

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

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
MOHAMED BOUDIAF

FACULTE DE GENIE ÉLECTRIQUE
DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER

SPECIALITE : Electrotechnique

Option : Maintenance et contrôle des convertisseurs d'énergie électrique

PRESENTE PAR
CHERIF Bilal Djamel Eddine

SUJET DU MEMOIRE

**Commande vectorielle indirecte d'un moteur
asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut**

SOUTENU LE : 30 / 06 / 2015 DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

Mr. MAZARI. B	Président du jury	Professeur	(USTO)
Mr. BENDIABDELLAH. A	Examineur	M.C.A	(USTO)
Mr. BENOZZA. N	Examineur	M.C.A	(USTO)
Mr. BENDJEBBAR. M	Encadreur	M.C.A	(USTO)

Remerciements

Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné courage et patience pour mener à bien ce travail, qu'il soit béni et glorifié.

Je remercie vivement Monsieur MOKHTAR BENDJEBBAR, Maître de conférence classe A à l'université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB) pour avoir accepté d'être directeur de cette thèse, ses contributions et ses remarques m'ont permis de corriger et de finaliser au mieux ce travail.

Je suis également reconnaissant à Monsieur MAZARI. B Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail en acceptant de le juger et de présider le jury.

Je remercie infiniment Monsieur BENDIABDELLAH. A Maître conférence classe A à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), qui a accepté de faire partie de jury.

Je remercie aussi Monsieur BENOZZA. N Maître conférence classe A à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Un grand merci également à tous mes amis de laboratoire de développement des entraînements électriques LDEE « groupe de diagnostic », ainsi qu'à tous mes enseignants, les chercheurs, pour leurs sympathies et convivialité au sein de l'USTO et LDEE.

Enfin, il me serait impossible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée chaleureuse à toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin pour terminer ce travail.

Remerciements

Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné courage et patience pour mener à bien ce travail, qu'il soit béni et glorifié.

Je remercie vivement Monsieur MOKHTAR BENDJEBBAR, Maître de conférence classe A à l'université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB) pour avoir accepté d'être directeur de cette thèse, ses contributions et ses remarques m'ont permis de corriger et de finaliser au mieux ce travail.

Je suis également reconnaissant à Monsieur MAZARI. B Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail en acceptant de le juger et de présider le jury.

Je remercie infiniment Monsieur BENDIABDELLAH. A Maître conférence classe A à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), qui a accepté de faire partie de jury.

Je remercie aussi Monsieur BENOZZA. N Maître conférence classe A à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf (USTO-MB), pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Un grand merci également à tous mes amis de laboratoire de développement des entraînements électriques LDEE « groupe de diagnostic », ainsi qu'à tous mes enseignants, les chercheurs, pour leurs sympathies et convivialité au sein de l'USTO et LDEE.

Enfin, il me serait impossible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée chaleureuse à toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin pour terminer ce travail.

DÉDICACES

À MA CHÈRE MÈRE ALI CHIKOUCHE KHEDIDJA ,

MON CHER PÈRE AHMED,

MON CHER GRAND PÈRE ALI

CHIKOUCHE MOSTAPHA,

MES FRÈRES MOSTAPHA - BADRO,

À MA FAMILLE,

.....ET TOUS MES AMIS.

Liste des figures	I
Liste des tableaux	II
Liste des symboles	III
Introduction général	01

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur –Onduleur

I.1 :	Introduction	03
I.2 :	Constitution de la machine asynchrone	03
I.3 :	Modèle dynamique de la machine asynchrone	03
I.3.1 :	Hypothèses simplificatrices	04
I.3.2 :	Equations des tensions et des flux	04
I.4 :	Modèle de Park de la MAS	06
I.4.1 :	Transformation de Park	07
I.4.2 :	Application aux équations des tensions	08
I.4.3 :	Application aux équations des flux	09
I.4.4 :	Choix du référentiel	10
I.5 :	Expressions du couple électromagnétique	13
I.6 :	Mise sous forme d'équations d'état	14
I.7 :	Modélisation de l'alimentation d'une MAS	14
I.7.1 :	Modélisation de l'onduleur	15
I.7.2 :	Modèle mathématique d'un onduleur de tension	16
I.7.3 :	Commande par MLI de la largeur d'impulsion	17
I.8 :	Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux	19
I.8.1 :	Fonctions de commutation	19
I.8.2 :	Etats d'un bras de l'onduleur	20
I.8.3 :	Etats de l'onduleur	20
I.8.4 :	Tensions de sortie de l'onduleur	21
I.8.5 :	Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel	21
I.8.6 :	Vecteur de tension de référence	22
I.8.8 :	Séquence des états de l'onduleur	24
I.9 :	Résultats de simulation	27

I-10 :	Interprétation des courbes	33
I.11 :	Conclusion	34

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

II.1 :	Introduction	35
II.2 :	Description de l'onduleur triphasé réalisé	35
II.2.1 :	Génération des signaux MLI	36
II.2.2 :	Circuit de commande	46
II.2.3 :	Circuit de puissance	52
II.3 :	Les Résultats expérimentaux	56
II.4 :	Conclusion	59

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

III.1 :	Introduction	61
III.2 :	Différents défauts du convertisseur	62
III.2.1 :	Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor	65
III.2.2 :	Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor	65
III.3 :	Conséquences des modes de défaut sur l'ensemble onduleur-MAS	67
III.3.1 :	Analyse des conséquences du défaut circuit-ouvert d'un transistor de l'onduleur	67
III.3.2 :	Analyse des conséquences du défaut court-circuit d'un transistor de l'onduleur	70
III.4 :	Détection des défauts des interrupteurs de l'onduleur	73
III.4.1 :	Méthode basée sur les valeurs moyennes des courants statoriques	75
III.4.2 :	Méthode basée sur l'analyse spectrale des courants statorique	77
III.4.3:	Méthode basée sur l'analyse du courant ou la tension de chaque interrupteur	79
III-4-3-1:	Détection de défaut de court-circuit	80
III.4.3.1.1:	Méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs	80
III.4.3.2:	Détection de défaut circuit-ouvert	82
III.4.3.2.1:	Méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs	82

III.5 :	Les topologies tolérantes aux défauts d'une MAS-Onduleur	85
III.5.1 :	Commande de la MAS à l'état sain	85
III.5.2 :	Commande de la MAS en mode dégradé	88
III.5.2.1 :	Stratégie de commande en présence du défaut d'un transistor (commande biphasé à couple maximum)	88
III.5.2.2 :	Commande avec un onduleur à quatre fils	90
III.5.3 :	Commande de la MAS alimente par un onduleur triphasé a quatre bras (Cas bras de secours est relié à la phase défaillante)	95
III.5.4 :	Commande de la MAS alimente par un onduleur triphasé a quatre bras (Cas bras de secours est relié neutre de la MAS)	97
III-6 :	Etude comparative des stratégies de commande	102
III-7 :	Conclusion	102

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

IV.1 :	Introduction	104
IV.2 :	Banc de mesure	104
IV.3 :	Paramètres d'acquisition	108
IV.4 :	Procédure de création de défauts circuit ouvert d'un IGBT	108
IV.5 :	Détection du défaut des interrupteurs d'onduleur	111
IV.5.1 :	Méthode de détection basée sur les vecteurs de Park	111
IV.5.2 :	Méthode de détection basée sur les valeurs moyennes des courants du stator	113
IV.5.3 :	Méthode de détection basée sur l'analyse spectrale des courants	114
IV.5.4 :	Méthode de détection basée sur la mesure de la chute du courant	116
IV.6 :	Commande vectorielle indirecte de la MAS	120
IV.7:	Conclusion	125
	Référence bibliographique	126
	Annexe	133

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur –Onduleur

Figure. I.1 :	Schéma représentant les différents éléments de la MAS	04
Figure. I.2 :	Représentation schématique d'une MAS triphasée.	05
Figure. I.3 :	Modèle de Park de la MAS.	07
Figure. I.4 :	Représentation des axes de la MAS.	08
Figure. I.5:	Schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.	15
Figure. I.6 :	Principe de la technique triangulo - sinusoïdale.	18
Figure. I.7:	Schéma synoptique états de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveau.	19
Figure. I.8 :	Schéma synoptique des huit états de l'onduleur à deux niveau.	20
Figure. I.9 :	Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveau.	22
Figure. I.10 :	Etats x, y et z pour chaque secteur.	24
Figure. I.11:	Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.	26
Figure. I.12 :	Simulation d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.	28
Figure. I.13 :	Tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension.	29
Figure. I.14 :	Courant statorique et la vitesse de rotation et couple de la MAS alimentée par l'onduleur deux niveau sinus triangulaire pour ($m=24, r=0.8$).	30
Figure. I.15 :	Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie MLI-Vectorielle.	31
Figure. I.16 :	Courants statoriques et la vitesse de rotation et couple de la MAS.	32

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Figure. II.2.a :	Photo de l'onduleur réalisé	35
Figure. II.2.b :	Schéma synoptique de l'onduleur de tension réalisé	36
Figure. II.2.c :	Schémas du buffer	36
Figure. II.2.1 :	Boitier de connexion de la carte DS1104	38
Figure. II.2.2 :	Schéma bloc du module DSPACE	39
Figure. II.2.3:	Exemple d'IHM développée sous Control Desk	42

Figure. II.2.4 :	Schéma synoptique d'un accusation de commande MLI-vectorielle	46
Figure. II.2.5 :	Six signaux de commande générés par DSPACE 1104	46
Figure. II.2.6 :	Transformateur 220V/17V et 220V/6V partie d'alimentation.	47
Figure. II.2.6 :	Pont redressement réalisée	48
Figure. II.2.7 :	Les signaux du pont redressement	49
Figure. II.2.8 :	Schéma synoptique du circuit optocoupleur 4N35	49
Figure. II.2.9 :	Schéma synoptique circuit génération temps mort	50
Figure. II.2.10 :	Schéma synoptique circuit synoptique driver IR2110	51
Figure. II.2.11 :	Carte de commande d'un IGBT réalisée	51
Figure. II.2.12 :	Les signaux de commande de la sortie du driver IR2110	52
Figure. II.2.13 :	Circuit RCD contre le court-circuit	55
Figure. II.2.14 :	Circuit de puissance d'un onduleur à deux niveaux	55
Figure. II.2.15 :	Les signaux obtenus des tensions entre phase V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} et la DSP du signal	56
Figure. II.2.16 :	Les signaux obtenus des tensions entre phase V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} et la DSP du signal	57
Figure. II.2.17 :	Les signaux des courants et la DSP du signal	58
Figure. II.2.18 :	Les signaux des courants et la DSP du signal	58
Figure. II.2.19 :	Les signaux des courants et la DSP du signal	59

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

Figure. III.1 :	Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique	61
Figure. III.2 :	Schéma synoptique d'une topologie classique d'un ensemble onduleur-MAS	62
Figure. III.3 :	Arbre de défaillance d'une cellule de commutation à base d'IGBT	63
Figure. III.4 :	Schéma synoptique des différents types de défaut dans le convertisseur statique	64
Figure. III.5 :	Schéma synoptique du défaut asymétrique de la cellule de commutation (Représentation de l'un des chemins du court-circuit)	66
Figure. III.6 :	Le schéma synoptique de la chaîne de conversion d'énergie de l'ensemble onduleur-MAS	67
Figure. III.7 :	Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut circuit-ouvert d'un transistor du haut de l'onduleur	68

	commandé par la technique MLI-sinus-triangulaire	
Figure. III.8:	Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut circuit-ouvert d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-Vectorielle	69
Figure. III.9 :	Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut court-circuit d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-sinus-triangulaire	71
Figure. III.10 :	Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut court-circuit d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-Vectorielle	72
Figure. III.11 :	Valeur moyenne des courants statoriques pour les différents	76
Figure. III.12 :	Spectre des courants statoriques	78
Figure. III.13 :	Schéma fonctionnel de la détection du défaut court-circuit	80
Figure. III.14 :	Détection du défaut court-circuit de l'interrupteur K_{Ha} .	81
Figure. III.15 :	Schémas fonctionnel de la détection de défaut circuit-ouvert	82
Figure. III.16 :	Algorithme du détection d'un défaut des interrupteurs	83
Figure. III.17 :	Détection du défaut circuit ouvert de l'interrupteur K_{Ha}	84
Figure. III.18 :	Commande vectorielle indirecte à l'état sain.	86
Figure. III.19 :	Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état sain.	87
Figure. III.20 :	Réponse de la commande vectorielle de la machine asynchrone à l'état biphasé	89
Figure. III.21 :	Représentation vectorielle des courants statorique dans l'état sain	90
Figure. III.22 :	Représentation vectorielle des courants statorique en cas d'un défaut dans le bras B	92
Figure. III.23 :	Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut dans un bras A	92
Figure. III.24 :	Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut dans un bras C	93
Figure. III.25 :	Réponse de la machine asynchrone dans l'état alimenté par un onduleur triphasé à quatre fils	94
Figure. III.26 :	Réponse de la MAS alimentée par un onduleur à bras redondant.	96
Figure. III.27 :	Réponse de la MAS alimentée par un onduleur à bras relié au neutre	99

Figure. III.28 :	Réponse de la MAS alimentée par un onduleur commandé par MLI-Vectorielle à bras relié au neutre	100
------------------	---	-----

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

Figure. IV.1 :	Schéma synoptique du banc de mesure	104
Figure. IV.2 :	Photo du banc de mesure	105
Figure IV.3:	Photo du moteur asynchrone	106
Figure. IV.4:	Photo de la génératrice à courant continu	107
Figure. IV.5:	Photo du capteur de courant	107
Figure. IV.6:	Photo du capteur de tension	107
Figure. IV.7:	Photo de la carte d'acquisition DSPACE 1104	108
Figure. IV.8 :	Les signaux de tension et du courant en cas défaut circuit- ouvert	110
Figure. IV.9 :	Les formes du courant et la forme de trajectoire à l'état sain	112
Figure. IV.10 :	Les formes du courant et la forme de la trajectoire à l'état circuit-ouvert sur K1	112
Figure. IV.11 :	Valeurs moyennes des courants statoriques à l'état sain et cas circuit- ouvert	113
Figure. IV.12 :	Spectres harmoniques des signaux cas défaut circuit-ouvert K1	115
Figure. IV.13 :	Algorithme de détection d'un défaut des interrupteurs	118
Figure. IV.14 :	Détection de défaut circuit-ouvert de l'interrupteur K_{Ha}	119
Figure. IV.15 :	Commande vectorielle indirecte dans cas sain	121
Figure. IV.16 :	Réponse de tension entre phases de la commande vectorielle indirecte cas sain	121
Figure. IV.17 :	Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte – cas état sain par la technique MLI-vectorielle	122
Figure. IV.18 :	Réponse de tension entre phases de la commande vectorielle indirecte cas circuit-ouvert d'un IGBT K1	123
Figure. IV.19 :	Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte dans le cas circuit-ouvert d'un IGBT K1 par technique MLI-Vectorielle	124

Liste des figures

Figure. B :	Trajectoire du vecteur de référence et états utilisé ($m = 0.8$) pour MLI-Vectorielle	134
Figure .C.1 :	Schémas du régulateur de la vitesse.	135
Figure .C.2 :	Opération en mode défluxage	136

Tableau I.1:	Etats d'un bras de l'onduleur ($x = 1,2$ ou 3).	19
Tableau. I.2 :	Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.	27
Tableau. II.1 :	Table de vérité de buffer	37
Tableau. II.2 :	Caractéristiques de la carte DS1104.	40
Tableau. III.1:	Distribution en % des défauts dans les convertisseurs statiques.	65
Tableau. III.2 :	Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance (fréquence fondamentale de 50 Hz).	75
Tableau. III.3:	Caractéristiques des différents types de défaut d'un onduleur à deux niveaux.	77
Tableau. III.4:	Caractéristiques de défaut circuit ouvert d'un onduleur à deux niveaux.	79
Tableau. III.5 :	Détection du défaut de court-circuit basée sur la mesure des courants des interrupteurs.	81
Tableau III.6 :	Détection du défaut de circuit-ouvert basée sur la mesure des courants des interrupteurs.	82
Tableau III.7 :	Etude Comparative des Stratégies de commande.	102
Tableau IV .1 :	Caractéristiques du moteur asynchrone utilisé	106
Tableau. IV .2 :	Caractéristiques de la génératrice à courant continu.	106
Tableau IV.3 :	Caractéristiques des différents types de défaut d'un onduleur à deux niveaux.	114
Tableau IV.4 :	Caractéristiques du défaut de circuit-ouvert d'un onduleur à deux niveaux.	116
Tableau .IV.5 :	Détection du défaut de circuit-ouvert basée sur la mesure des courants des interrupteurs.	117
Tableau A- 1 :	Paramètres de la machine asynchrone utilisée	133
Tableau A- 2 :	Paramètres de l'onduleur deux niveaux	133
Tableau A- 3 :	Paramètres de la machine à courant continu	133
Tableau E- 1 :	Caractéristiques physiques de la diode BYT12	138
Tableau E- 2 :	Caractéristiques physiques du IGBT/FGA25N120	138
Tableau E- 3:	Caractéristiques physiques de IR 2110	138

Symbole	Description
s, r	Indice relatif au stator et du rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe quadrature
$[V_s]$	Vecteur tension statorique
$[I_s]$	Vecteur courant statorique
$[I_r]$	Vecteur courant rotorique
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statorique
$[\varphi_r]$	Vecteur flux rotorique
$[R_s]$	Matrice résistance statorique
$[R_r]$	Matrice résistance rotorique
$[L_{ss}]$	Matrice inductance statorique
$[L_{rr}]$	Matrice inductance rotorique
$[M_{sr}]$	Matrice inductance mutuelle stator-rotor
$[p(\theta)]$	Matrice de Park
p	Nombre de paire de pole
θ_s	L'angle électrique entre l'axe a_s et l'axe \mathbf{d}
θ_r	L'angle électrique entre l'axe a_r et l'axe \mathbf{d}
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_r	Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$)
ω	Vitesse angulaire de rotation
Ω	Vitesse de rotation mécanique
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique

Listes des acronymes et symboles

L_S	Inductance propre d'une phase statoriques
L_R	Inductance propre d'une phase rotoriques
M_S	Inductance mutuelle entre deux phases statorique
M_R	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique
M_{SR}	Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe a_S coïncide avec l'axe a_R
L_S	Inductance cyclique statorique
L_R	Inductance cyclique rotorique
L_m	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
j	Moment d'inertie des Masses tournantes
f	Coefficient de frottement visqueux
T_r, T_s	Constantes de temps statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion
AMDEC	Analyse de défaillance de leurs effets et de leur criticité
F_1	Court-circuit du bus continu
F_2	Court-circuit du bus continu avec la masse
F_3	Circuit ouvert d'un IGBT
F_4	Court-circuit d'un IGBT
F_5	Court-circuit entre deux phases de la machine
F_6	Court-circuit entre une phase de la machine et la masse
fem	force électromotrice
I_a, I_b, I_c	Courant statorique
h_0	L'amplitude de l'harmonique d'ordre zéro
ε_{h0}	L'amplitude maximale de l'harmonique zéro des trois phases dans l'état sain
h_1	L'amplitude fondamentale
C_{Ba}	Le signal de commande de l'interrupteur du bas du bras (A)
C_{ha}	Le signal de commande de l'interrupteur du haut du bras (A)
CC_{TBa}	Court-circuit de l'interrupteur du bas du bras

Listes des acronymes et symboles

CC_{THa}	Court-circuit de l'interrupteur de haut du bras
i_{Ha}	Courant dans l'interrupteurs du haut du bras
i_{THa}	Courant dans le transistor du haut du bras
i_{DHa}	Courant dans la diode du haut du bras
i_{Ba}	Courant dans l'interrupteur du bas du bras
i_{DBa}	Courant dans la diode du bas du bras (A)
i_0	Courant de seuil de détection du défaut
T_{Rn}	Triac de connexion de la phase (A)
T_{Ra}	Triac d'isolation de la phase (A)
T_{Rb}	Triac d'isolation de la phase (B)
T_{Rc}	Triac d'isolation de la phase (C)
f_a	Le fusible d'isolation de la phase (A)
f_b	Le fusible d'isolation de la phase (B)
f_c	Le fusible d'isolation de la phase (C)
I'_a, I'_b, I'_c	Les courants de références dans l'état de défaut
FMM	La force magnétomotrice dans l'état sain
FMM'	La force magnétomotrice dans l'état avec défaut
N	Nombre de spires
B_s	L'induction magnétique statorique
C_{emdef}	Couple électromagnétique en mode de défaut
μ_0	Perméabilité magnétique à vide
$I_{n\ ref}$	Courant du neutre de référence
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
V_{af}, V_{bf}, V_{cf}	Les tensions références
Γ_{2p}	Couple moteur biphasé
V_{sq}, V_{sd}	Tensions statoriques suivant l'axe d et q

Listes des acronymes et symboles

PI	Régulateur proportionnel intégral
M	point neutre du condensateur

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones (MAS) sont largement utilisées ces dernières années dans des applications nécessitant une vitesse variable. A cet effet, le développement des utilisations de ce type de machine électrique de construction simple et robuste et de coût réduit, est tel que nous les trouvons maintenant dans tous la majorité des secteurs, entre autre, l'aéronautique, le nucléaire, la chimie et les transports ferroviaires [51, 52, 53]. Par ailleurs, la variation de vitesse induit naturellement l'emploi d'un onduleur.

Hélas, le moteur alimenté par l'onduleur doit supporter tant bien que mal ces ondes de tension riches en harmoniques alors qu'il n'a été conçu que pour la fréquence nominale 50HZ. De ce fait, on assiste à un vieillissement prématuré de la MAS. Il devient alors plus vulnérable et donc plus prédisposé aux défaillances. Par conséquent, la surveillance et le diagnostic sont devenus des outils nécessaires afin d'améliorer la fiabilité de l'ensemble des systèmes électromécaniques [51, 52, 53, 54].

Apparue il y a une cinquantaine d'années, l'électronique de puissance connaît aujourd'hui des applications dans la plupart des domaines exploitant l'énergie électrique, avec des puissances de quelques watts jusqu'à plusieurs dizaines de mégawatts. L'essor de son développement industriel passe par un plus grand degré de standardisation. Ce travail de thèse s'inscrit dans une approche d'aide à la conception des architectures de traitement de l'énergie électrique à partir d'éléments de conversion génériques et modulaires. Pour cela, l'objectif est de disposer de solutions électroniques à fiabilité maîtrisée et dont la mise en œuvre est simplifiée. Les perspectives globales visées par cette démarche sont variées : baisse des coûts de développement, de production et d'exploitation, optimisation de la maintenance préventive et corrective et amélioration de la sûreté des systèmes. La recherche de modularité doit notamment s'attacher à proposer le meilleur compromis avec l'intégration.

Dans ce mémoire, la contribution apportée concerne en particulier la problématique de la tolérance du défaut ou de la panne. Celle-ci est d'autant plus profitable qu'un centième seulement de l'énergie contrôlée par le convertisseur peut en détruire les composants. Or, les topologies classiquement utilisées ne permettent pas le maintien du fonctionnement en présence du mode de défaillance le plus commun, le passage irréversible en basse impédance d'un interrupteur. Pour satisfaire les exigences de disponibilité opérationnelle, le principe développé consiste à mettre en œuvre des convertisseurs dotés de redondances structurelles.

Introduction générale

Dans Le premier chapitre, nous présentons la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous utilisons la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS. Deux techniques de commande seront discutées et appliquées avec cet onduleur : la MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter les différentes étapes de réalisation de l'onduleur de tension à deux niveaux. L'onduleur incluant les différentes cartes et circuiteries réalisés; alimentation, redressement, filtrage, protection et le driver; seront ensuite présentées et discutées. Du fait que l'onduleur sera commandé par la carte DSPACE 1104, une discussion détaillée de cet environnement sera présentée dans ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter une étude sur les différents types de défauts des composants électroniques de puissance (les IGBT) de l'onduleur et les conséquences de ces derniers sur la MAS sur le plan mécanique et électrique. Des techniques de détection des défauts seront aussi présentées et analysées afin de pouvoir choisir la technique de détection du défaut de l'onduleur dont la rapidité est le critère essentiel pour ce choix. Nous présenterons divers topologies de l'onduleur utilisé pour assurer la tolérance aux défauts. A la fin de ce chapitre nous discuterons plusieurs techniques de reconfiguration de commande pour les deux types de topologie de l'onduleur. Dans ce travail l'accent est mis sur la commande vectorielle avec la technique MLI-Vectorielle dont le neutre de la machine est relié au quatrième bras ainsi que le bras relié à la phase défaillante.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à l'aspect pratique de cette thèse. Il concerne la validation des résultats de simulation obtenus précédemment ainsi que les méthodes de détection du défaut circuit ouvert et la réalisation de la chaîne de commande vectorielle indirecte de la MAS.

CHAPITRE I

Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

I.1 : Introduction

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Le moteur asynchrone et comme toute machine à courant alternatif, sous réserve de quelques hypothèses simplificatrices, représenté par un modèle définie par un système algébrique-différentiel non linéaire [1], [2]. La modélisation de la machine asynchrone, en vue de la commander, repose principalement sur les travaux de G. Kron [3].

Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail ($\{a, b, c\}$, $\{\alpha, \beta\}$, ou $\{d, q\}$) et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques)[4] [3] [5][6].

L'orientation du repère d, q sur le vecteur rotorique conduit à la synthèse de la commande vectorielle dite à flux orienté. La transformation non linéaire associée à cette classe de modèle linéaire est de découpler les grandeurs flux, couple et de ramener ainsi la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente.

I.2 : Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants:

- ✚ Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- ✚ Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- ✚ Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

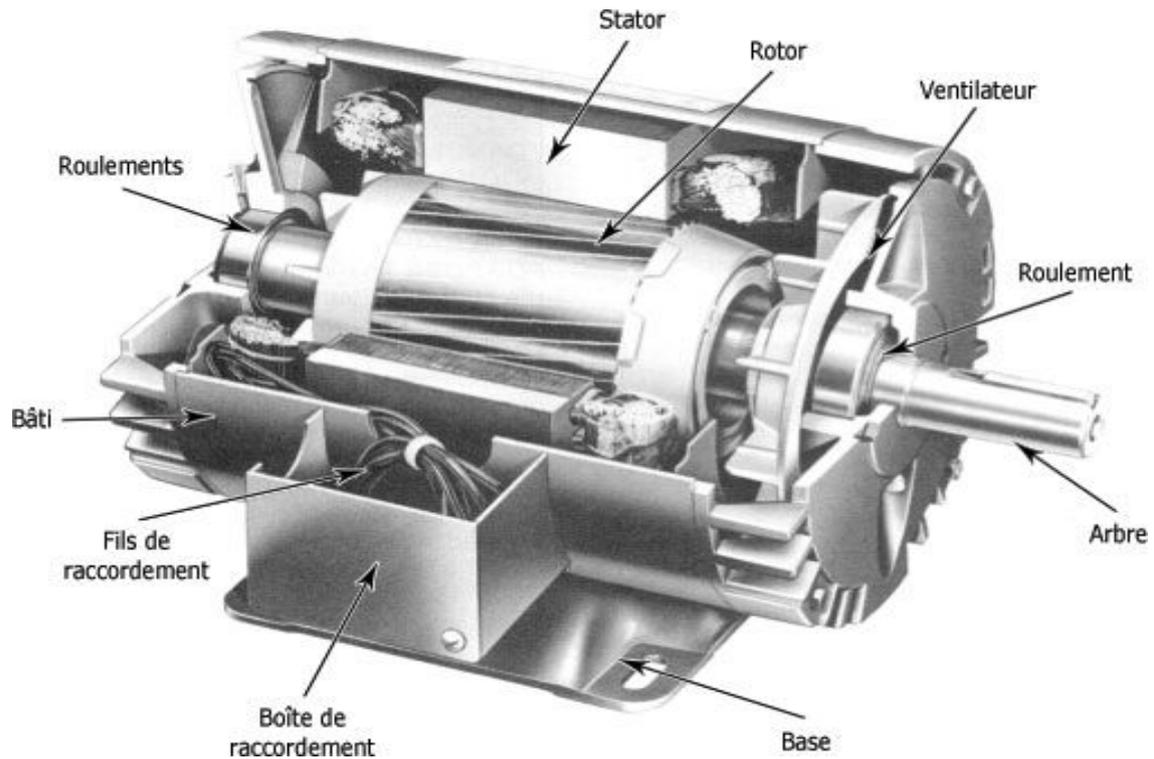


Figure. I.1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

I.3 : Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel. De plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

I.3.1 : Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [8] :

- ✚ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- ✚ Le régime de fonctionnement est non saturé.

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

- ✚ Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✚ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✚ Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme le montre la figure I.2. Elle est munie de six enroulements :

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase 1 statorique et la phase 1 rotorique.

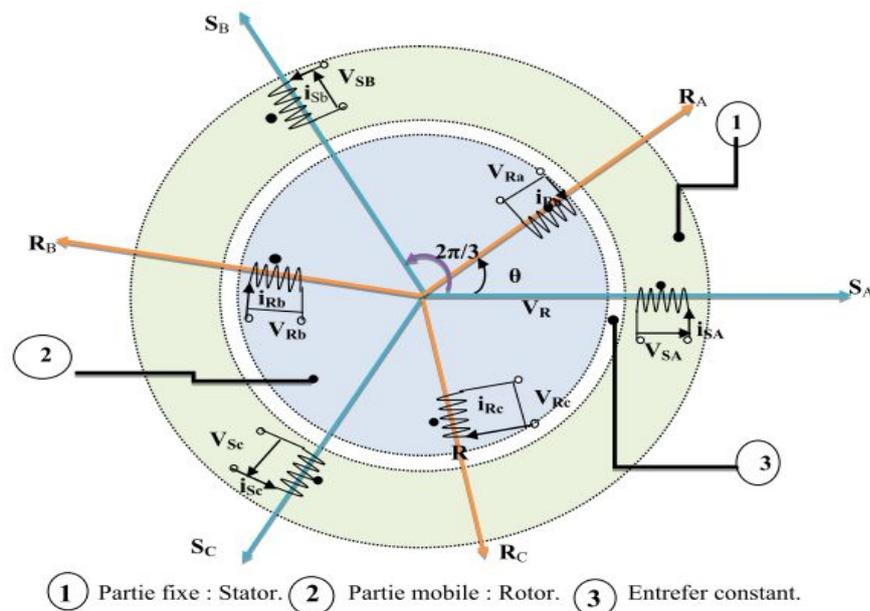


Figure. I.2: Représentation schématique d'une MAS triphasée.

I.3.2 : Equations des tensions et des flux

L'équation des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.3)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (I.4)$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En mettant (I-3) et (I-4) dans, respectivement, (I-1) et (I-2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (I.5)$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \} \quad (I.6)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (I.5) et (I.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la MAS à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la MAS réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite la transformation de Park.

I.4 : Modèle de Park de la MAS

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure I.2 [9] :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (I.7)$$

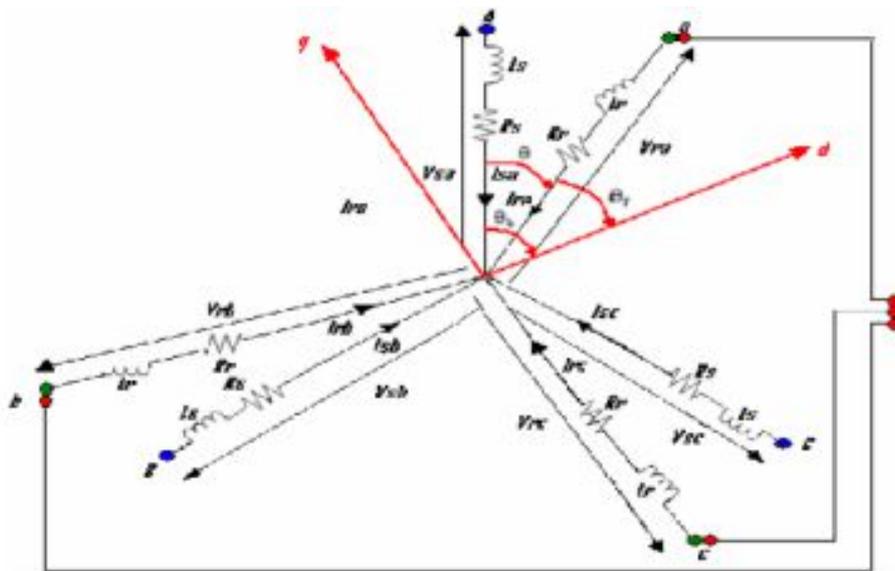


Figure. I.3 : Modèle de Park de la MAS.

I.4.1 : Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile d,q.

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r celui des grandeurs rotoriques figure I.4, on obtient la relation suivante:

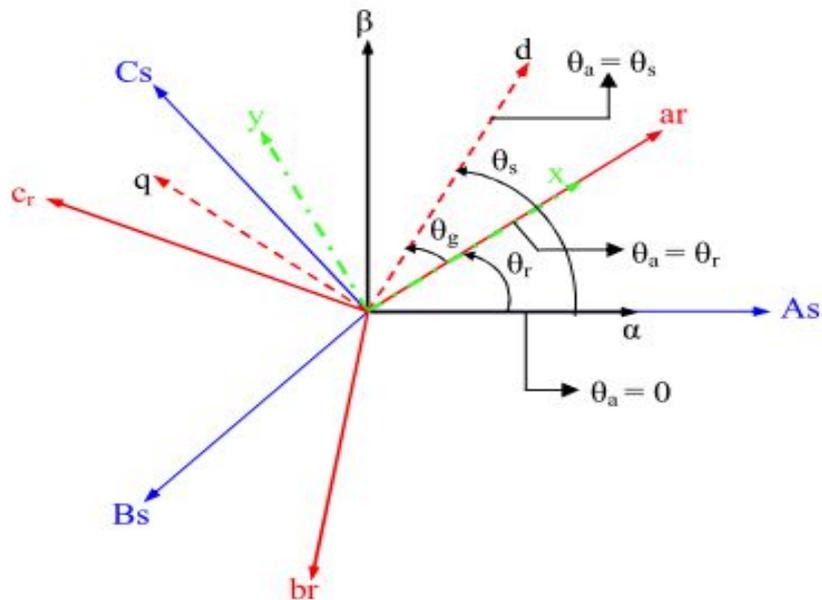


Figure. I.4 : Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [9] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c. \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Où c est une constante qui peut prendre soit les valeurs $\frac{2}{3}$ ou 1 pour la non-conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

Dans notre cas, nous prendrons :

$$c = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (I.10)$$

Les équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

I.4.2 : Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((I-8)et (I-9))à l'expression (I-1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (I.11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (I.12)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Et l'expression (I-12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (I.15)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

De manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.4.3 : Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((I-8) et (I-9)) à l'expression (I-3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (I.18)$$

Soit:

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (I.19)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

et:

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Or, d'après l'égalité (I-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

En introduisant les inductances cycliques: $L_s = l_s - M_s$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad (I.23)$$

L'expression (I-19) devient alors:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique, nous obtenons:

$$L_r = l_r - M_r \quad (I.25)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.4.4: Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan d,q, d'après (I-16), (I-17), (I-24) et (I-26), nous avons les équations suivantes :

✚ Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.27)$$

✚ Equations des flux:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (I.28)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour le référentiel d,q. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

✚ **Référentiel lié au stator** : caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.29)$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

✚ **Référentiel lié au rotor** : caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.30)$$

✚ **Référentiel lié au synchronisme**: dans ce cas, la vitesse repère d,q est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.31)$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [10]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.5 : Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- ✚ Par un bilan de puissance instantanée.
- ✚ Par la méthode dite « des travaux virtuels » [11].

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux deux enroulements statorique et rotorique en fonction des grandeurs d'axes dq est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (I.32)$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et la puissance mécanique :

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (I.33)$$

Où:

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.34)$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (I.35)$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \quad (I.36)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (I.37)$$

En tenant compte des expressions (I-28), (I-36) et (I-37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P \cdot (\varphi_{qr} \cdot I_{dr} - \varphi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{array} \right. \quad (I.38)$$

I.6 : Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état. Pour une MAS alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de commande et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état.

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (I.39)$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (I-28), (I-31), (I-39) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{P}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (I.40)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ est le facteur de dispersion.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ est la constante de temps rotorique.} \quad (I.41)$$

I.7 : Modélisation de l'alimentation de la MAS

L'alimentation de la MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur, appelée lui-même étage continu. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS [12].

La figure I.5 illustre le schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable avec son alimentation.

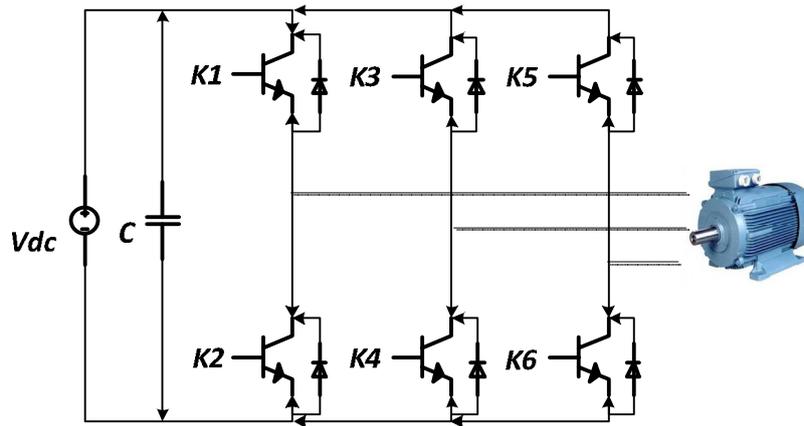


Figure. I.5: Schéma synoptique de la MAS à vitesse variable avec son alimentation.

I.7.1 : Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la commande des machines électrique, particulièrement la MAS. La figure I.4 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator de la MAS [13].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4, K_5, K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleur de tension est une cellule de commutation comprenant une paire d'interrupteurs réversibles en courant (K_i, K_i').

Pour la mise en œuvre de la conversion continu-alternatif, cette cellule est une structure minimale ne permettant l'obtention que de deux valeurs de tension (0 et E). D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- ✚ Le premier s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- ✚ Le second revient à contrôler l'amplitude c'est le réglage par niveau [12].

I.7.2 : Modèle mathématique d'un onduleur de tension

D'après le schéma simplifié de l'onduleur triphasé, il existe une relation liant les tensions simples issues de l'onduleur dans les points A, B, C et leurs valeurs par rapport au point milieu (0), défini par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Les tensions V_A , V_B , V_C représentent les tensions issues de l'onduleur pour alimenter et commander la MAS. Sachant que :

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{E}{2} S_a \\ V_{B0} = \frac{E}{2} S_b \\ V_{C0} = \frac{E}{2} S_c \end{cases} \quad (I.43)$$

et les signaux de commande S_i ($i = a, b, c$) sont donnés par :

$$\begin{cases} S_a = 1 \text{ si } K_1 \text{ fermé si non } S_a = -1 \\ S_b = 1 \text{ si } K_2 \text{ fermé si non } S_b = -1 \\ S_c = 1 \text{ si } K_3 \text{ fermé si non } S_c = -1 \end{cases}$$

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

Ce système d'équations représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé dont les signaux (S_i) sont déterminés suivant la stratégie de commande choisie. La détermination des tensions composées entre deux phases revient à appliquer les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_A - V_B \\ V_{BC} = V_B - V_C \\ V_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (I.45)$$

La relation entre le vecteur $[S_a \ S_b \ S_c]^T$ et le vecteur des tensions de ligne $[v_{ab} \ v_{bc} \ v_{ca}]^T$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

I.7.3 : Commande par la modulation largeur d'impulsion MLI

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la MAS. La technique de la MLI permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La méthode de commande par MLI, à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants [14] :

- ✚ Permet de repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- ✚ Permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

L'essor de la MLI est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

✚ **Technique MLI sinus-triangulaire**

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, le fondamental de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_p et d'amplitude V_p ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude V_r [15].

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure I.6 [16].

La MLI sinus-triangulaire est caractérisée par

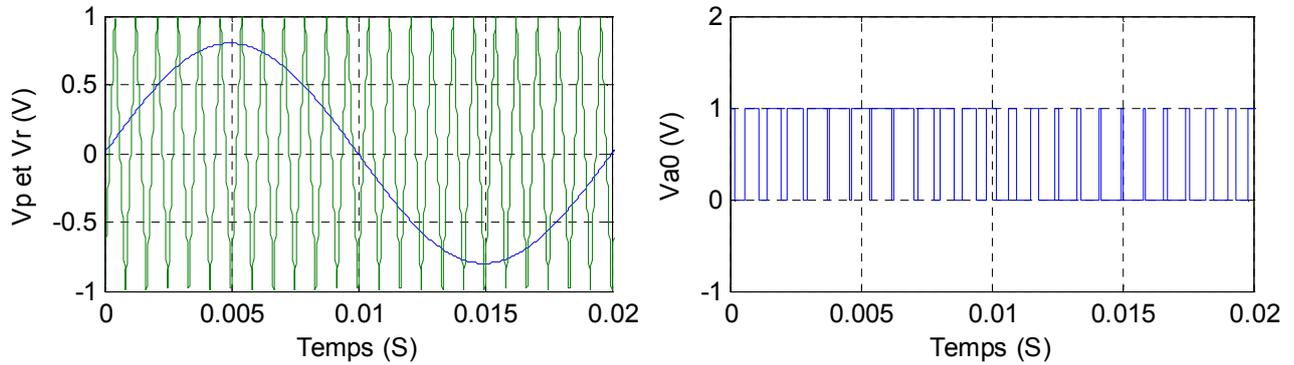


Figure. I.6 : Principe de la technique sinus-triangulaire.

- ✚ L'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences $m = \frac{f_p}{f_r}$;
- ✚ Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension) r , égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}}$
- ✚ L'augmentation de m rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage
- ✚ Par action sur r , on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

Puisqu'on applique cette technique pour la commande d'un onduleur triphasé, on doit utiliser trois tensions de référence.

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ V_{r2} = V_{rm} \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{r3} = V_{rm} \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.47)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes :

$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

I.8 : Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

I.8.1 : Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur $S_{ij}(i = 1,2,j = 1,2,3)$, on définit une fonction de commutation F_{ij} [17] tel que:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (I.48)$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$F_{2j} = 1 - F_{1j}, j = 1 - 3 \quad (I.49)$$

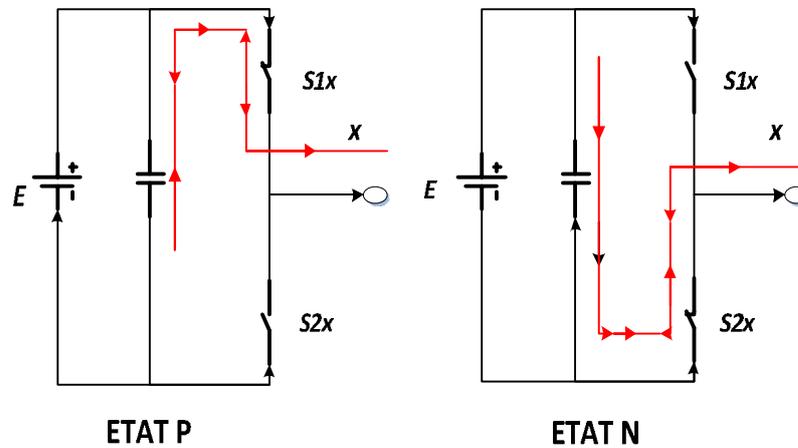


Figure. I.7: Schéma synoptique: états de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

Etats	Bras 1		Bras 2		Bras 3		Tension de sortie		
	F_{11}	F_{21}	F_{12}	F_{22}	F_{13}	F_{23}	V_{10}	V_{20}	V_{30}
P	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
N	0	1	1	0	1	0	0	0	0

Tableau I.1: Etats d'un bras de l'onduleur ($x = 1,2$ ou 3).

I.8.2 : Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur possède deux états possibles figure I.7.

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

Etat P: L'interrupteur du haut S_{1x} ($x = 1, 2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{2x} ($x = 1, 2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est V_{dc} .

Etat N: L'interrupteur du bas S_{2x} ($x = 1, 2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{1x} ($x = 1, 2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est $0V$. Le Tableau I.1 donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie.

I.8.3: Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$, donc 8 états : [PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN]. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN: indique que le premier bras est à l'état P ($v_{10} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{20} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{30} = 0$). La configuration de l'onduleur pour chacun de ces états est représentée à la figure I.8.

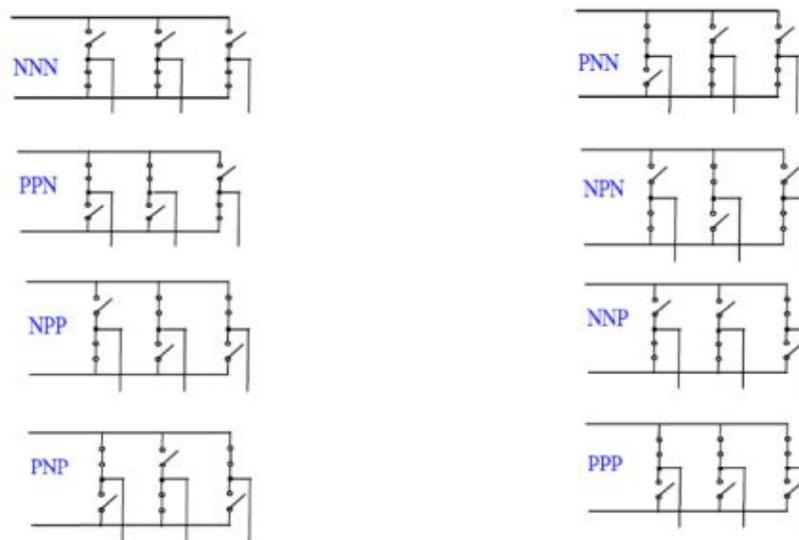


Figure. I.8 :Schéma synoptique des huit états de l'onduleur à deux niveaux.

I.8.4: Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions de sortie triphasées par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par :

$$\begin{pmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.50)$$

Ou V_{dc} : étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{A0} - V_{B0} \\ V_{B0} - V_{C0} \\ V_{C0} - V_{A0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (I.51)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{AB} - V_{CA} \\ V_{BC} - V_{AB} \\ V_{CA} - V_{BC} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + F_{13} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (I.52)$$

A partir des équations (I.50), (I.51) et (I.52), on déduit que:

- ⚡ Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{10}, v_{20}, v_{30} peuvent prendre deux valeurs: V_{dc} et 0, ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur à deux niveaux.
- ⚡ Les tensions composées v_{12}, v_{23}, v_{31} , peuvent prendre trois valeurs $V_{dc}, -V_{dc}$ et 0 .

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1, v_2, v_3 peuvent prendre cinq valeurs $-2/3 V_{dc}, -1/3 V_{dc}, 0, 1/3 V_{dc}, 2/3 V_{dc}$.

I.8.5: Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit le vecteur de tension de sortie V_s par:

$$V_s = V_{10}e^{j0} + V_{20}e^{-j2\pi/3} + V_{30}e^{j2\pi/3} \quad (I.53)$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire d, q:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{pmatrix} \quad (I.54)$$

Dans le repère stationnaire d, q le vecteur V_s s'écrit:

$$V_s = V_d + jV_q \quad (I.55)$$

I.8.6: Vecteur de tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_A^*, v_B^* et v_C^* .

Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence v_A^*, v_B^* et v_C^* on définit le vecteur tension de référence v_s^* par l'équation suivante:

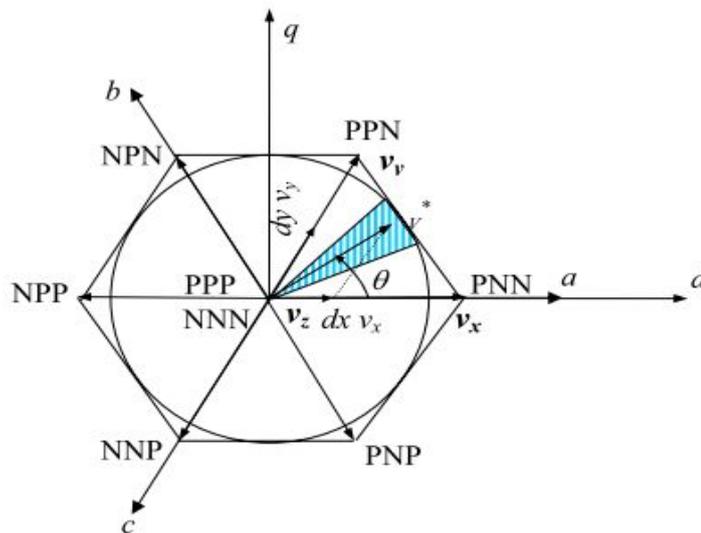


Figure. I.9 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

$$v_s^* = v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j2\pi/3} + v_3^* e^{+j2\pi/3} = V_d^* + jV_q^* = mV_{\max} e^{j\theta} \quad (I.56)$$

Avec V_d^*, V_q^* = Composantes du vecteur v_s^* dans le plan d, q.

m = Taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$).

θ = Position angulaire du vecteur V_s^* .

Le vecteur v_s^* tourne dans le plan d, q à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions V_1^*, V_2^* et V_3^* sur le diagramme de la figure I.9. On a représenté une position arbitraire du vecteur V_s^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (I.57)$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur tension de référence v_s^* coïncide avec la moyenne sur la période d'échantillonnage de l'onduleur T_s du vecteur tension de sortie, généré par les trois vecteurs v_x^* , v_y^* et v_z^* représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur v_s^* .

$$\bar{v}_s = v_s = mV_{\max} e^{j\alpha} = dxv_x + dyv_y + dzv_z \quad (I.58)$$

Avec α = Position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur du secteur, $\alpha = \theta[\pi/3]$.

$$dx = T_x/T_s, dy = T_y/T_s, dz = T_z/T_s \quad (I.59)$$

T_s = Période d'échantillonnage de l'onduleur.

T_x, T_y, T_z = Durées d'application des vecteurs v_x, v_y, v_z respectivement à la sortie de l'onduleur.

où :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (I.60)$$

Dans ces conditions, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur v_s^* constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie v_s figure I.9. Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_s^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure I.12. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est :

$$V_{\max} = V_{dc} \cos \pi/6 = \sqrt{3}/2 V_{dc} \quad (I.61)$$

L'amplitude de la tension simple de sortie de l'onduleur se déduit du module V_{\max} par l'expression $V_{\max}/(1.5\sqrt{2})$, ce qui donne $V_{dc}/\sqrt{6} = 0.408V_{dc}$, L'amplitude de la tension composée est alors $V_{dc}/\sqrt{2} = 0.707V_{dc}$.

I.8.8 : Séquence des états de l'onduleur

Les vecteurs v_x, v_y et v_z utilisés pour décomposer le vecteur de sortie dépendent de la position du vecteur de référence v_s^* dans le plan d,q . Par exemple, pour le cas représenté à la figure I.9,le vecteur v_s^* contenu dans le premier secteur ($S = 1$ dans l'équation(I-56)), ce qui signifie que le vecteur v_x est celui généré par l'état PNN (appelé alors état X), le vecteur v_y est celui généré par l'état PPN (appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état PPP (appelé Z_1) ou l'état NNN (appelé Z_2). La figure I.10 indique les états X, Y et Z pour chacun des six secteurs.

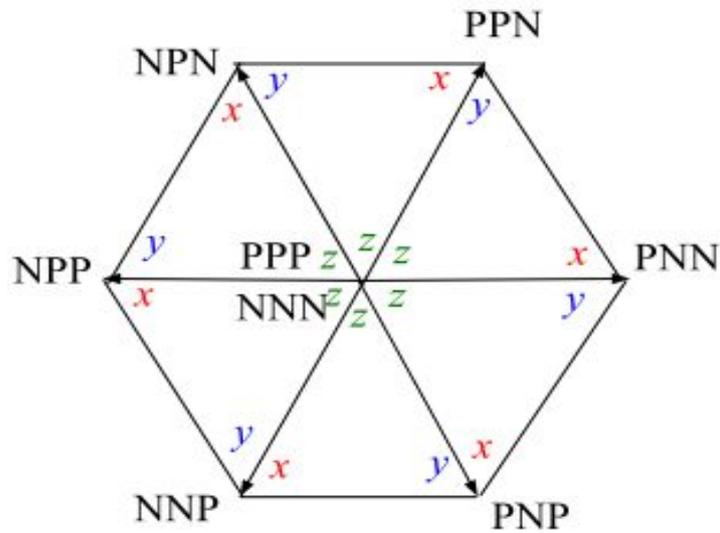


Figure. I.10 :Etats X, Y et Z pour chaque secteur.

Pour déduire les rapports d_x, d_y et d_z , on décompose l'équation (I-58) suivant les deux axes d et q, ce qui donne les deux équations suivantes:

$$\begin{cases} \sqrt{3}/2 m \cos \alpha = d_x + 1/2 d_y \\ \sqrt{3}/2 m \sin \alpha = \sqrt{3}/2 d_y \end{cases} \quad (I.62)$$

La résolution du système des équations (I.58) et (I.61) permet de déterminer d_x , d_y et d_z :

$$\begin{cases} d_x = m \sin(\pi/3 - \alpha) \\ d_y = m \sin \alpha \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (I.63)$$

L'équation (I-62)s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel, étant donné que le repère stationnaire d, q peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur tension V_s .

Ainsi, pour générer des tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* , durant chaque période d'échantillonnage T_s , on applique l'état X pendant une durée $d_x T_s$, l'état Y pendant une durée $d_y T_s$, et l'état Z pendant le reste de la période $d_z T_s$.

L'état Z peut prendre deux valeurs $Z_1 = PPP$, ou $Z_2 = NNN$. Ces deux valeurs génèrent une tension de sortie identique et nulle. On peut choisir alors l'une ou l'autre des deux valeurs pendant la durée $d_z T_s$ pour générer la tension de sortie. Ce choix peut être géré par plusieurs critères. Un des critères qui permet de minimiser le nombre des interruptions par période et d'améliorer la forme de la tension de sortie peut être représenté par la séquence suivante des états durant chaque période d'échantillonnage:

$$\begin{aligned} |Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2|LLSIS = 1.3 \text{ OU } 5, & \quad |Z_1 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - \\ Z_2|LLSIS = 2.4 \text{ OU } 6 & \quad (I.64) \end{aligned}$$

Cette succession des états consiste à:

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période;
- appliquer les états Z_1 et Z_2 par alternance;
- utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage;
- inverser l'ordre des états et $X Y$ par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs F_{ij} . Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans les différents secteurs constituant le diagramme vectoriel sont indiquées sur la figure I.11. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.

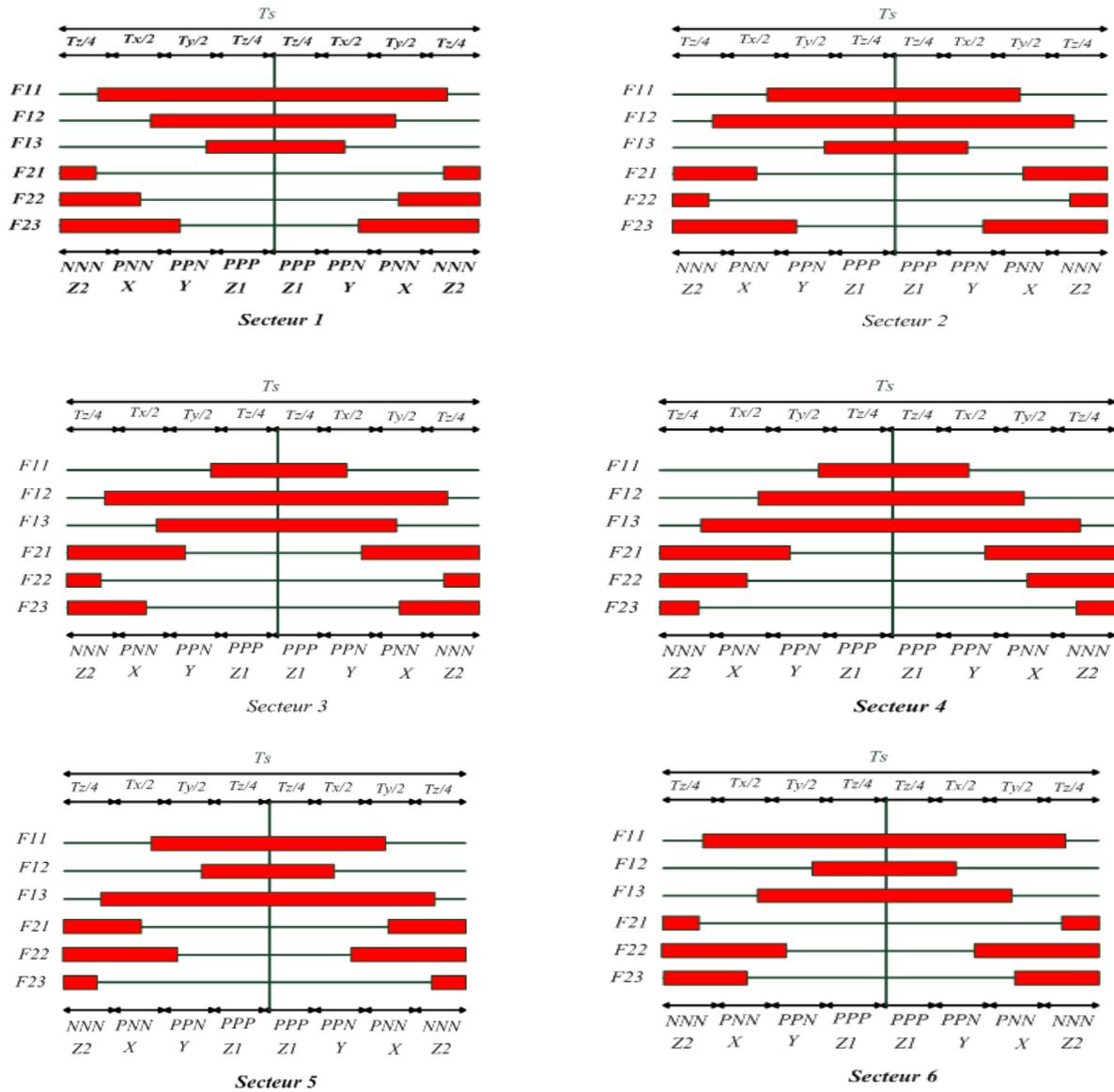


Figure. I.11:Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.

A partir de la figure I.11, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau I.2 suivant.

Secteur	Interrupteurs du haut s_{11}, s_{12}, s_{13}	Interrupteurs du bas s_{21}, s_{22}, s_{23}
1	$s_{11} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{12} = T_y + T_z/2$ $s_{13} = T_z/2$	$s_{21} = T_z/2$ $s_{22} = T_x + T_z/2$ $s_{23} = T_x + T_y + T_z/2$
2	$s_{11} = T_y + T_z/2$ $s_{12} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{13} = T_z/2$	$s_{21} = T_x + T_z/2$ $s_{22} = T_z/2$ $s_{23} = T_x + T_y + T_z/2$
3	$s_{11} = T_z/2$ $s_{12} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{13} = T_y + T_z/2$	$s_{21} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{22} = T_z/2$ $s_{23} = T_x + T_z/2$
4	$s_{11} = T_z/2$ $s_{12} = T_x + T_z/2$ $s_{13} = T_x + T_y + T_z/2$	$s_{21} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{22} = T_x + T_z/2$ $s_{23} = T_z/2$
5	$s_{11} = T_y + T_z/2$ $s_{12} = T_z/2$ $s_{13} = T_x + T_y + T_z/2$	$s_{21} = T_x + T_z/2$ $s_{22} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{23} = T_z/2$
6	$s_{11} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{12} = T_z/2$ $s_{13} = T_y + T_z/2$	$s_{21} = T_z/2$ $s_{22} = T_x + T_y + T_z/2$ $s_{23} = T_x + T_z/2$

Tableau. I.2 : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

I.9 : Résultats de simulation

I.9.1 Résultats de simulation de la MAS alimentée par réseau triphasé

Pour la MAS alimentée directement par le réseau triphasé 380V et tournant en charge à partir de $t=1.5s$ avec un couple de charge $C_r=20N.m$, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques.

Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A. Les résultats de simulation sont représentés par la figure I.12.

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

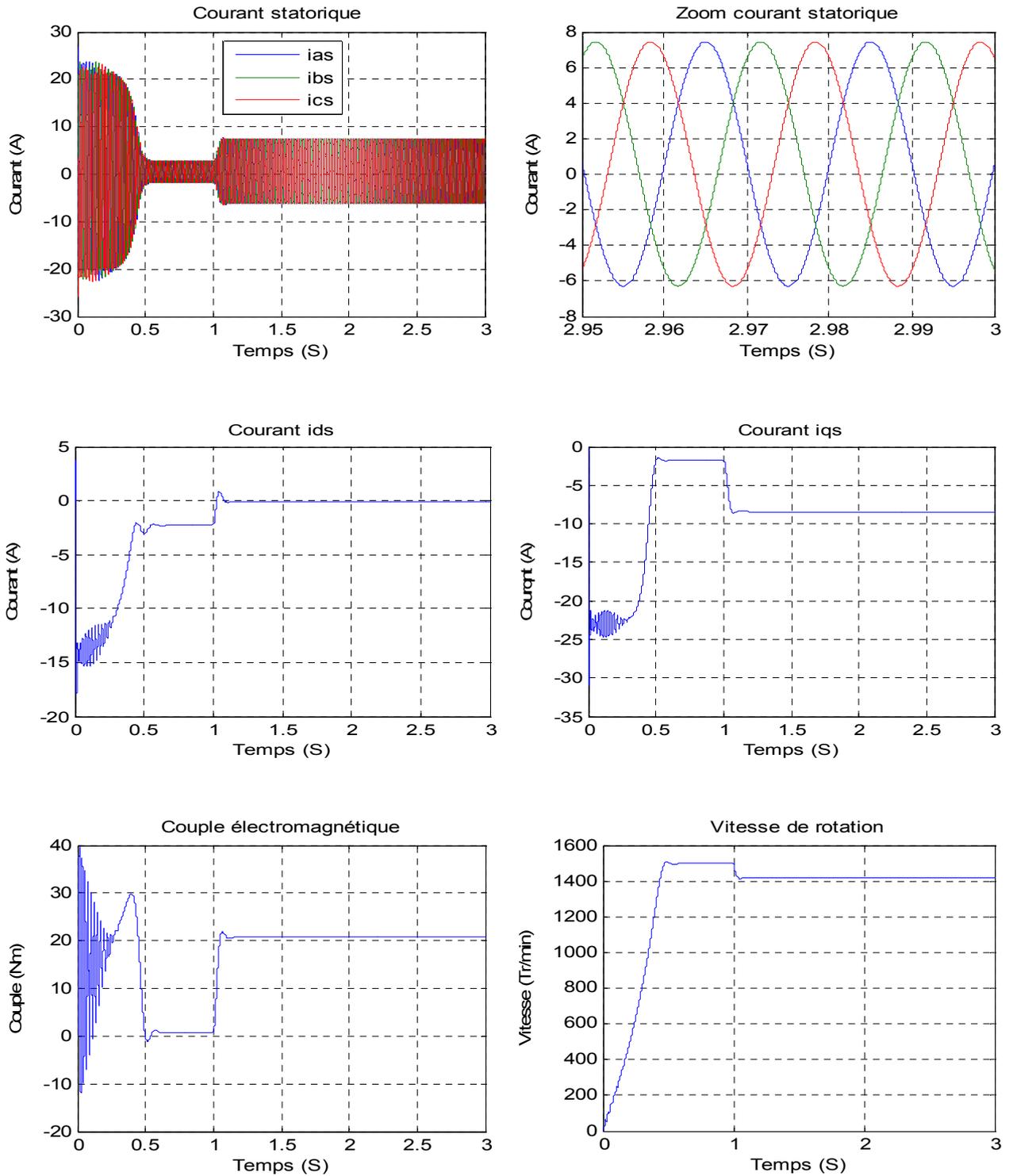


Figure. I.12 :Simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé.

I.9.2 Résultats de simulation de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique triangulo-sinusoidale

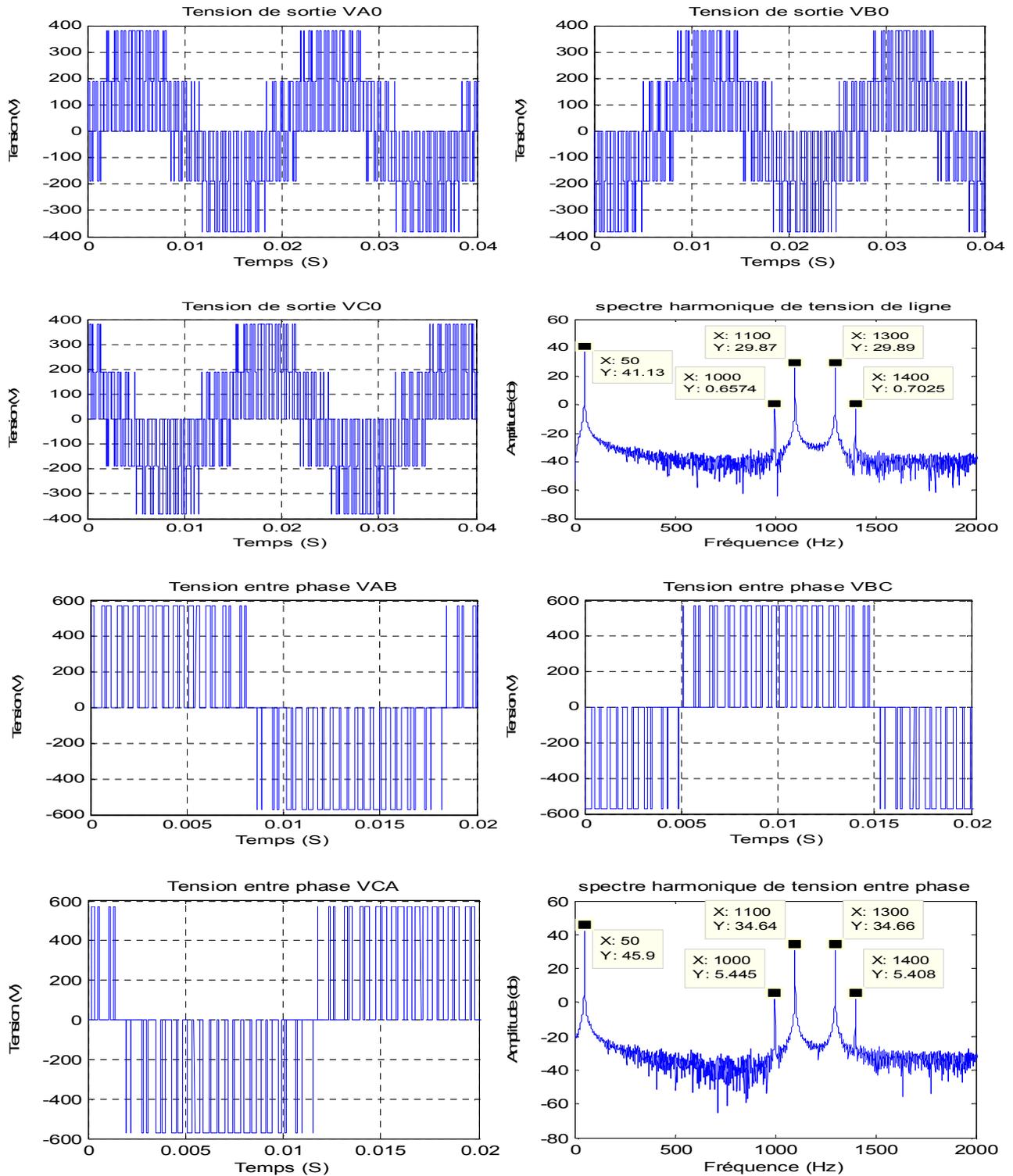


Figure. I.13 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire.

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

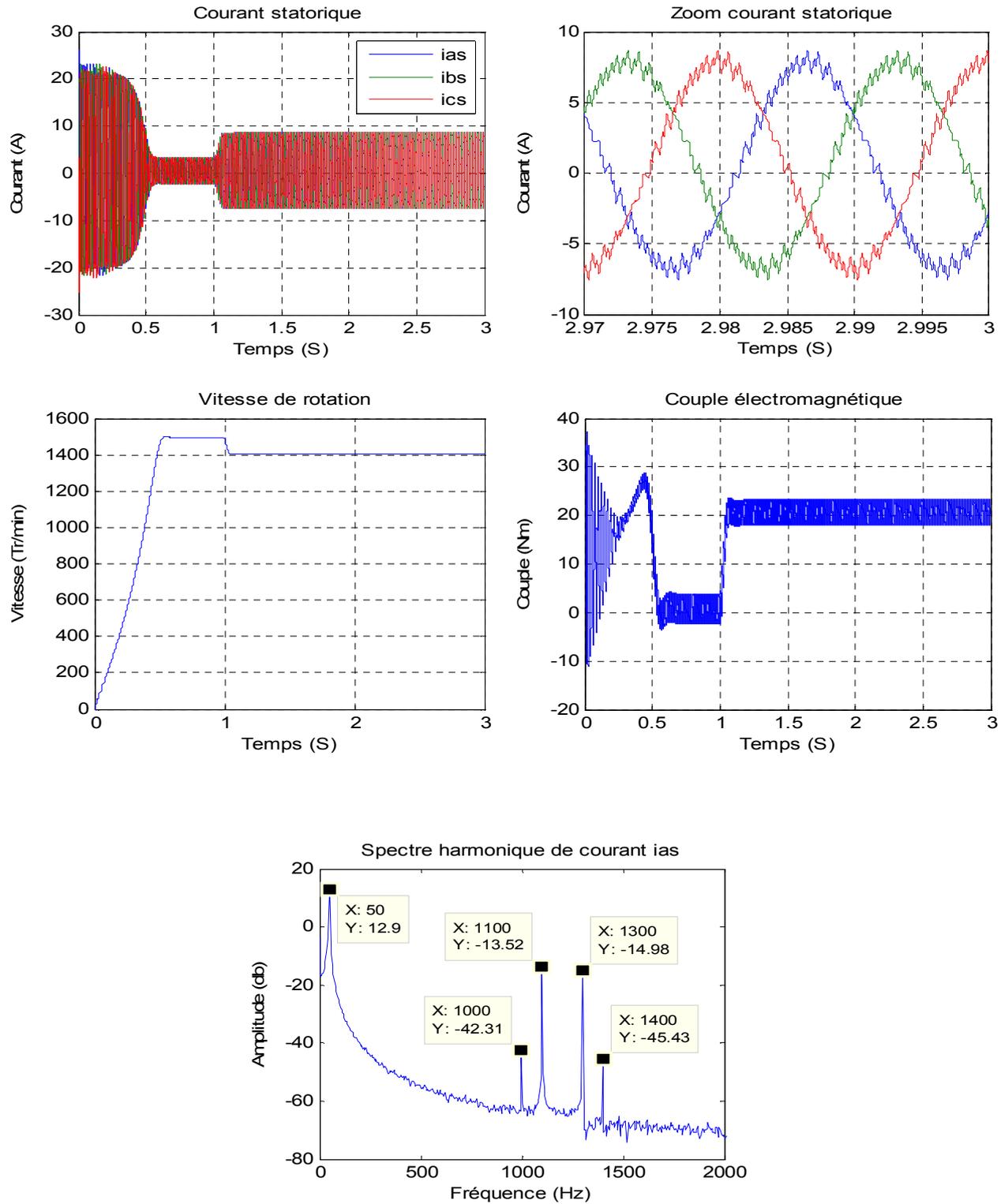


Figure. I.14 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple de de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique sinus-triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).

I.9.3 Résultats de simulation d'un ensemble MAS+onduleur par la technique MLI-Vectorielle

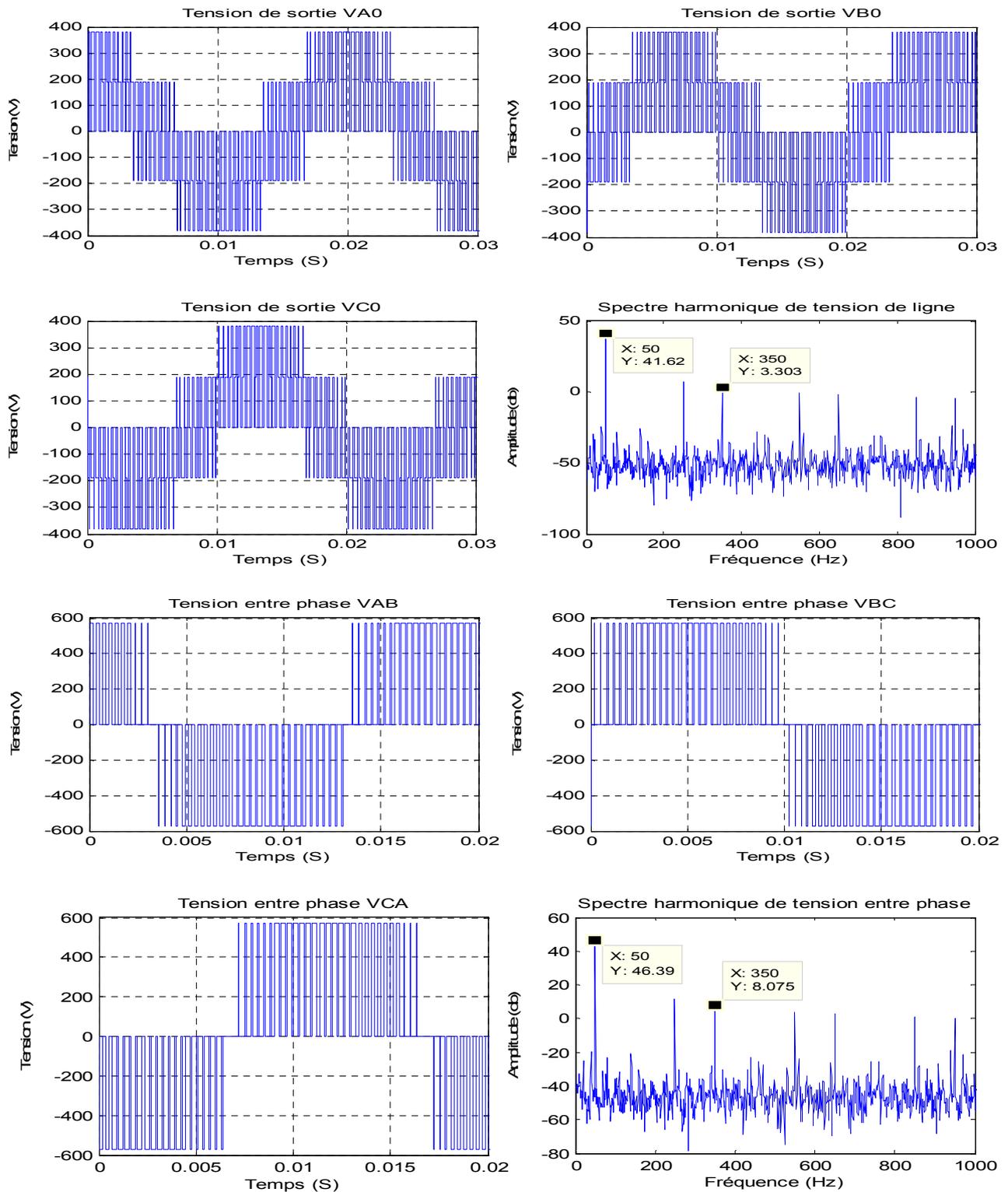


Figure. I.15 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie MLI-Vectorielle.

CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble Moteur -Onduleur

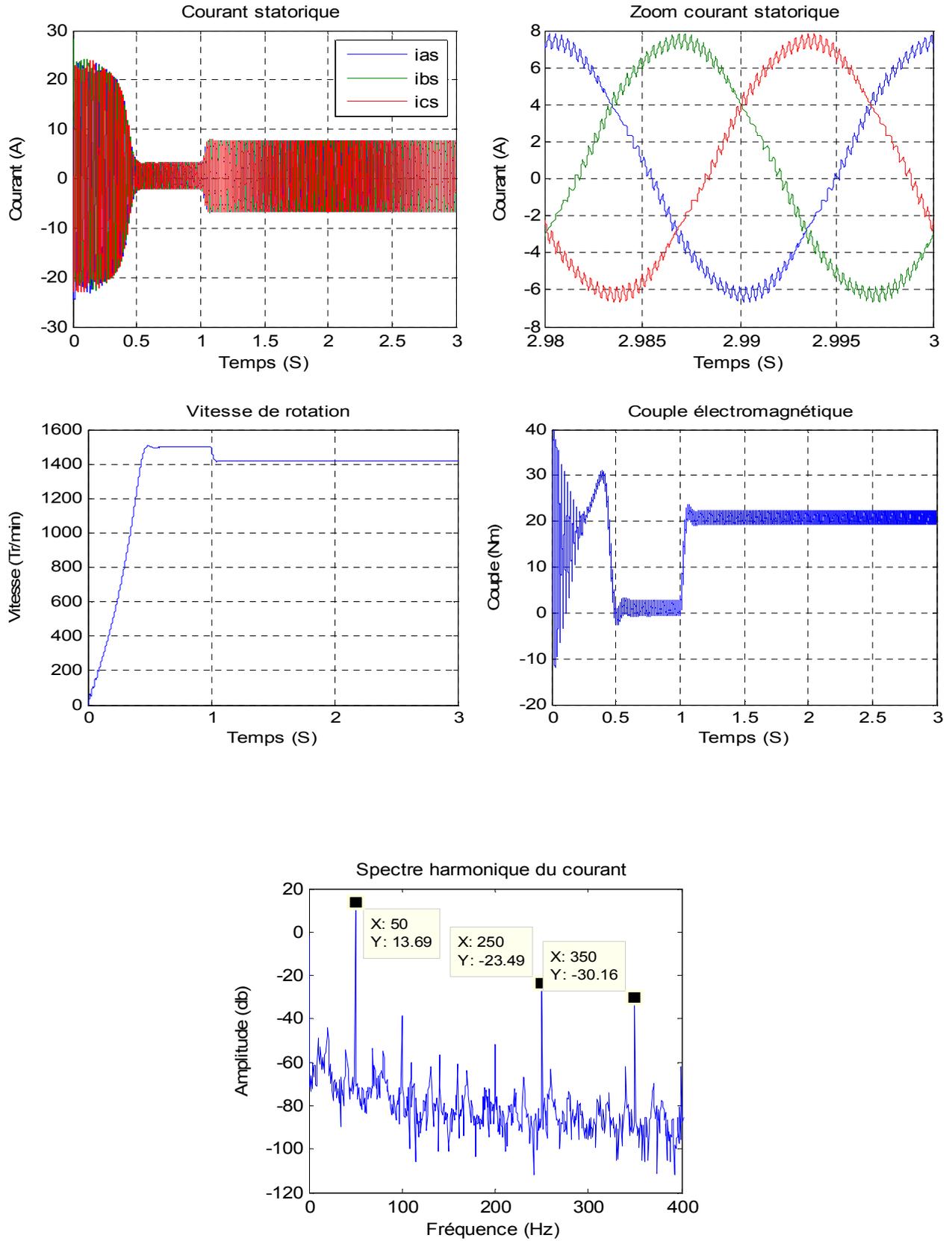


Figure. I.16 : Courants statoriques, vitesse de rotation et couple de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique MLI vectorielle.

I-10 : Interprétation des résultats

Pour la Figure (I-12):

- Pour $0 < t < 1s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la MAS par sur-échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Il présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime permanent, le couple électromagnétique s'annule pratiquement.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme de 1495.5 Tr/min, avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 1s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 20 \text{ Nm}$, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique, qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Pour la Figure (I-14,I.16)

On a simulé le modèle de la MAS associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple résistant de 20 N.m à l'instant $t=1s$. Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle sans onduleur, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modulation de la MAS alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Nous avons ensuite, utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine. Ceci entraîne une facilité de résolution et de simulation du système d'équations de la MAS.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS et l'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une complémentaire parmi les deux possibilités a permis d'obtenir les deux niveaux de tension 0, +E. On a étudié la stratégie de commande de l'onduleur avec la technique de modulation sinus-triangulaire et la technique de modulation vectorielle.

CHAPITRE II

Réalisation d'un onduleur de tension
commandé par DSPACE 1104

II.1 : Introduction

Les onduleurs de tension associés aux machines à courant alternatif sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînements industriels. En premier lieu, les progrès en matière des semi-conducteurs ont permis la réalisation des convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux tels que : DSP, DSPACE et les systèmes à base d'architecture reconfigurable, permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de commande des convertisseurs. Compte tenu de ces deux principales avancées technologiques, les techniques de MLI ont été l'objet de recherches intensives pendant ces deux dernières décennies. Un nombre important de méthodes, différentes de par leur performance ont été développées. La simplicité d'implantation restant cependant encore un critère important, quelques-unes d'entre elles seulement ont gagné la confiance des industriels. Nous nous contenterons ici des généralités sur les techniques de la MLI, particulièrement la MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle pour commander un onduleur triphasé.

II.2 : Description de l'onduleur triphasé réalisé

Dans le but d'effectuer les différents essais expérimentaux pour la détection des défauts sur un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, une réalisation de cet onduleur voir figure II.2.a, a été menée au niveau du Groupe Diagnostic au sein du laboratoire LDEE, Département d'Electrotechnique, Faculté Génie Electrique à l'USTO-MB. La figure II.2.a représente le schéma de l'onduleur de tension réalisé.

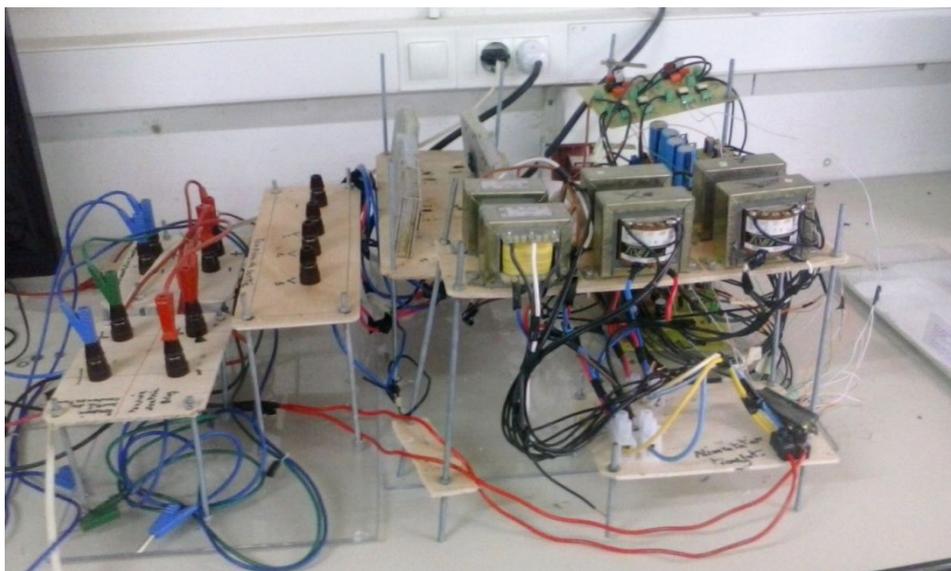


Figure. II.2.a : Photo de l'onduleur réalisé.

L'onduleur triphasé réalisé est représenté sur le schéma synoptique de la figure II.2.b. On distingue trois blocs principaux qui sont:

1. Bloc génération des signaux MLI
2. Bloc circuit de commande
3. Bloc circuit de puissance

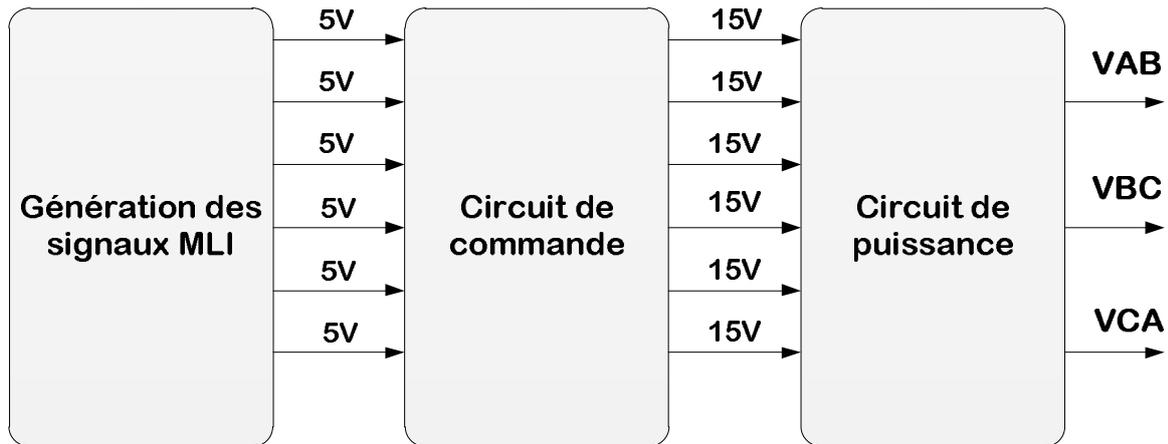


Figure. II.2.b : Schéma synoptique de l'onduleur de tension réalisé.

II.2.1 : Génération des signaux MLI

Cette partie appelée buffer a pour but d'assurer la mise en forme des six signaux de commande générés, qui servent à commander les interrupteurs électroniques à base d'IGBT (FGA25N120) utilisés dans le circuit de puissance. Les signaux sont générés à partir de la carte DSPACE 1104 par le bloc slave à travers le DP9 lié au circuit de commande. Ces signaux doivent être traités afin d'éviter l'état logique (0 0) pour les interrupteurs du même bras, à l'entrée des opto-coupleurs [55].

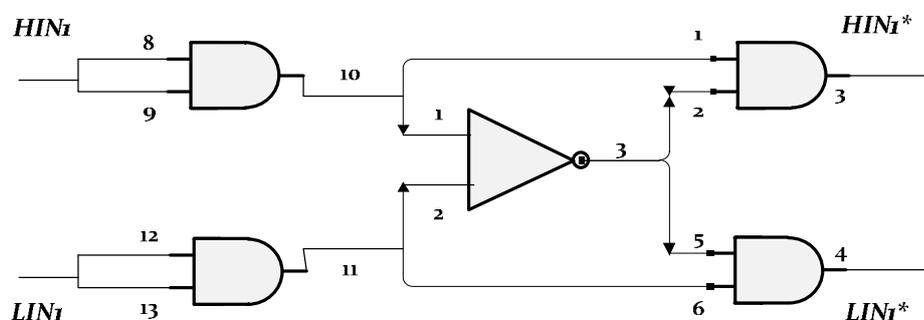


Figure. II.2.c : Schéma du circuit buffer.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Le fonctionnement du circuit buffer pour un bras de l'onduleur peut être expliqué par la table de vérité suivante :

HIN	LIN	HIN*	LIN*
0	0	1	1
0	1	0	1
1	1	1	1
1	0	1	0

Tableau. II.1 : Table de vérité du buffer

- **La carte DSPACE de type DS1104**

La carte que nous allons utiliser pour réaliser la commande de l'ensemble onduleur-MAS est la carte DSPACE de référence DS1104. C'est une carte permettant un développement aisé d'applications en lien direct avec une interface Matlab/Simulink. La DS1104 fait du PC un système de développement puissant pour le prototypage rapide des lois de commande. La 'Real-Time' Interface (RTI) fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées A/N, des sorties N/A, d'une interface codeur incrémental et de la génération MLI. La carte peut être installée pratiquement dans tous les PC possédant une fente PCI 5V libre.

Le système d'expérimentation DSPACE 1104 est utilisé pour interfacier le programme de commande avec les entrées/sorties de l'ensemble onduleur-MAS. La carte DS1104 est complétée par la bibliothèque RTI pour Simulink et le logiciel Control Desk. La bibliothèque RTI contient les blocs de communication en temps réel. Ces blocs remplacent les systèmes modélisés pour construire des programmes de type HIL (Hardware-in-loop).

La carte de contrôle DS1104 est spécialement conçue pour le développement d'un contrôleur multi-niveaux à haute vitesse destiné à divers domaines d'applications. C'est un système de contrôle en temps réel complet avec un processeur du type 603Power PC floating point processor, 250MHz. Pour les utilisateurs avancées des entrées/sorties, la carte dispose d'un système DSP esclave (Slave DSP) pour assurer l'acquisition des mesures et génération des signaux MLI. Le cœur de ce système est un DSP TMS320F240 de chez Texas Instruments.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

La carte de contrôle DS1104 peut être programmée directement en utilisant MATLAB/SIMULINK ou le langage C. Un boîtier de connexion, figure II.2.1, donne un accès facile à tous les signaux d'entrées/sorties à travers des câbles BNC. Les systèmes externes peuvent être connectés ou déconnectés sans soudage desdits connecteurs. Ceci simplifie la mise en place du système et la réalisation des tests. La carte DS1104 est normalement insérée dans un emplacement PCI d'un PC.

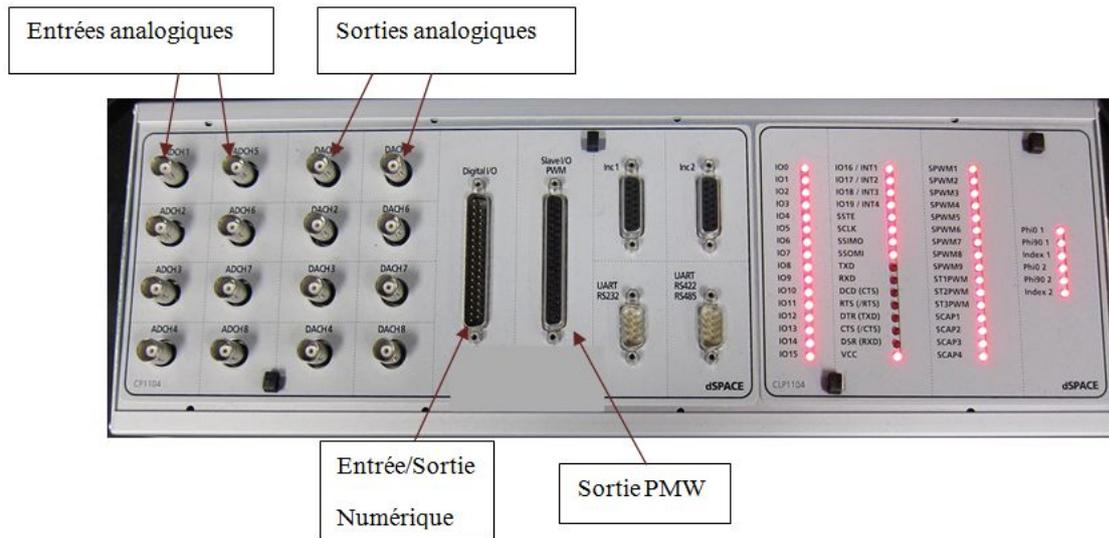


Figure.II.2.1 : Boîtier de connexion de la carte DS1104.

- **Caractéristiques de la carte DSPACE (DS1104)**

Le système DS1104 se compose des éléments suivants [56] :

- La carte mère DS1104, montée sur l'ordinateur, gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte [20] est plus précisément décrite par la figure II.2.2.

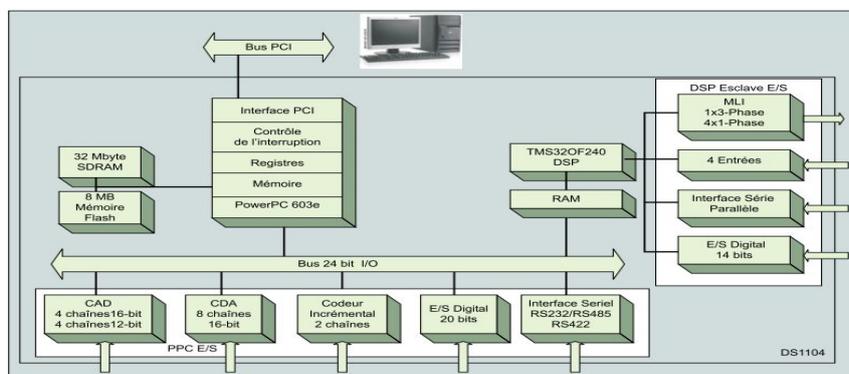


Figure. II.2.2 : Schéma bloc du module DSPACE.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

2- Des entrées/sorties numériques 20 bits ;

3- Des entrées/sorties numériques 14 bits ;

4- Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240 ;

5- Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée ;

6- Deux encodeurs incrémentaux ;

7- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC).

Ce panneau est composé des éléments suivants :

- Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique/numérique. Il est à noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10.
- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique/analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10, car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage ± 10 V.

Ce descriptif est résumé dans le tableau II.2 suivant:

Paramètres		Spécifications
Processeur principal	Type	MPC8240 avec noyau PC 603 ^e 64 bits 250Mhz
Mémoire	Mémoire Générale	32MB SDRAM
	Mémoire Flash	8 MB
Conversion A/D	Chaînes	4 multiplexées (1x16-bit) 4 parallèles (1x12-bit)
	Temps de Conversion	Chaînes multiplexées : 2 μ s Chaînes parallèles : 800ns
Conversion D/A	Chaînes	8 (1x16-bit)
	Tension	± 10 V
Digital I/O	Chaînes	20-bit parallèles I/O Sélection de bit Entré ou sortie
	Tension	Niveau TTL entrées et sorties
Interface de codeur Incremental	Chaînes	2 chaînes indépendantes Entrée TTL ou RS422
	Résolution	24 bits fréquence maximale de 1.65MHz

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

DSP esclave	Type	Texas Instruments TMS320F240DSP 16 bits 20Mhz
	Chaînes I/O	10 sorties MLI 4 entrées 14 bits I/O 1 interface série périphérique
	Tension	niveau d'entrée/sortie TTL conversion A/D 0-5V
Interface série	Configuration	Protocole UART compatibilité RS232/RS422/RS485

Tableau. II.2 : Caractéristiques de la carte DS1104.

L'avantage principal de ce système de commande numérique est qu'à l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink puis de traduire celles-ci en langage codé et de les transférer automatiquement dans le contrôleur.

Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (Control Desk). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils et logiciels constituant ce système de développement sont présentés dans ce qui suit :

- **Matlab/Simulink**

Il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essai.

- **RTI (Real Time Interface)**

Les algorithmes de commande qui sont implantés dans la carte DS1104 sont développés dans l'environnement de programmation Matlab/Simulink. La Real-Time-Interface (RTI) qui est une bibliothèque créée pour le système DS1104, fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées analogiques/numériques, des sorties numériques/analogiques, des lignes d'entrées/sorties numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération MLI. La RTI conjointement avec la Real-Time Workshop, gère

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

de façon automatique le code de l'algorithme de commande en temps réel qui est implanté directement sur la carte de contrôle DS1104.

- **RTW (Real Time Workshop)**

Ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.

- **Control Desk**

Le Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du fichier développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. Ce logiciel charge le programme construit avec Matlab/Simulink dans la mémoire de la carte DSPACE et permet d'interagir avec celui-ci pendant l'expérimentation. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne. Un exemple de construction d'un écran graphique est présenté ci-après (ou IHM : Interface Homme Machine), voir figure II.2.3.

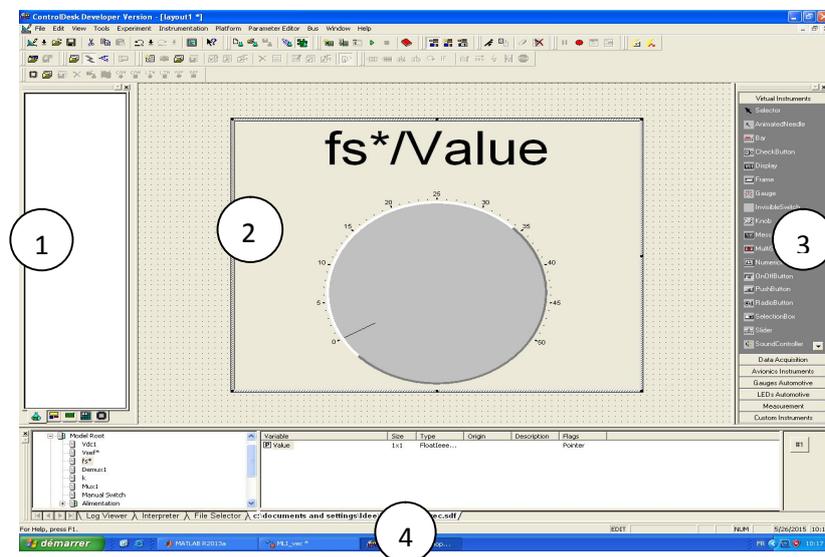


Figure. II.2.3: Exemple d'IHM développée sous Control Desk

Les différentes fenêtres rencontrées sur Control Desk sont :

- 1 – la fenêtre de navigation (Navigator).

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

- 2 – la fenêtre de travail contenant le 'layout' (layout).
- 3 – le choix d'instrument (instrument selector).
- 4 – la fenêtre d'outils (toolwindow).

Le "layout" est une interface graphique à laquelle on peut ajouter divers instruments dans le but de visualiser ou de modifier en temps réel les différentes variables définies dans le programme de commande.

• Communication entre l'ordinateur et la carte DSP

Le constructeur place son DSP sur les cartes de développement qui sont accessibles à l'ordinateur :

- Soit par liaison RS232 (système UART : Universal Asynchronous Receiver Transmitter). Par cette liaison, on peut envoyer le programme vers le DSP, le mettre en route (fonction « run »). Il est possible ainsi d'obtenir un contrôle (léger) du fonctionnement du processeur et son arrêt ;
- Soit par port parallèle (type liaison imprimante). Il est possible avec ce moyen de communication d'envisager un contrôle en temps réel du fonctionnement du DSP ;
- Soit par port USB. Cette liaison est la plus intéressante. Non seulement le contrôle en temps réel est possible, mais l'opérateur peut, dans certaines conditions, intervenir en temps réel par les interruptions, en modifiant ainsi le fonctionnement du DSP.

• Les convertisseurs

Il en existe deux types : les convertisseurs analogiques/numériques (ADC) et ceux numériques-analogiques (DAC). Les premiers, au nombre de 8 comme l'indique la figure (II.2.1), permettent à l'utilisateur de fournir à la carte DSPACE un certain nombre d'informations sur l'état du système : tension, courant, etc. Une précaution doit cependant être prise, car ces entrées requièrent des tensions comprises entre -10V et +10V (bipolaires). Les convertisseurs numériques/analogiques (DAC), quant à eux, permettent un retour d'informations vers le processus comme la commande de l'angle de retard des thyristors. Il faut noter qu'un signal de 1 sous Simulink™ équivaut en entrée des ADC et en sortie des DAC à 10V. Ainsi, dans l'élaboration de tous les schémas à implanter, des gains de 10 et de 1/10 doivent être utilisés pour compenser les gains imposés par la DSPACE.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Les caractéristiques principales de ces convertisseurs sont les suivantes [57] :

- **Unité ADC (convertisseur analogique-numérique)**

Le microprocesseur maître de la carte DS1104 PowerPC 603e «Master PPC» contrôle une unité d'ADC avec deux types de convertisseurs A/D différentes:

- Un convertisseur A/D (Analogic to Digital Converter) (ADC1) pour multiplexer les signaux de quatre canaux (ADCH1 ADCH4 ...). Les signaux d'entrée du convertisseur sont sélectionnés par un mélange 4 :1 multiplexeur d'entrée. Les convertisseurs A/N ont les caractéristiques suivantes:
 - 4 voies multiplexées de résolution 16bits;
 - Plage de tension d'entrée de ± 10 V;
 - Compensation d'erreur ± 5 mV;
 - Erreur de gain $\pm 0,25\%$;
 - Rapport signal sur bruit (signal-to-noise ratio: SNR en anglais) > 80 dB;
- 4 convertisseurs A/D parallèles (ADC2 ... ADC5) avec un canal chacun (signaux ADCH5 ... ADCH8). Ils ont les caractéristiques suivantes:
 - 4 voies parallèles de résolution 12 bits;
 - Plage de tension d'entrée de ± 10 V;
 - Compensation d'erreur ± 5 mV;
 - Erreur de gain $\pm 0,5\%$;
 - Rapport signal sur bruit (SNR) > 70 dB.

- **Unité DAC (convertisseur numérique-analogique)**

Le PPC de maître de la DS1104 contrôle un convertisseur D/A. Il a les caractéristiques suivantes:

- 8 canaux parallèles du DAC (Digital to Analogic C) (signaux DACH1 ... DACH8);
- Résolution de 16-bit;
- Plage de tension de sortie de ± 10 V;
- Erreur de décalage de ± 1 mV, décalage dérive de 13 ppm / K;
- Erreur de gain : $\pm 0,1\%$, de gain dérive : 25 ppm / K;
- Rapport signal sur bruit (SNR) : > 80 dB ;

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

• Création d'un modèle en temps réel dans Simulink/DSPACE RTI1104

Un des meilleurs atouts de DS1104 et la facilité avec laquelle on peut construire des applications en temps réel. Le temps entre la conception des instructions numériques pour le DSP et l'exécution effective de l'application dépend seulement de la façon dont l'ordinateur peut compiler rapidement le code initial. Fondamentalement une application en temps réel peut être créée par deux méthodes [55] :

- en utilisant Matlab/Simulink pour établir le modèle et produire automatiquement le code en C et le télécharger dans la mémoire du DSP;
- en programmant le codage en C manuellement et en compilant le modèle dans le code du DSP. On en convient volontiers que la première méthode est la plus rapide, surtout pour les systèmes qui ne présentent pas d'exigences particulières.

Pour avoir la librairie RTI1104 il suffit de taper dans l'espace de travail Matlab la commande 'rit'. Une fois que l'on a achevé le modèle de Simulink qu'on veut exécuter en temps réel, la seule commande exigée est RTW Build sous le menu Tools dans Simulink. Une fois que la commande est exécutée, le logiciel de DSPACE crée un fichier objet (*.obj). On le télécharge sur la carte DS1104 et on commence automatiquement l'exécution matérielle. Cependant, il y a quelques arrangements importants qu'on doit faire avant de "transporter" le modèle dans le monde du temps réel.

Le modèle développé pour la simulation doit être connecté à des dispositifs externes (générateurs de signaux et oscilloscopes). Puisque ces dispositifs sont physiquement des générateurs/récepteurs de signaux partant ou provenant du DSP, on doit faire passer ces signaux par l'intermédiaire des canaux d'entrées-sorties analogiques, situés sur le boîtier de connexion de la carte. On doit d'abord, s'assurer que les générateurs et les récepteurs des signaux sont reliés par l'intermédiaire des câbles protégés BNC aux entrées ADC et aux sorties DAC respectivement.

• Création d'un fichier d'expérience avec Control Desk

Control Desk est un logiciel qui permet à l'utilisateur de suivre les variables, de voir leur comportement et de modifier les paramètres de simulation en interagissant directement avec la carte DS1104. Une fois Control Desk démarré, les étiquettes montrent l'outil actuellement utilisé. Dans la figure seuls trois des outils de travail sont disponibles, à savoir : Log Viewer,

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Interpréter et File Selector. Il y a un outil, très important, auquel il faut donner une particulière attention. Cet outil s'appelle Variable Browser and Paramètre Editor. Il permet d'accéder aux variables d'une application. Ces variables sont stockées dans un dossier appelé le fichier 'file.sdf'. Ainsi pour la manipulation des variables simulées, on doit charger le fichier file.sdf avant de commencer la conception graphique, figure II.2.4.

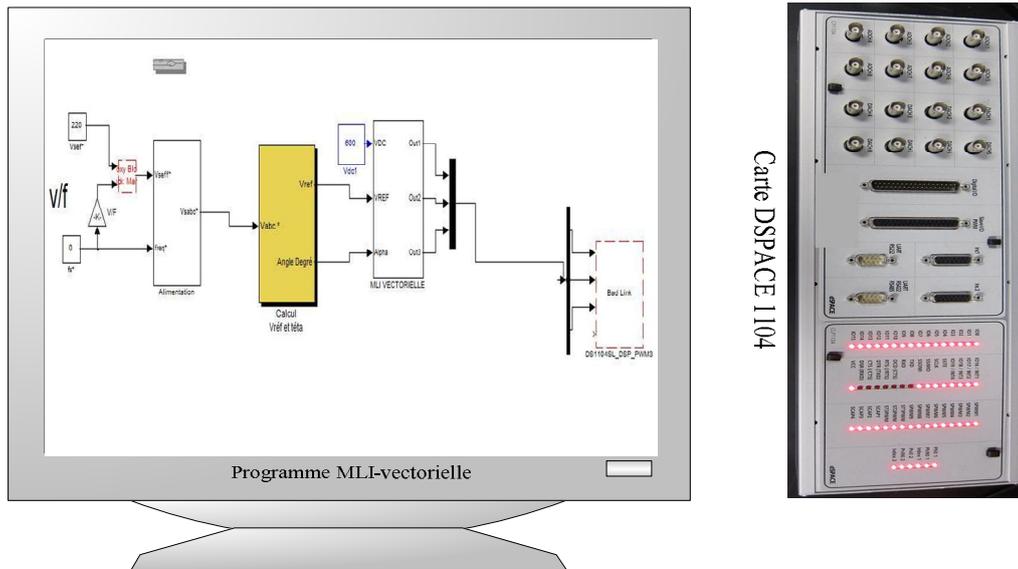


Figure. II.2.4 : Schéma synoptique d'une accusation de commande MLI-vectorielle.

Dans ce qui suit, la figure II.2.5 suivante représente les résultats expérimentaux des six signaux de commande des IGBT générés par la carte DSPACE.



Figure. II.2.5 : Six signaux de commande générés par DSPACE 1104.

Après l'analyse spectrale des six signaux de commande, on remarque sur le spectre la présence de la composante continue et les harmoniques multiples de deux et multiples de trois (les harmoniques de pollution).

II.2.2: Circuit de commande

1. **L'alimentation:** elle se compose de cinq parties principales:

- **Le transformateur**

Dans le but d'avoir une alimentation continue, six alimentations de $+5V$ et six alimentations de $+15V$, nous avons opté pour des transformateurs qui possèdent deux secondaires identiques de $220V/17V$ efficaces chacun et un transformateur $220V/6V$ dont la puissance est moyenne, ce qui explique la faible puissance des différents composants qui constituent notre circuit de commande.



Figure. II.2.6 : Alimentation : Transformateurs 220V/17V et 220V/6V.

- **Le redresseur**

Le redressement bi-alternances est obtenu à partir de la tension alternative $6V$ et $15V$ aux bornes du secondaire des transformateurs (une tension unidirectionnelle). Pour ce fait, on a choisi un pont redresseur de moyenne puissance. On obtient à la sortie du pont, le signal $V(t)$. Pendant l'alternance positive, les diodes **D1** et **D3** conduisent tandis que les diodes **D2** et **D4** sont bloquées.

- **Le filtre**

Le but du filtrage est de donner une tension sensiblement continue. L'étape redressement, nous a permis de convertir une tension alternative sinusoïdale en une tension redressée.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Cette tension comprend une composante alternative à la quelle est superposée une composante continue, pour obtenir une tension continue de valeur efficace sensiblement constante, il faut bloquer la composante alternative ou au moins la réduire, c'est le rôle du filtre capacitif qu'on a utilisé [57].

- **Les régulateurs**

La stabilisation des tensions positives est réalisée par les régulateurs de tension **UA7815UC84.19F**, les circuits intégrés dans notre circuit sont sensibles aux fluctuations du réseau, dans ce cas, il est nécessaire de prévoir une régulation de la tension. Les condensateurs sont usuellement utilisés pour la protection en courant contre le court-circuit et les fortes dissipations. Une bonne régulation permet donc d'éliminer toute variation éventuelle de la tension. Les avantages que présentent les régulateurs sont :

- Limitation interne du courant de sortie, excluant toute destruction par surcharge ou court-circuit.
- Limitation interne de la température de jonction en cas d'appel excessif de la puissance ou d'un refroidissement insuffisant.

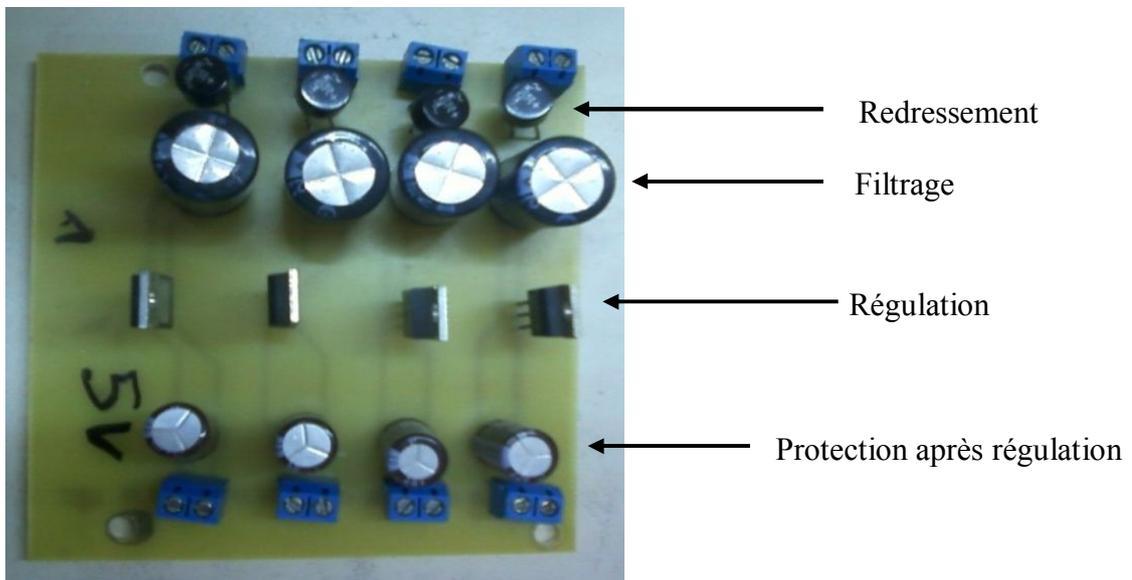


Figure. II.2.7 : Pont redresseur réalisé.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Dans ce qui suit, la figure II.2.8 suivante représente les résultats expérimentaux des signaux du pont de redressement.

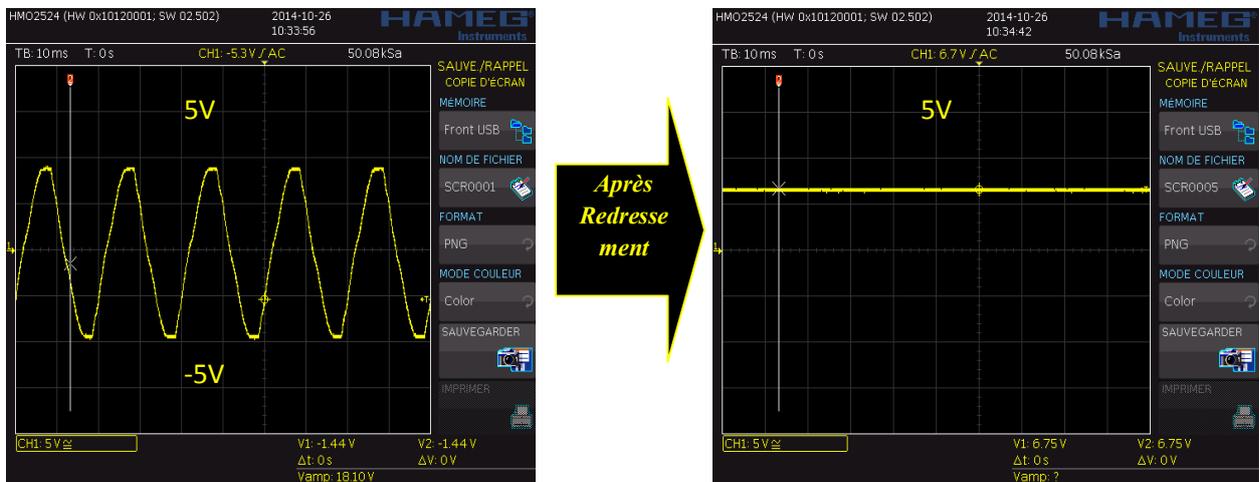


Figure. II.2.8 : Les signaux du pont redressement.

2. Isolation optique

L'isolation entre la partie puissance et la partie commande est obtenue par opto-coupleur (4N35), à partir des signaux MLI (1, 2, 3, 4, 5, 6) qui sont générés par le DSPACE 1104 vers les transistors IGBT (FGA25N120).

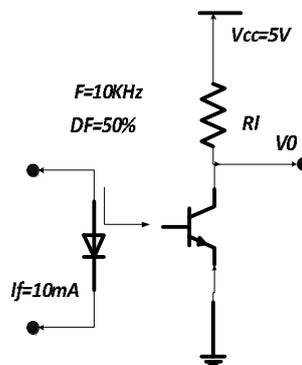


Figure. II.2.9 : Schéma synoptique du circuit opto-coupleur 4N35.

3. Circuit génération du temps-mort

Par conception, les transistors IGBT ont un temps de blocage supérieur à celui de l'amorçage. Comme les deux transistors du même bras fonctionnent en complémentaire, cela peut court-circuiter la source de tension (les sources flottantes). Il est nécessaire de retarder la fermeture d'un transistor, lors du blocage de son complémentaire. Pratiquement, on retarde le front

montant du signal de commande, ce retard est réalisé par un circuit RC. L'utilisation du circuit RC permet de ralentir la montée de l'impulsion, sans aucun changement de la durée de descente de l'impulsion. Le condensateur se décharge instantanément à travers une diode montée en antiparallèle avec la résistance. Pour rendre le signal sous sa forme initiale (signal carré), on utilise des portes logiques, tel que les inverseurs comme détecteurs de seuil.

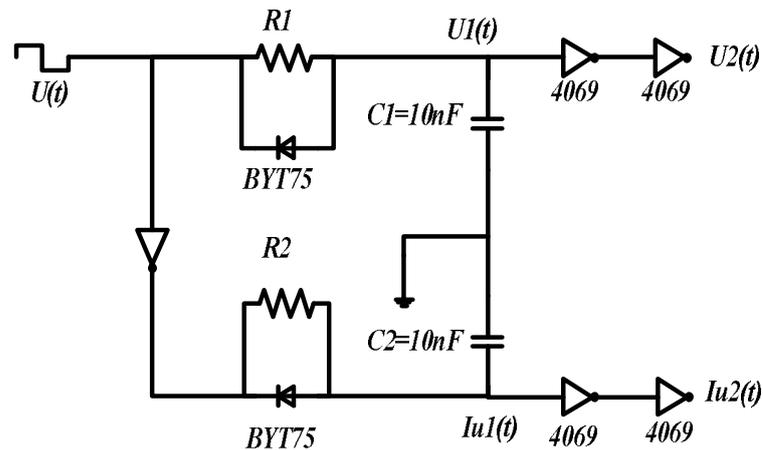


Figure. II.2.10 : Schéma synoptique circuit génération du temps-mort.

Avec

- Le signal de commande est $U(t)$.
- En retardant le signal $U(t)$, on obtient le signal $U_1(t)$.
- Le complémentaire du signal de commande est $I_u(t)$.
- En retardant le signal $I_u(t)$, on obtient le signal $I_{u1}(t)$.
- Les signaux de commande résultants sont $U_2(t)$ et $I_{u2}(t)$.

Si le signal de commande $U(t)=1$ passe par un circuit RC, la montée de la tension est décrite par la formule suivante :

$$U_1(t) = 1 - e^{-\frac{T}{RC}} \text{ (II.18)}$$

Cela implique que ce front montant est retardé du temps $\tau_r = 3RC$. En utilisant un inverseur pour rendre la tension sous sa forme initiale (échelon de tension), cet inverseur donne le complémentaire de cette tension si elle atteint 67% (c'est-à-dire que le temps du retard est $T_r = RC$).

4. Circuit génération des signaux de commande des IGBT de l'onduleur par le driver IR2110.

C'est un circuit qui réalise l'interface entre le circuit de commande et la grille du transistor. Ce composant utilise la technique de circuit élévateur.

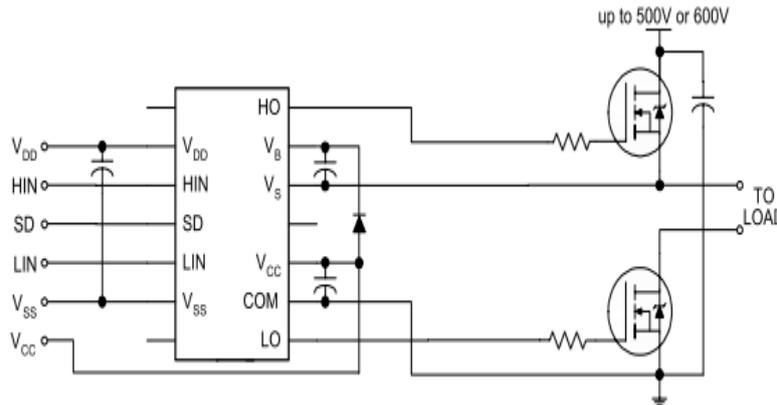


Figure. II.2.11 : Schéma synoptique du circuit driver IR2110.

Au moment où K_2 est en conduction, le condensateur C_1 est chargé à V_{cc} à travers la diode (l'émetteur de K_1 est relié à la masse). Lorsque K_2 se bloque, K_1 devient conducteur; le point entre les deux transistors (Emetteur K_1 , collecteur K_2) passe de la tension 0 à la tension d'alimentation de puissance. Le point V_B sera à une tension supérieure de la tension de puissance de V_{cc} ; la diode est bloquée.

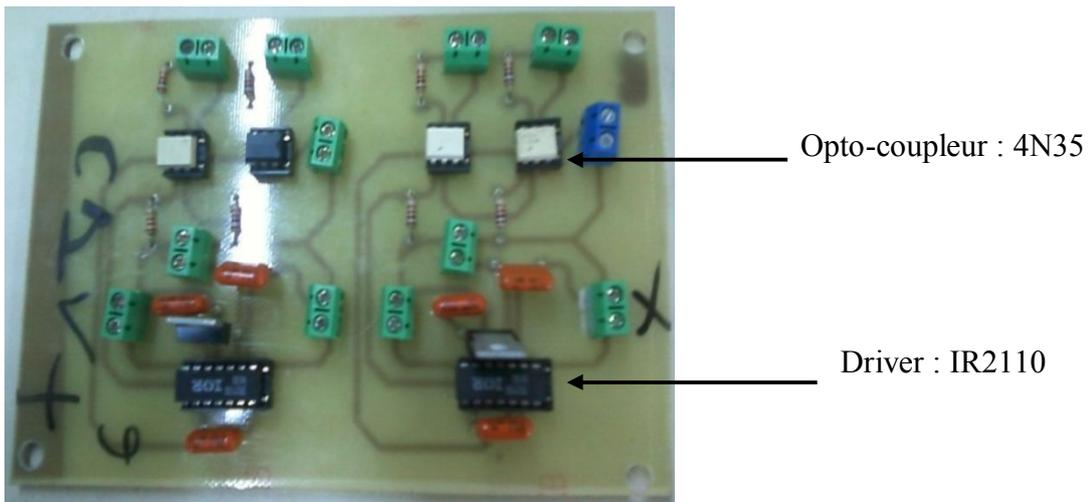


Figure. II.2.12 : Carte réalisée pour la commande d'un IGBT.

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

Dans ce qui suit, la figure II.2.13 suivante représente les résultats expérimentaux des signaux de commande de la sortie du driver IR2110.

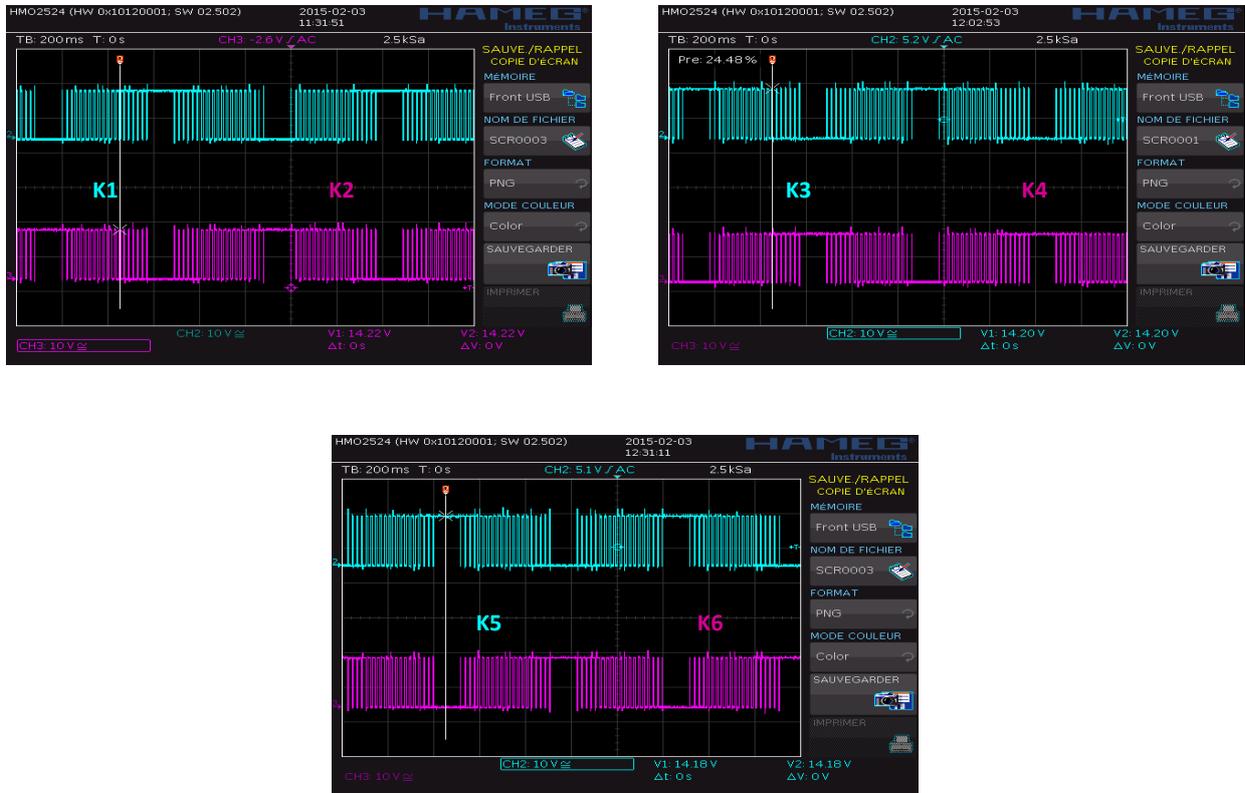


Figure. II.2.13 : Les signaux de commande de la sortie du driver IR2110.

II.2.3 : Circuit de puissance

Pour l'alimentation de la MAS, on réalise un onduleur de tension triphasé à deux niveaux à base d'IGBT. Le transistor utilisé est un IGBT à diode intégrée de type FGA25-N120 (1200V, 30A). Voir caractéristiques dans l'annexe D.

Le circuit RCD est un circuit de protection pour chaque IGBT, voir figure II.2.14. Les IGBT dans les onduleurs introduisent des surtensions par la présence des inductances parasites. Il s'ensuit des risques de destruction des composants. L'inductance parallèle se présente alors comme l'obstacle principal dans la réalisation de ses convertisseurs. Ces surtensions, qui apparaissent entre le collecteur et l'émetteur lors de l'ouverture du transistor peuvent conduire à la détérioration de celui-ci par claquage. Il est donc nécessaire d'introduire un dispositif écrêter aux bornes de chaque transistor pour atténuer et amortir ces surtensions parasites. Et par conséquent, veiller à ce que la tension collecteur-émetteur reste toujours inférieure à la tension limite de claquage des composants.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de l'écrêteur, on considère le montage de la figure II.2.14.a, dont lequel on suppose que le courant dans la charge est constant. Sous l'effet de l'inductance parasite de câblage, la tension collecteur-émetteur apparaît lors de l'ouverture de l'IGBT suite à la commutation du courant $\left(\frac{dI_L}{dt} \text{ très élevé}\right)$.

L'énergie emmagasinée dans cette inductance parasite est transférée au niveau du condensateur, lorsque la tension V_{ce} dépasse la tension d'alimentation à travers la diode D (diode de roue libre). A partir de cet instant, le surplus de la tension emmagasinée dans le condensateur est évacué vers la résistance R et la tension d'alimentation.

➤ **Montage RCD**

R : résistance, **C** : condensateur, **D** : diode

Supposons qu'à l'instant t_0 , on bloque le transistor, on a :

$$\begin{cases} I_c(t_0) = I_1(t_0) = I_0 \\ V_1(t_0) = 0 \end{cases} \text{(II.1)}$$

$$V_{Cec}(t_0) = V_{ce}(t_0) \approx 0 \text{(II.2)}$$

Le courant représenté par l'équation suivante, commence à décroître

$$I_c(t) = I_0 \left(1 - \frac{t-t_0}{t_f}\right) \text{(II.3)}$$

Avec t_r le temps de blocage du transistor, c'est-à-dire que $I_c(t_0 + t_f) = 0$; la diode D_R conduit lorsque la tension $V_{ce} < E$, le condensateur commence à se charger par ce courant tel que :

$$C_{ce} \frac{d(V_{Cec})}{dt} = I_c(t) = I_0 - I_0 \left(1 - \frac{t-t_0}{t_f}\right) \text{(II.4)}$$

$$V_{Cec} = \frac{I_0}{2C_{ec}t_f} I_0 (t - t_0)^2 \text{(II.5)}$$

Pour la condition $(V_{ce}(t_0) = 0)$.

Après le blocage de l'IGBT, le condensateur C_{ec} commence à se charger à un courant constant I_0 (on suppose que la tension aux bornes de l'IGBT; $V_{ce} = E$).

$$C_{ec} \frac{d(V_{Cec})}{dt} = I_c(t_0) = I_{Cec} \text{(II.6)}$$

$$V_{Cec} = \frac{I_0 t_f}{2C_{cc}} + \frac{I_0}{C_{ec}} (t - t_1) \text{(II.7)}$$

Avec $T_1 = t_0 + t_f$; le temps de l'IGBT $V_{ce} = E$

Le condensateur se charge totalement à l'instant t_2 , qui vérifie l'équation suivante :

$$\frac{I_0 t_F}{2C_{ec}} + \frac{I_0}{C_{ec}}(t_2 - t_1) = E \quad (\text{II.8})$$

$$t_2 = \frac{EC_{ec}}{I_0} - \frac{t_F}{2} \quad (\text{II.9})$$

A cet instant, la diode de roue libre commence à conduire, le courant diminue, C se décharge de l'inductance dans le condensateur.

$$L_c \frac{d(I_{cec})}{dt} + V_{Cec}(t) = E \quad (\text{II.10})$$

$$L_c C_{ec} \frac{d(V_{Cec})}{dt} + V_{Cec}(t) = E \quad (\text{II.11})$$

$$V_{Cec}(t) = E + A \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{II.12})$$

A l'instant t_2 , $V_{Ce} = E$, $I_L = I_{Ce} = I_0$.

$$\begin{cases} V_{Cec}(t) = E + \frac{I_0}{C_{ec}} \sin(\omega t) \\ I_L(t) = I_0 \cos(\omega t) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{1}{\sqrt{L_c C_{ec}}} \quad (\text{II.14})$$

A l'instant t_3 le courant s'annule, c'est-à-dire que, la tension de l'inductance soit maximale.

$$\frac{I_0}{C_{ec}} \cos(\omega t_3) = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Donc } \omega t_3 = \pi/2$$

Le dépassement de la tension est :

$$\Delta V = \frac{I_0}{C_{ec}} = I_0 \sqrt{\frac{L_c}{C_{ec}}} = \frac{2R_{ec} I_0}{C_{ec}} \quad (\text{II.16})$$

Le choix des C_{ec} est effectué de manière à l'imiter le point maximal de la surtension à une valeur déterminée, pour un courant de charge maximale et une estimée de l'inductance.

$$C_{ec} = \frac{I_0^2}{\Delta V} L_c \quad (\text{II.17})$$

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

R_{ce} est choisie de telle sorte que la durée du condensateur ne dépasse pas la moitié de la période de découpage :

$$3R_{ec}C_{ec} < \frac{1}{3*2F_{dec}}, \text{ donc on prend } R_{ce} = 47\text{ohm et } C_{ec} = 39\text{nF}$$

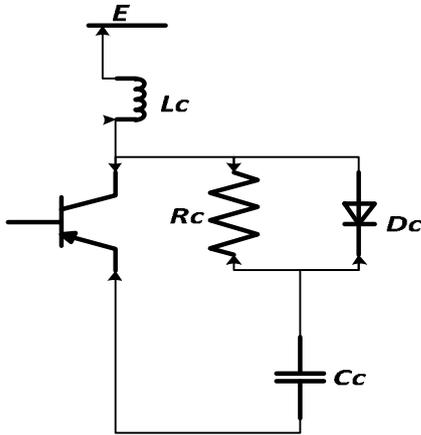


Figure. II.2.14 : Circuit RCD contre le court-circuit.

(a) Circuit synoptique (b) Circuit réalisé

La figure II.2.15 suivante représente le circuit de puissance



Figure. II.2.15 : Circuit de puissance d'un onduleur à deux niveaux.

II.3 : Les résultats expérimentaux

Le convertisseur statique est composé d'un redresseur triphasé qui permet d'avoir une tension continue filtrée par un bloc de filtrage afin d'alimenter l'onduleur de tension à base

d'IGBT. La carte DSPACE 1104 fournit directement les signaux MLI centrés. Pour obtenir les signaux d'une commande MLI-vectorielle, il suffit de déterminer les temps T_1 et T_2 et la situation du vecteur de référence (c.à.d. le secteur). La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec des niveaux de tension similaires. Il existe plusieurs types de convertisseur de fréquence. Celui retenu est un convertisseur à commande numérique, ce qui nous offre la possibilité d'utiliser n'importe quel type de commande : MLI sinus-triangle et MLI-vectorielle.

II.3.1 Signaux des tensions

➤ Cas de la commande de l'onduleur MLI sinus triangle:

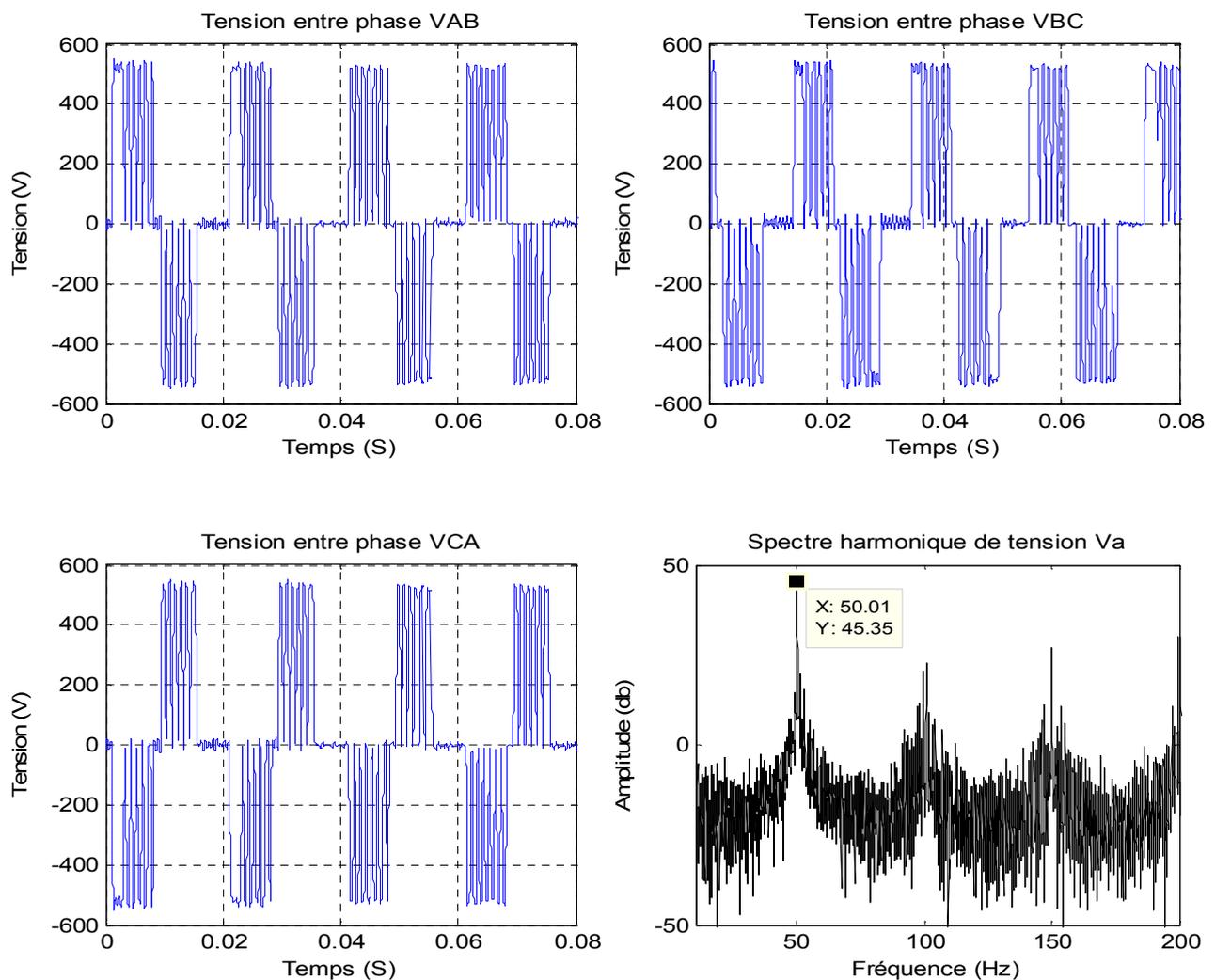


Figure. II.3.1: Les signaux obtenus des tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} et le DSP du signal.

➤ Cas de la commande de l'onduleur MLI-vectorielle:

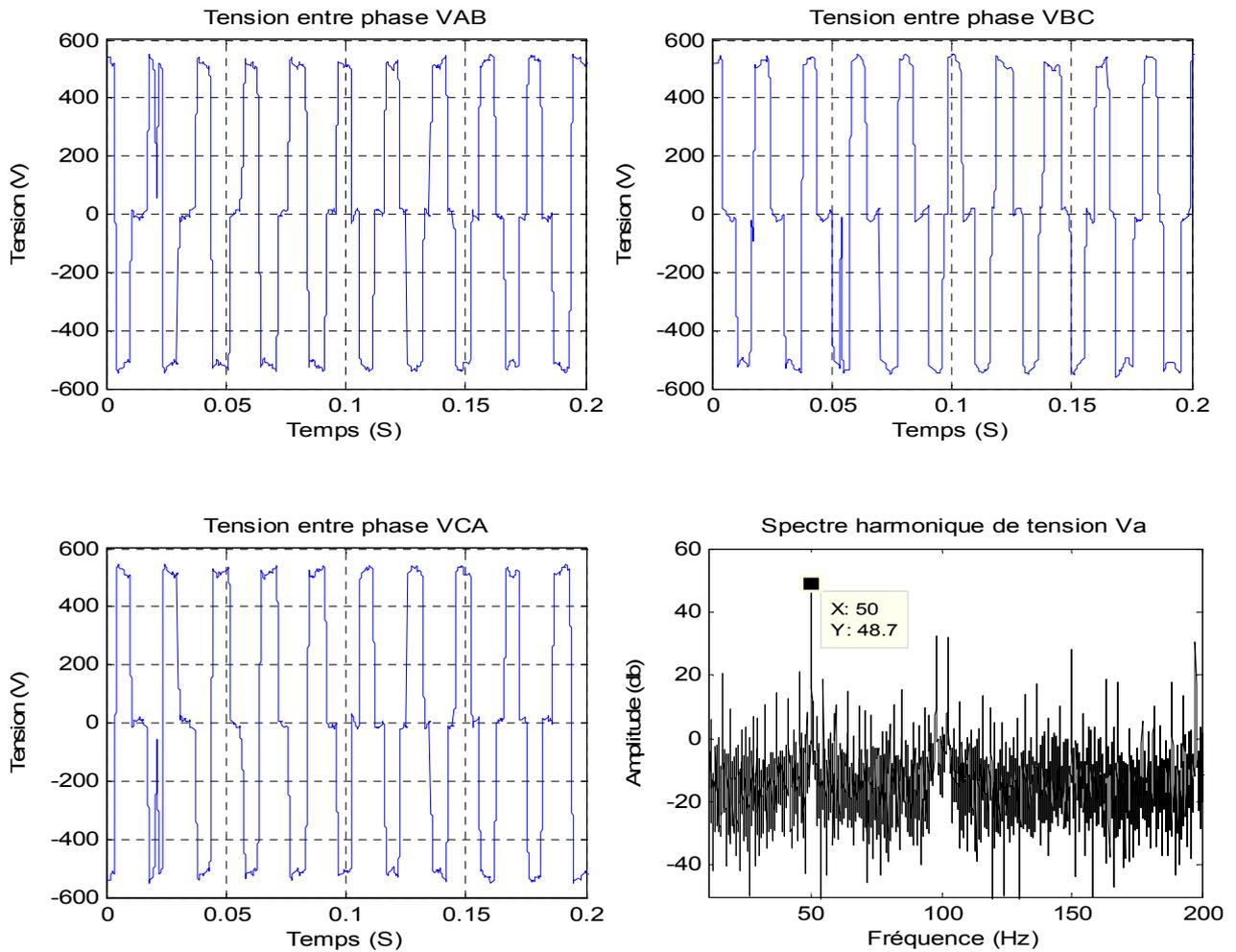


Figure. II.3.2 : Les signaux obtenus des tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} et la DSP du signal.

II.3.2 Signaux des courants de l'ensemble onduleur-MAS

Les figures suivantes représentent les courants statoriques de la MAS et de l'ensemble onduleur-MAS respectivement.

1. Signaux des courants d'une MAS:

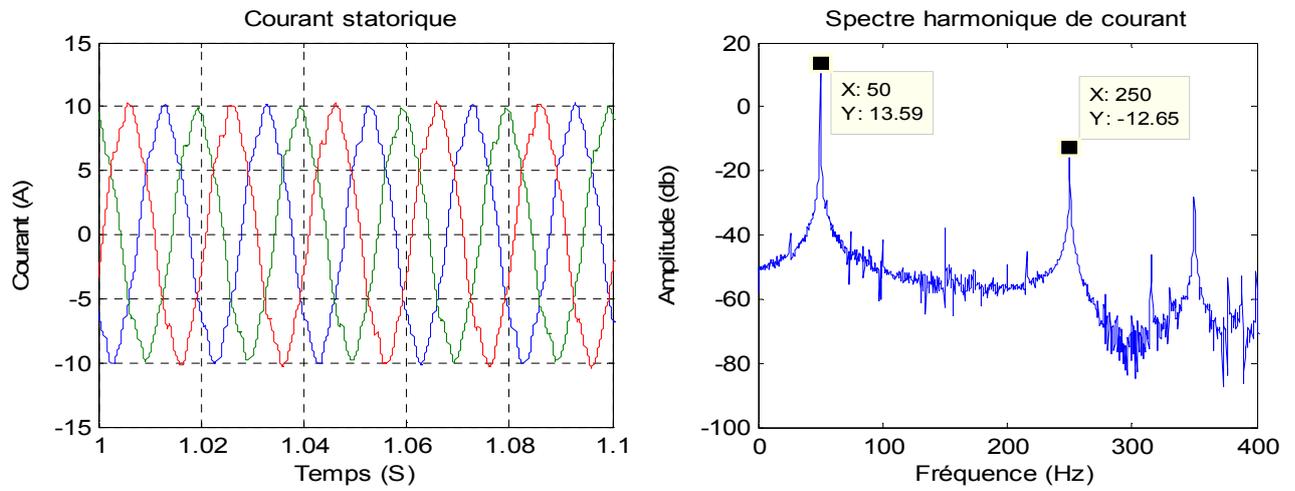


Figure. II.3.3 : Les signaux des courants et la DSP du signal.

2. Signaux des courants de l'ensemble onduleur- MAS:

- Cas de la commande de l'onduleur MLI sinus triangle:

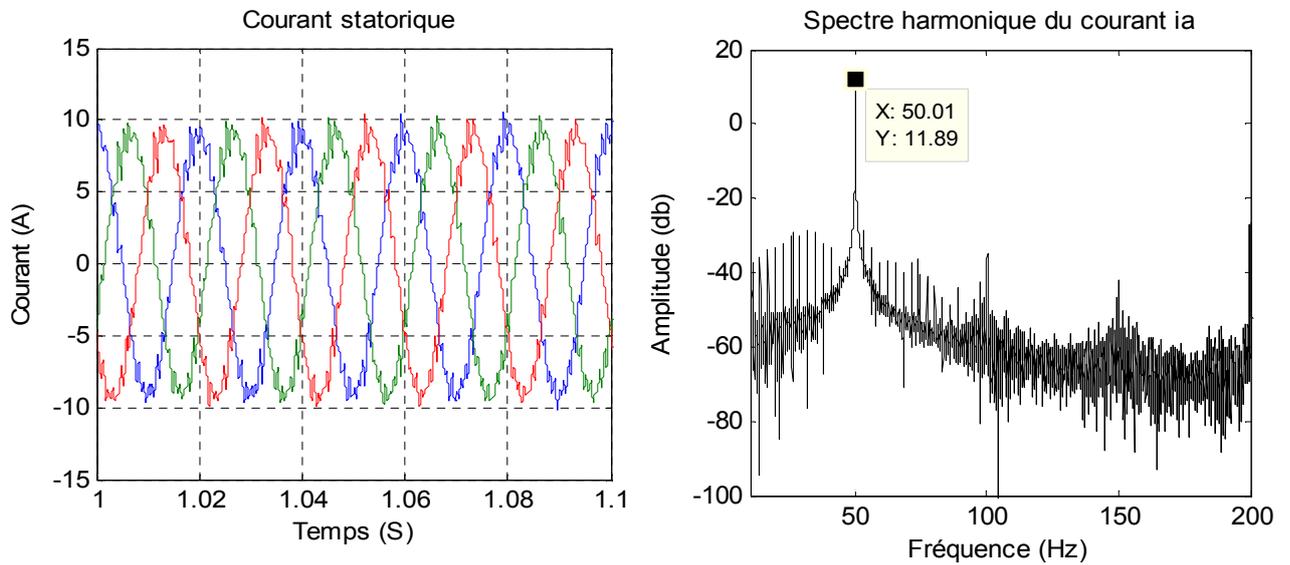


Figure. II.3.4 : Les signaux des courants et la DSP du signal.

- Cas de la commande de l'onduleur MLI-vectorielle:

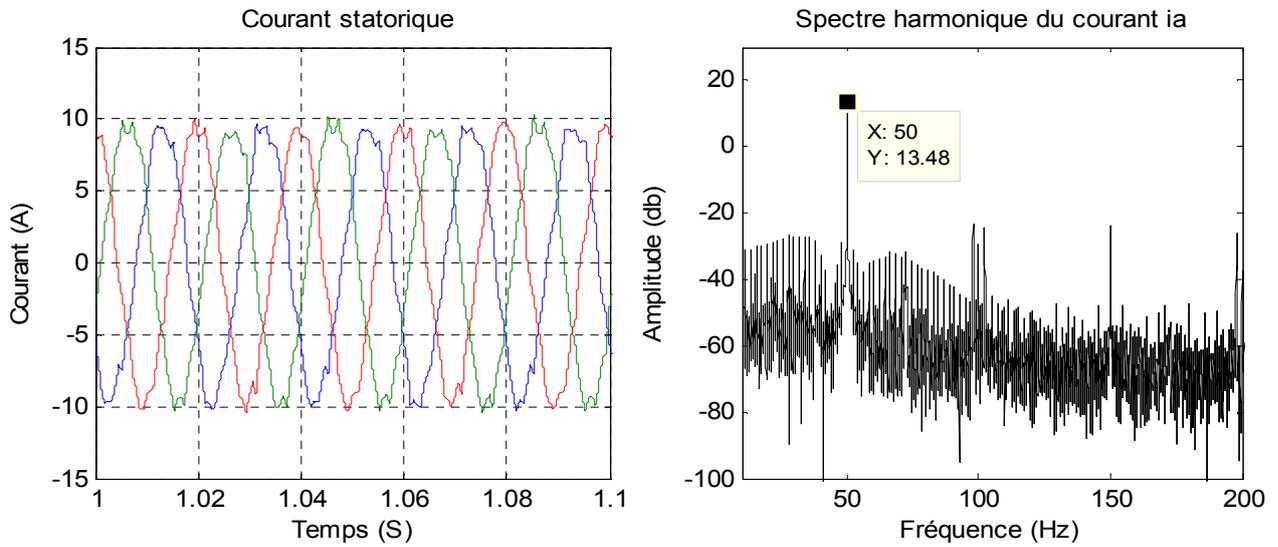


Figure. II.3.5 : Les signaux des courants et la DSP du signal.

Les résultats expérimentaux de la MAS associé à un onduleur de tension commandé par les deux techniques sinus-triangle et MLI-vectorielle ont été illustrés pour deux conditions de fonctionnement. On commence par un fonctionnement à vide puis on applique un couple de charge 20Nm à l'instant (t). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec la MAS seul (c.à.d. sans onduleur), ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne. Ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

II.4 : Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes étapes de réalisation de l'onduleur de tension à deux niveaux. L'onduleur incluant les différentes cartes et circuiteries réalisés; alimentation, redressement, filtrage, protection et le driver; ont été ensuite présentées et discutées.

Nous nous sommes ensuite intéressés à deux principales techniques de MLI: sinus-triangle et vectorielle. Ces techniques ont été appliquées pour commander la MAS. Il ressort de cette étude; voir les résultats expérimentaux dans ce chapitre; que pour garantir un fonctionnement sain de la MAS alimentée par onduleur, il est préférable d'utiliser la technique de MLI-vectorielle. Cette

CHAPITRE II : Réalisation d'un onduleur de tension commandé par DSPACE 1104

dernière, permet d'avoir un faible taux d'ondulation et permet aussi de réduire les pertes joules à cause de la minimisation du nombre de commutation sur une période échantillonnage.

CHAPITRE III

Commande tolérante avec détection des
défauts

III.1 :Introduction

Dans les applications industrielles actuelles, les machines électriques sont rarement alimentées directement par le réseau électrique parce que ce dernier ne permet pas d'effectuer la variation de vitesse; elles sont plutôt connectées à un convertisseur statique généralement un onduleur lorsque associé à une MAS, on parle alors d'entraînements électriques.

Dans ce cadre d'étude, les convertisseurs statiques sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable. Les données concernant la fiabilité; issues de la littérature; justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de défaut ou de panne.

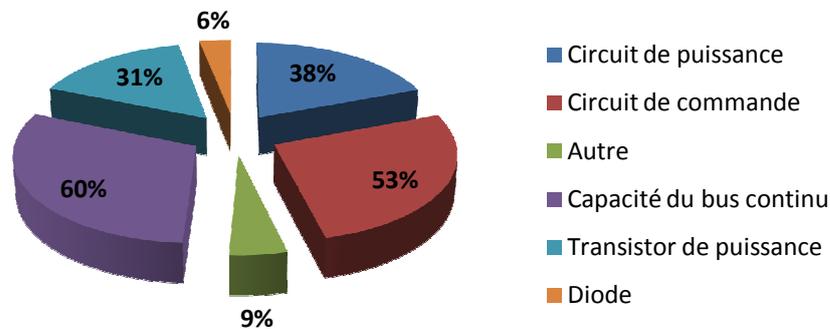


Figure. III.1 : Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique.

La plupart des applications comportent un redresseur passif, de type pont de diodes triphasé ou monophasé figure III.2, qui a certainement une fiabilité élevée par rapport à celle de l'onduleur. Ainsi ce dernier constitue le sous-système le plus sensible du point de vue fiabilité et il est donc celui auquel la tolérance aux pannes est la plus profitable.

Dans ces contextes, la continuité de service concernant notamment les domaines de l'avionique, de la propulsion navale, de la traction électrique et de l'aérospatial, l'inexistence de continuité de fonctionnement post-défaut pourrait aller jusqu'à coûter des vies humaines. Les chercheurs ont donc été amenés à suggérer des structures permettant de surmonter les pannes et donc de pallier à ce genre de problèmes.

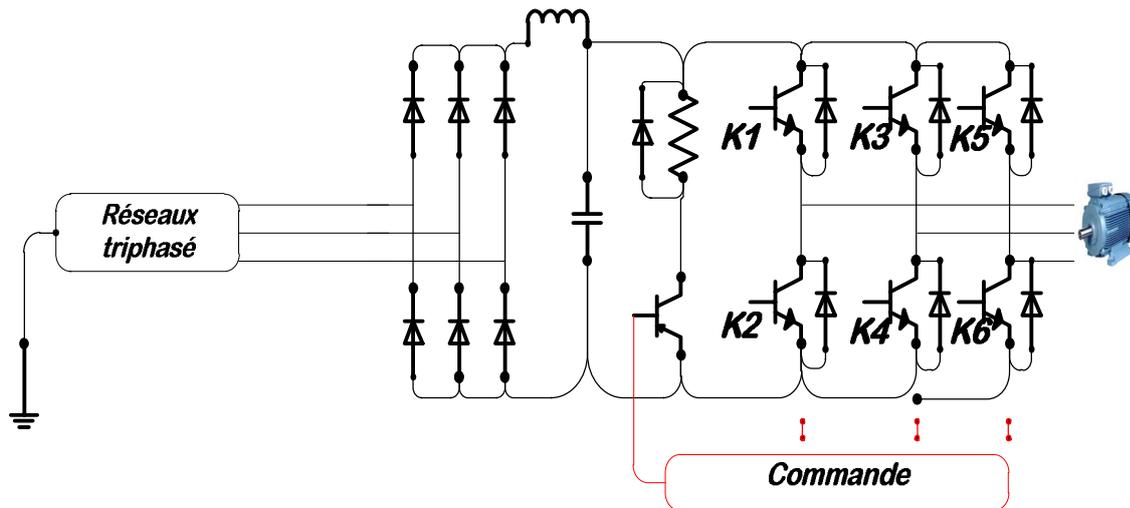


Figure. III.2 : Schéma synoptique d'une topologie classique d'un ensemble onduleur-MAS.

La tolérance de panne est définie par la capacité à maintenir la fonctionnalité initiale avec un niveau de performance acceptable après avoir un ou plusieurs défauts, au moyen d'une reconfiguration de la structure de la commande et/ou du convertisseur [18].

III.2 : Différents défauts dans un convertisseur statique

Un défaut (ou une imperfection) est caractérisé par une altération du fonctionnement partielle ou global, temporaire ou permanent, pouvant être réparable ou corrigé tant que l'intégrité des composants n'en est pas affectée. Au sein de l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des transistors. A l'inverse, une défaillance traduit la perte irréversible du fonctionnement d'un composant qui peut résulter d'une dégradation causée par une contrainte électrique, thermique ou mécanique trop forte. Son origine peut être interne et liée au fonctionnement même, ou externe et liée à l'environnement ou à un usage hors spécification [18]. En particulier, un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor.

Le mode de défaillance peut être un état de faible impédance de la puce, à cause par exemple d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique, du rayonnement cosmique, de l'électro-migration ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut du driver, de connectique ou d'une défaillance de grille. Un arbre de défaillance issue de l'AMDEC (Analyse de défaillance de leurs effets et de leur criticité)

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

établie par [19], synthétise les modes de défaillance d'une cellule de commutation à IGBT figure III.3.

Les chaînes d'entraînement électriques sont très sensibles à la défaillance du convertisseur statique car elle diminue les performances du système. De plus, si le défaut n'est pas détecté rapidement et puis compensé, il peut conduire à la destruction du convertisseur statique et tous les composants de la chaîne. Pour réduire ces risques, une procédure de détection et d'isolation de défaut doit être mise en œuvre rapidement.

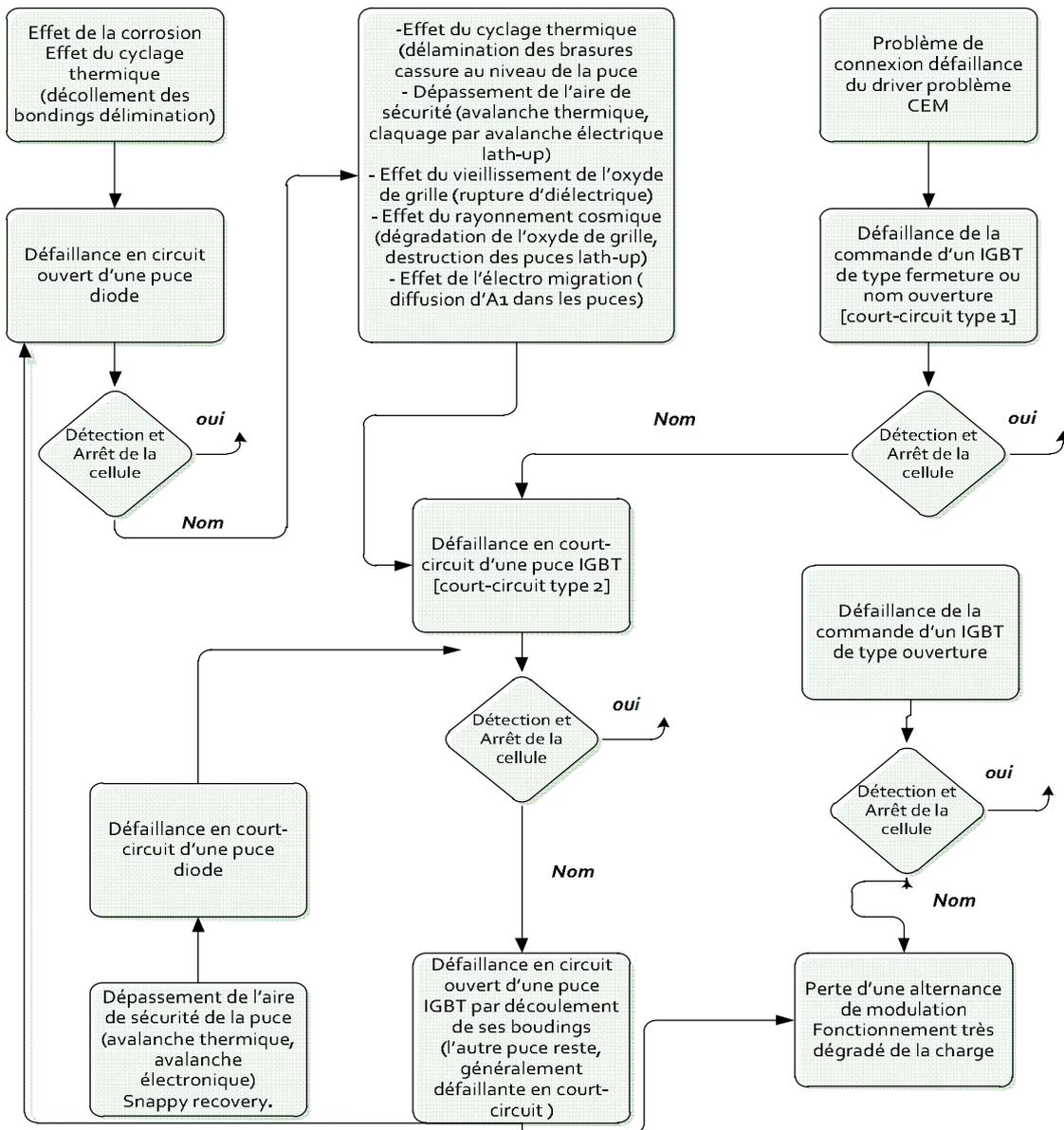


Figure. III.3: Arbre de défaillance d'une cellule de commutation à base d'IGBT.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

La figure III.4 suivante, résume les différents types de défauts qui peuvent se produire dans le convertisseur statique (la partie de l'électronique de puissance).

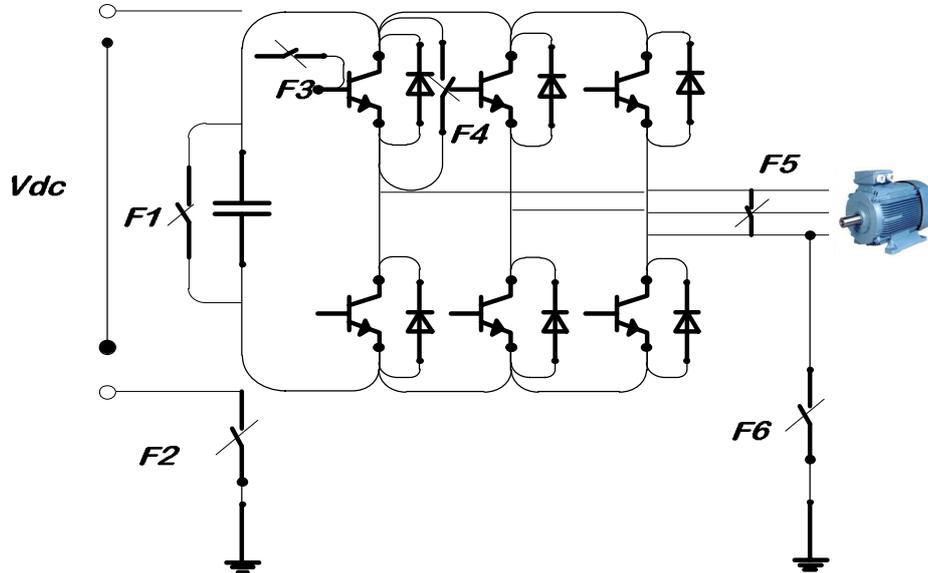


Figure. III.4:Schéma synoptique des différents types de défaut dans le convertisseur statique.

➤ Les défauts sont donnés comme suit :

- F1: Court-circuit du bus continu.
- F2 : Court-circuit du bus continu avec la masse.
- F3 : Circuit ouvert d'un IGBT.
- F4 : Court circuit d'un IGBT.
- F5: Court-circuit entre deux phases de la MAS.
- F6: Court-circuit entre une phase de la MAS et la masse.

Dans l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement les transistors de puissance d'après la figure III.1 (les IGBT dans notre travail). Les défauts des semi-conducteurs IGBT de l'onduleur sont de 31%. Ce pourcentage peut être plus grand si on tient compte des défauts du circuit de commande.

Pour un défaut dans un transistor de puissance IGBT, deux types de défaillances peuvent être distingués :

III.2.1 : Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdal. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la machine reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. La distorsion importante des courants se traduit par une puissante fluctuation significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultants ne génèrent que des pertes [18,20].

III.2.2 : Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor résultant en un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les transistors augmente jusqu'à la désaturation de l'un d'entre eux (en quelques dizaines de nanosecondes) puis la fusion de la puce ou de sa connectique. Ce transistor se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage (au plus quelques centaines de nH) et la résistance des composants défaillants, voir figure III.5. Ainsi le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives.

L'énergie libérée par le condensateur ($E = \frac{1}{2} CV_{dc}^2$) doit être dissipée dans le silicium des semi-conducteurs et la connectique, ce qui peut entraîner une ouverture brutale de la connectique voire des boîtiers des IGBT ou de la connectique externe, ainsi que la propagation du défaut en amont de l'onduleur ou vers la charge.

Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez promptement (dans les 10 microsecondes qui suivent) lors de l'apparition du défaut pour ouvrir le transistor concerné ou le transistor adjacent avant la fusion des puces. Pour cela, les circuits drivers modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur-émetteur ou, le courant dans les bras. Cette dernière chute très rapidement jusqu'à

devenir nulle en cas de défaut et elle peut être utilisée comme indicateur de court-circuit d'un bras d'onduleur [18,21].

Après une défaillance de type basse impédance d'un transistor, le transistor adjacent doit donc être bloqué: le défaut de bras est de type basse impédance asymétrique. Le courant dans la phase du bras en défaut devient incontrôlable car il existe deux chemins de court-circuit avec les diodes antiparallèles de même niveau que le transistor défaillant.

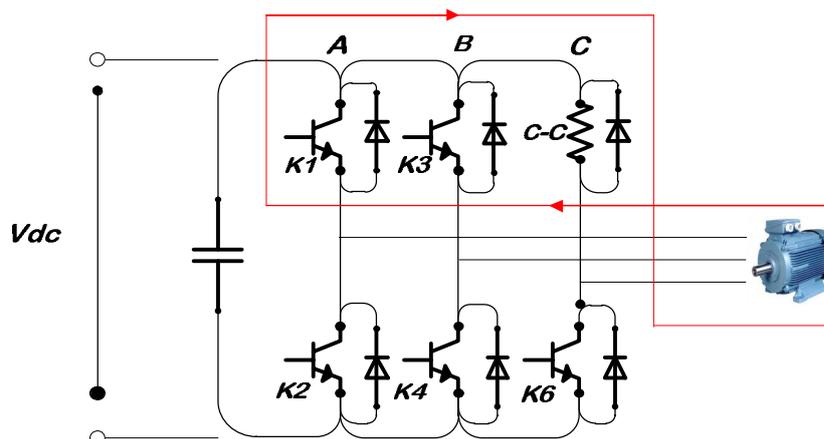


Figure. III.5 : Schéma synoptique du défaut asymétrique de la cellule de commutation
(Représentation de l'un des chemins du court-circuit).

III.3 : Conséquences des modes de défaut sur l'ensemble onduleur-MAS

Dans le cadre de l'application traitée, les conséquences des modes de défaillance évoqués sont analysés par simulation ci-dessous. Les défauts considérés dans notre étude sont : le court-circuit et le circuit ouvert [22].

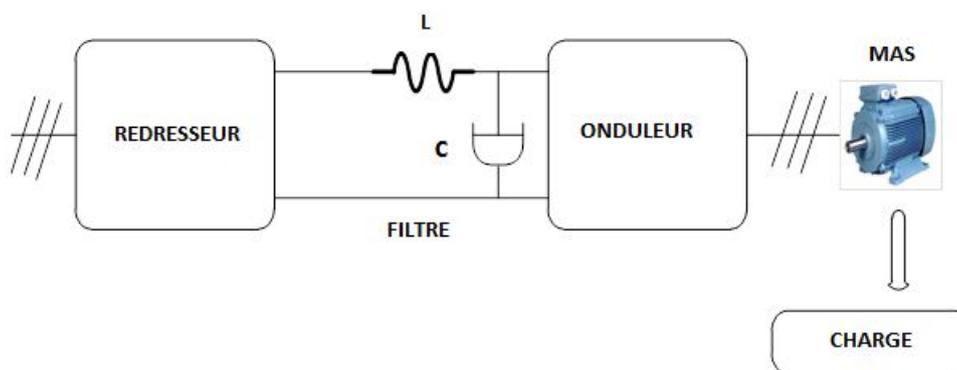


Figure. III.6 : Le schéma synoptique de la chaîne de conversion d'énergie de l'ensemble onduleur-MAS.

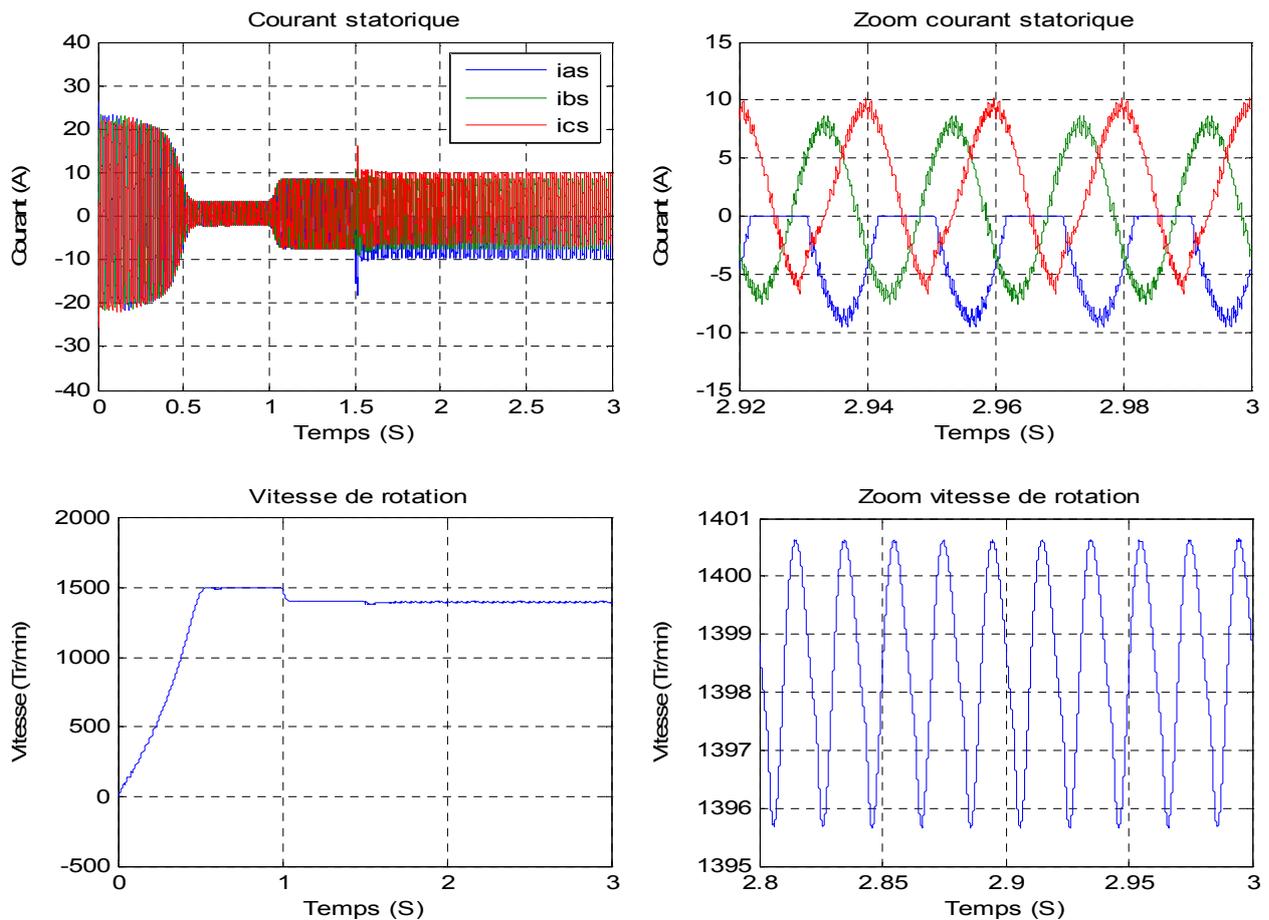
CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

Pour cela, nous nous appuyons sur les résultats de simulation d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois bras commandée en MLI sinus-triangulaire et MLI-Vectorielle; la MAS est régulée en vitesse et le contrôle des composantes directe et en quadrature du courant permet d'imposer le couple nécessaire à vaincre le couple de charge. Les simulations sont réalisées avec le logiciel Matlab. Dans les simulations effectuées, la tension du bus continu de l'onduleur est de 380V et la MAS considérée est une machine triphasée.

III.3.1 :Analyse des conséquences du défaut circuit-ouvert d'un transistor de l'onduleur

Dans ce qui suit, les figures III.7 et III.8 représentent les grandeurs du courant statorique, de la vitesse et du couple pour le cas d'un défaut circuit-ouvert appliqué à l'instant $t=1.5s$ au niveau de l'IGBT haut du premier bras de l'onduleur.

1. Résultats de simulation avec MLI-sinus-triangulaire



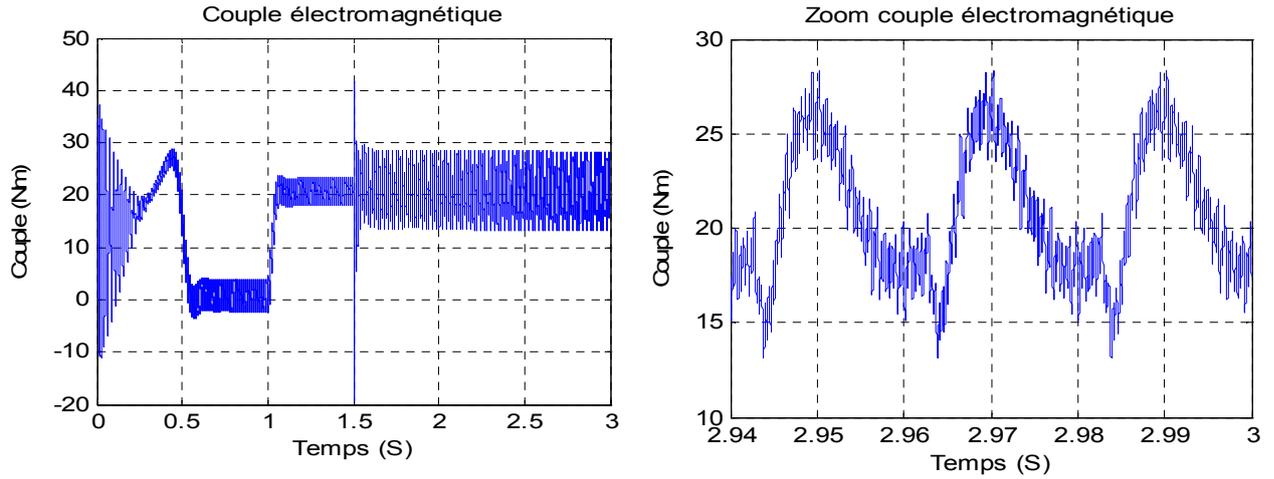
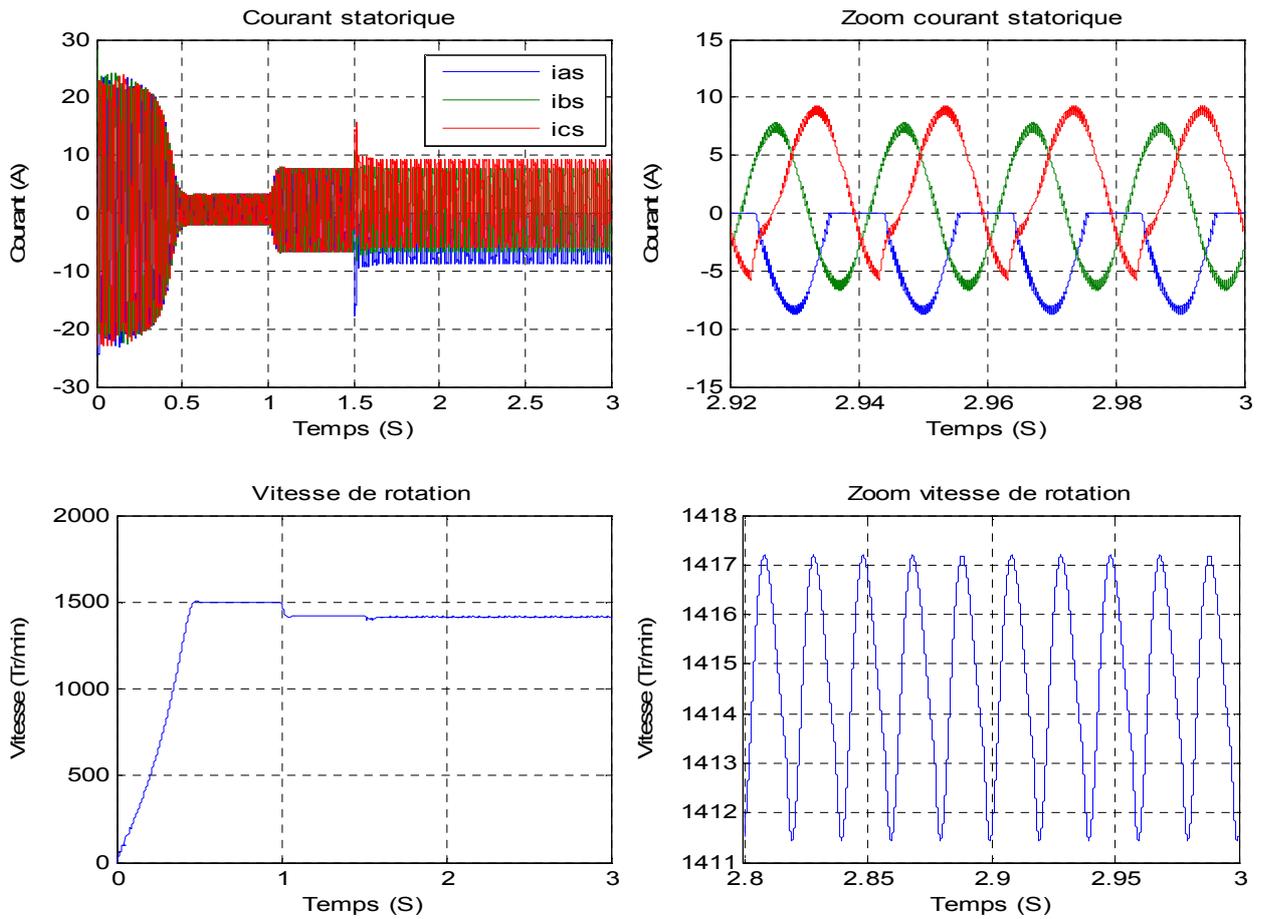


Figure. III.7 : Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut circuit-ouvert d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-sinus-triangulaire.

2. Résultats de simulation avec MLI-Vectorielle



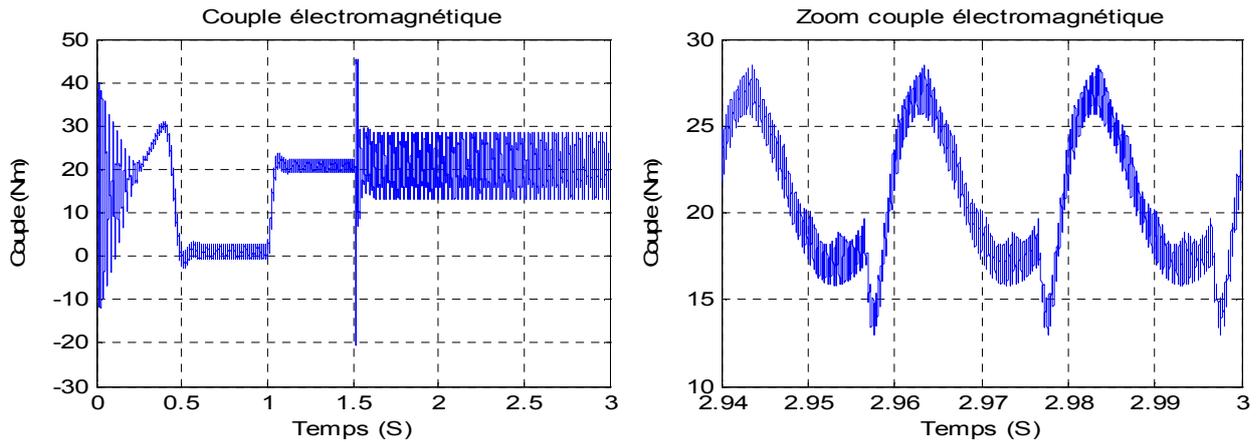


Figure. III.8: Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut circuit-ouvert d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-Vectorielle.

Les figures III.7 et III.8, montre les formes respectivement d'onde des courants des phases, de la vitesse et du couple lorsque la MAS est commandée en vitesse. A la suite d'un défaut de circuit-ouvert dans un transistor haut d'un bras, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être contrôlé lorsque sa référence est positive; il ne peut être que négatif ou nul. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases saines (à somme nulle), prennent des valeurs instantanément élevées afin de maintenir un couple moyen non nul et une vitesse non fluctuante.

En présence de ce type de défaut, un démarrage de la MAS n'est pas toujours possible car le couple à certaines positions du rotor est proche de zéro comme le montre les figures III.7 et III.8, quelles que soient les valeurs du courant des phases défectueuses.

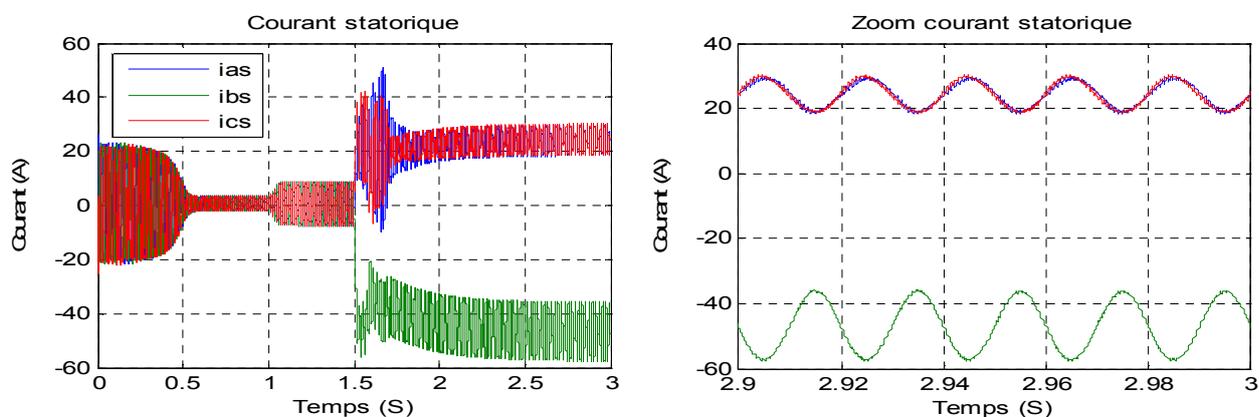
Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la MAS à la fréquence électrique double de celle-ci. La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale. Les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques. D'autre part, cela génère une ondulation de vitesse, comme montré dans les figures III.7 et III.8, qui peut introduire des harmoniques de basses fréquences dans les références du courant (cas de boucle de régulation de vitesse) qui sont à l'origine des pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique [22].

III.3.2 : Analyse des conséquences du défaut court-circuit d'un transistor de l'onduleur

A la suite d'un défaut de court-circuit dans un transistor de l'onduleur, le condensateur de l'étage continu est mis en court-circuit immédiatement dès que le transistor adjacent sur le même bras se ferme. Le courant de court-circuit du bras n'est limité que par une inductance de fuite très faible (quelques μH). Pour que ce courant n'atteigne pas des limites destructrices, la commande rapprochée doit rapidement (moins de $10\mu\text{s}$) détecter le défaut et ouvrir le transistor non défectueux du bras en court-circuit [22]. La figure III.9, présente les formes d'onde des courants des phases, de la vitesse, et du couple lorsqu'un défaut de court-circuit apparaît dans un transistor haut d'un bras d'onduleur. Cependant, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être contrôlée. En effet, dès que la f.é.m. d'une phase non défectueuse devient plus grande que celle de la phase connectée au bras défectueux, ces deux phases sont mises en court-circuit à travers la diode antiparallèle de la phase non défectueuse et le transistor en court-circuit. De ce fait, les courants des phases prennent non seulement des valeurs plus ou moins importantes en fonction des paramètres de la MAS, mais ils comportent également des composantes continues. Le couple contient également de très fortes ondulations, mettant en danger le fonctionnement du système en présence de ce type de défaut d'onduleur.

Dans ce qui suit, les figures III.9 et III.10 représentent les grandeurs du courant statorique, de la vitesse et du couple pour le cas d'un défaut court-circuit appliqué à l'instant $t=1.5\text{s}$ au niveau de l'IGBT haut du premier bras de l'onduleur.

1. Résultat avec MLI-sinus triangulaire



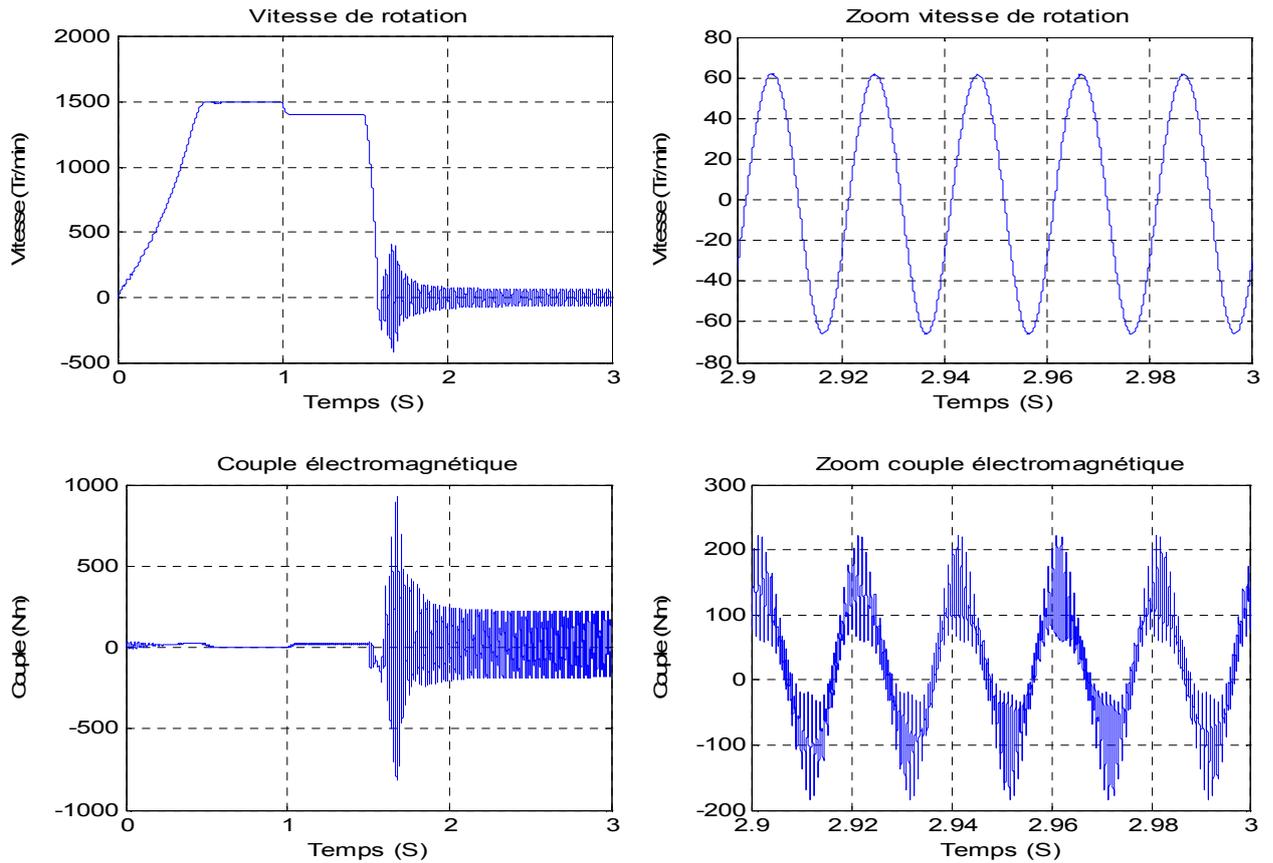
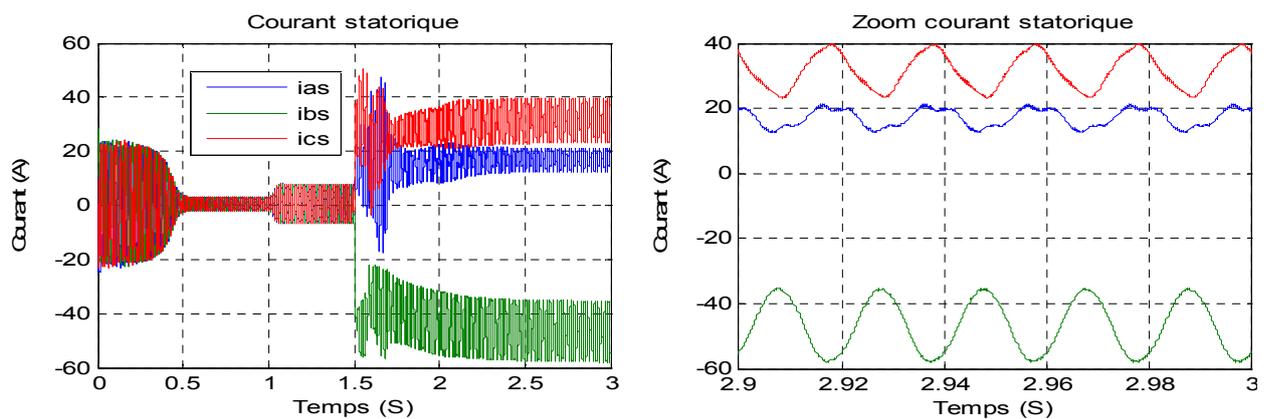


Figure. III.9 : Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut court-circuit d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-sinus-triangulaire.

2. Résultats de simulation avec MLI-Vectorielle:



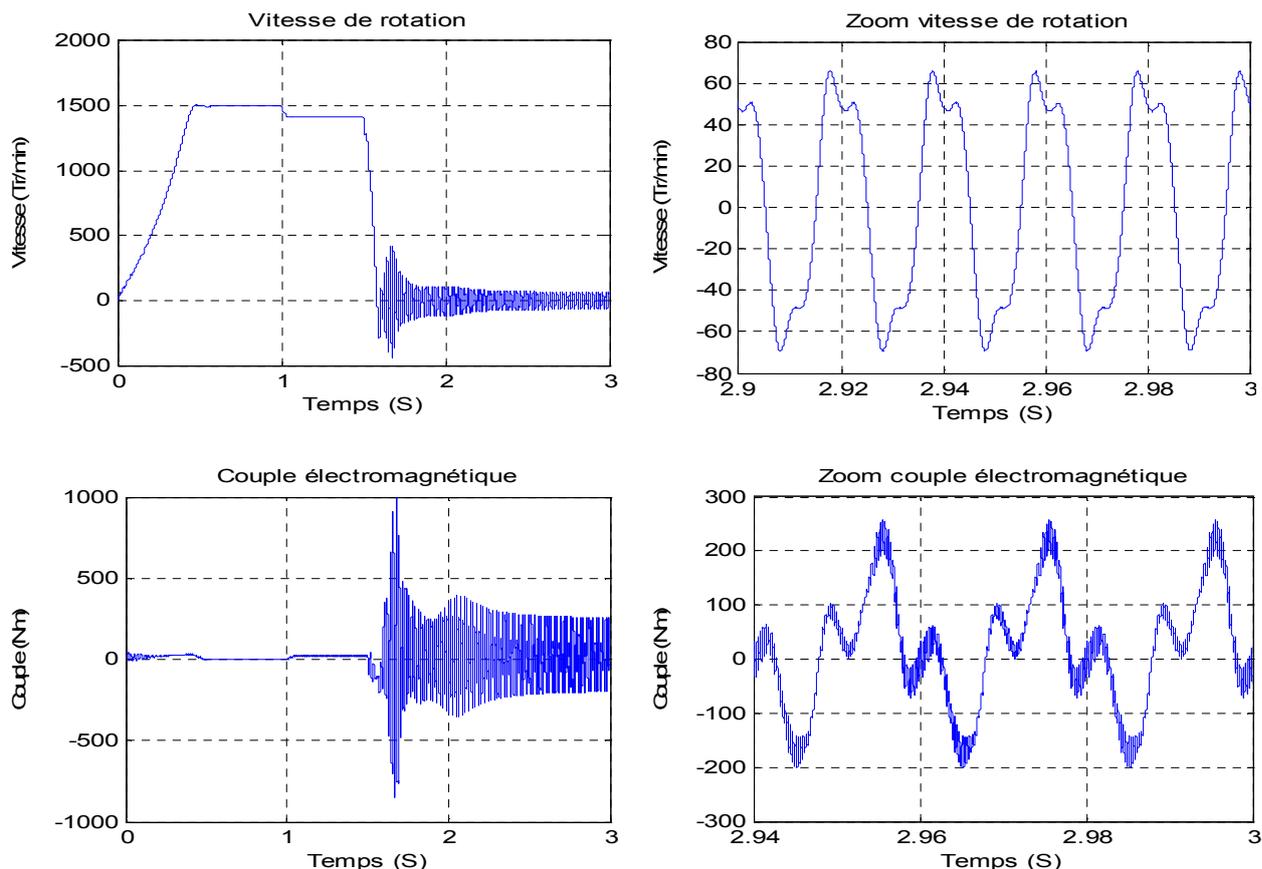


Figure. III.10 : Les formes des courants, de la vitesse et du couple suite à un défaut court-circuit d'un transistor du haut de l'onduleur commandé par la technique MLI-Vectorielle.

D'après les résultats de simulation obtenus pour les deux types de défaut (circuit-ouvert et court-circuit), on peut déclarer qu'avec un défaut de circuit-ouvert d'un transistor de l'onduleur, l'amplitude des ondulations du couple devient très importante et le démarrage de la MAS est impossible pour certaines positions initiales du rotor figure III.7 et éventuellement un risque de propagation du défaut aux autres composants. Cependant un défaut de type basse impédance sur l'un des IGBT de l'onduleur et malgré que la détection du défaut est assez rapide et (elle ouvre rapidement l'IGBT non défectueux du bras défectueux). Les courants ne sont plus contrôlables à cause de la mise en conduction non contrôlée des diodes antiparallèles des autres bras. Les amplitudes peuvent atteindre plusieurs fois celles des courants en fonctionnement normal. Cela engendre non seulement de très fortes ondulations du couple, mais risque également d'endommager les autres composants de l'onduleur. Ce type de défaut d'onduleur est alors beaucoup plus critique que celui du défaut circuit-ouvert [22].

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

Comme conséquence, on constate qu'un ensemble onduleur-MAS classique ne peut pas assurer la continuité de service en toutes circonstances en présence de ces types de défauts. Alors une mise en œuvre d'un système de détection et d'isolement (DFI) de ces types de défauts avec une architecture d'alimentation adéquate à une tolérance de défaut est indispensable.

III.4 : Détection des défauts des interrupteurs de l'onduleur

Dans cette section, nous étudions la détection de défauts des interrupteurs électroniques employés dans l'onduleur de tension. Nous considérons un seul défaut à la fois. Quelle que soit la nature du défaut, il se ramène soit à un interrupteur en court-circuit soit à un interrupteur en circuit ouvert.

Récemment, le comportement des convertisseurs statiques lors du défaut d'un semi-conducteur de puissance ou d'un driver ainsi que les topologies de tolérance du défaut associées, ont fait l'objet de publications internationales. Dès 1994, une étude systématique des conséquences des défauts d'un onduleur de tension triphasé alimentant une MAS est présentée dans la référence [23]. Cependant, ils n'ont pas proposé de méthodes permettant de détecter ces défauts. Par contre, pour cette même topologie de convertisseur, une méthode de détection de défaut basée sur le suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase a été présentée [24]. En effet, en condition normale (sans défaut), la trajectoire de ce vecteur courant dans le repère d, q est un cercle. Par exemple, ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un bras, occasionné par une défaillance au niveau d'un interrupteur bloqué à l'état ouvert. La position de ce demi-cercle dans le repère d, q permet d'identifier l'interrupteur défectueux. D'autres chercheurs [25], ont proposé d'utiliser la valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park pour le diagnostic de défaut de type circuit-ouvert. D'autres auteurs [26,27], ont suggéré une méthode de détection de défaut dans le cas des courants de commande trapézoïdaux. Cette méthode détecte le défaut d'un circuit ouvert dans un bras spécifique de phase en observant la différence entre le courant réel et le courant de référence. Cette méthode est facilement applicable, mais il y a la possibilité pour une mauvaise détection quand les valeurs mesurées sont diminuées par la limite de la tension d'entrée dans les onduleurs. Particulièrement, il peut y avoir l'erreur de détection à la région à grande vitesse et à un régime transitoire qui peut faire un courant soudainement changé.

Les méthodes proposées ci-dessus ont été appliquées au seul cas des convertisseurs triphasés alimentant des MAS et nécessitant au moins une période du fondamental des courants de phase pour détecter le défaut. Plus récemment encore, la réduction du temps

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

nécessaire à la détection du défaut (délai entre l'apparition du défaut et sa détection) a fait l'objet de travaux de recherche[28,29]. Il a été alors proposé d'utiliser des capteurs de tension supplémentaires pour la détection des défauts de types circuit-ouvert ou court-circuit. Ces travaux de recherche ont montré qu'à l'aide de la mesure des trois tensions entre chaque phase de l'onduleur et le point milieu des deux condensateurs de la source continue (les tensions appelées conventionnellement "pole voltages" en anglais) et leurs comparaisons avec les tensions estimées, le défaut peut être alors détecté en un quart de période du fondamental des courants de phase. L'auteur de la référence [22] a proposé d'utiliser les tensions mesurées aux bornes des interrupteurs du bas de chaque bras pour détecter le défaut. Il a également montré qu'à partir de ces tensions mesurées et de leurs comparaisons avec un seuil, le défaut peut être détecté dans un quart de période du fondamental des courants de phase. Le Tableau III.1 compare les différentes méthodes citées auparavant en termes des domaines d'application, du temps de détection et du nombre de capteurs supplémentaires nécessaires.

Principe de la méthode	Domaine d'application	Temps de détection	Nombre de capteurs supplémentaires
Suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase	Machines électriques	> 20 ms	-
Valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park	Machines électriques	> 20 ms	-
Mesure des tensions "pole voltage" du convertisseur	-	> 5 ms	3
Mesure des courants des interrupteurs	-	\cong 5 ms	3

Tableau. III.1 : Comparaison des méthodes de détection du défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance (fréquence fondamentale 50 Hz).

III.4.1 : Méthode basée sur les valeurs moyennes des courants statoriques

Un défaut dans un semi-conducteur peut produire des offsets dans les courants des phases de la MAS. La première méthode de diagnostic consiste à calculer les valeurs moyennes de ces courants. A partir de ces valeurs, le défaut peut être détecté. Un seuil de courant est défini pour distinguer entre les défauts de court-circuit et celui de circuit-ouvert des IGBT.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

- Le tableau III.2 suivant, résume les caractéristiques des différents types de défauts du IGBT d'un onduleur à deux niveaux. On peut alors observer la modification de la forme des courants statoriques après l'introduction d'un défaut d'un IGBT et automatiquement les valeurs moyennes correspondantes, ce qui nous permet facilement de déterminer et localiser les défauts.

Etat	Phase I	Phase II	Phase III
Sans défauts	0	0	0
K ₁ ouvert	$-I_{seuil} < I_{a(moy)} < 0$	$I_{b(moy)} > 0$	$I_{c(moy)} > 0$
K ₂ ouvert	$I_{a(moy)} > 0$	$-I_{seuil} < I_{b(moy)} < 0$	$I_{c(moy)} > 0$
K ₃ ouvert	$I_{a(moy)} > 0$	$I_{b(moy)} > 0$	$-I_{seuil} < I_{c(moy)} < 0$
K ₄ ouvert	$0 < I_{a(moy)} < I_{seuil}$	$I_{b(moy)} < 0$	$I_{c(moy)} < 0$
K ₅ ouvert	$I_{a(moy)} < 0$	$0 < I_{b(moy)} < I_{seuil}$	$I_{c(moy)} < 0$
K ₆ ouvert	$I_{a(moy)} < 0$	$I_{b(moy)} < 0$	$0 < I_{c(moy)} < I_{seuil}$
K ₁ fermé	$I_{a(moy)} > I_{seuil}$	$I_{b(moy)} < 0$	$I_{c(moy)} < 0$
K ₂ fermé	$I_{a(moy)} < 0$	$I_{b(moy)} > I_{seuil}$	$I_{c(moy)} < 0$
K ₃ fermé	$I_{a(moy)} < 0$	$I_{b(moy)} < 0$	$I_{c(moy)} > I_{seuil}$
K ₄ fermé	$I_{a(moy)} > -I_{seuil}$	$I_{b(moy)} > 0$	$I_{c(moy)} > 0$
K ₅ fermé	$I_{a(moy)} > 0$	$I_{b(moy)} > -I_{seuil}$	$I_{c(moy)} > 0$
K ₆ fermé	$I_{a(moy)} > 0$	$I_{b(moy)} > 0$	$I_{c(moy)} < -I_{seuil}$

Tableau. III.2: Caractéristiques des différents types de défauts d'un onduleur à deux niveaux.

I_{seuil} : est un seuil qui caractérise les composantes continues des courants.

Dans ce qui suit on va représenter les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-MAS dans les cas suivants: (a) onduleur sans défaut (sain), (b) onduleur avec défaut circuit-ouvert et (c) onduleur avec défaut court-circuit.

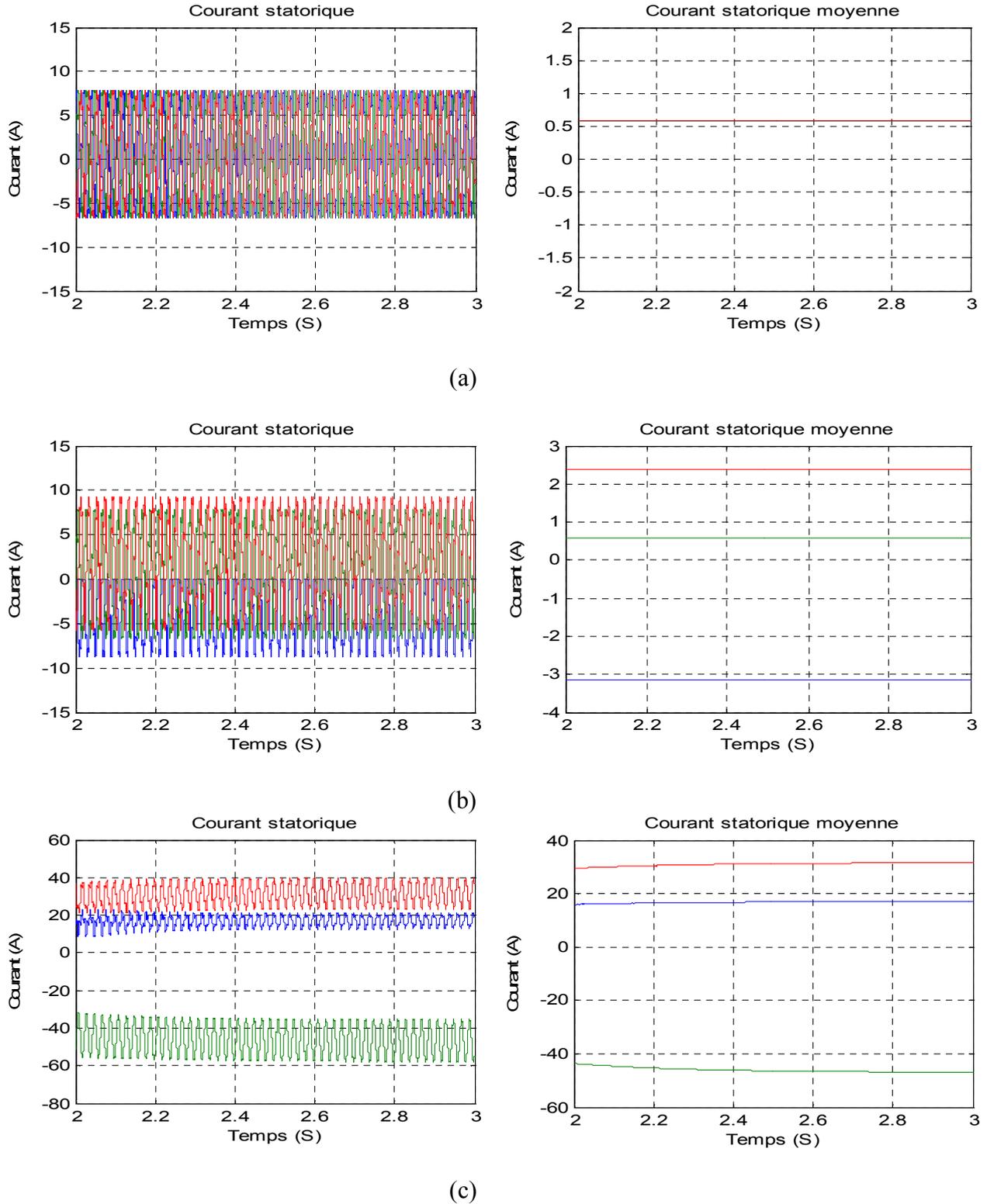


Figure. III.11 : Valeur moyenne des courants statoriques pour les différents cas suivants:
 (a) Sans défaut (b) Défaut circuit-ouvert (c) Défaut court-circuit

III.4.2 : Méthode basée sur l'analyse spectrale des courants statoriques

Cette méthode est basée sur l'étude de l'analyse harmonique de chaque courant de phase. L'amplitude et l'argument de chaque harmonique peuvent être utilisés dans la détection et la localisation des défauts.

- Le Tableau III.3 suivant résume cette approche.

L'harmonique d'ordre zéro des trois phases			
Types de défauts	Phase I	Phase II	Phase III
Sans défaut	$ h_0 = \varepsilon_{h_0}$	$ h_0 = \varepsilon_{h_0}$	$ h_0 = \varepsilon_{h_0}$
K_1 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$
K_2 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$
K_3 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$
K_4 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$
K_5 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$
K_6 ouvert	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 270^0$	$\varepsilon_{h_0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h_0} = 90^0$

Tableau. III.3: Caractéristiques du défaut circuit ouvert d'un onduleur à deux niveaux.

Où :

$\varepsilon_{h_0} \approx 0$ est l'amplitude maximale de l'harmonique zéro des trois phases dans l'état sain.

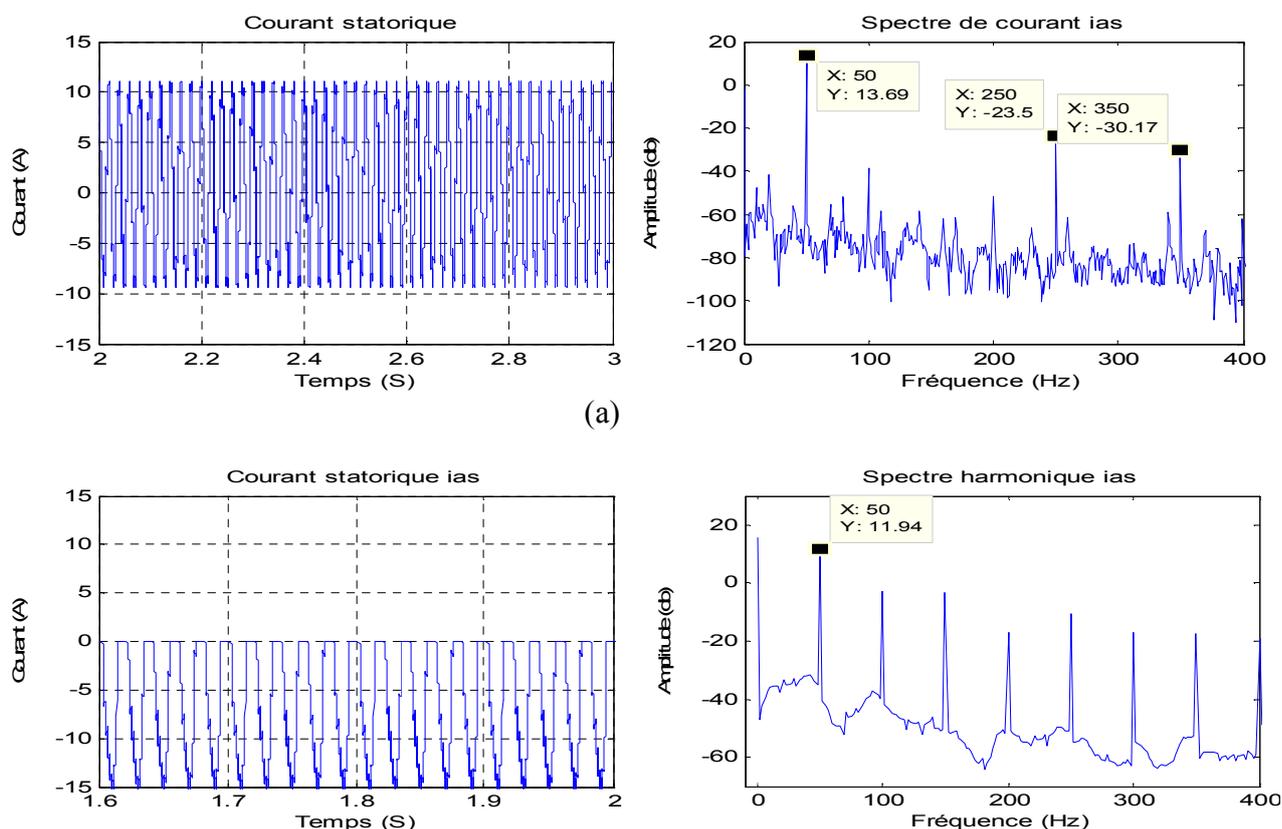
h_0 = l'amplitude de l'harmonique d'ordre zéro.

h_1 = l'amplitude du fondamental.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

Dans ce qui suit on va représenter les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-MAS dans les cas suivants: (a) onduleur sans défaut (sain), (b) onduleur avec défaut circuit-ouvert. La figure III.12.a présente le spectre d'harmoniques du courant à l'état sain (sans défaut). En cas de défaut circuit ouvert de l'IGBT (K1), ce spectre est illustré par la figure III.12.b. Il faut noter que l'apparition de l'harmonique zéro (c.à.d. présence de la composante continue) indique la présence d'un défaut dans K1.

L'analyse des huit premiers harmoniques montre que la différence entre l'état sain et le cas de défaut circuit-ouvert, réside au niveau des harmoniques d'ordre zéro qui signifie la présence de la composante continue dans le signal. L'argument de l'harmonique zéro par rapport au fondamental permet de connaître le type de défaut, d'autre part, l'argument de cet harmonique permet aussi de connaître l'interrupteur défaillant soit en haut ou en bas.



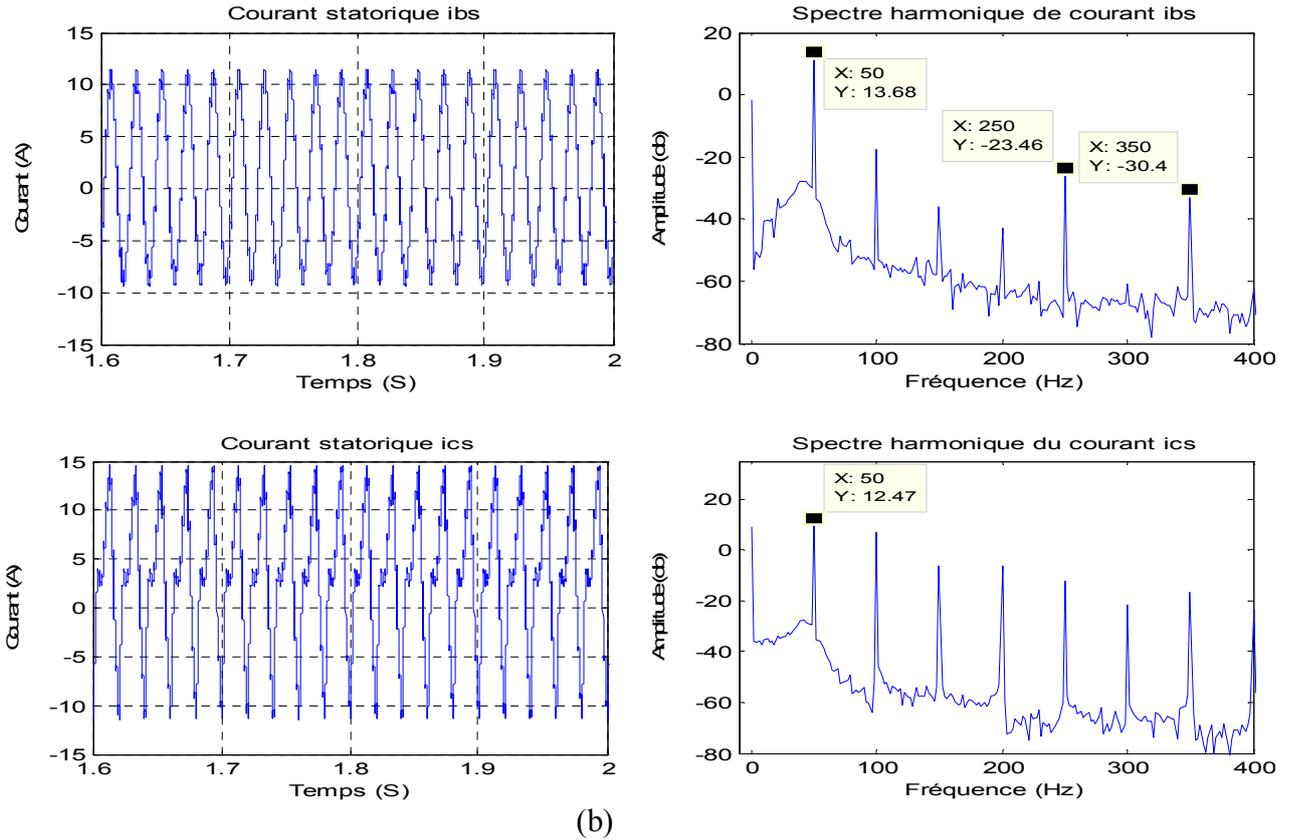


Figure. III.12 : Spectre des courants statoriques pour les cas suivants:

(a) Sans défaut (b) Défaut circuit-ouvert pour les 3 phases

III.4.3: Méthode basée sur l'analyse du courant ou la tension de chaque interrupteur

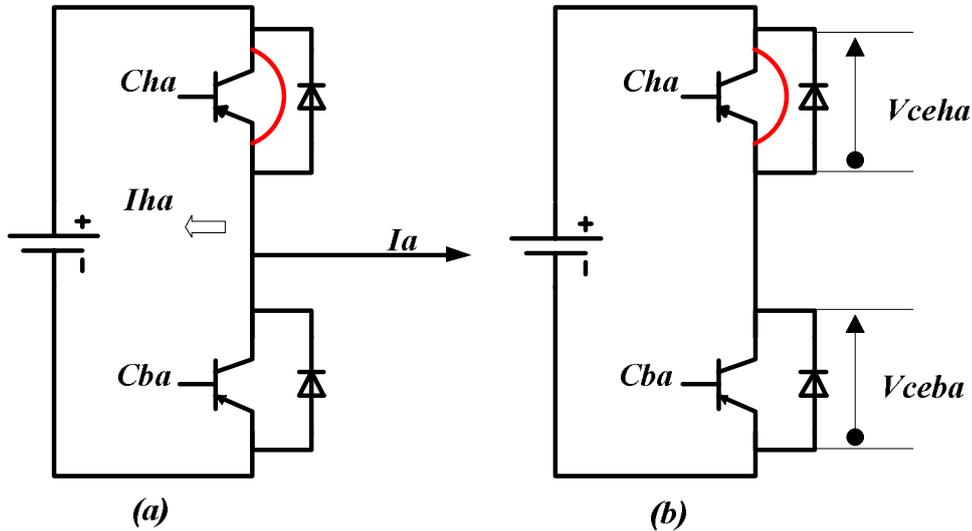
On va étudier et appliquer deux méthodes basées sur l'analyse du courant et la mesure de la chute de tension de chaque interrupteur. Ces méthodes présentent l'avantage d'être suffisamment rapides [22].

Dans ce qui suit, deux méthodes de détection des défauts circuit-ouvert et court-circuit des interrupteurs seront présentées et discutées.

II.4.3.1: Détection du défaut de court-circuit

Le défaut de l'onduleur qui se produit le plus fréquemment est le défaut de court-circuit d'un interrupteur. Ce type de défaut risque de court-circuiter le bus continu lorsque l'interrupteur complémentaire du même bras de l'onduleur figure III.13 est commandé à la fermeture. Dans ce cas, ce défaut conduit à des courants élevés dans le bras court-circuité aussi bien que dans les éléments posés avant le filtre, le redresseur et le réseau électrique. Afin de réduire les conséquences néfastes dues à un défaut de court-circuit, il est

nécessaire de détecter ce défaut le plus rapidement possible et d'inhiber la commande de l'interrupteur complémentaire. Puisqu'une réaction rapide est exigée, la méthode de détection doit être la plus simple et la plus efficace possible.



III.13 :Schéma fonctionnel de la détection du défaut court-circuit.

Méthode basée sur (a) Mesure de courant, (b) Mesure de tension.

III.4.3.1.1: Méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs

Cette méthode, illustrée par la Figure III.3, nécessite l'emploi de deux capteurs de courant par bras de l'onduleur (en rouge dans la figure). La mesure des courants peut être réalisée à l'aide des capteurs à effet Hall [31]. Les courants des interrupteurs du haut ($i_{Ha} = i_{THa} - i_{DHa}$) et du bas ($i_{Ba} = i_{TBa} - i_{DBa}$) du bras sont ainsi mesurés. L'interrupteur du haut est considéré en défaut de court-circuit si le courant i_{Ha} est positif alors que $C_{Ha} = 0$ (commande au blocage de l'interrupteur K_{Ha}). De même, l'interrupteur du bas est considéré en défaut de court-circuit si $C_{Ba} = 0$ et le courant i_{Ba} est positif. Ceci nous donne les équations logiques suivantes :

$$CC_{THa} = \overline{C_{Ha}}(i_{Ha} > i_0) \text{ (III.1)}$$

$$CC_{TBa} = \overline{C_{Ba}}(i_{Ba} > i_0) \text{ (III.2)}$$

Avec i_0 comme un courant de seuil rendant la méthode moins sensible vis-à-vis du bruit de mesure. Il est à noter que $CC_{THa} = 0$ ne signifie pas nécessairement que K_{Ha} n'est pas en court-

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

circuit. Ce cas correspond au fonctionnement sans défaut du bras (K_{Ha} commandé à la fermeture ou D_{Ha} passant) et ne représente aucun danger pour le dispositif.

- Le Tableau III.4 suivant résume cette approche.

C_H	C_B	$i_H > i_0$	$i_B > i_0$	Conclusion
0	X	1	X	K_H : en court-circuit
X	0	X	1	K_B : en court-circuit

Tableau. III.4 : Détection du défaut de court-circuit basée sur la mesure des courants d'interrupteurs.

Dans ce qui suit on va représenter les résultats de simulation dans les cas de détection du défaut de court-circuit de l'interrupteur K_{Ha} .

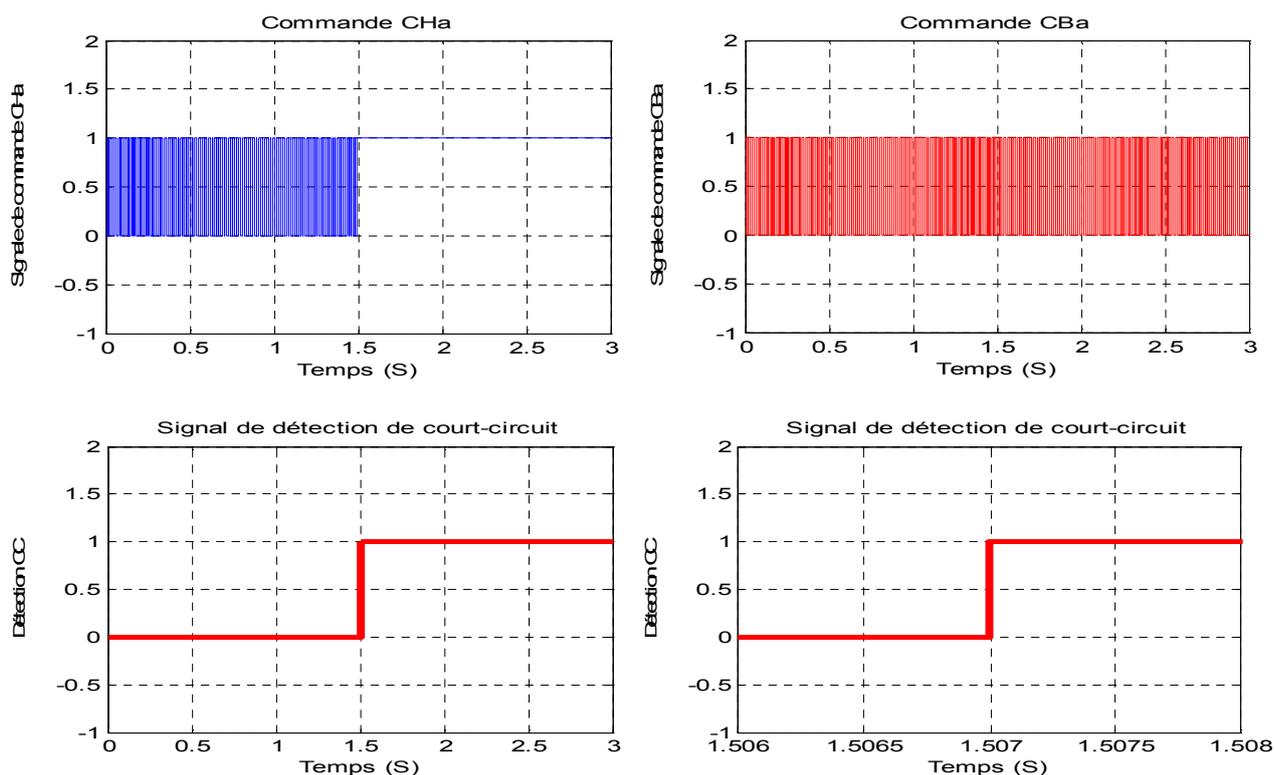
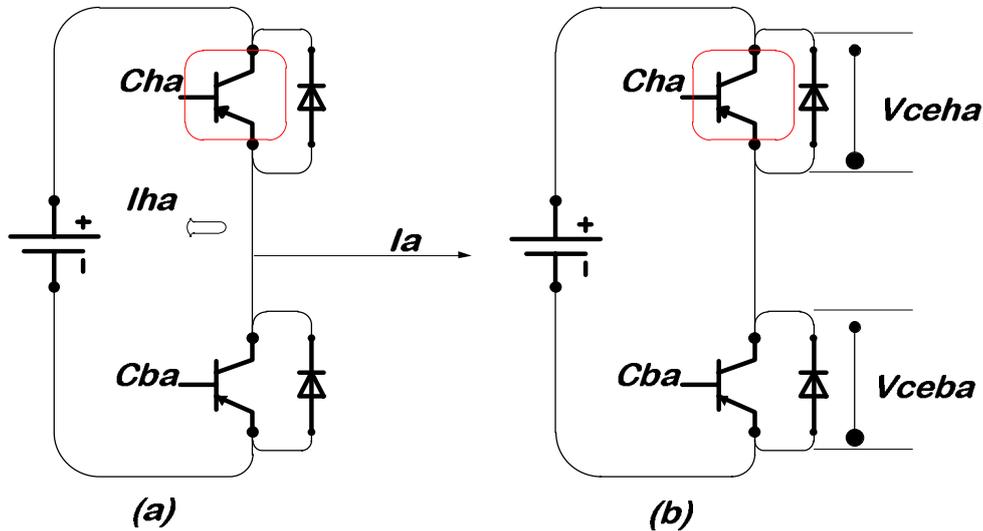


Figure. III.14 : Détection de défaut de court-circuit de l'interrupteur K_{Ha} .

III.4.3.2: Détection du défaut du circuit-ouvert

Un interrupteur en défaut circuit-ouvert; K_{Ha} sur la Figure III. 15; est un interrupteur toujours à l'état bloqué.



III.15 :Schéma fonctionnel de la détection du défaut circuit-ouvert.

Méthode basée sur (a) Mesure de courant, (b) Mesure de tension.

III.4.3.2.1: Méthode basée sur la mesure des courants des interrupteurs

Comme dans le cas précédent, des capteurs de courant donnent les mesures des courants i_{Ha} et i_{Ba} . Si le courant de la phase A est positif, l'interrupteur K_{Ha} est en défaut de circuit-ouvert, s'il est commandé à la fermeture ($C_{Ha} = 1$) mais le courant i_{Ba} reste négatif. Pour l'interrupteur K_{Ba} et lorsque i_a est négatif, le défaut de circuit-ouvert est détecté si $C_{Ba} = 1$ et i_{Ha} est négatif. On obtient donc des équations suivantes :

$$CO_{THa} = C_{Ha}(i_{Ba} < -i_0)(III.3)$$

$$CO_{TBa} = C_{Ba}(i_{Ha} < -i_0)(III.4)$$

- Le Tableau III.5 suivant résume cette approche.

C_H	C_B	$i_H < -i_0$	$i_B < -i_0$	Conclusion
1	X	X	1	K_H : en circuit ouvert
X	1	1	X	K_B : en circuit ouvert

Tableau III.5 : Détection de défaut circuit-ouvert basée sur la mesure des courants des interrupteurs.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

L'algorithme de détection du défaut qu'on va appliquer dans ce travail est basé sur la mesure du courant et peut être décrit par les étapes suivantes:

- Mesurer le courant I_j .
- Rechercher l'erreur du courant e_j en comparant I_j au courant de seuil I_0 .
- Identifier si l'une de ces six erreurs dépasse le seuil I_0 .
- Si oui, identifier le bras en défaut qui doit être immédiatement isolé.

Afin de vérifier l'efficacité des méthodes proposées, nous avons développé un modèle de simulation sous Simulink. Les résultats sont illustrés sur la figure III.16 pour la méthode de mesure de courants. Le fonctionnement du système est d'abord normal, mais ensuite l'interrupteur K_{Ha} tombe en court-circuit (ce défaut est simulé par le forçage de la commande de cet interrupteur à "1").

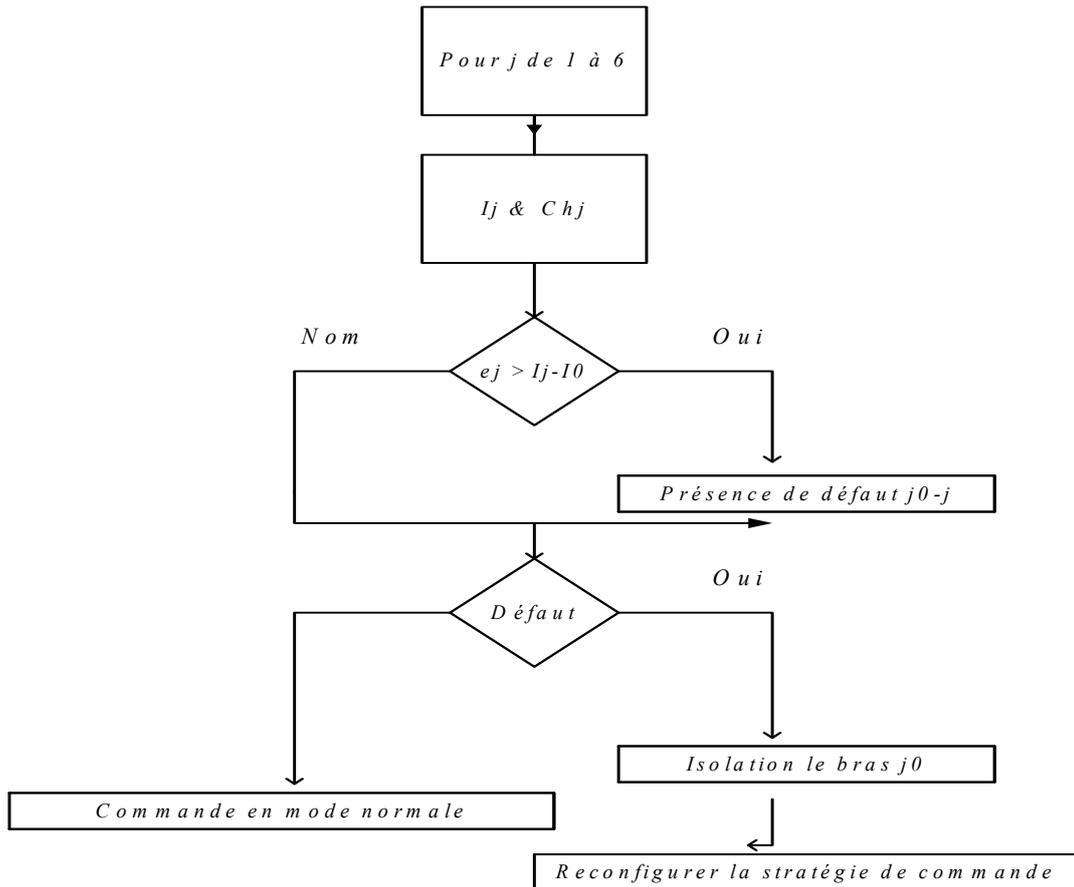


Figure. III.16 : Algorithme de détection d'un défaut des interrupteurs.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

Dans ce qui suit on va représenter les résultats de simulation dans les cas de détection du défaut de circuit-ouvert de l'interrupteur K_{Ha} .

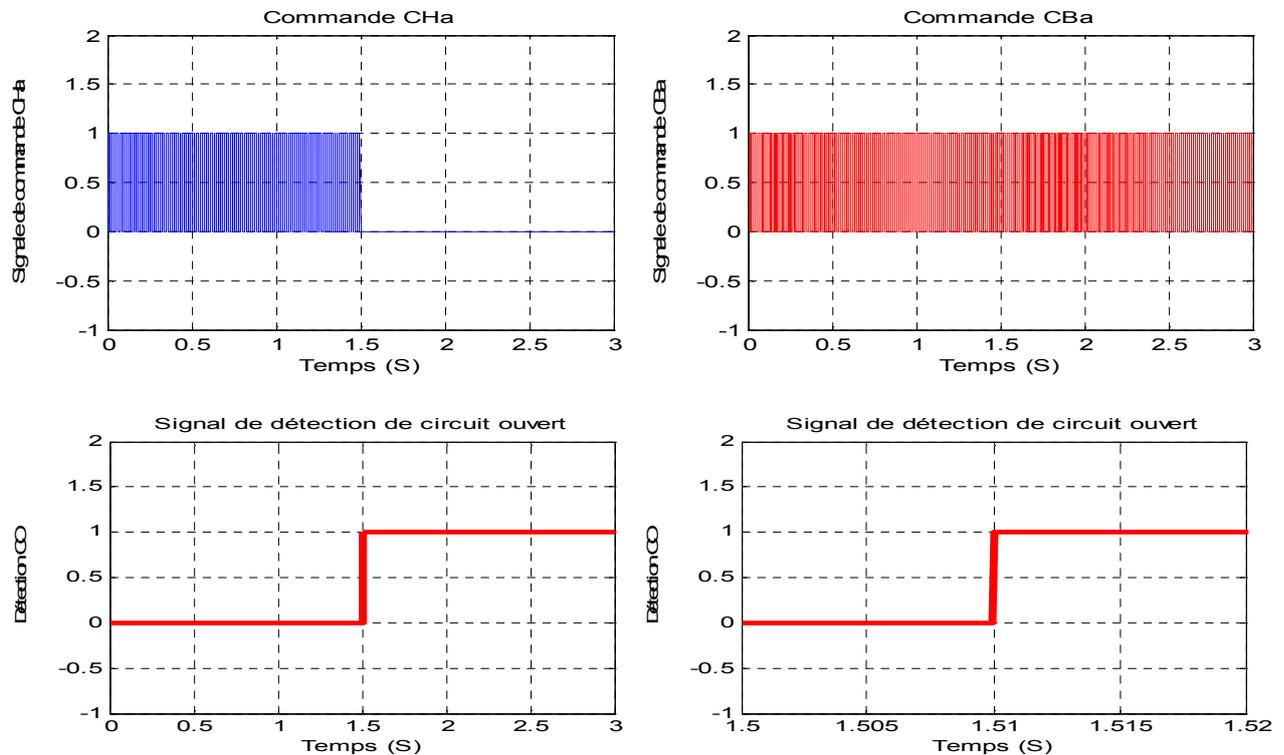


Figure. III.17 : Détection du défaut circuit ouvert de l'interrupteur K_{Ha} .

La détection du défaut est immédiate comme le montre le signal du défaut sur la figure III.17. Les résultats de simulation nous permettent de valider l'efficacité des méthodes de détection des différents types de défauts. D'après l'étude menée sur les différentes conséquences des défauts, il est clair qu'un ensemble onduleur-MAS ne permet pas d'assurer la continuité du service en cas de panne de l'onduleur, surtout en cas d'un défaut de court-circuit d'un IGBT de l'onduleur. Il est donc nécessaire de modifier la topologie du convertisseur statique pour assurer une disponibilité en mode dégradé.

L'étape suivante consiste à discuter des topologies permettant une tolérance de défaut ou de panne. Par la suite, ces topologies sont présentées afin de choisir une qui est la plus adéquate pour notre application du point de vue tolérance de défaut et d'autres critères fondamentaux, tels que l'encombrement (dispositif d'isolement, redondance,...), le coût, la fiabilité et la performance. En particulier, la topologie d'onduleur à bras de secours connecté au neutre de la MAS est davantage détaillée car c'est celle qui est été utilisée dans la suite du travail.

III.5 : Topologies tolérantes aux défauts de l'onduleur-MAS

Dans cette section, nous présentons d'abord les résultats de simulation de la commande de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois bras dans deux modes : le mode normale et le mode biphasé en présence d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur.

On va présenter ensuite une stratégie de commande en mode dégradé où la MAS est alimenté par un onduleur de tension à quatre bras où ce dernier remplace le bras défectueux. On a utilisé deux topologies : le bras redondant et le bras reliée au neutre de la MAS.

III.5.1 : Commande de la MAS à l'état sain

La commande choisie dans ce travail est la commande vectorielle indirecte. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la MAS comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d, q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux [44]:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III.5)$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

- Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \end{cases} \quad (III.6)$$

- Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_r = M I_{sd} \quad (III.7)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\varphi_r} \quad (III.8)$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{sq} \quad (III.9)$$

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

La commande vectorielle d'un onduleur triphasé à deux niveaux est illustrée par le schéma synoptique de la figure III.18 suivante:

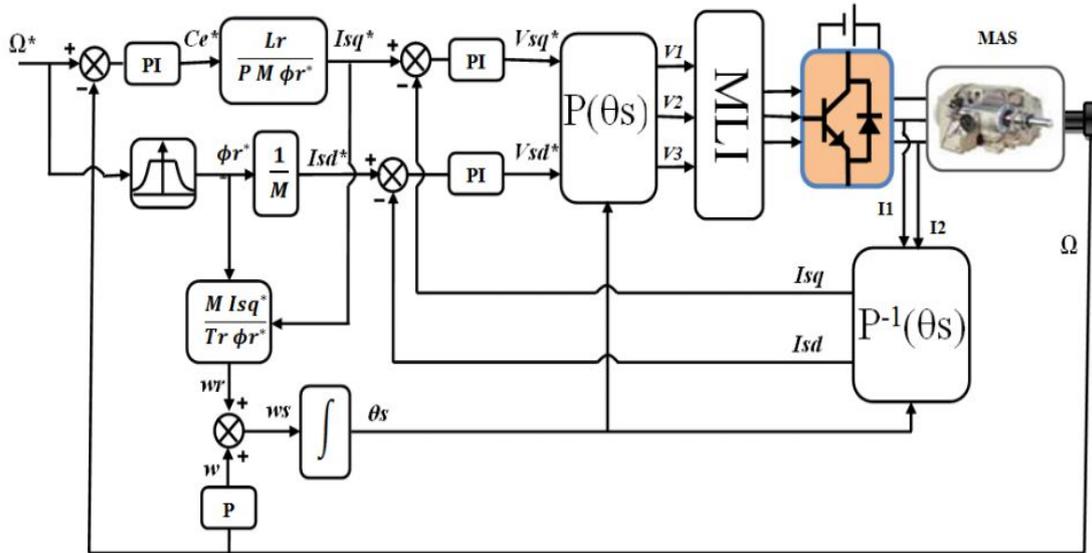
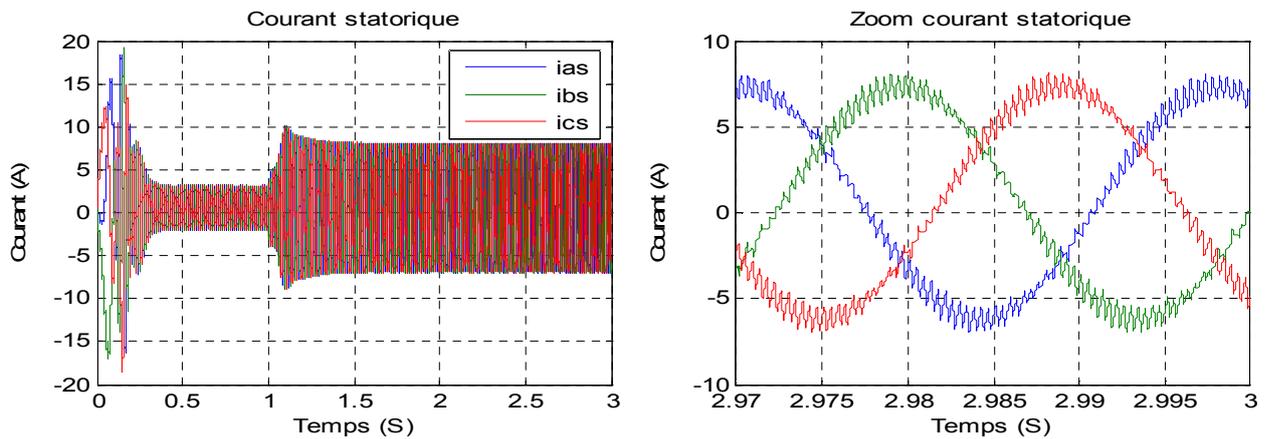


Figure. III.18 : Commande vectorielle indirecte à l'état sain.

Les résultats de simulation à l'état sain de la MAS sont donnés dans la figure III.19. La commande vectorielle est testée avec une vitesse de référence de 1000 Tr/min et un couple de charge de 20 N.m appliqué après une seconde (1s).



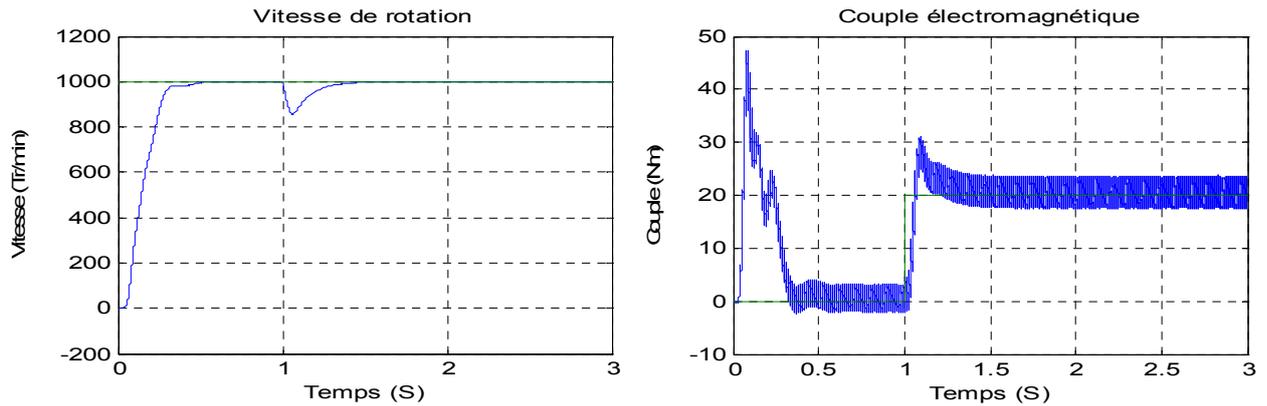


Figure. III.19 :Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état sain.

La figure III.19 montre le comportement de la MAS pour une consigne de vitesse lors d'un démarrage en charge. On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne sans aucun dépassement qui est atteint très rapidement. On remarque aussi des petites oscillations du couple instantané lors du démarrage mais pour une très courte durée. Il est clair que les performances de la boucle de régulation de la vitesse sont satisfaisantes dont le temps de montée est acceptable est même le rejet de la perturbation est assuré.

III.5.2 : Commande de la MAS en mode dégradé

Dans ce mode de fonctionnement sous défaut, on a utilisé quatre stratégies de commande:

1. Commande biphasé
2. Commande avec un onduleur à quatre fils
3. Commande avec bras de secours relié à la phase défaillante
4. Commande avec bras relié au neutre de la MAS

II.5.2.1 : Stratégie de commande en présence du défaut d'un IGBT (commande biphasé à couple maximum)

Ce type de commande consiste à commander les deux phases saines après la déconnexion de la phase défaillante. L'isolation du défaut est effectuée par l'interrupteur d'isolement à l'instant de l'annulation du courant de la phase défaillante. Les courants dans les deux phases saines doivent avoir la même amplitude, mais les phases doivent être en oppositions (c.à.d. déphasée de 180° l'une par rapport à l'autre). Les références de ces courants peuvent être données par [22]:

$$\begin{cases} I_a^* = 0 \\ I_b^* = -I^* \sin(\varphi) \\ I_c^* = I^* \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

L'expression du couple dans une MAS triphasé est donnée comme suit:

$$C_{em3p} = -\frac{9}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (\text{III.11})$$

Le couple dans le cas biphasé s'exprime par la relation:

$$C_{em2p} = -\frac{6}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (\text{III.12})$$

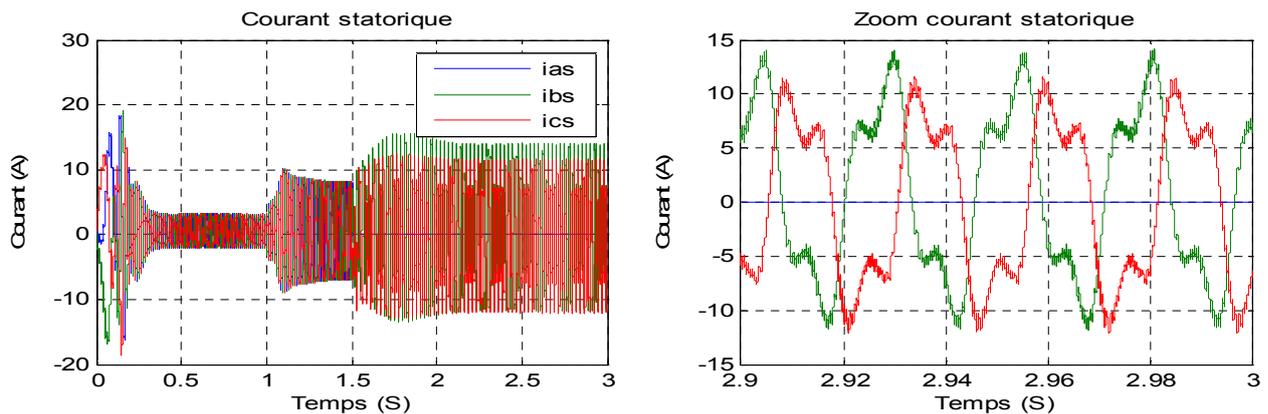
Le rapport entre le couple à l'état sain et en défaut s'exprime par le rapport:

$$\frac{C_{em2p}}{C_{em3p}} \approx 0.666$$

Le symbole * dans les équations ci-dessus est utilisé pour désigner une valeur de référence.

A amplitude fixe des courants de phase, le couple en mode dégradé est donc logiquement plus faible que le couple du moteur en mode sain.

Les résultats de simulation en mode biphasé de la MAS sont donnés dans la figure III.20. La commande vectorielle est testée avec une vitesse de référence de 1000 Tr/min et un couple de charge de 20 N.m appliqué après une seconde (1s).



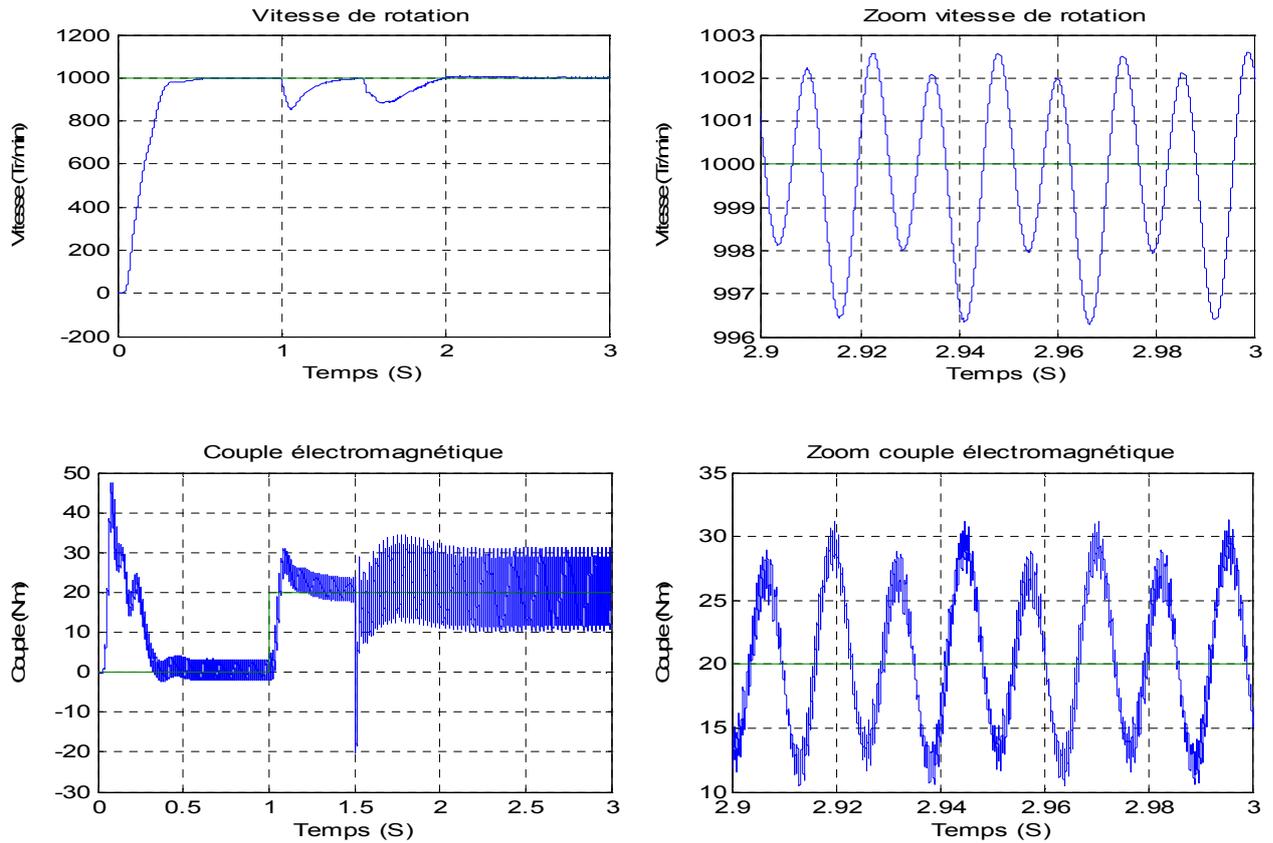


Figure. III.20 : Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état biphasé.

La figure III.20, illustre l'augmentation des amplitudes des courants pour ce type de fonctionnement en mode biphasé. Ce mode de fonctionnement engendre des ondulations onéreuses sur le couple électromagnétique. Les pertes joules statoriques sont aussi importantes, ce qui est néfaste sur la MAS. Les performances de l'ensemble onduleur-MAS dans ce type de topologie; dont le neutre est isolé; sont diminuées, ce que implique qu'on ne peut pas assurer une continuité de fonctionnement avec cette stratégie de commande.

Pour permettre une marche en mode dégradé sur deux phases d'une MAS, il faut d'une part adapter l'architecture de puissance et d'autre part développer une stratégie de commande permettant de maintenir un couple maximum et de minimiser ses oscillations dues à la phase manquante. Pour cela, il faut adapter de nouvelles stratégies de commande avec une topologie tolérante au défaut afin d'assurer la continuité de service avec des performances acceptables en mode dégradé. Par la suite un fonctionnement avec un onduleur à quatre bras sera utilisé comme une topologie à tolérance de défaut.

III.5.2.2 : Stratégies de commande avec un onduleur à quatre fils

Cette topologie peut être modifiée par la connexion du neutre de la MAS au point milieu du bus continu. À l'état normal, les équations des courants sont données comme suit [44] :

$$\begin{cases} I_{as} = I \cos(\omega t + \varphi) \\ I_{bs} = I \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ I_{cs} = I \cos(\omega t + \varphi - 4\pi/3) \end{cases} \text{(III.13)}$$

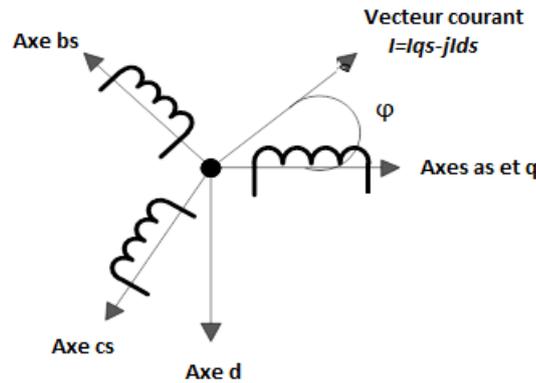


Figure. III.21 : Représentation vectorielle des courants statoriques dans l'état sain.

$$FMM = FMM_a + FMM_b + FMM_c \quad \text{(III.14)}$$

$$FMM = NI_a + \alpha NI_b + \alpha^2 NI_c \quad \text{(III.15)}$$

$$\alpha = 1 < 120^\circ \quad \text{(III.16)}$$

$$FMM = \left(\frac{3}{2}\right) F e^{j\theta} \quad \text{(III.17)}$$

$$FMM = \left(\frac{3}{2}\right) F (\cos \theta + j \sin \theta) \quad \text{(III.18)}$$

$$F = NI, \theta = (\omega t + \varphi) \quad \text{(III.19)}$$

Nous supposons que le défaut est dans le bras **B**, donc l'expression de la FMM' peut être écrites:

$$FMM' = NI'_{as} + \alpha^2 NI'_{cs} \quad \text{(III.20)}$$

$$FMM' = NI'_{as} + \left(-0.5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) NI'_{cs} \quad \text{(III.21)}$$

Pour obtenir le même couple que l'état sain, il faut que $FMM' = FMM$

$$\begin{cases} \frac{3}{2} F \cos \theta = NI'_{as} - (0.5) NI'_{cs} \\ \frac{3}{2} F \sin \theta = -\sqrt{3}/2 NI'_{cs} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} I'_{as} = \frac{3}{2} I \left(\cos \theta - \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) \sin \theta \right) \\ I'_{cs} = -\sqrt{3} I \cos \theta \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} I'_{as} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{6}) \\ I'_{cs} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Donc $\begin{cases} \|I'_{as}\| = \|I_{as}\| * \sqrt{3} \\ \|I'_{cs}\| = \|I_{cs}\| * \sqrt{3} \end{cases} \quad (\text{III.25})$

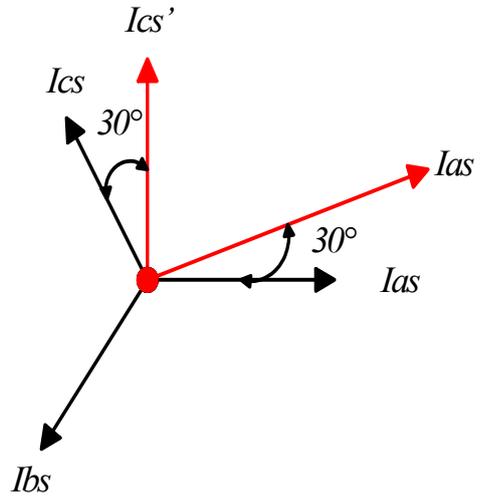


Figure. III.22 :Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras B.

Maintenant, si le défaut est dans le bras A, nous obtenons.

$$\begin{cases} I'_{bs} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi - \frac{5\pi}{6}) \\ I'_{cs} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi + \frac{5\pi}{6}) \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

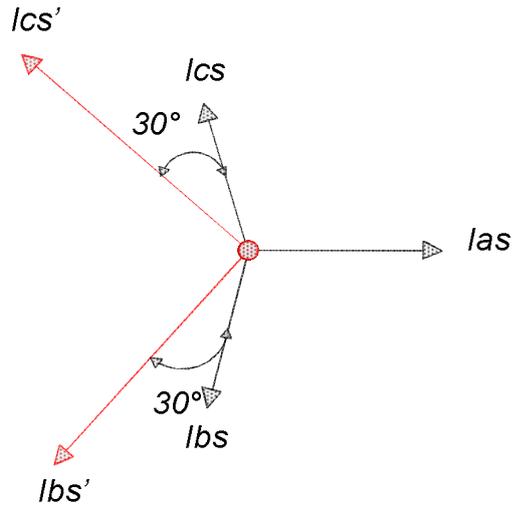


Figure. III.23 :Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras A.

Si le défaut est maintenant dans le bras C, nous obtenons :

$$\begin{cases} I'_{as} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi - \pi/6) \\ I'_{bs} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi - \pi/2) \end{cases} \text{(III-27)}$$

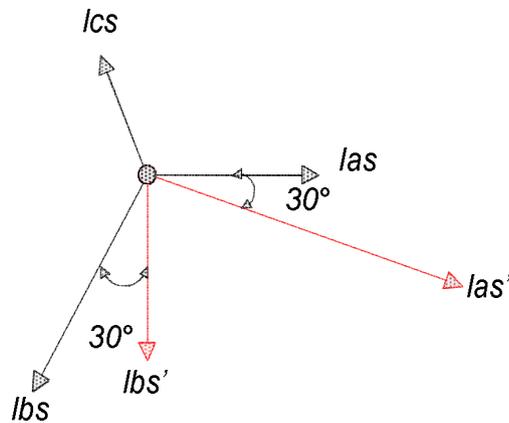


Figure. III.24 :Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras C.

L'expression générale du couple en fonction de la FMM est donnée comme suit :

$$C_{em} = \frac{-\pi d l \delta}{2\mu_0} B_s B_R p \sin[(\omega_s - \omega'_R)t + p\varepsilon_m] \quad \text{(III-28)}$$

$$B_s = \frac{\mu}{l} FMM \quad \text{(III-29)}$$

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

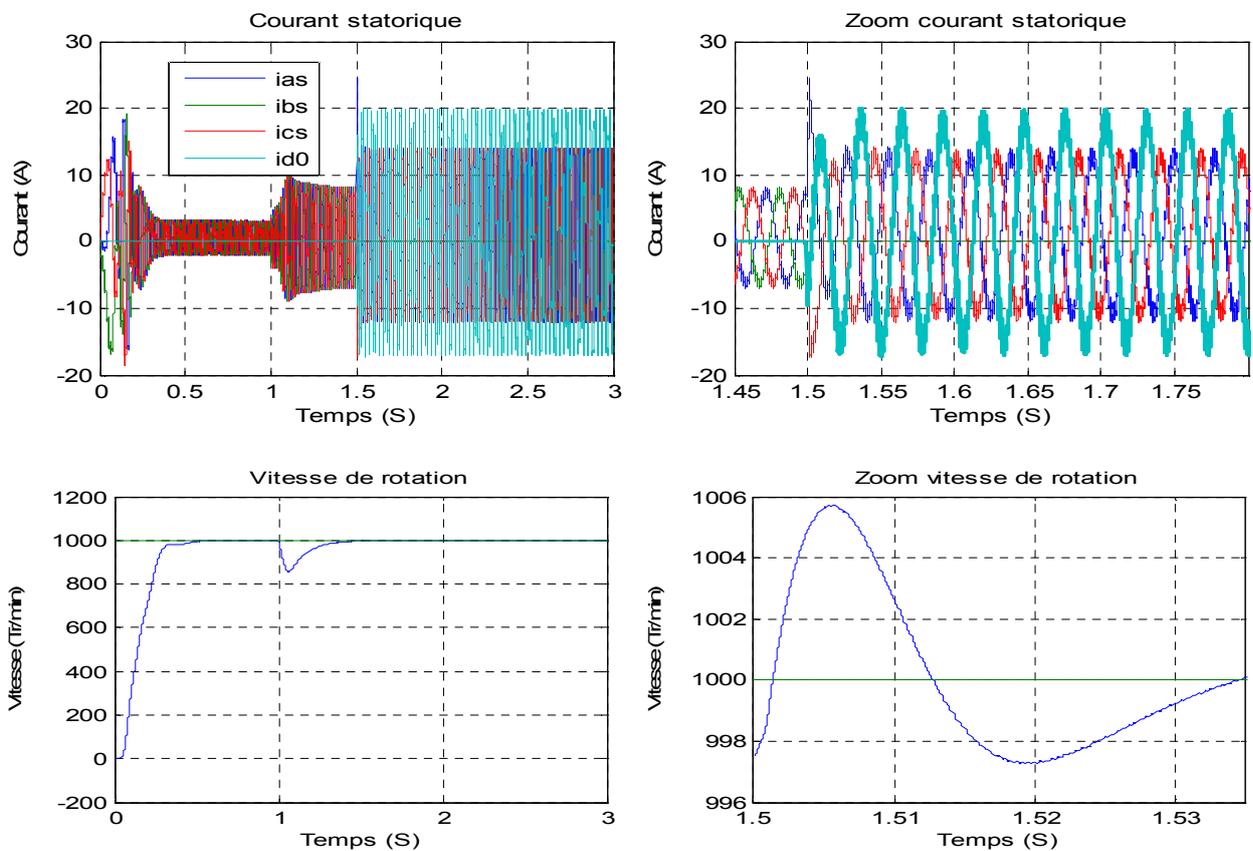
$$C_{em\ sain} = K(t)FMM \quad (III-30)$$

$$C_{em\ défaut} = K(t)FMM' \quad (III-31)$$

Le rapport entre les deux couples dans l'état en défaut et l'état sain est égale à :

$$C_{em\ sain} = C_{em\ défaut}$$

Les résultats de simulation pour le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MAS avec un défaut de circuit-ouvert introduit à l'instant $t=1.5s$, dans le bras de la phase B sont donnés dans la figure III.25.



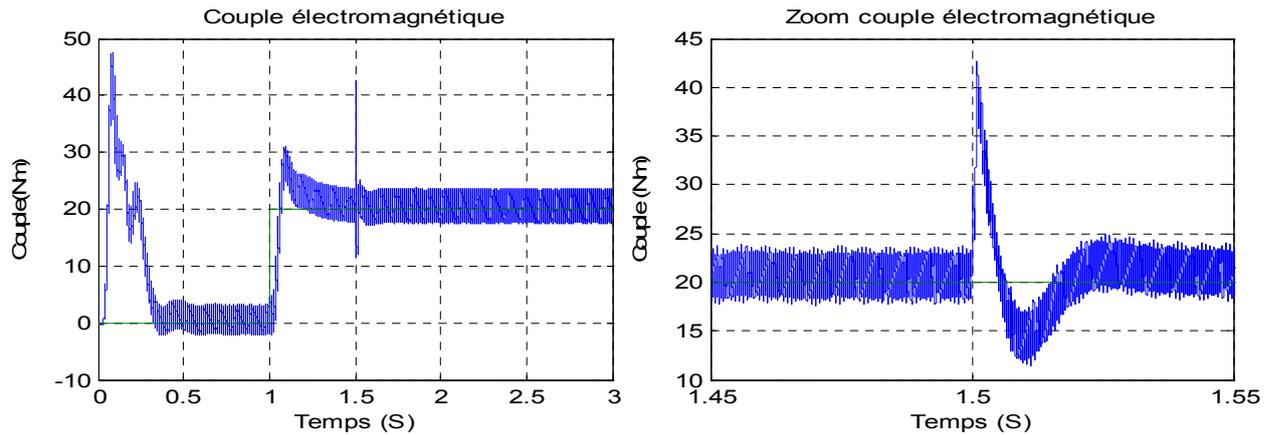


Figure. III.25 : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre fils.

Dans cette topologie de commande, nous remarquons une amélioration du couple électromagnétique en comparaison au cas précédent traitant la commande en mode biphasé. Le handicap principale de cette stratégie réside dans le surdimensionnement des capacités du bus continu avec l'augmentations des pertes dans la MAS à cause de l'intervention du courant de neutre dans la commande.

III.5.3 : Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié à la phase défaillante)

A l'état sain, le bras de secours est passif. Tous les interrupteurs d'isolement sont fermés. Par contre, les interrupteurs de connexion sont ouverts [44]. Les équations des courants de référence $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*, i_{ds}^*$, sont données comme suit:

$$\begin{cases} i_{as}^* = i_{qs}^* \cos(\varphi) + i_{ds}^* \sin(\varphi) \\ i_{bs}^* = i_{qs}^* \cos(\varphi - 2\pi/3) + i_{ds}^* \sin(\varphi - 2\pi/3) \\ i_{cs}^* = i_{qs}^* \cos(\varphi - 4\pi/3) + i_{ds}^* \sin(\varphi - 4\pi/3) \\ i_{ds}^* = 0 \end{cases} \quad (III.32)$$

En cas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de puissance la commande du quatrième bras est assurée par les ordres de commande du bras défaillant.

La figure III.26 présente la réponse de cette stratégie en cas d'un défaut dans le bras de la phase B appliqué à l'instant $t=1.5$ s.

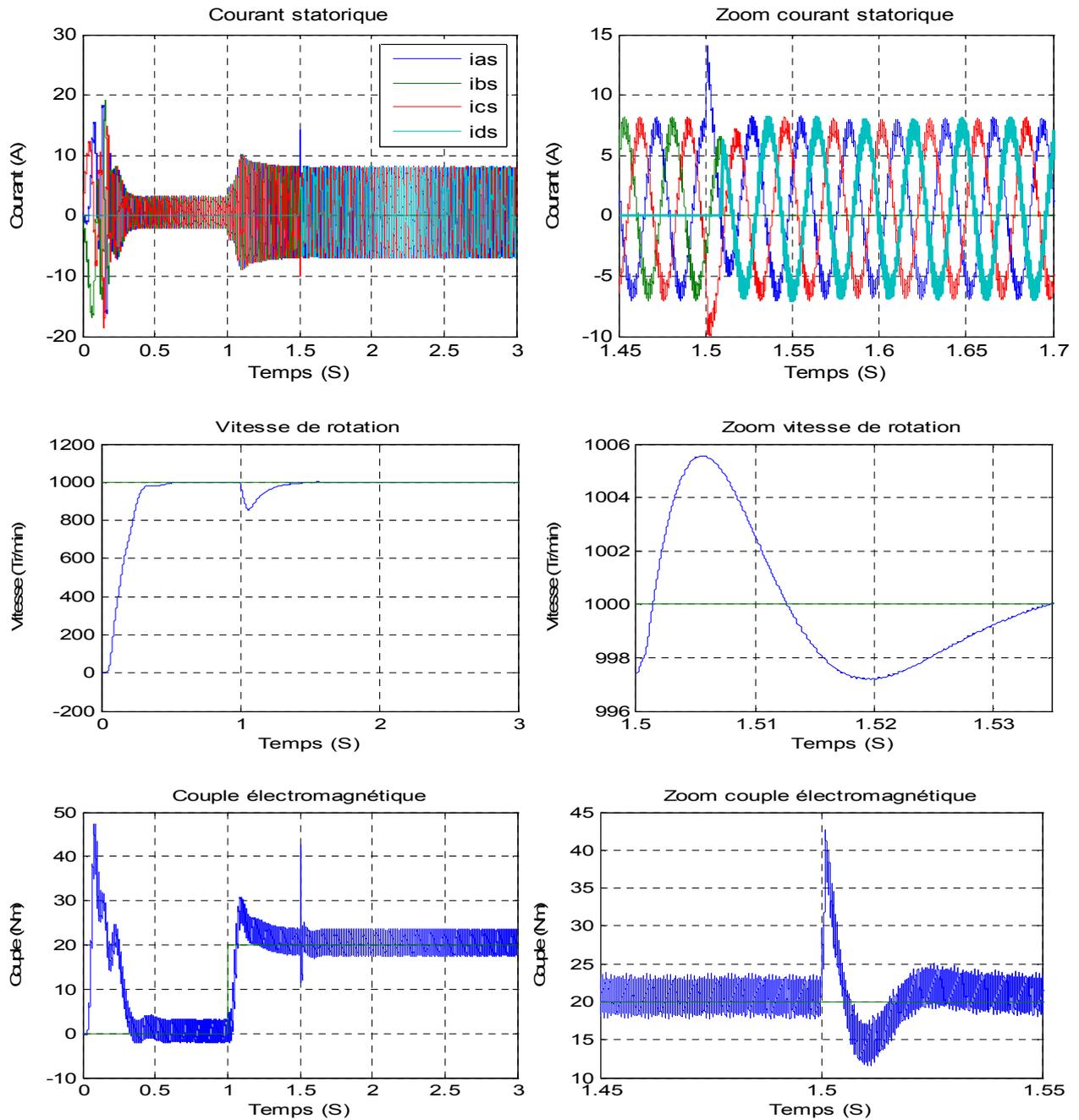


Figure. III.26 :Réponse de la MAS alimentée par un onduleur avec bras redondant.

La figure III.26 présente donc les réponses de cette stratégie de commande en cas d'un défaut de type circuit-ouvert introduit dans le bras de la phase B à l'instant 1.5s. On constate dans cette stratégie de commande que les performances de l'ensemble onduleur-MAS après un défaut sont maintenues les mêmes que l'état avant défaut. Cette constatation est justifiée par le fait que les signaux de commande du bras redondant sont les mêmes que ceux du bras défaillant après

l'implantation qui est très simple, facile et rapide. Un temps très court pour la détection du défaut et la reconfiguration de la commande est suffisant pour reprendre le mode de fonctionnement normale avec les mêmes performances. La commande du bras redondant est très simple puisque elle utilise le même signal de commande que celui du bras défaillant. L'inconvénient principalement de ce mode est la multiplication des interrupteurs de connexion.

III.5.4 : Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié au neutre de la MAS)

La solution de relier le bras de secours au neutre de la MAS est inspirée de la topologie du quatrième bras reliée au neutre de la MAS. Cette structure permet de commander le bras de secours et de minimiser les dispositifs de connexion par rapport à la topologie de la section précédente. La commande de cette structure consiste à reconfigurer la commande en tenant compte du courant du neutre de la MAS. Pour cela deux types de commande ont fait l'objet de ce travail [45]:

- Principe de la commande

L'étude des systèmes triphasés est habituellement effectuée par l'utilisation des transformations (a b c, d q 0) ou (a b c, αβ 0) à l'aide d'une matrice de transformation A_T .

$$y_{sabc} = A_T y_{sdq0}$$

$$y_{sabc} = y_{sa}y_{sb}y_{sc}^T \text{ et } y_{sdq0} = [y_{sd}y_{sq}y_{s0}]^T$$

et

$$A_T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{(III.33)}$$

La matrice $A_T^{-1} = A_T^1$ et le vecteur $y_{sabc}, y_{s\alpha\beta 0}$ peut représenter le vecteur de tension statorique $V_{sabc}, V_{s\alpha\beta 0}$ ou bien les courants statoriques $I_{sabc}, I_{s\alpha\beta 0}$.

Les trois tensions pour le cas équilibré, sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2/3} V_{s\alpha} \\ V_{sb} = \sqrt{1/6} V_{s\alpha} + \sqrt{3} V_{s\beta} \\ V_{sc} = -\sqrt{1/6} V_{s\alpha} + \sqrt{3} V_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

En cas de défaut d'ouverture de la première phase et avec l'utilisation de $i_{sb} = 0$, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{1/6} V_{s\alpha} + \sqrt{3} V_{s\beta} + \sqrt{2} V_{s0} \\ V_{sc} = -\sqrt{1/6} V_{s\alpha} + \sqrt{3} V_{s\beta} - \sqrt{2} V_{s0} \\ i_{sa} = -\sqrt{3/2} i_{s\alpha} + \sqrt{1/2} i_{s\beta} \\ i_{sc} = -\sqrt{3/2} i_{s\alpha} - \sqrt{1/2} i_{s\beta} \\ i_{s0} = -\sqrt{2} i_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Alors, on peut déduire les nouvelles tensions de référence comme suit :

$$\begin{cases} V'_{s\alpha} = V_{s\alpha} - \sqrt{2} V_{s0} \\ V'_{s\beta} = V_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Avec une méthode analogue, on peut déduire les tensions de référence pour les deux autres phases comme suit :

Pour l'ouverture de la deuxième phase, on a :

$$\begin{cases} V'_{s\alpha} = V_{s\alpha} + \sqrt{1/2} V_{s0} \\ V'_{s\beta} = V_{s\beta} - \sqrt{3/2} V_{s0} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Et finalement pour l'ouverture de la troisième phase, on a :

$$\begin{cases} V'_{s\alpha} = V_{s\alpha} + \sqrt{1/2} V_{s0} \\ V'_{s\beta} = V_{s\beta} + \sqrt{3/2} V_{s0} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

La tension homopolaire est calculée comme suit :

$$V_{s0} = R_{s0}i_{s0} + L_{s0} \frac{di_{s0}}{dt} \quad (III.39)$$

Avec R_{s0} et L_{s0} sont respectivement, la résistance et l'inductance homopolaire côté stator.

La figure III.27 présente la réponse de cette stratégie pour un fonctionnement de la MAS alimentée par un onduleur à bras relié au neutre.

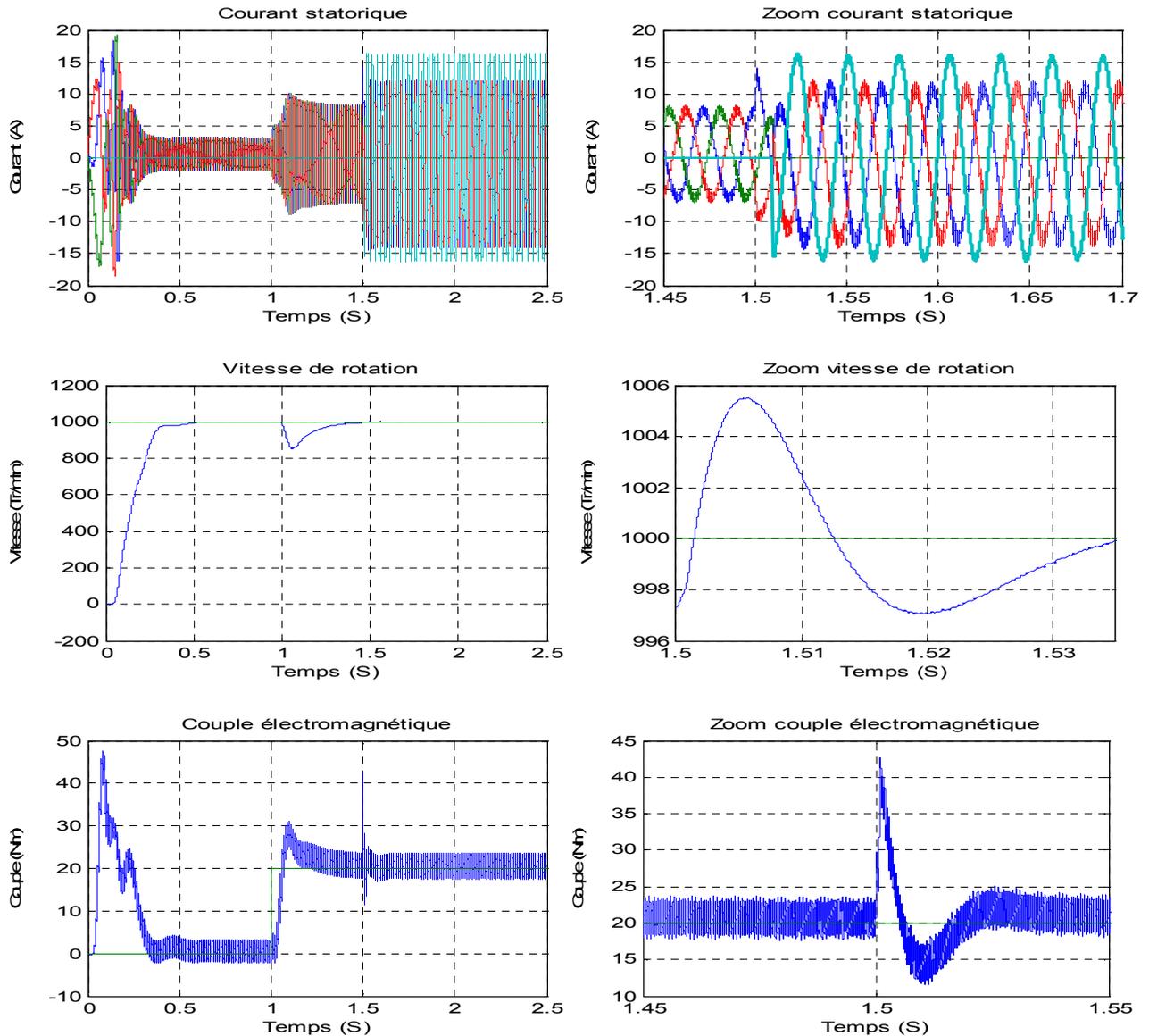


Figure. III.27 :Réponse de la MAS alimentée par un onduleur à bras relié au neutre.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

La figure III.28 représente la réponse de la MAS alimentée par un onduleur à bras relié au neutre de la MAS et commandé par la technique MLI-Vectorielle :

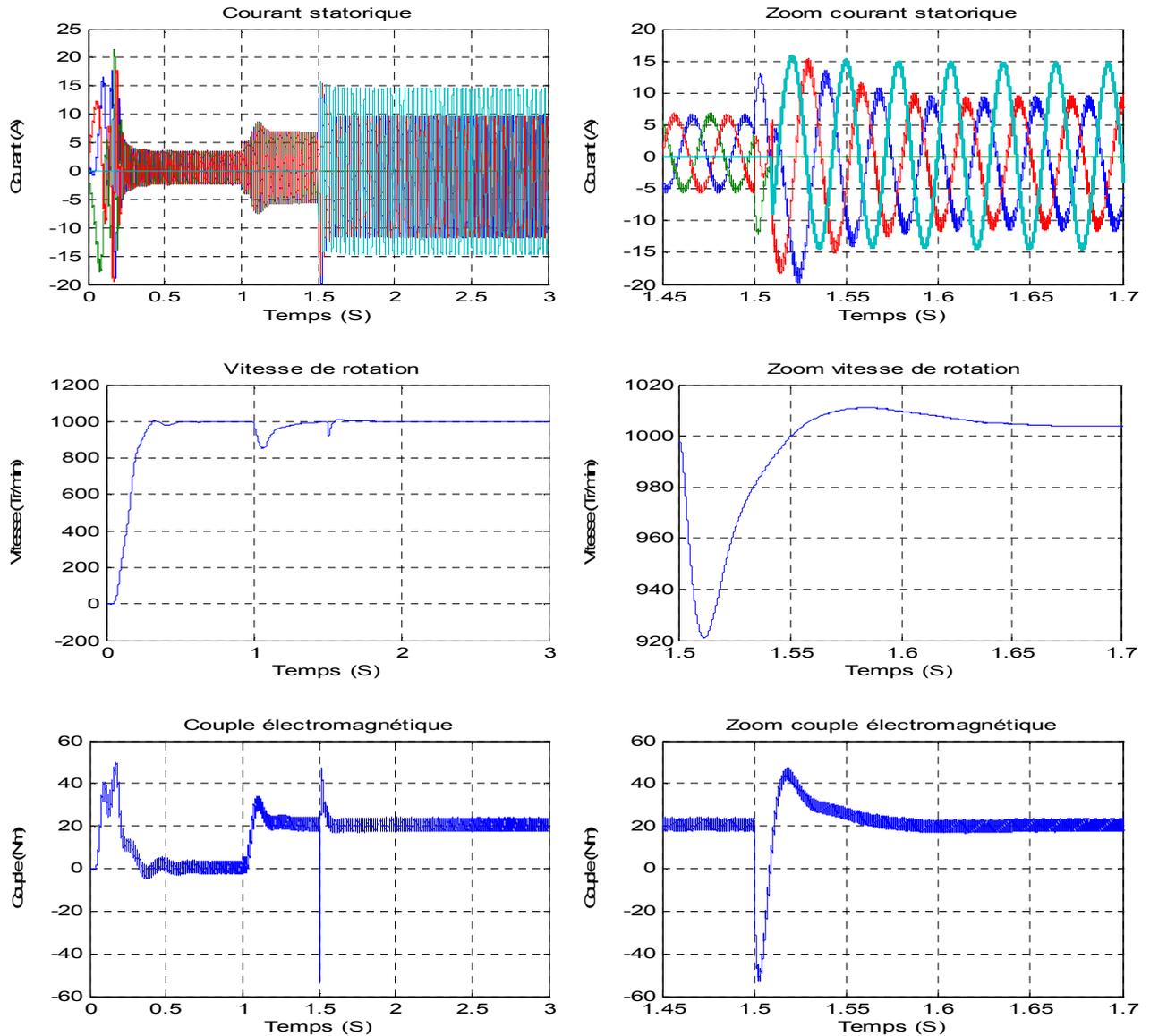


Figure. III.28 : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur commandé par MLI-Vectorielle à bras relié au neutre.

En regardant la figure III.27 et III.28, il est clair que pour maintenir la puissance nominale lors du fonctionnement secours, le courant dans les deux phases saines est majoré d'un facteur de $\sqrt{3}$ par rapport à sa valeur avant la défaillance et le courant dans le bras secours (courant neutre) étant la somme des deux courants de phase est augmenté d'un facteur de 3.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

En regardant les formes d'onde des courants dans la figure III.27 et III.28 de plus près, un pic de courant circule dans le bras connecté au neutre est observé lors de la reconfiguration matérielle de l'onduleur bien que sa durée est bien courte. Ces figures montrent que le défaut affecte la régulation du courant. Il est noté que les courants de phase tendent à diverger avant de se stabiliser à nouveau après l'élimination du défaut accompagné d'une reconfiguration matérielle et d'un algorithme de commande.

Au niveau des grandeurs mécaniques, l'amplitude du couple lors de la reconfiguration est bien limitée. Le défaut se répercute légèrement sur la régulation de la vitesse. Cette dernière redevenant stable dans les environs d'une période du fondamentale et le dépassement de la vitesse par rapport à sa consigne n'excède pas une valeur réduite durant la reconfiguration. La régulation de la vitesse est par conséquent le couple retrouvent la stabilité après l'isolation du bras défaillant et la reconfiguration de l'algorithme de commande. Dans cette technique, les performances de commande sont maintenues, en plus elle ne nécessite pas un surdimensionnement des capacités et une minimisation des interrupteurs de connexion.

Cette commande par la technique MLI-Vectorielle a donné de bons résultats et a permis d'améliorer les performances de la MAS avec une simple implémentation.

III.6 : Etude comparative des stratégies de commande

Pour faciliter la comparaison des techniques de commande de l'onduleur en mode dégradé et en se focalisant sur l'aspect des applications, une synthèse de leurs caractéristiques clôture ce dernier chapitre. Les critères comparatifs généraux sont les performances, la robustesse et la dynamique de reconfiguration en mode dégradé.

Performances	Robustesse	Dynamique de reconfiguration	Qualité du (couple-vitesse)	Maitrise de la fréquence de commutation
Commande biphasé	Bonne	Mauvaise	Très mauvaise	Bonne
Commande vectorielle Bras secours relié au neutre de la MAS	Bonne	Bonne	Bonne	Mauvaise
Commande par technique de la MLI-vectorielle	Bonne	Bonne	Bonne	Très bonne

Tableau III.6: Etude Comparative des Stratégies de commande.

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

A partir de l'analyse du tableau III.6 ci-dessus, on peut retenir que l'onduleur à quatre bras dont le quatrième bras est lié soit au neutre ou bien à la phase défaillante avec la commande vectorielle basée sur la technique MLI-Vectorielle est la solution la plus avantageuse et la plus adéquate pour une application de commande tolérante aux défauts.

III.7 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'impact des défauts de court-circuit et de circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur de tension à deux niveaux et à trois bras classique sur le comportement d'un ensemble onduleur-MAS. Les analyses et les résultats de simulation menés et présentés dans ce chapitre ont montré que la configuration classique des convertisseurs statiques utilisés dans un ensemble onduleur-MAS ne permet pas d'assurer la continuité de service en présence d'un défaut éventuel sur l'un des interrupteurs de puissance.

Par la suite, on a fait une synthèse d'une littérature des méthodes de détection des défauts dont nous avons d'abord opté pour deux méthodes pour détecter les interrupteurs défectueux d'un onduleur de tension. La première méthode est basée sur le signe des courants des interrupteurs et l'état de la commande. La seconde méthode utilise la mesure des chutes de tension V_{ce} sur les IGBT. Les résultats de simulation obtenus de cette méthode confirment l'efficacité et la rapidité de celle-ci pour les différents types de défauts court-circuit et circuit-ouvert.

Pour assurer la continuité de fonctionnement, différentes topologies d'onduleur à tolérance de défauts avec différents niveaux de redondance active ou passive ont été envisagées et certaines de leurs caractéristiques de fonctionnement ont été développées, notamment les aspects concernant les procédures d'isolement et les performances après reconfiguration ont été présentées et analysées afin de faire un choix judicieux d'une topologie appropriée à l'entraînement électrique considéré. Pour assurer la continuité de fonctionnement en mode dégradé en garantissant un critère technico-économique, la structure qu'on va utiliser comporte un onduleur triphasé à quatre bras dont l'isolement des défauts est assuré par un dispositif composé de deux transistors en tête-bêche et deux diodes montées en antiparallèle, les trois interrupteurs d'isolement sont montés en série avec les phases de la MAS, alors que le neutre de la MAS est relié au quatrième bras de l'onduleur en permanence.

Dans la seconde partie, plusieurs techniques de reconfiguration de commande, pour les deux types de topologie de l'onduleur triphasé, ont été présentées. Dans la topologie avec un onduleur à trois bras, la technique de commande basée sur la connexion du neutre de la MAS au

CHAPITRE III : Commande tolérante avec détection des défauts

point milieu de bus continu, présente une solution prometteuse en cas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT. L'inconvénient principal de cette technique est le surdimensionnement du système d'entraînement (les capacités).

Dans la solution d'un onduleur à quatre bras, deux topologies peuvent être envisagées selon la connexion du bras de secours. En se basant sur l'efficacité, la simplicité d'implémentation et la robustesse, l'accent est mis dans ce travail, sur la commande vectorielle avec la technique MLI-Vectorielle dont le neutre de la MAS est relié au quatrième bras ou le bras reliée à la phase défaillante.

CHAPITRE IV

Validation pratique de l'ensemble Moteur-
Onduleur sous défaut

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

IV.1 :Introduction

Le but de ce dernier chapitre est d'effectuer des essais expérimentaux sur l'ensemble onduleur-MAS commandé par un DSPACE afin d'étudier le comportement de ce dernier tout d'abord avec l'onduleur de tension sain (sans défaut) et puis dans le cas du diagnostic du défaut circuit-ouvert sur un IGBT de l'onduleur. Par ailleurs et dans le but d'apporter d'autre améliorations, nous proposons dans ce chapitre quatre méthodes de détection du défaut avec une commande vectorielle indirect avec un fonctionnement à l'état sain et avec défaut pour simplifier l'analyse et la décision quant à l'existence ou pas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur.

Avant de présenter et discuter les résultats expérimentaux précités, on va commencer par l'introduction et la description des différentes parties essentielles constituant le banc de mesure utilisé dans ce travail.

IV.2 : Banc de mesure

Le schéma synoptique du banc de mesure réalisé au niveau du laboratoire du « Groupe Diagnostic » au sein du laboratoire de développement des entraînements électriques (LDEE) est présenté comme suit:

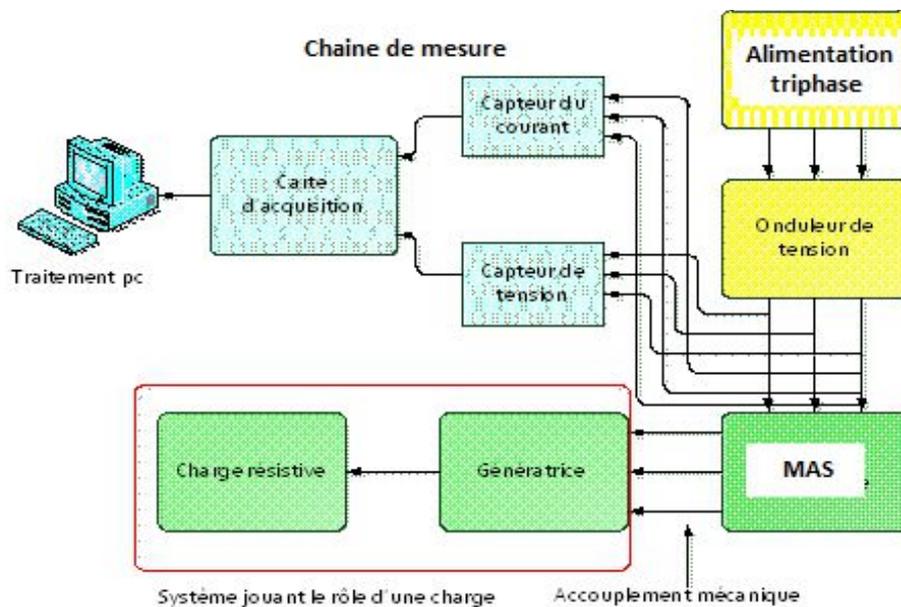


Figure. IV.1 : Schéma synoptique du banc de mesure.



Figure. IV.2 : Photo du banc de mesure.

Le banc de mesure est constitué de:

1. Ensemble Onduleur-MAS

- Un onduleur de tension à deux niveaux à base de composants IGBT
- Un moteur asynchrone triphasé
- Une génératrice à courant continu (utilisée comme charge)

2. Chaîne de mesure

- Un tachymètre « ONO SOKKI HT-341 »
- Deux capteurs de courant « FLUCK i30s (AC /DC CURRENT CLAMP) »
- Deux capteurs de tension « TEKTRONIX P5200 »
- Une carte d'acquisition « NATIONAL INSTRUMENT BNC-2110 »
- Une carte DSPACE 1104

1. Ensemble onduleur-MAS

- **Un onduleur de tension à deux niveaux à base de composants IGBT:**

La MAS est alimenté par un onduleur triphasé (50Hz) dédié au diagnostic. Cet onduleur déjà présenté et décrit dans le chapitre II, a été initialement réalisé pour ce travail de thèse afin de simuler et étudier les défauts les plus fréquents dans un convertisseur statique: le circuit-ouvert et le court-circuit. On s'est rendu compte malheureusement par la suite que dans un onduleur à deux niveaux, on ne peut simuler expérimentalement que le défaut du circuit-ouvert. Le défaut

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

de court-circuit dans un onduleur à deux niveaux est dangereux et entraîne directement le court-circuit de l'alimentation. Dans la continuité de ce travail et afin de valider expérimentalement le défaut de court-circuit, la réalisation pratique d'un onduleur de tension à trois niveaux (au moins) s'impose.

- **Un moteur asynchrone triphasé:**

Les caractéristiques du MAS sont présentées dans le tableau IV.1 suivant :

Constructeur	AZAZGA (ALGERIE)
Puissance	3 KW
Tension nominale	380 V
Branchement	(Δ)
Courant nominale	7 A
Cos (φ)	0.83
Nombre de pôles	4
Nombre de barres au rotor	28
Vitesse nominale	1410tr/mn
Classe d'isolation	F

Tableau IV .1 : Caractéristiques du moteur asynchrone utilisé



Figure IV.3: Photo du moteur asynchrone (MAS) utilisé.

- **Une génératrice à courant continu:**

Le moteur asynchrone est accouplé mécaniquement à une machine à courant continue fonctionnant en génératrice à excitation séparée. Cette génératrice alimente une batterie de résistances jouant le rôle d'une charge résistive. Les caractéristiques de cette génératrice sont présentées dans le tableau suivant:

Constructeur	DELORENZO
Puissance	2.4KW
Tension d'induit	220V
Courant d'induit	10.9A
Courant d'excitation	0.65A

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

Type d'excitation	séparée
Vitesse nominale	1410tr/mn
Classe d'isolant	F

Tableau. IV .2: Caractéristiques de la génératrice.



Figure. IV.4: Photo de la génératrice utilisée.

2. Chain de mesure:

- Deux capteurs de courant « FLUCK i30s (AC /DC CURRENT CLAMP) »



Ces deux capteurs ont pour rôle de donner une image du courant statorique par effet de Hall. Le courant maximal pouvant être mesuré est de 20A, le rapport de conversion est de 100mV/A.

Figure. IV.5: Photo du capteur de courant

- Deux capteurs de tension « TEKTRONIX P5200 »



Ces deux capteurs ont pour rôle de mesurer les tensions de phases. Ils mesurent la tension instantanée et possèdent les caractéristiques suivantes: Tension maximale variant de -1000V à +1000V, rapport de conversion (1/50) ou (1/500) selon le choix du manipulateur.

Figure. IV.6: Photo du capteur de tension

- Une carte DSPACE 1104



Cette carte est le cœur de la chaîne d'acquisition elle permet de numériser le signal analogique. Elle présente 8 entrées analogiques.

Figure. IV.7: Photo de la carte d'acquisition DSPACE 1104

IV.3. Paramètres d'acquisition

Vu le caractère aléatoire des signaux mesurés et afin d'avoir une analyse fiable, nous avons réalisé **05** acquisitions pour chaque cas de figure. Le temps d'acquisition utilisé est $T_{acq}=30s$. Enfin et pour voir l'effet de la charge sur les signaux du MAS, un seul mode de fonctionnement a été pris en compte: le fonctionnement à charge nominale avec un courant nominal mesuré de 7A et un couple estimé de 20.33 N.m. La relation de la puissance absorbée est donnée par l'expression:

$$P_{1n} = \sqrt{3}U_n I_n \cos \varphi_n = \frac{2\pi C_n N_n}{60 \eta} = \frac{P_n}{\eta}$$

Où P_{1n} : puissance absorbée, U_n : tension nominale, I_n : courant nominal, $\cos \varphi_n$: facteur de puissance, C_n : couple nominal, N_n : vitesse nominale, η : rendement, P_n : puissance utile

IV.4. Procédure de création du défaut de circuit-ouvert d'un IGBT

Dans cette section, nous présentons le défaut de circuit-ouvert créé au niveau de K_1 lorsque le courant i_{f1} est positif. Le défaut est généré à l'aide d'un bouton poussoir de la carte de commande S_1 . Ce dernier devient et reste égal à zéro à la sortie de la commande. Le signal de commande S_2 n'est pas modifié et les deux signaux S_1 et S_2 sont alors envoyés au driver du bras 1 ainsi le défaut de type circuit-ouvert est généré au niveau de S_1 .

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor dû, par exemple, à une défaillance de grille entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

correspondante est positif. La phase de la machine reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. La distorsion importante des courants se traduit par une puissance fluctuante significative et elle implique pour une même puissance mécanique fournie une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultantes ne génèrent que des pertes [18-20].

Dans ce qui suit, la figure IV-8 représente les résultats expérimentaux obtenus pour les signaux de la tension et du courant en cas du défaut de type circuit-ouvert.

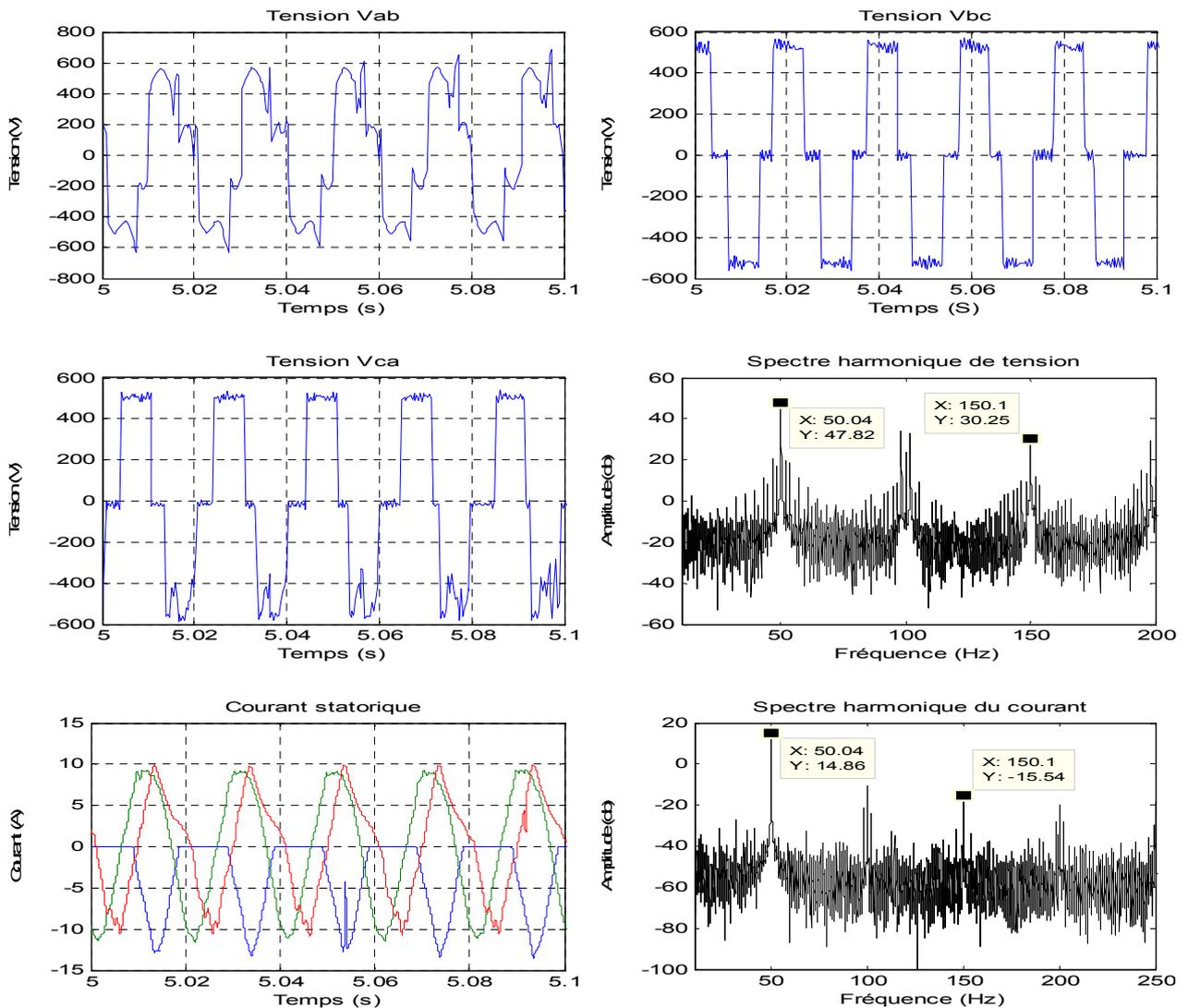


Figure. IV.8 : Les signaux de tension et du courant en cas défaut circuit-ouvert.

La figure. IV.8, montre les formes d'onde des courants des phases lorsque la MAS est commandée en vitesse. A la suite d'un défaut de circuit-ouvert dans un transistor du haut d'un bras, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être commandé lorsque sa

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

référence est positive. Il ne peut être que négatif ou nul. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases saines sont à somme nulle. En présence de ce type de défaut, un démarrage de la MAS n'est pas toujours possible car le couple à certaines positions du rotor est proche de zéro comme le montre les figures IV.8 quel que soit les valeurs des courants des phases défectueuses.

D'après la figure des spectres du courant et de la tension :

- La représentation temporelle est difficile à traiter car elle ne donne pas les informations recherchées que ça soit au niveau de la tension « polluée » ou au niveau du courant « état du moteur ».
- La forme spectrale est plus lisible par rapport à la forme temporelle.
- Les fréquences liées à la pollution de l'alimentation apparaissent sur le spectre de la tension et du courant à 150Hz, 250 Hz., etc.
- En plus des harmoniques de la pollution du réseau, il y a d'autres harmoniques qui apparaissent uniquement sur le spectre du courant à 26.15Hz et 73.83Hz. Ces deux harmoniques représentent l'excentricité statique de la MAS. A noter, que ces deux harmoniques existent même si le moteur est sain.

IV.5 : Détection du défaut des interrupteurs de l'onduleur

Cette partie de la thèse a pour objectif de valider expérimentalement les quatre méthodes de détection du défaut de circuit-ouvert déjà étudiées par simulation dans le chapitre précédent.

IV.5.1 : Méthode de détection basée sur les vecteurs de Park

On a présenté pour cette même topologie de convertisseur une méthode de détection du défaut basée sur le suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase [24]. En effet, en condition normale (c.à.d. sans défaut), la trajectoire de ce vecteur courant dans le repère d,q est un cercle. Par exemple, ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un bras occasionné par une défaillance au niveau d'un interrupteur bloqué à l'état ouvert. La position de ce demi-cercle dans le repère d,q permet d'identifier l'interrupteur défectueux. Il a été proposé d'utiliser la valeur moyenne des courants des phases dans le repère de Park pour le diagnostic du défaut de type circuit-ouvert [25].

Dans ce qui suit, les figure IV.9et IV.10 représentent les trajectoires du courant à l'état sain et aussi en cas du défaut de type circuit-ouvert sur K1.

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

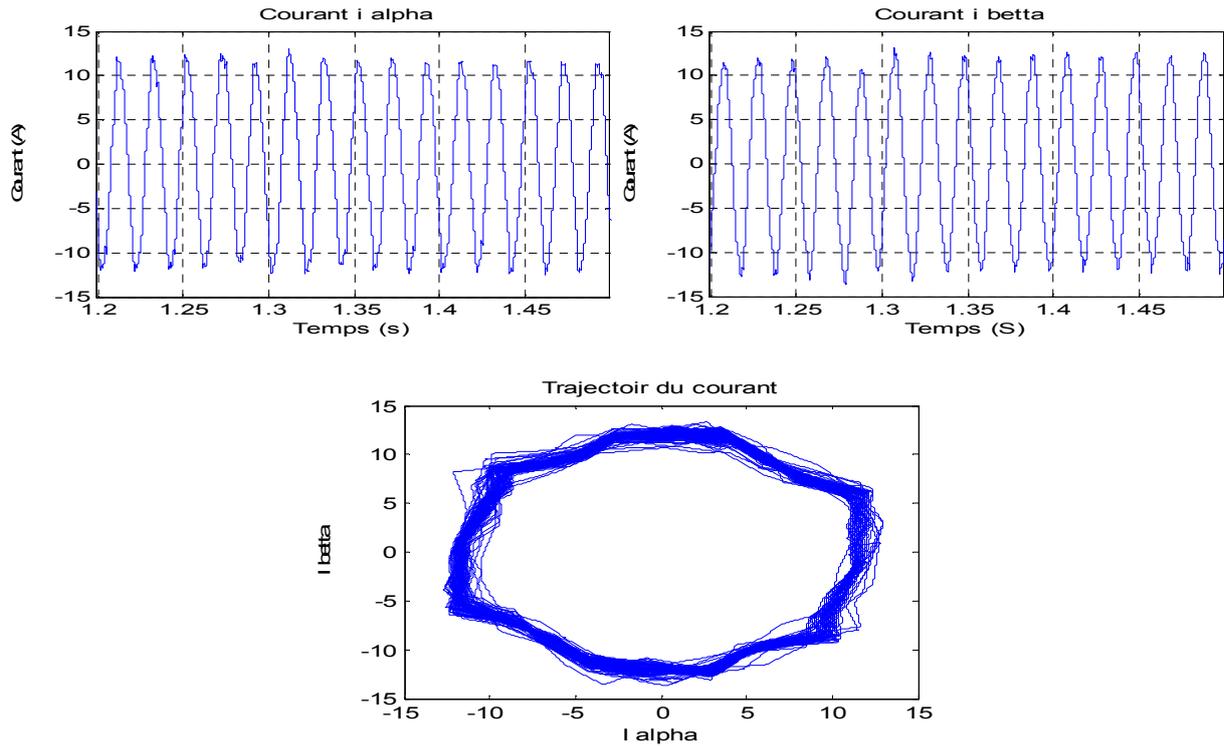


Figure. IV.9 : Les formes du courant et la forme de la trajectoire à l'état sain

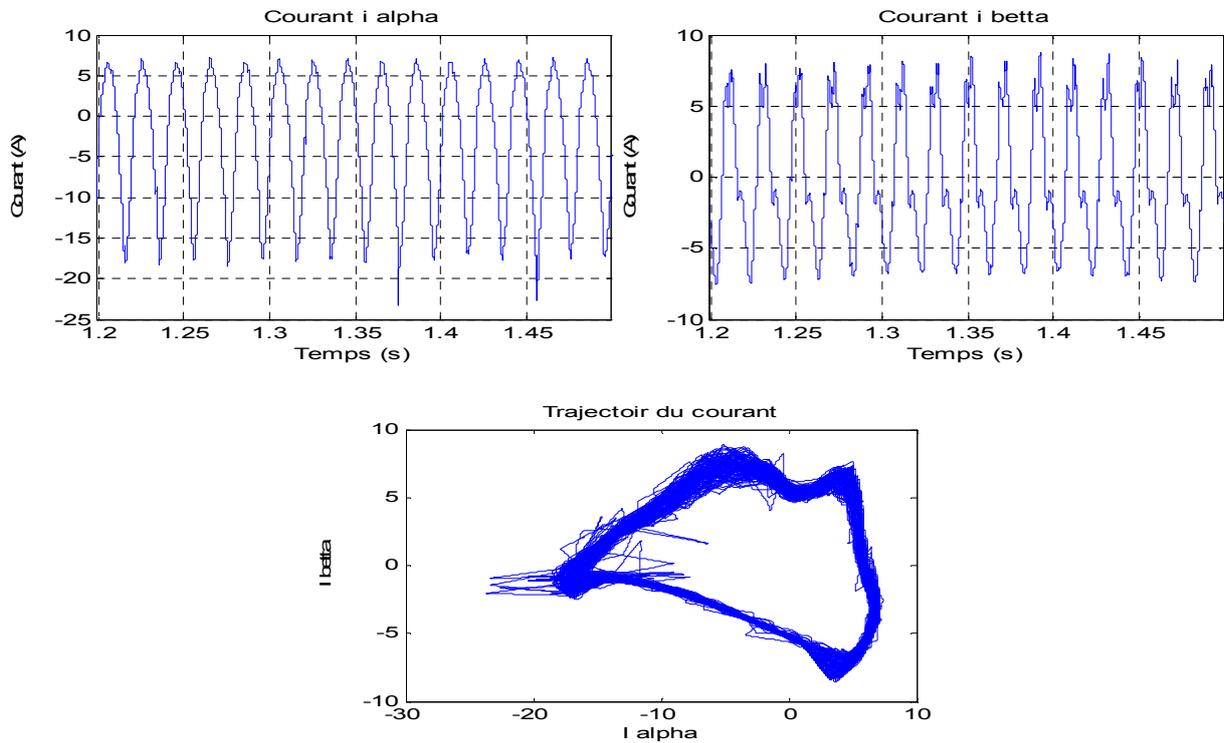


Figure. IV.10 : Les formes du courant et la forme de la trajectoire à l'état circuit-ouvert sur K1.

IV.5.2 : Méthode de détection basée sur les valeurs moyennes des courants du stator

Un défaut dans un composant semi-conducteur peut produire des offsets dans les courants des phases de la machine. La deuxième méthode de diagnostic consiste à calculer les valeurs moyennes de ces courants. A partir de ces valeurs, le défaut peut être détecté. Un seuil de courant est défini pour distinguer entre les défauts de circuit ouvert des IGBT. Le tableau IV.3 ci-dessous résume les caractéristiques des différents types de défaut IGBT d'un onduleur à deux niveaux.

Etat	Phase I	Phase II	Phase III
Sans défaut	0	0	0
K ₁ ouvert	$-I_{seuil} < I_{a(moy)} < 0$	$I_{b(moy)} \geq 0$	$I_{c(moy)} \geq 0$
K ₂ ouvert	$I_{a(moy)} \geq 0$	$-I_{seuil} < I_{b(moy)} < 0$	$I_{c(moy)} \geq 0$
K ₃ ouvert	$I_{a(moy)} \geq 0$	$I_{b(moy)} \geq 0$	$-I_{seuil} < I_{c(moy)} < 0$
K ₄ ouvert	$0 < I_{a(moy)} < I_{seuil}$	$I_{b(moy)} \leq 0$	$I_{c(moy)} \leq 0$
K ₅ ouvert	$I_{a(moy)} \leq 0$	$0 < I_{b(moy)} < I_{seuil}$	$I_{c(moy)} \leq 0$
K ₆ ouvert	$I_{a(moy)} \leq 0$	$I_{b(moy)} \leq 0$	$0 < I_{c(moy)} < I_{seuil}$

Tableau IV.3 : Caractéristiques des différents types de défauts d'un onduleur à deux niveaux.

I_{seuil} est un seuil qui caractérise les composantes continues des courants.

Alors, on peut observer la modification de la forme des courants statoriques après l'introduction d'un défaut d'un IGBT, ce qui nous permet facilement de déterminer et localiser les défauts. Les résultats expérimentaux sont présentés dans la figure IV.11.

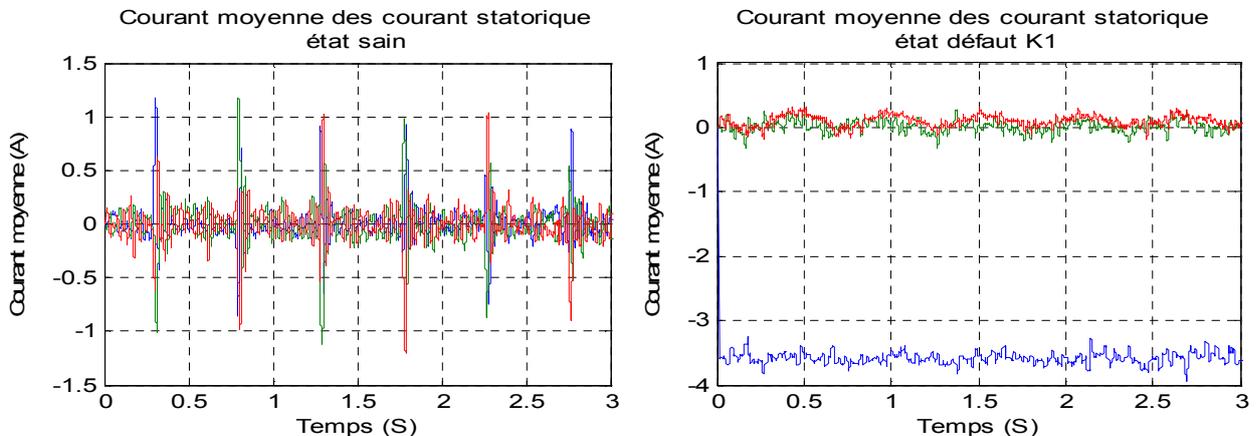


Figure. IV.11 : Valeurs moyennes des courants du stator à l'état sain et en cas de circuit- ouvert.

IV.5.3 : Méthode de détection basée sur l'analyse spectrale des courants

Cette méthode est basée sur l'étude de l'analyse de l'harmonique de chaque courant de phase. L'amplitude et l'argument de chaque harmonique peuvent être utilisés dans la détection et la localisation des défauts. Le tableau. IV.4 suivant résume cette approche.

L'harmonique d'ordre zéro des trois phases			
Types de défaut	Phase I	Phase II	Phase III
Sans défaut	$ h_0 = \varepsilon_{h0}$	$ h_0 = \varepsilon_{h0}$	$ h_0 = \varepsilon_{h0}$
K_1 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$
K_2 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$
K_3 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$
K_4 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$
K_5 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$
K_6 ouvert	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 270^0$	$\varepsilon_{h0} < h_0 < h_1 $ $\varphi_{h0} = 90^0$

Tableau IV.4 : Caractéristiques du défaut de circuit ouvert d'un onduleur à deux niveaux.

Dans ce qui suit, la figure IV.12 représente les spectres harmoniques des signaux en cas du défaut de circuit ouvert K_1 .

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

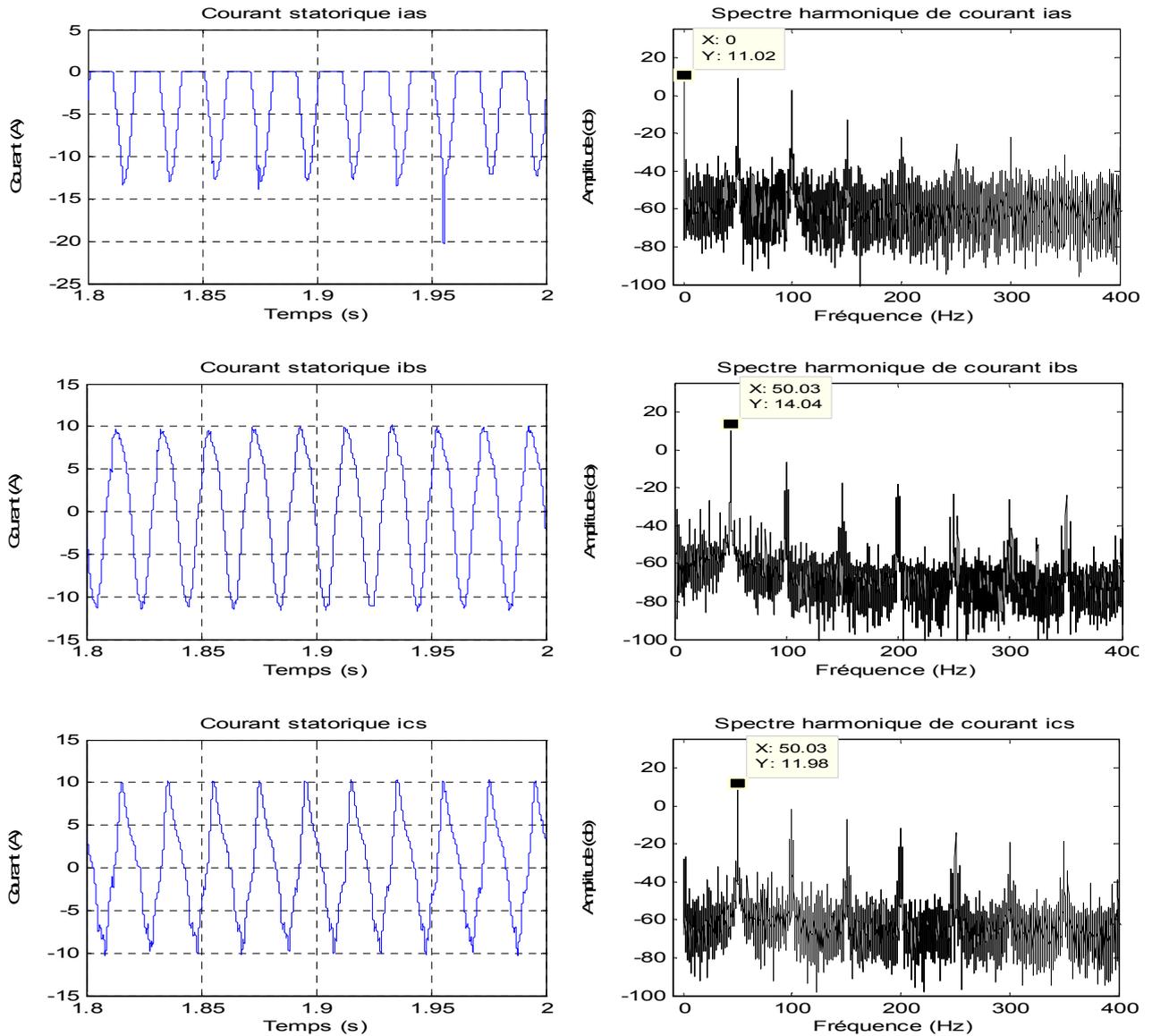


Figure. IV.12 : Spectres harmoniques des signaux en cas du défaut de circuit ouvert K1.

L'apparition de l'harmonique zéro est un indicateur sur la présence d'un défaut de circuit-ouvert dans K1. L'analyse des huit premiers harmoniques montre que la différence entre l'état sain et le cas d'un défaut de circuit-ouvert, réside au niveau des harmoniques d'ordre zéro ce qui signifie la présence de la composante continue dans le signal. L'argument de l'harmonique zéro par rapport au fondamental permet de connaître le type de défaut, d'autre part l'argument de cet harmonique permet aussi de connaître l'interrupteur défaillant soit en haut ou en bas du bras.

IV.5.4 : Méthode de détection basée sur la mesure de la chute du courant

Le principe de cette méthode est déjà présenté et discutée dans le chapitre précédent. Dans ce qui suit, on va présenter dans la figure IV.13, les résultats expérimentaux pour les deux cas de fonctionnement : l'état sain et le cas du défaut de circuit ouvert K1 respectivement. Les résultats expérimentaux de la figure IV.13 suivante nous permettent de valider l'efficacité des méthodes de détection du de défaut de circuit-ouvert obtenus par simulation dans le chapitre précédent.

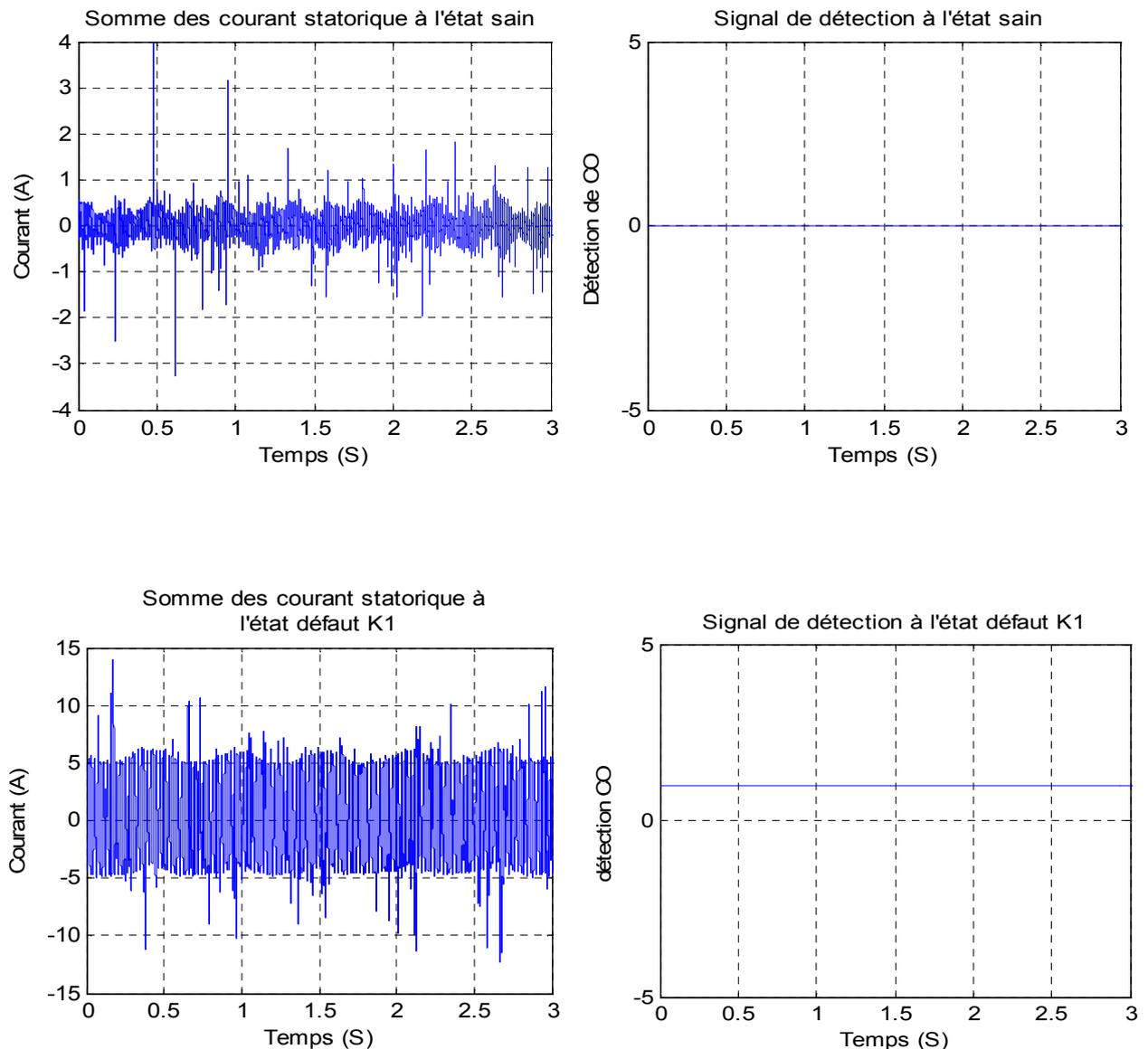


Figure. IV.13 : Détection du défaut de circuit-ouvert de l'interrupteur K_1 .

IV.6: Commande vectorielle indirecte de la MAS

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la MAS comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux(ou le courant d'excitation) et celle liée au couple (ou le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Dans cette section, on va présenter:

- La commande vectorielle indirecte pour le cas état sain.
- La commande vectorielle indirecte pour le cas du défaut de circuit-ouvert.

La commande vectorielle est testée avec une vitesse de référence de 1430 Tr/min et un couple de charge de 20 N.m.

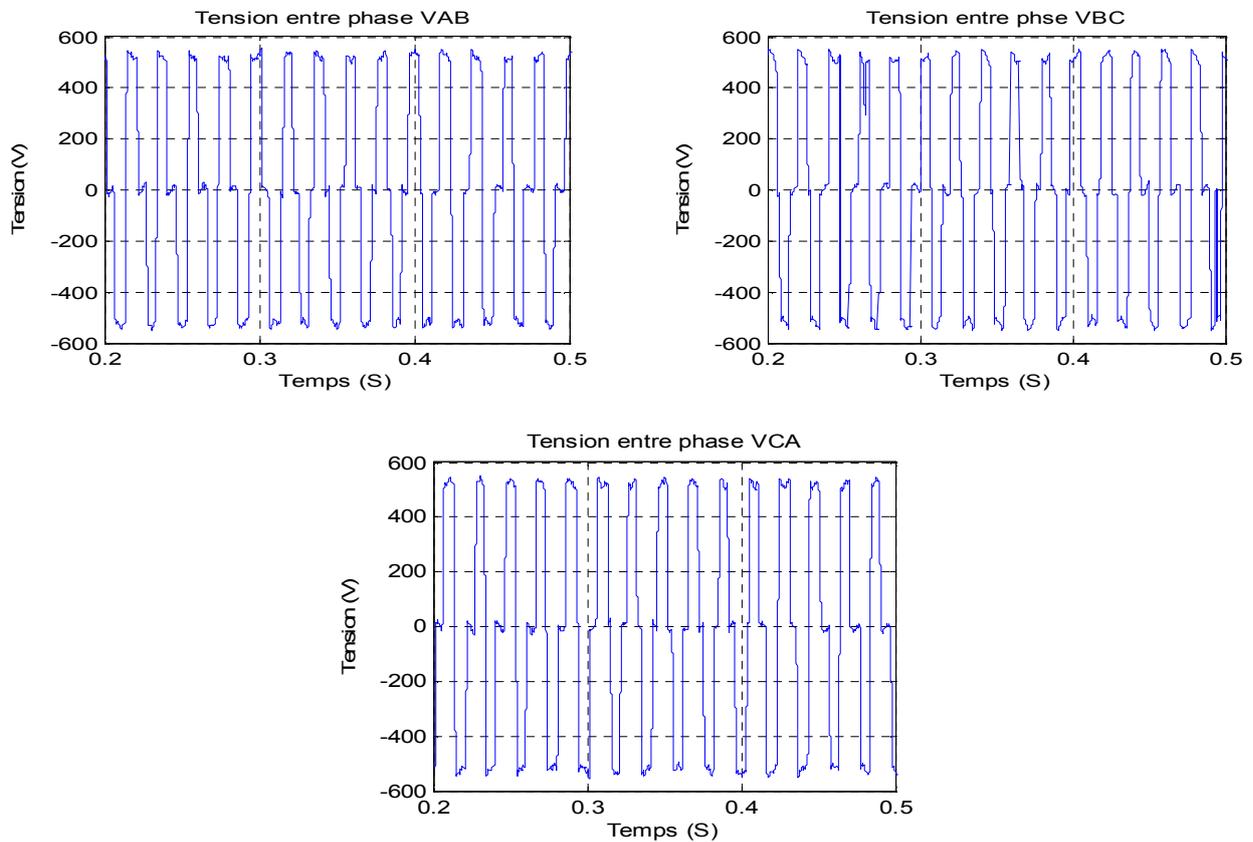


Figure. IV.14: Réponse de tension entre phase de la commande vectorielle indirecte cas sain.

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

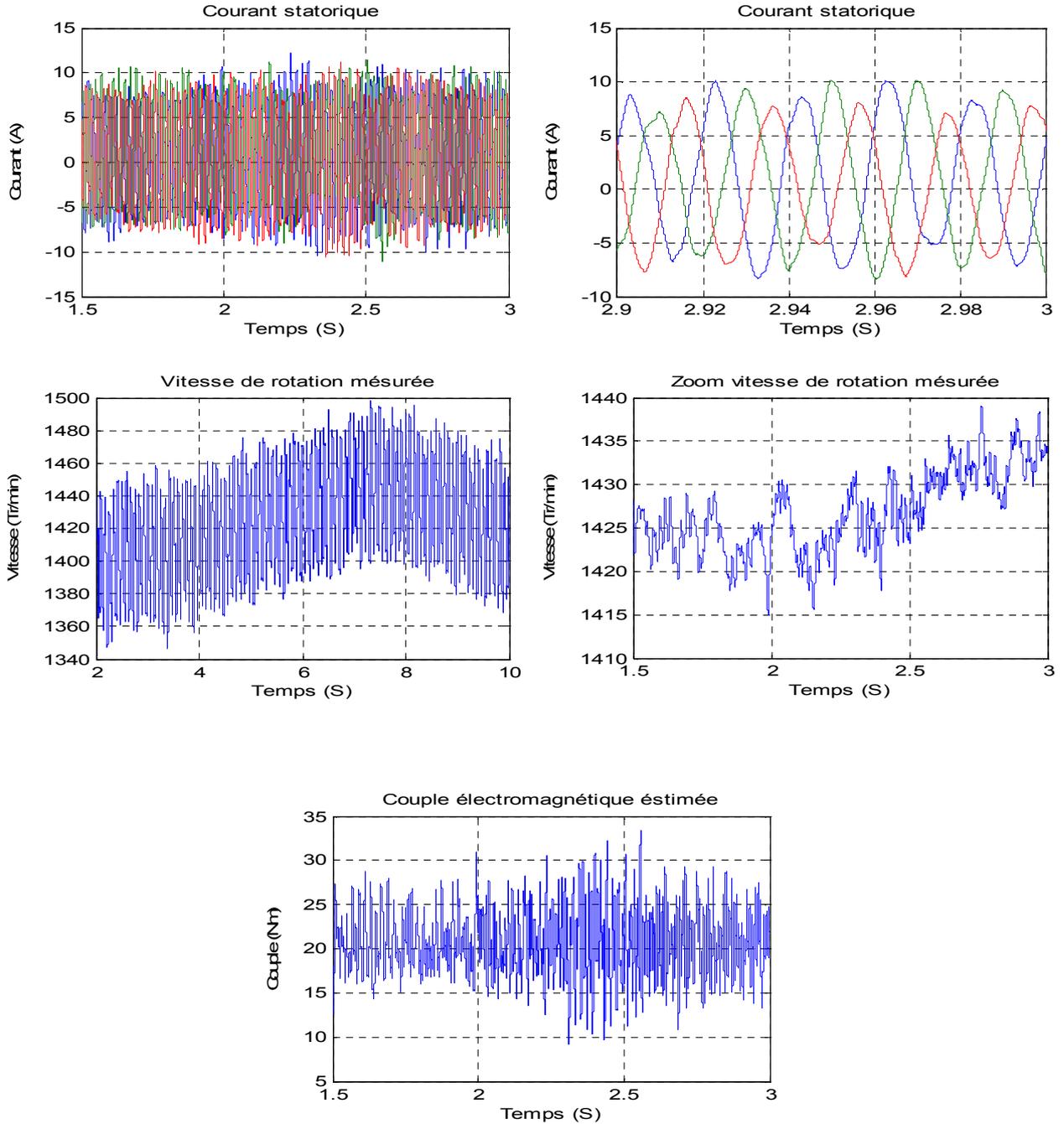


Figure. IV.15 :Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte –cas état sain onduleur commandé par la technique MLI-vectorielle.

Dans cette deuxième partie des essais expérimentaux on applique un défaut de circuit-ouvert à l'instant t_a à l'interrupteur k_1 de l'onduleur.

Dans les figures IV.16 et IV.17, on présente les tensions entre phases de la commande vectorielle en présence de ce défaut avec et sans technique de la MLI-vectorielle.

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

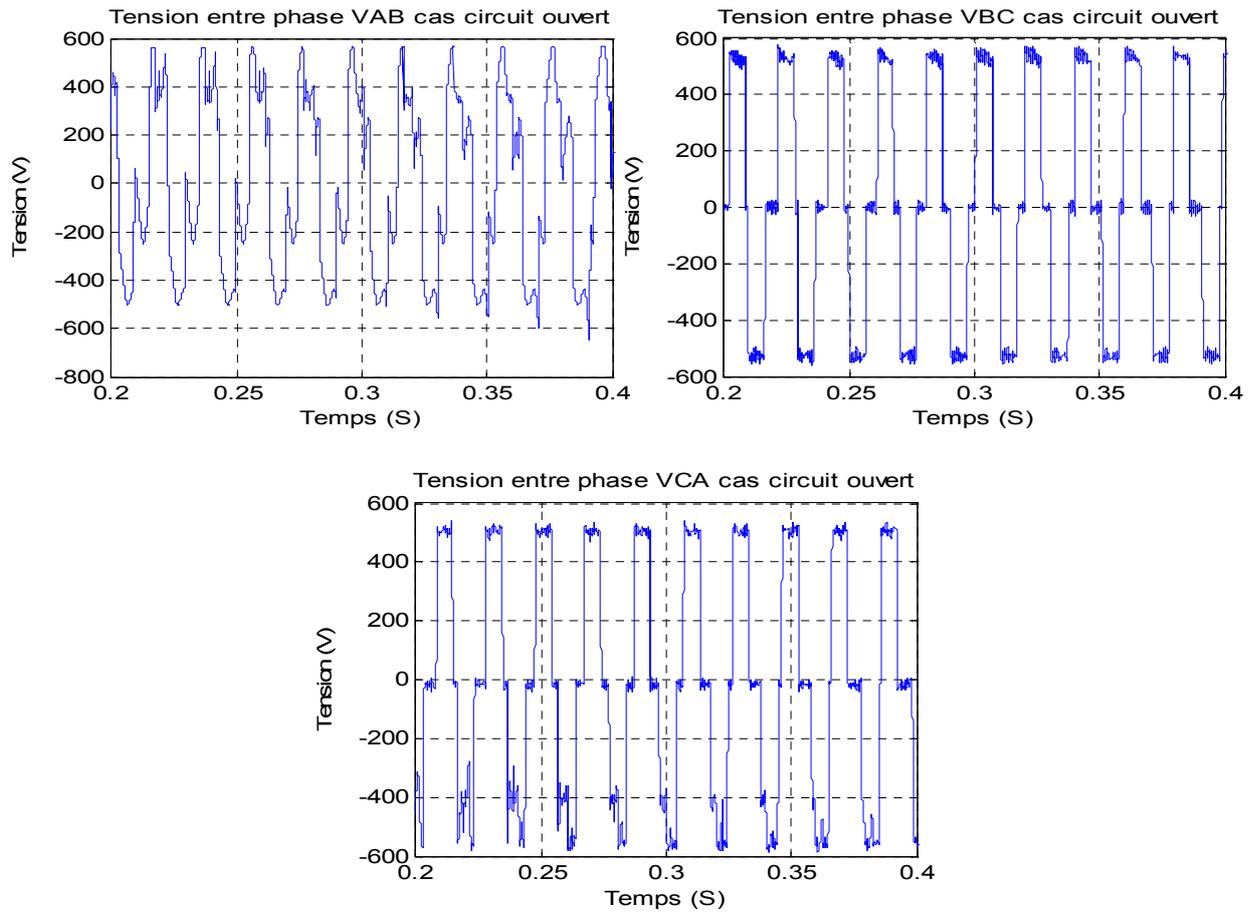
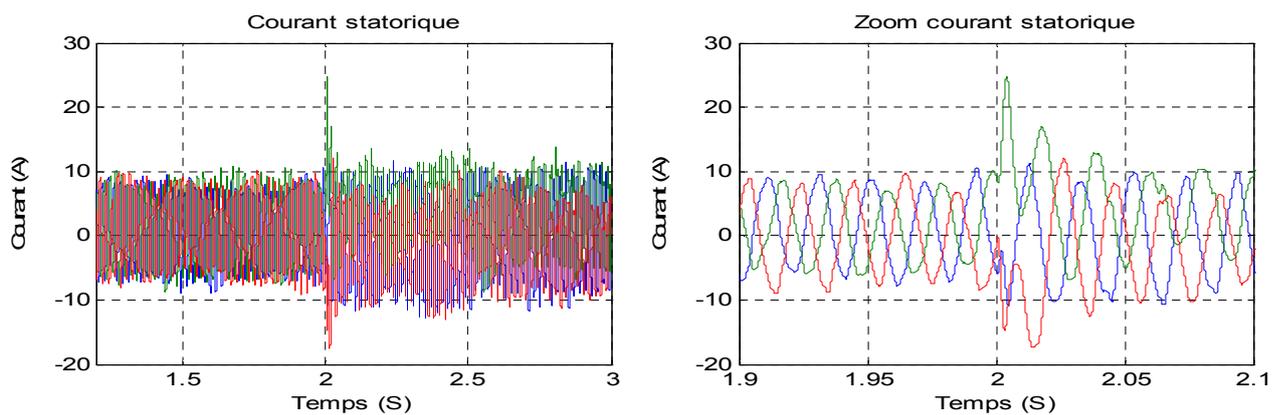


Figure. IV.16 : Réponse de tension entre phases de la commande vectorielle indirecte cas circuit-ouvert d'un IGBT K1 de l'onduleur.



CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

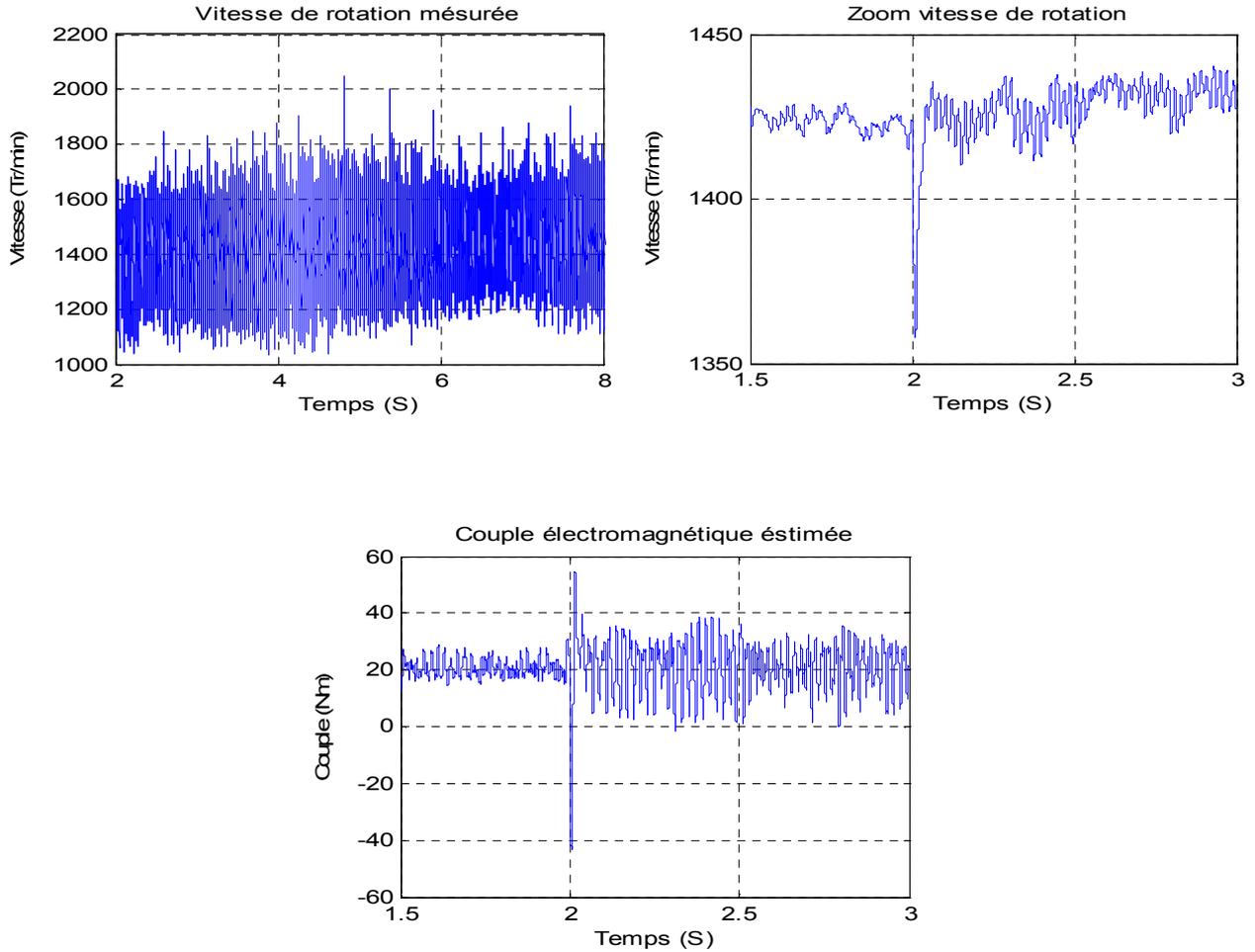


Figure. IV.17 : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte dans le cas de circuit-ouvert d'un IGBT K1 de l'onduleur par la technique MLI-Vectorielle.

Les figures IV.15 montrent le comportement de la MAS pour une consigne de vitesse lors d'un démarrage en charge, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne sans aucun dépassement qui est atteint très rapidement. On remarque aussi des petites oscillations du couple instantané lors du démarrage mais pendant une durée très courte. Il est clair que les performances de la boucle de régulation de vitesse sont satisfaisantes dont le temps de montée est acceptable et même le rejet de perturbation est assuré.

Les figures IV.17 illustrent l'augmentation de l'amplitude du courant pour la commande avec le défaut de circuit-ouvert. Celui-ci engendre des ondulations du couple électromagnétique. Par contre, les pertes dans ce mode de commande sont acceptables mais les performances de la MAS dans cette topologie sont diminuées.

CHAPITRE IV : Validation pratique de l'ensemble Moteur-Onduleur sous défaut

Remarque : Nous remarquons que le signal capté de la vitesse présente des oscillations, ceci est dû d'un côté aux harmoniques générées par l'onduleur et de l'autre côté de la génératrice tachymétrique.

IV.7: Conclusion

Dans la première partie de ce dernier chapitre, on a validé les diverses méthodes de détection du défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur et on a clôturé ce chapitre par la validation expérimentale de la commande vectorielle indirecte de la MAS pour un fonctionnement dans le cas sain de l'onduleur et pour un fonctionnement avec défaut de circuit-ouvert d'un IGBT K1. Il faut noter que la validation a été effectuée lorsque l'onduleur est commandé avec et sans technique de la MLI vectorielle.

CONCLUSION GENERALE

Il est clair que les actionneurs équipés d'une MAS triphasée sans liaison du neutre, alimentée par un onduleur à trois bras, ne permettent pas d'assurer la continuité de service en cas de défaut de court-circuit ou de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur, ainsi une tolérance de panne est nécessaire.

Pour la détection des défauts circuit-ouvert et court-circuit d'un interrupteur d'un bras d'onduleur, après une modeste synthèse bibliographique, deux méthodes de détection de défaut simples et rapides sont proposées. La première est basée sur le signe des courants des interrupteurs et leurs signaux de commande. La deuxième méthode de détection est basée sur la chute de tension aux bornes de chaque IGBT et leurs signaux de commande. Les deux méthodes sont validées par la simulation numérique. D'après les résultats de simulation, on peut dire que les deux méthodes présentent une efficacité et une rapidité satisfaisante.

A fin d'assurer la continuité de service d'une chaîne de conversion électromécanique en mode dégradé, l'analyse effectuée sur les différentes topologies considérées au deuxième chapitre a permis de privilégier deux structures pour les actionneurs pouvant admettre un défaut d'un IGBT d'un bras d'onduleur. La première structure comporte une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à quatre bras ou le bras de secours est redondant au défectueux. La deuxième structure comporte une MAS triphasée alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras ou le neutre est connecté au quatrième bras.

Différentes stratégies de commande en présence d'un défaut de circuit ouvert d'un IGBT, ont été proposées et validées par la simulation.

Avec la structure constituée par un MAS triphasée alimentée par un onduleur triphasé à bras redondant, on a montré que le système peut continuer de fonctionner sans aucun problème après la détection et l'isolation du défaut avec les mêmes performances qu'avant le défaut.

Avec la structure constituée par un MAS triphasée alimentée par un onduleur triphasé à bras connectée au neutre de la machine, lorsqu'un défaut de circuit ouvert ou court-circuit est détecté les stratégies ont été présentées.

Pour asservir le courant à sa référence notamment lors du passage du mode normal vers le fonctionnement en mode dégradé mais aussi pour que la vitesse poursuive sa référence, une commande vectorielle indirecte et par la technique MLI-Vectorielle ont été appliquées, et combine les avantages de robustesse en régime transitoire et en régime permanent.

Une étude comparative des stratégies de commande a prouvé que l'onduleur à quatre bras avec la technique MLI-Vectorielle est la solution adéquate pour assurer la continuité de service d'un variateur de vitesse en mode dégradé avec des très bonnes performances.

Comme perspective à notre travail, nous recommandons la poursuite de ces travaux en améliorant les résultats par, l'utilisation d'un capteur de vitesse plus performant et l'utilisation de l'intelligence artificielle.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **BENDI Abdallah Azzedine** « Cours modélisation machine électrique ». université USTO.ORAN.2012.
- [2] **Moumna Mohammed** « Détection Et Diagnostic Des Défauts d'une Machine Synchrones A Aimants Permanents », Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, Avr 2011.
- [3] **Jean Luc Thomas**, « Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.
- [4] **Ramirez. J. M.** « Contribution à la commande optimale des machines asynchrones ». Thèse de Doctorat. Spécialité : Automatique et productique. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [5] **Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David**,« Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1 ». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.
- [6] **Bernard De Fornel**, « Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques », Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215-287.
- [7] **Olivier ONDEL**, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », thèse de doctorat en spécialité de génie électrique, l'école centrale de Lyon, 2006.
- [8] **H.TAMRABET** « Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » thèse de magister de l'université de Batna, Algérie 2006.
- [9] **A.A.PUJOL** « Improvements in direct torque control of induction Motors » thèse de doctorat de l'université polytechnique de catalogne, Espagne 2000.
- [10] **L.BAGHLI** « Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré. Nancy-1 France 1999.

- [11] **K.BOULAAM.E.M.M.S.BOUCRIT.G.MANESSE** « Linear feed back control of the input DC voltage of a three-level NPC VSI application to the speed control of PMSM fed by a three-level NPC PWM rectifier three-level NPC VSI cascade » IFAC 2000.avril2000.bruxelle.belgique.
- [12] **Aireche Abdelhalim ; Bouazza Yousef** « Etude Comparative Des Performances De La Commande Triangulo-Sinusoidale Et La Commande Vectorielle D'un Onduleur A MLI (Application A La Machine Asynchrone) », PFE, UHBC, 2008.
- [13] **R. Aouine ; A. Merouchi** « Diagnostic De La Machine Asynchrone A Rotor Bobiné (Défaut D'excentration) En Tenant Compte Des Harmoniques D'espace Et De Temps Par : FFT – Ondelettes », PFE, UHBC, 2010.
- [14] **M. Jerome Cieslak** « Analyse Et Synthèse D'une Architecture Coopérative Pour La Commande Tolérante Aux Défauts : Application A Un Système Aéronautique », Thèse De Doctorat L'Université Bordeaux, Juillet 2007.
- [15] **A. Benbouali** « Commande Par Logique Floue Adaptative D'une Machine Asynchrone Avec Estimation De La Constante De Temps Rotorique », Mémoire De Magister En Electrotechnique, UHBC, 2008.
- [16] **Ondel Olivier** «Diagnostic Par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur –Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2007.
- [17] **H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke**, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [18] **Jérôme MAVIER**, " Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique ", thèse de DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE, TOULOUSE, 2007.
- [19] **J. Vallon**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [20] **A.Kheldoun**, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007.

- [21] **T. Benslimane**, "Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2009.
- [22] **M.-A. Shamsi-Nejad**, "Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante Electrique", thèse de Doctorat, I.N.P.L., 2007.
- [23] **D. Kastha, B. KJ. Bose**, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, pp. 1028-1038, July-August 1994.
- [24] **R. Peugeot, S. Courtine, J. Rognon**, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, pp. 1318-1325, 1998.
- [25] **A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso**, "Fault diagnosis in a rectifier – inverter system used in variable speed AC drive, by the average current Park's vector approach", European Power Electronics Conference, Lausanne, pp. 1-9, 1999.
- [26] **B.Park, T.Kim, J. Ryu and D. Hyun**, "Fault tolerant Strategies for BLDC Motor Drives under Switch Faults", IEEE IAS Annual Meeting, Tampa, Florida, 2006, Oct.
- [27] **S. Jung, J.Park, H.Kim, H.Kim, and M.Youn**, "Simple Switch Open Fault Detection Method of Voltage Source Inverter", 978-1-4244-2893-9/09/\$25.00 ©2009 IEEE.
- [28] **R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima**, "A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology" IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1191-1196, 2001.
- [29] **R.L.A. Ribeiro, F. Profumo, C.B. Jacobina, G. Griva, E.R.C. da Silva**, "Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems", IEEE International Conference on Industrial Electronics, pp.792 – 797, 2002.
- [30] **I.Medboub** " Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaîne de Traction Electrique ", Mémoire de magister, EMP, 2011.

- [31] **T. M. Jahns**, "Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA- 16, No. 3, 321-331, 1980.
- [32] **Jen-Ren Fu Thomas A. Lipo**, "A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive". 0-7803-1462-x/93\$03.00 Q19931EEE.
- [33] **H.Lin,H.Li,Y.Wang,M.Li,P.Wen,C,Zhang**, "On Inverter Fault-Tolerant Operation Vector Control of PMSM Drive", 978-1-4244-4738-1/09©2009 IEEE.
- [34] **Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo, Fellow**, "A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives". IEEE Transactions on industry applications, VOL. 29, NO. 5, September/October 1993.
- [35] **S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto**, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, issue 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.
- [36] **R.Rao.Errabelli, P.Mutschler**, "Fault Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives".Copyright (c) 2011 IEEE .
- [37] **J. Guitard, F.Richard, K. Bouallaga**, "Fault-tolerant inverter with real-time monitoring for aerospace applications", IEEE 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010.
- [38] **M. AISSANI**, " Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) ", Thèse de Magistère, EMP, Alger, 2009.
- [39] **F. Richardeau, H. Piquet, J. Mavier**, "Onduleur de tension reconfigurable à tolérance de pannes", brevet INPI n°05.53116, octobre 2005.
- [40] **Y.Aboub** " Contribution à l'étude de topologies de convertisseurs statiques à tolérance de pannes. Application à l'aéronautique ", Mémoire de magister, EMP, 2012.
- [41] **B.A. Welchko, T.M. Jahns, T.A. Lipo**, "Fault interrupting methods and topologies for interior PM machine drives", IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, issue 4, pp. 139-143, Dec. 2004.

- [42] **J. Guitard, F.Richard, K. Bouallaga**, "Fault-tolerant inverter with real-time monitoring for aerospace applications", IEEE 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010.
- [43] **Lotfi BAGHLI**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Point cary, Nancy I, en génie électrique -1999
- [44] **Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo, Fellow**, "A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives". IEEE Transactions on industry applications, VOL. 29, NO. 5, September/October 1993.
- [45] **R.L.A Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima and E.R.C. da Silva**, " A Strategy for Improving Reliability of Motor Drive Systems Using a Four-Leg Three-phase Converter", 0-7803-6618-2/01/\$10.000 2 001 IEEE.
- [46] **S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto**, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, issue 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.
- [47] **F.Meinguet, J.Gyselincx**, "Control strategies and reconfiguration of four-leg Inverter PMSM drives in case of single-phase open circuit faults", IEEE, 978-1-4244-4252-2,2009.
- [48] **R.Zhang, V.H.Prasad,D.Boroyevich and F.Lee**, "Three dimensional space vector modulation for four-leg voltage source converters", IEEE Trans on Power Electronics, vol. 17, No. 3 , pp: 314-326, May. 2002.
- [49] **DRID. SAID** " Conception d'un onduleur triphasé à commande numérique " université Batna . septembre 2008
- [50] **B. GABRIEL** " Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel matlab/simulink ". mémoire d'ingénieur C.U.E.F.A-2001.
- [51] **H.RAZIK** . « contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance un état de l'art », la revue 3 EI n⁰ 29, pp 48-52.

- [52] **S. AMRANE.** « diagnostic de défaut des moteurs d'induction ». mémoire de magistère université A.MIRA de Bejaia 2000.
- [53] **R.CASIMIR.** « diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes ». thèse de doctorat l'école doctorale d'électronique, d'électrotechnique, et d'automatique de Lyon. Décembre 2003.
- [54] **E.SCHAEFFER.** « diagnostic des machines asynchrones modèle et outils paramétriques dédiés à la simulation et la détection des défauts ». thèse de doctorat décembre 1999 école générale de Nantes. France.
- [55] **Michel Pinard,** « Les DSP, Famille ADSP218X, Principe&Applications », Dunod, Paris, 2000.
- [56] Travaux pratiques de l'Université Cadi Ayyad « école nationale de sciences appliquées de marrakech ».
- [57] **Marcus Alexandre Towar F. de Sousa,** « Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable », thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [58] DS1104 R&D Controller Board, Features, Release 4.1 – March 2004, <http://www.dspace.de/>
- [59] **Drid. Said** « Conception d'un onduleur triphasée à commande numérique ». mémoire de magister .UNIV.BATNA. septembre 2008

Référence bibliographiques

ANNEXES

Annexe A

✚ Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

Tension d'alimentation	380V
couplage	Δ
Puissance nominale	3kw
Courant nominal	7A
Vitesse nominale	1410t _r /min
Résistance statorique	6 Ω
Résistance rotorique	2.8 Ω
Inductance cyclique statorique	0.5668 Ω
Inductance cyclique rotorique	0.5142 Ω
Inductance mutuelle	0.5142 Ω
Nombre de paire de pole	2
Moment d'inertie	0.058k _{gm} ²
Coefficient de frottement visqueux	0.005Nm. s. rad

Tableau A- 1 : Paramètres de la MAS utilisée.

✚ Les paramètres de l'onduleur à deux niveaux utilisée

$$m = \frac{f_p}{f} : \text{indice de modulation}$$

$$f_p = m. f : \text{fréquence de porteuse}$$

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} : \text{taux de modulation}$$

Paramètres	symboles	valeurs
Indice de modulation	m	24
Fréquence de porteuse	f_p	1200
Taux de modulation	r	0.8

Tableau A- 2 : Paramètre de l'onduleur deux niveaux.

✚ Les paramètres de la machine à courant continu

Puissance nominale	P	2.4 W
Tension nominale	U	220 V
Courant nominale	I	10.9 A
Vitesse nominale	W	1410 Tr/min
Courant d'excitation	I_{ex}	0.65 A

Tableau A- 3 : Paramètres de la machine à courant continu.

Annexe B

Transformation de Park

Soit $[V_s]$; le vecteur de tension appliqué aux 3 phases statoriques de la MAS.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de Park correspond tout simplement au changement de base (triphase-d, q).

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple.

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Trajectoire du vecteur de référence et états utilisés ($m = 0.8$).

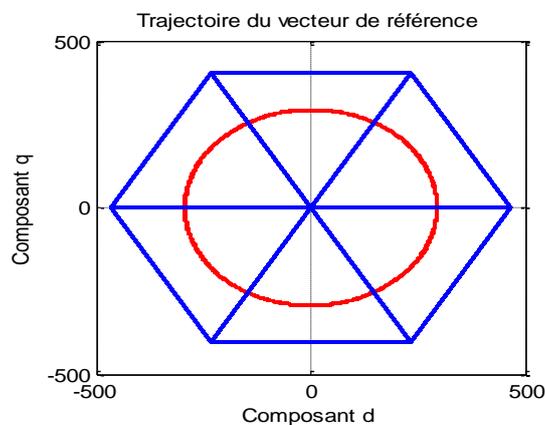


Figure. B : Trajectoire du vecteur de référence et états utilisés ($m = 0.8$) pour MLI-Vectorielle

Annexe C

✚ Régulateur de la vitesse

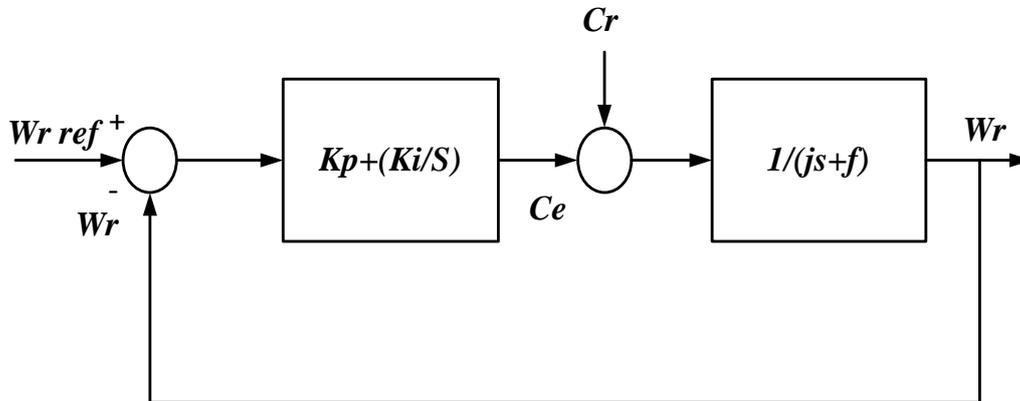


Figure .C.1 : Schéma du régulateur de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée :

$$Fw_r = \frac{w_r}{w} = \frac{K_p S + K_i}{S(j.S + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$Gw_r = \frac{K_p S + K_i}{jS^2 + (K_p + f)S + K_i}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{S^2}{w_n^2} + \frac{2\varepsilon}{w_n} S + 1}$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{j}{K_i} = \frac{1}{w_n^2}$$

$$\frac{2\varepsilon}{w_n} = \frac{K_p + f}{K_i}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 1$ et une pulsation w_n donnée, on obtient :

$$K_i = jw_n^2$$

$$K_p = 2jw_n - f$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse, on ajout un filtre de premier ordre de constante de temps $\tau \left(\frac{1}{1+\tau_s} \right)$.

$$\begin{aligned} K_i & 2.4883 \\ K_p & 0.4029 \end{aligned}$$

➤ Mode défluxage

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur.

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\varphi_{r-ref} = \varphi_{r-nom}, \text{ pour } |\omega| \leq \omega_{nom}$$

$$\varphi_{r-ref} = \frac{\varphi_{r-nom} \cdot \omega_{nom}}{|\omega|}$$

φ_{r-ref} : Flux rotorique de référence.

φ_{r-nom} : Flux rotorique nominal.

ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

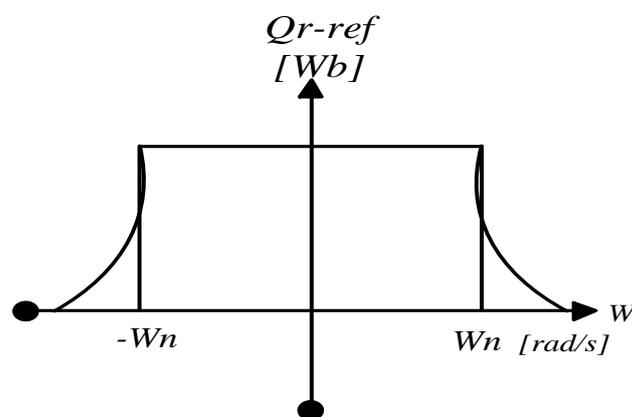


Figure .C.2 : Opération en mode défluxage

Annexe D

✚ Commande avec un onduleur à quatre fils

✓ *Le dimensionnement des condensateurs*

L'un des facteurs les plus importants du point de vue pratique de cette stratégie de commande est le choix de la taille du condensateur.

Dans le fonctionnement en défaut, le courant homopolaire est très grand. Ce qui donne des pulsations très importantes dans l'amplitude de la tension. Cette variation de la tension est calculée par la formule suivante :

$$\Delta V = \frac{I_{s0}}{2j\omega_s C}$$

I_{s0} : le courant du neutre

ω_s : Pulsation des courants statoriques

C : la capacité du condensateur

Pour minimiser la variation de la tension, il faut augmenter les valeurs des condensateurs. Cette condition est l'inconvénient majeur de cette topologie.

Annexe E

✚ Caractéristique physique de diode utilisé BYT12

BYT12		
V_{RWM}	Tension inverse	400V
I_F	Courant direct nominale	12A

Tableau E- 1 : Caractéristique physique de diode BYT12.

✚ Caractéristique physique de IGBT/FGA25N120

FGA25N120			
Symbol	Description	FGA25N120	Unites
V_{CES}	Collector-emitter voltage	1200	V
V_{GES}	Gate-emmitter voltage	± 20	V
I_C	Collector-curent Tc=25c ⁰	50	A
	Collector-curent Tc=100c ⁰	25	A
I_{CM}	Pulsed collector current	75	A
I_F	Diode continuous forward current Tc=100c ⁰	25	A
I_{EM}	Doide maximum forward current	150	A
P_D	Maximum power dissipation Tc=25c ⁰	312	W
	Maximum power dissipation Tc=100c ⁰	125	W
T_j	Opérating junction temperature	-55t ₀ +150	C ⁰
T_{stg}	Storage temperature range	-55t ₀ +150	C ⁰
T_l	Maximum lead temp for soldering perposes	300	C ⁰
T_{don}	Tum-on delay time	50	ns
T_{doff}	Tum-off delay time	190	ns

Tableau E- 2 : Caractéristique physique de IGBT/FGA25N120.

✚ Caractéristique physique de IR 2110

IR 2110				
Symbol	Description	Min	Max	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply off set voltage	note 1	500	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply off set voltage	-5(note2)	5	
V_{in}	Logic input voltage (HIN-LIN-SD)	V_{SS}	V_{DD}	
T_A	Ambient temprature	-40	125	C ⁰

Tableau E- 3: Caractéristique physique de IR 2110.

Résumé

Ce travail consiste à étudier les différentes stratégies de commande en mode dégradé des variateurs de vitesse dédiés aux systèmes ou a une chaine industrielle. Dont la machine asynchrone (MAS), est alimentée par un onduleur de tension.

Une étude sur la stratégie de détection, d'isolation et de reconfiguration de la commande en cas de défauts (court-circuit ou circuit-ouvert) d'un IGBT de l'onduleur a été effectuée pour pouvoir fonctionner en mode dégradé a été faite. Plusieurs topologies de commande basées sur la commande vectorielle classique en mode dégradé sont proposées. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité des techniques proposées.

A la fin de ce travail de thèse, un banc d'essai a été développé avec la réalisation d'un onduleur de tension à deux niveaux pour valider les résultat de simulation

Mots clés : détection, circuit ouvert, court-circuit, mode dégradé, onduleur à quatre bras, commande vectorielle.

Abstract

This work consists at studying the different strategies of control of the degraded mode of variable speed drives dedicated to industrial system using inverter fed induction machines.

A study on the strategy of detection, isolation and reconfiguration of the control in the event of faults (short-circuit or open-circuit) of an inverter IGBT to be able to work in degraded mode is being made. Several strategies of control based on the traditional indirect vector control in degraded mode are being proposed. The simulation results have proved the merits of the techniques suggested.

At the end of this thesis work, a test bench is used to validate the obtained simulation results.

Key words: detection, open-circuit, short-circuit, degraded mode, four arms inverter, vector control.

ملخص

الهدف من هذا العمل المنجز في هذه المذكرة هو دراسة مختلف أنواع التحكمات في حالة وجود عطل في مغير السرعات المتكون من ماكينة غير متزامنة مغذات بموج ثلاثي الطور ذو أربعة اذرع، ولقد قمنا بدراسة طريقة كشف الأعطاب "قصر الدارة أو الدارة مفتوحة" وإنجاز تحكم تصحيحي وهذا من أجل مواصلة العمل بمرودود جيد، في الوضع الناقص عدة استراتيجيات تحكم شعاعي طرحت وتحققت با المحاكاة.

وعند نهاية هذا العمل يكون ملخص دراسة الأعمال في صيغة الترتيب الناقص والتحقق بواسطة إنجاز مجسم تطبيقي لأجل شرعية نتائج المحاكاة،

الكلمات المفتاحية: كشف، دارة مفتوحة، دارة قصيرة، تحكم تصحيحي للأعطال،موج ذو أربعة أذرع، تحكم شعاعي