration couteuse.
- ❖ Augmentation des pertes par commutation ce qui réduit ainsi le rendement de l'éolienne.
- ❖ Multiplication des filtres de connexion au réseau ce qui rend cette solution encombrante.
- ❖ Nécessité d'un transformateur élévateur pour se connecter aux réseaux de moyenne ou haute tension.
- ❖ Augmentation des pertes dans les lignes à cause du fort courant traversant celles-ci. La meilleure solution pour augmenter la puissance transitée par les convertisseurs est d'augmenter la tension en limitant les courants et réduire ainsi les pertes [Ale 06]. C'est pour cela que les convertisseurs multi-niveaux de moyenne et haute tension semble être une bonne alternative, où les convertisseurs NPC à trois niveaux occupent une place privilégiée grâce au bon compromis entre performance et prix. Les avantages que procure cette solution sont :
- ❖ L'augmentation de la puissance par le biais de la tension car la tension de blocage de chaque interrupteur correspond à la moitié de la tension du bus continu.
- ❖ La possibilité de connexion aux réseaux de moyenne tension grâce à l'augmentation de la tension de sortie des convertisseurs en éliminant ainsi le transformateur élévateur de couplage.
- ❖ La réduction du contenu harmonique des courants de sortie comparativement aux convertisseurs à deux niveaux (Tableau I.3).

Pourcentage de la puissance nominale	THD des courants de sortie du convertisseur à 2 niveaux	THD des courants de sortie du convertisseur NPC à 3 niveaux
100%	0.81%	0.7%
70%	1%	0.85%
50%	1.6%	1.35%
25%	2.9%	2.3%
15%	5.5%	4.1%

Tableau I.3 THD pour les courants de sortie d'un convertisseur à deux et à trois niveaux NPC de caractéristiques semblables [77].

I.5.3 La génératrice asynchrone double étoile GASDE dans la littérature

Les systèmes d'entraînement à vitesse variable polyphasés avec configuration de convertisseur dos à dos utilisent généralement un convertisseur de source de tension (VSC) multiphasé à deux ou trois niveaux du côté de la machine [12]. Les études sur les générateurs multiphasés se sont concentrées sur l'utilisation de VSC ou de redresseurs à diodes standard n -phasés, selon le type de machine, avec n branches de convertisseur connectées en parallèle au lien continu. La figure I.9 (a) montre une telle topologie où deux VSC triphasés parallèles pilotent un système d'énergie éolienne à six phases. Il s'agit en même temps de la structure typique d'une machine asymétrique à six phases lorsqu'elle est utilisée dans un système d'entraînement à vitesse variable.

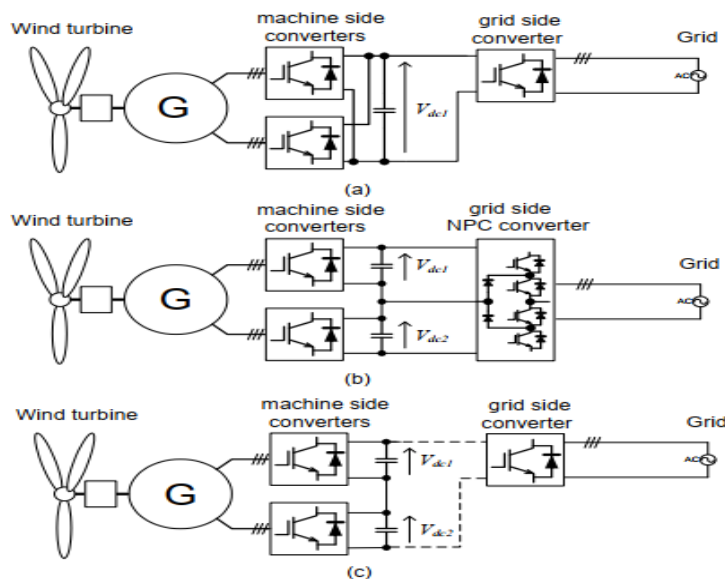


Figure I.9 Système de production à six phases avec (a) des convertisseurs parallèles côté machine, (b) des convertisseurs série côté machine avec connexion au point médian du bus continu et (c) un convertisseur série côté machine sans connexion au point médian du bus continu.

Dans [78], une topologie de convertisseur unique a été introduite pour un générateur synchrone à aimant permanent asymétrique à six phases. La topologie utilise deux convertisseurs triphasés côté machine qui sont connectés en série pour former un lien continu en cascade. Un convertisseur NPC (neutral point clamped) à trois niveaux a été utilisé comme convertisseur côté réseau de manière dos à dos, avec une connexion au point médian du lien continu, comme le montre la figure I.9(b). Dans cette configuration, la tension du point médian du circuit continu peut être contrôlée par le convertisseur NPC côté réseau, de sorte que les tensions des deux condensateurs du circuit continu soient toujours équilibrées. La topologie de la figure I.9(b) est également applicable aux variateurs de vitesse et peut être utilisée avec des machines synchrones à aimants permanents et des machines à induction

Bien que la topologie de [78] soit potentiellement intéressante, la connexion à trois fils illustrée à la figure I.9(b) peut s'avérer peu rentable si le bus-continu est long et si le convertisseur côté réseau est éloigné. Bien que cela puisse ou non être pertinent pour les applications d'entraînement à vitesse variable, ce serait pertinent dans les parcs éoliens offshore avec un réseau c.c. offshore et une transmission de courant continu haute tension (CCHT) vers le convertisseur côté réseau à terre [79]. Les parcs éoliens en mer sont actuellement encouragés par les politiques de certains pays [80], et par les fabricants (par exemple RePower[81]) en raison des meilleures ressources éoliennes et de l'absence d'impact visuel. Les parcs éoliens off shore récemment conçus nécessitent des puissances plus élevées et une meilleure fiabilité, ce qui les rend adaptés à l'utilisation de générateurs multiphasés. Si la distance entre le parc éolien et le rivage est supérieure à une certaine distance d'équilibre (généralement autour de 70 kilomètres (Wu et al., 2011)), l'utilisation de la transmission CCHT devient plus favorable et la topologie à trois fils de la Fig. I.9 est plus appropriée. Pour cette raison, la topologie de [78] peut être modifiée afin d'éliminer la nécessité de la connexion du point médian du lien CC au côté réseau, comme le montre la figure I.9(c). Cela constitue un arrangement favorable pour la production éolienne offshore à distance avec un réseau DC-offshore. Ce chapitre est consacré à l'étude du fonctionnement d'une machine à induction asymétrique à six phases avec des convertisseurs côté machine connectés en série, comme le montre la Fig. I.9 (c).

L'auteur dans [82] en 2008, a décrit un nouveau modèle généralisé pour l'analyse des performances d'un générateur asynchrone auto-excité de six phases pour la production d'énergie renouvelable autonome. Avec trois topologies de condensateur d'excitation, leurs attention est portée sur l'influence des différentes connexions de condensateurs sur les capacités de surcharge du générateur et la puissance de sortie.

Les auteurs dans [82] et [83] ont démontrées théoriquement et avec une validation expérimentale qu'avec une simple connexion parallèle, la tension du générateur s'effondre quand il est surchargé soit avec courte ou longue connexion d'excitation shunt, le générateur est en mesure de maintenir la charge à une tension de fonctionnement inférieure et à un fort courant et cela en utilisant la méthode d'algorithme génétique (figure I.10).

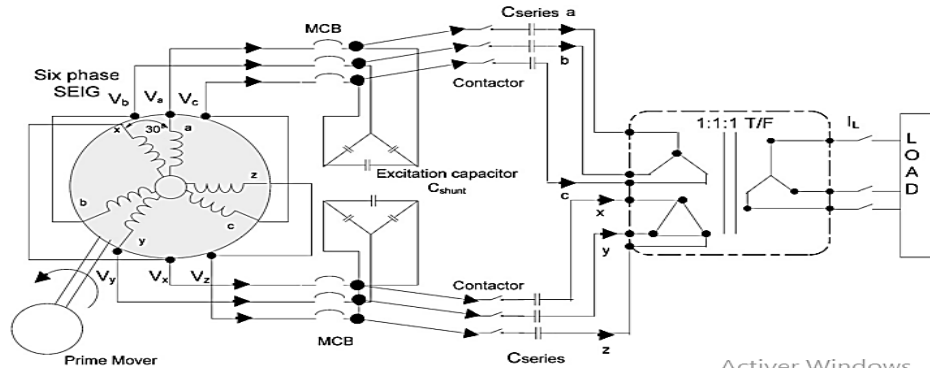


Fig. I.10 Schéma de principe du système de générateur de six phases auto-excité.

En 2008, une étude générale de la machine asynchrone double étoile MASDE avec son modèle en moteur aussi en génératrice ont été présentées Dans [84]. Les résultats de simulation obtenus après la connexion de la génératrice avec différentes charges montrent que les performances de la GASDE sont fortement influencées par, les charges et par la grandeur des capacités d'excitations. La topologie montrée à la figure I.9(a) est utilisé dans la suite de ce travail.

I.6 Conclusion

Ce chapitre consiste à présenter, en premier lieu une généralité sur les machines multiphasées, tels que les topologies existantes de ces machines, le types de modèle utilisées et les différentes stratégies de contrôles les plus utilisées pour les systèmes multiphasées. Les avantages et les inconvénients de chaque stratégie ont été abordées en utilisant les travaux déjà effectués par plusieurs chercheurs concernant les différentes techniques de contrôles les plus utilisées dans les systèmes multiphasées.

Ensuite, un état de l'art sur les méthodes des diagnostics des défauts de convertisseur développés durant ces dernières années a été présenté. Finalement, la technologie prometteuse des éoliennes modernes à base de la GASDE avec les techniques de contrôle les plus utilisées ont été présentées et analysées.

Le prochain chapitre présentera la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimenté par deux onduleurs de tensions.

Modélisation et commande vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Etoile

Ce chapitre sera consacré à la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile pour la première partie. Après, des régulateurs classiques de courant seront remplacés par des régulateurs neuronaux. La principale contribution de ce chapitre est l'application d'une architecture simple pour un contrôleur de réseau neuronal artificiel (RNA) afin d'améliorer la robustesse et la stabilité du système, en particulier contre le changement de paramètre.

Chapitre II

Modélisation et commande vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Etoile

II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée, cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature).

Dans ce chapitre, on développe dans un premier temps le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et deux onduleurs de tension à deux niveaux basés sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

La seconde partie est consacrée à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MASDE.

II.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$, et d'un rotor à cage d'écureuil.

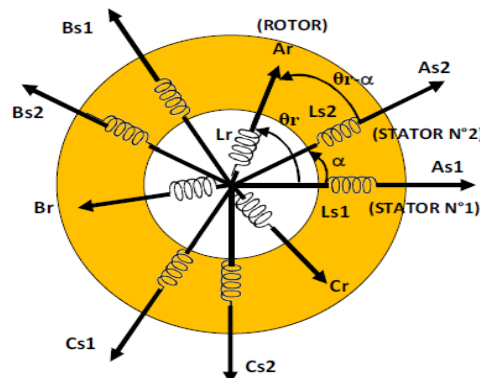


Figure II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

La figure II.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}) et à l'étoile 2 (phase a_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [01].

II.3 Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [02]. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) ;
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.4 Modèle triphasé de la MASDE

A partir de la représentation schématique de la MASDE dans l'espace électrique présentée dans le paragraphe précédent, on peut développer un modèle mathématique dans l'espace.

II.4.1 Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone double étoile représentent, pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} U_{as1} = R_{s1} i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_{s1} i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_{s1} i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} U_{as2} = R_{s2} i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ U_{bs2} = R_{s2} i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ U_{cs2} = R_{s2} i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = U_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ 0 = U_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ 0 = U_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sous forme matricielle on a :

- Pour l'étoile 1 : $[U_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}]$ (II.4)

- Pour l'étoile 2 : $[U_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}]$ (II.5)

- Pour le rotor : $[U_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r]$ (II.6)

Avec :

$$[U_{s1}] = \begin{bmatrix} U_{as1} \\ U_{bs1} \\ U_{cs1} \end{bmatrix}; [U_{s2}] = \begin{bmatrix} U_{as2} \\ U_{bs2} \\ U_{cs2} \end{bmatrix}; [U_r] = \begin{bmatrix} U_{ar} \\ U_{br} \\ U_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$[U_{s1}]$: Matrice de tension de l'étoile 1 ;

$[U_{s2}]$: Matrice de tension de l'étoile 2 ;

$[U_r]$: Matrice de tension du rotor.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} ; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$[i_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile 1 ;

$[i_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile 2 ;

$[i_r]$: Matrice de courant du rotor.

On pose :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} ; R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} \text{ et } R_{ar} = R_{br} = R_{cr} \quad (\text{II.9})$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix} ; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$[R_{s1}]$: Résistance d'une phase de l'étoile 1 ;

$[R_{s2}]$: Résistance d'une phase de l'étoile 2 ;

$[R_r]$: Résistance d'une phase du rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} ; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$[\varphi_{s1}]$: Matrice de flux de l'étoile 1 ;

$[\varphi_{s2}]$: Matrice de flux de l'étoile 2 ;

$[\varphi_r]$: Matrice de flux de rotor.

II.4.2 Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient par les équations suivantes [03] :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = [L(\theta)] \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[M_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[M_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^t ; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^t ; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^t \quad (\text{II.20})$$

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3} L_m \quad (\text{II.21})$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1 ;

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2 ;

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor ;

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.4.3 Energie magnétique

On peut calculer l'énergie magnétique stockée dans le rotor à partir de l'expression suivante [04] :

$$w_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (\text{II.22})$$

II.4.4 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la coénergie par rapport au l'angle magnétique θ_{mag} [05].

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_{mag}} w_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} w_{mag} \quad (II.23)$$

Avec :

- p : nombre de pair de pole.
- θ_{mag} : angle magnétique.
- θ_e : angle électrique.

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \right) \quad (II.24)$$

Avec :

- θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1 [rd].

II.4.5 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [04] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{mec} = C_g - C_{em} - C_f \quad (II.25)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (II.26)$$

D'autre part :

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

II.5 Modèle biphasé de la MASDE

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système, on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park [04].

II.5.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$ [06].

La modélisation de la MASDE passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela, on applique les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes [07] :

- Pour l'étoile 1 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace dans (II.28) et (II.29) θ par $(\theta - \alpha)$ et puis par $(\theta_{gl} = \theta - \theta_r)$ respectivement.

II.5.2 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q), ou bien selon le problème à étudier. Il existe trois types de référentiel dans la pratique.

a) Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coord} = 0$). Dans ce cas, la phase a_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les

grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel [08].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{II.30})$$

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.32})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega \quad (\text{II.33})$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

b) Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d , q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{II.34})$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega \quad (\text{II.35})$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

a) Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d , q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$).

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s \quad (\text{II.36})$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s - p\Omega \quad (\text{II.37})$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques [09].

Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE. Car ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. Ce système d'axes « d, q » est fixé par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{\text{coord}} = \omega_s$.

L'expression générale de la transformation de Park est obtenue par la projection des grandeurs triphasées de la machine sur deux axes perpendiculaires d et q .

$$X_{dq0} = P(\theta_s) X_{abc} \quad (\text{II.38})$$

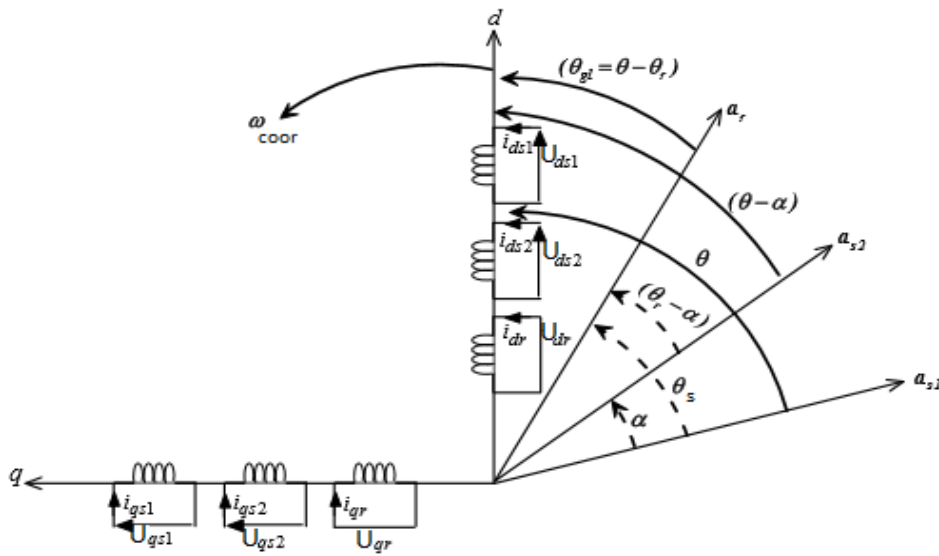


Figure II.2 Représentation schématique du modèle généralisé de la MASDE selon l'axe (d, q) .

II.5.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)

L'écriture du modèle de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé lié au champ tournant, est obtenu en utilisant les transformations normées Park, permettant la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques [10], avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ U_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ U_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ U_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ U_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ U_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Où :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.39})$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.41})$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.42})$$

$$p\Omega = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$: Inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

➤ **Mise sous forme d'équation d'état**

En mettant le système (II.40) sous forme d'état, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = [L]^{-1}([B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I]) \quad (\text{II.44})$$

Où :

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0] \quad (\text{II.45})$$

Vecteur de commande :

$$[U] = [U_{ds1}, U_{qs1}, U_{ds2}, U_{qs2}, U_{dr}, U_{qr}]^t \quad (\text{II.46})$$

Vecteur d'état :

$$[I] = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt}[I] \quad (\text{II.48})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & -\omega_s(L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & -\omega_s(L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

II.5.4 Puissance et couple électromagnétique

La puissance de la MASDE dans le système d'axes (d, q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = V_{ds1} i_{ds1} + V_{qs1} i_{qs1} + V_{ds2} i_{ds2} + V_{qs2} i_{qs2} \quad (II.53)$$

En remplaçant les tensions ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) par leurs expressions dans l'équation (II.53), on trouve :

$$P_a = \underbrace{\left[R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 \right]}_{\text{Terme 1}} + \underbrace{\left(\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right)}_{\text{Terme 2}} \quad (II.54)$$

$$+ \underbrace{\omega_s (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2})}_{\text{Terme 3}}$$

Cette expression se compose de trois termes, le premier terme correspond aux pertes par effet Joule, le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie), le dernier terme est la puissance électromagnétique emmagasinée (P_{em}).

Par la comparaison entre la relation universelle de puissance électromagnétique et le troisième terme de puissance fournie :

$$P_{em} = \omega_s (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.55)$$

On trouve :

$$C_{em} = p (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.56)$$

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = p \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (II.57)$$

D'autres expressions du couple électromagnétique sont possibles. Par le remplacement des expressions (II.40) dans (II.56), on obtient [11]:

$$C_{em} = pL_m \{ (i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr} \} \quad (II.58)$$

A partir des équations des flux rotoriques (φ_{dr} et φ_{qr}) exprimées par (III.40), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (II.59)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (II.60)$$

En remplaçant (III.59) et (III.60) dans l'équation (III.58), on aura la relation du couple électromagnétique dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ (i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr} \} \quad (II.61)$$

II.6 Association de la MASDE aux convertisseurs statiques

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soient au niveau des éléments semi-conducteurs, ou au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [03].

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion), qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [04].

II.6.1 Modélisation des convertisseurs statiques à deux niveaux de tensions commandé par MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I), est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable.

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable. Chaque étoile de la MASDE est connectée à des convertisseurs statiques

triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires.

Pour la MASDE, on utilise deux convertisseurs statiques triphasés symétriques (Figure II.3). Pour modéliser les convertisseurs statiques, on doit distinguer d'une part les tensions de branches V_{10} , V_{20} et V_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée du convertisseur. D'autre part, il y a les tensions de phases v_a , v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple) [12].

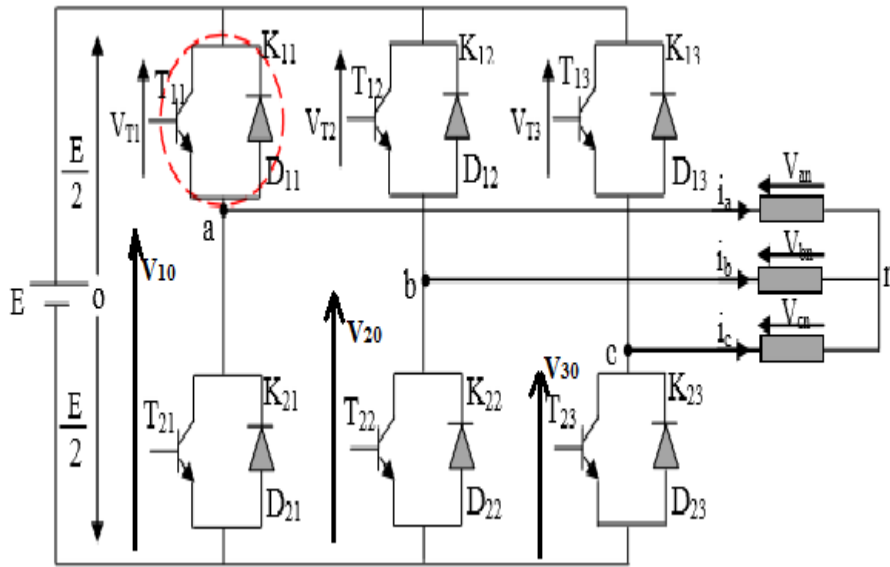


Figure II.3 Schéma de principe des convertisseurs statiques triphasé à deux niveaux.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Figure II.3), ($K_{i,j}$, $i = 1, 2$ ou 3 $j = 1$ ou 2), supposé idéalisé. On peut établir les relations :

$$V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \quad (\text{II.62})$$

$$V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \quad (\text{II.63})$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \quad (\text{II.64})$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre, la somme des courants i_a, i_b, i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.65})$$

Dans (III.64), on peut remplacer $V_b + V_c$ par $-V_a$ et on tire.

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = \frac{1}{3}(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = \frac{1}{3}(-V_{10} - V_{20} + 2V_{30}) \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [09] :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit, } \overline{K_i} \text{ bloqué}) \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \overline{K_i} \text{ conduit}) \end{cases}$$

Avec :

$$f_i + \overline{f_i} = 1 \quad \text{et} \quad i = 1...3.$$

L'équation (III.71) sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

II.6.2 Stratégies de commande des convertisseurs statiques à deux niveaux :

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence par la commande de l'ouverture et de la fermeture de ses interrupteurs, tout en réduisant le taux d'harmoniques [13]. Ici on s'intéresse à l'application d'une seule stratégie de commande à savoir (la stratégie de commande par MLI sinus-triangle) :

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [14].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

- **Pour la première étoile :**

$$\begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb1} = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2}{3}) \\ V_{refc1} = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2}{3}) \end{cases} \quad (II.68)$$

- **Pour la seconde étoile**

Il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.68), $(2\pi ft)$ par $(2\pi ft - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t/T_p) - 1] & \text{Si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} [-4(t/T_p) + 3] & \text{Si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.69)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m_{mod} égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f);
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm})

II.6.3 Association de La MASDE-convertisseurs statiques de tension à commande MLI

La représentation schématique de l'association de la MASDE-convertisseurs de tensions de références sinusoïdales, sont comparés au signal de la porteuse V_p afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs ($\alpha=30^\circ$) est donnée par la figure II.4 suivante.

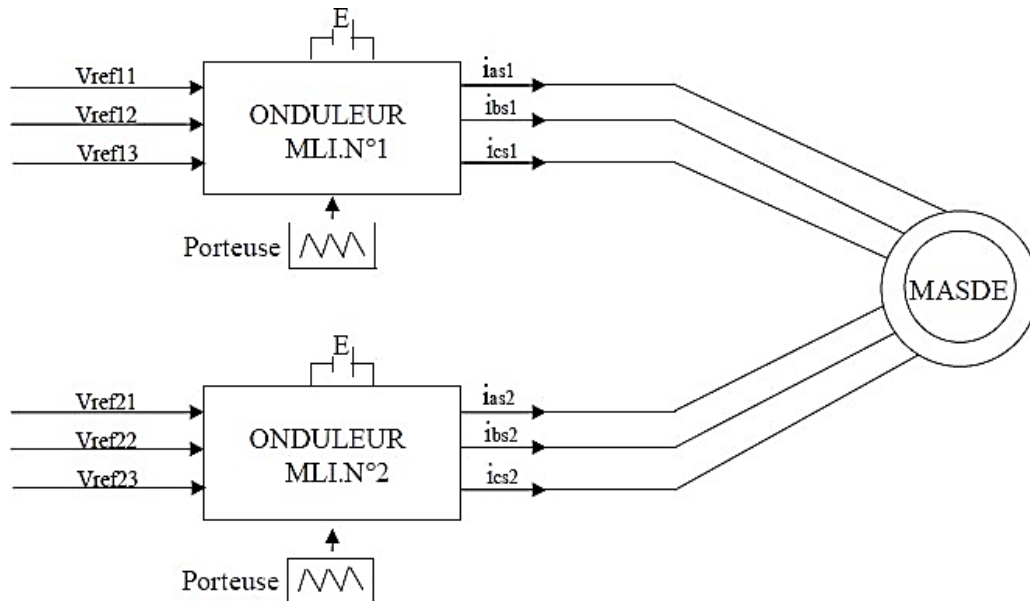


Figure II.4 : Association de la MASDE-convertisseurs statiques de tension à commande MLI.

II.7 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [7].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [15].

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux.

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{dr} = \phi_r$ $\phi_{qr} = 0$.
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{ds} = \phi_s$ $\phi_{qs} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dm} = \phi_m$ $\phi_{qm} = 0$.

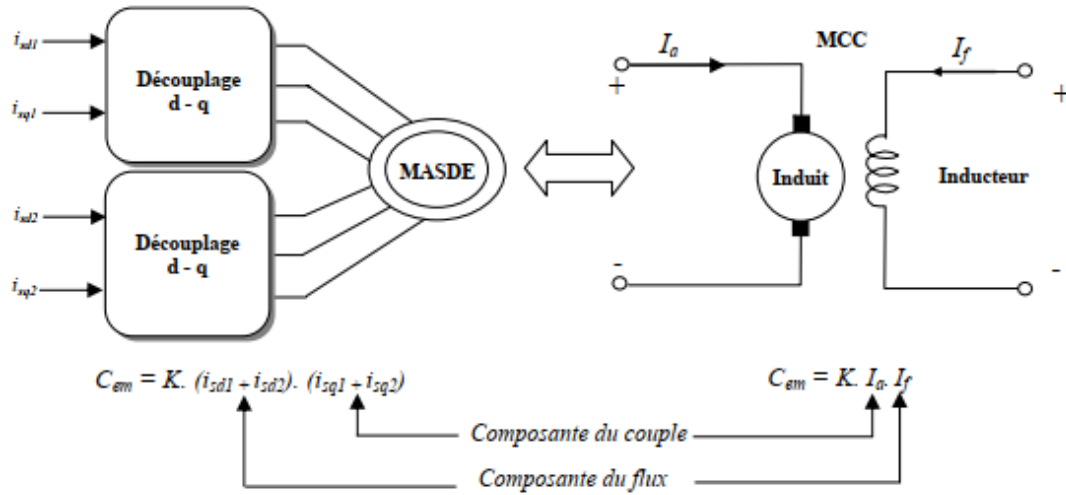


Figure II.5 Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique, car cela permet d'obtenir une variation de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment, commandés à travers les courants statoriques direct et quadratique, respectivement.

Les lois de la commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant par orientation du flux rotorique. En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique et le couple et en exprimant que : $\phi_{dr} = \phi_r$ $\phi_{qr} = 0$.

Dans l'expression du couple électromagnétique (II.61) de la MASDE, si on applique la condition de l'orientation.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (II.70)$$

L'équation devient alors :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = K'' \phi_r i_q \quad (II.71)$$

D'après l'équation (II.71), nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

II.7.1 Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (II.70) devient :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.72})$$

$$I_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{II.73})$$

En remplaçant (2.3) et (2.4) dans (I.42) on trouve :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (\text{II.74})$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r \quad (\text{II.75})$$

Et on a :

$$\Phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II.76})$$

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{gl} \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.77})$$

En remplaçant (II.74)- (II.77) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.38), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{II.78})$$

On a:

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (\text{II.79})$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \quad (\text{II.80})$$

Où X_j^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (II.81), on prend les premières parties linéaires (II.82) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques, pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned}
 v_{ds1l} &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\
 v_{qs1l} &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\
 v_{ds2l} &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\
 v_{qs2l} &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{II.81}$$

Le système (II.81), montre que les tensions statorique ($v_{ds1l}, v_{qs1l}, v_{ds2l}, v_{qs2l}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$).

Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($v_{ds1}^*, v_{qs1}^*, v_{ds2}^*, v_{qs2}^*$) à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\
 v_{qs1}^* &= v_{qs1l} + v_{qs1c} \\
 v_{ds2}^* &= v_{ds2l} - v_{ds2c} \\
 v_{qs2}^* &= v_{qs2l} + v_{qs2c}
 \end{aligned} \tag{II.82}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1c} &= \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1c} &= \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2c} &= \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2c} &= \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{II.83}$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI, où la synthèse et la sélection des gains de ces régulateurs est détaillé en annexe.

L'application de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la machine asynchrone à double étoile est illustrée par la figure II.6 :

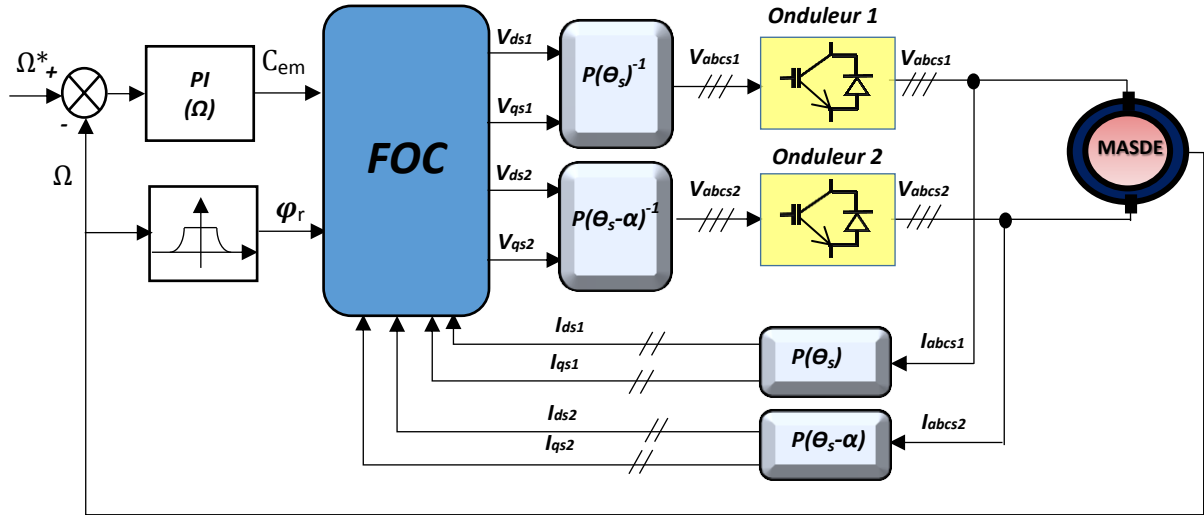
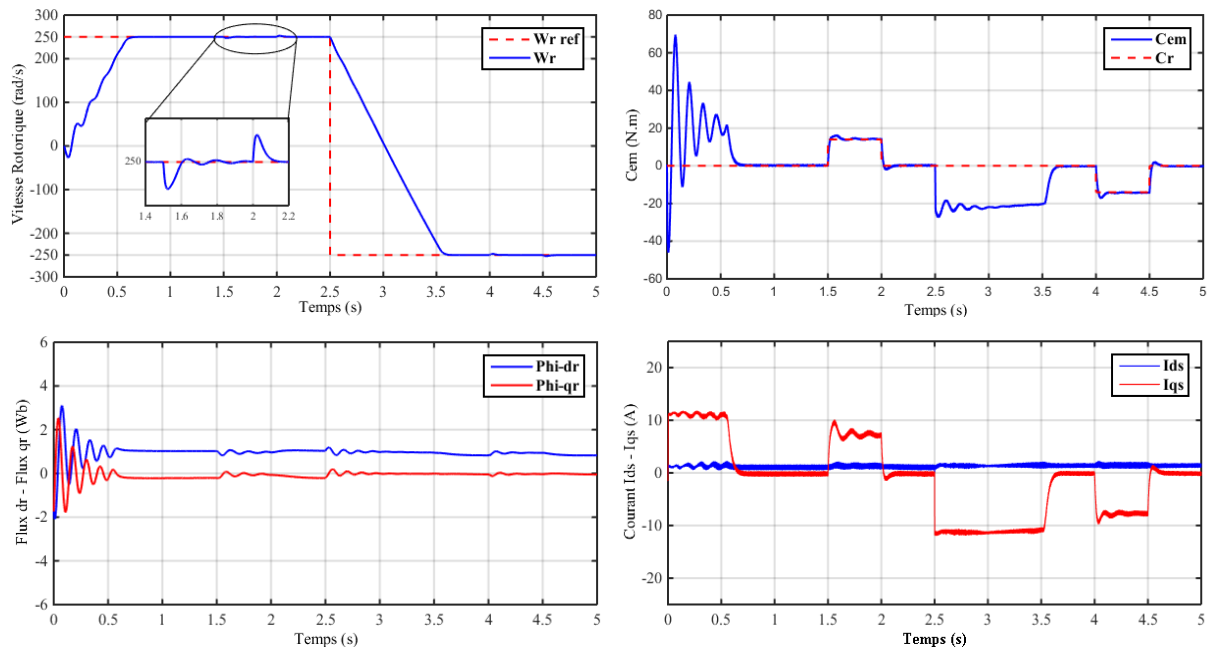


Figure II.6 : Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.

II.8 Simulation et interprétation des résultats de la commande vectorielle

La modélisation et la simulation de la MASDE ainsi que les schémas de contrôle proposés ont été réalisés dans l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la MASDE sont présentés dans le tableau D.1 (annexe D).



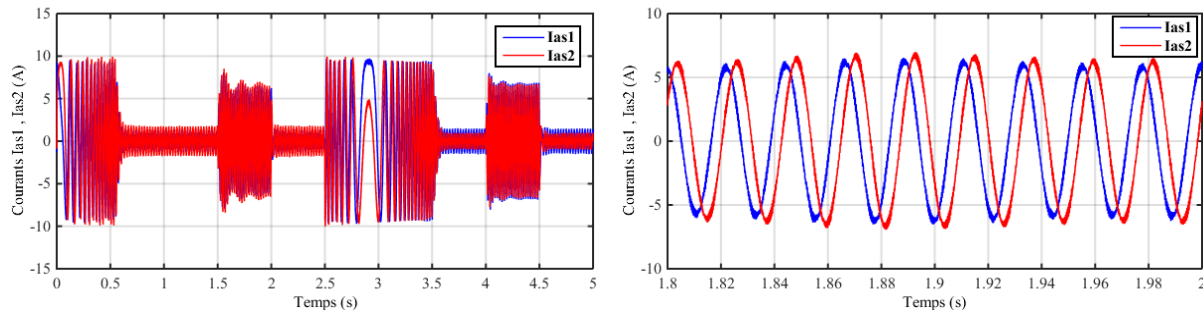


Figure II.7 Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande vectorielle indirecte.

La figure II.19 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE pour la régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte, avec application des charges $C_r = 14\text{Nm}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1.5 ; 2]\text{s}$ et $C_r = -14\text{Nm}$ dans $t = [4 ; 4.5]\text{s}$, et suivi de l'inversion de la vitesse de 250 à -250 rad/s à partir de l'instant $t = 2.5\text{s}$. Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse (rad/s) rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.73\text{s}$. Le couple électromagnétique ($C_{em} (\text{N.m})$) atteint la valeur maximale de 65N.m à $t = 0.049\text{s}$, par suite, au début du régime permanent (à $t = 0.73\text{s}$). Puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0).

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) observent un courant d'appel d'environ 2 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale.

Le courant statorique ($i_{qs1}(\text{A})$) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique. Il atteint approximativement 11A pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0A en régime permanent.

Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toute fois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

L'application de la charge $C_r = 14\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]\text{s}$, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et des courants statoriques qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14\text{N.m}$, $i_{as1} = i_{as2} = 6.2\text{A}$, $i_{qs1} = 7\text{A}$, et pour l'application de la charge $C_r = -14\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [4 ; 4.5]\text{s}$, le couple se stabilise respectivement à la valeur -14N.m , $i_{as1} = i_{as2} = 6.2\text{A}$, $i_{qs1} = -7\text{A}$. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs

consignes. Cependant, en fonctionnement moteur la tension (v_{as1} (V)) et le courant (i_{as1} (A)) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension.

Par contre, l'inversion de la vitesse de 250 à -250 rad/s à partir de l'instant $t = 2.5$ s. Les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 2.5s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 3.6s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -14 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant i_{qs1} (A) évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

▪ Tests de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode indirecte, deux tests sont effectués. Le premier est celui de la variation de la résistance rotorique et le second test pour la variation de la résistance statorique.

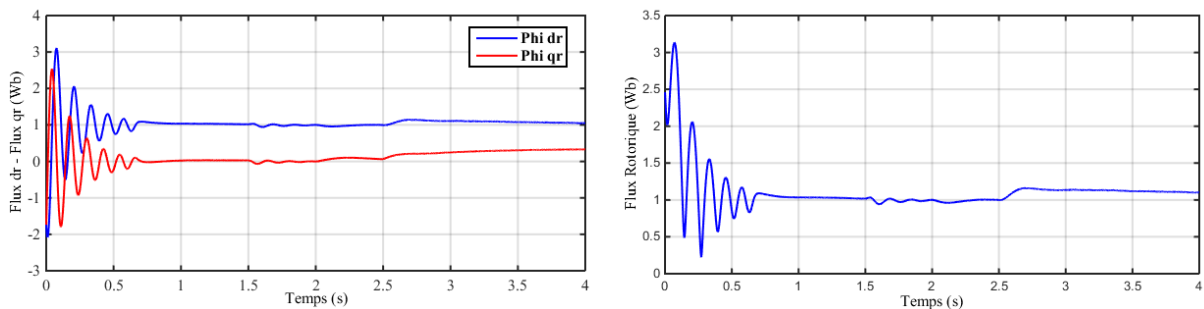


Figure II.8 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.

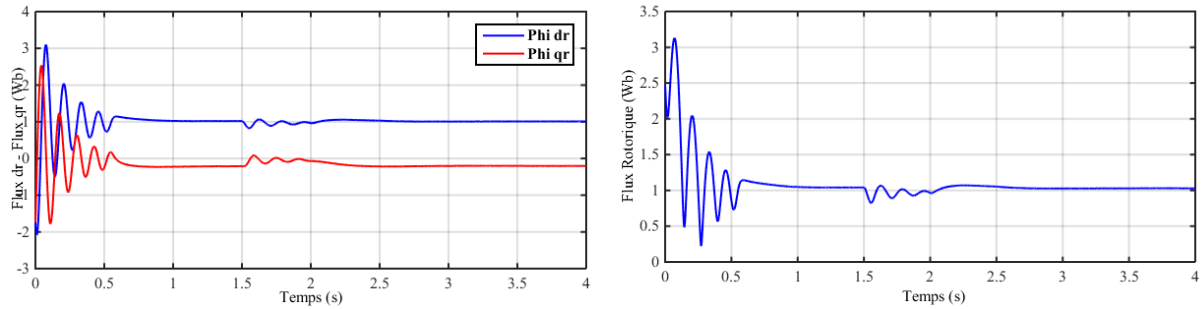


Figure II.9 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle indirecte.

La figure II.8 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivie de l'augmentation de la résistance rotorique de 50% à l'instant $t = 2.5s$ avec l'application des charges $C_r = 14N.m$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 250rad/s$. Ces caractéristiques montrent, premièrement une légère variation au niveau de la vitesse due à l'application de la charge, deuxièmement la stabilité au niveau de l'évolution du courant (i_{as1} (A)) et du flux rotorique, finalement une légère perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques directs et en quadrature.

La figure II.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivie de l'augmentation de la résistance statorique de 50% à l'instant $t = 2.5s$ avec l'application des charges $C_r = 14N.m$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 250rad/s$.

La variation des résistances statorique n'est pas prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

II.9 Commande vectorielle par les réseaux de neurone artificiel

II.9.1 Les réseaux de neurone artificiel

L'origine des réseaux de neurone artificiel (Artificial Neural Network ANN) vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de MM. Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet

collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80[16].

II.9.1.1 Neurone biologique

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angstroms entre l'axone du neurone afférent et les dendrites du neurone efférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse, la figure II.10 représente un neurone biologique [17].

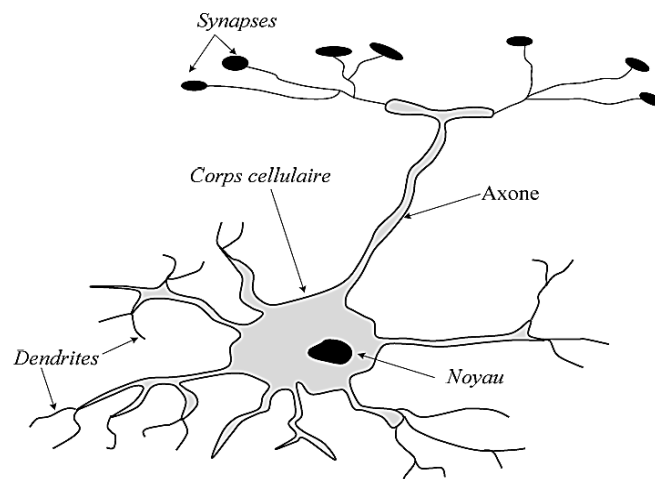


Figure II.10 Schéma simplifié d'un neurone biologique.

Le neurone biologique (Figure II.10) comprend :

- **Le corps cellulaire**, qui fait la somme des influx qui lui parviennent ; si cette somme dépasse un certain Biais, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone ;
- **L'axone**, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones ;
- **Les dendrites**, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent ;
- **Les synapses**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites.

II.9.1.2 Neurone formel (artificiel)

Le neurone formel est une modélisation mathématique très simple qui a pour but de reproduire le raisonnement « intelligent » d'une manière artificielle, tel que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

La figure II.11 montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones "amonts". A chacune de ces entrées est associé un poids w (weight en Anglais) 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 "avals". A chaque connexion est associé un poids [16] [17].

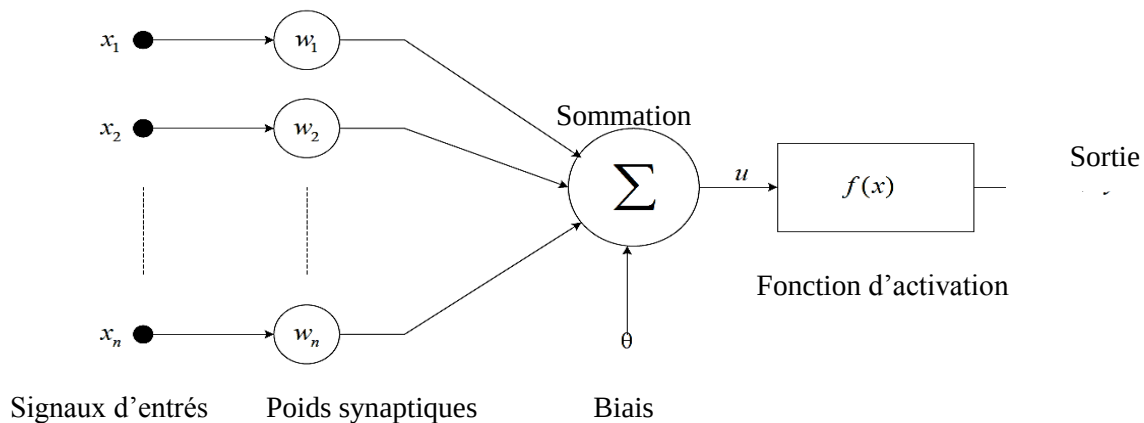


Figure II.11 Modélisation d'un neurone formel.

Chaque neurone est relié à différentes entrées (x_n). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids (w_i). Un poids total (S) est ainsi calculé après rajout du biais (β) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre -1 et 1 indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde (f) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie (y) toujours normalisée entre -1 et 1.

Toutes les informations sont alors stockées dans la valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétropropagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution.

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie (y) est tel que :

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{II.84})$$

Avec :

$$y = f(x) \text{ et } S = \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i \quad (\text{II.85})$$

Les grandeurs intervenant dans la relation (II.85) sont définies comme suit :

x_i : Représente la $i^{\text{ème}}$ entrée du neurone formel.

y : Sortie de neurone.

β : Biais du neurone.

w_i : Paramètres de pondération.

f : Fonction de seuillage.

S : Somme pondérée des entrées x_i .

Le tableau ci-dessous montre la mise en correspondance entre un neurone biologique et un neurone artificiel :

<i>Neurone biologique</i>	<i>Neurone artificiel</i>
Synapses	Poids des connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau ou Somma	Fonction d'activation

Tableau II.1 Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

Le neurone formel peut être défini, d'une façon plus générale, par les éléments suivants [18] :

1- **Les entrées du réseau neurone** : Elles peuvent être binaires (0, 1) ou réelles.

2- **Fonction d'activation** : Cette fonction permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale, citons à titre d'exemple quelques fonctions souvent utilisées :

- **Fonction linéaire** : C'est l'une des fonctions d'activations les plus simples, sa fonction est définie par : $f(x) = x$, (Figure II.12).

- **Fonction sigmoïde** : Elle est l'équivalent continu de la fonction linéaire. Etant continu, elle est dérivable, d'autant plus que sa dérivée est simple à calculer (Figure II.13). Elle est définie par:

$$f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (\text{II.86})$$

3- **Fonction de sortie** : Elle calcule la sortie d'un neurone en fonction de son état d'activation. En général, cette fonction est considérée comme la fonction identité. Elle peut être : binaire (0, 1), bipolaire (-1, 1) ou réelle.

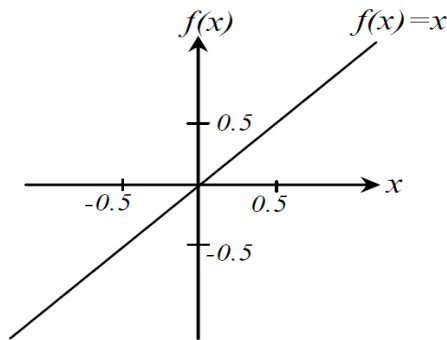


Figure II.12 Fonction linéaire.

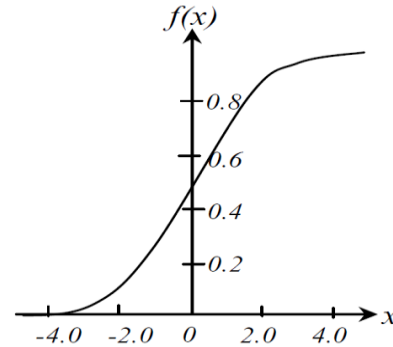


Figure II.13 Fonction sigmoïde.

V.9.1.3 Poids des connexions

Un poids w_{ij} est associé à chacune des connexions. Nous noterons toujours le premier indice par i et le deuxième par j . Le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur la couche, alors que le deuxième indice (colonne) spécifie le numéro de l'entrée. Ainsi, w_{ij} désigne le poids de la connexion qui relie le neurone i à son entrée j [19].

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient l'accentuer.

II.9.1.4 Apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage et l'adaptation constituent deux caractéristiques essentielles des réseaux de neurones. Le rôle de l'apprentissage est de définir le poids de chaque connexion. De nombreuses règles existent pour modifier le poids des connexions et donc pour arriver à un apprentissage correct [19]. Lorsque la phase d'apprentissage est achevée, le réseau doit être capable de faire les bonnes associations pour les vecteurs d'entrées qu'il n'aura pas appris. C'est l'une des propriétés importantes dans les réseaux de neurones, car elle permet de donner la capacité de reconnaître des formes ressemblantes et même dégradées des prototypes, c'est la phase de reconnaissance.

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés, ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi lesquelles on peut distinguer :

a) Apprentissage supervisé

Un superviseur, ou professeur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage illustré par la figure II.14 se retrouve, entre autres, dans le perceptron [17].

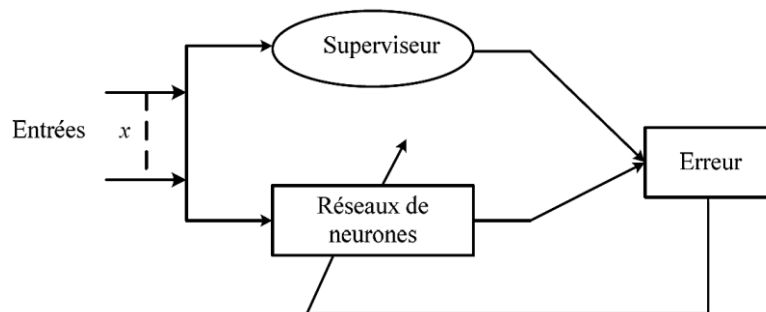


Figure II.14 Illustration de l'apprentissage supervisé.

b) Apprentissage non supervisé

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés, et à modifier les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont les réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus comme présenté par la figure II.15 [17].

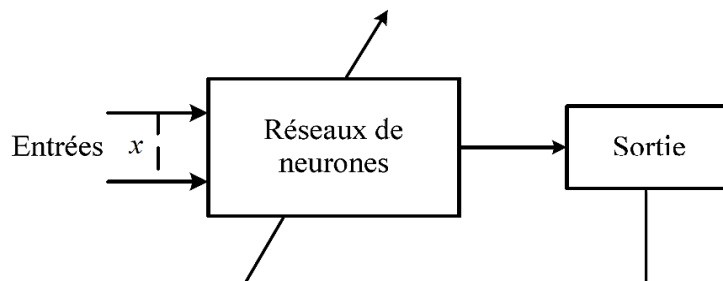


Figure II.15 Illustration de l'apprentissage non supervisé.

c) Apprentissage auto-supervisé

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un « professeur ». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, à qui on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui la fait, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte.

II.9.2 Application de réseau de neurones à la commande vectorielle de la MASDE

Un bon dimensionnement d'un régulateur de réseau de neurones permettant de fournir une meilleure performance de contrôle. Dans la littérature, Il a été conclu qu'un réseau de neurones avec une seule couche cachée peut faire l'approximation de n'importe quelle process. Cependant, certains paramètres des RNA ne peuvent pas être déterminés à partir d'une analyse théorique du processus tel que le nombre de neurones et les fonctions d'activations. Par conséquent, il est important de noter que seule l'expérience, et le nombre des tests établis permettent de rechercher le nombre de neurones ou plus exactement une architecture optimale pour un problème donné.

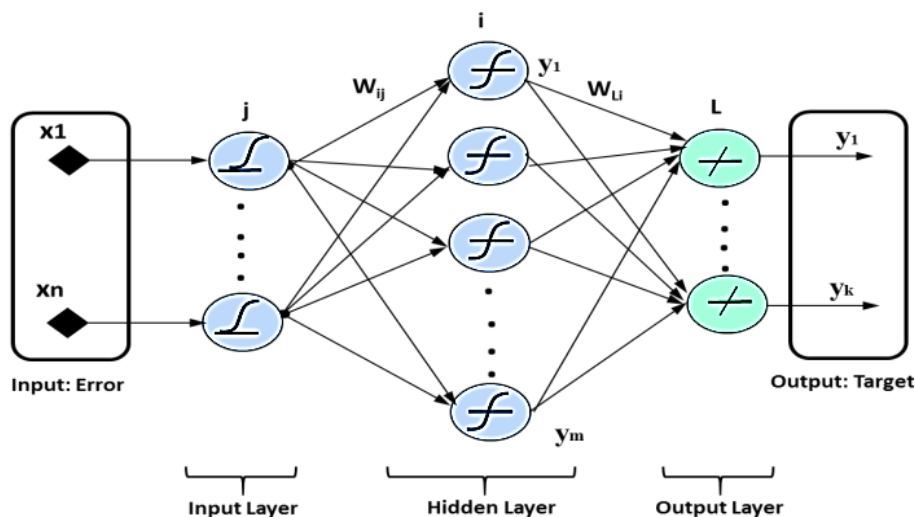


Figure II.16 Structure d'un réseau neuronal standard

La structure générale illustrée à la figure II.16, se compose de trois couches, entrée-sortie, et une couche cachée avec n , k , et m neurones, respectivement.

La propagation du signal de chaque couche est décrite en détail comme suit :

$$u_j = X(j) \quad (j=1,2,\dots,n) \quad (\text{II.87})$$

Où, u_j désigne le $j^{\text{ème}}$ neurone utilisé pour la couche d'entrée, et le nombre n de neurones dépend de la complexité du processus.

L'entrée et la sortie de la couche cachée sont :

$$v_i = \sum_{j=1}^n \omega_{ij} u_j \quad (\text{II.88})$$

$$y_i = f(v_i) = f\left(\sum_{j=1}^n \omega_{ij} u_j\right) \quad (i=1,2,\dots,m) \quad (\text{II.90})$$

Où, y_i est l'entrée totale du $i^{\text{ème}}$ neurone utilisé pour la couche cachée, ω_{ij} est les valeurs de poids, et $f(*)$ désigne la fonction d'activation.

L'entrée de la couche de sortie est :

$$z_L = \sum_{L=1}^k \omega_{Li} y_i = \sum_{L=1}^k \omega_{Li} f(v_i) \quad (\text{II.91})$$

La sortie totale du réseau neuronal peut être représentée par l'équation suivante :

$$y_k = f(z_L) = f\left(\sum_{L=1}^k \omega_{Li} f(v_i)\right) = f\left(\sum_{L=1}^k \omega_{Li} f\left(\sum_{j=1}^n \omega_{ij} u_j\right)\right) \quad (\text{II.92})$$

Sur la base de l'auto-structure, l'architecture optimale MLP proposée dans ce travail est composé par une couche d'entrée à un seul neurone, une couche cachée de trois neurones et une couche de sortie à un neurone, pour réaliser les régulateurs RNA qui remplacent les quatre régulateurs PI conventionnelles des courants, a fin de maintenir une performance dynamique élevée même en cas de variation paramétrique. Dans un premier temps, nous entraînons le MLP au contrôleur PI en présentant 60000 échantillons au réseau avec une erreur maximale de 10^{-20} , le nombre d'époques compte au maximum 103 avec un pas d'itération de cinq. Ensuite, le MLP doit être entraîné afin d'ajuster et de trouver les poids adéquats, qui adaptent l'entrée (erreur) à la sortie (cible). Les fonctions d'activation des couches d'entrée et sortie sont respectivement la fonction « **logsig** » et la fonction « **tansig** », tandis que la fonction « **linéaire** » est utilisée pour la couche de sortie. Son apprentissage est effectué à l'aide de l'algorithme de propagation du gradient basé sur les erreurs, qui est choisi par l'un des algorithmes les plus rapides pour l'apprentissage de MLP de taille modérée et assure la meilleure convergence vers un minimum de l'erreur quadratique.

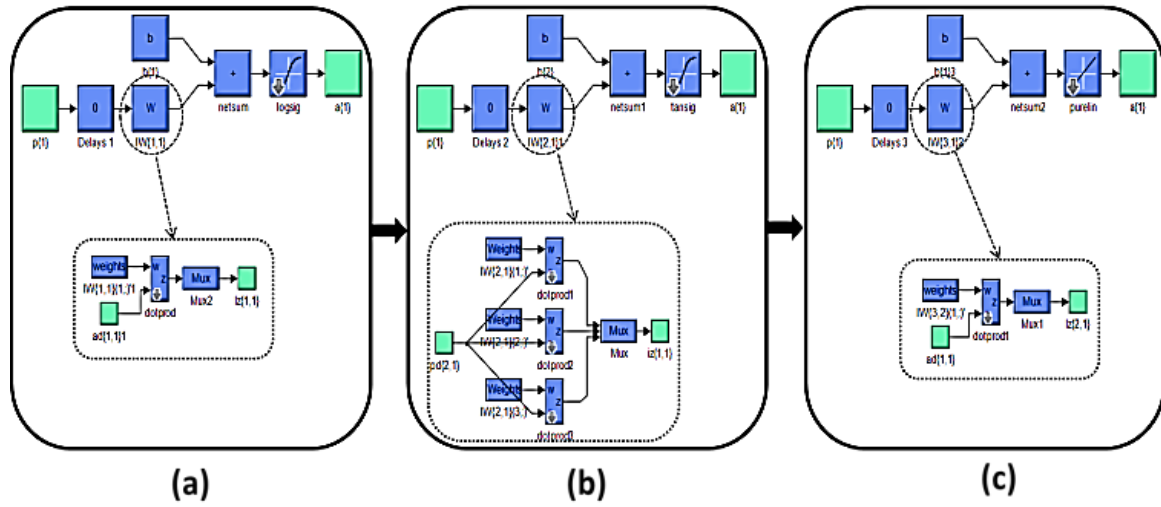


Figure II.17 Schéma fonctionnel d'un contrôleur numérique : (a) Couche d'entrée ; (b) Couche cachée ; (c) Couche de sortie.

A chaque neurone de cette architecture correspond un Biais b , comme le montre la figure II.17

L'adaptation des valeurs des poids et des Biais peut être représentée par les équations suivantes :

$$\xi_i(k+1) = \xi_i(k) + \Delta \xi_i \quad (\text{II.93})$$

$$\Delta \xi_i = -\eta \frac{\partial \varepsilon(k)}{\partial \xi_i(k)} \quad (\text{II.94})$$

with: $\xi_i = w_i$ or b_i .

$$\varepsilon(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m e_i^2(k) \quad (\text{II.95})$$

$$e_i(k) = y_{i_desird} - y_{i_actually} \quad (\text{II.96})$$

Où, $\varepsilon(k)$ est la somme instantanée des erreurs quadratiques de sortie SSE, $e(k)$ est l'erreur, η est un taux d'apprentissage qui prend une valeur constante entre 0 et 1. Les valeurs initiales des poids et des Biais sont choisies aléatoirement, et les valeurs finales après le processus d'apprentissage sont présentées dans l'annexe.

Les paramètres généraux (nombre des couches, erreur maximale, fonctions d'activation) peuvent être appliqués avec succès dans d'autres applications, comme le montre la littérature

[20, 21]. Cependant, les paramètres de conception appropriés (nombre de neurones, valeurs des poids, valeurs de Biais) ne peuvent être appliqués avec succès que dans les mêmes applications. La commande vectorielle indirecte avec l'application de réseau des neurones artificiel pour la MASDE est illustrée par la figure II.18.

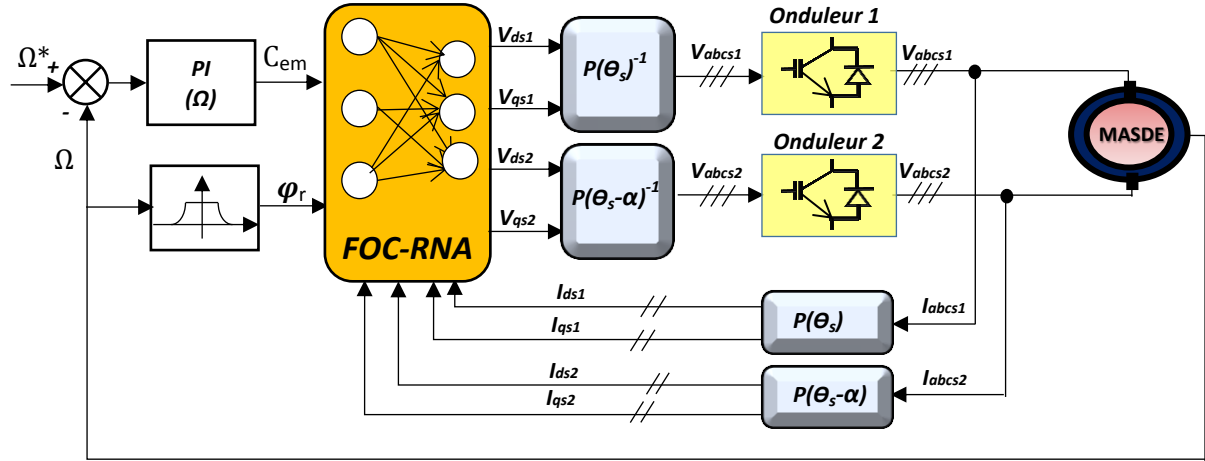
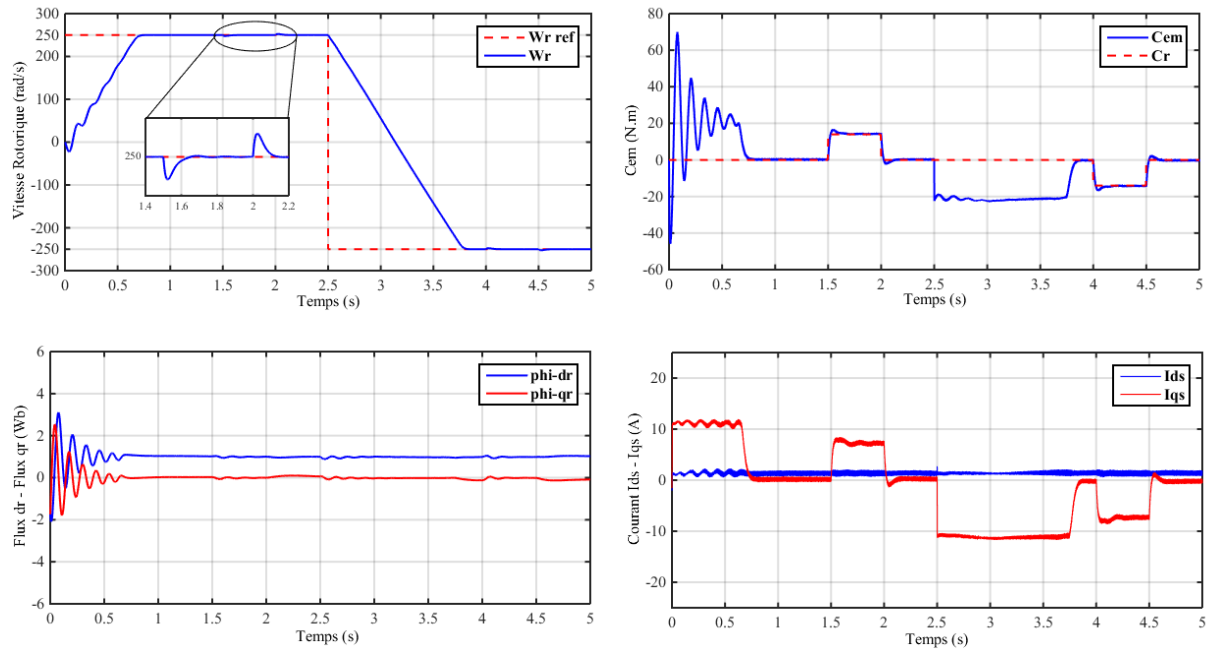


Figure II.18 Schéma fonctionnel du FOC-RNA proposé pour la MASDE.

II.9.3 Interprétation des résultats de simulation de la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone



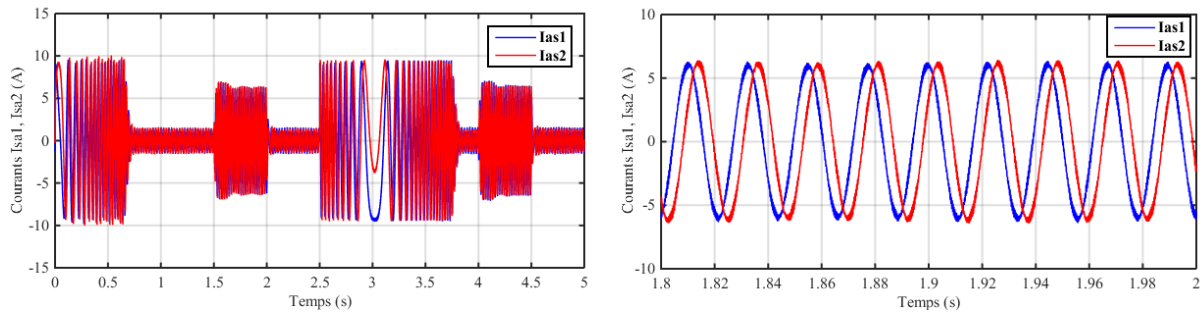


Figure II.19 Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.

La figure II.19 représente l'évolution des performances de la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone appliquée à la MASDE, avec un suivi de l'inversion de la vitesse de 250 à -250 à partir de l'instant $t = 2.5$ s et une application des charges $Cr = 14$ Nm dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]$ s et $Cr = -14$ Nm dans $t = [4 ; 4.5]$ s.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.6$ s sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale au démarrage puis il rejoint le régime permanent à $t = 0.6$ s. Au début, le courant statorique i_{as1} atteint un courant d'appel d'environ 10A. Le courant en quadrature, initialement atteint 11A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes. Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la régulation par PI sont obtenus avec la commande par le réseau de neurone. Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision, stabilité et rapidité) de la vitesse par la technique de commande par le réseau de neurone.

Au-delà de $t = 2.5$ s, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 1.2$ s sans aucun dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant i_{as1} d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de 1.2s pour redonner lieu à la forme du régime permanent.

Le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne (-250 rad/s), le courant en quadrature i_{qs1} progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique et les flux rotoriques selon les axes (d, q) suivent leurs valeurs de référence pendant l'inversion de la vitesse.

■ Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par le réseau de neurone, deux tests sont effectués. Le premier par la variation de la résistance rotorique, le second test pour la variation de la résistance statorique.

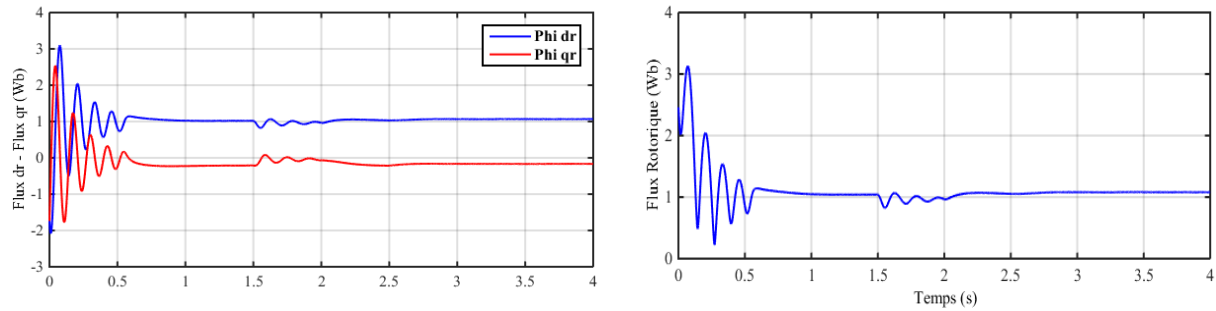


Figure II.20 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.

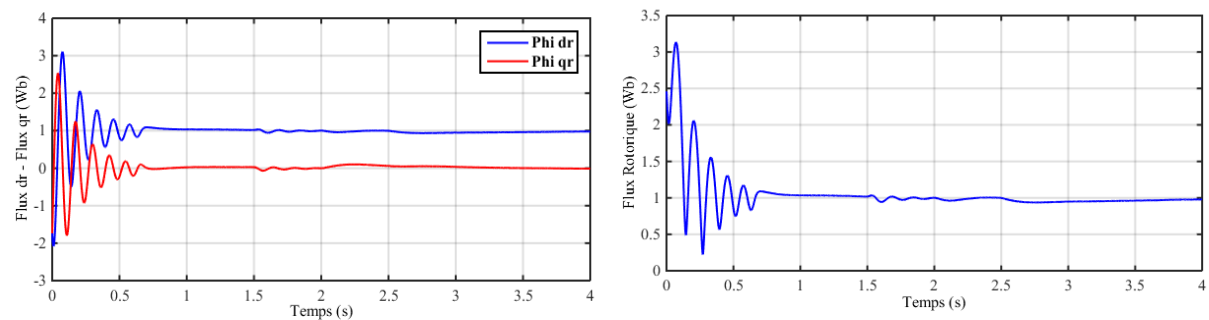


Figure II.21 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone.

La figure II.20 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone, suivie de l'augmentation de la résistance rotorique de 50% à l'instant $t = 2.5s$ avec l'application des charges $Cr = 14N.m$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 250rad/s$.

On remarque qu'une légère perturbation est observée par les flux rotoriques, qui est due à l'effet simultané de la variation de la résistance rotorique et de la charge ($Cr = 14N.m$), car à partir de $t = 2.5s$ ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation.

La figure II.21 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone, suivie de l'augmentation de la

résistance statorique de 50% à l'instant $t = 2.5s$ avec l'application des charges $Cr = 14N.m$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5; 2]s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 250rad/s$.

Les résultats de simulations montrent clairement l'insensibilité de la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone aux variations de la résistance statorique et rotorique.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que l'application de la méthode de flux orienté (la commande vectorielle) permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile. En effet, la commande vectorielle nous a permis de rendre le comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Il a été montré que la commande vectorielle basée sur le réseau de neurone n'apporte que peu d'amélioration par rapport à la méthode indirecte. Cette modeste amélioration concerne uniquement la qualité des régimes transitoires. Cependant, elle est plus exigeante que la méthode indirecte. L'application de la régulation PI et la régulation RNA n'apporte pas de grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. Cependant, le RNA est insensible aux variations de la résistance rotorique, contrairement au régulateur PI classique. En toute rigueur, l'orientation du flux rotorique repose essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande prédictive sans modèle de la machine asynchrone double étoile.

Commande prédictive sans modèle «RNN-PCC» de la MASDE

Dans ce chapitre, une nouvelle commande prédictive de courant sans modèle de la machine asynchrone à double étoile basée sur un réseau de neurone récurrent (RNN-PCC) est développée et proposée. Le RNN-PCC proposée repose sur l'identification des courants de la MASDE sans tenir en compte les paramètres. Les résultats de simulation montrent que le RNN-PCC et le MB-PCC ont une dynamique excellente similaire, tandis que des meilleures performances de contrôle et erreurs de suivi peuvent être obtenues grâce au RNN-PCC en présence des variations paramétriques.

Chapitre III

Commande prédictive sans modèle «RNN-PCC» de la MASDE

III.1 Introduction

La commande prédictive de courant basée sur un modèle (MB-PCC) est récemment devenue une technologie de commande avancée puissante dans les entraînements industriels. Contrairement aux techniques classiques, tel que le contrôle vectoriel et le contrôle direct du couple, le MB-PCC possède une excellente dynamique, un concept simple et la capacité d'inclure facilement des contraintes multi-non linéaires dans la fonction de coût ; ces caractéristiques étant extrêmement recherchées pour une large gamme d'applications [1]-[6]. Malgré les nombreux avantages des stratégies MB-PCC, elles dépendent fortement des paramètres du système. Par conséquent, de telles incertitudes sur les paramètres affectent négativement les performances de contrôle, en augmentant à la fois les ondulations et les erreurs de suivi [1].

Dans ce chapitre, une nouvelle commande prédictive de courant sans modèle basée sur un réseau des neurones récurrent (RNN-PCC) est proposée pour les machines asynchrone à double étoile (à six phases). Le but de cette technique est d'introduire un nouveau modèle de prédiction du courant dérivé par l'identificateur RNN, dans lequel seuls les courants mesurés sont utilisés, au lieu de celui basé sur les paramètres du système comme dans le MB-PCC conventionnel. Le contrôle proposé ignore tous les effets des variations ou des inadéquations des paramètres, ainsi que de la non-linéarité et des incertitudes du modèle. Par conséquent, l'influence de la variation des paramètres de la MASDE peuvent être totalement évités, tandis que la meilleure performance de contrôle est atteinte. L'efficacité de la méthode proposée est confirmée par les résultats de simulations.

III.2 Philosophie de la commande prédictive

La commande prédictive FS-MPC repose sur la nature discrète des convertisseurs statiques à cause de la limitation du nombre de leurs états de commutation (nombre d'états finis). Un tel avantage a pour effet de réduire la tâche de calcul que ce soit pour la prédiction ou pour le traitement. Comme chaque convertisseur possède un nombre limité d'états de commutations (8 états pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, 27

états pour un onduleur trois niveaux, 64 états pour un onduleur quatre niveaux...), la procédure de prédiction se trouve limitée aussi à ces états. Ensuite une procédure d'optimisation sélectionne l'état optimal (vecteur tension optimal) pour être appliqué ensuite à la charge. Les principaux éléments de cette technique de contrôle sont donc le modèle mathématique du système et la fonction de coût prédéfinie. (Voir Figure III.1) [9].

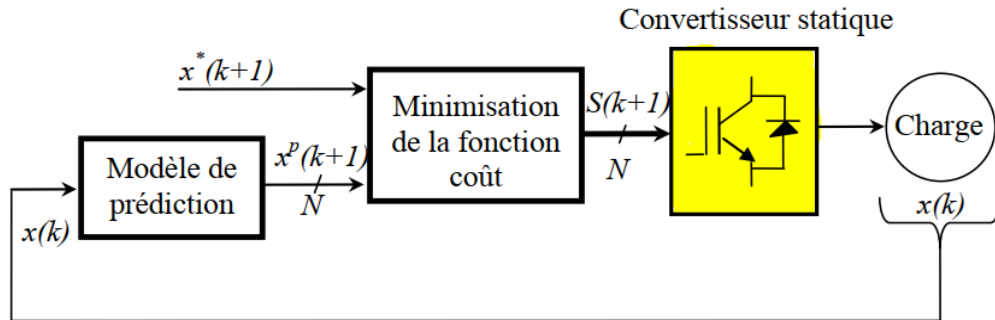


Figure III.1 Schéma général de principe de la commande prédictive

III.2.1 Mise en œuvre de la commande prédictive

Pour la conception de la commande prédictive classique MPC, trois étapes nécessaires sont à remplir [7]-[9] :

- a) **Détermination du modèle discret du système:** la définition d'un modèle numérique de processus est nécessaire pour la prédiction du comportement futur des variables contrôlées; Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable hors ligne du système. Cette particularité permet de classer la commande prédictive dans la grande famille des techniques de commande à base de modèle, dite „MBC“ (Model Based Control).
- b) **Modélisation du convertisseur de puissance :** La stratégie de contrôle prédictif proposée repose sur le fait qu'un seul nombre fini des états de commutation possibles peuvent être générées par un convertisseur de puissance statique et que le système peut être utilisé pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation. Pour le choix de l'état de commutation approprié à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère consiste à une fonction de coût qui sera évaluée pour les valeurs prédites des variables à contrôler. La prévision de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible, puis l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné. Le nombre des états de commutation

possibles de l'onduleur à deux niveaux est huit états, donnant huit vecteurs de tension avec six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. Les vecteurs actifs correspondent à la tension de phase en relation de 1/3 et 2/3 avec la tension du bus continu V_{dc} . et les deux vecteurs nuls génèrent une tension nulle. Le tableau III.1 détermine les états de commutation possibles de l'onduleur VSI-2L [10].

S_a	S_b	S_c	Vecteur tension V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

Tableau III.1 Les séquences possibles de l'onduleur VSI-2L.

c) **Formulation d'une fonction de coût** : L'objectif du système de contrôle est de minimiser l'erreur entre les courants mesurés et leurs valeurs de référence. Cette exigence peut s'écrire sous la forme d'une fonction de coût qu'elle peut être exprimée en coordonnées orthogonales (α, β) ou en coordonnées tournantes (d, q). Si les principales variables contrôlées du système sont de l'ordre de deux et plus, on distingue deux options différentes pour la formulation de la fonction de coût [11]:

- Dans le cas où les variables contrôlées sont de même nature ou unité, la fonction de coût résultante sera la somme de leurs erreurs entre leurs valeurs prédites et leurs valeurs de référence:

$$g = |x_{\alpha}^* - x_{\alpha, k+1}| + |x_{\beta}^* - x_{\beta, k+1}| \quad (\text{III.1})$$

Ou bien sous la forme quadratique dans le plan complexe:

$$g = (x_{\alpha}^* - x_{\alpha,k+1})^2 + (x_{\beta}^* - x_{\beta,k+1})^2 \quad (\text{III.2})$$

Ou bien sous la forme triphasée réelle:

$$g = (x_a^* - x_{a,k+1})^2 + (x_b^* - x_{b,k+1})^2 + (x_c^* - x_{c,k+1})^2 \quad (\text{III.3})$$

- Dans le cas où les variables contrôlées ont des natures différentes, un facteur de pondération λ est utilisé alors pour ajuster leurs unités pour le contrôleur. En fait, le facteur de pondération est un coefficient constant positif qui fixe l'importance des variables contrôlées pour le contrôleur. Par exemple, le couple et le flux peuvent être définis comme variables contrôlées:

$$g = |C_{em}^* - C_{em,k+1}| + \lambda |\varphi^* - \varphi_{k+1}| \quad (\text{III.4})$$

L'organigramme de la commande prédictive classique MPC est donné par la figure III.2, où, pour chaque vecteur tension, la fonction de coût g est évaluée et le vecteur tension qui la minimise est alors appliqué pendant la période d'échantillonnage suivante.

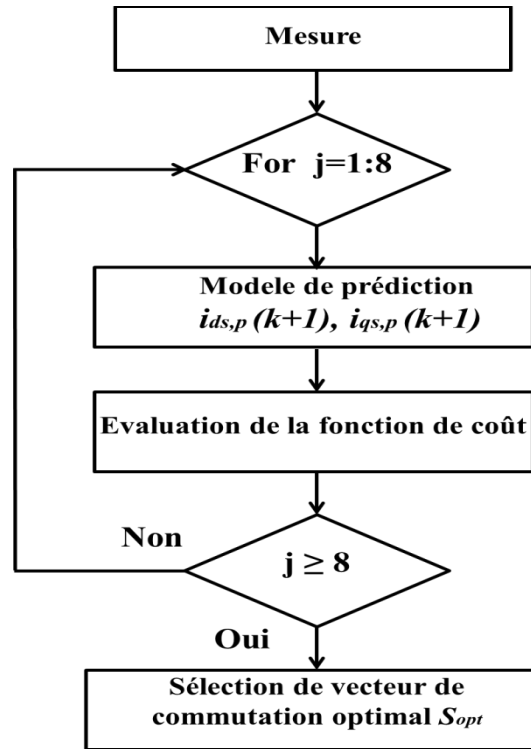


Figure III.2 Organigramme de la commande prédictive MPC.

III.3 Commande prédictive du courant de la MASDE

III.3.1 Modèle discret de la MASDE

Le modèle temporel continu (III.5) sera maintenant discrétisé et utilisé pour prédire le comportement futur du courant rotorique à partir des tensions et courants statoriques mesurés à l'instant d'échantillonnage k .

$$\begin{cases} U_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt}i_{sd1} - \omega_s (L_{s1}i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{sl}) \\ U_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt}i_{sd2} - \omega_s (L_{s2}i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{sl}) \\ U_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt}i_{sq1} + \omega_s (L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r) \\ U_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt}i_{sq2} + \omega_s (L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r) \end{cases} \quad (III.5)$$

La dérivée du courant de charge di/dt est remplacée par une approximation d'Euler à un pas en avant. Cette approximation est de la forme :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_e} \quad (III.6)$$

Où T_e est la période d'échantillonnage.

La version discrète de (III.5) peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd1,k+1} = \left(1 - \frac{T_e R_{s1}}{L_{s1}}\right) i_{sd1,k} + \frac{T_e}{L_{s1}} \omega_{s,k} (L_{s1}i_{sq1,k} + T_r \varphi_r \omega_{sl,k}) + \frac{T_e}{L_{s1}} u_{sd1,k} \\ i_{sd2,k+1} = \left(1 - \frac{T_e R_{s2}}{L_{s2}}\right) i_{sd2,k} + \frac{T_e}{L_{s2}} \omega_{s,k} (L_{s2}i_{sq2,k} + T_r \varphi_r \omega_{sl,k}) + \frac{T_e}{L_{s2}} u_{sd2,k} \\ i_{sq1,k+1} = \left(1 - \frac{T_e R_{s1}}{L_{s1}}\right) i_{sq1,k} - \frac{T_e}{L_{s1}} \omega_{s,k} (L_{s1}i_{sd1,k} + \varphi_r) + \frac{T_e}{L_{s1}} u_{sq1,k} \\ i_{sq2,k+1} = \left(1 - \frac{T_e R_{s2}}{L_{s2}}\right) i_{sq2,k} - \frac{T_e}{L_{s2}} \omega_{s,k} (L_{s2}i_{sd2,k} + \varphi_r) + \frac{T_e}{L_{s2}} u_{sq2,k} \end{cases} \quad (III.7)$$

où $i_{d,k}$ et $i_{q,k}$ sont les courants de stator mesurés à kT_s , et $u_{d,k}$ et $u_{q,k}$ sont les tensions de stator construites à partir du vecteur de tension optimal appliqué dans la $(k)_{\text{ème}}$ période d'échantillonnage.

Dans une mise en œuvre en temps réel, le temps de calcul de l'algorithme de contrôle impose un retard d'un pas de temps, qui doit être compensé [12]. Par conséquent, les courants prédits à la $(k+2)_{\text{ème}}$ période de contrôle $i_{d,k+2}$ et $i_{q,k+2}$ sont utilisés au lieu de $i_{d,k+1}$ et $i_{q,k+1}$, respectivement, qui peuvent être dérivés d'une manière similaire à (III.7) :

$$\begin{cases} i_{sd1,k+2} = \left(1 - \frac{T_e R_{s1}}{L_{s1}}\right) i_{sd1,k+1} + \frac{T_e}{L_{s1}} \omega_{s,k} (L_{s1} i_{sq1,k+1} + T_r \phi_r \omega_{sl,k}) + \frac{T_e}{L_{s1}} u_{sd1,k+1} \\ i_{sd2,k+2} = \left(1 - \frac{T_e R_{s2}}{L_{s2}}\right) i_{sd2,k+1} + \frac{T_e}{L_{s2}} \omega_{s,k} (L_{s2} i_{sq2,k+1} + T_r \phi_r \omega_{sl,k}) + \frac{T_e}{L_{s2}} u_{sd2,k+1} \\ i_{sq1,k+2} = \left(1 - \frac{T_e R_{s1}}{L_{s1}}\right) i_{sq1,k+1} - \frac{T_e}{L_{s1}} \omega_{s,k} (L_{s1} i_{sd1,k+1} + \phi_r) + \frac{T_e}{L_{s1}} u_{sq1,k+1} \\ i_{sq2,k+2} = \left(1 - \frac{T_e R_{s2}}{L_{s2}}\right) i_{sq2,k+1} - \frac{T_e}{L_{s2}} \omega_{s,k} (L_{s2} i_{sd2,k+1} + \phi_r) + \frac{T_e}{L_{s2}} u_{sq2,k+1} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

où $i_{d,k+1}$ et $i_{q,k+1}$ sont prédits dans (III.5), et $u_{d,k+1}$ et $u_{q,k+1}$ sont construits à partir des huit vecteurs de tension que le convertisseur peut synthétiser.

III.3.2 Définition d'une fonction de coût

Afin de sélectionner le vecteur de tension optimal qui minimise les erreurs entre les courants prédits dans (III.7) et leurs références associées, la fonction de coût suivante est définie :

$$g = (i_{ds1}^* - i_{ds1,k+2})^2 + (i_{qs1}^* - i_{qs1,k+2})^2 + (i_{ds2}^* - i_{ds2,k+2})^2 + (i_{qs2}^* - i_{qs2,k+2})^2 \quad (\text{III.9})$$

L'application de la commande prédictive classique sur la machine asynchrone à double étoile est illustrée par la figure III.3 :

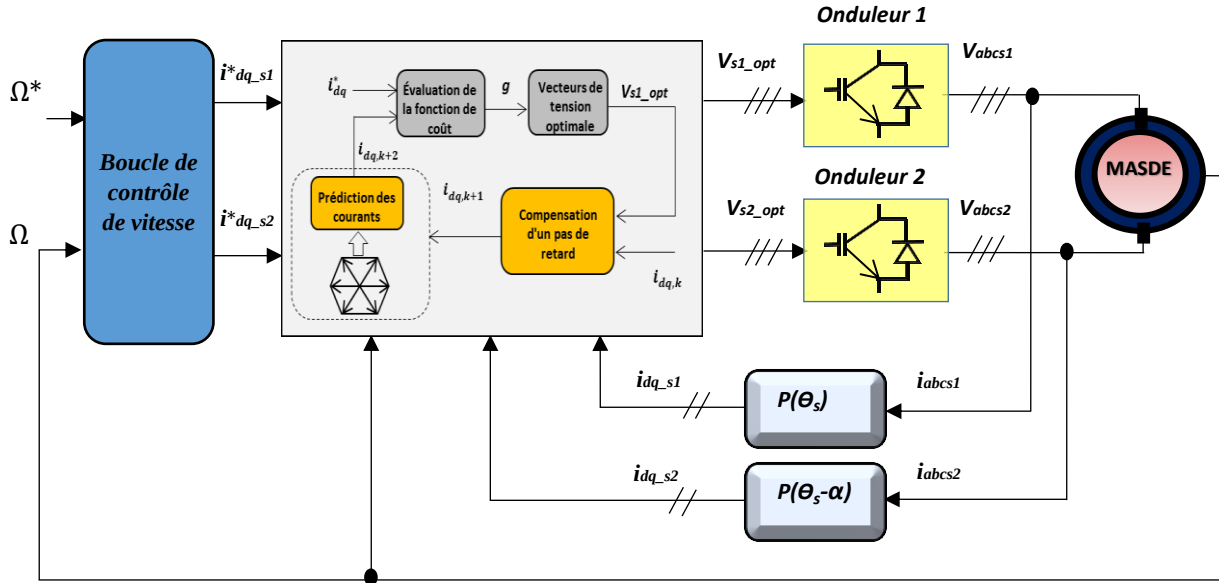
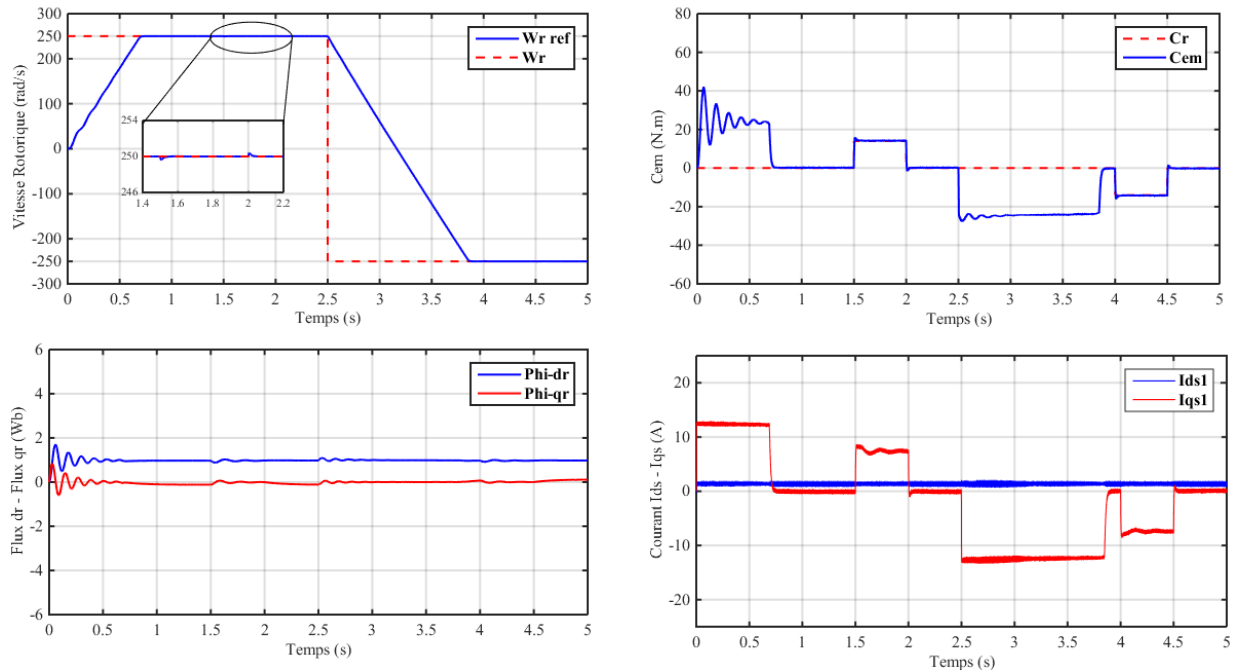


Figure III.3 Schéma fonctionnel du PCC conventionnel proposé pour la MASDE.

III.3.3 Simulation et interprétation des résultats de la commande prédictive du courant

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôle prédictive du courant PCC du moteur asynchrone à double étoile. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.



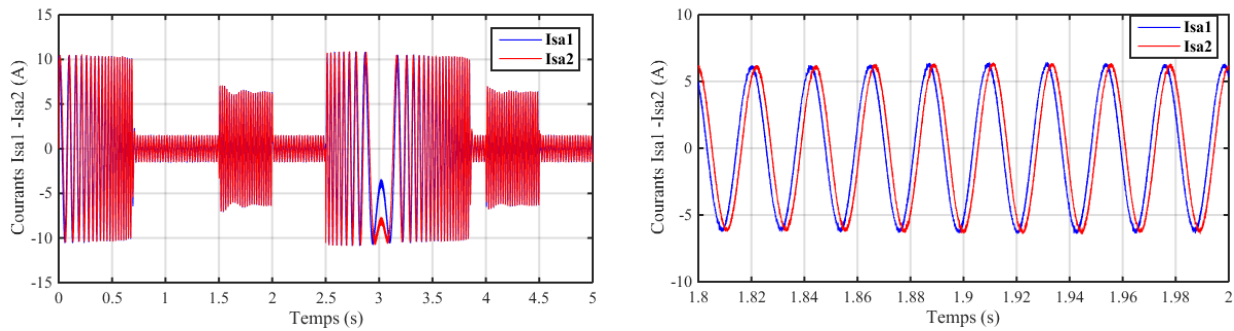


Figure III.4 Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande prédictive classique MB-PCC

La figure III.4 représente l'évolution des performances de la commande prédictive du courant basée sur modèle MB-PCC appliquée à la MASDE, avec un suivi de l'inversion de la vitesse de 250 à -250 à partir de l'instant $t = 2.5s$ et une application des charges $Cr = 14Nm$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2]$ s et $Cr = -14Nm$ dans $t = [4 ; 4.5]$ s.

D'après les résultats de simulation, on a obtenu des bonnes performances, avec le MB-PCC, on a pu éliminer les perturbations d'une façon très rapide et une réduction de l'erreur statique sur la vitesse à vide et en charge. Le test d'inversion du sens de rotation de la vitesse montre que la vitesse suit sa référence dans les deux sens sans dépassements. Le couple électromagnétique C_{em} prend une valeur maximale au démarrage puis s'annule rapidement. Le courant statorique I_{sa} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 10A. Le courant en quadrature, atteint initialement 11A, après il évolue d'une façon identique à celle du couple électromagnétique. Les flux rotoriques suivent leurs consignes. Les différents résultats de simulation faites, nous permettent de constater que, le rejet de perturbation est très rapide, le temps de réponse est très faible, et l'erreur statique nulle.

Les résultats de simulation présentés dans les figures (III.4) montrent que l'algorithme de commande prédictive du courant offre une meilleure poursuite de la référence, comparativement à la commande vectorielle présenté au chapitre 2.

Comme une conclusion, les avantages de la commande prédictive du courant sont importantes et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

■ Tests de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande prédictive classique MB-PCC, nous avons examiné l'influence des variations paramétriques de la MASDE, à savoir : la résistance rotorique et la résistance statorique, sur les performances de la commande. Nous avons simulé le système pour une augmentation de 50% de sa valeur nominale. Les figures (III.5) et (III.6) représentent les résultats obtenus par simulation.

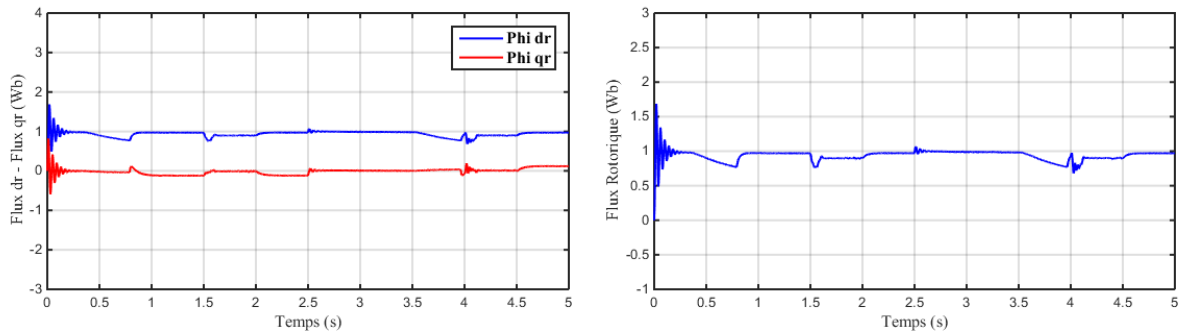


Figure III.5 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande prédictive classique MB-PCC.

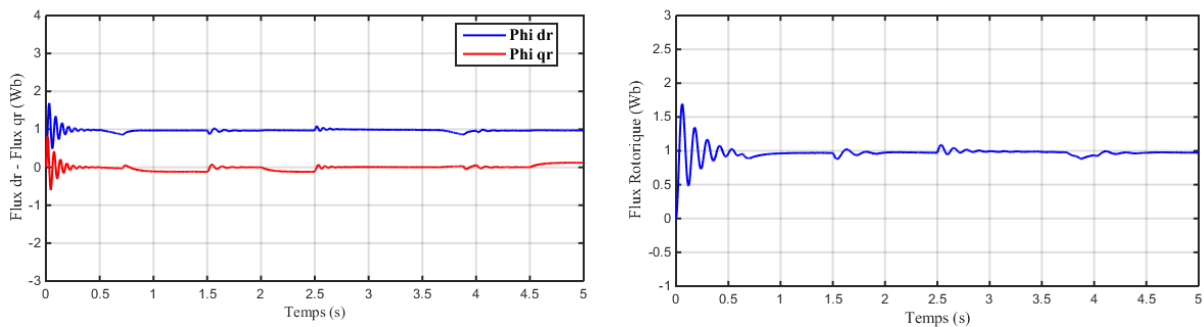


Figure III.6 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande prédictive classique MB-PCC.

Les résultats présentés par la figure (III.6) montrent l'insensibilité de la commande prédictive dans le cas de la variation de la résistance statorique. Cette variation de la résistance statorique n'a quasiment aucune influence sur la commande MB-PCC. Par contre l'effet de la variation de résistance rotorique (figure III.5) n'est pas négligeable, c'est-à-dire la commande MB-PCC perd partiellement l'efficacité de réglage.

Malgré les nombreux avantages des stratégies MB-PCC, elles dépendent fortement des paramètres du système. Par conséquent, de telles incertitudes sur les paramètres affectent

négalement les performances de contrôle, en augmentant à la fois les ondulations et les erreurs de suivi [18]. Pour remédier ce problème, la commande prédictive de courant sans modèle (MF-PCC) proposée comme une solution alternative efficace pour éviter le problème de la connaissance préalable du modèle du système, n'étant donc pas affectée par la variation des paramètres. Dans la prochaine partie de ce chapitre, la commande prédictive de courant sans modèle basée sur un réseau des neurones récurrent (RNN-PCC) est considérée.

III.4 Réseau des neurones récurrent avec apprentissage en ligne

Le modèle de réseau neuronal récurrent (RNN) est l'un des modèles NN les plus répandus et utilisés pour l'identification de l'état des systèmes [14]. Il est plus pratique pour les systèmes à temps discret qui exigent une adaptabilité aux différentes conditions de fonctionnement. Dans cette étude, le RNN est proposé pour identifier les courants de la MASDE sans tenir compte des paramètres du système.

III.4.1 Identifiant RNN pour un plan inconnu

Un système non linéaire à temps discret peut être défini comme [15]:

$$x_{k+1} = F(x_k, \mathcal{G}_k) \quad (\text{III.10})$$

Pour identifier les variables d'état du système considéré dans (III.10) en tenant compte du problème de l'approximation dynamique, une configuration RNN série-parallèle est proposée comme [16]:

$$X_{i,k+1} = w_i^T \Phi(x_k, \mathcal{G}_k) + \varpi_i^T \psi(x_k, \mathcal{G}_k), \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{III.11})$$

où $x_k = [x_{1,k}, x_{2,k}, \dots, x_{n,k}]$ est le vecteur d'état de la plante, X_i est l'état estimé du $i^{\text{ème}}$ neurone, qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ composante du vecteur d'état x_k dans (III.11), $w_i \in \mathfrak{R}^{L_i}$ est le vecteur des poids ajustables, ϖ_i sont des matrices à valeurs constantes, $\mathcal{G} \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur d'entrée, ψ_i désigne une fonction linéaire, et $\phi_i \in \mathfrak{R}^{L_i}$ est la fonction vectorielle correspondante, qui peut être définie comme :

$$\Phi_i(x_k, \mathcal{G}_k) = \begin{bmatrix} \Phi_{i_1} \\ \Phi_{i_2} \\ \vdots \\ \Phi_{i_{Bi}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \prod_{j \in I_1} \delta_{i_j}^{dij(1)} \\ \prod_{j \in I_2} \delta_{i_j}^{dij(2)} \\ \vdots \\ \prod_{j \in I_{Bi}} \delta_{i_j}^{dij(Bi)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Où $d_{ij,k}$ sont des entiers non négatifs, B_i est le nombre de connexions, $\{I_1, I_2, \dots, I_{B_i}\}$ est une collection de sous-ensembles non ordonnés de $\{1, 2, \dots, n + m\}$, n est la dimension de l'état, m est le nombre d'entrées externes, et δ_i est présenté comme :

$$\delta_i = \begin{bmatrix} \delta_{i_1} \\ \vdots \\ \delta_{i_n} \\ \delta_{i_{n+1}} \\ \vdots \\ \delta_{i_{n+m}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(x_1) \\ \vdots \\ S(x_n) \\ g_1 \\ \vdots \\ g_m \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

où $g_i = [g_1, g_2 \dots g_m]^T$ sont les entrées externes du RNN et $S(\bullet)$ peut être décrit comme suit :

$$S(\ell_i) = \alpha_i \tanh(\beta_i \ell_i) \quad \text{with } \alpha \text{ and } \beta > 0 \quad (\text{III.14})$$

Où ℓ est le variable d'état.

III.4.2 Algorithme d'entraînement

Le RNN représentant le modèle du système est entraîné en ligne par un algorithme d'entraînement basé sur un filtre de kalman étendu (EKF). Cette méthode d'entraînement est la méthode la plus connue et la plus rapide dans le processus d'apprentissage, car elle converge en moins d'itérations que les autres méthodes [17]. L'objectif principal de la procédure d'apprentissage est de réduire l'erreur de prédiction entre les états réel et estimé (x_i et X_i), en générant les poids adaptatifs correspondant à l'état respectif pour le $i^{\text{ème}}$ neurone. L'algorithme d'entraînement basé sur l'EKF est défini par les équations suivantes [14], [17] :

$$e_{i,k} = x_{i,k} - X_{i,k} \quad (\text{III.15})$$

$$K_{i,k} = P_{i,k} H_{i,k}^T M_{i,k}^{-1} \quad (\text{III.16})$$

$$w_{i,k+1} = w_{i,k} + \eta_i K_{i,k} e_{i,k} \quad (\text{III.17})$$

$$P_{i,k+1} = P_{i,k} - K_{i,k} H_{i,k}^T P_{i,k} + Q_{i,k} \quad (\text{III.18})$$

$$M_{i,k} = R_{i,k} + H_{i,k}^T P_{i,k} H_{i,k} \quad (\text{III.19})$$

Où $e_{i,k} \in \mathfrak{R}$ est l'erreur réelle, $P_{i,k+1} \in \mathfrak{R}^{Li \times Li}$ est l'erreur de prédiction, L_i est le nombre de poids RNN, η_i est le facteur d'apprentissage, $w_i \in \mathfrak{R}^{Li}$ désigne la matrice des poids qui est considérée comme l'état du système pour l'EKF, $K_{i,k} \in \mathfrak{R}^{Li \times m}$ est la matrice de gain de l'EKF, $Q_{i,k} \in \mathfrak{R}^{Li \times Li}$ et $R_{i,k} \in \mathfrak{R}^{m \times m}$ sont les matrices de covariance, $H_{i,k} \in \mathfrak{R}^{Li \times m}$ est une matrice de gradient, dans laquelle chaque entrée ($H_{ij,k}$) est la dérivée d'un état X_i du RNN par rapport à un poids $w_{ij,k}$ du RNN, et est calculée comme suit :

$$H_{ij,k} = \left[\frac{\partial X_{i,k}}{\partial w_{ij,k}} \right]_{w_{i,k} = w_{i,k+1}}^T \quad (i=1,2,\dots,n) \text{ and } (j=1,2,\dots,Li) \quad (\text{III.20})$$

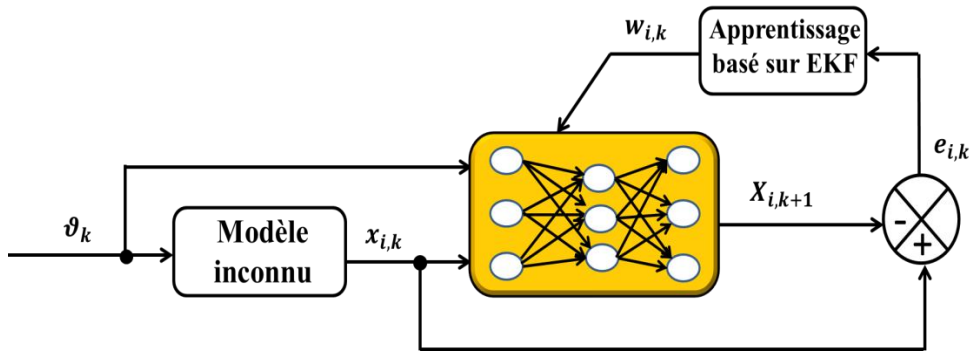


Figure III.7 Schéma de l'algorithme d'apprentissage.

En général, les états du RNN sont initialisés à zéro et les matrices de covariance $P_{i,k}$, $Q_{i,k}$, et $R_{i,k}$ sont des diagonales. En fait, il existe plusieurs études qui expliquent en détail l'entraînement ainsi l'analyse de convergence de l'identificateur RNN basé sur l'EKF [17], [13]. La figure III.7 montre le schéma de l'algorithme d'entraînement considéré dans cette étude.

Dans la dernière étape, le modèle d'identification RNN peut être dérivé à partir de (III.11), (III.12) et (III.13) comme suit :

$$\begin{aligned} X_{i,k+1} = & w_{i1} S(x_{i,k}) + w_{i2} S(x_{j,k}) + w_{i3} S(x_{j+1,k}) + \dots \\ & \dots + w_{iz} S(x_{j+(z-1),k}) + \varpi_i \mathcal{G}_{i,k} \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

où X_i désigne l'état estimé, z est le nombre d'états, x_i est l'état réel respectif, $x_{j+(z-1)}$ désigne les états restants avec ($j \neq i$), et $\mathcal{G}_{i,k}$ est la tension d'entrée respective.

III.4.3 Application RNN-PCC pour la MASDE:

Dans le MB-PCC conventionnel, une connaissance préalable du modèle du système, ainsi que des valeurs de paramètres précises sont obligatoires. Cependant, les paramètres de la machine changent avec les conditions de travail, ce qui peut affecter négativement ses performances de contrôle. Par conséquent, pour atteindre une haute performance de contrôle, le RNN-PCC sans modèle proposé devient un choix évident. Seules les variables d'état mesurées et utilisées pour l'algorithme de contrôle principale sont nécessaires, ce qui évite de connaître les paramètres de la machine. En utilisant la commande proposée, les expressions des courants prédictifs basés sur les paramètres dans le MB-PCC conventionnel seront remplacées par celles dérivées par l'identificateur RNN proposé. Selon (III.21), les courants prédictifs proposés à la $(k+1)$ ème période d'échantillonnage sont définis comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd1,k+1} = i_{sd1,k} - T_e w_{d11} S(i_{sd1,k}) + T_e \omega_s i_{sq1,k} + T_e w_{d12} \omega_s S(i_{sd1,k}) S(i_{sq1,k}) + T_e \varpi_{d1} u_{sd1,k} \\ i_{sd2,k+1} = i_{sd2,k} - T_e w_{d21} S(i_{sd2,k}) + T_e \omega_s i_{sq2,k} + T_e w_{d22} \omega_s S(i_{sd2,k}) S(i_{sq2,k}) + T_e \varpi_{d2} u_{sd2,k} \\ i_{sq1,k+1} = i_{sq1,k} - T_e w_{q11} S(i_{sq1,k}) - T_e \omega_s i_{sd1,k} - T_e w_{q12} \omega_s S(i_{sq1,k}) S(i_{sd1,k}) + T_e \varpi_{q1} u_{sq1,k} \\ i_{sq2,k+1} = i_{sq2,k} - T_e w_{q21} S(i_{sq2,k}) - T_e \omega_s i_{sd2,k} - T_e w_{q22} \omega_s S(i_{sq2,k}) S(i_{sd2,k}) + T_e \varpi_{q2} u_{sq2,k} \end{cases} \quad (III.22)$$

De manière similaire à (III.8), les courants des axes dq doivent être prédits à la $(k+2)$ ème période d'échantillonnage [12], en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{cases} i_{sd1,k+2} = i_{sd1,k+1} - T_e w_{d11} S(i_{sd1,k+1}) + T_e \omega_s i_{sq1,k+1} + T_e w_{d12} \omega_s S(i_{sd1,k+1}) S(i_{sq1,k+1}) + T_e \varpi_{d1} u_{sd1,k+1} \\ i_{sd2,k+2} = i_{sd2,k+1} - T_e w_{d21} S(i_{sd2,k+1}) + T_e \omega_s i_{sq2,k+1} + T_e w_{d22} \omega_s S(i_{sd2,k+1}) S(i_{sq2,k+1}) + T_e \varpi_{d2} u_{sd2,k+1} \\ i_{sq1,k+2} = i_{sq1,k+1} - T_e w_{q11} S(i_{sq1,k+1}) - T_e \omega_s i_{sd1,k+1} - T_e w_{q12} \omega_s S(i_{sq1,k+1}) S(i_{sd1,k+1}) + T_e \varpi_{q1} u_{sq1,k+1} \\ i_{sq2,k+2} = i_{sq2,k+1} - T_e w_{q21} S(i_{sq2,k+1}) - T_e \omega_s i_{sd2,k+1} - T_e w_{q22} \omega_s S(i_{sq2,k+1}) S(i_{sd2,k+1}) + T_e \varpi_{q2} u_{sq2,k+1} \end{cases} \quad (III.23)$$

où $w_{d,i}$ et $w_{q,i}$ sont mis à jour en temps réel par l'EKF en utilisant l'erreur entre les courants mesurés et estimés. Sur la base de la définition du RNN-PCC, l'identificateur RNN proposé ne nécessite pas de pré-entraînement avant la mise en œuvre, dans lequel les poids initiaux sont choisis aléatoirement et les ϖ_d et ϖ_q dans (III.22) et (III.23) sont considérés comme égaux à $\varpi_d=10$, and $\varpi_q=30$, respectivement. D'autre part, les matrices de covariance dans (III.18) et (III.19) sont fixées à $Q_i=1000$ and $R_i=100$. Il faut noter que la sélection de ϖ_d et ϖ_q est très importante car elle a un fort impact sur la performance du contrôle, alors que les valeurs de R_i

et Q_i ont une relation directe avec la dynamique de l'EKF. La définition de ces valeurs est réalisée en utilisant des procédures d'essai et d'erreur, en analysant la performance de contrôle pour différentes conditions de fonctionnement, en tenant compte de la précision du modèle dynamique ainsi que de la faible ondulation du courant. De plus, il est important de souligner que ces valeurs sont choisies constantes afin de donner la meilleure performance possible ainsi que pour simplifier la conception du contrôleur [18].

Contrairement au MB-PCC conventionnel utilisant (III.5)-(III.8), le RNN-PCC dans (III.22) et (III.23) n'utilise aucun paramètre de la machine. Ensuite, de manière similaire au MB-PCC, le vecteur de tension optimal du RNN-PCC est sélectionné en minimisant la fonction de coût comme dans (III.10). Le schéma de l'algorithme RNN-PCC proposé est illustré à la Figure III.8.

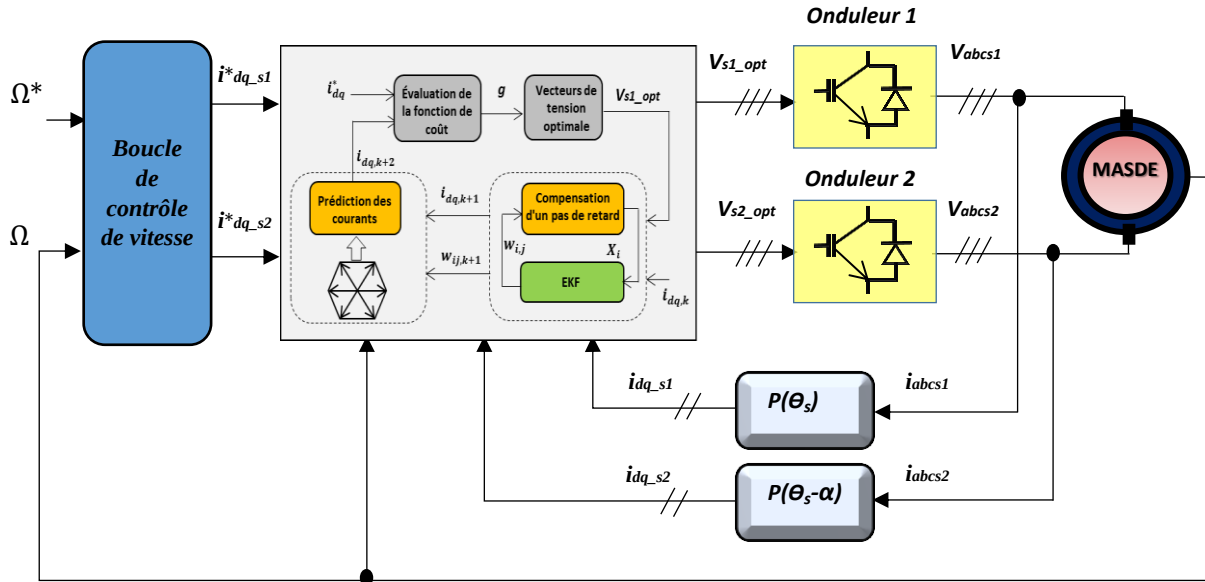


Figure III.8 Schéma fonctionnel du RNN-PCC proposé pour la MASDE.

III.4.4 Résultats de simulation et interprétation

Pour montrer l'efficacité et la performance de la commande prédictive du courant, on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III.8), pour les mêmes conditions qu'on a considéré avant. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

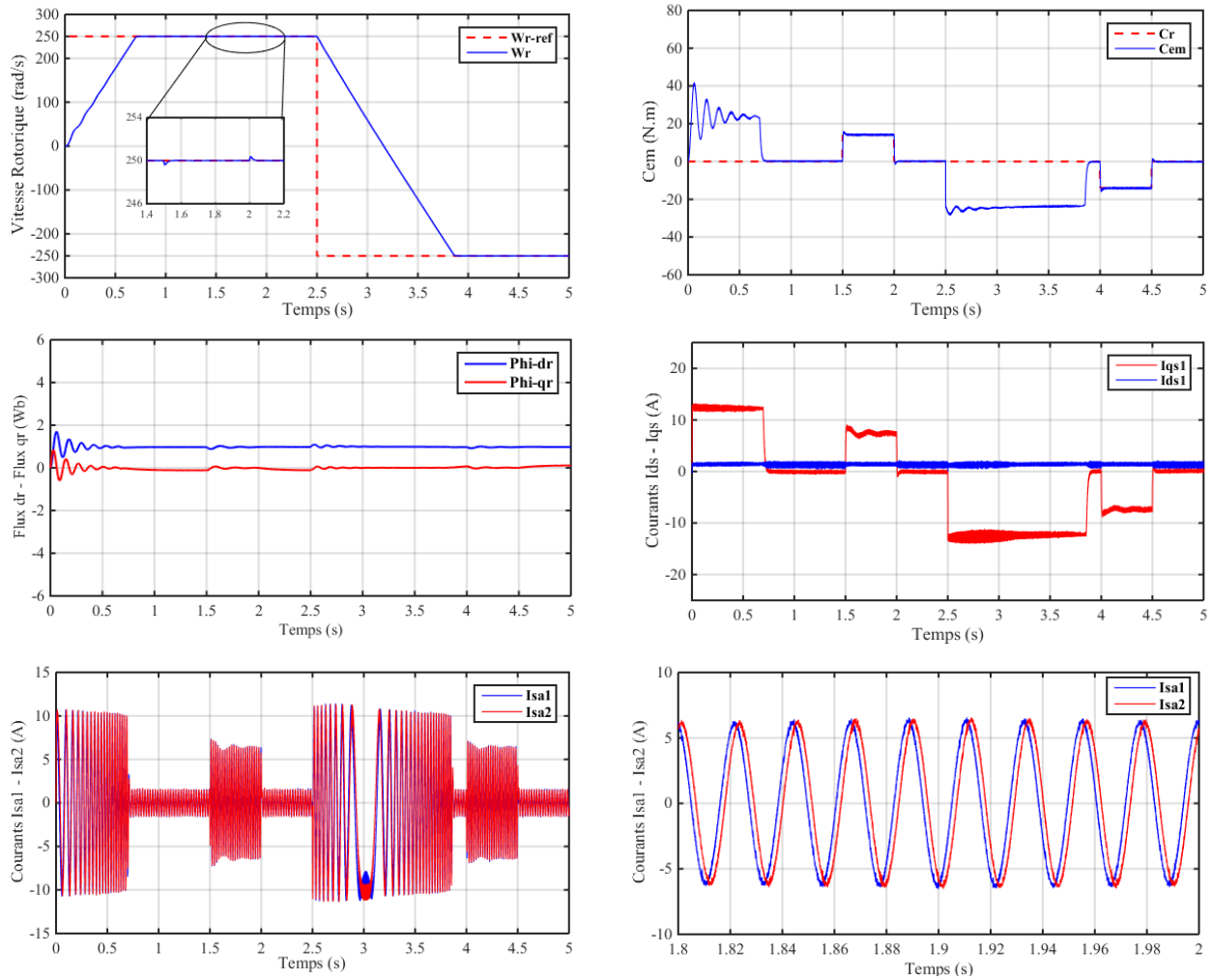


Figure III.9 Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une commande prédictive sans modèle RNN-PCC

La figure III.9 représente l'évolution des performances de la commande prédictive du courant sans modèle MF-PCC appliquée à la MASDE, avec un suivi de l'inversion de la vitesse de 250 à -250 à partir de l'instant $t = 2.5s$ et une application des charges $Cr = 14Nm$ dans l'intervalle de temps $t = [1.5 ; 2] s$ et $Cr = -14Nm$ dans $t = [4 ; 4.5]s$.

A partir de la figure III.9, on remarque d'après les résultats de simulation qu'en termes de suivi de trajectoire : la vitesse du moteur suit correctement sa vitesse de référence sans dépassements, de même pour le flux rotorique suit bien sa valeur réelle. En termes de réponse dynamique : le temps de réponse est très faible. D'après les résultats de simulations, on peut constater que les performances de la MASDE obtenues lors de l'application de RNN-PCC sont similaires à celle trouvés par le MB-PCC.

▪ Tests de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande prédictive sans modèle RNN-PCC, nous avons examiné l'influence des variations paramétriques de la MASDE, à savoir : la résistance rotorique et la résistance statorique, sur les performances de la commande. Nous avons simulé le système pour une augmentation de 50% de sa valeur nominale. Les figures (III.10) et (III.11) représente les résultats obtenus par simulation.

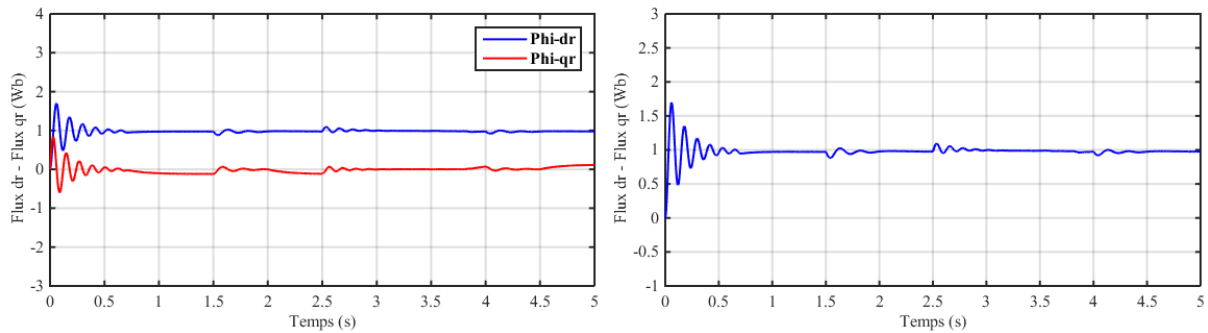


Figure III.10 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande prédictive proposée RNN-PCC.

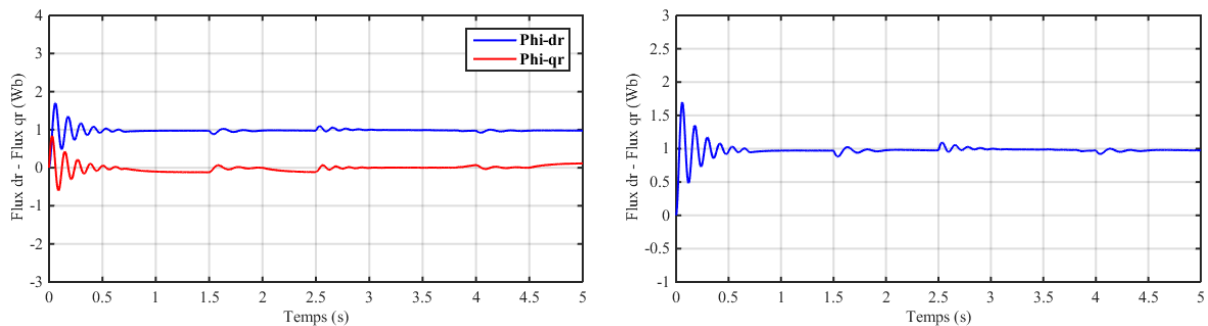


Figure III.11 Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande prédictive proposée RNN-PCC.

Les résultats présentés par la figure (III.10) et (III.11) montrent que la variation des paramètres de la machine n'affecte pas les performances de la commande RNN-PCC proposée. De ce qui précède, les résultats obtenus avec les tests de robustesse montrent clairement la supériorité du RNN-PCC sans modèle proposé qui surpasse le MB-PCC classique pour toutes les conditions de fonctionnement considérées.

III.5 Conclusion

Ce chapitre propose une nouvelle commande prédictive de courant sans modèle basée sur l'estimation des courants en temps réel à l'aide d'un réseau de neurones récurrent. Le schéma de commande proposé comporte deux processus principaux : (i) l'identificateur RNN génère les prédictions de courant sur les axes dq qui compensent les expressions basées sur le modèle, et (ii) l'erreur entre les courants de référence et prédits est évaluée par la fonction de coût, et donc utilisée afin de fournir le vecteur de commutation respectif. L'algorithme proposé ne nécessite pas la connaissance des paramètres du moteur, évitant ainsi l'influence des variations de paramètres.

Le système RNN-PCC sans modèle proposé est comparé au système MB-PCC conventionnel. Les résultats de simulation montrent que les deux systèmes de contrôle ont une excellente performance dynamique. Cependant, contrairement au MB-PCC qui est susceptible de souffrir des variations de paramètres, le RNN-PCC proposé n'est pas affecté par les paramètres du moteur et peut atteindre une meilleure performance en régime permanent. Les résultats confirment l'efficacité du RNN-PCC sans modèle proposé en présentant la meilleure performance globale en termes d'ondulations de courant et d'erreur de suivi dans diverses conditions de fonctionnement.

Diagnostic des défauts de semi-conducteurs de puissance dans les convertisseurs alimentant la MASDE

Ce chapitre présente une approche de diagnostic fiable qui permet la détection et l'identification de multiples interrupteurs ouverts et des défauts des phases ouvertes dans les convertisseurs de puissance alimentant la machine asynchrone à double étoile, y compris les phases adjacentes et non adjacentes. La méthode proposée fournit des signatures numériques normalisées à partir des courants de sortie mesurés sans nécessiter des efforts de réglage ou des seuils de détection. La fiabilité et la robustesse de l'algorithme proposé sont prouvées par des tests expérimentaux.

Chapitre IV

Diagnostic des défauts de semi-conducteurs de puissance dans les convertisseurs alimentant la MASDE

IV.1 Introduction

Ces dernières années, les machines multiphasées ont été présentées comme une bonne alternative aux machines triphasées classiques en raison de leur capacité à fonctionner dans des conditions de tolérance aux défauts. Cependant, la transition entre le contrôle avant et après le défaut nécessite un algorithme de diagnostic fiable. Malgré toutes les recherches intéressantes menées par plusieurs auteurs concernant le diagnostic des défauts de circuit-ouvert dans les convertisseurs de puissance, il y a un grand manque de recherches traitant le diagnostic des défauts des commutateurs ouverts multiples et des phases ouvertes multiples, pour les onduleurs à six phases qui alimentent les moteurs à double étoile [01].

Dans ce chapitre, une nouvelle approche de diagnostic des défauts de circuit ouvert est proposée pour les convertisseurs de puissance alimentant la machine asynchrone double étoile, basée sur les caractéristiques du courant pour chaque type des défauts. Seuls les courants mesurés sont nécessaires, ce qui évite l'utilisation de matériel supplémentaire ou la connaissance des paramètres du système. L'avantage principal de l'algorithme proposé est la capacité de diagnostic de 54 combinaisons possibles d'IGBT défectueux par des signatures numériques normalisées sans nécessiter l'effort de réglage ou de seuils de détection, tout en conservant une vitesse de détection raisonnable. La fiabilité de l'algorithme de diagnostic des défauts considérés est évaluée et confirmée par des résultats expérimentaux.

IV.2 Diagnostic des défauts

IV.2.1 Méthodes de diagnostic et classification

Comme nous avons mentionné précédemment, grâce aux développements rapides de l'électronique, de la technique informatique et de la technologie de l'information, les processus industriels modernes deviennent de plus en plus complexes. Ainsi, les problèmes de sécurité et de fiabilité révèlent une importance considérable vu que la présence d'une défaillance peut entraîner des conséquences désastreuses. Ainsi, il est indispensable de faire appel à des techniques de surveillances modernes combinant le diagnostic et la correction des défauts afin d'améliorer la sécurité et la fiabilité des processus, de minimiser les coûts de maintenance et de protéger l'installation dans les états critiques. De nombreuses techniques

ont été proposées au cours des dernières décennies pour le diagnostic des défauts. La plupart d'entre elles peuvent être classées en trois principales catégories (figure IV.1) : les méthodes basées sur la redondance matérielle, les méthodes basées sur l'approche signal et les méthodes basées sur l'approche modèle (redondance analytique)[02].

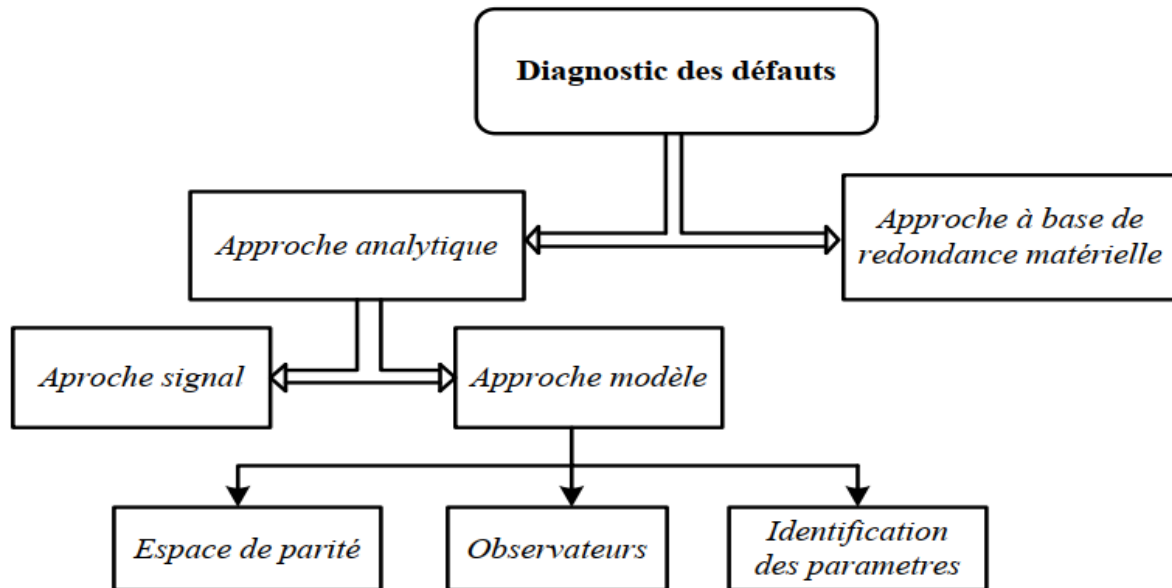


Figure IV.1: Classification des méthodes de diagnostic des défauts.

• *Approche à base de redondance matérielle*

Le concept de cette approche consiste à reconstruire un second processus redondant, en utilisant les composants matériels utilisés pour le processus principal concerné par le diagnostic [03]. La détection et l'identification des défauts peuvent être obtenues à partir d'une comparaison continue entre les deux sorties du processus à surveiller et de son correspondant redondant. Cette approche permet une meilleure fiabilité et peut ainsi être appliquée dans des applications dont la sécurité est fortement indispensable. Cependant, les coûts économiquement élevés des composants matériels redondants limitent leurs applications.

• *Approche signal*

Le concept général de la procédure de diagnostic basée sur l'approche signal est donné par la figure IV.2. Ces méthodes s'appuient sur la collecte et l'analyse des données mesurables du processus pour réaliser la détection et l'identification des défauts, elles sont parfois appelées par les méthodes directes. Dans les solutions les plus simples, il suffit juste de vérifier les limites de crédibilité ou les valeurs limites (seuils) de ces données. Dans d'autres

solutions et selon le type des signaux à analyser (périodiques, non stationnaires, stochastiques), le diagnostic des défauts est basé sur des méthodes d'analyse de signaux plus avancées telles que : l'analyse de corrélation, l'analyse de Fourier, l'analyse des paramètres stochastiques, l'analyse spectrale, analyse d'ondelettes [04], [05], [06].

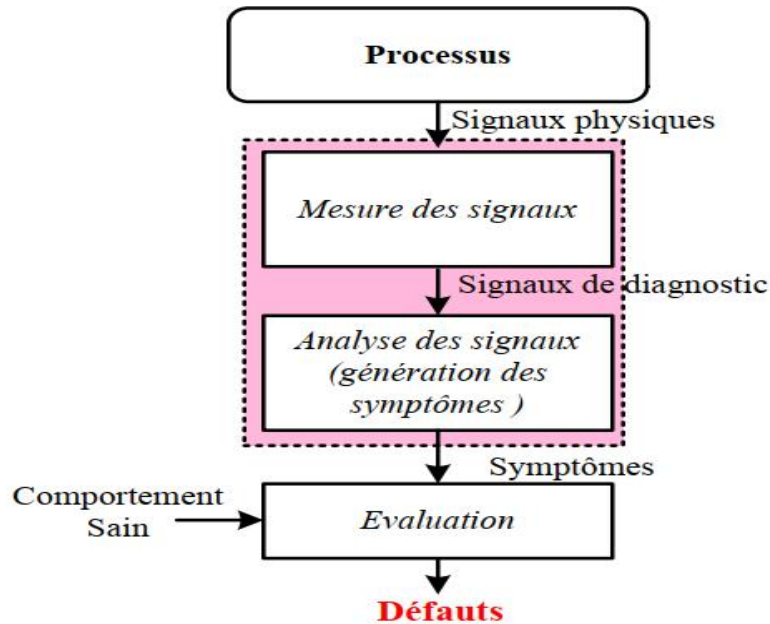


Figure IV.2: Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche signal.

Un intérêt croissant a été aussi porté pour l'application des méthodes d'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones, la logique floue et les réseaux neuro-flous dans le but d'améliorer le processus de surveillance et de diagnostic des défauts et augmenter sa fiabilité [07], [08]. L'inconvénient majeur de ces méthodes se situe au niveau de la nécessité d'un temps de diagnostic relativement long et un processus de calcul complexe et excessif.

• Approche modèle

Les approches de diagnostic basées sur des modèles ont été utilisées pour la première fois avec les systèmes linéaires dans les années 70 [09], [10], elles ont été utilisées comme des méthodologies principales dans le domaine des systèmes de commande automatique durant les quatre dernières décennies [11], [12]. Elles sont connues souvent par "les approches à base de redondances analytiques" car, contrairement à la redondance matérielle, un modèle redondant logiciel est développé pour fonctionner en parallèle avec le processus à surveiller. Ces approches peuvent être classées en trois types : les approches basées sur l'observateur, les approches basées sur l'identification des paramètres et les

approches basées sur l'espace de parité [13]. La structure de base de diagnostic à base d'une approche modèle est donnée par la figure IV.3.

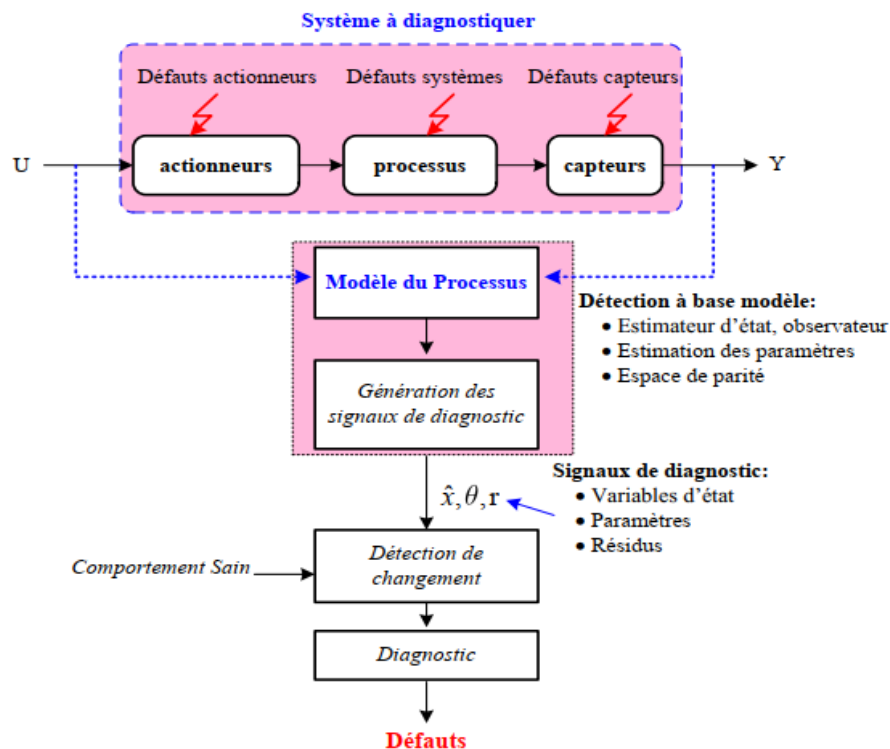


Figure IV.3 Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche modèle.

En se basant sur les signaux d'entrée et les signaux de sortie et selon le modèle mathématique développé, les méthodes de détection génèrent une estimation d'état du système ou une estimation des paramètres ou des résidus pour les employer comme des signaux pour le diagnostic. Ces signaux sont comparés à leurs correspondants normaux (variables nominales) pour détecter le changement entre eux [14]. Ce changement est utilisé comme signature pour le diagnostic de la panne.

Dans le cas le plus simple, le signal de diagnostic est calculé comme une différence (erreur) entre les signaux de sortie mesurés du système à surveiller et ceux obtenus à partir du modèle. Quand le système fonctionne normalement (système "sain"), cette différence oscille autour de zéro. Au contraire, quand le système est défectueux, cette valeur sera considérablement importante et permet ainsi de confirmer la présence du défaut. Cependant, les meilleurs résultats sont obtenus pour les modèles de processus dynamiques et les signaux de diagnostic générés en fonction des méthodes d'estimation d'état ou de paramètres qui peuvent contenir des symptômes de défaut [15], associées aux exigences élevées sur

l'estimation des variables non mesurables dans les processus industriels et commerciaux, l'accent a été mis au cours des dernières décennies sur le développement de diverses techniques d'observation [16]. Dans le domaine de diagnostic des pannes, les techniques basées sur les observateurs ont également constitué la forme la plus populaire des approches de diagnostic des défauts à base du modèle et elles ont été largement étudiées ces dernières années [17].

IV.3 Analyse de fonctionnement de la MASDE sous un défaut circuit-ouvert IGBT

Le moteur asynchrone à double étoile utilisée pour le diagnostic est composé de deux ensembles des enroulements triphasé dans le même stator, décalés entre eux par 30° (configuration asymétrique), et alimentés par un VSI à six branches connecté à une seule tension continue (Figure IV.4). En utilisant la loi de Kirchhoff, la tension de phase de la MASDE peut être écrite comme [18]:

$$U_{xy}(t) = U_R(t) + U_L(t) + e_{xy} = R_{xy}I_{xy}(t) + L_{xy} \frac{dI_{xy}}{dt} + e_{xy} \quad (IV.1)$$

où $R_{x,y}$ et $L_{x,y}$ ($x=a,b,c$ et $y=d,e,f$) sont respectivement les résistances et les inductances de la MASDE. e_{xy} est la force électromotrice. L'expression (1) peut être réécrite comme suit:

$$U_{xy}(t) = (R_{xy} + \omega L_{xy})I_{xy}(t) + e_{xy} \quad (IV.2)$$

En supposant que les courants de phase sont parfaitement sinusoïdaux, les courants de la MASDE dans des conditions saines sont définis comme suit :

$$\begin{cases} I_a(t) = I_m \sin(\omega t), & I_b(t) = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_c(t) = I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}), & I_d(t) = I_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ I_e(t) = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}), & I_f(t) = I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Puisque les deux enroulements triphasés sont connectés à deux points neutres isolés (N1, N2), le courant homopolaire devient nul, et par conséquent, les expressions des courants équilibrés sont données par :

$$I_a(t) + I_b(t) + I_c(t) = 0, \text{ et } I_d(t) + I_e(t) + I_f(t) = 0 \quad (IV.4)$$

Où I_x ($x=a,b,c$), et I_y ($y=d,e,f$) sont les courants correspondants à la première et la deuxième ensembles des enroulements triphasé, respectivement. I_m est l'amplitude des courants, et ω est la pulsation du courant.

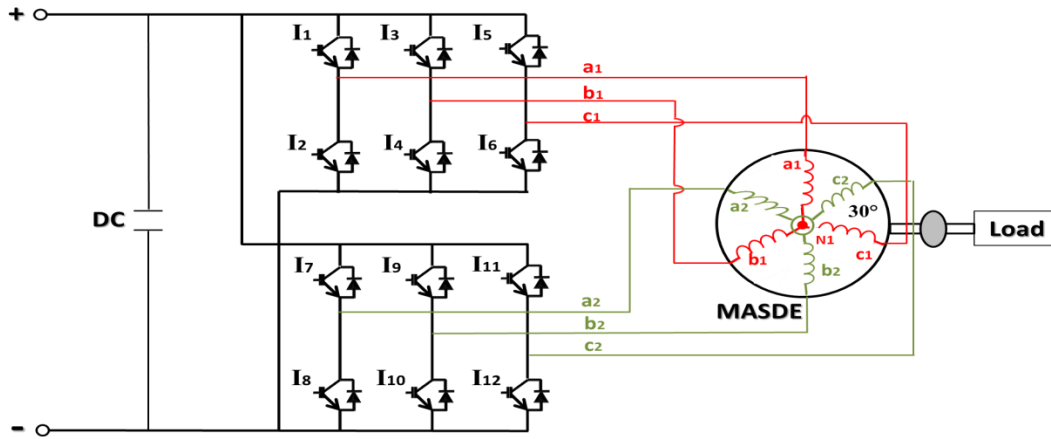


Figure IV.4 Structure d'un VSI alimentant un MASDE.

Les courants des six phases donnent des informations sur l'apparition du défaut et peuvent être utilisés à des fins de diagnostic. Pour obtenir un diagnostic précis, les comportements des courants avant et après le défaut en circuit ouvert seront analysés en détail. Au total, 54 défauts de circuit ouvert sont étudiés dans le VSI à six phases (double triphasé), qui peuvent être classés en cinq ensembles: ensemble 1 : défaut d'interrupteur ouvert unique ; ensemble 2 : défaut d'une phase ouvert (bras défaillant) ; ensemble 3 : défauts à deux interrupteurs ouverts dans des bras différents et dans la même position (les deux en haut ou les deux en bas) ; ensemble 4 : défauts à deux interrupteurs ouverts dans des bras différents et dans une position différente (supérieure-inférieure) ; ensemble 5 : défauts à trois interrupteurs ouverts (défaut de phase ouvert combiné avec un interrupteur ouvert).

Puisque les deux ensembles de bobines triphasés ont les mêmes caractéristiques de courant, l'analyse suivante ne porte que sur un seul ensemble triphasé. Les mêmes analyses peuvent être étendues pour le deuxième ensemble de bobinages triphasés.

IV.3.1 Caractéristique de défaut de circuit ouvert sur un interrupteur

Considérons que l'IGBT I_1 de la phase "a₁" est l'interrupteur défectueux, la demi-période positive du courant dans la phase "a₁" est manquante. Par conséquent, le courant I_{a1} est égal à zéro pendant la demi-période positive, alors que les courants I_{b1} et I_{c1} dans les branches saines seront déformés pour maintenir l'expression (IV.4).

$$I_{a1}(t) = 0 \quad (IV.5)$$

Si l'on considère une commande vectorielle en boucle fermée, l'erreur résultante entre le courant de référence et le courant mesuré est transmise au contrôleur PI, ce qui entraîne des

termes de tension supplémentaires. Ainsi, les expressions de tensions des phases sont décrites comme suit [19] :

$$\begin{cases} U_a^f(t) = U_a(t) - \frac{2}{3} \Delta u_a, & U_b^f(t) = U_b(t) + \frac{1}{3} \Delta u_a \\ U_c^f(t) = U_c(t) + \frac{1}{3} \Delta u_a \end{cases} \quad (IV.6)$$

Où $U_a^f(t)$, $U_b^f(t)$ et $U_c^f(t)$ sont les tensions des phases a,b,c après l'apparition du défaut de circuit ouvert, Δu_a est la tension de la phase "a" induite par le défaut de circuit ouvert.

Puisque les deux ensembles triphasés sont connectés en étoile et en considérant que la charge triphasée est symétrique, le courant I_b peut être obtenu comme :

$$\begin{aligned} I_b(t) &= \frac{U_b^f(t) - U_c^f(t)}{(R_b + \omega L_b) + (R_c + \omega L_c)} \\ &= \frac{(I_m(R_b + \omega L_b) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{3} \Delta u_a)}{(R_b + \omega L_b) + (R_c + \omega L_c)} \\ &\quad - \frac{(I_m(R_c + \omega L_c) \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{3} \Delta u_a)}{(R_b + \omega L_b) + (R_c + \omega L_c)} \\ &= -(\sqrt{3}/2) I_m \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (IV.7)$$

D'après (IV.4), le courant I_c peut être présenté comme :

$$I_c(t) = -I_b = (\sqrt{3}/2) I_m \cos(\omega t) \quad (IV.8)$$

Pendant la demi-période négative, les courants de phase sont dans des états sains, qui peuvent être présentés par (IV.3). En conclusion, les expressions des courants triphasés pendant toute la période sont :

$$\begin{aligned} I_a(t) &= \begin{cases} 0 & t \in [0, T/2] \\ I_m \sin(\omega t) & t \in [T/2, T] \end{cases} \\ I_b(t) &= \begin{cases} -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/2] \\ I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & t \in [T/2, T] \end{cases} \\ I_c(t) &= \begin{cases} \sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/2] \\ I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & t \in [T/2, T] \end{cases} \end{aligned} \quad (IV.9)$$

Il est important de noter que la même analyse est appliquée dans le cas où un seul défaut de circuit ouvert affecte l'une des bras restants.

IV.3.2 Caractéristique de défaut de phase ouvert

Considérons que les IGBTs T_1 et T_2 de la phase "a" sont les interrupteurs défectueux. Par conséquent, les demi-cycles positifs et négatifs du courant dans la phase "a" sont manquants ($I_a = 0$, sur toute la période). Selon (IV.4), le courant " I_b " sera opposé au courant " I_c " ($I_b = -I_c$). Comme montré dans (IV.5)-(IV.8), les expressions des courants sont données par :

$$\begin{cases} I_a(t) = 0 \\ I_b(t) = -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) \\ I_c(t) = \sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) \end{cases} \quad t \in [0, T] \quad (IV.10)$$

Des analyses similaires sont utilisées pour distinguer tous les cas de défauts de phase ouverte.

IV.3.3 Caractéristique de défaut à deux interrupteurs ouverts "Les deux supérieurs ou inférieurs"

Si l'on considère que les IGBTs T_1 et T_3 sont affectés, les demi-cycles positifs des phases "a" et "b" seront manquants, respectivement. Par conséquent, une analyse précise à différents moments est nécessaire. Par considération les formes d'onde des courants sur une période, on distingue quatre zones temporelles :

- Zone 1 : entre $[0, T/3]$, seul T_1 affecte le système de courant triphasé, car le courant de la phase "a" est dans son demi-cycle positif et le courant de la phase "b" est dans son demi-cycle négatif. Ainsi, seul le courant I_a est nul, et les autres courants I_b et I_c peuvent être dérivés en rappelant (IV.4), ce qui est similaire au cas d'un défaut simple en circuit ouvert présenté par (IV.9).
- Zone 2 : entre $[T/3, T/2]$, T_1 et T_3 affectent le système de courant triphasé, car les deux courants des phases "a" et "b" sont respectivement dans leurs demi-cycles positifs. Par conséquent, les courants I_a et I_b sont égaux à zéro, et selon (IV.4), le courant dans la phase "c" sera également nul ($I_a = I_b = I_c = 0$).
- Zone 3 : entre $[T/2, 5T/6]$, seul T_3 affecte le système de courant triphasé, car le courant de la phase "b" est dans son demi-cycle positif et le courant de la phase "a" est dans son demi-cycle négatif. Ainsi, seul le courant I_b est nul, et les autres courants I_a et I_c seront déformés pour maintenir (IV.4).
- Zone 4 : entre $[5T/6, T]$, le système de courant triphasé n'est pas affecté puisque les deux courants des phases "a" et "b" sont dans leurs demi-cycles négatifs. Par conséquent, les courants triphasés seront reformulés à leurs états sains.

La même analyse est considérée pour distinguer les autres défauts similaires, y compris les défauts de circuit ouvert au niveau des interrupteurs supérieur ou inférieur. En utilisant le même processus d'analyse que dans (IV.5)-(IV.8), les expressions des courants triphasés sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
 I_a(t) &= \begin{cases} 0 & t \in [0, T/3] \\ 0 & t \in [T/3, T/2] \\ -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [T/2, 5T/6] \\ I_m \sin(\omega t) & t \in [5T/6, T] \end{cases} \\
 I_b(t) &= \begin{cases} -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/3] \\ 0 & t \in [T/3, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, 5T/6] \\ I_m \sin(\omega t + T/3) & t \in [5T/6, T] \end{cases} \\
 I_c(t) &= \begin{cases} +\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/3] \\ 0 & t \in [T/3, T/2] \\ +\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [T/2, 5T/6] \\ I_m \sin(\omega t + T/3) & t \in [5T/6, T] \end{cases}
 \end{aligned} \tag{IV.11}$$

IV.3.4 Caractéristique de défaut à deux interrupteurs ouverts "supérieur et inférieur"

Considérons que les IGBT_{T2} et T₃ sont les interrupteurs défectueux. Les caractéristiques des courants dans ce cas sont différentes de celles présentées dans la sous-section précédente, mais les quatre mêmes zones temporelles sont considérées :

- Zone 1 : entre [0, T/3], le système de courant triphasé n'est pas affecté, car les courants des phases "a" et "b" sont dans leurs demi-cycles positifs et négatifs, respectivement.
- Zone 2 : entre [T/3, T/2], seul T₃ affecte le système de courants triphasés, car les deux courants des phases "a" et "b" sont dans leurs demi-cycles positifs. Par conséquent, le courant I_b est nul, tandis que I_a et I_c seront déformés en rappelant (IV.4).
- Zone 3 : entre [T/2, 5T/6], T₂ et T₃ affectent le système de courants triphasés, car les courants des phases "a" et "b" sont dans leurs demi-cycles négatifs et positifs, respectivement. Par conséquent, les courants I_a et I_b sont égaux à zéro, permettant un courant nul dans la phase "c" (I_a=I_b=I_c= 0).
- Zone 4 : entre [5T/6, T], seul T₂ affecte le système de courants triphasés, car les courants des phases "a" et "b" sont dans leurs demi-cycles négatifs, donc le courant I_a est nul et les courants restants I_b et I_c seront déformés selon (IV.4).

Les expressions des courants triphasés considérant le même processus d'analyse que dans (IV.5)-(IV.8) sont données par :

$$\begin{aligned}
 I_a(t) &= \begin{cases} I_m \sin(\omega t) & t \in [0, T/3] \\ -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t + T/6) & t \in [T/3, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, 5T/6] \\ 0 & t \in [5T/6, T] \end{cases} \\
 I_b(t) &= \begin{cases} I_m \sin(\omega t - T/3) & t \in [0, T/3] \\ 0 & t \in [T/3, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, 5T/6] \\ -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [5T/6, T] \end{cases} \\
 I_c(t) &= \begin{cases} \sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/3] \\ +\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t + T/6) & t \in [T/3, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, 5T/6] \\ \sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [5T/6, T] \end{cases}
 \end{aligned} \tag{IV.12}$$

IV.3.5 Caractéristique de défauts à trois interrupteurs ouverts

Considérons que les IGBT_{T1, T2} et T₃ sont les interrupteurs défectueux. Lorsqu'un défaut de phase ouverte se produit dans T₁ et T₂, cela signifie que le courant I_a sera nul, et donc le courant I_b sera opposé au courant I_c. Ensuite, le défaut de circuit ouvert dans T₄ ne permet pas à un courant négatif I_b de circuler et entraîne la suppression du demi-cycle opposé respectif du courant I_c, selon (IV.4). En utilisant le même processus d'analyse que dans (IV.5)-(IV.8), les expressions des courants pour ce type de défaut sont :

$$\begin{aligned}
 I_a(t) &= \begin{cases} 0 & t \in [0, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, T] \end{cases} \\
 I_b(t) &= \begin{cases} -\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, T] \end{cases} \\
 I_c(t) &= \begin{cases} +\sqrt{3}/2 * I_m \cos(\omega t) & t \in [0, T/2] \\ 0 & t \in [T/2, T] \end{cases}
 \end{aligned} \tag{IV.13}$$

IV.4 Méthode du diagnostic développée

Compte tenu de l'analyse précédente des caractéristiques des courants, seuls les courants mesurés sont nécessaires dans l'algorithme de diagnostic proposé, dans le but de détecter et d'identifier de multiples combinaisons des défauts de circuit ouvert. La plupart des algorithmes de diagnostic utilisent deux indicateurs différents comme variables de diagnostic pour détecter et identifier les défauts. Cependant, cela augmente la complexité de l'algorithme

de diagnostic lorsque des machines à six phases sont considérées. Par conséquent, dans l'algorithme proposé, un seul indicateur de diagnostic D_{xy} est considéré, où $x=a_1, b_1, c_1$ et $y=a_2, b_2, c_2$. En outre, l'approche proposée ne nécessite aucun réglage ou sélection des seuils de détection, ce qui la rend très fiable contre les faux diagnostics. L'algorithme de diagnostic des défauts considéré est illustré à la Figure IV.5.

L'algorithme de diagnostic proposé calcule la valeur absolue moyenne des courants pour détecter le défaut de circuit ouvert, et la valeur moyenne pour identifier l'interrupteur défectueux. Ils sont donnés par :

$$\begin{cases} D_{a1} = \frac{3\langle |I_{a1}| \rangle + K_{a1}}{\langle |I_{a1}| \rangle + \langle |I_{b1}| \rangle + \langle |I_{c1}| \rangle}, & D_{b1} = \frac{3\langle |I_{b1}| \rangle + K_{b1}}{\langle |I_{a1}| \rangle + \langle |I_{b1}| \rangle + \langle |I_{c1}| \rangle} \\ D_{c1} = \frac{3\langle |I_{c1}| \rangle + K_{c1}}{\langle |I_{a1}| \rangle + \langle |I_{b1}| \rangle + \langle |I_{c1}| \rangle}, & D_{a2} = \frac{3\langle |I_{a2}| \rangle + K_{a2}}{\langle |I_{a2}| \rangle + \langle |I_{b2}| \rangle + \langle |I_{c2}| \rangle} \\ D_{b2} = \frac{3\langle |I_{b2}| \rangle + K_{b2}}{\langle |I_{a2}| \rangle + \langle |I_{b2}| \rangle + \langle |I_{c2}| \rangle}, & D_{c2} = \frac{3\langle |I_{c2}| \rangle + K_{c2}}{\langle |I_{a2}| \rangle + \langle |I_{b2}| \rangle + \langle |I_{c2}| \rangle} \end{cases} \quad (IV.14)$$

où (D_{a1}, D_{b1}, D_{c1}) sont les variables de diagnostic correspondant au premier ensemble triphasé, et (D_{a2}, D_{b2}, D_{c2}) sont les variables de diagnostic correspondant au deuxième ensemble triphasé. (K_{a1}, K_{b1}, K_{c1}) , (K_{a2}, K_{b2}, K_{c2}) sont les termes de localisation respectifs, définis comme suit :

$$\begin{cases} K_{a1} = \langle I_{a1} \rangle + \langle I_{b1} \rangle, & K_{b1} = \langle I_{b1} \rangle \\ K_{c1} = \langle I_{c1} \rangle + \langle I_{a1} \rangle, & K_{a2} = \langle I_{a2} \rangle + \langle I_{b2} \rangle \\ K_{b2} = \langle I_{b2} \rangle, & K_{c2} = \langle I_{c2} \rangle + \langle I_{a2} \rangle \end{cases} \quad (IV.15)$$

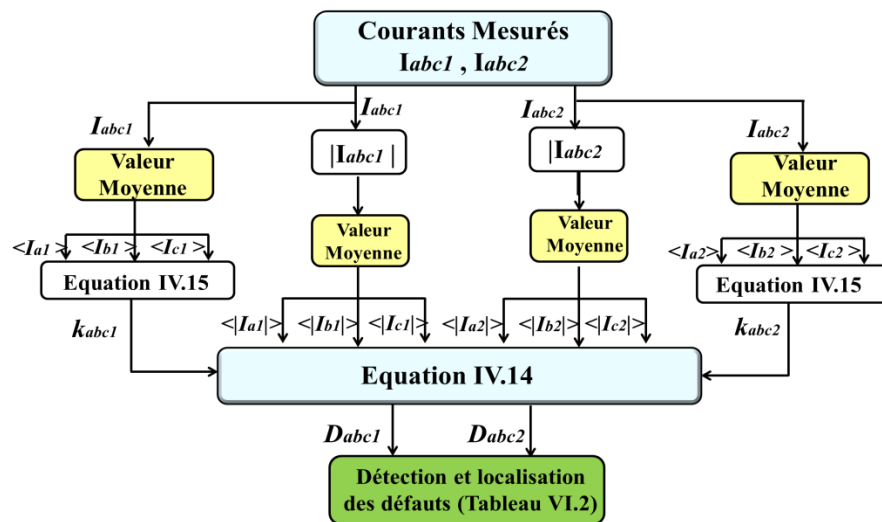


Figure IV.5 Schéma bloc de la méthode de diagnostic de défauts IGBTs proposée.

Dans lequel, la valeur moyenne du signal de courant sinusoïdal est exprimée comme :

$$\langle I_{x,y}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_{x,y}(t) d\omega t \quad (x = a_1, b_1, c_1) \text{ and } (y = a_2, b_2, c_2) \quad (\text{IV.16})$$

Par exemple, la valeur absolue du courant " I_x " dans la phase x, est définie comme suit :

$$|I_x(t)| = \begin{cases} +I_m \sin(\omega t + \phi) & t \in [0, T/2] \\ -I_m \sin(\omega t + \phi) & t \in [T/2, T] \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Par conséquent, la valeur absolue moyenne est donnée par :

$$\begin{aligned} \langle |I_x(t)| \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t + \phi) d\omega t - \frac{1}{T} \int_{T/2}^T I_m \sin(\omega t + \phi) d\omega t \\ &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t + \phi) d\omega t = \frac{2I_m}{\pi} \end{aligned} \quad (\text{IV.18})$$

En mode de fonctionnement sain, les valeurs moyennes et les valeurs absolues moyennes de tous les courants de phase sur une période sont les mêmes, et données par :

$$\langle |I_x(t)| \rangle = \langle |I_y(t)| \rangle = \frac{2I_m}{\pi} \quad (\text{IV.19})$$

$$\langle I_x(t) \rangle = \langle I_y(t) \rangle = 0 \quad (x = a_1, b_1, c_1) \text{ and } (y = a_2, b_2, c_2) \quad (\text{IV.20})$$

En conséquence, les variables de diagnostic obtenues sont :

$$D_x = D_y = \frac{3 \frac{2I_m}{\pi}}{\frac{2I_m}{\pi} + \frac{2I_m}{\pi} + \frac{2I_m}{\pi}} = 1 \quad (\text{IV.21})$$

Il est important de noter que les variables de diagnostic considérées dans (IV.21) sont normalisées, puisque les magnitudes de courant sont évitées, ce qui les rend totalement indépendantes de la variation de la charge.

IV.3.1 Signature d'un défaut de circuit ouvert sur un interrupteur

Comme nous l'avons montré dans la section précédente, chaque type de défaut a des caractéristiques spécifiques en fonction des courants de l'ensemble triphasé correspondant. Par conséquent, chaque défaut peut être détecté et identifié par une variable de diagnostic spécifique différente des autres.

TABLEAU IV.1 VALEURS ABSOLUES MOYENNES, ET VALEURS MOYENNES DES COURANTS DE SIX PHASES

	Valeurs absolues moyennes I			Valeurs moyennes I			Valeurs absolues moyennes II			Valeurs moyennes II		
	$\langle I_{a1} \rangle$	$\langle I_{b1} \rangle$	$\langle I_{c1} \rangle$	$\langle I_{a1} \rangle$	$\langle I_{b1} \rangle$	$\langle I_{c1} \rangle$	$\langle I_{a2} \rangle$	$\langle I_{b2} \rangle$	$\langle I_{c2} \rangle$	$\langle I_{a2} \rangle$	$\langle I_{b2} \rangle$	$\langle I_{c2} \rangle$
Sain	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
Ensemble 1 : défaut d'interrupteur ouvert unique												
T1	I_m/π	$7I_m/4\pi$	$7I_m/4\pi$	$-I_m/\pi$	$I_m/2\pi$	$I_m/2\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T2	I_m/π	$7I_m/4\pi$	$7I_m/4\pi$	I_m/π	$-I_m/2\pi$	$-I_m/2\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3	$7I_m/4\pi$	I_m/π	$7I_m/4\pi$	$I_m/2\pi$	$-I_m/\pi$	$I_m/2\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T4	$7I_m/4\pi$	I_m/π	$7I_m/4\pi$	$-I_m/2\pi$	I_m/π	$-I_m/2\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T5	$7I_m/4\pi$	$7I_m/4\pi$	I_m/π	I_m/π	$I_m/2\pi$	$-I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T6	$7I_m/4\pi$	$7I_m/4\pi$	I_m/π	$-I_m/\pi$	$-I_m/2\pi$	I_m/π	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
Ensemble 2: défaut de phase ouverte												
T1 T2	0	$3I_m/2\pi$	$3I_m/2\pi$	0	0	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3 T4	$3I_m/2\pi$	0	$3I_m/2\pi$	0	0	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T5 T6	$3I_m/2\pi$	$3I_m/2\pi$	0	0	0	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
Ensemble 3: défauts à deux interrupteurs ouverts* même position "												
T1 T3	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$-5I_m/8\pi$	$-5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T2 T4	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$-5I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T1 T5	$5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$-5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$-5I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T2 T6	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$-5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3 T5	$5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$-5I_m/8\pi$	$-5I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T4 T6	$5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$-5I_m/4\pi$	$5I_m/8\pi$	$5I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
Ensemble 4: défauts à deux interrupteurs ouverts* différente position "												
T1 T4	$9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$-9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T2 T3	$9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$9I_m/8\pi$	$-9I_m/8\pi$	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T1 T6	$9I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$9I_m/8\pi$	$-9I_m/8\pi$	0	$9I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T2 T5	$9I_m/8\pi$	$5I_m/4\pi$	$9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	0	$-9I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3 T6	$5I_m/4\pi$	$9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	0	$-9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T4 T5	$5I_m/4\pi$	$9I_m/8\pi$	$9I_m/8\pi$	0	$9I_m/8\pi$	$-9I_m/8\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
Ensemble 5 : défauts à trois interrupteurs ouverts												
T1 T2 T3/T6	0	$3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$-3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T1 T2 T4/T5	0	$3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$3I_m/4\pi$	$-3I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3 T4 T1/T6	$3I_m/4\pi$	0	$3I_m/4\pi$	$-3I_m/4\pi$	0	$3I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T3 T4 T2/T5	$3I_m/4\pi$	0	$3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$-3I_m/4\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T5 T6 T3/T2	$3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$-3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0
T5 T6 T4/T1	$3I_m/4\pi$	$3I_m/4\pi$	0	$3I_m/4\pi$	$-3I_m/4\pi$	0	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	$2I_m/\pi$	0	0	0

Par exemple, lorsqu'un défaut en circuit ouvert se produit dans l'IGBT T_1 de la phase "a", le courant I_a prend uniquement des valeurs négatives. Basé sur (IV.9), (IV.17) et (IV.18), les valeurs absolues moyennes sont obtenues comme suit :

$$\begin{aligned}
 \langle |I_{a1}(t)| \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 0 d\omega t - \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \\
 \langle |I_{b1}(t)| \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\omega t) d(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
 &\quad - \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = \frac{7I_m}{4\pi} \\
 \langle |I_{c1}(t)| \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\omega t) d(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
 &\quad - \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) d(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = \frac{7I_m}{4\pi}
 \end{aligned} \tag{IV.22}$$

Et les valeurs moyennes peuvent être obtenues comme suit :

$$\langle I_{a1}(t) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m \sin(\omega t) d\omega t = -\frac{I_m}{\pi}$$

$$\begin{aligned}\langle I_{b1}(t) \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\omega t) d(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = \frac{I_m}{2\pi}\end{aligned}\quad (IV.23)$$

$$\begin{aligned}\langle I_{c1}(t) \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\omega t) d(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) d(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = \frac{I_m}{2\pi}\end{aligned}$$

Par conséquent, les termes de localisation sont dérivés comme suit :

$$\begin{aligned}K_{a1} &= \langle I_a \rangle + \langle I_b \rangle = \frac{I_m}{2\pi} - \frac{I_m}{\pi} = -\frac{I_m}{2\pi}, \\ K_{b1} &= \langle I_b \rangle = \frac{I_m}{2\pi} \\ K_{c1} &= \langle I_c \rangle + \langle I_a \rangle = \frac{I_m}{2\pi} - \frac{I_m}{\pi} = -\frac{I_m}{2\pi}\end{aligned}\quad (IV.24)$$

Selon les caractéristiques du courant analysées dans (IV.9)-(IV.13), et en utilisant (IV.16)-(IV.18), le même raisonnement théorique est utilisé pour détecter et localiser les autres types de défauts, étant donc appliqué la même analyse. En conséquence, les valeurs absolues moyennes et les valeurs moyennes des courants des six phases lorsque les défauts en circuit ouvert se produisent dans les phases a, b, c sont indiquées dans le tableau IV.1. Il est important de noter que, puisque les deux ensembles de bobinage ont des caractéristiques similaires, les mêmes valeurs seront utilisées lorsqu'un défaut en circuit ouvert se produit dans les phases d, e, f.

En substituant (IV.22) et (IV.24) dans (IV.14), les variables de diagnostic résultantes sont données par :

$$\begin{aligned}D_{a1} &= \frac{3\frac{I_m}{\pi} - \frac{I_m}{2\pi}}{\frac{I_m}{\pi} + \frac{7I_m}{4\pi} + \frac{7I_m}{4\pi}} = \frac{\frac{5}{18}}{\frac{4\pi}{23}} = 0.55, \\ D_{b1} &= \frac{3\frac{7I_m}{4\pi} + \frac{I_m}{2\pi}}{\frac{I_m}{\pi} + \frac{7I_m}{4\pi} + \frac{7I_m}{4\pi}} = \frac{\frac{4\pi}{18}}{\frac{4\pi}{4\pi}} = 1.27, \\ D_{c1} &= \frac{3\frac{7I_m}{4\pi} - \frac{I_m}{2\pi}}{\frac{I_m}{\pi} + \frac{7I_m}{4\pi} + \frac{7I_m}{4\pi}} = \frac{\frac{19}{18}}{\frac{4\pi}{4\pi}} = 1.06\end{aligned}\quad (IV.25)$$

Sur la base de (IV.14) et du Tableau IV.1, les variables de diagnostic résultantes pour tous les scénarios de défaillance étudiés sont résumées dans le Tableau IV.2

Comme on peut le constater, l'algorithme de diagnostic proposé fournit des signatures

TABLEAU IV.2 SIGNATURES DE DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS EN CIRCUIT OUVERT

	Variables de diagnostic I			Variables de diagnostic II				Variables de diagnostic I			Variables de diagnostic II		
	Da1	Db1	Dc1	Da2	Db2	Dc2		Da1	Db1	Dc1	Da2	Db2	Dc2
Sain	1	1	1	1	1	1		1	1	1	1	1	1
Ensemble 1 : défaut d'interrupteur ouvert unique													
T1	0.55	1.27	1.06	1	1	1	I1	1	1	1	0.55	1.27	1.06
T2	0.78	1.06	1.27	1	1	1	I2	1	1	1	0.78	1.06	1.27
T3	1.06	0.47	1.38	1	1	1	I3	1	1	1	1.06	0.47	1.38
T4	1.27	0.88	0.96	1	1	1	I4	1	1	1	1.27	0.88	0.96
T5	1.38	1.27	0.55	1	1	1	I5	1	1	1	1.38	1.27	0.55
T6	0.96	1.06	0.78	1	1	1	I6	1	1	1	0.96	1.06	0.78
Ensemble 2: défaut de phase ouverte													
T1 T2	0	1.5	1.5	1	1	1	I1 I2	1	1	1	0	1.5	1.5
T3 T4	1.5	0	1.5	1	1	1	I3 I4	1	1	1	1.5	0	1.5
T5 T6	1.5	1.5	0	1	1	1	I5 I6	1	1	1	1.5	1.5	0
Ensemble 3: défauts à deux interrupteurs ouverts“ même position ”													
T1 T3	0.25	0.5	1.75	1	1	1	I1 I3	1	1	1	0.25	0.5	1.75
T2 T4	1	2	0.25	1	1	1	I1 I5	1	1	1	1	2	0.25
T1 T5	1.75	0.5	1	1	1	1	I3 I5	1	1	1	1.75	0.5	1
T2 T6	1.25	1	1.25	1	1	1	I2 I4	1	1	1	1.25	1	1.25
T3 T5	0.5	1	1.25	1	1	1	I2 I6	1	1	1	0.5	1	1.25
T4 T6	1.25	1	0.5	1	1	1	I4 I6	1	1	1	1.25	1	0.5
Ensemble 4: défauts à deux interrupteurs ouverts“ différente position ”													
T1 T4	0.96	1.27	0.75	1	1	1	I1 I4	1	1	1	0.96	1.27	0.75
T2 T3	0.96	0.65	1.39	1	1	1	I2 I3	1	1	1	0.96	0.65	1.39
T1 T6	0.64	1.07	0.96	1	1	1	I1 I6	1	1	1	0.64	1.07	0.96
T2 T5	1.27	1.07	0.96	1	1	1	I2 I5	1	1	1	1.27	1.07	0.96
T3 T6	0.75	0.64	1.28	1	1	1	I3 I6	1	1	1	0.75	0.64	1.28
T4 T5	1.39	1.28	0.67	1	1	1	I4 I5	1	1	1	1.39	1.28	0.67
Ensemble 5 : défauts à trois interrupteurs ouverts													
T1 T2 T3/T6	-0.5	1	2	1	1	1	I1 I2 I3/I6	1	1	1	-0.5	1	2
T1 T2 T4/T5	0.5	2	1	1	1	1	I1 I2 I4/I5	1	1	1	0.5	2	1
T3 T4 T1/T6	1	0	1.5	1	1	1	I3 I4 I1/I6	1	1	1	1	0	1.5
T3 T4 T2/T5	2	0	1.5	1	1	1	I3 I4 I2/I5	1	1	1	2	0	1.5
T5 T6 T3/T2	1.5	1	0.5	1	1	1	I5 I6 I3/I2	1	1	1	1.5	1	0.5
T5 T6 T4/T1	1.5	2	-0.5	1	1	1	I5 I6 I4/I1	1	1	1	1.5	2	-0.5

distinctives pour un total de 54 cas des défauts avec une grande précision. De plus, aucun effort de réglage et aucun seuil établi sont nécessaires, ce qui rend l'algorithme très robuste.

De plus, Il est important de noter que les valeurs numériques indiquées dans le tableau IV.1 peuvent être adoptées comme une base solide permettant de déterminer les caractéristiques du courant dans les convertisseurs de puissance des machines qui ont des structures d'enroulement à n phases, avec $n = 3, 6, 9, 12$, ou 15 .

▪ Déclaration préalable

- Le diagnostic est réalisé en utilisant deux ensembles de variables de diagnostic (D_{a1} , D_{b1} , D_{c1}) et (D_{a2} , D_{b2} , D_{c2}). Chaque ensemble de variables peut identifier 27 défauts de circuit ouvert.
- L'apparition d'un défaut de circuit ouvert dans un ensemble d'enroulements triphasés entraîne l'augmentation de l'amplitude des courants dans le second ensemble, tout en maintenant leur forme d'onde sinusoïdale sur toute la période, et par conséquent, leurs valeurs moyennes restent proches de zéro, tandis que les valeurs absolues moyennes sont toujours proportionnelles à l'amplitude des courants. Cependant, les variables de diagnostic dans (IV.21) ne sont pas affectées par la variation des magnitudes des courants.

- Les valeurs numériques des variables de diagnostic du tableau IV.2 s'avèrent indépendantes de la charge, alors qu'elles peuvent légèrement augmenter ou diminuer avec une valeur maximale $\xi = 0,05$ dans les résultats pratiques. Cela n'affecte pas les signatures spécifiques et préserve ainsi la non-similarité entre les signatures de défauts et évite la fausse signature.
- L'algorithme de diagnostic des défauts de circuit ouvert proposé ne donne de bons résultats qu'avec les systèmes triphasés multiples qui permettent des formes d'onde de courant sinusoïdales, dans lesquels seules les quantités de courant moyennes sont requises. Celle-ci agira comme un filtre passe-bas pour atténuer les ondulations de haute fréquence du courant.
- La méthode proposée ne nécessite ni paramètres de réglage ni seuils de détection, ce qui augmente sa robustesse et sa fiabilité.

IV.5 Résultats de simulation et discussion

L'approche du diagnostic de défaut proposée a été testée par simulation sous l'environnement Matlab Simulink, pour les deux convertisseurs qui alimentent la machine asynchrone double étoile de 4,5 KW. Le contrôle de la MASDE utilisée pour ce test de simulation est détaillé au chapitre II.

IV.5.1.1 Évaluation de la performance sous défaut de phase ouvert « deux interrupteurs dans le même bras »

La figure IV.6 montre l'efficacité de l'algorithme de diagnostic des défauts dans le premier bras du convertisseur 1 dans le cas d'un défaut unique de circuit ouvert et d'un défaut de phase ouverte. Une vitesse de rotor de 1500 tr/min avec un couple de 5 N.m (50% de la vitesse nominale avec 35% du couple nominal de la machine) sont les conditions de fonctionnement considérées du système d'entraînement.

À l'instant $t=1,102$, un défaut de circuit ouvert se produit dans l'interrupteur de puissance supérieur de la phase a_1 (I_1), dans lequel on constate que le courant I_a perd sa forme d'onde demi-cycle positive, tandis que les autres courants seront déformés de manière à préserver l'équilibre des courants triphasés. Par conséquent, les signaux de courant ne seront plus sinusoïdaux. Cela conduit à modifier les valeurs moyennes et les valeurs absolues moyennes du courant triphasé correspondant de leurs valeurs de référence à celles présentées dans le tableau IV.1. Dans ce cas, les variables de diagnostic prennent de nouvelles valeurs différentes de 1, comme indiqués dans le tableau IV.2, et l'interrupteur défectueux a été identifié correctement à l'instant $t=1.13$, correspondant à 47% de la période de courant.

À l'instant $t=1,305$, il se produit un défaut successif en circuit ouvert dans l'IGBT inférieur I_2 de la même phase, dans lequel le courant I_a perd ses formes d'onde demi-cycle positives et négatives, par conséquent, la valeur moyenne et la valeur absolue moyenne correspondant à la phase a_1 prend une valeur nulle, et sera $3Im/2\pi$ pour la phase b_1 et la phase c_1 . En conséquence, les variables de diagnostic changent leurs valeurs, qui $D_{a1}=0$, $D_{b1}=1,5$, et $D_{c1}=1,5$. Ce défaut est identifié à l'instant $t=1,324$ (42 % de la période courante).

En ce qui concerne le deuxième ensemble de variables de diagnostic (D_{a2}, D_{b2}, D_{c2}), elles restent proches de la valeur de référence (1) pendant tout le test, puisque l'ensemble des courants triphasés correspondants conserve une forme d'onde presque sinusoïdale.

Par rapport à un fonctionnement sain, le couple électromagnétique n'est plus constant. En plus de sa composante continue (qui correspond à la valeur moyenne), des composantes harmoniques multiples de la fréquence fondamentale du courant des phases apparaissent. Cela conduit à une forme d'onde de couple électromagnétique pulsée. Aussi, on observe, qu'après l'apparition du défaut, la vitesse du moteur diminue.

IV.5.1.2 Évaluation de la performance sous multiple défauts des interrupteurs ouverts

Pour démontrer la caractéristique du deuxième ensemble de variables de diagnostic (D_{a2}, D_{b2}, D_{c2}), un défaut multiple de circuit ouvert au niveau de convertisseur 2 est illustré à la figure IV.7. À l'instant $t=1,293$, les interrupteurs I_9 et I_{12} sont en mode défaut, dans lequel les courants de la phase b_2 et de la phase c_2 perdent leur forme d'onde demi-cycle positive et négative, respectivement. Dans ce cas les valeurs des variables de diagnostic correspond à la deuxième ensemble triphasé (D_{a2}, D_{b2}, D_{c2}) commencent à changer afin d'identifier correctement le défaut. Cependant, malgré l'augmentation de l'amplitude des courants dans l'ensemble triphasé sain, ils conservent toujours leur forme d'onde sinusoïdale, par conséquent l'ensemble des variables de diagnostic correspondantes (D_{a1}, D_{b1}, D_{c1}) reste inchangé (toujours proche de 1). Ce test est réalisé sous une vitesse de référence de 1700 rpm et 50% du couple nominal de la machine. Le temps de détection de ce type de défaut est 14ms, ce qui correspond à 36% de la période courante. Après ce test, on peut noter que les deux ensembles de variables de diagnostic offrent les mêmes caractéristiques, que ce soit en mode de fonctionnement normal ou en mode de défaut.

La figure IV.8 est consacrée au diagnostic de trois défauts des interrupteurs ouverts dans chaque ensemble triphasé, avec un total de six défauts. Ce type de défaut est très dangereux et peut conduire à un défaut catastrophique dans l'ensemble du système. Tout d'abord, deux défauts d'interrupteur et sont introduits à $t=1,355s$ aux phases a_1 et b_2 (phases non adjacentes

décalées de 150°) respectivement, puis à $t=1.515s$, deux autres défauts se produisent à l'interrupteur supérieur de la phase b_1 et à l'interrupteur inférieur de la phase c_2 . En conséquence, les courants dans les phases saines (phase c_1 et phase a_2) perdent également leurs demi-cycles négatifs ou positifs, de sorte que les courants des six phases de la MASDE n'apparaissent que dans une moitié de la période. De plus, les amplitudes de ces courants restants (I_{c_1} , I_{b_1}) et (I_{b_2} , I_{c_2}) seront doublées par rapport à leurs valeurs originales en mode de fonctionnement sain. Les tests de simulation ont été effectués sous une vitesse de 2000 rpm et 8 N.m (66% de la vitesse nominale avec 57% du couple nominal de la machine) dans laquelle les deux ensembles de variables de diagnostic changent selon leurs valeurs attendues dans le tableau IV.2. Le temps d'isolation de ces défauts dans le premier ensemble triphasé est d'environ 17 ms, alors qu'ils sont isolés après 12 ms dans le deuxième ensemble triphasé, ceci est dû à l'angle de déphasage, et aux instants d'apparition des défauts.

Pendant ce test, Le couple électromagnétique est maintenant un couple pulsé plus important et plus fort à deux fois la fréquence de la fréquence du courant de phase du moteur. Ce couple pulsatoire augmente la contrainte mécanique ainsi que le bruit dû aux vibrations. En ce qui concerne la vitesse PMSM, juste après l'apparition du défaut, la valeur moyenne du couple électromagnétique diminue, ce qui entraîne la diminution de la vitesse du moteur pendant le transitoire de défaut.

IV.5.1.3 Évaluation de la performance sous multiple défauts de phase ouverte

Afin de confirmer l'efficacité de l'algorithme de diagnostic de défaut proposé, ainsi que la précision des signatures de défaut en cas des défauts multiple de phase ouverte dans les deux ensembles triphasés, deux tests pour des défauts multiples de phase ouverte comprenant des défauts en phases adjacentes et non adjacentes ont été réalisés dans les figures IV.9 et IV.10, respectivement :

La figure IV.9 montre les courants de six phases ainsi les deux ensembles des variables de diagnostic pour un défaut multiple aux phases "a" et "d", qui sont décalés entre eux par un angle de 30° (phases adjacentes). On constate que les deux ensembles des variables de diagnostic concevant la correcte signature de défaut, permettent alors d'identifier les interrupteurs défectueux dans un temps de détection $t=45$ ms (90% de la période de courant). Dans ce test, la MASDE fonctionne à 1200 rpm et avec couple de charge de 4 N.m.

En considérant les mêmes conditions de fonctionnement utilisées ci-dessus dans le test 1. Le test 2 est consacré à la vérification des performances des variables de diagnostic sous un défaut multiples aux phases "a" et "f", qui sont décalés entre eux par un angle de 90° (phases

non adjacentes). Ce défaut est montré dans la figure IV.10 et le temps de détection du défaut d'identification est $t=40\text{ms}$ (80% de la période actuelle).

Dans ce test, l'amplitude des courants et la distorsion harmonique augmentent encore plus. Cela conduit à la génération d'une très grande pulsation couple électromagnétique, avec le même courant fondamental et avec une valeur moyenne faible, ce qui entraîne des oscillations mécaniques de vitesse.

IV.5.1.4 Immunité aux fausses alarmes et teste de robustesse

Dans cette section, quelques scénarios ont été réalisés pour évaluer la robustesse de l'algorithme de diagnostic des défauts à différentes vitesses et valeurs de couple de charge :

La figure IV.11(a) montre le comportement des variables de diagnostic pour un transitoire de charge en mode de fonctionnement normal. La référence de vitesse est sélectionnée comme une valeur fixe à 1400 tr/min, mais le couple de charge a été modifié de 80% à 20% de sa valeur nominale. En raison de ce fort transitoire, les magnitudes des courants vont diminuer, ce qui conduit à l'apparition d'une ondulation de courant significative, ce qui peut générer de plus petites variations dans les variables de diagnostic. Mais toutes restent proches de la valeur de référence 1 à tout moment ; on peut donc confirmer que l'algorithme de diagnostic assure la robustesse contre ce type d'effet.

Afin de couvrir tous les cas susceptibles de produire des signatures de défaut incorrectes, la figure IV.11(b) a été consacrée au diagnostic des défauts à interrupteur ouvert simples et multiples sous une variation de couple de charge, et vérifie ainsi l'efficacité de l'algorithme proposé pour isoler le défaut dans ces conditions. La figure IV.11(b) présente les courants des six phases ainsi que les variables de diagnostic pour deux défauts simples à interrupteur ouvert dans la phase a_1 et la phase a_2 (phases adjacentes) sous un effet transitoire de charge. Le couple de charge a été modifié entre 66% et 30% avec une vitesse fixe de 1300 tr/min. Les résultats obtenus montrent que le défaut est correctement identifié, que les variables de diagnostic conservent le même comportement, même dans des conditions inhabituelles.

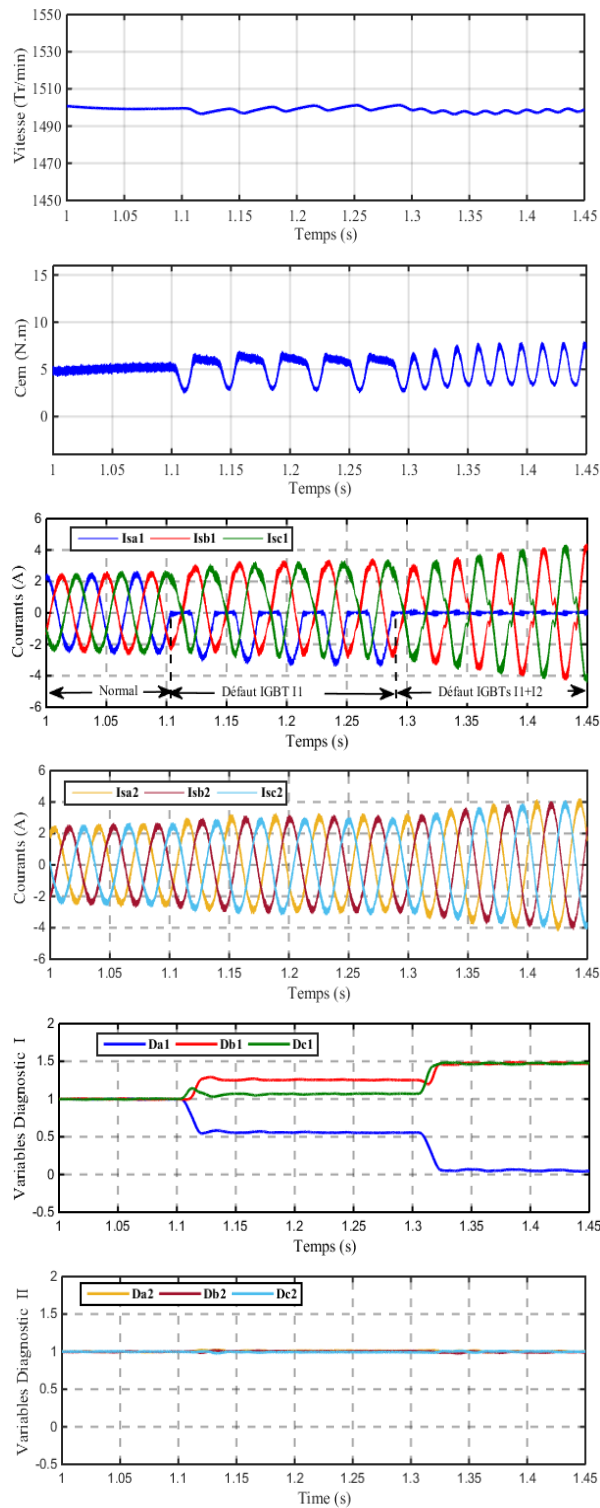


Figure IV.6 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1 et I2, pour une vitesse de 1500 tr/min et un couple de charge de 5 N.m.

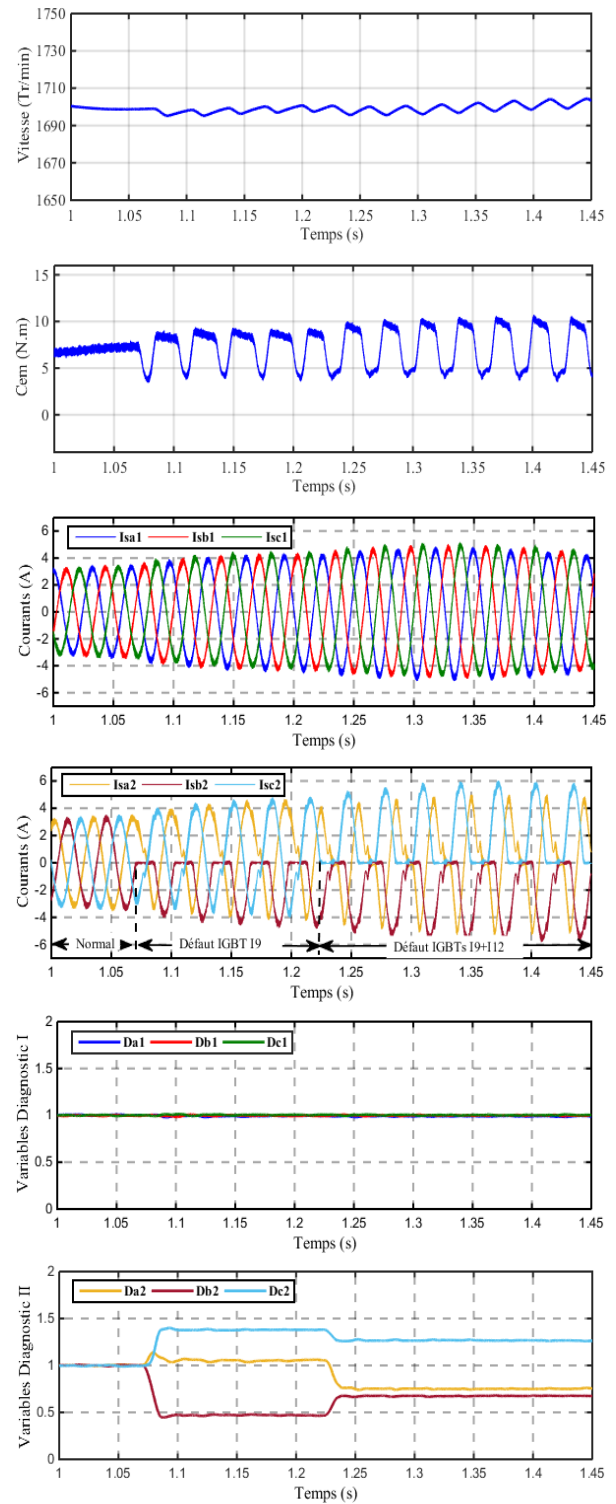


Figure IV.7 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic sous un défaut dans I9 et I12, pour une vitesse de 1700 tr/min et un couple de charge de 7 N.m.

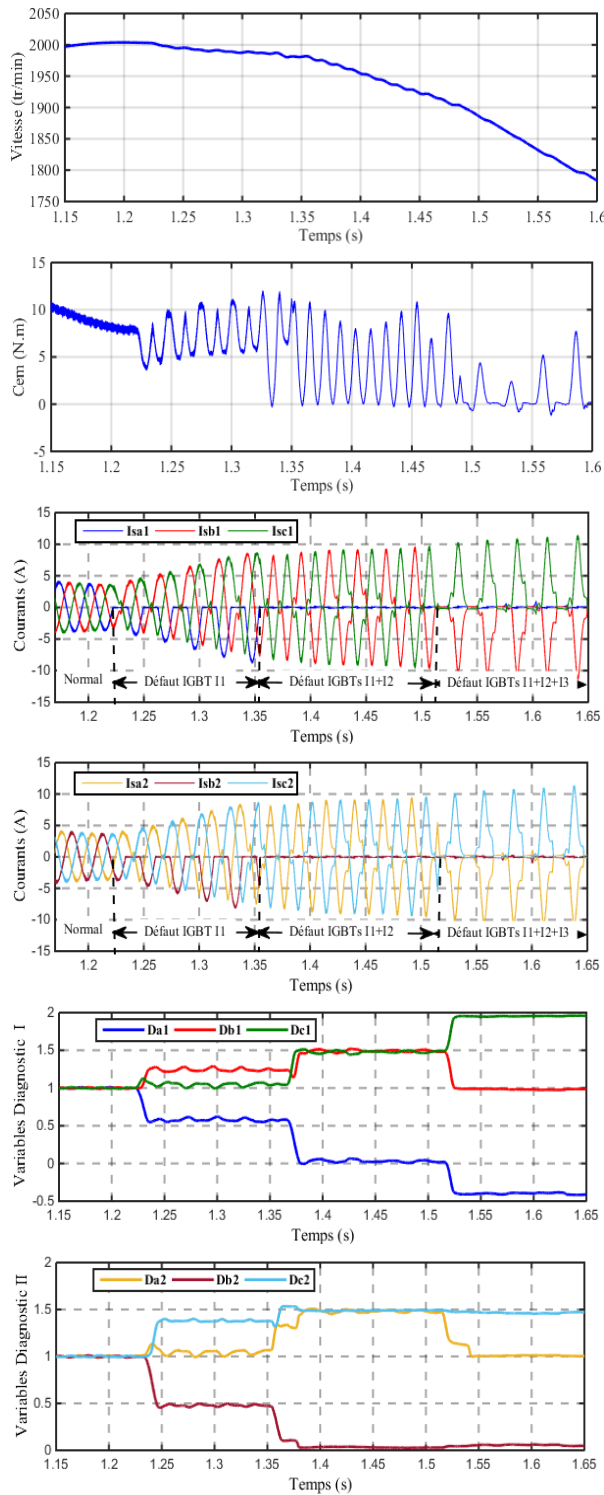


Figure IV.8 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1,I2,I3 and I9,I10,I12, pour une vitesse de 2000 tr/min et un couple de charge de 8 N.m

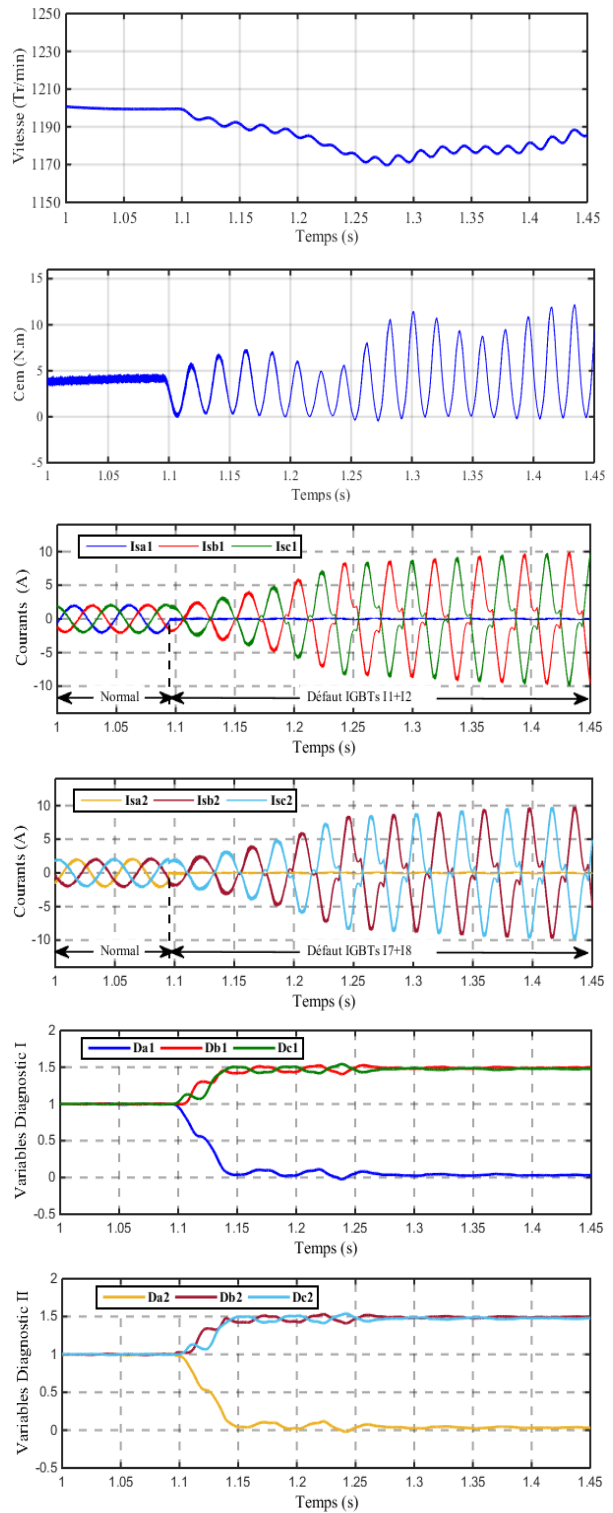


Figure IV.9 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic sous un défaut dans I1,I2 and I7,I8, pour une vitesse de 1200 tr/min et un couple de charge de 4 N.m.

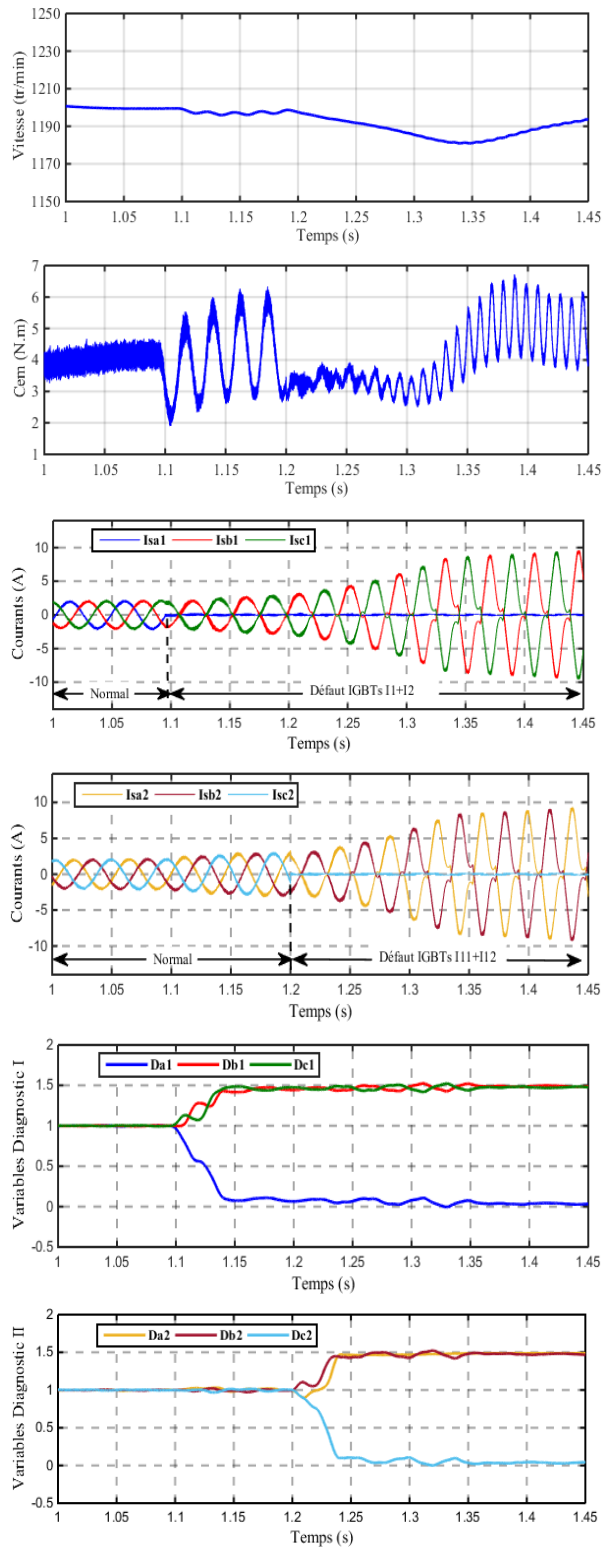
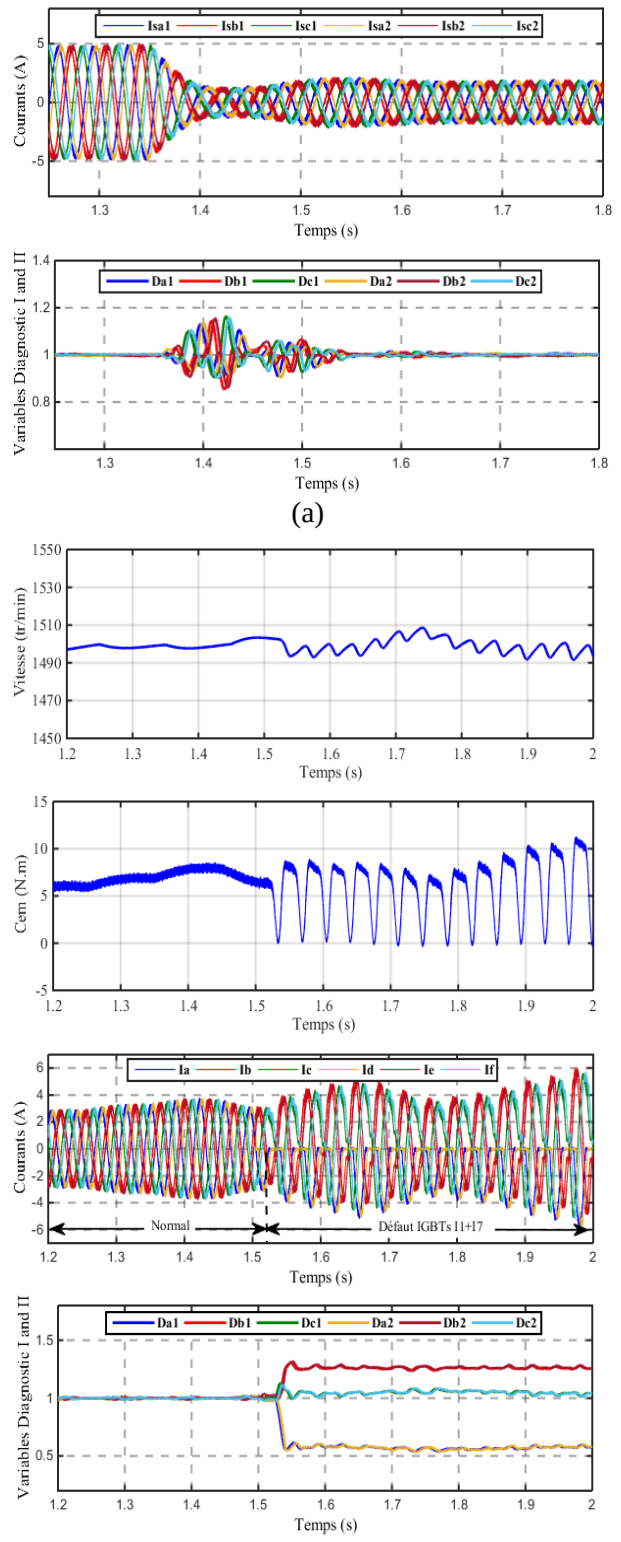


Figure IV.10 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic sous un défaut aux I1,I2 and I11,I12, pour une vitesse de 1200 tr/min et un couple de charge de 4 N.m.



(b)

Figure IV.11 Résultats de simulation des courants mesurés, vitesse de rotation, couple électromagnétique et des variables de diagnostic.(a) sous mode sain avec vitesse fixe de 1400 tr/min et pendant un effet transitoire de charge; (b) sous un défaut dans I1 and I7, pour une vitesse de 1500 tr/min et pendant un effet transitoire de charge.

IV.6 Validation expérimentale de l'approche de diagnostic des défauts du convertisseur statique

Le banc d'essai expérimental se compose essentiellement d'un moteur IM 6 kW à double étoile (six phases) avec points neutres isolés, connecté à une machine de charge AC. Le moteur à six phases utilisé est une machine rebobinée, dans laquelle les enroulements du stator ont été modifiés de trois à six phases et en ajoutant un ensemble de prises pour chaque phase afin de permettre l'accès aux points intermédiaires de l'enroulement dans une boîte externe. Les deux ensembles d'enroulements triphasés sont connectés dans une configuration en étoile et alimentés par deux convertisseurs de puissance Powerex POW-RPAK triphasés qui sont contrôlés par un modulateur MLI. Les capteurs de courant utilisés sont des LEM LA 55-P et la position du rotor est obtenue par un codeur incrémental avec 2048 impulsions par tour. La figure IV.12 montre le montage expérimental utilisé. La commande principale avec l'algorithme proposé de diagnostic des défauts en circuit ouvert est implémentée dans l'environnement MATLAB/Simulink dans le contrôleur numérique dSPACE DS1103 en utilisant une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz et une fréquence de commutation de 6 kHz.

La condition de défaut est créée en introduisant un défaut circuit-ouvert dans l'un des IGBTs de l'onduleur et ce par annulation du signal de commande du transistor concerné. Tous les défauts en circuit ouvert possibles ainsi que les combinaisons de défauts entre les deux convertisseurs ont été considérés. On rappelle aussi que nous avons appliqué la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE présentée au chapitre II.

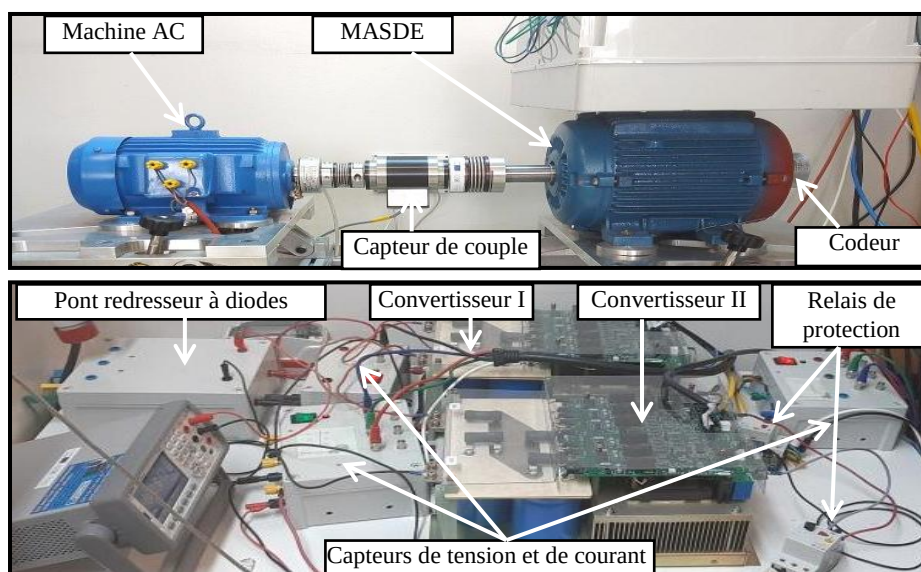


Figure IV.12 Montage expérimental.

IV.6.1 Résultats expérimentaux et discussion

IV.6.1.1 Évaluation de la performance sous défaut de phase ouvert

Dans la figure IV.13, on considère un défaut simple à interrupteur ouvert et un défaut de phase ouverte dans la phase "a" du convertisseur I, pour une vitesse de référence de 1000 tr/min et un couple de charge de 6 N.m. À l'instant $t = 0,5015$ s, un défaut à interrupteur ouvert est appliqué en forçant à zéro le signal de commande de l'IGBT T_1 . Comme l'interrupteur ouvert correspond à l'IGBT supérieur de la phase "a", le courant dans cette phase ne prendra que des valeurs négatives. Ce défaut a également un impact négatif sur les courants I_b et I_c , conduisant à une forme d'onde plus déformée. On peut observer que les signaux de courant dans le premier ensemble triphasé n'auront plus une forme d'onde sinusoïdale, ce qui impose des contraintes mécaniques importantes à l'arbre du moteur et à toutes les pièces mobiles. Par conséquent, les variables de diagnostic $Da1$, $Db1$ et $Dc1$ prennent de nouvelles valeurs différentes de 1 ($Da1=0.55$, $Db1=1.27$, et $Dc1=1.06$), comme indiqué dans le tableau IV.2, le défaut étant détecté et localisé à l'instant $t = 0.5230$ s, correspondant à 35% de la période du courant. Ensuite, à l'instant $t = 0,8$ s, un défaut successif en circuit ouvert est introduit en supprimant le signal de commande de grille de l'IGBT T_2 de la même phase, ce qui entraîne un courant I_a nul dans les deux demi-cycles positif et négatif. Ainsi, les courants I_b et I_c sont pratiquement égaux et symétriques. En conséquence, les variables de diagnostic prennent de nouvelles valeurs selon le tableau IV.2 ($Da1=0$, $Db1=1,5$ et $Dc1=1,5$), le défaut étant détecté et identifié à l'instant $t = 1,324$ s (60 % de la période du courant). Bien que les défauts considérés permettent une légère augmentation de l'amplitude du courant dans le deuxième ensemble triphasé, ils sont toujours sinusoïdaux et, par conséquent, les variables de diagnostic correspondantes ($Da2$, D_{b2} , $Dc2$) restent à la valeur 1 avant et après l'apparition des défauts.

IV.6.1.2. Évaluation de la performance sous multiple défauts de phase ouverte

Dans la figure IV.14, on considère des défauts doubles en phase ouverte dans les deux convertisseurs de puissance I et II. La référence de vitesse est fixée à 600 tr/min dans des conditions de non-charge. Tout d'abord, un défaut de phase ouverte a été introduit dans la phase "e" du convertisseur II, en mettant à zéro les signaux de commande pour les commutateurs de puissance I_3 et I_4 . En conséquence, le courant I_e est nul, tandis que les courants I_d et I_f sont pratiquement égaux et symétriques. À la différence de ces courants, les autres courants de phase du premier ensemble triphasé restent sinusoïdaux. Par conséquent, seules les variables de diagnostic correspondant au convertisseur II ($Da2$, D_{b2} , $Dc2$), sont

différentes de 1, prenant les valeurs correctes indiquées dans le tableau IV.2. Ensuite, à l'instant $t = 0,505$ s, un défaut de commutation ouvert T_1 se produit dans la phase "a" du convertisseur I. En conséquence, les variables de diagnostic correspondant au premier ensemble triphasé (D_{a1} , D_{b1} , D_{c1}) ont changé, permettant la détection et l'identification du défaut à $t = 0,545$ s. Enfin, à l'instant $t = 0,545$ s, un défaut de commutation ouvert T_1 se produit dans la phase "a" du convertisseur II. Enfin, à l'instant $t = 0,8$ s, un autre défaut se produit dans l'IGBT T_2 de la phase "a", étant la machine à six phases alimentée par les quatre seules phases saines sous deux défauts de phase ouverte (phases non adjacentes, qui sont décalées d'un angle de 150°). Par conséquent, les amplitudes des courants des phases saines seront deux fois plus élevées par rapport à leurs valeurs originales en mode de fonctionnement sain. On peut voir que les comportements de diagnostic obtenus pour le défaut de phase ouverte "a" sont similaires au cas précédent, étant appliqué la même analyse. Ce défaut T_2 est détecté et localisé à $t=0.89$ s.

IV.6.1.3 Évaluation de la performance sous multiple défauts des interrupteurs ouverts

Dans la figure IV.15, on considère l'apparition de doubles défauts en circuit ouvert dans les IGBTs supérieurs T_1 et T_3 des phases "a" et "b", pour une vitesse de référence de 1500 rpm et un couple de charge de 2 N.m. À l'instant $t = 0,515$ s, un défaut en circuit ouvert dans l'IGBT T_1 se produit, étant détecté et identifié 20 ms après l'apparition du défaut (correspondant à 50 % de la période du courant). Puis, à l'instant $t = 0,8$ s, un autre défaut en circuit ouvert apparaît dans IGBT T_3 . Ainsi, les courants I_a et I_b ne prendront que des valeurs négatives. En conséquence, les variables de diagnostic correspondantes $Da1$, $Db1$ et $Dc1$ fournissent la signature correcte du défaut, comme prévu dans le tableau IV.2 ($Da1=0,25$, $Db1=0,5$ et $Dc1=1,75$), tandis que $Da2$, $Db2$ et $Dc2$ restent à la valeur de référence 1, étant le défaut détecté et identifié à l'instant $t=0,820$ s (50 % de la période du courant).

IV.6.1.4 Immunité aux fausses alarmes

La figure IV.16 montre le comportement des courants de la machine ainsi que les variables de diagnostic pour une variation forte et rapide du couple de charge en mode de fonctionnement normal. La vitesse de référence est fixée à 600 tr/min. À l'instant $t = 0,5$ s, une variation instantanée du couple de charge, de 0 à 7 N.m, est introduite, augmentant ainsi l'amplitude des courants. Malgré la variation forte et rapide du couple de charge, les variables de diagnostic restent proches de la valeur originale de 1, après une légère variation due à l'échelon de charge. Par conséquent, les variables de diagnostic peuvent gérer de fortes variations de charge, démontrant ainsi l'immunité de l'algorithme aux faux diagnostics grâce à l'absence de seuils et de paramètres de réglage.

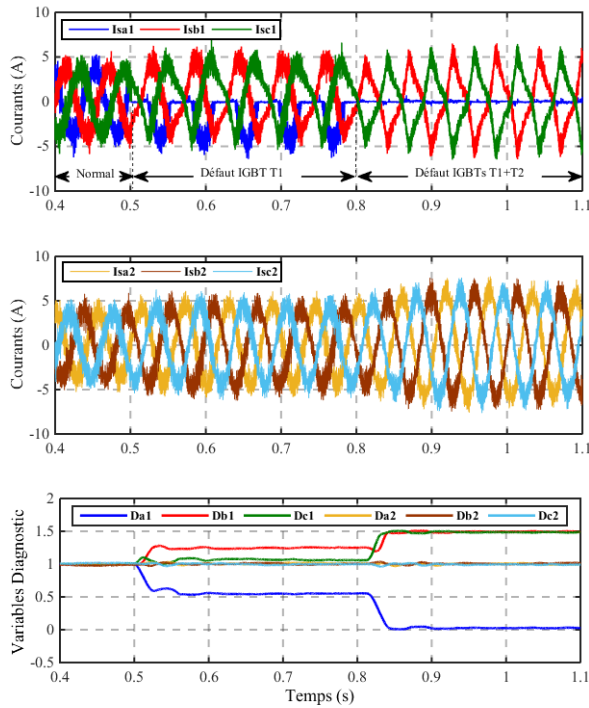


Figure IV.13 Résultats expérimentaux des courants mesurés sur six phases et des variables de diagnostic sous un défaut de phase ouverte, pour une vitesse de 1000 tr/min et un couple de charge de 6 N.m.

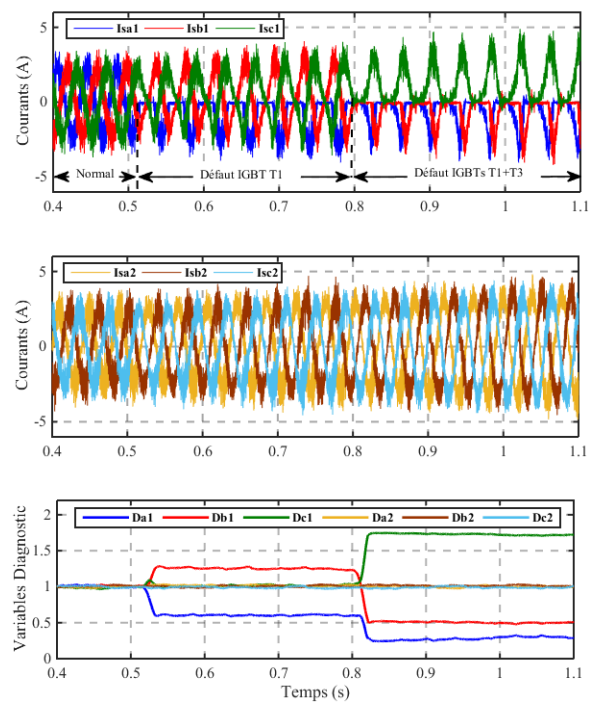


Figure IV.15 Résultats expérimentaux des courants six phases mesurés et des variables de diagnostic en cas de double défaut à interrupteur ouvert, pour une vitesse de 1500 tr/min et un couple de charge de 2 N.m.

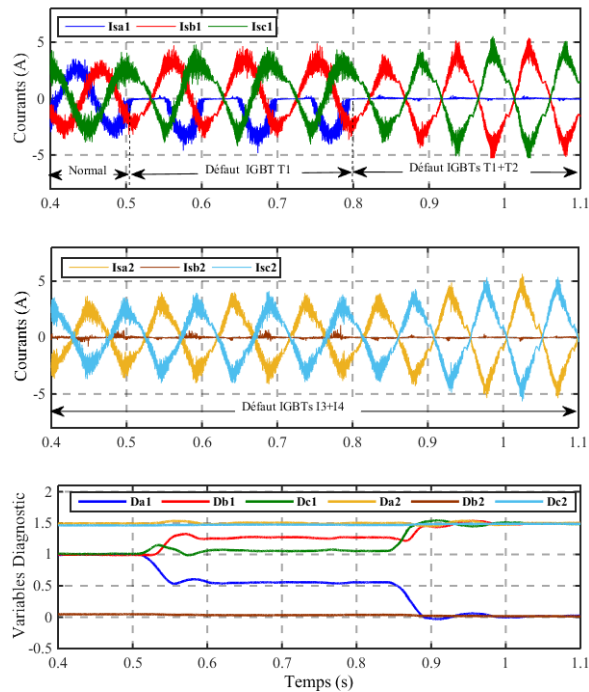


Figure IV.14 Résultats expérimentaux des courants mesurés sur six phases et des variables de diagnostic sous un défaut de double phase ouverte, pour une vitesse de 600 tr/min et un couple à vide.

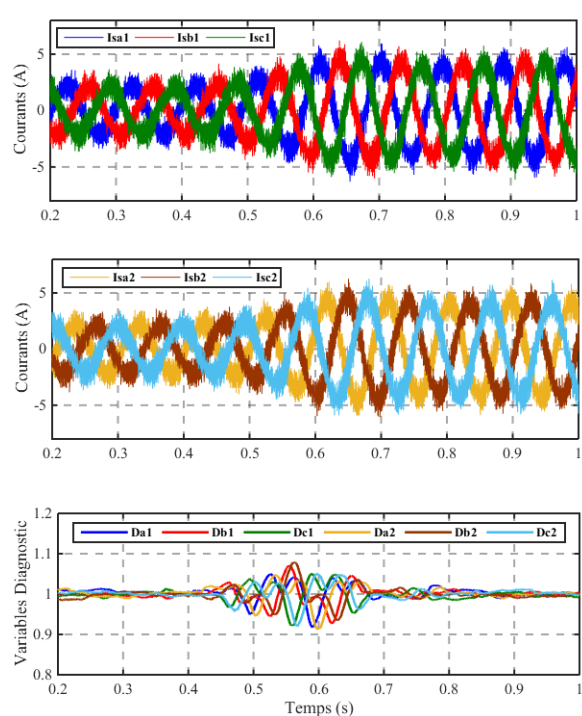


Figure IV.16 Résultats expérimentaux des courants six-phases mesurés et des variables de diagnostic en mode de fonctionnement sain, sous une vitesse constante de 600 rpm et des variations de couple de charge.

IV.7 Conclusion

Une nouvelle approche pour diagnostiquer de multiples défauts en circuit ouvert dans les IM à six phases alimentés par onduleur a été proposée dans ce chapitre. L'algorithme de diagnostic calcule les valeurs absolues moyennes et les valeurs moyennes des courants mesurés, et fournit des signatures numériques normalisées qui ne nécessitent aucun effort de réglage ni seuil de détection. De plus, l'algorithme présente une simplicité appréciable, il est très indépendant du niveau de charge ou des paramètres du système, et nécessite un faible effort de calcul. L'approche envisagée peut être généralisée aux moteurs qui ont des structures d'enroulement à n phases et sont alimentés par des courants sinusoïdaux, avec $n = 3, 6, 9, 12$ ou 15 , où les diagnostics peuvent être effectués en utilisant les mêmes signatures fournies du tableau IV.2.

Les résultats obtenus permettent de démontrer l'excellent accord entre les résultats théoriques et expérimentaux. Sur la base des signatures numériques normalisées, la méthode permet de diagnostiquer 54 défauts de circuit ouvert, y compris plusieurs interrupteurs ouverts et plusieurs phases ouvertes adjacentes et non adjacentes. Simultanément, la méthode montre une immunité inhérente contre les transitoires forts dans des conditions de fonctionnement saines.

Commande vectorielle par RNA de la GASDE intégrée dans un système éolien

Ce chapitre présente la commande vectorielle basée sur des régulateurs de réseau des neurones d'un générateur asynchrone à double étoile (GASDE) appliqué dans un système de conversion d'énergie éolienne connecté au réseau. La principale contribution de ce chapitre est l'application d'une simple architecture d'un contrôleur de réseau neuronal artificiel (RNA) afin d'améliorer la robustesse et la stabilité du système, en particulier contre le changement de paramètre. En comparaison avec le contrôle conventionnel, qui est connu par sa sensibilité, le contrôle proposé (NMPPT-NFOC) présente une meilleure performance dans les conditions normales et anormales. La robustesse et l'efficacité du contrôle proposé ont été validées grâce à des résultats de simulations illustratives avec différentes zones fonctionnelles et pour une vitesse de vent fixe et variable.

Chapitre V

Commande vectorielle par RNA de la GASDE intégrée dans un système éolien

V.1 Introduction

Actuellement, la génératrice asynchrone double étoile est la plus utilisée parmi les machines asynchrone multiphasés pour des applications de production électrique, dont peut générer une puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse du vent grâce à l'emploi des convertisseurs de puissance. Néanmoins, ces convertisseurs doivent être bien commandés afin de pouvoir maximiser la puissance générée par la GASDE vers le réseau [01]. Ce qui justifie l'utilisation de l'une des techniques de l'intelligence artificielle connue par sa robustesse aux variations paramétriques, qui est nommée le réseau de neurone artificielle, tout en l'associant à la commande vectorielle à flux rotorique orienté, qu'on a déjà vu au deuxième chapitre en fonctionnement moteur. Cependant, en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien connecté au réseau électrique. Le contrôle de la liaison au réseau se fera à base des régulateurs PI. D'autre part, afin de diminuer les fluctuations des courants générés par le DSIG sur le réseau électrique, nous proposons des convertisseurs à trois niveaux de structure NPC.

Dans ce chapitre, la description du système étudié, la modélisation de la turbine éolienne avec la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking), le contrôle de la liaison au réseau et la modélisation de convertisseur à trois niveaux ont été présentées. Des résultats de simulation sont aussi présentés afin de montrer l'efficacité de ces techniques dans la résolution du problème de la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques et aussi contre les variations rapides de vitesse du vent.

V.2 Description du système étudié

Pour connecter les aérogénérateurs éoliens au réseau, diverses configurations ac/dc/ac ont été développées par les fabricants d'éoliennes. Dans cette étude, le système d'éolien étudié se compose d'une GASDE, qui est entraîné par l'éolienne à travers une boîte de vitesse, des trois convertisseurs de puissance à deux niveaux, du bus continu, du filtre d'entrée et du transformateur. La performance de contrôle de la GASDE est assurée par l'algorithme de contrôle proposé NFOC-NMPPT (Neural Field Oriented Control with Neural Maximum Power Point Tracking) à travers les convertisseurs 1 et 2. Le convertisseur 3 est piloté par la stratégie VOC (Voltage Oriented Control), afin de maintenir le contrôle de la tension du bus

continu et de contrôler les puissances active et réactive fournies au réseau. Le schéma global du système est illustré à la figure V.1.

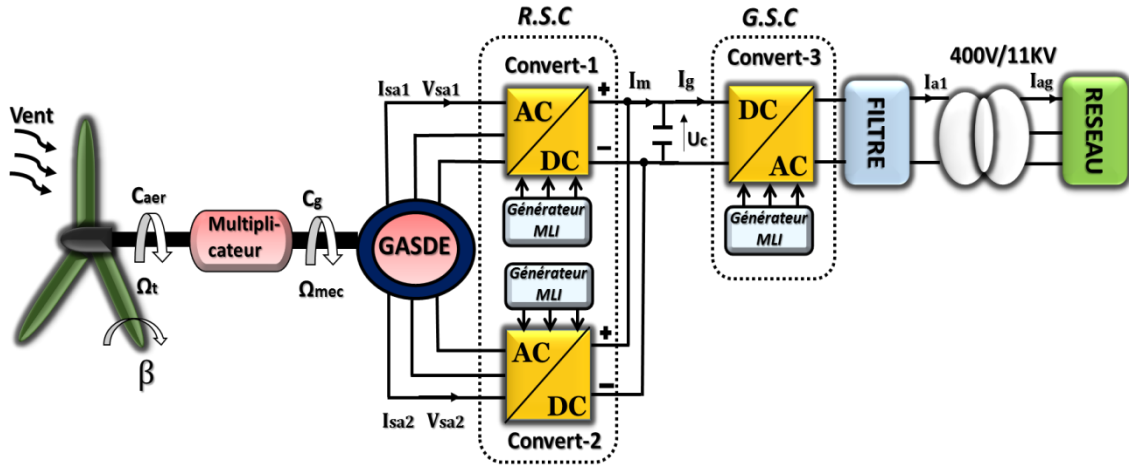


Figure V.1 Représentation schématique du système étudié

V.3 Modélisation du système éolien

V.3.1 Zones de fonctionnement du système éolien

La puissance maximale qui peut être produite (captée) par une éolienne est sa puissance nominale. La vitesse du vent pour laquelle la puissance nominale est atteinte et appelée vitesse du vent nominale V_{nom} , au-dessus de celle-ci, la production de la puissance reste constante quel que soit la vitesse du vent jusqu'à atteindre une vitesse maximale, appelée vitesse maximale de fonctionnement V_{max} à laquelle l'éolienne est stoppé (par l'orientation des pales) afin de protéger ses parties mécaniques des effets néfastes des grandes vitesses du vent. La vitesse du vent la plus basse à laquelle une éolienne fonctionnera est connue comme la vitesse de seuil V_{dem} . Entre V_{dem} et V_{max} , la production de la puissance varie avec la vitesse du vent. Comme il est illustré sur la figure V.2, on distingue quatre (04) zones principales de fonctionnement [02].

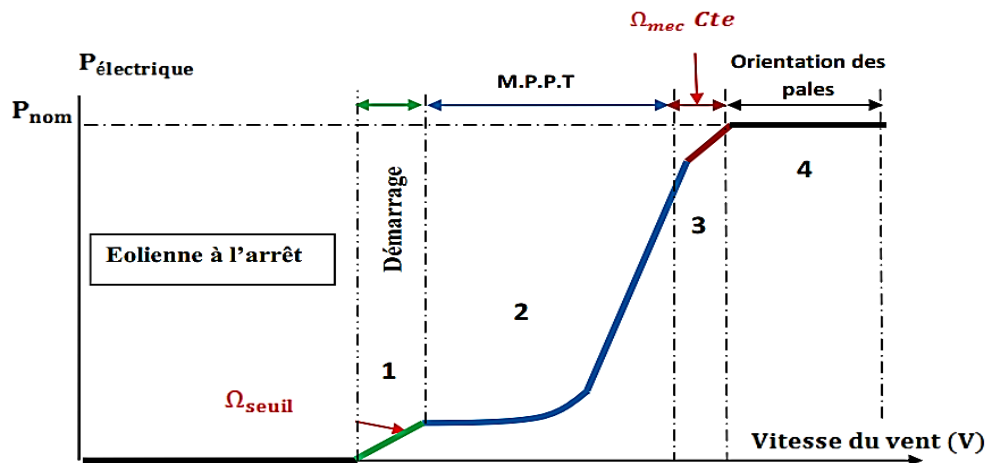


Figure V.2 Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne.

Zone1 : C'est la zone de démarrage de la machine, elle démarre lorsque la vitesse mécanique atteint une valeur minimale. (C'est la vitesse mécanique de la génératrice pour laquelle l'éolienne a démarré).

Zone2 : Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale MPPT (Maximum Power Point Tracking). Pour extraire le maximum de puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale afin d'obtenir un C_p maximal. Dans cette zone, la vitesse mécanique varie et peut atteindre une valeur proche de la vitesse nominale, la puissance électrique augmente rapidement.

Zone3 : Dans cette zone l'éolienne fonctionne à vitesse constante, et la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} .

Zone4 : Arrivée à la puissance nominale P_{nom} , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales. (Angle de calage), c'est le « Pitch Control ».

Dans ce qui suit nous sommes intéressés à la zone 2 ou la maximisation de la puissance de la turbine extraite du vent peut être réalisée par le contrôle du couple électromagnétique généré.

V.4 Modélisation de la turbine éolienne

Afin de modéliser la turbine, nous appuierons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposons que [02] :

- ✓ Les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc la même inertie, la même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air ;
- ✓ Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- ✓ La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales, et donc une égalité de toutes les forces de poussée ;
- ✓ Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable ;
- ✓ La vitesse de la turbine étant très faible, donc les pertes par frottement de la turbine sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

V.4.1 Modèle aérodynamique des pales

Nous avons vu que la puissance cinétique du vent est exprimée par la relation :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 \quad (\text{V.1})$$

Où V est la vitesse du vent (m/s), ρ est la masse volumique de l'air et R_{est} la longueur d'une pale ou le rayon de l'aérogénérateur (m).

L'éolienne ne peut récupérer qu'une fraction de la puissance du vent et la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{V.2})$$

Où $C_p(\lambda)$ est le coefficient de puissance ou de performance qui représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine. La vitesse relative λ est définie comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales ($\Omega_t R$) et la vitesse du vent comme suit :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V} \quad (\text{V.3})$$

Où Ω_t (rad/s) est la vitesse mécanique de l'arbre de la turbine.

Le couple exercé par le vent sur l'arbre de la turbine (ou couple mécanique à la sortie de la turbine) est défini par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 V^2 C_c(\lambda, \beta) \quad (\text{V.4})$$

Où C_c représente le coefficient du couple :

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} \quad (\text{V.5})$$

V.4.1.a Modèle analytique du coefficient de puissance

Le coefficient de puissance C_p caractérise le rendement aérodynamique de la turbine (Figure V.3). Il dépend des caractéristiques de la turbine (les dimensions de la pale, le ratio de la vitesse λ et l'angle d'orientation de la pale β).

Nous utiliserons une expression approchée de manière empirique pour une éolienne de haute puissance, est défini comme suit [03],[04]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i} \right) + 0.0068\lambda \quad (\text{V.6})$$

$$\text{Avec : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

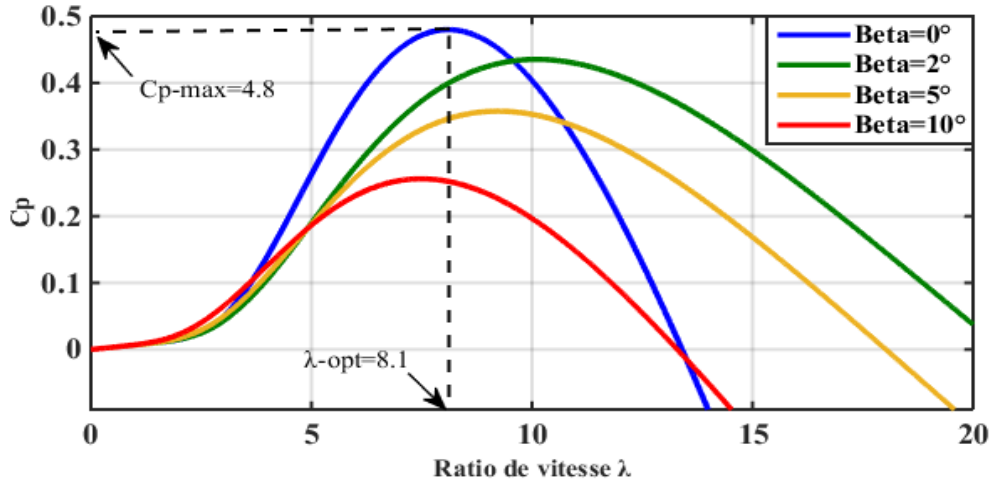


Figure V.3 Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β

Les caractéristiques de la puissance aérodynamique optimale de notre aérogénérateur s'expriment par :

$$P_t^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p^{\max}(\lambda_{opt}, \beta_{opt}) \quad (V.7)$$

V.4.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse (rapide) de la génératrice. Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les expressions suivantes:

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (V.8)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (V.9)$$

Ω_t et Ω_g : vitesse de rotation de l'éolienne respectivement avant et après le multiplicateur.

C_t : Couple aérodynamique ;

C_g : Couple après multiplicateur ;

G : Le gain du multiplicateur.

V.4.3 Modèle de l'arbre mécanique

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suit [02]:

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{méc} = C_g - C_{em} - C_f \quad (V.10)$$

L'évolution de la vitesse mécanique Ω_g , dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice $C_{méc}$, qui est la résultante du couple de la turbine après multiplicateur, le

couple électromagnétique produit par la génératrice C_{em} , et le couple de frottement visqueux C_f donné par la relation :

$$C_f = f_v \Omega_g \quad (V.11)$$

V.5 Commande du générateur éolien

Pour contrôler la puissance électrique de la génératrice (P_{ge}), il suffit de contrôler le couple électromagnétique par régulation des courants statiques et de connaître la vitesse de rotation de l'arbre. La vitesse de la turbine (Ω_t) est limitée par l'orientation des pales. Le couple électromagnétique de référence peut être élaboré de deux manières différentes : l'une pour un fonctionnement au maximum de puissance (zone II, voir la figure V.2), visant à améliorer le rendement aérodynamique de la turbine afin d'extraire le maximum d'énergie, et l'autre pour un fonctionnement à puissance limitée (zone III, voir la figure V.2) qui est de toutes façons utilisé pour limiter la puissance de la génératrice à sa valeur nominale. Le mécanisme d'orientation des pales est activé à partir de la vitesse nominale de la machine électrique. C'est en réduisant le couple de la turbine (C_{aer}) par variation de l'angle de calage que la vitesse de l'arbre est limitée. La limitation en puissance se fait donc naturellement par décroissance du couple électromagnétique qui devient alors inversement proportionnel à la vitesse de l'arbre. Il est alors possible, avec cette stratégie de commande, d'extraire n'importe quelle puissance tant que le vent le permet. Dans le cas contraire, il faudra extraire le maximum de la puissance éolienne afin d'obtenir la valeur maximal du coefficient de puissance (C_{pmax}). Pour un fonctionnement au maximum de la puissance, le couple électromagnétique de référence doit être proportionnel au carré de la vitesse mécanique de l'arbre:

V.5.1 Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse MPPT

La nature fluctuante du vent engendre des perturbations dans le système de conversion éolien, et crée des variations continues de puissance. De cet effet, il est supposé que le couple électromagnétique développé par la machine est égal à sa valeur de référence quel que soit la puissance générée :

$$C_{em} = C_{em}^* \quad (V.12)$$

Selon l'équation fondamentale de la dynamique permettant de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total appliqué au rotor, on peut régler cette vitesse à une référence. Ceci est obtenu en utilisant un asservissement adéquat de vitesse pour avoir un couple électromagnétique de référence :

$$C_{em}^* = K_a (\Omega^* - \Omega_{mec}) \quad (V.13)$$

K_a : Régulateur de vitesse.

Ω^* : Vitesse de référence

Le correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches [05]:

- Il doit asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- Il doit atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Un régulateur PI suffit pour répondre à ce cahier des charges.

La vitesse de rotation de la turbine est égale à:

$$\Omega_t = \frac{V\lambda}{R} \quad (V.14)$$

La vitesse de référence de la turbine correspond à la valeur optimale de la vitesse spécifique λ_{opt} et le coefficient de puissance maximale C_{p-max} peut se déduire de (V.14) :

$$\Omega_t^* = \frac{V\lambda_{opt}}{R} \quad (V.15)$$

La représentation schématique du modèle de la turbine avec le contrôle MPPT correspondant aux équations mathématiques précédentes est illustrée par la figure V.6.

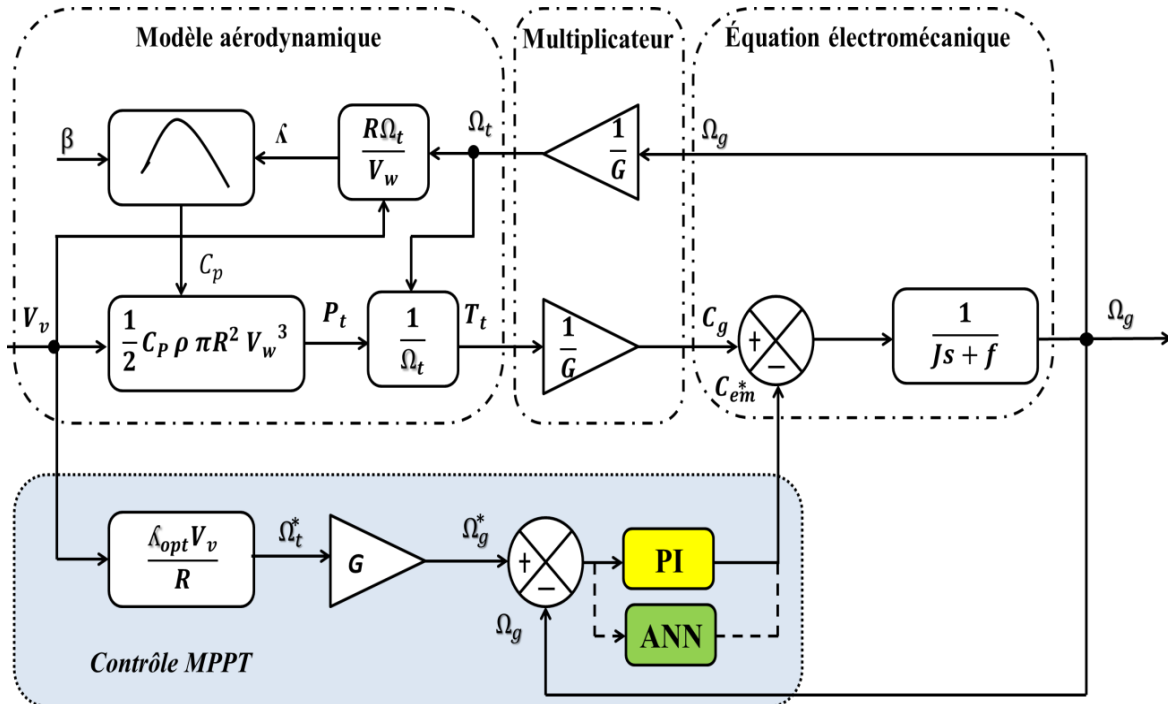


Figure V.6 Représentation schématique du modèle de la turbine avec le contrôle MPPT.

V.6 Commande de la GASDE par RNA-FOC

Le schéma bloc de la commande vectorielle par le réseau des neurones artificiel du générateur éolien basé sur la GASDE est représenté sur la figure V.6.

Le modèle de la MASDE est celui donné au chapitre 2. Les convertisseurs (1 et 2) sont utilisés en mode redresseurs, mais la modélisation reste la même que celles d'onduleurs vue au chapitre 2. Le bloc FOC a été représenté par la figure II.6 (voir chapitre 2). Les différentes expressions présentées au chapitre 2 restent inchangées, sauf que :

1) la formule du courant de référence I_q donnée par l'équation II.79 au chapitre 2 (la différence est au niveau des notations), qui s'exprime dans ce cas comme suit :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m} \frac{C_g}{\phi_r^*} \quad \text{et} \quad C_g = \frac{C_t}{G} \quad (\text{V.16})$$

2) Les paramètres généraux des régulateurs neurones (nombre de couches, erreur maximale, fonctions d'activation et nombre de neurones) utilisées pour l'application moteur peuvent être appliqués avec succès dans l'application de la génératrice. Cependant, les paramètres de conception appropriés (valeurs des poids, valeurs de seuil) ne peuvent être appliqués avec succès. Dans ce cas, de nouvelles valeurs sont générées par le même algorithme d'apprentissage en utilisant les nouvelles données de la génératrice (voir annexe C.2).

Les expressions des puissances actives et réactives statoriques de la GASDE selon les axes d, q s'écrivent :

– Pour la première étoile :

$$\begin{aligned} P_1 &= v_{d1}i_{d1} + v_{q1}i_{q1} \\ Q_1 &= v_{q1}i_{d1} - v_{d1}i_{q1} \end{aligned} \quad (\text{V.17})$$

– Pour la deuxième étoile :

$$\begin{aligned} P_2 &= v_{d2}i_{d2} + v_{q2}i_{q2} \\ Q_2 &= v_{q2}i_{d2} - v_{d2}i_{q2} \end{aligned} \quad (\text{V.18})$$

– Puissances statoriques totales :

$$\begin{aligned} P_s &= P_1 + P_2 \\ Q_s &= Q_1 + Q_2 \end{aligned} \quad (\text{V.19})$$

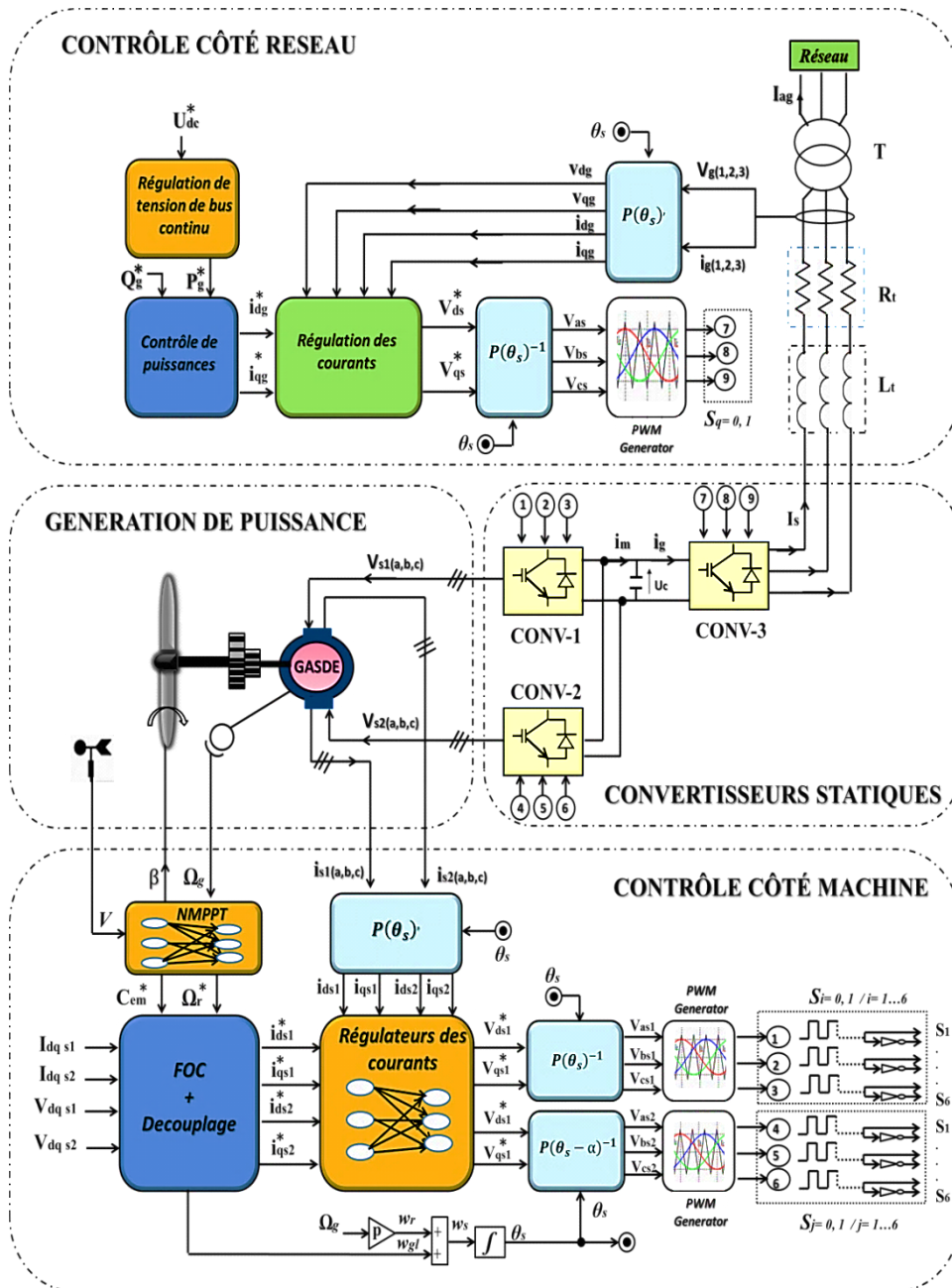


Figure V.7 Schéma fonctionnel de l'éolienne connecté au réseau basé sur GASDE

V.6.1 Contrôle de l'onduleur côté réseau électrique

Le but de cet onduleur est d'assurer le bon fonctionnement de l'électronique de puissance, en régulant le bus continu à une valeur suffisamment élevée. L'onduleur doit également alimenter après adaptation grâce à un transformateur, le réseau électrique avec une tension idéalement égale à celle du réseau.

V.6.2 Calcul de la tension du bus continu

Pour déterminer la valeur du bus continu nécessaire pour faire transiter une puissance donnée, on utilise les expressions suivantes [06], [07]:

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{P_{\max} * X^2}{9 * E^4} + 1}$$

$$u_{dc} = \alpha_1 * E_1 * 2\sqrt{2}$$
(V.20)

La puissance nominale $P_{nom} = 1.5\text{MW}$ est considérée pour une valeur de la tension simple efficace du réseau de $E=400\text{V}$, l'impédance de la self de lissage, de 1 mH , a comme valeur $X=0.314\Omega$.

Après calcul, on trouve : $\alpha_1=1.00005$; $U_{dc} = 1131\text{V}$.

V.6.3 Régulation de la tension du bus continu

Le bus continu est composé d'une capacité qui a pour but de lisser la tension. L'évolution de cette tension est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif [08]:

$$\frac{d u_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dc} - i_{ond})$$
(V.21)

D'où :

$$i_c = i_{dc} - i_{ond}$$
(V.22)

Avec :

$$\begin{aligned} i_{ond} &= f_{11}i_{g1} + f_{12}i_{g2} + f_{13}i_{g3} \\ i_{dc} &= i_{d1} + i_{d2} \\ i_{d1} &= f_{11}i_{as1} + f_{12}i_{bs1} + f_{13}i_{cs1} \\ i_{d2} &= f_{21}i_{as2} + f_{22}i_{bs2} + f_{23}i_{cs2} \end{aligned}$$
(V.23)

V.6.4 Régulation des courants

Les tensions simples du réseau s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{g1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{g2} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{g3} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$
(V.24)

$$\begin{aligned} \omega_s &= 2\pi f_s \\ V_m &= \sqrt{2} V_{eff} \end{aligned}$$
(V.25)

Les tensions côté stator et côté réseau se transforment de la même façon :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = P[\theta_s]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix}$$
(V.26)

$$\begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \\ v_o \end{bmatrix} = P[\theta_s] \cdot \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix} \quad (V.27)$$

Les courants du réseau s'écrivent:

$$\begin{cases} i_{dg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{d_ond} - v_{dg} - L_t \omega_s i_{qg}) \\ i_{qg} = \frac{1}{(R_t + L_t s)} (v_{q_ond} - v_{qg} - L_t \omega_s i_{dg}) \end{cases} \quad (V.28)$$

Les tensions simples de références pour le réseau exprimées dans le repère de Park sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{d_ond}^* = v_{dg}^* + v_{dg} - L_t \omega_s i_{qg} \\ v_{q_ond}^* = v_{qg}^* + v_{qg} + L_t \omega_s i_{dg} \end{cases} \quad (V.29)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{dg}^* = PI.(i_{dg}^* - i_{dg}) \\ v_{qg}^* = PI.(i_{qg}^* - i_{qg}) \end{cases} \quad (V.30)$$

V.6.5 Calcul des courants de références

Les puissances active et réactive de référence s'expriment par :

$$\begin{cases} P_g^* = v_{dg} \cdot i_{dg}^* + v_{qg} \cdot i_{qg}^* \\ Q_g^* = v_{qg} \cdot i_{dg}^* - v_{dg} \cdot i_{qg}^* \end{cases} \quad (V.31)$$

La puissance réactive de référence est imposée nulle. Le facteur de puissance côté réseau électrique est donc unitaire.

$$Q_g^* = 0 \quad (V.32)$$

La puissance active de référence côté réseau électrique est donnée par la relation suivante:

$$P^* = V_{dc} (i_m - i_{dc}^*) = P_{dc_m} - P_{dc}^* \quad (V.33)$$

Avec :

$$i_{dc}^* = PI(u_{dc}^* - u_{dc}) \quad (V.34)$$

D'après les expressions (V.31), on calcule les courants de référence du réseau électrique, exprimés dans le référentiel de Park, par :

$$\begin{bmatrix} i_{dg}^* \\ i_{qg}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{dg_mes}^2 - v_{qg_mes}^2} \begin{bmatrix} P^* & Q^* \\ -Q^* & P^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dg_mes} \\ v_{qg_mes} \end{bmatrix} \quad (\text{V.35})$$

Le schéma bloc du contrôle des courants coté réseau, est donné par la figure V.8

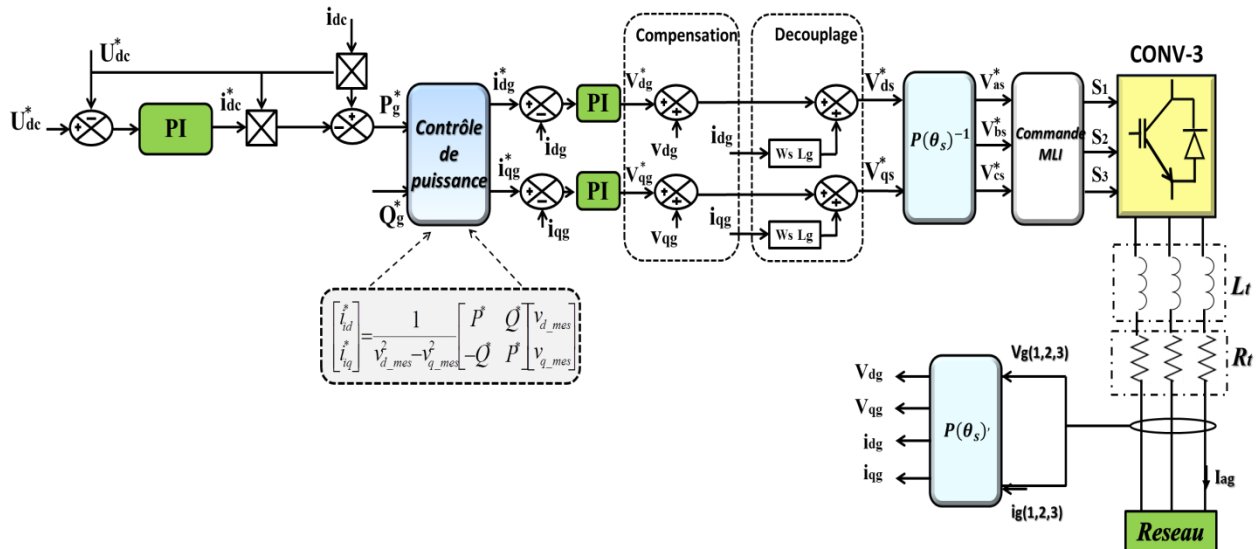


Figure V.8 Représentation schématique du principe du contrôle de la liaison au réseau

V.6.6 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de la simulation du système de contrôle présenté dans ce chapitre, ont été obtenus en utilisant le logiciel Matlab /Simulink pour le profil de vitesse du vent indiqué dans la Figure V.9. Le modèle simulé a été implémenté en mode temps discret et pour un temps d'échantillonnage $T_s=10 \mu s$. La puissance nominale de la GASDE est de 1,5 MW, et les paramètres sont indiqués en annexe.

Les résultats de simulation présentée dans la figure V.10 sont liés au contrôleur RNA, tandis que les résultats de la figure V.11 concernent le contrôleur PI. Les deux systèmes de contrôle sont testés dans les mêmes conditions et pour différentes vitesses de vent.

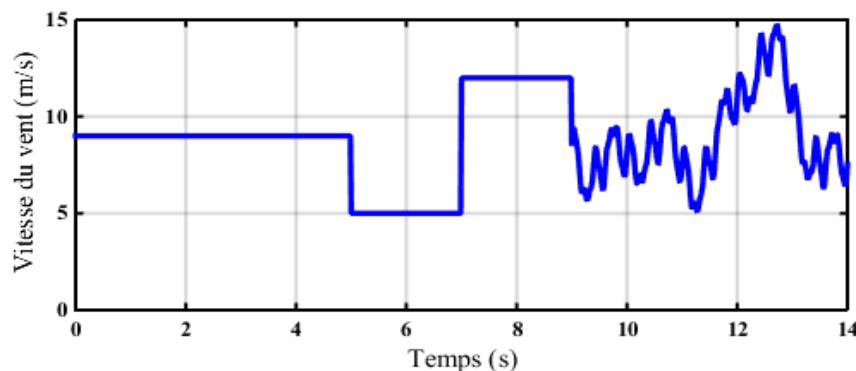
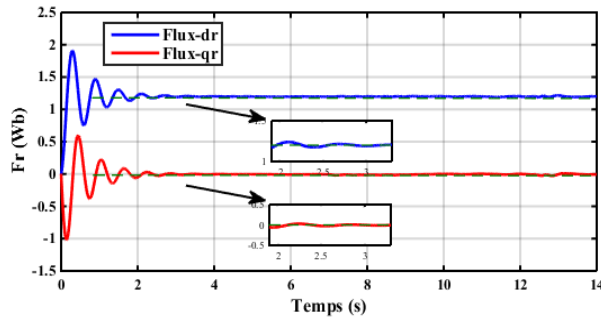


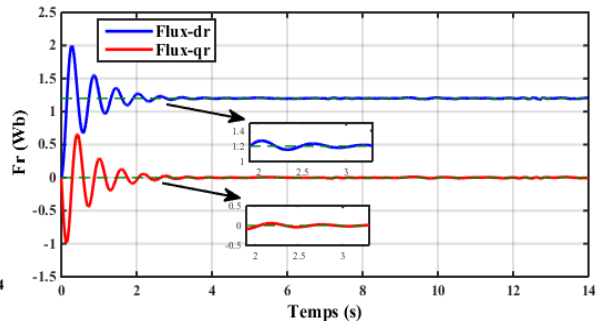
Figure V.9 Profil de la vitesse du vent





(e)

Figure V.10 Résultats de la simulation utilisant des contrôleurs **RNA** : (a) vitesse du générateur (b) puissance active (c) couple électromagnétique (d) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (e) flux rotorique



(e)

Figure V.11 Résultats de simulation utilisant des contrôleurs **PI** : (a) vitesse du générateur (b) puissance active (c) couple électromagnétique (d) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (e) flux rotorique

Le premier test présenté dans les figures V.10 et V.11 est une comparaison entre les contrôleurs PI et les contrôleurs RNA, en termes de vitesse de réponse, d'oscillations transitoires et de suivi de la trajectoire imposée.

Les résultats de la vitesse du rotor, de la puissance active et du couple électromagnétique (Figures V.10.a.b.c et Figures V.11.a.b.c) montrent clairement que le contrôleur RNA a une vitesse de réponse rapide, par rapport au contrôleur PI. On peut également voir que les deux contrôleurs ont une bonne trajectoire de suivi ; cependant, le contrôleur RNA a une meilleure performance, en particulier dans les oscillations transitoires, qui peut éliminer le dépassement indépendamment des changements de vitesse. D'autre part, le contrôleur PI génère un dépassement lors des variations de vitesse, comme le montrent aux instants $t = 5$ s et $t = 7$ s.

En termes d'erreur statique, le contrôleur ANN présente des valeurs plus faibles que le contrôleur PI, en particulier à haute vitesse, comme le montre la figure V.10.b et la Figure V.11.b, entre $t = 7$ s et $t = 9$ s.

La figure V.10.d et la figure V.11.d montrent l'évolution des courants statoriques de la GASDE pour la première phase de chaque étoile. Les courants sont sinusoïdaux et décalés de 30° . Les flux rotoriques directs et quadratiques de la GASDE sont illustrés à la Figure V.10.e et à la Figure V.11.e. Ils sont découplés, où la composante du flux rotorique direct suit sa référence, et la composante du flux rotorique quadratique est nulle.

D'après les figures V.12 et V.13, on peut observer que les puissances active et réactive du réseau suivent régulièrement leurs références, dans toutes les conditions de fonctionnement considérées.

Dans la figure V.14, la tension du bus continu suit sa référence avec une bonne stabilité et une bonne précision, montrant ainsi la robustesse du contrôle face aux variations du vent. La figure V.15 montre que le facteur de puissance unitaire est toujours atteint.

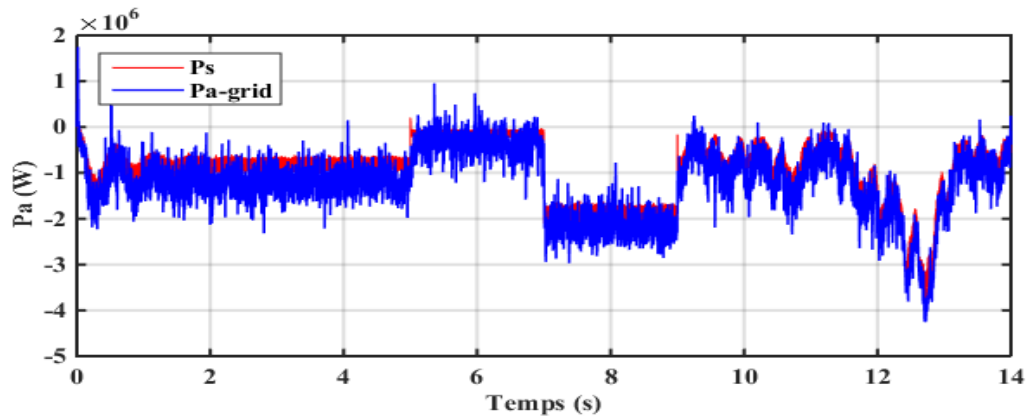


Figure V.12 Puissance active du réseau

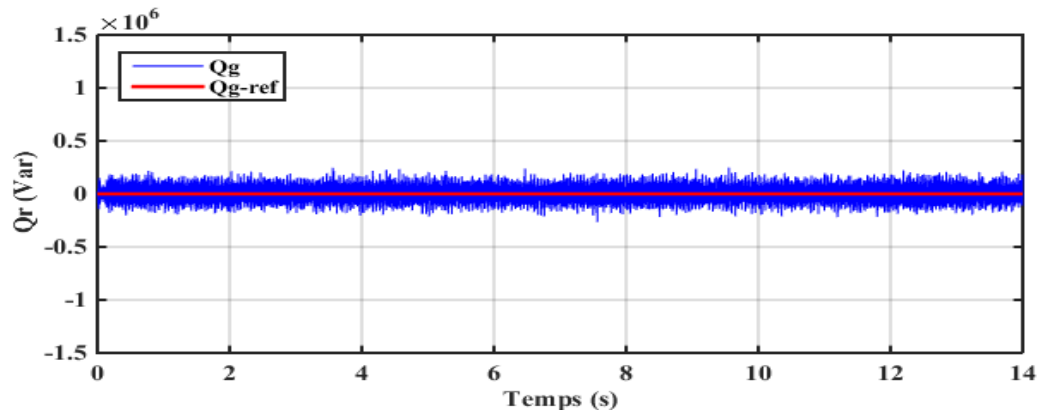


Figure V.13 Puissance réactive du réseau

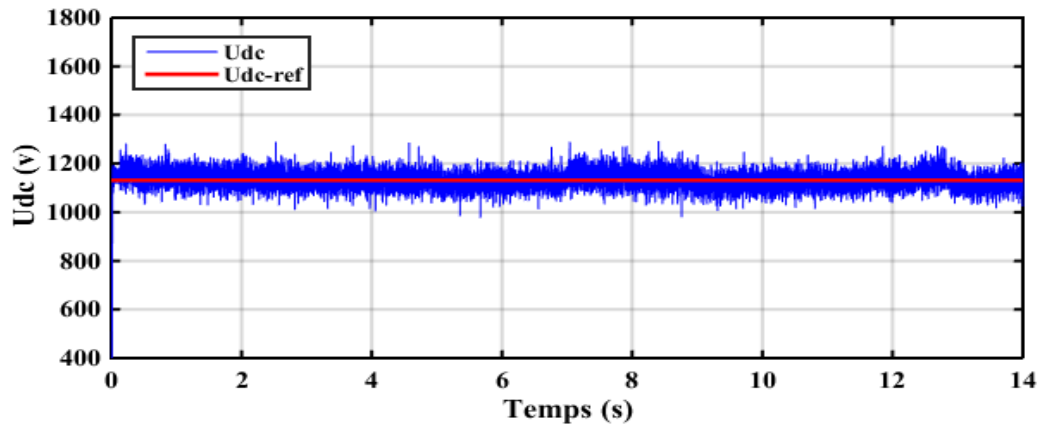


Figure V.14 Tension de Bus Continu

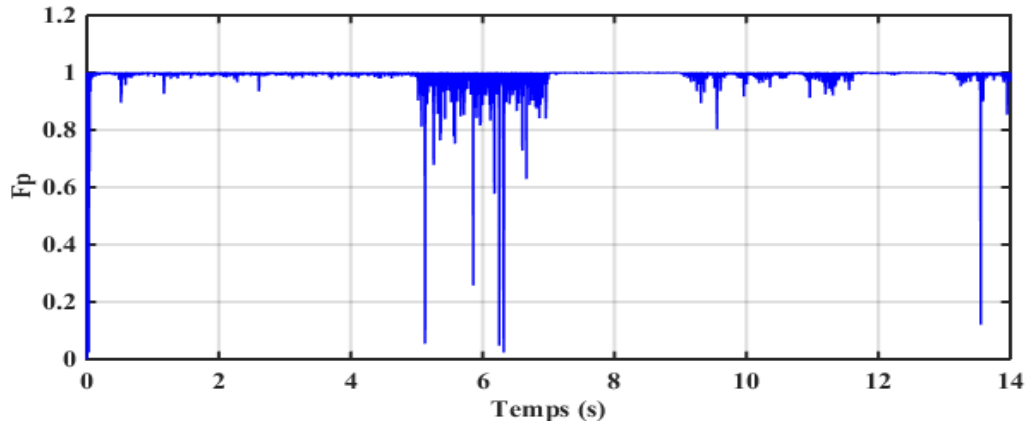


Figure V.15 Facteur de puissance côté réseau

V.6.7 Études comparatives entre les contrôleurs Pi et RNA

Afin de montrer la faisabilité du contrôle proposé lors de l'utilisation des contrôleurs PI et neuronale, quelques tests de simulations avec et sans variations paramétriques sont considérés.

Les figures V.16 et V.17 et le tableau V.1 sont spécifiés pour les contrôleurs PI et RNA, afin de comparer leurs performances dans les mêmes conditions.

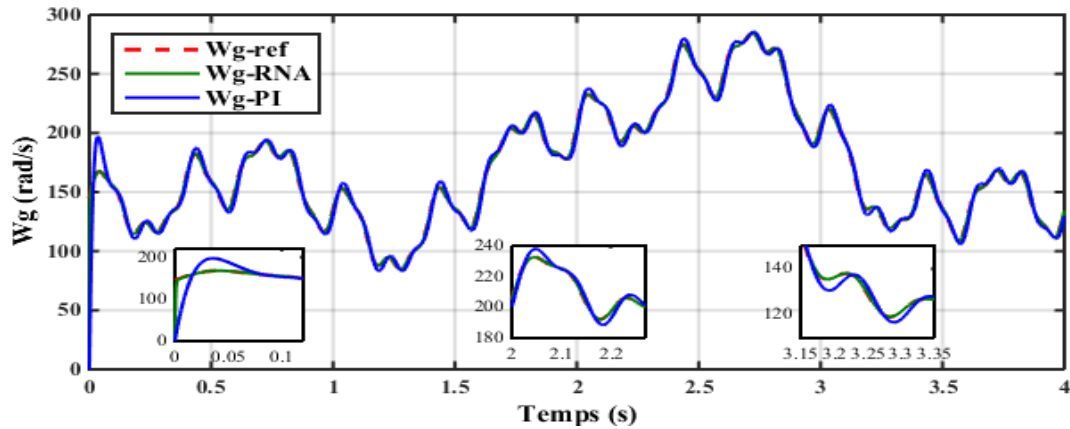
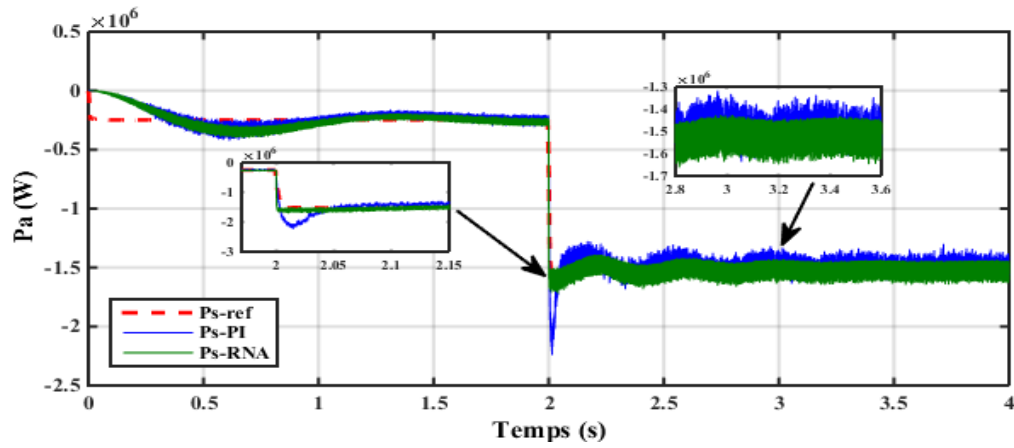
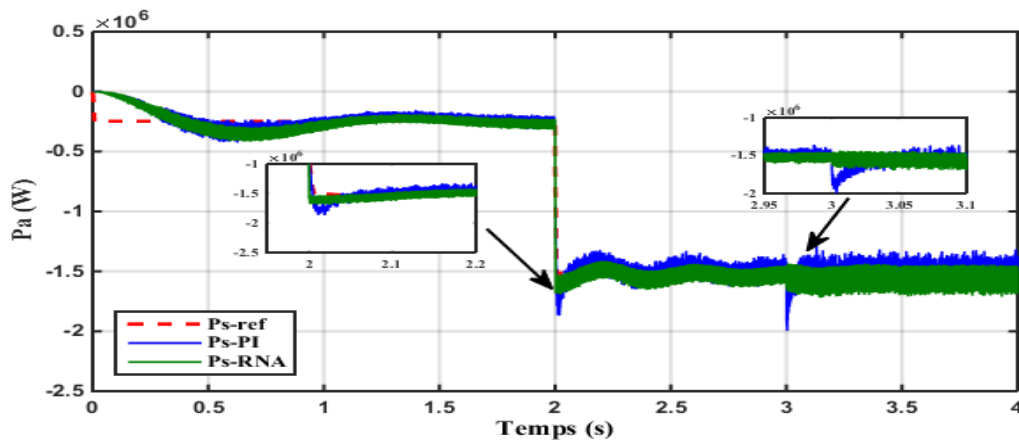


Figure V.16 Comparaison de la vitesse du générateur en utilisant des contrôleurs PI et neuronaux avec un moment d'inertie accru ($J + 80\%$)



(a)



(b)

Figure V.17 Résultats de simulation de la puissance active vérifiant la robustesse des contrôleurs
 (a) variation de la valeur de L_s de 50% ; (b) variation de la valeur de L_r de 50% et de la valeur de L_s de 50% à $t = 3s$.

Performance	Conditions normales		conditions anormales	
	PI	RNA	PI	RNA
Temps de réponse à basse vitesse (s)	1.7	1.5	1.7	1.5
Temps de réponse à grande vitesse (ms)	2.5	2	3	2
Dépassement (%)	10	0	40	2.5
Erreur statique sur la vitesse (rad/s)	1.5	0.02	4	0.5
Erreur statique sur la puissance active (%)	2.5	0.05	0.25	0
Suivi et robustesse	Bien	Excellente	Mauvaise	Bien
THD I_s (%)	4.60	1.46	8.23	1.62

Tableau V.1 Analyse des performances des contrôleurs

On peut voir que le FOC basé sur les contrôleurs RNA montre une meilleure performance de contrôle du convertisseur côté machine, par rapport au contrôleur PI basé sur le FOC, montrant ainsi l'efficacité du schéma de contrôle proposé dans des conditions normales et anormales.

V.7 Modélisation des convertisseurs statiques à trois niveaux à structure NPC de tensions commandé par MLI

V.7.1 Les convertisseurs statiques multi-niveaux

Les convertisseurs statiques multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [09] :

- **Avantages technologiques:** Dans les convertisseurs statiques multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.
- **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur:** Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage).
- **Avantages fonctionnelles pour la machine:** Le nombre de tension généré par un convertisseur statique multi-niveaux est plus élevé que celui du convertisseur statique à 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

Nous présentons ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des convertisseurs statiques multi-niveaux évoquées dans la littérature.

V.7.2 Topologies des convertisseurs statiques multi-niveaux

- **Topologie basée sur la mise des convertisseurs statiques à 2-niveaux en cascade :**
L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux convertisseurs statiques polygonaux, dans un bras à n -niveaux (n : impair ≥ 3). Chaque pont d'un onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [09].
- **Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées:** Cette topologie a été inventée au début des années 90, le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues [10], matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.
- **Topologie NPC (Neutral Point Clamped):** Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80, étant l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion [11], [12], [13]. C'est le cas que nous allons étudier dans ce qui suit.

V.7.3 Présentation de l'onduleur à 3-niveaux à structure NPC

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques.

Le convertisseur statique triphasé NPC à trois niveaux de la figure V.18 comporte deux sources de tension continue et trois bras symétriques. Chaque bras est constitué de quatre paires (diode - GTO), représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes, permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage.

La structure N.P.C utilise deux tensions d'entrée : U_{C1} et U_{C2} . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($U_{C1} + U_{C2} = E$), permettant de générer des créneaux d'amplitude $-E/2, 0, +E/2$ dont la combinaison permet d'avoir une onde plus proche

de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux. Pour une tension d'entrée E , les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux [14].

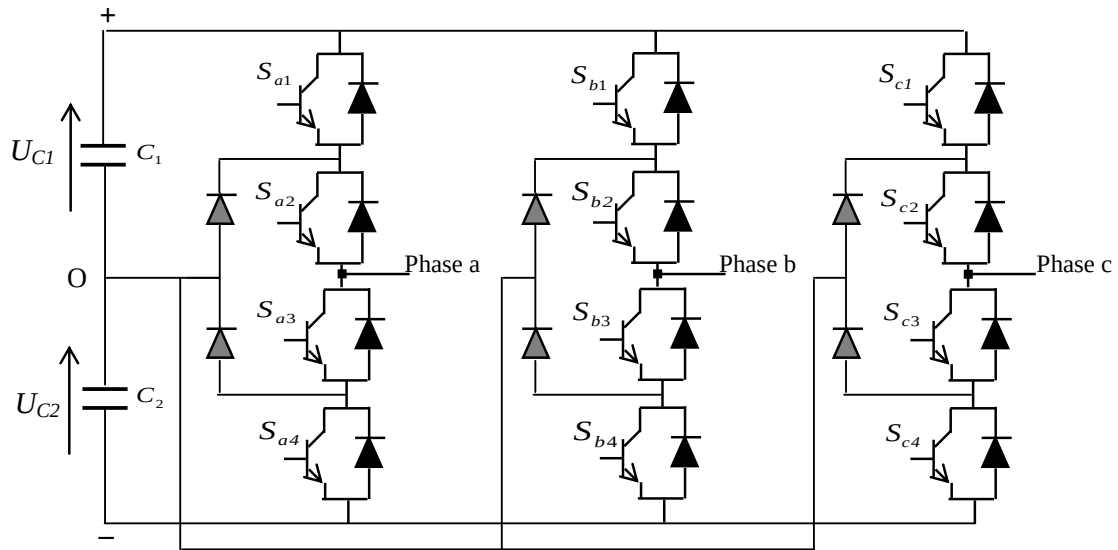


Figure V.18 : Schéma électrique du convertisseur statique triphasé à structure NPC.

Cette structure appelée à point neutre "clampé", c'est l'une des structures des convertisseurs statiques à 3 niveaux de tension. Elle présente beaucoup d'avantage, tels que le nombre de tension générée est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [15].

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit la déconnexion de la charge [16].

La figure (V.19) montre les configurations des bras de l'onduleur de type NPC correspondant aux trois séquences fonctionnelles suivant :

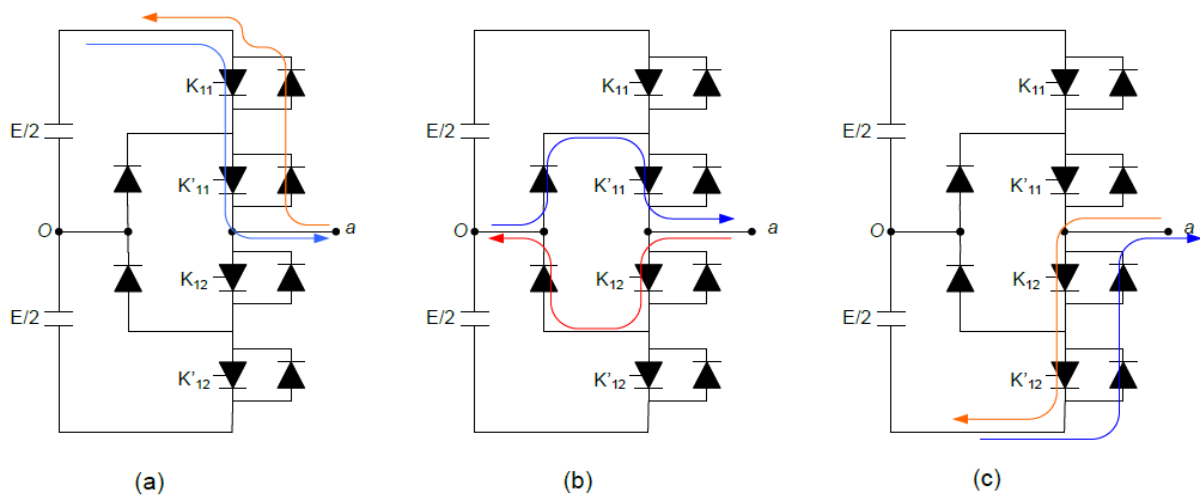


Figure V.19: Séquences fonctionnelles d'un bras du convertisseur statique triphasé à trois niveaux.

Un bras (k) du convertisseur statique à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- $S_k = -1$ Pour la configuration C_0 ; $V_{kM} = -U_c \Rightarrow [0 \ 0 \ 1 \ 1]$: les interrupteurs k_{12} , k'_{12} sont fermés et k_{11} , k'_{11} sont ouverts, si le transfert d'énergie s'effectue du côté CA vers CC le courant passe par les thyristors k_{12} et k'_{12} , si le contraire il passe par D'_{11} et D'_{12} .
- $S_k = 0$ Pour la configuration C_1 ; $V_{kM} = 0 \Rightarrow [0 \ 1 \ 1 \ 0]$: les interrupteurs k'_{11} , k_{12} sont fermés et k_{11} , k'_{12} sont ouverts, si le transfert d'énergie s'effectue du côté CA vers CC le courant passe par le thyristor k_{12} et la diode D'_{c1} , sinon il se passe par le k'_{11} et D_{c1} .
- $S_k = 1$ Pour la configuration C_2 ; $V_{kM} = U_c \Rightarrow [1 \ 1 \ 0 \ 0]$: les interrupteurs k_{11} , k'_{11} sont fermés et k_{12} , k'_{12} sont ouverts, si le transfert d'énergie s'effectue du côté CC vers CA le courant passe par les thyristors k_{11} et k'_{11} , si le contraire il passe par D_1 et D_2 .

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau suivant :

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C_0	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C_1	0	1	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C_2	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$

Tableau V.2 : Grandeurs électriques d'un bras k du convertisseur statique triphasé à trois niveaux.

Les tensions à la sortie du convertisseur par rapport au point (n) sont :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (\text{V.36})$$

$$\text{On a : } V_{kM} = S_k \cdot U_c \quad (\text{V.37})$$

En remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions, les tensions simples appliquées à la machine deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{V.38})$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + a.V_{bn} + a^2.V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + a.S_b + a^2.S_c)U_c \quad (V.39)$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt-sept ($3^3=27$) états de commutation pour l'onduleur. Selon ces états, on aura 19 vecteurs tension V_s différents en module. La représentation de ces vecteurs, figure (V.20), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules [16]. On distingue alors : Le vecteur tension nul V_z , les vecteurs tensions petits ($V_{1S}, V_{2S}, V_{3S}, V_{4S}, V_{5S}, V_{6S}$), les vecteurs tensions moyens ($V_{1M}, V_{2M}, V_{3M}, V_{4M}, V_{5M}, V_{6M}$), et les vecteurs tensions grands ($V_{1L}, V_{2L}, V_{3L}, V_{4L}, V_{5L}, V_{6L}$).

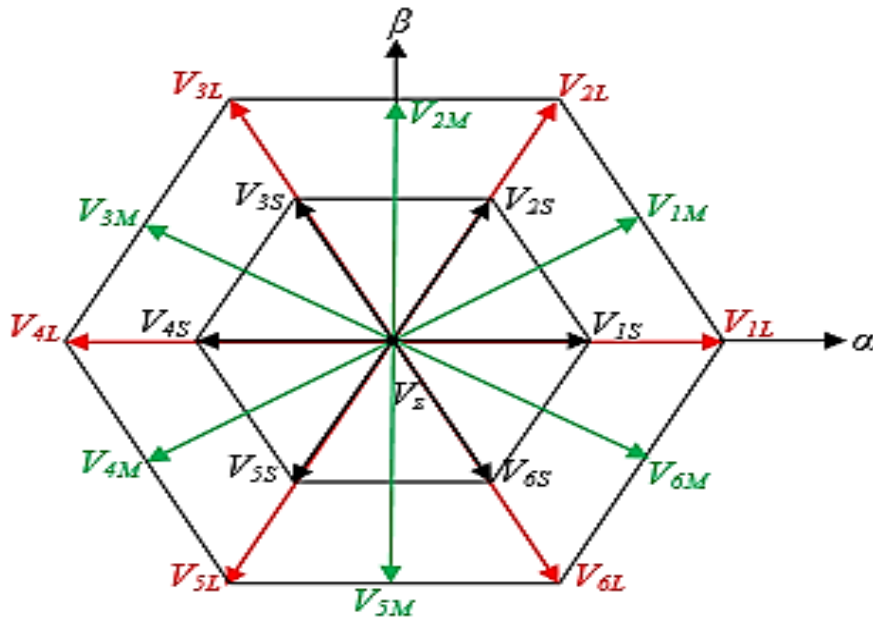


Figure V.20 : Diagramme du vecteur tension V_s dans le repère $\alpha\beta$.

Le tableau (V.3) ci-dessous montre le classement des vecteurs tensions dans quatre groupes suivant leurs amplitudes :

Groupe de vecteurs	Vecteur de tension V_s (S_a, S_b, S_c)
Grands vecteurs (Large Vectors)	$V_{1L}(1,-1,-1)$; $V_{2L}(1,1,-1)$; $V_{3L}(-1,1,-1)$ $V_{4L}(-1,1,1)$; $V_{5L}(-1,-1,1)$; $V_{6L}(1,-1,1)$
Moyens vecteurs (Middle Vectors)	$V_{1M}(1,0,-1)$; $V_{2M}(0,1,-1)$; $V_{3M}(-1,1,0)$ $V_{4M}(-1,0,1)$; $V_{5M}(0,-1,1)$; $V_{6M}(1,-1,0)$
Petits vecteurs (Small Vectors)	$V_{1S}[(1,0,0) (0,-1,-1)]$; $V_{2S}[(1,1,0) (0,0,-1)]$ $V_{3S}[(0,1,0) (-1,0,-1)]$; $V_{4S}[(0,1,1) (-1,0,0)]$ $V_{5S}[(0,0,1) (-1,-1,0)]$; $V_{6S}[(1,0,1) (0,-1,0)]$
Vecteurs nuls (Zéro Vectors)	$V_z[(1,1,1) (0,0,0) (-1,-1,-1)]$

Tableau V.3 : Groupe des vectrices tensions.

V.7.4 Stratégies de commande des convertisseurs statiques à trois niveaux

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faible fréquences, ils seront pilotés en pleine onde ; le signal de commande sera à la même fréquence de la tension désirée à la sortie et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristors ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils seront pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diodes). Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées telles que : la modulation triangulo-sinusoidale, Commande par hystérésis en courant et la modulation vectorielle. Ici on s'intéresse à la première technique.

➤ Commande par modulation sinus-triangle

Le principe général de la commande par M.L.I sinus-triangle a été introduit dans la section (III.9.1.1.a)). Le schéma de principe de cette technique appliquée au convertisseur statique à trois niveaux est donné par la figure (III.10).

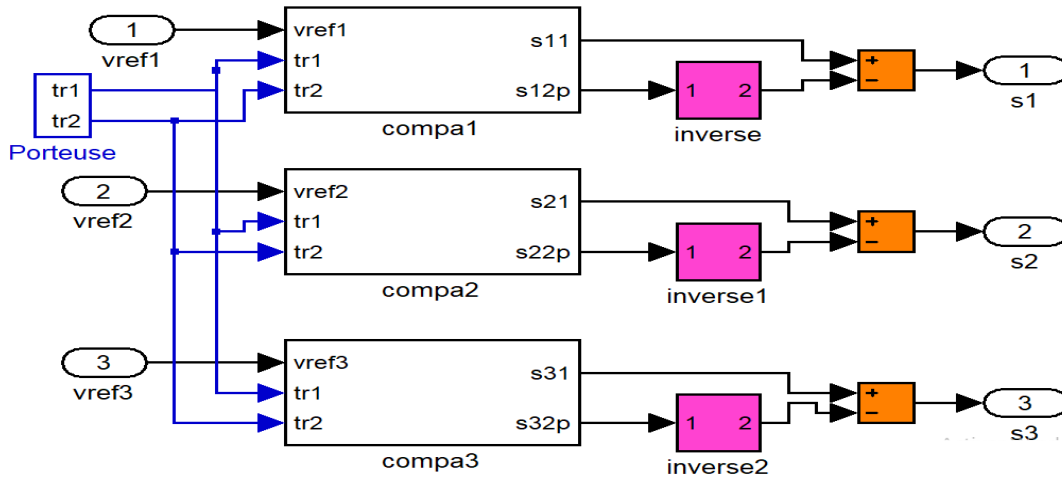


Figure V.21 : Commande MLI à double porteuses d'un convertisseur statique à trois niveaux à structure NPC.

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur statique de tensions à trois niveaux, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence f_p et la même amplitude U_p . Ils sont ensuite comparés au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence f_r . Chaque comparaison donne 1, si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Ainsi, les signaux de commande des interrupteurs du premier bras : (T_{12} , T_{13}) et (T_{11} , T_{14}), du deuxième bras : (T_{22} , T_{23}) et (T_{21} , T_{24}), et du troisième bras : (T_{32} , T_{33}) et (T_{31} , T_{34}) sont complémentaires.

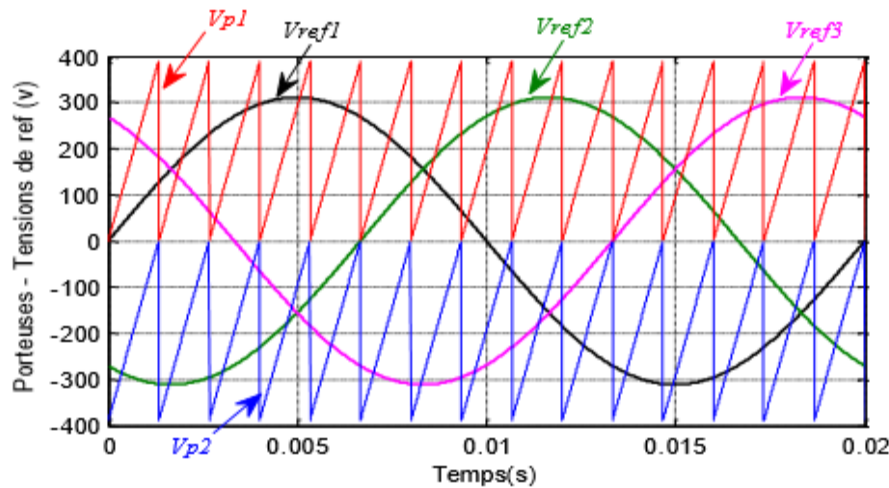


Figure V.22: Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires.

V.7.5 Simulation et interprétation des résultats

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant les performances de la commande vectorielle avec des convertisseurs multi-niveaux de la GASDE. On s'est placé dans les mêmes conditions que le cas précédent avec des convertisseurs à 2-niveaux, à savoir : la période d'échantillonnage T_e , les gains des régulateurs des courants et de la vitesse et la tension d'entrée du convertisseur. Les résultats de simulation de la figure V.23, montrent les hautes performances de la stratégie FOC-3N proposée.

La figure V.23, montre que dans le cas de la FOC-3N, de bonnes performances du couple et du courant sont obtenus, avec moins d'oscillations et dépassement de consigne. La figure V.23-e montre que l'utilisation de l'onduleur à 3-niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant statorique, et dans le régime établi le courant devient purement sinusoïdal.

De même pour la puissance active (figure V.23-c) qui possède une allure lisse (moins des fluctuations) par rapport à la FOC-3N, donc les objectifs de cette commande (FOC-3N) sont achevés, à savoir la minimisation des fluctuations du couple et de courant ainsi que le taux de distorsion harmonique des courants générés par la GASDE, la figure V.24 montre l'analyse spectrale des courants de sortie de la machine.

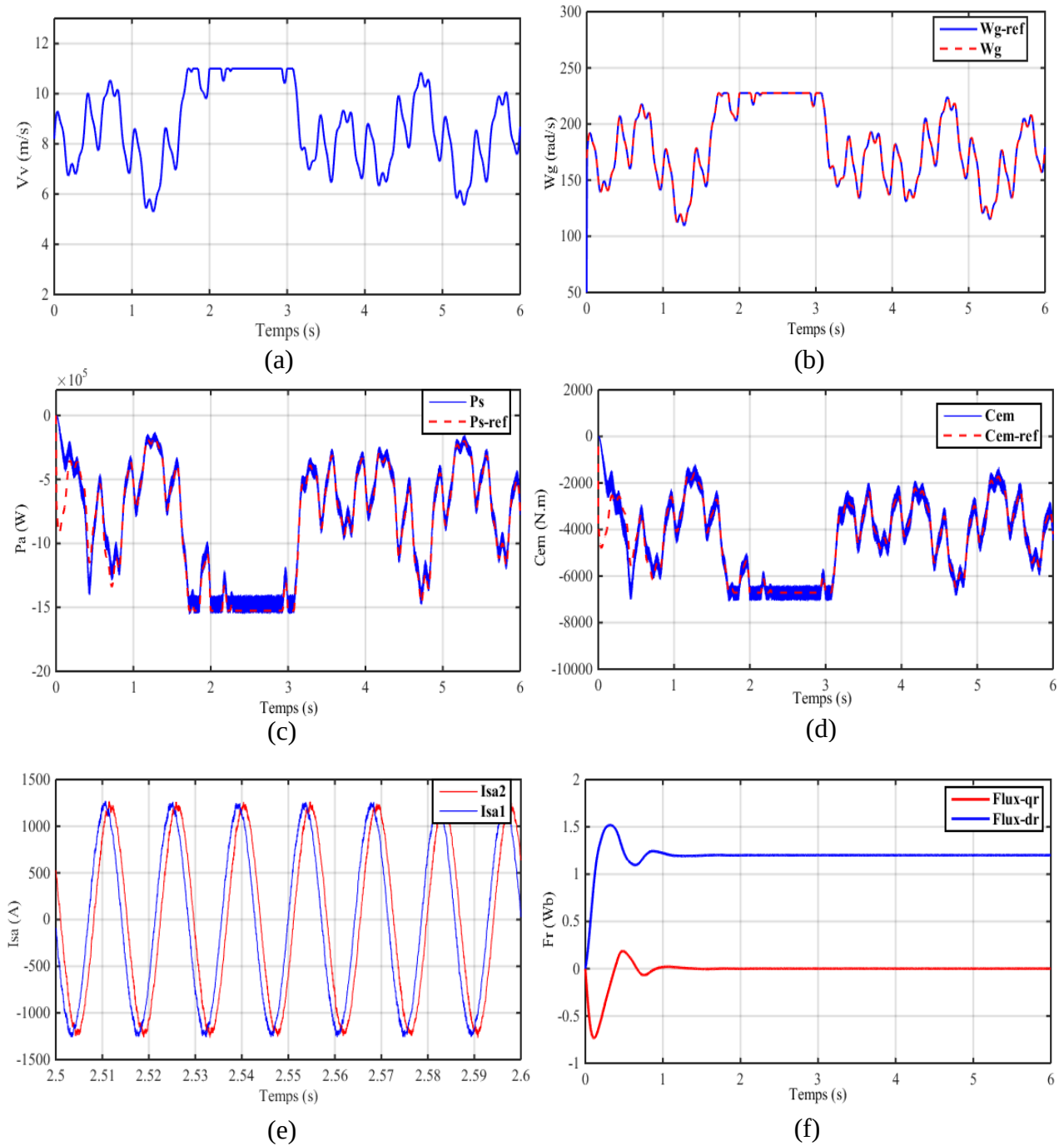


Figure V.23 Résultats de simulation de la commande vectorielle on utilisant des convertisseurs à 3 niveaux: (a) vitesse du vent (b) vitesse du générateur (c) puissance active (d) couple électromagnétique (e) courant statorique de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (f) flux rotorique

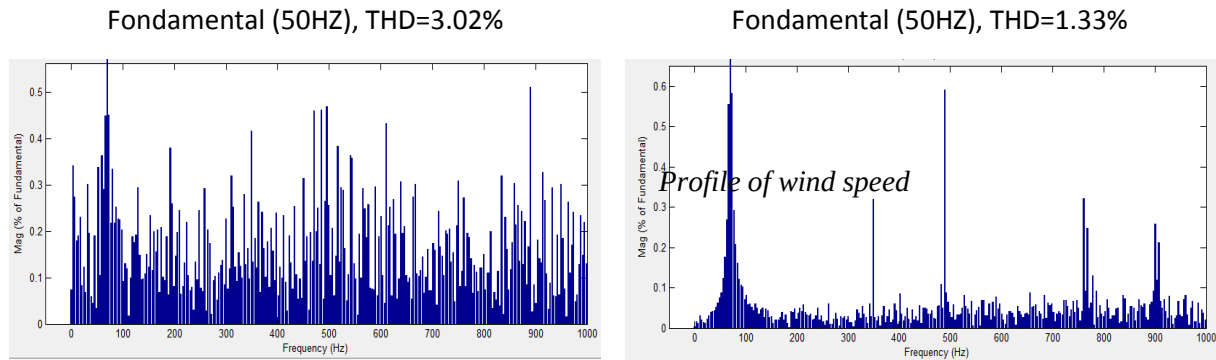


Figure V.24 Analyse harmonique des spectres des courants : (a) avec convertisseurs 2-niveaux, (b) avec convertisseurs 3-niveaux.

A partir des résultats de la figure V.24, on peut remarquer que le taux harmonique des courants est considérablement réduit par rapport à la FOC-2N. Alors, l'utilisation des onduleurs multi-niveaux en générale permet d'améliorer certaines performances du FOC classique, tels que les ondulations du couple et de flux.

V.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la synthèse d'un système de contrôle d'un WECS connecté au réseau basé sur la machine asynchrone double étoile. Un schéma de contrôle NMPPT-NFOC a été proposée pour le contrôle du convertisseur côté machine afin d'obtenir un bon suivi des valeurs de référence. Le contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu a été accompli par des régulateurs PI.

Le schéma de contrôle proposé permet : (i) d'éviter la sensibilité des contrôleurs PI conventionnels utilisée à l'algorithme MPPT-FOC contre les variations paramétriques et les variations rapide de vitesse du vent. (ii) d'améliorer la qualité d'énergie généré vers le réseau par la diminution des fluctuations des courants et du couple.

Les résultats de simulation montrent que, contrairement au contrôle classique, la méthode proposée a un suivi lisse et étroit des valeurs de référence avec une insensibilité aux variations de paramètre, ce qui confirme que la méthode considérée est une solution efficace pour la GASDE.

Les travaux futurs se concentreront sur l'application de la commande RNA proposée au convertisseur côté réseau, puisque la stabilité de la commande face aux variations des paramètres du filtre et aux conditions normales et anormales du réseau est l'un des intérêts de recherche de l'auteur.

Conclusion générale

L'augmentation des niveaux de la fiabilité et la disponibilité de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur d'une part, et en fonctionnement génératrice intégrée dans un système éolien de l'autre part, est l'objectif principal de cette thèse. Une investigation détaillée de la performance de contrôle de la MASDE dans des conditions saines et défectueuses a été réalisée. Les critères de performances utilisés sont généralement : la robustesse, la rapidité, la précision, le dépassement, la poursuite, la facilité de mise en œuvre de la méthode et le temps de calcul.

Pour atteindre ces objectifs, le premier chapitre a été consacré à la classification des systèmes des machines multiphasées selon les stratégies de control, diagnostique des défauts des semi-conducteurs et les systèmes éoliens basés sur ce type de machine. Pour cela, un état de l'art global avec les inconvénients et les avantages de ces systèmes, ont été présentés.

Le deuxième chapitre est subdivisé en deux parties: dans la première partie on a présenté la modélisation de la MASDE et des convertisseurs statiques triphasés. Après une description de la machine, nous avons donné premièrement son modèle triphasé, et deuxièmement son modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Ensuite, nous avons présenté sa commande vectorielle basée sur des régulateurs PI conventionnelle d'une fois et à base des régulateurs neuronaux l'autre fois. L'application de la régulation PI et la régulation RNA n'apporte pas de grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. Cependant, le RNA est insensible aux variations de la résistance rotorique, contrairement aux régulateurs PI classiques.

Dans le but d'améliorer les performances de la MASDE en fonctionnement sain, deux nouveaux algorithmes de contrôle ont été présentés dans le troisième chapitre, tel que la commande prédictive classique et la commande prédictive optimisée par RNN. Toutes ces stratégies ont été étudiées et analysées d'une manière plus détaillée. Pour vérifier les approches théoriques, plusieurs résultats de simulation ont été présentés. Les résultats de simulation montrent que les deux algorithmes de contrôle ont une excellente performance dynamique. Cependant, contrairement au MB-PCC qui est susceptible de souffrir des variations de paramètres, le RNN-PCC proposé n'est pas affecté par les paramètres du moteur et peut atteindre une meilleure performance en régime permanent. Les résultats présentés

permettent de conclure que le RNN-PCC proposé est une très bonne alternative au MB-PCC conventionnel.

Afin de développer un système de contrôle tout en assurant la continuité de service sous l'existence des défauts, l'analyse des performances de la MASDE sous les défauts est très importante pour le développement correct des algorithmes de diagnostic des défauts. Au quatrième chapitre, Plusieurs simulations et résultats expérimentaux ont été obtenus pour un défaut circuit-ouvert IGBT dans les convertisseurs de puissance alimentant la MASDE. Les résultats obtenus montrent que lors de l'occurrence d'une défaillance IGBT dans le convertisseur, le courant dans la phase en défaut de la machine reste nul pendant une demi-période de temps. D'autre part, un défaut double IGBT dans le même bras du convertisseur provoque l'annulation complète du courant dans la phase défaillante. Par conséquent, un nouvel algorithme a été développé dans ce travail permet de diagnostiquer 54 défauts de circuit ouvert, y compris plusieurs interrupteurs ouverts et plusieurs phases ouvertes adjacentes et non adjacentes. Simultanément, la méthode montre une immunité inhérente contre les transitoires forts dans des conditions de fonctionnement saines. La méthode de diagnostic proposée ne nécessite que les informations disponibles à partir de l'algorithme de la commande principale de la MASDE, évitant donc l'utilisation des capteurs supplémentaires, et par conséquent la complexité du système et l'augmentation des coûts du diagnostic.

Le dernier chapitre a eu comme objectif l'intégration de la MASDE dans un système éolien. Pour cela, la description, la modélisation et la commande de la chaîne de conversion du système éolien, constitué de la MASDE fonctionnant en génératrice et pilotée par les deux étoiles statiques à base de convertisseurs statiques contrôlés par MLI et reliés au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur, la modélisation et le contrôle de la liaison au réseau, les performances de ce système ont été présentées et commentées après visualisation et illustration des résultats de simulation. En termes de résultats obtenus, on confirme que les performances de la commande vectorielle à base des régulateurs neuronaux de la GASDE intégrée dans un système éolien relié au réseau ont donné satisfaction.

D'après les résultats obtenus et des observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisations pratiques intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter la machine sont envisageables :

- Développement des algorithmes de contrôle tolérant aux pannes pour la MASDE;
- Diagnostic des défauts de semi-conducteurs pour les convertisseurs multi-niveaux.
- Contribution à l'optimisation de la commande prédictive des convertisseurs statiques pour les machines multiphasées;
- Application d'autres techniques de l'intelligence artificielle, telles que :
la logique floue, les algorithmes génétiques avec la commande prédictive;
- Développement d'un algorithme de commande prédictive assurant un fonctionnement avec une fréquence de commutation fixe;

Annexe « A »

A.1 Performance du contrôle :

Pour une comparaison équitable, les algorithmes de contrôles proposés dans ce travail ont été réglés de manière à obtenir les meilleures performances possibles, et ils sont testés dans les mêmes conditions. Afin de mieux évaluer les performances des différents types de contrôle, la distorsion harmonique totale (Total Harmonic Distortion THD) est utilisée pour quantifier la distorsion des courants électriques, selon les normes IEEE. Le THD équivalente des 6 phases peut être exprimée comme :

$$THD = \sqrt{\frac{THD_{a1}^2 + THD_{b1}^2 + THD_{c1}^2 + THD_{a2}^2 + THD_{b2}^2 + THD_{c2}^2}{3}} \times 100\% \quad (A.1)$$

De même, le facteur d'oscillation totale de la forme d'onde (Total Waveform Oscillation TWO) est utilisé pour quantifier l'ondulation d'une quantité donnée. L'expression de TWO est définie comme :

$$TWO = \frac{\sqrt{Y_{eRMS}^2 - Y_{eDC}^2}}{|Y_{eDC}|} \times 100\% \quad (A.2)$$

Où Y_{eRMS} et Y_{eDC} désignent les valeurs RMS et moyennes d'une quantité donnée.

A.2 Paramètres requis et efforts de réglage:

En comparaison avec les algorithmes de contrôle conventionnel (basée sur modèle), qui nécessite des paramètres de la MASDE précis qui varient avec le point de fonctionnement, le RNN-PCC proposé nécessite que certains paramètres constants qui permettent d'obtenir les meilleures performances possibles, indépendamment des conditions de fonctionnement de la machine.

Après la présentation et la simulation de la commande vectorielle et la commande prédictive du moteur asynchrone double étoile, nous les comparons en détail dans le tableau suivant :

Performance	Conditions normales			
	FOC-PI	FOC-RNA	MB-PCC	RNN-PCC
THD (I_s)	2.3	2.2	1.6	1.8
TWO (I_{sq1})	3.2	3	2.1	2.4
Rapidité	Moyen	Moyen	Rapide	Rapide
Paramètres requis	R_s, R_r, L_s, L_r $L_m \dots$ et ainsi de suite	$R_s, R_r, L_s,$ $L_r L_m \dots$ et ainsi de suite	$R_s, R_r, L_s,$ $L_r L_m \dots$ et ainsi de suite	Nulle
Paramètres à régler	$K_p(I_d), K_i$ $(I_d), K_p(I_q),$ $K_i(I_q),$ $r(MLI),$ $m(MLI),$	$K_p(I_d), K_i$ $(I_d), K_p(I_q),$ $K_i(I_q),$ $r(MLI),$ $m(MLI),$ $Ni(RNA)$	Nulle	Q_i, R_i, ϖ_d and ϖ_q
Préformation	No	Yes	No	No
Robustesse	Mauvaise	Bien	Mauvaise	Excellente
Temps de calcul	Faible	Elevé	Acceptable	Elevé

Tableau A.1 : Comparaison globale entre les algorithmes de contrôles proposés.

- **THD** : Distorsion harmonique totale ;
- **TWO** : Oscillation totale de la forme d'onde ;
- **Rapidité** : Le temps de réponse de système ;
- **Paramètres requis** : Paramètres de la machine (Par exemple : $L_s, R_s, L_m \dots$ et ainsi de suite);
- **Paramètres à régler** : Paramètres à tenter pour l'algorithme de contrôle (Par exemple : $K_p, K_i, \varpi_d \dots$ et ainsi de suite) ;
- **Préformation**: Formation aux données hors ligne (avant l'implémentation de l'algorithme) ;
- **Robustesse** : Garantie de performances de la machine face aux variations paramétrique ;
- **Temps de calcul** : Le temps demander pour exécuter l'algorithme ;

Annexe « B »

► B.1 Synthèse du régulateur PI de courant :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La figure (1) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (\text{B.1})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

$$C(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (\text{B.2})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (1).

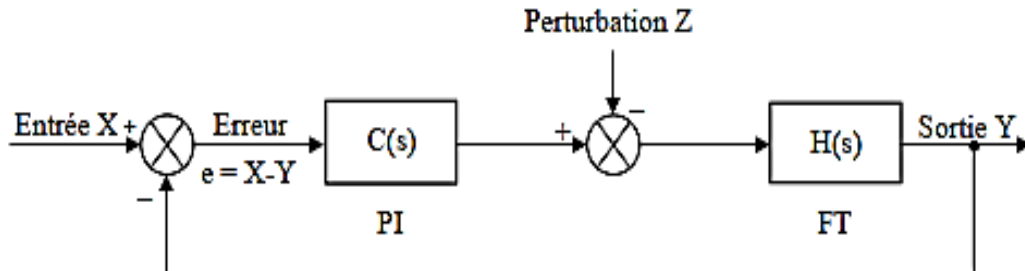


Figure 1 La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(s) = H(s) \cdot C(s) = \frac{Kp \cdot s + Ki}{a \cdot s^2 + b \cdot s} \quad (\text{B.3})$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{Kp \cdot s + Ki}{a \cdot s^2 + (b + Kp) \cdot s + Ki} \quad (\text{B.4})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (B.5)$$

Il suffit d'identifier (3) à (4) comme suit :

$$\frac{Kp.s + Ki}{a.s^2 + (b + Kp)s + Ki} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (B.6)$$

Ce qui donne :

$$Kp.\tau.s^2 + (Ki.\tau + Kp)s + Ki = a.s^2 + (b + Kp)s + Ki \quad (B.7)$$

D'où :

$$\begin{cases} Kp = \frac{a}{\tau} \\ Ki = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (B.8)$$

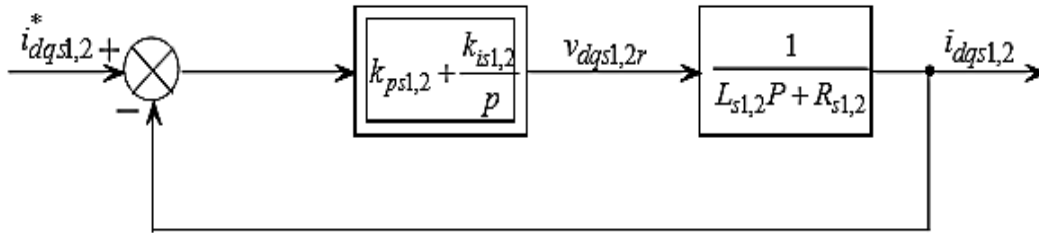


Figure 2 Le Schéma de régulation des courants.

Avec :

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \end{cases} \quad (B.9)$$

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{cases} \quad (B.10)$$

On prend $\tau = \frac{\tau_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

► B.2 Synthèse du régulateur PI de de vitesse:

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure 3 :

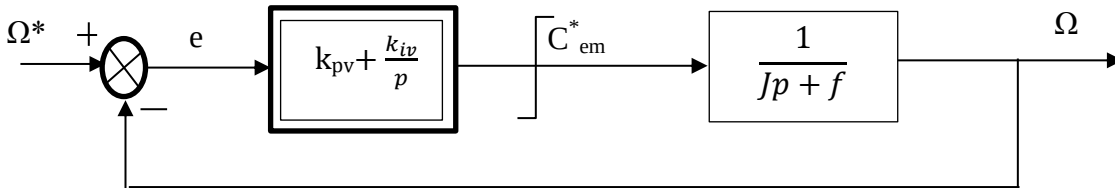


Figure 3 Boucle de régulation de vitesse.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (B.11)$$

Et on prend :

$$\tau = \tau_r \quad (B.12)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par :

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{Si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} & \text{Si } |C_{em}^*| > C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (B.13)$$

Le couple maximal adopté est $C_{em}^{\max} = 6500 N.m$

► B.2 Synthèse du régulateur PI pour le contrôle MPPT :

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler la vitesse de rotation par un régulateur PI. Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique, la structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure B.1.

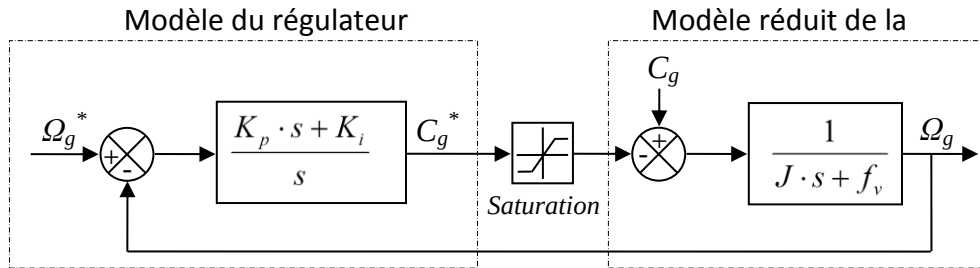


Figure B.1: Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

Nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme mathématique suivante :

$$\Omega_g = F(s) \cdot \Omega_g^* + G(s) \cdot C_g \quad (B.14)$$

Où $F(s)$ est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (\text{B.15})$$

Et $G(s)$ est la fonction de la perturbation :

$$G(s) = \frac{s}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (\text{B.16})$$

Pour baisser l'effet de la perturbation (C_g), nous avons intérêt à choisir une valeur élevée pour le gain $K_{p\Omega}$. L'autre gain est choisi de manière à avoir une fonction de transfert du 2^{ème} ordre, ayant une pulsation naturelle et un coefficient d'amortissement, déterminés comme suit :

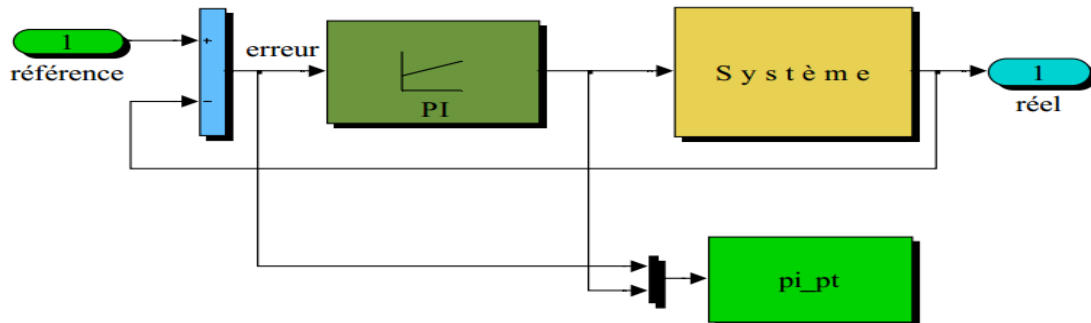
$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{J}} \\ \xi = \frac{f_v + K_p}{J \cdot 2\omega_n} \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

Donc, pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2 \cdot J \\ K_p = 2\xi J\omega_n - f_v \end{cases} \quad (\text{B.18})$$

Annexe « C »

► C.1- Apprendre le comportement de PI



Algorithme d'apprentissage

```

clear all;clc
close all
% Apprentissage du régulateur PI.
load pi_pt; np=length(P); P=PT(2,1:np)'; T=PT(3,1:np)';
% Le vecteur d'entrée.
P=P';
% Le vecteur cible.
T=T';
% Le minimum et le maximum du vecteur d'entrée.
PR=[min(P) max(P)];
% Architecture du réseau de neurone (structure 1-5-1).
net=newff(PR,[1 5 1],{'logsig' 'tansig' 'purelin'});
% Nombre d'itérations maximales.
net.trainParam.epochs=1000;
% Taux d'apprentissage
net.trainParam.lr=0.01;
% L'erreur souhaitée.
net.trainParam.goal=1e-10;
% Début d'apprentissage.
net=train(net,P,T);
% Construire le réseau de neurone.
gensim(net)

```

► *C.2-a Les valeurs des poids et des biais pour les régulateurs RNA de la MASDE*

Poids	Valeur	Bias	Valeur
Régulateurs du courant Id			
W1	[-2.39e+04]	b1	[1.54e+04]
W2	[7.4e+03;-9.2e+02;8.4e+03]	b2	[-6.3e+02;-1.61e+02; -1.08e+03]
W3	[2.5e+03,-6.9e+03, 2.3e+03]	b3	[6.53e+03]
Régulateurs du courant Iq			
W1	[-76.25]	b1	[-18.86]
W2	[-2.2e+02;1.9e+03;-2.1e+03]	b2	[65.22;-1.44e+03;2.8e+02]
W3	[-1.1e+03, 3.9e+03,2.4e+03]	b3	[2.17e+03]

► *C.2-a Les valeurs des poids et des biais pour les régulateurs RNA de la GASDE*

Poids	Valeur	Bias	Valeur
Régulateur MPPT			
W1	[6.9e+04]	b1	[-3.32e+04]
W2	[1.1e+05; 7.5e+04;-1.2e+05]	b2	[-3.32e+04]
W3	[3.6e+06, 3.6e+06, -1.8e+06]	b3	[1.8e+06]
Régulateurs du courant Id			
W1	[-5.58e-05]	b1	[-0.67]
W2	[-1.6e+02; 2.1e+02; 1.7e+02]	b2	[53.3;-73.9;-56.9]
W3	[3.1e+03, -1.9e+03, -2.3e+03]	b3	[1.1e+03]
Régulateurs du courant Iq			
W1	[-29.19]	b1	[16.31]
W2	[2.8e+02; -1.9e+02; 67.4]	b2	[-61.6;35.3;1.1e2]
W3	[-8 e+02, 1.5e+02, 2e+06]	b3	[-1.9e+06]

Annexe « D »

► D.1 - Paramètres de la machine asynchrone à double étoile :

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale P_n	4.5 KW
Courant nominal I_n	6.5 A
Tension nominale V_n	220/380 V
Fréquence nominale f_n	50 Hz
Résistances statorique R_{s1}, R_{s2}	3.72 Ω
Résistance rotorique R_r	2.12 Ω
Inductance statorique L_{s1}, L_{s2}	0.022 H
Inductance rotorique L_r	0.006 H
Inductance mutuelle L_m	0.3672 H
Coefficient de frottement f_v	0,001 Nm s/rd
Tension du bus continu U_{DC}	1200V
Moment d'inertie J	0.0625 kg.m ²
Nombre de paires de pôles p	1

► D.2 - Paramètres de la turbine éolienne :

Nombre des pales	3
Rayon du rotor R	35.25m
Gain du multiplicateur de vitesse G	90
Moment d'inertie total J	1000 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux f_v	0.0024N.m.s ⁻¹
Vitesse du vent de démarrage v_d	4m/s
Vitesse du vent d'arrêt v_m	25m/s

► D.3 - Paramètres de la génératrice asynchrone à double étoile :

Puissance nominale P_n	1.5 MW
Tension statorique V_s	398/690 V
Fréquence f	50 Hz
Résistances statorique R_{s1}, R_{s2}	0.008 Ω
Résistance rotorique R_r	0.007 Ω
Inductances statorique L_{s1}, L_{s2}	0.134 mH
Inductance rotorique L_r	0.000067 H
Inductance mutuelle L_m	0.00045 H
Tension du bus continu U_{DC}	1131 V
Inertie totale J	10 kg.m ²
Coefficient de frottement f_v	2,5 Nm s/rd
Nombre de paires de pôles p	2

Bibliographie :

Références de l'introduction générale :

- [1] KIYYOUR Brahim, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2020.
- [2] BENAKCHA Meryem, "Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile 'GASDE'", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2019.
- [3] JLASSI Imed, "Etude et Analyse d'un Système Eolien basé sur une Génératrice Synchrone à Aimant Permanent en vue de sa Continuité de Service", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2016.
- [4] Khoudmi Houari, "Commande neuronale prédictive d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique", Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2015.
- [5] MEDDOURENE Azouz, "Etude et commande de la machine asynchrone double stator en régime normal et dégradé", Mémoire de Magister, Université Abderrahmane Mira, Bejaia, 2009.
- [6] KHETTACHE Laid, "Contribution à l'Amélioration des Performances Des Systèmes Eoliens", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2019.

Références du chapitre 1 :

- [01] R. Sadouni, « Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à MLI piloté par DPC », Thèse de doctorat, Université de Sidi Bel-Abbes, 2017.
- [02] E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [03] G. Filliau, A. Alain Bondu, L. Mazodier, « Le navire tout électrique-propulsion et production d'énergie », traité « les techniques des ingénieurs », ref. D5610, 2000.
- [04] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multi machine pour la commande des ensemble convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de Doctorat, Université des Science et Techniques de Lille, 2003.

- [05] E.E. Ward, H. Harer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor", PRC, IEE, 116, (6), pp.980-984, 1969.
- [06] T.M. Jahns, « Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA16, pp 321- 331, 1980.
- [07] F. Locment, E. Semail and F. Piriou, "Design and study of a Multi-phase Axial-flux machine", IEEE transaction on Magnetics, vol 42, no, 4, pp.1427-1430, 2006.
- [08] Lipo, T.A., 1980. A d-q model for six phase induction machines. In *Int. Conf. on Electrical Machines ICEM*. Athens, Greece, pp. 860–867.
- [09] Zhao, Y. and Lipo, T.A., 1995. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 31(5), pp.1100–1109.
- [10] Singh, G.K., Nam, K. and Lim, S.K., 2005. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 52(4), pp.1177–1184.
- [11] Jung, E., Yoo, H., Sul, S.-K., Choi, H.-S., Choi, Y.-Y., 2012. A nine-phase permanentmagnet motor drive system for an ultrahigh-speed elevator. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 48(3), pp.987–995.
- [12] Levi, E., Bojoi, R., Profumo, F., Toliyat, H.A., Williamson, S., 2007a. Multiphase induction motor drives – a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 1(4), pp.489–516.
- [13] Hadiouche, D., Baghli, L. and Rezzoug, A., 2006. Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 42(4), pp.1112–1122.
- [14] Dujic, D., Grandi, G., Jones, M., Levi, E., 2008. A space vector PWM scheme for multifrequency output voltage generation with multiphase voltage-source inverters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 55(5), pp.1943–1955.
- [15] Bojoi, R., Profumo, F. and Tenconi, A., 2003c. Digital synchronous frame current regulation for dual three-phase induction motor drives. In *IEEE Conf. on Power Electronics Specialist PESC*. Acapulco, Mexico: Ieee, pp. 1475–1480.
- [16] Bojoi, R., 2002. *Analysis, design and implementation of a dual three-phase vector controlled induction motor drive*. Ph.D dissertation, Politecnico Di Torino, Italy.

- [17] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drive", Prentice Hall. 1986
- [18] P. Vas, "Vector Control of AC Machines", New York, Oxford Science Publications. 1990.
- [19] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", SPRINGER, 2nd Edition, 1996.
- [20] F. Blaschke, "The principle of field oriented as applied to the new Tran vector closed-loop control system for rotating machine", Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [21] K. Hasse, "On the dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine", Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1979.
- [22] J.P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Volume 7, Editions TECHNIP, France, 1995.
- [23] C. Canudas de Wit, "Commande des moteurs asynchrones", Volume I et II, Série Systèmes automatisés, HERMES, 2000.
- [24] R. D. Lorenz, D. W. Novotny, "A control systems perspective of field oriented control for AC serve drives", Proceeding of Control Expo 88, pp. 18.1-18.12, June 1988.
- [25] R. De Doncker and D. W. Novotny, "The universal field oriented controller", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30. No.1, pp. 92-100, January/February 1994.
- [26] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 2, pp. 208- 221, 1993.
- [27] R. Ortega, G. Espinoza, "Torque regulation of induction motor", Automatica (Journal of IFAC), Vol. 29 , Issue 3, pp.621-633, May 1993.
- [28] R. Ortega, et. al, "On speed control of induction motor", Automatica, vol. 32, No. 3, pp.455- 460, 1996.
- [29] Utkin, V. I, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 40, Issue 1, pp.23-36, February 1993.
- [30] G. Bartolini, E. Punta, T. Zolezzi, "Approximability Properties for Second-Order Sliding Mode Control Systems", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 52, Issue 10, pp. 1813 –1825, October 2007.
- [31] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: advances and trends", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 64, No.2, pp. 935-947, 2017.

- [32] I. Jlassi and A. J. Marques Cardoso, "Enhanced and computationally efficient model predictive flux and power control of PMSG drives for wind turbine applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 8, pp. 6574-6583, Aug. 2021
- [33] C. Lin, T. Liu, J. Yu, L. Fu, and C. Hsiao, "Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 667-681, Feb. 2014.
- [34] I. S. Mohamed, S. Rovetta, T. D. Do, T. Dragicević and A. A. Z. Diab, "A neural-network-based model predictive control of three-phase inverter with an output LC filter", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 124737-124749, 2019.
- [35] M. T. Wishart and R. G. Harley, "Identification and control of induction machines using artificial neural networks", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, 1995.
- [36] M. P. Akter, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi, "Modified model predictive control of a bidirectional AC-DC converter based on lyapunov function for energy storage systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 704-715, 2016.
- [37] H. Mesai-ahmed, A. Bentaallah, A.J.M. Cardoso, Y. Djeriri and I. Jlassi , "Robust neural control of the dual star induction generator used in a grid-connected wind energy conversion system," *Mathematical Modelling of Engineering Problems*, Vol. 8, No. 3, pp. 323-332, 2021.
- [38] S. Saadatmand, P. Shamsi and M. Ferdowsi, "Power and Frequency Regulation of Synchronverters Using a Model Free Neural Network-Based Predictive Controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 5, pp. 3662-3671, May 2021.
- [39] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on power electronics for wind turbine systems", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.1, no. 3, pp.139-152, November 2013.
- [40] J. Aguayo, A. Claudio, LG. Vela, S. Gentile, "A survey of fault diagnosis method for induction motors drives under inverter fault conditions", 1st IEEE international conference on electrical and electronics engineering, 2004.
- [41] S. Shao, P. W. Wheeler, J. C. Clare and A. J. Watson, "Fault Detection for Modular Multilevel Converters Based on Sliding Mode Observer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 4867-4872, Nov. 2013,
- [42] N. M. A. Freire, J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "A voltage-based approach without extra hardware for open-circuit fault diagnosis in closed-loop PWM AC regenerative drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.61, no.9, pp.4960-4970, Mar. 2014.

- [43] B. Li, S. Shi, B. Wang, G. Wang, W. Wang and D. Xu, "Fault diagnosis and tolerant control of single IGBT open-circuit failure in modular multilevel converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3165-3176, 2016.
- [44] D. Espinoza-Trejo, E. Bárcenas, L. Lugo-Cordero, D. Campos-Delgado, J. Hernández-Díez and G. Bossio, "Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in field-oriented control induction motor drives", *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 5, pp. 869-877, 2013.
- [45] I. Jlassi, J. Estima, S. Khojet El Khil, N. MrabetBellaaj and A. Marques Cardoso, "Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of PMSG drives for wind turbine systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2689-2702, 2015.
- [46] M. A. Rodriguez-Blanco, A. Vazquez Perez, L. Hernandez-Gonzalez, V. Golikov, J. Aguayo-Alquicira, and M. May-Alarcon, "Fault detection for IGBT using adaptive thresholds during the turn-on transient," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1975–1983, Mar. 2015.
- [47] I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. El Khil, N. M. Bellaaj and A. J. M. Cardoso, "A robust observer-based method for IGBTs and current sensors fault diagnosis in voltage-source inverters of PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 3, pp. 2894-2905, 2017.
- [48] B. Lu and S. K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, Sep./Oct. 2009.
- [49] D. Zhou, S. Yang and Y. Tang, "A voltage-based open-circuit fault detection and isolation approach for modular multilevel converters with model-predictive control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9866-9874, 2018.
- [50] C. Shu, C. Ya-Ting, Y. Tian-Jian and W. Xun, "A novel diagnostic technique for open-circuited faults of inverters based on output line-to-line voltage model", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4412-4421, 2016.
- [51] X. Guo, S. Sui, B. Wang and W. Zhang, "A current-based approach for short-circuit fault diagnosis in closed-loop current source inverter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 9, pp. 7941-7950, 2020.
- [52] A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso and E. S. Saraiva, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by park's vector approach", in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, Conf. Publ. 456, Sep. 1998, pp. 538–543.

- [53] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, "Fault detection and diagnosis in an induction machine drive: a pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 512–519, Sep. 2005.
- [54] D. U. Campos-Delgado, J. A. Pecina-Sanchez, D. R. Espinoza-Trejo, and E. R. Arce-Santana, "Diagnosis of open-switch faults in variable speed drives by stator current analysis and pattern recognition," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 6, pp. 509–522, 2013.
- [55] Heinrich T. Eickhoff, Roland Seebacher, Annette Muetze, and Elias G. Strangas, "Enhanced and fast detection of open-switch faults in inverters for electric drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 6, Dec. 2017.
- [56] N. M. A. Freire, J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3957-3967, Sep. 2013.
- [57] I. Jlassi and A. J. M. Cardoso, "A single method for multiple IGBTs, current-and speed-sensor faults diagnosis in regenerative PMSM drives," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 2583-2599, Sept. 2020.
- [58] F. Wu and J. Zhao, "Current similarity analysis based open-circuit fault diagnosis for two-level three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3935–3945, Jul. 2016.
- [59] J. Estima and A. Marques Cardoso, "A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-source inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 6, pp. 2487-2494, 2011.
- [60] H. Zhao and L. Cheng, "Open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of DF wind turbine", *IET Ren. Power Gener.*, vol. 11, no. 4, pp. 417-424, 2017.
- [61] S. Khojet El Khil, I. Jlassi, A. Marques Cardoso, J. Estima and N. Mrabet-Bellaaj, "Diagnosis of open-switch and current sensor faults in PMSM drives through stator current analysis", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 6, pp. 5925-5937, 2019.
- [62] J. Zhangetal, "High-performance fault diagnosis in PWM voltage-source inverters for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6087–6099, Nov. 2014.
- [63] J. Estima and A. Marques Cardoso, "A new algorithm for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3496-3505, 2013.

- [62] B. Gmati, I. Jlassi, S. Khojet El Khil, and A. J. Marques Cardoso, "Open-switch fault diagnosis in voltage source inverters of PMSM drives using predictive current errors and fuzzy logic approach," *IET Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1059–1072, 2021.
- [63] Z. Jian-Jian, C. Yong, C. Zhang-Yong and Z. Anjian, "Open-switch fault diagnosis method in voltage-source inverters based on phase currents", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63619-63625, 2019.
- [64] T. Shi, Y. He, T. Wang, J. Tong, B. Li and F. Deng, "An improved open-switch fault diagnosis technique of a PWM voltage source rectifier based on current distortion", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 12212-12225, 2019.
- [65] K. Li, S. Cheng, T. Yu, X. Wu, C. Xiang and A. Bilal, "An on-line multiple open-circuit fault diagnostic technique for railway vehicle air-conditioning inverters", *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 69, no. 7, pp. 7026-7039, 2020.
- [66] F. Wu and J. Zhao, "A real-time multiple open-circuit fault diagnosis method in voltage-source-inverter fed vector controlled drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1425-1437, Feb. 2016.
- [67] A. Arafat, S. Choi, and J. Baek, "Open-phase fault detection of a five phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on symmetrical components theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6465–6474, Aug. 2017.
- [68] M. Trabelsi, E. Semail and N. Nguyen, "Experimental investigation of inverter open-circuit fault diagnosis for biharmonic five-phase permanent magnet drive", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 339-351, 2018.
- [69] M. Trabelsi, N. K. Nguyen, and E. Semail, "Real-time switches fault diagnosis based on typical operating characteristics of five-phase permanent magnetic synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4683–4694, Aug. 2016.
- [70] M. Salehifar, M. Moreno-Eguilaz, L. Romeral, R. SalehiArashloo and V. Sala, "Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 76-87, 2015.
- [71] X. Wang, Z. Wang, Z. Xu, M. Cheng, W. Wang and Y. Hu, "Comprehensive diagnosis and tolerance strategies for electrical faults and sensor faults in dual three-phase PMSM drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 7, pp. 6669-6684, 2019.

- [72] H. Guo, S. Guo, J. Xu and X. Tian, "Power switch open-circuit fault diagnosis of six-phase FTPMSM system under normal and fault-tolerant operation conditions using the average current park's vector approach", *IEEE Trans. Power Electron.*, Early access 2020.
- [73] X. Wang, Z. Wang, Z. Xu, J. He and W. Zhao, "Diagnosis and tolerance of common electrical faults in t-type three-level inverters fed dual three-phase PMSM drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 1753-1769, 2020.
- [74] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, N. Rios-Garcia and F. Barrero, "A Simple, Fast, and Robust Open-Phase Fault Detection Technique for Six-Phase Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 547-557, Jan. 2018.
- [75] Ignacio G P, M J. Duran, Natalia R G, F Barrero, and Cristina M, "Open-switch fault detection in five-phase induction motor drives using model predictive control", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 4, , pp. 3045–3055, Apr. 2018.
- [76] H. AMIMEUR, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement," Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, Mai 2005.
- [77] Tarak GHENNAM, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat en Génie électrique, l'école centrale de Lille et l'école militaire polytechnique d'Alger 2011.
- [78] Duran, M.J., Kouro, S., Wu, B., Levi, E., Barrero, F., Alepuz, S., 2011. Six-phase PMSG wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter. In *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications EPE*. Birmingham, UK, p. CD-ROM.
- [79] Liserre, M., Cárdenas, R., Molinas, M., Rodríguez, J., 2011. Overview of multi-MW wind turbines and wind parks. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 58(4), pp.1081–1095.
- [80] Sun, X., Huang, D. and Wu, G., 2012. The current state of offshore wind energy technology development. *Energy*, 41(1), pp.298–312.
- [81] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., Kouro, S., 2011. *Power conversion and control of wind energy systems*, Hoboken, NJ: IEEE Press - John Wiley and Sons.
- [82] Merabtene.M, « Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et en mode dégradé », Doctoral dissertation, Université de Nantes, 2005.

[83] GK. Singh, Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone. Science direct, RenewableEnergyGeneration. IJRE, vol.33, pp.1605–21, 2008.

[84] H. Amimeur, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Magister en Electrotechnique Université El Hadj lakhdar de Batna, algerie, 2008.

Références du chapitre 2 :

[01] HADIOUCHE Djafar, « Contribution à L'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure » Thèse doctorale présenté pour l'obtention du grade de docteur de l'université henripoincaré , Nancy-1 en génie électrique ;2001.

[02] H. Hammache, *Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile: conception, alimentation et commande*, Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.

[03] E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2008.

[04] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Edition Ellipses, 2011

[05] BERRABAH Fouad, « Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone », Thèse De Doctorat, Université Badji Mokhtar – Annaba, 2016.

[06] CHEKKAL Samira, « Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à base de la Machine Asynchrone Double Etoile Connecté au Réseau Electrique », Mémoire De Magister, Université A. MIRA-BEJAIA, 2011.

[07] Hocine AMIMEUR, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Mémoire De Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2008.

[08] Z. Tir, Y. Soufi, M. Hashemnia, O. Malik and K. Marouani. (2016). Fuzzy logic field oriented control of double star induction motor drive", Electrical Engineering, vol. 99, no. 2, pp. 495-503.

- [09] BENAKCHA Meryem, « Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile GASDE », Thèse De Doctorat, Université Mohamed Boudiaf -M'sila, 2019.
- [10] S. CHEKKAL, D. AOUZELLAG, K. GHEDAMSI, H. AMIMEUR, « New Control Strategy of Wind Generator based on the Dual-Stator Induction Generator », in 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, IEEEIC'2011, pp. 268-271, 8-11 May 2011, Rome, Italy, IEEE, 978-1-4244-8781-3/11, 2011.
- [11] MERABET Elkheir, « Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat, Université Hadj LAKHDAR de Batna, 31/01/2013.
- [12] LAKHDARI Meftah, « Simulation Et Commande De La Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS-SETIF-1, 2014.
- [13] CHAIKHY Hamid, « Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones », Thèse de Doctorat, Université de HASSAN II, Casablanca, Maroc, Avril 2013.
- [14] G. CRELLET, G. CLERC, Actionneurs électriques, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [15] SADOUNI Radhwane, « Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine asynchrone à Double Etoile », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Sidi Bel Abbes, 2010.
- [16] B. MELIANI, "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel," Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2014.
- [17] E. BENYOUSSEF, "Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux," Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2015.
- [18] Y. DJERIRI, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle," Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Novembre 2015.
- [19] R. SADOUNI, "Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC," Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Octobre 2017.

- [20] Massoum, A., Meroufel, A., Djeriri, Y., "Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator". *Journal of electrical Engineering*, 14(2): 8-8, 2014
- [21] Mesai Ahmed, H., Djeriri, Y., Bentaallah, A. "Robust power control of DFIG using artificial neural networks for a wind energy conversion system based energy storage unit". 2nd International Symposium on Mechatronics & Renewable Energy ISMRE'2018 El-Oued, December, 2018.

Références du chapitre 3 :

- [1] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo and M.Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: advances and trends", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No.2, pp. 935-947, 2017.
- [2] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [3] I. Jlassi and A. J. Marques Cardoso, "Enhanced and computationally efficient model predictive flux and power control of PMSG drives for wind turbine applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 8, pp. 6574-6583, Aug. 2021.
- [4] I. Jlassi and A. J. Marques Cardoso, "Open-circuit fault-tolerant operation of permanent magnet synchronous generator drives for wind turbine systems using a computationally efficient model predictive current control", *IET Electr. Power Appl.* vol. 15, no. 7, pp. 837-846, Jul. 2021.
- [5] I. Jlassi and A. J. Marques Cardoso, "Lookup-table-based model predictive torque control without weighting factors for PMSM drives", *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 1165-1170.
- [6] B. Gmati, I. Jlassi, S. Khojet El Khil, and A. J. Marques Cardoso, "Open-switch fault diagnosis in voltage source inverters of PMSM drives using predictive current errors and fuzzy logic approach," *IET Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1059–1072, 2021.
- [7] E.Camacho, E. C.Borbons, C, "Model Predictive Control", Springer-Verlag, London, 1999.
- [8] Lammouchi Zakaria, "Contribution à la commande prédictive non linéaire dans l'espace d'état des actionneurs électriques," Thèse de doctorat de l'université L'arbi Ben M'hidi d'oum El bouaghi, Algeria, 2017.

- [9] Khoudmi Houari “ Commande neuronale prédictive d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique,” Thèse de doctorat de l’univeristé Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algeria, 2015.
- [10] Rodriguez J, Pontt J, Silva C, Salgado M, Rees S, Ammann, U, Lezana P, Huerta R, Cortes P “Predictive control of three phase inverter,” *Electronics Letters*. Vol 40. No 9. pp. 561-563. 2004.
- [11] Chikha Said, “ Contribution à l’optimisation de la commande prédictive des convertisseurs statiques intégrés dans les chaines de conversion d’énergie éolienne,” Thèse de doctorat de l’univeristé L’arbi, Ben M’hidi d’oum El bouaghi, Algeria, 2017.
- [12] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva and A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1323-1325, Feb. 2012.
- [13] A. Y. Alanis, E. N. Sanchez and A. G. Loukianov, “Discrete-time adaptive backstepping nonlinear control via high-order neural networks”, *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 18, no. 4, pp. 1185-1195, July 2007.
- [14] R. Ruiz-Cruz, E. Sanchez, A. Loukianov and J. Ruz-Hernandez, “Real-time neural inverse optimal control for a wind generator”, *IEEE Trans. Sustainable Energy*, vol. 10, no. 3, pp. 1172-1183, 2019.
- [15] S. Ge, J. Zhang and T. Lee, “Adaptive neural network control for a class of MIMO nonlinear systems with disturbances in discrete-time”, *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, vol. 34, no. 4, pp. 1630-1645, 2004.
- [16] L. Djilali, E. Sanchez and M. Belkheiri, “Real-time neural sliding mode field oriented control for a DFIG-based wind turbine under balanced and unbalanced grid conditions”, *IET Renew. Power Gener.*, vol. 13, no. 4, pp. 618-632, 2019.
- [17] E. Sanchez, A. Alanís and A. Loukianov, *Discrete-Time High Order Neural Control*, 1st ed. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2008.
- [18] H. Mesai-Ahmed, I. Jlassi, A. J. Marques Cardoso and A. Bentaallah, "Model-Free Predictive Current Control of Synchronous Reluctance Motors Based on a Recurrent Neural Network," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Early access, Oct 2021.

Références du chapitre 4 :

- [01] H. Mesai-Ahmed, I. Jlassi, A. J. Marques Cardoso and A. Bentaallah, " Multiple Open-Circuit Faults Diagnosis In Six-Phase Induction Motor Drives, Using Stator Current Analysis," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.37, Issue 6, pp : 7275-7285, Dec 2021.
- [02] R. Maamouri, “Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts Appliqués à un Système de Conversion Électromécanique à Basé d’une Machine Asynchrone Triphasée,” Thèse de doctorat. ENIM, Tunis, 1971
- [03] S. X. Ding, “Model-Based Fault Diagnosis Techniques - Design Schemes, Algorithms and Tools,” 2nd Edition. London: Springer- Verlag, 2013;
- [04] T. W. S. Chow and H. Z. Tan, “HOS-based non- parametric and parametric methodologies for machine fault detection,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 1051–1059, Oct 2000.
- [05] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu and G. A. Capolino, “Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: State of the art,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, Mar. 2015.
- [06] G. K. Singh, S. Al KazzazSa'ad, “Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine,” Electric Power Systems Research, 2004, vol. 68, no 2, p. 119–136.
- [07] M. S. Khanniche and M. R. Mamat-Ibrahim, “Wavelet fuzzy based algorithm for condition monitoring of voltage source inverter,” Electronics Letters, vol. 40, no. 4, pp. 267–268, 19 Feb. 2004.
- [08] H. Su and K. T. Chong, “Induction machine condition monitoring using neural network modeling,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 241–249, Feb. 2007.
- [09] R. Beard, “Failure Accomodation in Linear Systems Through Self Reorganization,” Thèse de doctorat, MIT, 1971
- [10] H. Jones, “Failure Detection in Linear Systems”.Thèse de doctorat, MIT, 1973.
- [11] R. Mangoubi, “Robust Estimation and Failure Detection,” Springer, 1998.

- [12] J. Chen and R. J. Patton, “Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems,” Kluwer Academic Publishers, 1999
- [13] O. Touhami and M. Fadel, “Faults diagnosis by parameter identification of the squirrel cage induction machine,” IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, 2007, pp. 821–825.
- [14] R. Isermann, “Fault diagnosis applications, model based condition monitoring: actuators, drives, machinery, plants, sensors, and fault tolerant systems,” Springer, Berlin, 2011
- [15] J. Kabziński, “Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters,” Springer, 2016
- [16] J. O’Reilly, “Observer for linear system,” Mathematics in Science and Engineering, Vol. 140, Academic Press, New York, 1983
- [17] L. Linlin, “Fault detection and fault-tolerant control for nonlinear systems,” Springer, 2016.
- [18] A. Yazidi, A. Pantea, F. Betin, S. Carriere, H. Henao and G. Capolino, "Six-phase induction machine model for simulation and control purposes," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 881-887.
- [19] S. Jung, J. Park, H. Kim, K. Cho and M. Youn, "An MRAS-Based Diagnosis of Open-Circuit Fault in PWM Voltage-Source Inverters for PM Synchronous Motor Drive Systems", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 5, pp. 2514-2526, May 2013.

Références du chapitre 5 :

- [01] H. Mesai-ahmed, A. Bentaallah, A.J.M. Cardoso, Y. Djeriri and I. Jlassi , “Robust neural control of the dual star induction generator used in a grid-connected wind energy conversion system,” Mathematical Modelling of Engineering Problems, Vol. 8, No. 3, pp. 323-332, 2021.
- [02] DJERIRI YUCEF « Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle» Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djilali liabes, sidi bel-abbès, november 2015.
- [03] MOUILAH KHEIRA « Commande d’une éolienne à machine asynchrone à double alimentation» Thèse de Doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes, sidi bel-abbès, 9/12/2015.

- [04] TARAK GHENNAM «Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation» Thèse de doctorat en Génie Electrique, Ecole militaire polytechnique d'Alger Ecole centrale de Lille, 29/09/2011.
- [05] DENDOUGA ABDELHAKIM «Contrôle des puissances active et Réactive de la machine à double alimentation (DFIM)» Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, 10/02/2010.
- [06] S. Chekkal, "Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à base de la Machine Asynchrone Double Etoile Connecté au Réseau Electrique", Mémoire de magister, Université de Béjaia, 2011.
- [07] H. Amimeur, "Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Alger, 2012.
- [08] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne Tension", Thèse de Doctorat, France: L2EP Ecole central de Lille, 2004.
- [09] TOUFOUTI Riad, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone » ; Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.
- [10] DEFAÏ François, « Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif » ; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2008.
- [11] ABAD Gonzalo, « Predictive direct control techniques of the doublyfed induction machine for windenergygeneration applications » ; Thèse de Doctorat, Université de Mondragon, Arrasate, Spain, 2008.
- [12] ABAD Gonzalo, LOPEZ Jésus, RODRIGUEZ Miguel. A, MARROYO Luis, LWANSKI Grzegorz, « Doubly fed induction machine : modeling and control for wind energy generation » ; Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. Published by John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [13] DJERIRI Youcef, MEROUFEL Abdelkader, B. BELABBES and MASSOUM Ahmed, « Three-level NPC voltage source converter based direct power control of the doubly fed induction generator at low constant switching frequency » ; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables- CDER, Algérie, Vol.16, No.1, pp.91103, 2013.

- [14] GHENNAM Tarak, « Supervision D'une Ferme Eolienne Pour Son Intégration Dans La Gestion D'un Réseau Electrique, Apports Des convertisseurs multi niveaux Au réglage Des Eoliennes à Base De Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse De Doctorat De l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger 2011.
- [15] MEYNARD Thierry. A, FADAL Maurice, N. AOUDA, « Modelling of multilevel converters » ; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.44, No.3, 1997.
- [16] BOUDANA Djamel, « Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux [ressource textuelle, sauf manuscrits] », Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.

تحكم عالي في الأداء للآلة الغير متزامنة ذات النجم المزدوج MADE عبر محولات متعددة المستويات

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تقديم حلول لتحسين الأداء وزيادة موثوقية التحكم في الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج. من أجل تحقيق هذا الهدف ، تم تطوير واقتراح استراتيجيات تحكم وخوارزميات تشخيصية جديدة لأعطال المحولات.

بعد تقديم أحدث ما توصلت إليه الأنظمة متعددة الأطوار ، ونمذجة آلة الحث ذات النجم المزدوج ومحولات الطاقة ، استخدمنا استراتيجيتين للتحكم مثل التحكم الشعاعي والتحكم التنبئي. بعد ذلك ، من أجل تحسين أداء هذه الاستراتيجيات ضد اختلافات معلمات الآلة ، تم استخدام تقنية الشبكة العصبية الاصطناعية. يشغل تحليل تشغيل الآلة بتقنيات التحكم هذه الجزء الأول من هذه الأطروحة.

في الجزء الثاني ، تم اقتراح خوارزمية جديدة لتشخيص أعطال الدائرة المفتوحة في محول الطاقة ، والتي تتطلب فقط التيارات المقاسة ، مما يتجنب استخدام أجهزة إضافية أو معرفة معلمات النظام. تم تخصيص الجزء الأخير من العمل الحالي للتحكم في المولد الغيرمتزامن ذو النجم المزدوج المدمج في نظام تحويل طاقة الرياح والمرتبطة ، أولاً ، بواسطة محولات ذات مستويين وثانياً ، بواسطة محولات ثلاثية المستويات. تثبت النتائج التي تم الحصول عليها الأداء الجيد للآلة الحثية ذات النجمتين كوضعية محرك أو مولد ، خاصة مع التحكم التنبئي.

كلمات مفتاحية:

الآلات متعددة الأطوار ، الآلة غير اللاتزامنية ذات النجم المزدوج ، تحكم شعاعي ، التحكم التنبئي غير النموذجي ، التحكم القوي ، الشبكات العصبية الاصطناعية ، طاقة الرياح ، إستخراج الطاقة القصوى (MPPT) ، تشخيص أعطال العاكس، عاكس متعدد المستويات.

Commande de hautes performances d'une machine asynchrone à double étoile MADE via des convertisseurs multi-niveaux

Résumé :

L'objectif principal de ce travail est de présenter des solutions pour améliorer la performance et augmenter la fiabilité de contrôle de la machine asynchrone à double étoile (MASDE). Afin d'atteindre cet objectif, des nouvelles stratégies de contrôle et des algorithmes de diagnostic des défauts du convertisseur sont développées et proposées.

Après avoir présenté l'état de l'art des systèmes multiphasés, la modélisation de la machine asynchrone double étoile et des convertisseurs statiques, nous avons utilisé deux stratégies de contrôle tel que la commande vectorielle et la commande prédictive. Ensuite, afin d'améliorer la performance de ces stratégies contre les variations paramétrique et les incertitudes, la technique de réseau des neurones artificiel a été employé. L'analyse de fonctionnement de la machine avec ces techniques de contrôle occupe la première partie de cette thèse.

Dans la deuxième partie, un nouvel algorithme de diagnostic des défauts de circuit ouvert dans le convertisseur de puissance est proposé, dans laquelle seuls les courants mesurés sont nécessaires, ce qui évite l'utilisation de matériel supplémentaire ou la connaissance des paramètres du système. La dernière partie du présent travail est consacré au contrôle de la génératrice asynchrone double étoile intégré dans un système de conversion d'énergie éolienne et associés, premièrement, par des convertisseurs deux niveaux et deuxièmement, par des convertisseurs à trois niveaux. Les résultats obtenus prouvent le bon fonctionnement de la machine asynchrone double étoile en mode moteur et en mode génératrice, notamment avec la contrôle prédictive.

Mots clés :

Machines multiphasées, Machine asynchrone à double étoile (MASDE), Commande vectorielle, Commande robuste, Commande prédictive sans modèle, Réseau de neurones artificiel, Energie éolienne, Extraction de la puissance maximale (MPPT), Diagnostic des défauts du convertisseur, Convertisseur multi-niveaux.

High performance control of a dual star induction machine via multilevel converters

Abstract:

The main objective of this work is to present solutions to improve the performance as well as to increase the control reliability of the dual star induction machine. In order to achieve this objective, new control strategies and fault diagnosis algorithms for the power converters are developed and proposed.

After presenting the state of the art of multiphase systems, the modeling of the dual star induction machine and the power converters, we have employed two control strategies such as vector control and predictive control. Then, in order to improve the performance of these strategies against the parametric variations and uncertainties, the artificial neural network technique was employed. The analysis of the machine operation with these control techniques occupies the first part of this thesis.

In the second part, a new algorithm for the open circuit faults diagnosis in power converters is proposed, in which only measured currents are needed, which avoids the use of additional hardware or knowledge of the system parameters. The last part of the present work is devoted to the control of the dual star induction generator integrated in a wind power conversion system and associated, firstly, by two-level converters and secondly, by three-level converters. The results obtained prove the good performance of the dual star induction machine as motor or generator mode, especially with predictive control.

Key words:

Multiphase machine, Dual star induction machine ,Vector control , Robust control, Model-Free predictive control, Artificial neural network, Wind energy, Maximum power point tracking (MPPT), Diagnosis of faults converter, Multilevel converter.

تحكم عالي في الأداء للآلة الغير متزامنة ذات النجم المزدوج MADE عبر محولات متعددة المستويات

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تقديم حلول لتحسين الأداء وزيادة موثوقية التحكم في الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج. من أجل تحقيق هذا الهدف ، تم تطوير واقتراح استراتيجيات تحكم وخوارزميات تشخيصية جديدة لأعطال المحولات.

بعد تقديم أحدث ما توصلت إليه الأنظمة متعددة الأطوار ، ونمذجة آلة الحث ذات النجم المزدوج ومحولات الطاقة ، استخدمنا استراتيجيتين للتحكم مثل التحكم الشعاعي والتحكم التنبئي. بعد ذلك ، من أجل تحسين أداء هذه الاستراتيجيات ضد اختلافات معلمات الآلة ، تم استخدام تقنية الشبكة العصبية الاصطناعية. يشغل تحليل تشغيل الآلة بتقنيات التحكم هذه الجزء الأول من هذه الأطروحة.

في الجزء الثاني ، تم اقتراح خوارزمية جديدة لتشخيص أعطال الدائرة المفتوحة في محول الطاقة ، والتي تتطلب فقط التيارات المقاسة ، مما يتجنب استخدام أجهزة إضافية أو معرفة معلمات النظام. تم تخصيص الجزء الأخير من العمل الحالي للتحكم في المولد الغيرمتزامن ذو النجم المزدوج المدمج في نظام تحويل طاقة الرياح والمرتبط ، أولاً ، بواسطة محولات ذات مستويين وثانياً ، بواسطة محولات ثلاثية المستويات. تثبت النتائج التي تم الحصول عليها الأداء الجيد للآلة الحثية ذات النجمتين كوضعية محرك أو مولد ، خاصة مع التحكم التنبئي.

High performance control of a dual star induction machine via multilevel converters

Abstract:

The main objective of this work is to present solutions to improve the performance as well as to increase the control reliability of the dual star induction machine. In order to achieve this objective, new control strategies and fault diagnosis algorithms for the power converters are developed and proposed.

After presenting the state of the art of multiphase systems, the modeling of the dual star induction machine and the power converters, we have employed two control strategies such as vector control and predictive control. Then, in order to improve the performance of these strategies against the parametric variations and uncertainties, the artificial neural network technique was employed. The analysis of the machine operation with these control techniques occupies the first part of this thesis.

In the second part, a new algorithm for the open circuit faults diagnosis in power converters is proposed, in which only measured currents are needed, which avoids the use of additional hardware or knowledge of the system parameters. The last part of the present work is devoted to the control of the dual star induction generator integrated in a wind power conversion system and associated, firstly, by two-level converters and secondly, by three-level converters. The results obtained prove the good performance of the dual star induction machine as motor or generator mode, especially with predictive control.