

# THÈSE

## En vue de l'obtention du Diplôme de Doctorat

Présentée par : *KHELIF Mohamed Amine*

### *Intitulé*

Contribution à la surveillance et le diagnostic d'un entraînement électrique (convertisseur statique sous-défaut)

*Faculté* : *Génie Électrique*

*Département* : *Électrotechnique*

*Domaine* : *Science et technologie (ST)*

*Filière* : *Électrotechnique*

*Intitulé de la Formation* : *Commande et Diagnostic des entraînements électriques*

*Devant le Jury Composé de :*

<i>Membres de Jury</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Domiciliation</i>
<i>BOUDINAR Ahmed Hamida</i>	<i>Pr</i>	<i>Président</i>	<i>U.S.T.O MB - Oran</i>
<i>BENDIABDELLAH Azeddine</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>U.S.T.O MB - Oran</i>
<i>BENDJEBBAR Mokhtar</i>	<i>Pr</i>	<i>Examineur</i>	<i>U.S.T.O MB - Oran</i>
<i>BENOZZA Noureddine</i>	<i>Pr</i>	<i>Examineur</i>	<i>U.S.T.O MB - Oran</i>
<i>MILOUD Yahia</i>	<i>Pr</i>	<i>Examineur</i>	<i>U.M.T.S - Saida</i>
<i>MEZOUAR Abdelkader</i>	<i>Pr</i>	<i>Examineur</i>	<i>U.M.T.S - Saida</i>

*Année Universitaire : 2022 / 2023*

## ***Remerciements***

Je tiens à remercier *Allah* de m'avoir donné la force et la volonté afin d'accomplir ce travail et arriver à ce niveau.

Je tiens à remercier du fond du cœur *Mr. BENDIABDELLAH Azeddine*, Directeur du laboratoire LDEE et professeur à l'université des Sciences et Technologies d'Oran (USTO-MB), d'une part pour m'avoir donné l'opportunité de participer à ce projet. Et d'autre part, d'avoir accepté d'être mon encadreur, avec un suivi constant et un intérêt démontré tout au long de mon travail, pour son aide et ses conseils précieux, sa patience avec moi et son énergie dépensée durant toute la période de la réalisation de ma modeste thèse.

Je tiens vivement à remercier également le président du jury *Mr. BOUDINAR Ahmed Hamida*, ainsi que tous les membres du jury dont j'ai l'honneur de les citer *Mr. BENDJEBBAR Mokhtar*, *Mr. BENOZZA Noureddine*, *Mr. MILOUD Yahia* et *Mr. MEZOUAR Abdelkader* qui ont accepté de faire partie de ce jury de soutenance et de participer à la valorisation de ce travail.

J'exprime toute ma reconnaissance à chacun des professeurs du laboratoire qui ont fait de leur meilleur de soit même pour me donner le maximum de savoir, de conseil et d'orientation. Un grand merci aussi à tous les membres du groupe de recherche (LDEE) et plus particulièrement au *Dr. Cherif Bilal Djamel Eddine*, pour leurs conseils fructueux, la solidarité et l'aspect familiale durant toutes ces années.

Un grand merci pour tous ce que je n'ai pu désigner et qui m'ont aidé de près ou de loin par le moindre coup de main qu'ils puissent donner durant mon parcours.

## ***Dédicace***

*Je dédie ce modeste travail*

*A tous ceux qui m'ont toujours donné tout sans rien en retour, qui*

*m'ont soutenu dans toutes les circonstances :*

*Mes très chers Parents ma joie de vivre.*

*Et mon petit frère, et ma grande sœur*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis sans oublier personne, et tous ceux qui ont pu*

*m'apporter le soutien durant cette période.*

# Sommaire

<b>Liste des figures.....</b>	<b>i</b>
<b>Liste des tableaux.....</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des symboles et des abréviations.....</b>	<b>viii</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES</b>	
I.1. Introduction.....	4
I.2 Généralité sur les défauts des entraînements électriques.....	
I.2.1. Présentation du système d'entraînement électrique étudié.....	5
I.2.1.1. Constitution du MAS.....	5
I.2.1.2. Constitution d'un onduleur.....	7
I.2.1.3. Bus continu.....	8
I.2.1.4. Constitution d'un redresseur.....	8
I.2.2. Différents types de défauts au niveau des convertisseurs statiques.....	8
I.2.2.1. Défaillance et vieillissement du condensateur du bus continu.....	9
I.2.2.1.1. Défaillances catalectiques.....	9
I.2.2.1.1.1. Vieillessement standard.....	9
I.2.2.1.1.2. Vieillessement par cycles.....	11
I.2.2.2. Défaut de diode classique et de l'IGBT.....	13
I.2.2.2.1. Mécanismes de dégradation et causes de défaillance des IGBT.....	13
I.2.2.2.1.1. Les effets du cyclage thermique.....	14
I.2.2.2.1.2. L'électromigration.....	19
I.2.2.2.1.3. Le phénomène de décharges partielles.....	20
I.2.2.2.1.4. Les effets du rayonnement cosmique.....	20
I.2.2.2.1.5. Le vieillissement des oxydes de grille et leurs défaillances.....	20
I.2.2.2.2. Classification des types des défauts des IGBT.....	21
I.2.2.2.2.1. Défaut de circuit ouvert IGBT.....	21
I.2.2.2.2.2. Défaut de court-circuit IGBT.....	21
I.3. Définition du diagnostic.....	23
I.3.1. Termes liés au diagnostic.....	23
I.3.2. Etapes du diagnostic.....	24

I.3.2.1. Acquisition des données.....	24
I.3.2.2. Détection.....	24
I.3.2.3. Localisation.....	25
I.3.2.4. Identification.....	25
I.4. État de l'art sur le diagnostic et la surveillance des entraînements électriques sous défaut de convertisseur statique.....	26
I.5. Conclusion.....	35
 <b>CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE L'ENTRAÎNEMENT ELECTRIQUE ETUDIÉ SANS DEFAUT</b>	
II.1. Introduction.....	36
II.2. Modélisation du MAS.....	36
II.2.1 Modèle du MAS triphasé.....	37
II.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	38
II.2.3. Equations générales du MAS dans le repère triphasé.....	38
II.2.4 Transformation de Park.....	40
II.2.5. Choix du référentiel.....	43
II.2.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator.....	44
II.2.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	44
II.2.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	44
II.2.6 Application de la transformation de Park aux équations électriques, magnétiques, et mécaniques.....	44
II.2.6.1. Tensions statoriques et rotoriques.....	44
II.2.6.2. Flux satoriques et rotoriques.....	46
II.2.6.3. Influence du choix du référentiel sur les expressions des tensions des flux du MAS.....	48
II.2.6.4 Application de la transformation de Park aux équations mécaniques.....	50
II.2.7. Mise sous forme d'équations d'état du MAS.....	51
II.3. Modélisation du redresseur triphasé.....	52
II.3.1. Redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes.....	52
II.3.2. Redresseur triphasé commandé.....	56
II.3.2.1. Principe de fonctionnement.....	57
II.3.2.2. Présentation vectorielle.....	58

II.3.2.3. Modèle mathématique du redresseur MLI triphasé dans le repère triphasé.....	59
II.3.2.4. Modèle dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	61
II.3.2.5. Modèle dans le repère $(d, q)$ .....	63
II.4. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	64
II.5. Stratégies de commande par la modulation largeur d'impulsion MLI.....	67
II.5.1. Stratégie de commande MLI sinus-triangulaire.....	68
II.5.2. Modulation vectorielle de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	70
II.5.3. Avantages de la modulation vectorielle.....	80
II.6. Résultats de simulations.....	80
II.6.1. Résultats de simulation du MAS alimenté par réseau triphasé.....	80
II.6.2. Résultats de simulation de l'association MAS à un convertisseur statique commandé par la stratégie de commande MLI Sinus-triangulaire.....	81
II.6.3. Résultats de simulation de l'association MAS à un convertisseur statique commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle.....	85
II.6.4. Interprétation des résultats.....	88
II.7. Conclusion.....	88

### **CHAPITRE III : SIMULATION DE L'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE ÉTUDIÉ SOUS DÉFAUT DES CONVERTISSEURS STATIQUES**

III.1. Introduction.....	90
III.2. Énumération des défauts de convertisseurs statiques.....	91
III.3. Probabilité des défauts au niveau des convertisseurs statiques	93
III.4. Étude des défauts au niveau de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	95
III.4.1. Défaut de court-circuit d'un seul IGBT.....	95
III.4.2. Défaut de court-circuit asymétrique.....	96
III.4.3. Défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT.....	97
III.4.4. Défaut de circuit ouvert de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	98
III.4.5. Défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT $K_1$ , $K_3$ et $K_5$ .....	99
III.5. Défaut de court-circuit de bus continu.....	100
III.6. Défauts de circuit ouvert d'IGBT au niveau du redresseur triphasé.....	101
III.7. Conclusion.....	102

## CHAPITRE IV : IMPACT DES DÉFAUTS DES CONVERTISSEURS STATIQUES SUR LE COMPORTEMENT DU MAS

IV.1. Introduction.....	103
IV.2. Impact de défaut de court-circuit d'IGBT sur le comportement du MAS.....	103
IV.2.1. Défaut de court-circuit d'un seul IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	103
IV.2.2. Défaut de court-circuit asymétrique de l'onduleur triphasé à deux niveaux....	105
IV.3. Impact de défaut de circuit ouvert d'IGBT sur le comportement du MAS .....	107
IV.3.1. Défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux .....	107
IV.3.2. Défaut de circuit ouvert de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras de l'onduleur triphase à deux niveaux.....	109
IV.3.3. Défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT $K_1$ , $K_3$ et $K_5$ de l'onduleur triphase à deux niveaux.....	110
IV.4. Impact de défaut de court-circuit de bus continu sur le comportement du MAS.....	112
IV.4.1 Analyse défaut du côté réseau et redresseur.....	113
IV.4.2 Analyse défaut du côté onduleur et MAS.....	114
IV.4.3 Résultats de simulation et interprétations.....	116
IV.5. Conclusion.....	119

## CHAPITRE V : TECHNIQUES DE DÉTECTION ET DE LOCALISATION DES DÉFAUTS DES CONVERTISSEURS STATIQUES

V.1. Introduction.....	120
V.2. Technique des courants de Park.....	120
V.2.1. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	122
V.2.1.1. Résultats expérimentaux.....	125
V.2.2. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau du redresseur triphasé.....	131
V.3. Technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés.....	134
V.3.1. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau de l'onduleur triphasé.....	137
V.3.1.1. Détection de défaut de circuit ouvert d'un bras.....	137

V.3.1.2. Localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT.....	138
V.3.1.3. Résultats expérimentaux.....	141
V.3.2. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau du redresseur triphasé.....	144
V.3.2.1. Détection de défaut de circuit ouvert d'un bras.....	144
V.3.2.2. Localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT.....	145
V.4. Etude comparative entre les deux techniques de détection et de localisation proposées.....	148
V.5. Conclusion.....	150
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>152</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>	<b>157</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>170</b>
Annexe A.....	170
Annexe B.....	171

## *Liste des figures*

Figure I. 1: Schéma du système d'entraînement étudié (association MAS - onduleur de tension triphasé - redresseur triphasé) .....	5
Figure I. 2: Vue éclatée d'un MAS triphasé à cage .....	7
Figure I. 3: Schéma de principe de la conversion d'énergie d'un onduleur .....	8
Figure I. 4: Schéma de principe de la conversion d'énergie d'un redresseur .....	8
Figure I. 5: Fuite d'électrolyte sur un condensateur .....	10
Figure I. 6: Fentes sur un condensateur .....	10
Figure I. 7: Condensateur après explosion. ....	10
Figure I. 8: Corrosion de l'anode d'un condensateur .....	10
Figure I. 9: Destruction d'une partie d'un condensateur .....	12
Figure I. 10: Cathode d'un condensateur après 500 cycles ( $\times 200$ ). ....	12
Figure I. 11: Arrachement de la connectique sur un condensateur .....	13
Figure I. 12: Fissure au pied d'un fil de bonding .....	15
Figure I. 13: Décollement d'un fil de bonding .....	15
Figure I. 14: Fractures (craquelures) au niveau des faisceaux de bondings .....	15
Figure I. 15: Puce avant la dégradation .....	16
Figure I. 16: Puce après la dégradation .....	16
Figure I. 17: Rupture du substrat d'un module .....	17
Figure I. 18: Délamination d'une puce IGBT .....	17
Figure I. 19: Rupture d'un bonding d'émetteur due à la corrosion .....	19
Figure I. 20: Fusion locale du silicium d'une puce (vue en coupe) due au rayonnement cosmique .....	20
Figure I. 21: Etat sain (sans défaut) .....	22
Figure I. 22: (a) défaut de circuit ouvert et (b) défaut de court-circuit d'un IGBT au niveau d'un bras d'onduleur .....	22
Figure I. 23: Organigramme des étapes du diagnostic .....	25
Figure I. 24: Répartition des sources de défaillance dans un convertisseur statique (étude I) .....	28
Figure I. 25: Répartition des sources de défaillance dans un convertisseur statique (étude II) .....	28
Figure II. 1: Représentation schématique des parties d'un MAS triphasé .....	37
Figure II. 2: Schématisation des repères biphasée ( $\alpha, \beta$ ), ( $d, q$ ) .....	42

Figure II. 3: Enroulements du du MAS vue dans le repère $(d, q)$ .....	43
Figure II. 4: Redresseur triphasé à pont de diodes .....	53
Figure II. 5: Signaux des tensions électriques d'un redressement triphasé à pont de diodes.....	56
Figure II. 6: Redresseur MLI de courant .....	57
Figure II. 7: Représentation de l'hexagone de commutation.....	59
Figure II. 8: Représentation structurelle d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant un MAS.....	64
Figure II. 9: Schéma simplifié d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux .....	65
Figure II. 10: Principe de la stratégie de commande sinus-triangulaire .....	69
Figure II. 11: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux .....	70
Figure II. 12: Schématisation des huit différentes états de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et du vecteur tension $\vec{V}_s$ .....	72
Figure II. 13: Représentation du polygone de commutation .....	72
Figure II. 14: Algorithme de détection des secteurs.....	74
Figure II. 15: Etats des interrupteurs $S_a$ , $S_b$ et $S_c$ dans le premier secteur de l'hexagone ....	75
Figure II. 16: Calcul des temps de commutation $T_1$ et $T_2$ du premier secteur.....	76
Figure II. 17: Description des séquences de conduction des interrupteurs .....	78
Figure II. 18: Courbes des courants statoriques $(i_{as}, i_{bs}, i_{cs})$ du MAS.....	80
Figure II. 19: Courbes des courants statoriques $(i_{ds}, i_{qs})$ du MAS .....	81
Figure II. 20: Courbe du couple électromagnétique du MAS .....	81
Figure II. 21: Courbe de la vitesse de rotation du MAS.....	81
Figure II. 22: Courbes des courants statoriques $(i_{as}, i_{bs}, i_{cs})$ du MAS.....	82
Figure II. 23 : Spectre correspondant au courant statorique (stratégie de commande MLI-ST) .....	82
Figure II. 24: Courbes des courants statoriques $(i_{ds}, i_{qs})$ du MAS .....	82
Figure II. 25: Courbes des tensions de sortie d'onduleur triphasé $(V_{a0}, V_{b0}, V_{c0})$ commandé par la stratégie de commande MLI-ST .....	83
Figure II. 26: Courbes des tensions composées triphasées $(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})$ de l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de commande MLI-ST.....	84
Figure II. 27: Courbe du couple électromagnétique du MAS .....	84
Figure II. 28: Courbe de la vitesse de rotation du MAS.....	84
Figure II. 29: Courbes des courants statoriques $(i_{as}, i_{bs}, i_{cs})$ du MAS.....	85

Figure II. 30: Spectre correspondant au courant statorique (stratégie de commande MLI-Vectorielle).....	85
Figure II. 31: Courbes des courants statoriques ( $i_{ds}$ , $i_{qs}$ ) du MAS .....	86
Figure II. 32: Courbes des tensions de sortie d'onduleur triphasé ( $V_{a0}$ , $V_{b0}$ , $V_{c0}$ ) commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle .....	86
Figure II. 33: Courbes des tensions composées triphasées ( $V_{ab}$ , $V_{bc}$ , $V_{ca}$ ) de l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle .....	87
Figure II. 34: Courbe du couple électromagnétique du MAS .....	87
Figure II. 35: Courbe de la vitesse de rotation du MAS.....	87
Figure III. 1: Schéma synoptique pour la création de défauts d'IGBT au niveau d'un convertisseur statique .....	92
Figure III. 2: Schéma d'un défaut de court-circuit du condensateur de bus continu au niveau de la chaîne de l'entraînement électrique.....	93
Figure III. 3: Courants triphasés de sortie de l'onduleur Cas du défaut de C-C d'un seul IGBT.....	96
Figure III. 4: Courants triphasés de sortie de l'onduleur Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT $K_1$ et $K_4$ .....	97
Figure III. 5: Courants triphasés de sortie de l'onduleur Cas du défaut de CO d'un seul IGBT .....	98
Figure III. 6: Courants triphasés de sortie de l'onduleur Cas du défaut de CO de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras.....	99
Figure III. 7: Courants triphasés de sortie de l'onduleur Cas du défaut de CO de l'ensemble des IGBT $K_1$ , $K_3$ et $K_5$ .....	99
Figure III. 8: Tension du bus continu Cas du défaut de C-C du bus continu .....	100
Figure III. 9: Courants triphasés du redresseur du côté du réseau électrique Cas du défaut de C-C du bus continu .....	100
Figure III. 10: Courants triphasés du redresseur du côté du réseau électrique Cas du défaut de CO d'un seul IGBT.....	101
Figure IV. 1: Courants statoriques triphasés du MAS Cas du défaut de C-C d'IGBT $K_1$ .....	104
Figure IV. 2: Couple électromagnétique du MAS Cas du défaut de C-C d'IGBT $K_1$ .....	104

Figure IV. 3: Vitesse de rotation du MAS	
Cas de défaut de C-C d'IGBT $K_1$ .....	104
Figure IV. 4: Courants statoriques triphasés du MAS	
Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT $K_1$ et $K_4$ .....	105
Figure IV. 5: Couple électromagnétique du MAS	
Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT $K_1$ et $K_4$ .....	106
Figure IV. 6: Vitesse de rotation du MAS	
Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT $K_1$ et $K_4$ .....	106
Figure IV. 7: Courants statoriques triphasés du MAS	
Cas du défaut de CO d'IGBT $K_1$ .....	107
Figure IV. 8: Couple électromagnétique du MAS	
Cas du défaut de CO d'IGBT $K_1$ .....	108
Figure IV. 9: Vitesse de rotation du MAS	
Cas du défaut de CO d'IGBT $K_1$ .....	108
Figure IV. 10: Courants statoriques triphasés du MAS	
Cas du défaut de CO de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras.....	109
Figure IV. 11: Couple électromagnétique du MAS	
Cas du défaut de CO de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras.....	109
Figure IV. 12: Vitesse de rotation du MAS	
Cas du défaut de CO de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras.....	110
Figure IV. 13: Courants statoriques triphasés du MAS	
Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut $K_1, K_3, K_5$ .....	111
Figure IV. 14: Couple électromagnétique du MAS	
Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut $K_1, K_3, K_5$ .....	111
Figure IV. 15: Vitesse de rotation du MAS	
Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut $K_1, K_3, K_5$ .....	111
Figure IV. 16: Circuit électrique équivalent d'une association d'un MAS à un convertisseur statique (redresseur - onduleur triphasé) .....	112
Figure IV. 17: Schéma simplifié d'un circuit équivalent d'un défaut de court-circuit du condensateur .....	113
Figure IV. 18: Schéma du circuit équivalent du défaut du côté de l'onduleur - MAS.....	115
Figure IV. 19: Courants triphasés de sortie de l'onduleur	
Cas du défaut de C-C de bus continu .....	117

Figure IV. 20: Tensions triphasés de sortie de l'onduleur	
Cas du défaut de C-C de bus continu .....	117
Figure IV. 21: Courants statoriques triphasés du MAS	
Cas du défaut de C-C de bus continu .....	117
Figure IV. 22: Couple électromagnétique du MAS	
Cas du défaut de C-C de bus continu .....	118
Figure IV. 23: Vitesse de rotation du MAS	
Cas du défaut de C-C de bus continu .....	118
Figure V. 1: Organigramme de la technique de détection et de localisation des défauts des valeurs moyennes des courants de Park .....	121
Figure V. 2: Trajectoires des courants de Park pour un état sain et un défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un onduleur triphasé à deux niveaux .....	123
Figure V. 3: Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un onduleur triphasé à deux niveaux .....	124
Figure V. 4: Photo du banc d'essai des tests expérimentaux.....	126
Figure V. 5: Courants triphasés ( $i_a, i_b$ et $i_c$ ) pour le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux à l'état sain (résultats expérimentaux) .....	127
Figure V. 6: Courants triphasés ( $i_a, i_b$ et $i_c$ ) pour le cas de défaut de circuit ouvert d'IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ respectivement d'un l'onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux).....	128
Figure V. 7: Trajectoires des courants de Park pour un état sain et un défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux).....	129
Figure V. 8: Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux) .....	130
Figure V. 9: Trajectoires des courants de Park pour un état sain et un défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un redresseur triphasé.....	132
Figure V. 10: Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$ et $K_6$ d'un redresseur triphasé.....	133
Figure V. 11: Organigramme de la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes du des courants triphasés.....	136

Figure V. 12: Evolution de la valeur efficace des courants triphasés $i_a$ , $i_b$ et $i_c$ pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	137
Figure V. 13: Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT $K_1$ , $K_2$ , $K_3$ , $K_4$ , $K_5$ et $K_6$ respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux .....	139
Figure V. 14: Valeur efficace et valeur moyenne des courants triphasés ( $i_a$ , $i_b$ et $i_c$ ) pour le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux sans défauts (résultats expérimentaux) .....	141
Figure V. 15: Evolution de la valeur efficace des courants triphasés $i_a$ , $i_b$ et $i_c$ pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A' , 'B' et 'C' respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux).....	142
Figure V. 16: Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT $K_1$ , $K_2$ , $K_3$ , $K_4$ , $K_5$ et $K_6$ respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux).....	143
Figure V. 17: Evolution de la valeur efficace des courants triphasés $i_a$ , $i_b$ et $i_c$ pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement d'un redresseur triphasé .	144
Figure V. 18: Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT $K_1$ , $K_2$ , $K_3$ , $K_4$ , $K_5$ et $K_6$ respectivement d'un redresseur triphasé .....	146
Figure B. 1: Représentation de filtre passe-bas. ....	171
Figure B. 2: Diagramme d'une phase du réseau avec filtre d'entrée .....	172
Figure B. 3: Ondulation du courant pendant une période de commutation.....	174
Figure B. 4: Filtre de sortie.....	175

## *Liste des tableaux*

Tableau I. 1: Mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique.....	18
Tableau II. 1: Valeurs de la tension de sortie par rapport aux conductions des diodes.....	54
Tableau II. 2: Calcul des vecteurs de tension .....	58
Tableau II. 3: Représentation et calcul des vecteurs de tensions.....	71
Tableau II. 4: Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls .....	79
Tableau II. 5: Impulsions de commutation des interrupteurs en fonction du secteur.....	79
Tableau V. 1: Représentation des intervalles d'angle de défaut et l'IGBT correspondant (onduleur triphasé à deux niveaux) .....	125
Tableau V. 2: Représentation des intervalles d'angle de défaut et l'IGBT correspondant (redresseur triphasé) .....	134
Tableau V. 3: Technique proposée de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert du bras et d'IGBT (onduleur triphasé à deux niveaux).....	140
Tableau V. 4: Technique proposée de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert du bras et d'IGBT (redresseur triphasé).....	147
Tableau V. 5: Etude comparative entre les deux techniques de détection et de localisation proposées .....	149
Tableau A. 1: Paramètres du MAS utilisé .....	170
Tableau A. 2: Paramètres de la MLI-ST.....	170

## *Liste des symboles et abréviations*

CA	Courant Alternatif
CC	Courant Continu
C-C	Court-Circuit
CO	Circuit ouvert
FEM	Force électromotrice
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MAS	Moteur Asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MLI-ST	Modulation de largeur d'impulsion Sinus triangulaire
SVM/SVPWM	Space Vector Modulation
$[I_s]$	Matrice des courants statoriques
$[I_r]$	Matrice des courants rotoriques
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles statorique rotorique
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse
$[\varphi_s]$	Matrice des flux statoriques
$[\varphi_r]$	Matrice des flux rotoriques
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques
$[R_r]$	Matrice des résistances rotoriques
$[V_s]$	Matrice des tensions statoriques
$[V_r]$	Matrice des tensions rotoriques
$a, b, c$	Indices repère triphasé suivant les axes $a, b, c$
$\alpha, \beta$	Indices repère biphasé suivant les axes $\alpha, \beta$
$C$	Condensateur de filtrage
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$d, q$	Indices repère biphasé suivant les axes $d, q$
$ds, qs$	Axes statoriques direct et quadrature
$dr, qr$	Axes rotoriques direct et quadrature

$D_1, \dots, D_6$	Diodes de 1 à 6
$E$	Tension continue
$E_0$	Ensemble de tous les éléments
$E_1$	Ensemble des éléments des défauts du redresseur triphasé
$E_2$	Ensemble des éléments des défauts du bus continu
$E_3$	Ensemble des éléments des défauts de l'onduleur triphasé à deux niveaux
$e_a, e_b, e_c$	Tensions au bord de la ligne du réseaux triphasé suivant les axes a, b et c
$e_\alpha, e_\beta$	Tensions au bord de la ligne suivant l'axe $\alpha, \beta$
$E_m$	Amplitude des tensions du réseau
$f_p$	Fréquence de la tension de porteuse
$f_r$	Fréquence de la tension de référence
$f_{rt}$	Coefficient de frottement
$i$	Indice de la phase
$I, \dots, VI$	Numéro de secteur
$i_0$	Courant de sortie de redresseur
$i_a, i_b, i_c$	Courants triphasés de ligne suivant les axes a, b et c
$i_\alpha, i_\beta$	Courant de lignes suivant l'axe $\alpha, \beta$
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$	Courants statoriques triphasés
$I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$	Courants rotoriques triphasés
$i_{ch}$	Courant de charge
$i_{DC}$	Courant redressé
$i_{ds}, i_{qs}$	Courants statoriques suivant l'axe direct et quadrature respectivement
$i_{dr}, i_{qr}$	Courants rotoriques suivant l'axe direct et quadrature respectivement
$i_{eff}$	Valeur efficace du courant
$i_{moy}$	Valeur moyenne du courant
$i(n), i^2(n)$	Echantillons du signal périodique
$i_{rd}$	Courant redressé
$i_s$	Courant de sortie de l'onduleur
$i_{sdmoy}, i_{sqmoy}$	Valeur moyenne des courants suivant l'axe direct et l'axe quadrature respectivement
$j$	Indice de la position de l'interrupteur

$J$	Moment d'inertie
$k$	Nombre de partie d'éléments
$K_1, \dots, K_6$	Interrupteurs statiques de 1 à 6
$K_{a1}, K_{a2}$	Interrupteurs statiques du haut et du bas reliés à la phase 'a'
$K_{b1}, K_{b2}$	Interrupteurs statiques du haut et du bas reliés à la phase 'b'
$K_{c1}, K_{c2}$	Interrupteurs statiques du haut et du bas reliés à la phase 'c'
$K_{ij}$	Interrupteur en fonction de sa position $j$ et de la phase $i$
$L$	Inductance de ligne
$l_s$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$l_r$	Inductance propre d'une phase rotorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$m$	Indice de modulation
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_{sr}$	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$n$	Nombre total d'élément de l'ensemble
$N$	Nombre d'échantillons
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$\theta_{semy}$	Angle de défaut
$\theta_s$	Angle électriques statorique
$\theta_r$	Angle électriques rotorique
$\omega$	Pulsation mécanique
$\omega_e$	Pulsation électrique
$\omega_s$	Pulsation (vitesse angulaire) électrique statorique
$\omega_r$	Pulsation (Vitesse angulaire) électriques rotorique
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique
$p$	Nombre de paires de pôles
$P_e$	Puissance instantanée
$P_{em}$	Puissance électromagnétique
$P_j$	Puissance dissipée en perte par effet joule
$P_{mec}$	Puissance mécanique
$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	Flux statoriques triphasés

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$	Flux rotoriques triphasés
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Flux statoriques suivant l'axe direct et quadrature respectivement
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotoriques suivant l'axe direct et quadrature respectivement
$r$	Taux de modulation
$R$	Résistance de ligne
$R_{ch}$	Résistance de charge
$R_s$	Résistance statorique
$R_r$	Résistance rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$s, r$	Indices relatives au stator et au rotor respectivement
$S_{\alpha\beta}$	Etats d'interrupteurs (impulsions de commande) suivant l'axe $\alpha, \beta$
$S_{abc}$	Impulsions de commande d'états des interrupteurs
$S_{(a1, b1, c1)}$	Etat d'interrupteur (impulsions de commande) du haut de la phase 'a', 'b' et 'c' respectivement
$S_{(a2, b2, c2)}$	Etat d'interrupteur (impulsions de commande) du bas de la phase 'a', 'b' et 'c' respectivement
$S_{dq}$	Etats d'interrupteurs (impulsions de commande) suivant l'axe d, q
$S_{ij}$	Etat d'interrupteur (impulsions de commande) en fonction de sa position j et de la phase i
$t$	Temps
$T$	Période
$T_p$	Période de la porteuse
$T_r, T_s$	Constantes de temps rotorique et statorique
$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$	Tensions composées triphasées
$u_c$	Tension d'entrée du redresseur
$u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}$	Tensions d'entrée du redresseur au point a, b et c
$u_{c\alpha}, u_{c\beta}$	Tensions d'entrée du redresseur suivant l'axe $\alpha, \beta$
$u_{cd}, u_{cq}$	Tensions d'entrée du redresseur suivant l'axe d, q
$V_0, V_7$	Vecteurs nuls
$V_1, \dots, V_6$	Vecteurs actifs
$V_a, V_b, V_c$	Tensions simples triphasées
$V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}$	Tensions triphasées simple par rapport au point N
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	Tensions statoriques triphasées

$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$	Tensions rotoriques triphasées
$V_{DC}$	Tension continue
$V_{ds}, V_{qs}$	Tensions statoriques suivant l'axe direct et quadrature respectivement
$\vec{V}_i$	Vecteurs de tensions de commande de 0 à 7
$\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$	Vecteurs adjacents expriment le vecteur $\vec{V}_s$
$V_{rabc}$	Tensions triphasées de référence
$V_{rm}$	Tension maximale de référence commande sinus-triangulaire
$\vec{V}_s$	Vecteur de référence de référence (MLI-vectorielle)
$V_{smoy}$	Valeur moyenne de la tension de sortie
$V_p$	Amplitude de la tension de la porteuse
$V_{pm}$	Tension maximale de la porteuse
$V_r$	Amplitude de la tension de référence commande sinus-triangulaire
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Tensions triphasées de référence (MLI-ST)
$V_{sa}$	Composante $\alpha$ du vecteur de référence
$V_{s\beta}$	Composante $\beta$ du vecteur de référence
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tensions triphasées de référence (MLI-vectorielle)
$X, Y, Z$	Variables de temps d'application des vecteurs
$X_a, X_b, X_c$	Variables de composantes triphasées $a, b, c$
$X_\alpha, X_\beta$	Variables de composantes biphasées $\alpha, \beta$
$X_d, X_q$	Variables de composantes biphasées d, q

# **Listes des références des publications et des conférences**

## **(Contributions scientifiques Personnelles)**

### **Publications internationales**

- Khelif M. A., Bendiabdellah A. and Cherif B. D. E. "Short-circuit fault diagnosis of the DC-Link capacitor and its impact on an electrical drive system." *International Journal of Electrical and Computer Engineering* 10 (3), pp. 2807-2814, June 2020.
- Khelif M. A., Bendiabdellah, A. and Cherif B. D. E. "A combined RMS-mean value approach for an inverter open-circuit fault detection." *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 63(3), pp. 169–177, 2019.
- Khelif M.A., Cherif B.D.E., Bendiabdellah A. "Diagnosis of SVM controlled three-phase rectifier using mean value of park currents technique", *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 11(2), pp. 93-101, 2018.
- Cherif B. D. E., Bendiabdellah A., Khelif M. A. "Detection of Open-Circuit Fault in a Three-Phase Voltage Inverter Fed Induction Motor", *International Review of Automatic Control*, 9(6), pp. 374–382, 2016.

### **Conférences internationales**

- Cherif B. D. E., Bendiabdellah A., Bendjebbar M., Benouzza N., Khelif M. A. "Review on external and internal faults of an association inverter-motor and their impact on the motor operation," *International conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, Hammamet ,Tunisia, March 2017, pp. 1–7.
- Cherif B. D. E., Bendiabdellah A., Khelif M. A., Bendjabbar M., Benouzza N. "The enhancement of park current vectors technique for inverter fault detection", In: *Proceedings of the 6th International Conference on Systems and Control*, Batna, Algeria, May 2017, pp. 377–382.

# **INTRODUCTION GENERALE**

## *Introduction générale*

L'automatisation industrielle moderne dépend beaucoup de la commande des moteurs asynchrones (MAS). Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et au développement de l'aspect micro-informatique, le mécanisme de commande de ces moteurs est devenu simple, économique pour des performances similaires à celles des moteurs à courant continu. Car de nos jours, les microcontrôleurs sont plus puissants avec un prix abordable permettant d'implémenter diverses techniques performantes. Les différentes stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont les plus répandues et les plus populaires. L'utilisation élargie de ce type de moteur repose aussi sur le fait que celui-ci a l'avantage d'avoir une construction robuste, un entretien facile, son faible coût, et sa fiabilité irréprochable. Cependant, l'utilisation fréquente des MAS dans le processus d'automatisation a également soulevé des questions sur leurs performances dans des situations de défauts de convertisseurs statiques.

La surveillance des systèmes d'entraînements électriques inclue la détection et le diagnostic des défaillances. La détection d'une défaillance a pour but principal d'améliorer et d'augmenter la disponibilité des systèmes afin de réduire le coût de la maintenance et d'éviter un arrêt brusque de la production. Par contre le diagnostic des défauts a pour rôle la localisation, autrement dit la détermination de la partie affectée ou défaillante du système et l'identification de type de ce défaut. De nos jours, le diagnostic est devenu un outil élémentaire de la maintenance prédictive et par conséquent, les industries équipées par des dispositifs de surveillance ont tendance de plus en plus à élargir leurs utilisations et à automatiser la procédure de maintenance. Ainsi, la mobilisation du savoir et des compétences pour l'amélioration de la fiabilité des MAS associés aux convertisseurs statiques est devenue d'une grande nécessité [Fri-04], [Lah-98a], [Che-16a], [Che-15], [Che-16b]. L'analyse des défauts du MAS est un domaine de recherche important pour améliorer la fiabilité des systèmes d'entraînement à vitesse variable dans le domaine industriel. Les MAS sont connus pour leur robustesse et leur capacité à supporter facilement les charges. Dans l'industrie, dans la plupart des cas, les moteurs asynchrones sont alimentés par des variateurs à base d'association d'un redresseur, d'un bus continu et d'un onduleur, ce qui nécessite beaucoup d'attention pour étudier le comportement du moteur en présence d'un défaut au niveau de des convertisseurs statiques. Ces défauts concernent principalement les défaillances des IGBT, les circuits de commande ou bien les défaillances au niveau du condensateur du bus continu. Ces éléments sont les

composants principaux qui constituent un entraînement électrique [mam-06], [Cha-08]. Les performances des MAS en présence des défauts liés à l'électronique de puissance et aux semi-conducteurs sont bien présentées dans la littérature [Men-03], [Lah-98a]. La probabilité des défauts mentionnée ci-dessus est déjà calculée en tenant compte de plusieurs facteurs. Une étude détaillée est présentée dans [Fri-04], [Lah-98a], [Men-03].

Dans cette thèse, la contribution apportée concerne la surveillance et le diagnostic d'un entraînement électrique et particulièrement lorsque le convertisseur statique (redresseur - bus continu - onduleur) alimentant le moteur asynchrone (MAS) est sous défaut. Ceci est réalisé en analysant le comportement global du système d'entraînement et en proposant des techniques de détection et de localisation des défauts des convertisseurs. Cet apport est bel et bien bénéfique pour le système surtout en sachant que cette énergie ; même très faible ; contrôlée par ces convertisseurs statiques et traversant ce système peut fortement avoir des conséquences néfastes sur son fonctionnement et peut détériorer ses différents composants.

Dans le premier chapitre nous présentons d'une manière générale les différentes parties constituant notre système entraînement électrique étudié. Nous commençons par quelques rappels sur la constitution du MAS triphasé et des convertisseurs statiques qui alimentent notre moteur asynchrone vu leurs intérêts pour la commande et leur importance dans le domaine industriel. Nous citons les différents types de défauts de convertisseurs statiques qui sont principalement des défauts d'IGBT de l'onduleur et du redresseur et de bus continu, ainsi nous définissons leurs causes et effets. Nous clôturons ce chapitre par un état de l'art sur le diagnostic et la surveillance de ces défauts. Nous résumons les différentes statistiques, orientations de recherche et les travaux réalisés au cours de ses dernières années dans ce domaine.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des différentes parties et la simulation de l'entraînement électrique étudié sans défaut du convertisseur statique, et cela en appliquant dans un premier temps une commande MLI Sinus-Triangulaire (MLI-ST) et une commande MLI vectorielle (SVM) par la suite.

Le troisième chapitre est consacré à son tour à la simulation de l'entraînement électrique étudié sous défaut du convertisseur statique. Ces défauts sont principalement des défauts d'IGBT de l'onduleur et du redresseur et un défaut de bus continu. Les défauts des interrupteurs IGBT peuvent être un défaut de court-circuit (C-C) ou de circuit ouvert

(CO) d'IGBT, d'un seul ou de multiples combinaisons. Concernant l'onduleur triphasé nous avons choisi parmi ces défauts : un défaut de court-circuit d'un seul IGBT, défaut de court-circuit asymétrique, défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT, défaut de circuit de deux IGBT et pour finir un défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT. Coté bus continu nous avons choisi un défaut de court-circuit vu que c'est le plus critique et le plus courant. Pour finir ce chapitre nous avons simulé un défaut de circuit ouvert d'IGBT au niveau du redresseur triphasé.

Le quatrième chapitre fait l'objet de la simulation et la visualisation de l'impact des défauts simulés dans le troisième chapitre précédent sur le comportement du MAS sur le plan mécanique et électrique.

Le cinquième et dernier chapitre est dédié à l'élaboration des techniques de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT pour un convertisseur statique pouvant être au niveau d'un onduleur triphasé à deux niveaux ou au niveau d'un redresseur triphasé. Deux techniques ont été présentées et appliquées : la première est la technique des courants de Park. La deuxième est la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés.

Les travaux de recherche présentés regroupent des résultats de simulation et des résultats expérimentaux. A noter que la partie expérimentale concerne uniquement la partie onduleur de tension triphasé à deux niveaux, ainsi que la détection du bras défectueux et la localisation de défaut d'IGBT au niveau de ce convertisseur. Et cela en raison de non-disponibilité d'un redresseur triphasé commandé au niveau de notre laboratoire pour compléter notre banc d'essai. A mentionner aussi que les défauts de type C-C d'IGBT au niveau de l'onduleur n'ont pas été validés expérimentalement en raison de sa dangerosité et criticité. Car dans la pratique, ce défaut est difficile à maîtriser. Il se propage rapidement tout au long de la chaîne d'entraînement électrique et peut fortement causer beaucoup de dégâts matériels, voir même mettre la chaîne hors service. La validation pratique des deux techniques repose sur des mesures et des acquisitions faites à partir d'un banc d'essai réalisé au sein du Laboratoire de Développement des Entraînements Électriques (LDEE), du Groupe Diagnostic. La dernière partie de ce chapitre est une étude comparative entre ces deux techniques proposées pour la détection et la localisation des défauts.

Nous finissons par une conclusion générale récapitulant le travail développé dans cette thèse et quelques perspectives.

# **CHAPITRE I**

## **Etat de l'art sur le diagnostic des entraînements électriques**

# *Chapitre I : Etat de l'art sur le diagnostic des entraînements électriques*

## **I.1. Introduction**

Connue pour sa robustesse, la simplicité de sa construction et de son fonctionnement, son faible coût à l'achat et à la maintenance ; le MAS est considéré comme le plus utilisé dans le domaine des entraînements électriques. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques aperçoivent leur champ d'application s'élargir progressivement. Ainsi, l'ensemble MAS - onduleur - redresseur a pris une grande part du marché industriel. Cette association est souvent utilisée comme source principale d'énergie mécanique pour divers type d'applications.

Elaborer des outils de diagnostic pour les défauts qui peuvent surgir au niveau du moteur est important et anticiper la détection des défauts est très intéressant [Med-12], [Abe-19].

Contrairement au MAS, la partie convertisseur statique (redresseur-onduleur) est très fragile et beaucoup plus sensible aux défauts. De ce fait, il est très important pour un chercheur de développer des techniques afin de détecter et de localiser les défauts [Rie-15]. Il est aussi toujours bénéfique de connaître l'impact des défauts sur la chaîne de son système d'entraînement électrique y compris l'impact sur le moteur. Cela permet de mieux améliorer les méthodes de détection et de mieux dimensionner les dispositifs de protection.

Le présent chapitre est consacré dans un premier temps à la présentation des différentes parties qui constituent un système d'entraînement électrique à base de convertisseurs statiques (association MAS - onduleur de tension triphasé à deux niveaux - bus continu - redresseur triphasé). Ensuite et vu qu'on s'intéresse dans notre travail au diagnostic des convertisseurs statiques, on présente un aperçu sur les différents mécanismes de défaillances et de dégradations des IGBT et des condensateurs et leurs causes. On finit par une synthèse bibliographique sur les divers travaux sur le diagnostic des défauts au niveau des convertisseurs statiques. L'accent est mis sur méthodes et techniques de détection et de localisation de défauts d'IGBT.

## I.2 Généralité sur les défauts des entraînements électriques

### I.2.1. Présentation du système d'entraînement électrique étudié

Dans le cas des MAS, la vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence statorique  $f_s$  (fréquence de la tension d'alimentation du MAS) et de la fréquence des courants rotoriques (donc de la charge). Un convertisseur statique permet de faire varier l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation et donc de faire varier la vitesse du moteur.

Le système à étudier est représenté par la figure I.1, il est composé d' :

- Un moteur asynchrone (MAS)
- Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux
- Un bus continu (condensateur de filtrage)
- Un redresseur triphasé

La Figure I.1 est un schéma simplifié qui présente la structure de notre chaîne d'entraînement électrique étudié.

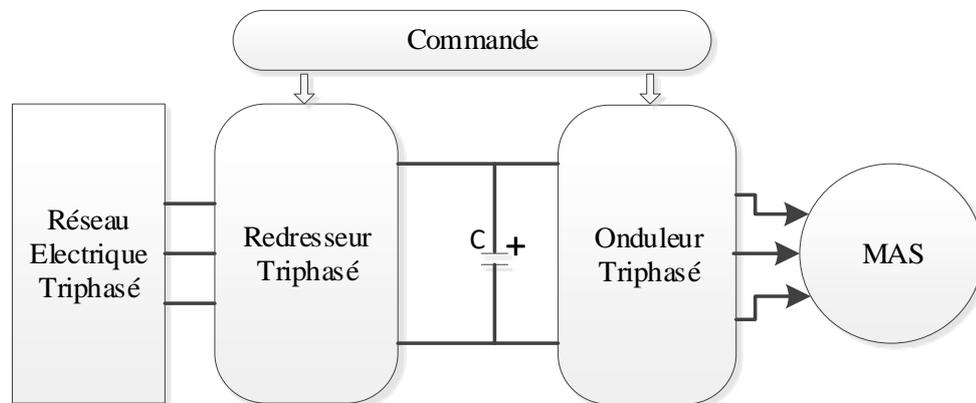


Figure I.1: Schéma du système d'entraînement étudié (association MAS - onduleur de tension triphasé-redresseur triphasé)

#### I.2.1.1. Constitution du MAS

Connue aussi sous le nom du moteur à induction, le MAS est une machine électrique tournante permettant la conversion d'énergie par induction électromagnétique. L'appellation « asynchrone » provient du fait que la vitesse de rotation de ces machines n'est pas égale à celle du champ tournant.

Comme Toutes machines électriques tournantes, les machines asynchrones sont réversibles ; elles peuvent fonctionnées en deux régimes (moteur/générateur) et la distinction moteur/ générateur ne se repose que sur la nature de l'utilisation de la machine. L'appellation « moteur » est utilisée pour toute machine asynchrone produisant une énergie mécanique à partir d'une énergie électrique. Par ailleurs, l'appellation « générateur » est utilisée pour toute machine asynchrone produisant une énergie électrique à partir d'une énergie mécanique.

Le principe de fonctionnement d'un MAS se base sur l'interaction électromagnétique du champ tournant ; créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, avec le courant induit dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant au niveau de l'entrefer [Abe-19]. Cette interaction électromagnétique entre le stator et le rotor du moteur n'aura lieu que lorsque la vitesse du champ tournant soit différente de celle du rotor.

D'une façon générale, le MAS se compose de plusieurs sous-systèmes qu'on peut les diviser en trois grandes parties:

- Stator : le circuit magnétique est un empilement de tôles d'acier laminées et découpées d'une manière à faire apparaître les différentes encoches statoriques. Afin de minimiser les pertes dans le circuit magnétique, ces tôles doivent être très minces et leur épaisseur varie entre 0.35 et 0.50mm. De plus, une fine couche de vernis est appliquée entre les tôles en tant qu'isolant pour limiter l'effet des courants de Foucault. Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.
  - Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique.
  - Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.
- Rotor : comme le stator, le rotor il est constitué de tôles empilées et habituellement du même matériau ferromagnétique. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque tôle est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les

enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laitons préformés et frettés dans les tôles du rotor. [Abe-19].

- Paliers : leur rôle est de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique. Ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Généralement moulés en fonte ; les flasques sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. La figure I.2 représente et illustre la constitution d'un MAS à cage d'écureuil.

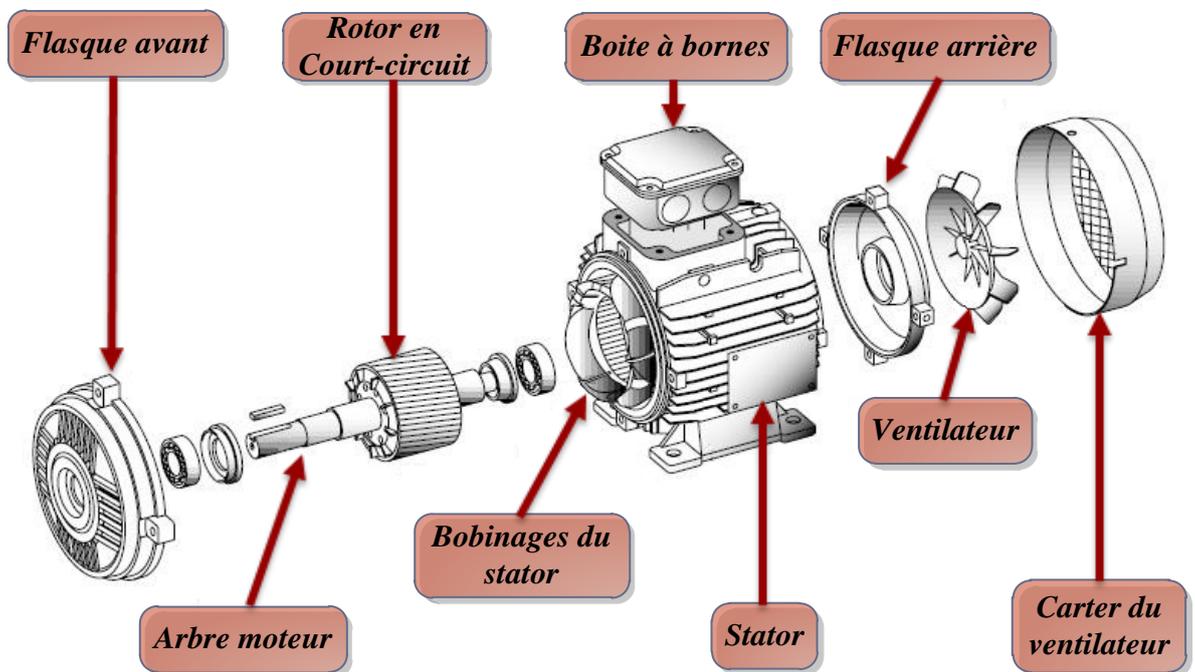


Figure I.2: Vue éclatée d'un MAS triphasé à cage

### I.2.1.2. Constitution d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique permettant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (CC) en forme alternative (CA). C'est-à-dire, disposer d'une source alternative à partir d'une source continue (figure I.3). En effet, Une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace selon le besoin, peut être obtenue aux bornes du récepteur, en utilisant une séquence appropriée de commande. A noter que cette conversion d'énergie est assurée à travers la commande des cellules de commutations, qui sont à base de semi-conducteurs.

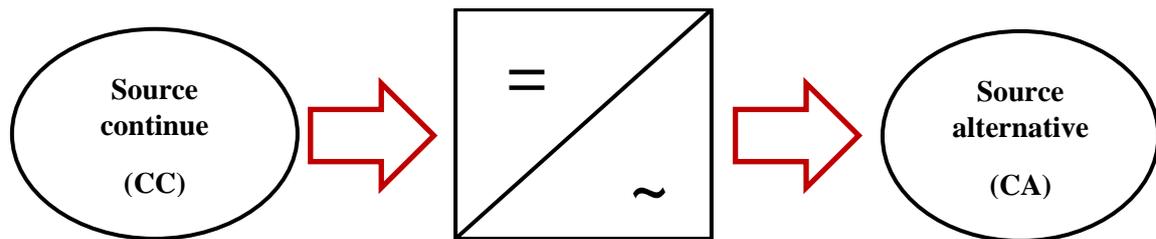


Figure I.3: Schéma de principe de la conversion d'énergie d'un onduleur

### I.2.1.3. Bus continu

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre à travers un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur, appelée bus continu (ou étage continu).

### I.2.1.4. Constitution d'un redresseur

A l'inverse d'un onduleur, un redresseur est un convertisseur statique permettant la conversion d'énergie électrique de la forme alternative (CA) en forme continue (CC). C'est à dire, disposer d'une source continue à partir d'une source alternative (figure I.4).

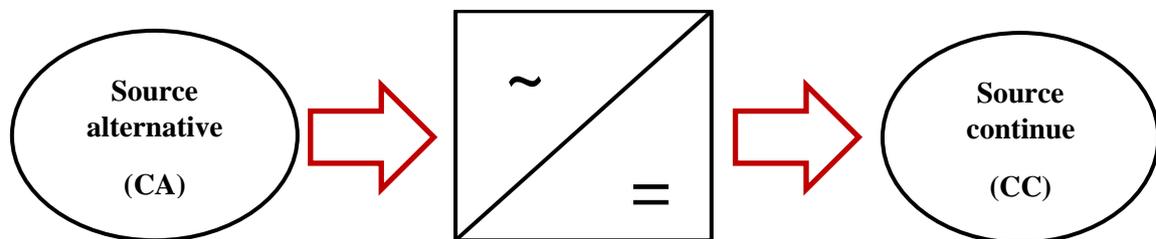


Figure I.4: Schéma de principe de la conversion d'énergie d'un redresseur

## I.2.2. Différents types de défauts au niveau des convertisseurs statiques

Avec l'évolution de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques ont pris une grande part du marché industriel notamment dans le domaine des entraînements électriques (ou variateurs de vitesse.). Néanmoins, leurs dispositifs sont très fragiles et sensibles aux défauts, surtout en ce qui concerne les semi-conducteurs. Dans la plupart des situations, ces défauts engendrent l'arrêt du système d'entraînement [Yan-11].

### **I.2.2.1. Défaillance et vieillissement du condensateur du bus continu**

Le défaut de condensateur de bus continu est provoqué soit par la mise en court-circuit de celui-ci, c'est alors la source même qui est mise en court-circuit soit par la mise du condensateur en circuit ouvert, alors le système perd le filtrage de la tension. L'onduleur verra alors les surtensions et les creux de tension jusqu'alors retenus par le condensateur. Suivant le dimensionnement de l'onduleur, celui-ci pourra plus ou moins résister à ces variations. Les conséquences directes sur le fonctionnement du moteur sont difficiles à prévoir et mériteraient une étude plus poussée [Lah-98a], [Wan-14].

La défaillance du condensateur du bus continu peut être par dégradation (augmentation de la résistance série équivalente, affaiblissement de la capacité, ...etc.) déterminée par un changement des caractéristiques du composant. Par conséquence, le composant devient incapable à bien remplir sa tâche. La défaillance peut aussi prendre une autre tournure et devenir catastrophique (fuite d'électrolyte, corrosion...etc.) de l'anode caractérisée par un court-circuit ou un circuit ouvert [Lah-98b], [Per-03].

Ces défaillances peuvent être classées en deux types principaux :

#### **I.2.2.1.1. Défaillances catalectiques**

##### **I.2.2.1.1.1. Vieillissement standard**

Quatre principaux types de défauts ont été identifiés lors du vieillissement en tension et en température :

- Fuite d'électrolyte par la soupape de sécurité du couvercle refermant le boîtier.
- Cassure du couvercle du boîtier.
- Court-circuit interne.
- Corrosion de l'anode.

Certains défauts peuvent être liés à une ou à de multiples causes :

- Une corrosion de l'anode peut être causée par une attaque des bandes de connexion d'aluminium par des ions halogènes pouvant être générées par la dégradation d'un solvant halogène mis en contact avec les bornes (nettoyage d'entretien / processus de fabrication d'usine) [Cas-95], [Mas-92]. Cela peut impliquer deux types de défauts :

- Un défaut de circuit ouvert du condensateur qui rend ce dernier non-opérationnel pour la fonction requise, mais quasiment non-dangereux pour le système.

- Un défaut de court-circuit du condensateur par contact entre anode et cathode suite à la cassure d'une bande de connexion pouvant induire le condensateur à l'explosion. Ce défaut le rend d'une part non-opérationnel mais aussi dangereux pour le système.

- Si on prend le cas de défaut de fuite d'électrolyte et de claquage par court-circuit, ces derniers sont liés à l'évaporation de l'électrolyte et dépendants des caractéristiques géométriques des composants et de leur fabrication [Per-02]. A cause du vieillissement, la température augmente et crée une surpression à l'intérieur du composant en conséquence de l'évaporation de l'électrolyte.

Les différents types de défauts énumérés dans cette partie peuvent être observés sur les images en dessous.



Figure I.5 : Fuite d'électrolyte sur un  
Condensateur [Per-03]



Figure I.6 : Fentes sur un condensateur  
[Per-03]



Figure I.7 : condensateur après explosion.  
[Per-03]

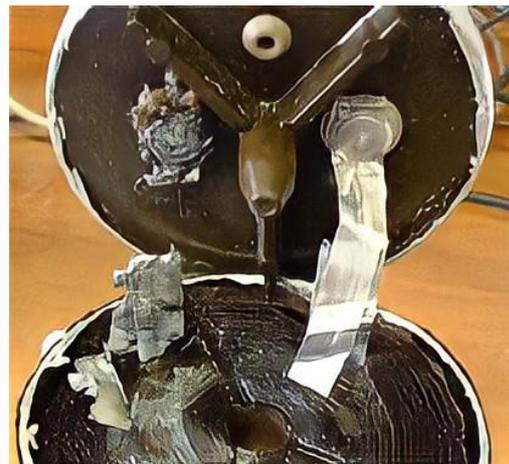


Figure I.8: Corrosion de l'anode d'un  
Condensateur [Per-03]

- La figure I.5 montre un condensateur ayant subi une fuite d'électrolyte importante.
- La figure I.6 montre un défaut d'une fuite d'électrolyte par les fentes créées sur le couvercle.
- La figure I.7 représente le bobinage d'un condensateur après explosion.
- La figure I.8 représente cette corrosion pour un composant du fabricant.

#### **I.2.2.1.1.2. Vieillessement par cycles**

Le vieillissement par cycles de charge-décharge a mis en évidence deux types de défauts : défaut dû au diélectrique et défaut de connectique [Per-03].

##### **a. Défaut dû au diélectrique**

Le courant de fuite dans les condensateurs dépend des caractéristiques du diélectrique.

L'intégrité de celui-ci doit donc être homogène sur toute la surface des électrodes afin d'obtenir un courant de fuite le plus faible possible. Lors des cycles de charge décharge, le courant de fuite augmente dans le condensateur.

Ce phénomène est dû à une dégradation du diélectrique, c'est à dire de la couche d'oxyde d'alumine. L'augmentation du courant de fuite peut être expliquée par l'absence du phénomène d'auto-régénération de la couche d'oxyde d'alumine. En effet ce dernier est possible seulement si la zone de défaut est petite et si la dissipation locale d'énergie n'est pas trop importante.

Des dégradations locales sur les électrodes recouvertes d'oxyde d'alumine peuvent être observées. Ces dégradations n'induisent qu'une modification significative du courant de fuite.

Une augmentation du courant de fuite peut avoir son impact sur le fonctionnement d'un système ; à titre d'exemple, réduire l'énergie stockée dans les condensateurs étant donné des chutes de tensions supplémentaires dans les résistances de charge du composant. La figure suivante (figure I.9) montre la destruction d'une partie d'un condensateur.



Figure I.9 : Destruction d'un condensateur [Per-03]

La figure ci-dessous (figure I.10) montre une partie d'un condensateur à proximité des bandes de connexion pour un agrandissement de  $\times 200$ . Des défauts sur l'anode ou la cathode sont observés. C'est défauts sont responsables de l'augmentation du courant de fuite.



Figure I.10 : Cathode d'un condensateur après 500 cycles ( $\times 200$ ). [Per-03]

#### **b. Défauts de connectique**

Un défaut dû à la connectique peut se caractériser par un arrachement de la liaison par soudure entre les bandes de connexion et les bornes au niveau du condensateur.

Cette défaillance est due au fort courant de décharge qui induit un échauffement local important tendant à faire fondre les points de soudure et aux forces électrodynamiques favorisant le processus d'arrachement.

La figure suivante (figure I.11) montre un le défaut d'arrachement de la liaison par soudure entre les bandes de connexion et les bornes d'un condensateur.

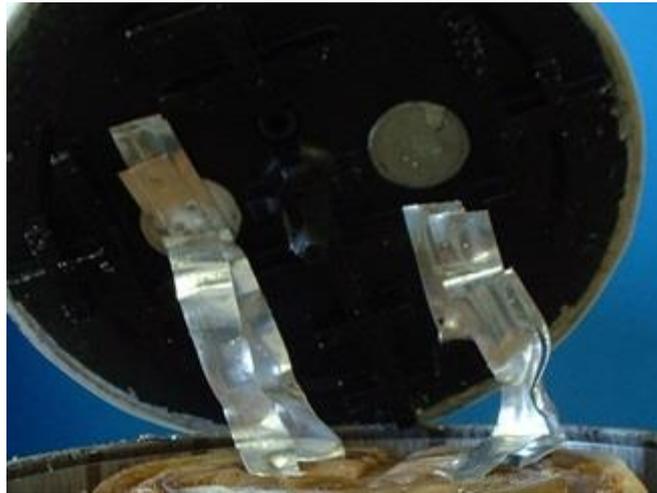


Figure I.11 : Arrachement de la connectique sur un condensateur [Per-03]

### **I.2.2.2. Défaut de diode classique et de l'IGBT**

Avant de classifier ses types de défaut, il est important aussi de résumer les différentes causes de ses derniers et les divers mécanismes de dégradation.

#### **I.2.2.2.1. Mécanismes de dégradation et causes de défaillance des IGBT**

Comme tous composants électroniques en fonctionnement, les diodes classiques et les modules IGBT sont soumis à des mécanismes de dégradation et de vieillissement qui peuvent être fonctionnels (liés aux conditions de fonctionnement) ou environnementaux (liés à l'environnement, électrique ou non, du composant).

Les modes de défaillance d'un module IGBT au sein d'une cellule de commutation sont constitués d'un enchaînement de phénomènes. Les causes peuvent être multiples, plus ou moins connues, et aboutissent inévitablement à la destruction du composant.

Les causes de la défaillance d'un composant peuvent provenir de deux sources [Val-03] :

- Elles peuvent être dues aux contraintes appliquées au composant durant son fonctionnement normal (tension, élévation de température, contraintes environnementales...) : ce sont des causes dites externes. Généralement, ces mécanismes amènent le composant à fonctionner hors de son aire de sécurité.

- Elles peuvent être dues aux "défauts" induits dans le composant durant les différents procédés de fabrication (malformation de l'oxyde de grille, défauts de pureté du cristal de silicium, défaut de réalisation du packaging...) : ce sont des causes dites internes.

### **I.2.2.2.1.1. Les effets du cyclage thermique**

Les défaillances qui apparaissent lors du cyclage thermique d'un composant sont les plus connues et les plus étudiées en électronique de puissance. Cette contrainte est généralement appliquée aux composants de moyenne et forte puissance utilisés dans le domaine de la traction : entraînement ferroviaire, véhicule électrique, ...

Cette contrainte résulte de l'application de cycles de marche et d'arrêt ou de variations de fréquence de modulation sur les dispositifs concernés. Ce cyclage entraîne une forte ondulation de la température au niveau du composant et induit des contraintes thermomécaniques à l'ensemble des constituants du module. Cette contrainte majeure limite le nombre de cycles que peut subir le composant avant la défaillance. [Rash-14].

#### **a. Déconnexion des faisceaux de bonding (Dégradation, décollement et fractures)**

La déconnexion d'un fil de bonding est due à l'apparition de microfissures entre l'extrémité de ce fil et la métallisation à laquelle il est soudé. De manière générale, ces faisceaux sont constitués d'aluminium pur et soudés par ultrasons sur des métallisations d'émetteurs aussi en aluminium. Ces microfissures sont dues à l'application de plusieurs cycles de croissance et de décroissance de la température, sur un empilement de couches, au niveau de la métallisation supérieure des puces, ayant des coefficients d'expansion thermique très différents. Ce cyclage thermique engendre des efforts mécaniques sur la soudure du bonding, entraînant le décollement de celui-ci au bout d'un certain nombre de cycles. La génération de craquelures sur les fils de bonding se produit sur les modules de puissance actuels. Cette dégradation est due aux contraintes thermo-mécaniques appliquées sur le fil de bonding. Quand le fil est soumis à un cycle de température, il se dilate et se contracte entraînant un déplacement de celui-ci. Etant soudé sur les métallisations, ce déplacement induit une flexion du fil au niveau de ses deux extrémités. Il se peut aussi qu'un mauvais soudage est la cause de la déconnexion des faisceaux de bonding. Les figures suivantes (figure I.12), (figure I.13), et (figure I.14), représentent un exemple de cas de fissure, de décollement et de cassure au niveau d'un fil de bonding.

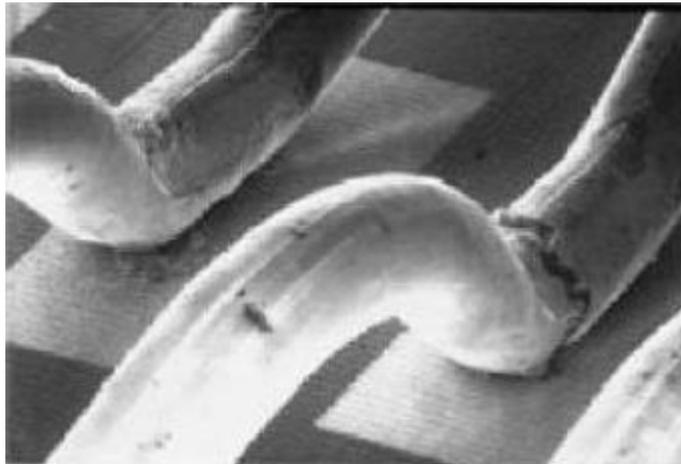


Figure I.12 : Fissure au pied d'un fil de bonding [Val-03]

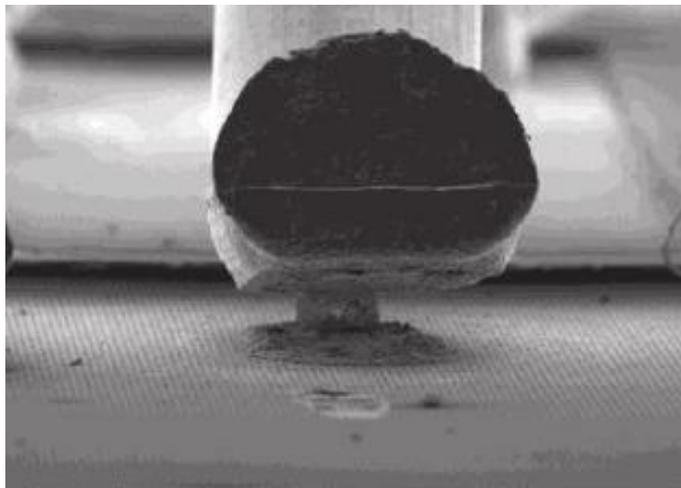


Figure I.13: Décollement d'un fil de bonding [Rash-14]

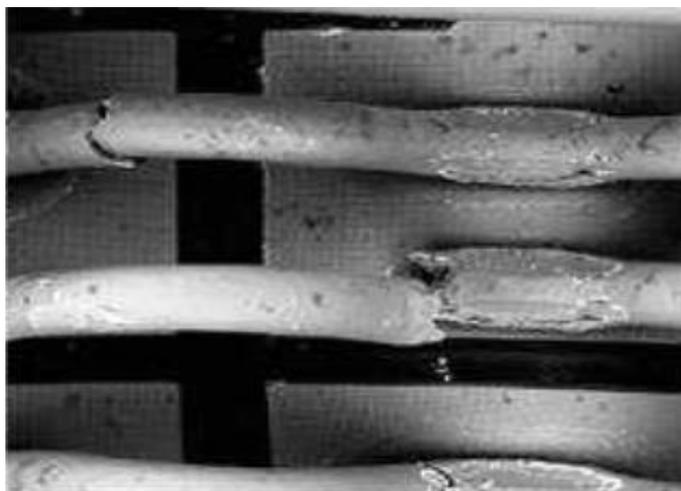


Figure I.14 : Fractures (craquelures) au niveau des faisceaux de bondings [Sme-10]

### b. Dégradation et déformation des métallisations en surface des puces

Comme tous les autres constituants du module de puissance, la couche de métallisation subit des cycles de tension et de compression lors d'un régime de cyclage thermique. La disparité entre les coefficients d'extension du silicium et de la métallisation ainsi que la rigidité du silicium engendrent des efforts qui dépassent la limite d'élasticité admissible par le contact métallisation/silicium. Par la suite, des grains d'aluminium peuvent glisser au niveau du contact. Selon la hausse de la température de la puce de la texture de la métallisation, ce phénomène peut provoquer l'extrusion ou la cavitation des grains d'aluminium au niveau de la métallisation. Cette dégradation conduit à la réduction de la surface active et cause une augmentation de la résistance de la métallisation. Cela peut même entraîner à la destruction de la puce [Ham-15].

La figure I.15 et la figure I.16 montre des images agrandies d'une puce avant et après sa dégradation respectivement.

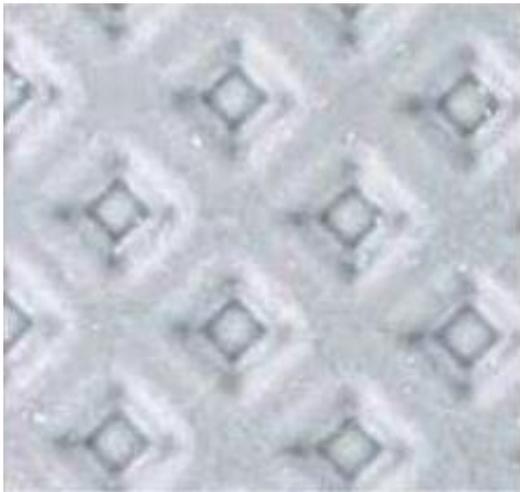


Figure I.15 : Puce avant la dégradation  
[Sme-10]



Figure I.16 : Puce après la dégradation

### c. Cassure au niveau du substrat et des puces

Le silicium et la céramique du substrat isolant sont les matériaux les plus cassants utilisés pour la conception de module IGBT. Les microfissures apparaissant aux niveaux des différentes couches, soumises à de fortes contraintes thermo-mécaniques, peuvent se propager et causer la rupture totale de la couche concernée. Une cassure du substrat peut provoquer la mise en court-circuit de la puce. La rupture de celle-ci peut être causée par un

dommage initial, induit par la soudure des fils de bondings. La figure I.17 montre la rupture du substrat en alumine d'un IGBT, soumis au cyclage thermique. [Ham-15].

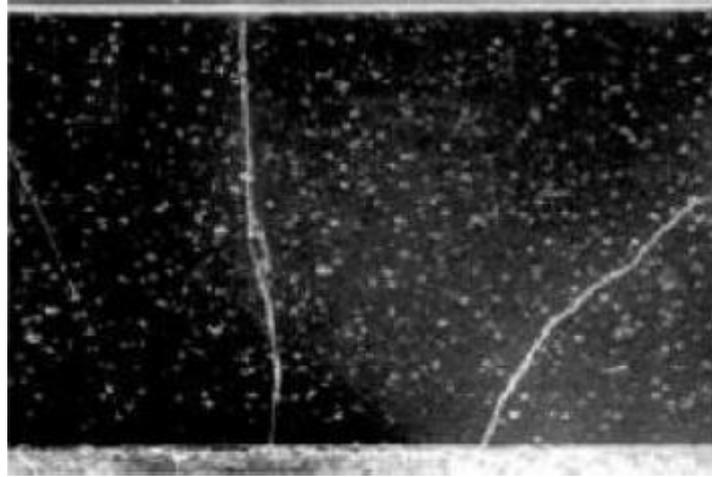


Figure I.17 Rupture du substrat d'un module [Ham-15]

#### d. Fatigue des brasures et délamination des puces et du substrat

Le mode de défaillance le plus courant pour un IGBT soumis à du cyclage thermique est le délaminage et les brasures. Cette fatigue thermique consiste en la formation de cavités ou l'extension de cavités existantes, à l'intérieur des brasures (figure I.18) [Ham-15].

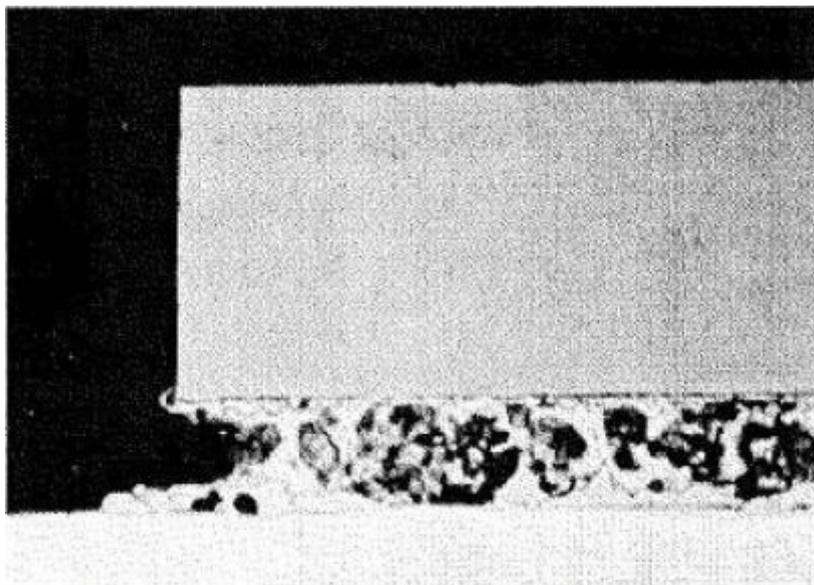


Figure I.18 Délamination d'une puce IGBT [Ham-15]

Le tableau I.1 énumère tous ces modes de dégradation et présente les différents scénarios provoquant la défaillance du module IGBT [Val-03].

Modes de dégradation	conséquence	Mode de défaillance du module IGBT
Déconnexion des faisceaux de bonding	Auto-échauffement, ouverture des bondings amenant à la génération d'arcs électriques dans le gel silicone et risque d'explosion	Détérioration de la métallisation, puce en circuit ouvert
Craquelures des faisceaux de bonding	Augmentation de la résistivité au niveau du contact, auto-échauffement, ouverture des bondings	Puce en circuit ouvert
Déformation de la métallisation en aluminium	Dégradation limitée de la résistance de la métallisation auto-échauffement, ouverture des faisceaux de bonding ou dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en circuit ouvert ou puce en court-circuit
Cassure au niveau du substrat et des puces	Claquage diélectrique de la couche, création d'un échauffement intense, augmentation du courant de fuite	Puce en circuit ouvert ou puce en court-circuit entre la puce et le radiateur
Fatigue des brasures et délaminage des puces	Augmentation de la résistance thermique sous la puce, élévation de la température de jonction, dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en court-circuit

Tableau I.1 : mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique

### e. La corrosion

Le phénomène de corrosion touche toutes les parties métalliques d'un composant et consiste en une somme de réactions chimiques ou électrochimiques entre ces métaux et leurs environnements immédiats. Cette corrosion conduit à une détérioration des parties métalliques du composant (bonding, métallisations...) arrivant, à terme, à leurs destructions totales.

En électronique de puissance, les IGBT sont aussi soumis à la corrosion. L'identification des IGBT est très complexe. En effet, le boîtier d'un module IGBT constitué de différents métaux et alliages est confronté à de multiples sources de contaminations. La Figure I.19 nous montre deux bondings à différents stades de corrosion [Bou-10].



Figure I.19 Rupture d'un bonding d'émetteur due à la corrosion [Bou-10]

#### I.2.2.1.2. L'électromigration

Le phénomène d'électromigration peut apparaître au niveau des métallisations des circuits intégrés quand la densité de courant devient grande ( $> 0,5 \times 10^6$  A/cm<sup>2</sup>). Une température élevée accélère le processus. Quand un courant électronique traverse un conducteur, une certaine quantité de mouvement de ces électrons est transférée aux atomes du conducteur entraînant un mouvement de ces atomes dans la direction du flux d'électrons.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, peu d'études ont été menées concernant ce mécanisme de défaillance. Toutes les observations décrites plus haut sont issues d'études menées sur la fiabilité des composants en micro-électronique. Ce que l'on peut dire aujourd'hui concernant les composants de puissance, c'est que toutes les conditions sont réunies pour voir apparaître ce phénomène de défaillance.

### I.2.2.2.1.3. Le phénomène de décharges partielles

Ce phénomène de décharges partielles est peu observé de nos jours sur des modules IGBT de moyenne puissance. Il apparaît dans tous les matériaux isolants exposés à un champ électrique et contenant des inclusions gazeuses. La rigidité diélectrique d'un gaz est inférieure à celle d'un matériau solide isolant. Lorsque l'on applique une tension à un diélectrique contenant des inclusions gazeuses, des micro-décharges très localisées peuvent se produire dans ces inclusions. [Val-03].

### I.2.2.2.1.4. Les effets du rayonnement cosmique

Ce phénomène peut être décrit par un flux de particules hautement énergétiques reçues quotidiennement sur Terre. Ces particules peuvent générer des charges par collision dans les oxydes de grille et dans le corps du composant. En électronique de puissance, la présence de cette nouvelle quantité de charges a pour effet d'abaisser la tension de seuil de ces composants, de quelques millivolts. La robustesse aux éléments parasites est alors réduite et il peut y avoir un risque d'amorçage du transistor, voire même apparition du phénomène de latch-up pour les IGBT (figure I.20) [Val-03].

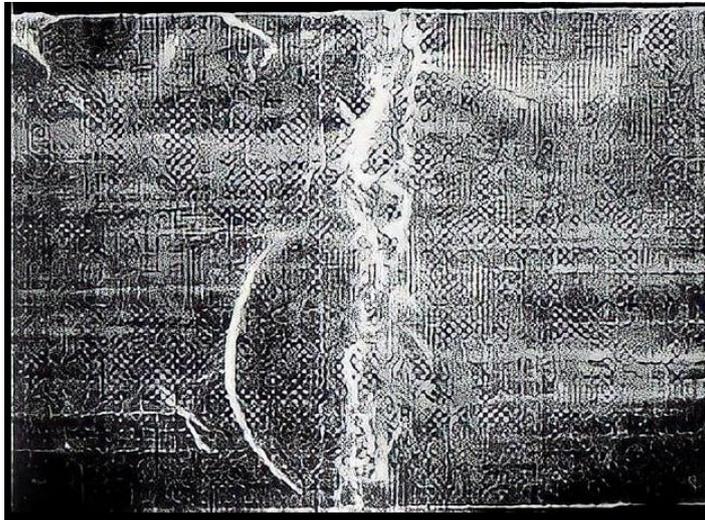


Figure I.20 Fusion locale du silicium d'une puce (vue en coupe) due au rayonnement cosmique [Val-03]

### I.2.2.2.1.5. Le vieillissement des oxydes de grille et leurs défaillances

Les défauts intervenant au sein des oxydes de grille des IGBT sont importants. On peut citer la rupture diélectrique de l'oxyde due à une accumulation de défauts, les décharges électrostatiques, la contamination ionique, ...etc. La défaillance d'un oxyde se traduit par

l'apparition d'un fort courant local qui peut entraîner généralement une défaillance rapide de l'IGBT. [Val-03], [Bou-10].

#### **I.2.2.2.2. Classification des types des défauts des IGBT**

Basés sur les différentes causes et les différents mécanismes cités dans la partie précédente, un défaut d'IGBT peut se diviser en deux types selon l'état d'ouverture/fermeture sur lequel est restée bloquée la cellule de commutation. On distingue ainsi un défaut de court-circuit et un défaut de circuit ouvert [Oh-15]. Les différents types de défauts de l'onduleur sont par conséquent soit un défaut "circuit ouvert" (figure I.22.a) soit un défaut de "court-circuit" (figure I.22.b).

##### **I.2.2.2.2.1. Défaut de circuit ouvert IGBT**

Il se peut, pour diverses causes, qu'un des composants d'électronique de puissance (diode, thyristor, IGBT, MOSFET ... etc.) d'une cellule de commutation au niveau d'un bras reste constamment ouverte. Ce type de défaut a pour principale cause le vieillissement du composant, ou une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver, ou perte d'alimentation par exemple). Ce type conduit à la perte de la symétrie de la tension et/ou courant alternatif ainsi que l'augmentation du taux d'ondulation de la tension et/ou courant continu [Oh-15], [Rot-05]. Cela peut être interprété sur le plan mécanique du moteur par l'apparition de vibrations, du bruit et un échauffement du MAS.

##### **I.2.2.2.2.2. Défaut de court-circuit IGBT**

Le défaut de type court-circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermée. Un tel défaut peut avoir deux causes: soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée [Oh-15].

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de protection permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance [Lu-09].

La figure suivante (figure I.21) représente le schéma électrique d'un bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux contenant deux interrupteurs à l'état sain (sans défaut).

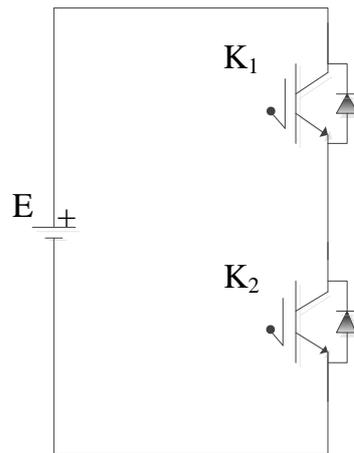


Figure I.21: Etat sain (sans défaut)

La figure I.22 représente le schéma électrique d'un bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec un défaut de circuit ouvert d'un IGBT et un défaut de court-circuit d'un IGBT respectivement.

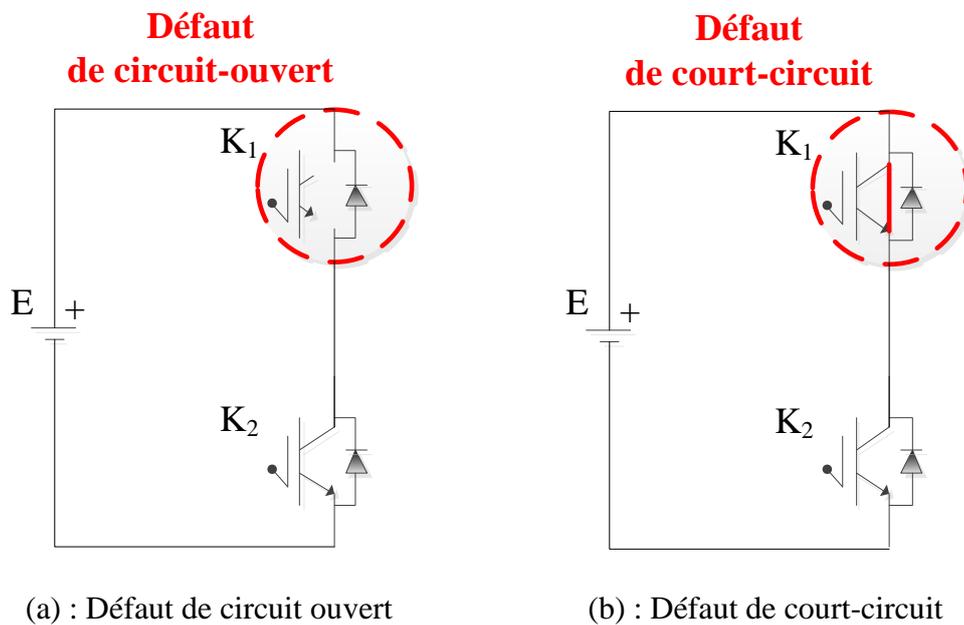


Figure I.22 : (a) défaut de circuit ouvert et (b) défaut de court-circuit d'un IGBT au niveau d'un bras d'onduleur

NB : A noter que les mêmes défauts peuvent se manifester dans le redresseur.

### I.3. Définition du diagnostic

Le diagnostic est un ensemble d'action visant à évaluer l'état d'un procédé en prise de connaissance de son fonctionnement. La cause probable de la (ou des) défaillance(s) est identifiée à l'aide d'un raisonnement logique et des observations du procédé et des symptômes de la (ou des) défaillance (s) [Ros-97].

#### I.3.1. Termes liés au diagnostic [Ros-97]

**Défaillance:** La défaillance est un événement engendrant une modification du fonctionnement du procédé. L'état du système ne correspond plus à un fonctionnement normal. Le système n'est plus apte à assurer totalement sa fonction.

**Diagnostic :** Le diagnostic est l'ensemble d'actions visant à évaluer l'état d'un procédé à partir de la connaissance de son fonctionnement. A partir de l'observation du procédé, on détermine par comparaison avec les divers états de fonctionnement connus le degré de défaillance du système, l'origine de ces défaillances et leurs causes.

**Disponibilité:** La disponibilité est la faculté d'un matériel ou d'un système à pouvoir fonctionner chaque fois que cela est nécessaire, chaque fois qu'on le sollicite, c'est à dire que l'on assure une fiabilité totale pendant les phases de fonctionnement. La disponibilité nécessite des opérations de maintenance préventives afin de prévenir tout vieillissement ou défaillance.

**Fiabilité:** La fiabilité est la capacité d'un système à fonctionner pendant un certain temps sans panne, se caractérise par le temps moyen de bon fonctionnement.

**Maintenance:** La maintenance est l'action de mise en état du matériel, elle peut être préventive, afin d'augmenter la fiabilité du système ou bien être curative; consécutive au diagnostic d'un défaut.

**Maintenabilité :** La maintenabilité caractérise la facilité de maintenance du procédé, elle peut être largement augmentée par la mise en œuvre d'un système de diagnostic.

**Sécurité:** La sécurité regroupe les caractéristiques concernant l'utilisation du procédé et ses dangers potentiels pour l'utilisateur ou pour le matériel.

**Sûreté:** La sûreté regroupe les notions de disponibilité, fiabilité, maintenabilité et sécurité du système. Elle caractérise la confiance que l'on peut apporter au fonctionnement.

### **I.3.2. Etapes du diagnostic**

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. Il est préférable de privilégier l'étude des éléments suivants avant de faire le choix de la méthode de diagnostic [Sou-12] :

- Nature des causes de défaillances à localiser
- Connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes
- Maîtrise des moyens de mesure et de traitement des symptômes
- Connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets
- Inventaire du retour d'expérience
- Recensement des expertises disponibles

Procéder au diagnostic de défaillance et de dégradation d'un système se déroule selon les étapes suivantes [Mou-11] :

#### **I.3.2.1. Acquisition des données**

Cette fonction permet l'extraction des informations à partir de moyens de mesures appropriées et d'observations fournissant une image du procédé. Cette étape permet de faire l'élaboration des caractéristiques et des signatures associées à des symptômes.

#### **I.3.2.2. Détection**

C'est l'opération qui permet de décider si le système est en fonctionnement normal ou non (décider si le système est sous défaut ou non). Une mauvaise décision peut induire le système dans des situations non désirées :

- Probabilité de fausse détection : conduit le système à des arrêts ou des reconfigurations inutiles
- Probabilité de non détection : peut conduire le système à une panne, détérioration totale ; ce qui est intolérable dans les systèmes des usages particuliers et sensibles (appareils médicaux et paramédicaux, aéronautique, nucléaire, ...etc).

### I.3.2.3. Localisation

La localisation suit l'étape de détection ; elle attribue le défaut à un sous-système particulier ; c'est-à-dire déterminer quelle partie du système est en défaut.

### I.3.2.4. Identification

L'identification est une opération de classification du défaut par son amplitude, son type et son degré de sévérité ; autrement dit : estimer l'ampleur et le type des défauts. Cette étape est importante pour la prise de décision d'arrêt de l'installation ou de reconfiguration.

La figure suivante (figure I.23) résume toute la procédure du diagnostic d'un système.

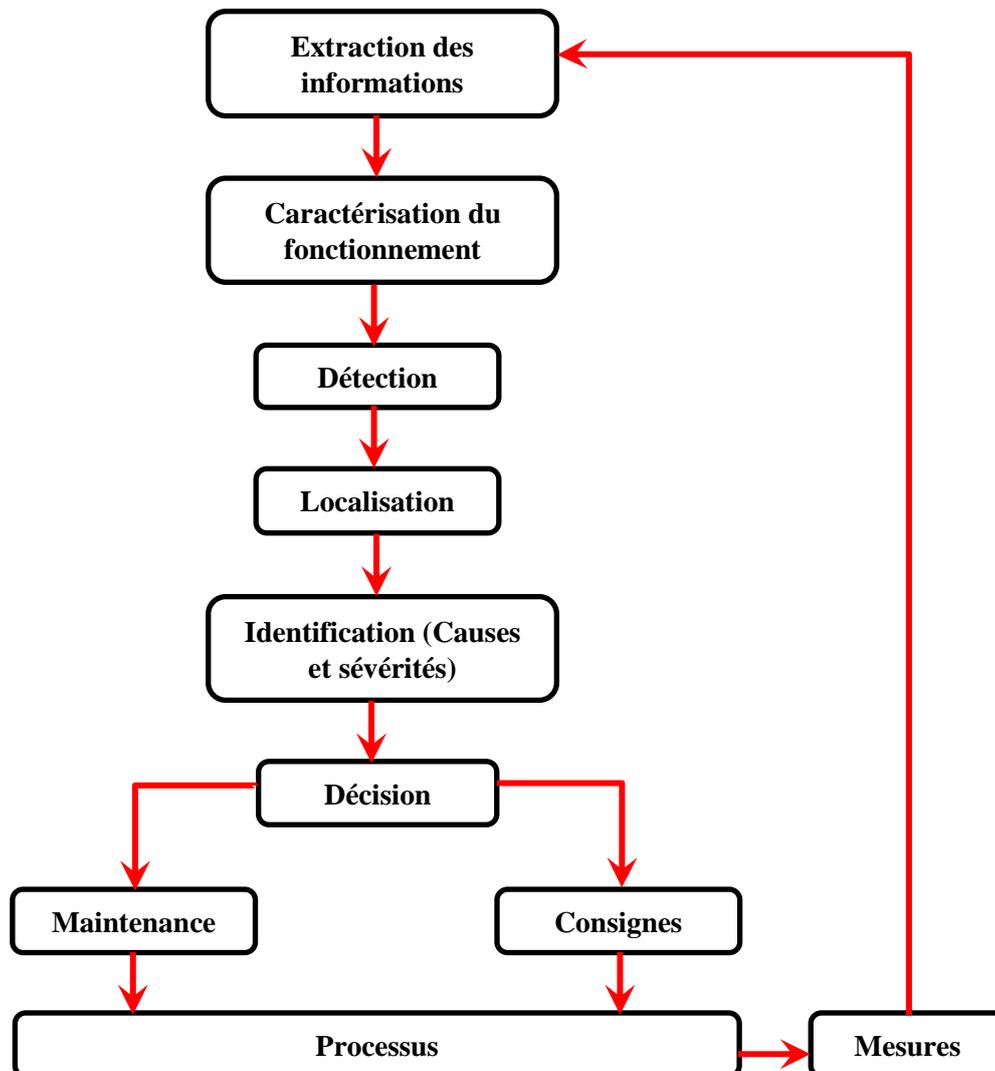


Figure I.23 : organigramme des étapes du diagnostic [Sou-12]

## **I.4. État de l'art sur le diagnostic et la surveillance des entraînements électriques sous défaut de convertisseur statique**

L'automatisation industrielle moderne dépend beaucoup de la commande des MAS. L'évolution de l'électronique de puissance au cours des quarante dernières années a rendu son utilisation très étendue dans le monde industriel d'aujourd'hui, ainsi le mécanisme de commande de ces moteurs est devenu simple, économique pour des performances similaires à celles des moteurs à courant continu.

Cependant, l'utilisation fréquente des MAS dans le processus d'automatisation a également soulevé des questions sur leurs performances dans des situations de défektivité. Certains chercheurs ont mobilisé leurs connaissances et savoir afin de diagnostiquer les différents défauts liés aux moteurs. Une synthèse de diverses techniques sont présentés dans les articles suivants [Abe-19], [Nan-05], [Hen-14], [Mor-14], [Gao-15], [Liu-17].

De nos jours, les convertisseurs statiques sont largement utilisés dans une variété d'applications industrielles telles que les applications de variateurs de vitesse, les alimentations de secours, les énergies renouvelables, les systèmes solaires photovoltaïques et éoliennes...etc. Leur large gamme de puissance et leur flexibilité d'utilisation dans le domaine de l'électronique de puissance ont contribué à leur succès. Cette évolution a permis de réduire le coût et la taille des convertisseurs statiques, et d'augmenter leur fiabilité. [Dok-15].

Le domaine d'application convertisseurs statiques le plus répondu dans l'industrie est probablement celui des variateurs électriques de vitesse. Malgré les bonnes qualités qu'ils ont atteintes grâce au développement de l'électronique de puissance et à l'utilisation quasi universelle des stratégies de commande performantes telle la modulation vectorielle « appelée en Anglais "Space Vector Pulse Width Modulation" (SVM) », ils sont malheureusement sujets de plusieurs défaillances [Yan-11]. Les retours d'expériences issus de l'industrie sur les entraînements électriques confirment que l'essentiel des défauts d'un système convertisseur-moteur survient au niveau du convertisseur statique (redresseur et onduleur) avec sa commande. Comparé aux moteurs qui sont plus robustes et fiables, les convertisseurs statiques sont relativement plus susceptibles aux défauts et plus sensible aux changements d'environnement extérieur.

Par statistique, une étude montre que 38% des défauts de variateurs de vitesse électriques sont liés aux convertisseurs et 53% dans les circuits de commande [Set-08]. À noter que 31% des défauts surviennent au niveau des interrupteurs IGBT qui sont des

éléments essentiels de la commutation dans les convertisseurs statiques [Lu-09], [Yan-11]. Plus récemment, une enquête industrielle sur la fiabilité des convertisseurs statiques a également montré que les dispositifs de puissance, les condensateurs et les circuits de commande sont les composants les plus sensibles [Yan-11]. Une autre étude montre que les pannes liées aux semi-conducteurs, et aux circuits imprimés représentent 60% des pannes au niveau des convertisseurs statiques [Yan-10].

Selon certains chercheurs [Fri-04] [Lah-98a], la fiabilité des semi-conducteurs a considérablement augmenté depuis la disponibilité des nouvelles technologies de puces MLI sophistiquées et modernes. Depuis, les condensateurs sont utilisés dans un grand nombre d'applications d'électroniques de puissance, y compris les onduleurs et les alimentations à découpages.

Un travail a été fait par [Lah-98a] qui a conclu que plus de la moitié des défauts dans les alimentations à découpage sont liés à la défaillance du condensateur. Sur la base de la théorie de cette référence [Lah-98a], une recherche qui a été élaborée sur [Fri-04] a déduit que la même théorie peut être également appliquée au bus continu d'un entraînement électrique. Cette étude a également démontré que la possibilité estimée d'une défaillance du condensateur pour différents circuits est d'environ 60% et en outre a insisté sur le fait que les taux de défaillance du condensateur sont élevés, cela rend le condensateur très important pour les travaux de recherche et qu'il doit être pris en compte pour l'analyse des défauts au niveau des entraînements électriques. L'étude persévère sur le fait que dans le passé, la possibilité de défaillance était de 53,1% dans les circuits de contrôle et que c'était uniquement dû aux puces MLI moins sophistiquées et moins fiables relativement à ce qu'on peut avoir aujourd'hui.

L'article de [Rash-14] présente d'autres études statistiques sur les convertisseurs. Une synthèse des recherches et des tests de longévité basée sur 200 convertisseurs de puissance provenant de 80 de marques différentes conclut que les condensateurs sont les éléments les plus fragiles dans les convertisseurs statiques, suivis par les circuits imprimés et les modules de puissance. Une autre étude basée sur un questionnaire destiné à 56 institutions spécialisées dans le domaine de l'électronique de puissance identifie les modules de puissance comme les éléments les plus fragiles d'un convertisseur.

Les distributions des sources de défaillances obtenues dans ces deux études sont représentées sur la figure I.24 et figure I.25.

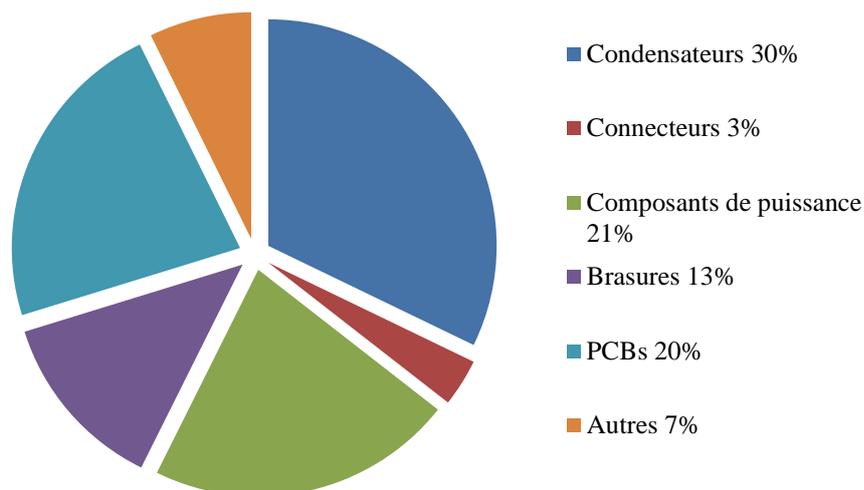


Figure I.24: Répartition des sources de défaillance dans un convertisseur statique (étude I)

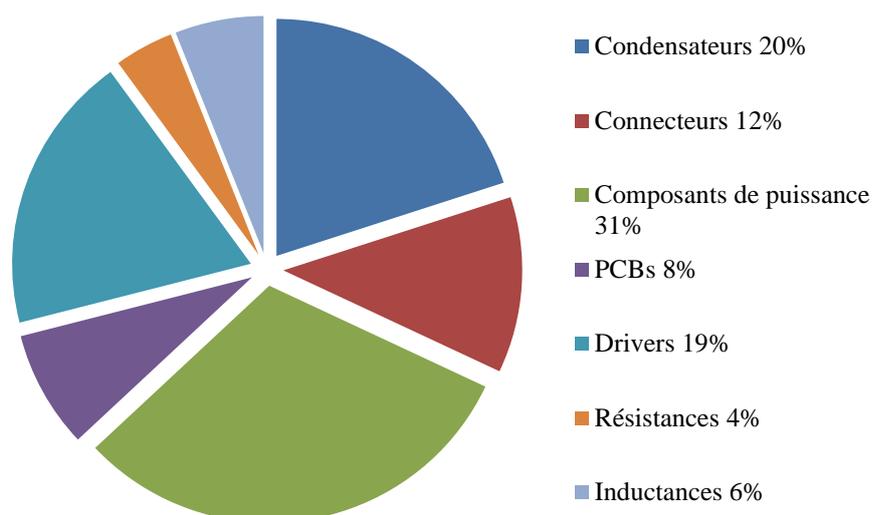


Figure I.25: Répartition des sources de défaillance dans un convertisseur statique (étude II)

Si ces résultats ne sont pas totalement convergents, ils confirment que les interrupteurs IGBT et le condensateur de filtrage du bus continu sont une cause de défaillance très significative dans les convertisseurs statiques faisant partie d'un entraînement électrique. L'étude [And-13] arrive aussi aux mêmes conclusions et précise que les composants les plus susceptibles de tomber en panne dans les convertisseurs statiques sont les condensateurs de filtrage et les semi-conducteurs de puissance (IGBT, MOSFET, ...etc.). Les défauts dans les semi-conducteurs de puissance sont typiquement des défauts de court-circuit et des défauts de circuit ouvert [Wu-13].

Ces types de défaillances entraînent des contraintes sévères pouvant conduire à des défauts secondaires dans les convertisseurs, dans le moteur ou dans la charge, conduisant à une dégradation des performances du système et pouvant l'endommager [Rie-15].

En conséquence à ces défauts, la fiabilité de l'ensemble des processus industriels est diminuée. Dans de nombreux cas, il est nécessaire d'interrompre un travail des entraînements électriques pendant leur durée de réparation. Des arrêts des d'entraînements non planifiés pourraient entraîner des pertes financières élevées. C'est pourquoi, depuis de nombreuses années, divers systèmes de diagnostic et de surveillance, qui permettent de détecter et de localiser les différents types de défauts, ont été développés et largement utilisés dans les applications industrielles [Ise-11], [Kow-14]. Le diagnostic de défaut vise à détecter et à localiser quelle partie du système est affectée [Lu-08], [Saf-13].

L'étude des condensateurs de bus continu a été à l'origine de nombreux travaux. Très utilisés dans les systèmes industriels, les condensateurs électrolytiques sont souvent des éléments critiques dans les systèmes de conversion de puissance. La référence [Pu-13] effectue une synthèse intéressante des éventuels défauts de cet élément et développe un système diagnostic des défauts pour des condensateurs fonctionnant dans des convertisseurs MLI CA/CC. La référence [She-12] analyse les performances d'un MAS alimenté par un onduleur sous un condensateur de liaison continue en circuit ouvert. L'article [deA-03], [Peu-97] cite le défaut du condensateur de bus continu, mais leur travail portait également sur les défauts des IGBT.

Récemment, une recherche a été faite sur le défaut de court-circuit du condensateur et son influence sur le moteur asynchrone [She-11], [She-12], [She-14]. Cependant il n'a pas traité son impact sur le redresseur triphasé. Une recherche a étudié d'une manière générale les défauts internes et externes au niveau des différentes parties d'un moteur associé à un onduleur [Che-17].

Il est à noter que la détection de défaut de ces éléments de commutation n'est pas une tâche évidente, car la tension et le courant varient rapidement par rapport au fonctionnement normal. Il est donc évident que l'investissement dans le domaine de la détection et la localisation des défauts semble une solution incontournable. Ainsi, le développement des méthodes de diagnostic des défauts des convertisseurs statiques a gagné beaucoup d'intérêt au cours des dernières années.

Les performances des MAS en présence des défauts liés à l'électronique de puissance et aux semi-conducteurs sont bien présentées dans la littérature [Men-03], [Lah-98a]. La probabilité des défauts mentionnés ci-dessus est déjà calculée en tenant compte de plusieurs

facteurs, une étude détaillée est présentée dans l'article suivant [Fri-04], [Lah-98a], [Men-03].

Beaucoup de chercheurs ont étudié les défauts au niveau d'une chaîne d'entraînement en se focalisant sur le diagnostic des défauts des semi-conducteurs. [Shah-12], [Che-16a], [Che-15] [Che-16b].

Proposé par Mendes et Cardoso [Men-99], la méthode des vecteurs de Park est l'une des premières méthodes de diagnostic de défaut de d'IGBT. Le défaut de circuit ouvert d'IGBT est détecté en considérant le « centre de gravité » de la trajectoire des vecteurs de Park.

Un inconvénient de la méthode des vecteurs de Park cité ci-dessus est sa dépendance de la charge. La composante continue calculée sera d'autant plus grande que le courant alternatif est grand. Afin de rendre la technique indépendante de la charge, Abramik [Abr-03] a suggéré d'utiliser la composante continue normalisée du courant. Pour cela, les coefficients harmoniques du premier ordre des courants alternatifs de l'onduleur sont calculés. La composante continue calculée est ensuite divisée par la valeur absolue de la première harmonique. Ceci est fait pour chacune des trois phases. Pour la localisation de l'IGBT défectueux, le résidu résultant est comparé à un seuil d'une valeur de 0,45 dérivée de l'expérience.

Comme indiqué dans [Rot-04], la méthode de courant continu normalisé présente certains inconvénients lorsqu'elle est mise en œuvre dans un schéma de commande en boucle fermée. Par conséquent, son adaptation pour une meilleure utilisabilité a été proposée [Rot-04]. La méthode du courant continu normalisé modifiée utilise les mêmes algorithmes que la méthode du courant continu normalisé, mais utilise une méthode moins restrictive pour localiser l'IGBT défectueux. Pour éviter que plus d'une condition ne soit remplie, seule la plus grande valeur absolue des trois courants de phase calculée est considérée.

Dans une autre méthode proposée par Peugeot [Peu-98], la trajectoire des courants de Park est tracée dans le plan d-q pour faire la détection et la localisation des défauts. En conséquence, pour le cas d'un état sain, la trajectoire de ce vecteur courant dans le plan d-q forme un cercle. Il a été constaté que la trajectoire forme un demi-cercle et une section linéaire lors de l'occurrence d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT. Visuellement, la position de ce demi-cercle dans la plan d-q permet d'identifier l'IGBT défectueux. La section linéaire a une pente caractéristique. En fonction de la pente obtenue on peut détecter le bras défectueux.

Afin de localiser le défaut d'IGBT dans un bras défectueux, il est nécessaire de détecter si le courant dans la phase défectueuse est positif ou négatif (défaut d'IGBT supérieure ou défaut d'IGBT inférieur). Cela peut par exemple être fait par une bascule de Schmitt qui surveille le courant de phase.

La méthode de la pente est facile à perturber. Cette méthode ne diagnostique que le défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT. L'auteur dans [Trab-10] a proposé la méthode de la pente modifiée pour détecter les multiples défauts de circuit ouvert IGBT.

Certaines améliorations ont également été apportées à l'approche des vecteurs de Park en utilisant les coordonnées polaires pour mieux présenter les angles de chaque IGBT [Raj-16].

Dans le même contexte, une autre méthode de diagnostic proposée dans [Der-20] se concentre sur les dysfonctionnements essentiellement liés aux défauts de circuit ouvert des IGBT dans les onduleurs. Considérée comme une version améliorée de la méthode introduite par Estima et Cardoso [Est-11a], cette méthode est basée uniquement sur la combinaison de l'information de la pente des courants et des courants normalisés et elle évite l'utilisation d'autres capteurs ou matériels supplémentaires. Les courants triphasés du moteur ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ) sont transformés en un système biphasé ( $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ ). Pour être robuste face aux variations des conditions de fonctionnement du moteur, la méthode proposée est basée sur l'utilisation des courants normalisés au lieu de ceux mesurés. Par conséquent, les courants normalisés sont effectués en divisant chaque courant triphasé par le module des courants de Park.

Les auteurs de l'article [Rot-04] suggèrent une méthode qui utilise la composante continue calculée pour chacune des trois phases. Pour la mettre en œuvre, aucune transformation ou normalisation est nécessaire. Pour faire la localisation de défaut d'IGBT, la composante continue la plus grande des trois phases est comparée à un seuil. Cette méthode est plus simple et plus pratique, mais elle peut parfois souffrir du problème de diagnostic erroné lié à la variation de charge.

Certaines techniques de détection mentionnées ci-dessus sont comparées et leurs performances sont discutées dans les références [Rot-04], [Rot-05].

Dans [deA-03], une technique basée sur le modèle analytique de l'onduleur source de tension nécessitant la mesure des tensions est présentée. Les erreurs des tensions sont utilisées pour détecter les défauts dans l'onduleur. Cette technique présente une mise en œuvre plus facile et une détection plus rapide, mais doit intégrer des capteurs de tension supplémentaires dans le système.

La surveillance de la valeur efficace (RMS) des grandeurs électriques d'un système est une approche standard dans presque toutes les installations industrielles. Sur ce fait, certains chercheurs [Yan-18] ont proposé une méthode spéciale de diagnostic de défaut utilisant la tension efficace pour le défaut de circuit ouvert d'IGBT au niveau d'un système à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent. Le processus de détection se fait sans réglage de seuil.

L'article [Trab-11] traite une technique améliorée pour les diagnostics de défaut en circuit ouvert des IGBT dans les MAS alimentés par un onduleur de source de tension. L'extraction des informations de défaut est basée sur la combinaison du schéma de commutation des IGBT et des mesures de tension entre lignes du stator. Les signaux de diagnostic combinés permettent de détecter et de localiser les défauts de circuit ouvert simples et multiples des IGBT de l'onduleur. De plus, une seule tension entre lignes est nécessaire pour diagnostiquer simultanément deux bras d'onduleur. Pour éviter les fausses alarmes de diagnostic, les retards dus au processus d'activation et de désactivation des interrupteurs IGBT sont compensés tout en agissant sur le schéma de commutation.

L'article [Orl-15] démontre une mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de défaut de circuit ouvert d'IGBT pour un onduleur à deux niveaux alimentant un MAS avec une commande à modulation vectorielle. La détection de défaut est basée sur le suivi de l'angle entre le vecteur courant statorique et l'axe  $\alpha$  du plan biphasé  $\alpha$ - $\beta$  et la mesure de la vitesse du moteur. Par rapport aux méthodes de diagnostic basées sur le courant statorique décrites sur [Peu-98], [Men-99b], dans la technique proposée, une nouvelle procédure de localisation de défaillance a été appliquée.

La référence [Orl-13] présente une méthode sans capteur basée sur la surveillance du temps de présence du vecteur de tension dans les secteurs spécifiques du plan stationnaire complexe.

L'article [Rod-15] présente l'analyse et la conception d'un système de détection de défaut court-circuit et de défaut de circuit ouvert d'IGBT. La technique propose une mesure directe du comportement du signal de la gâchette lors de la mise sous tension afin d'augmenter l'efficacité de la détection.

L'article [Flo-16] a aussi pour but de détecter les défauts de court-circuit et les défauts de circuit ouvert d'IGBT. La conception du circuit de détection est basée sur l'analyse du signal de la gâchette d'IGBT.

Dans [Cam-11], une technique de diagnostic à base d'observateur pour le diagnostic des défauts de circuit ouvert d'IGBT a été proposé pour un convertisseur alimentant un

MAS. Les courants représentés dans le repère tournant sont estimés par l'observateur du système du MAS. Une évaluation résiduelle directionnelle est obtenue et comparée à un seuil d'évaluation pour détecter les défauts.

L'article [Est-11b] met en évidence une nouvelle méthode de diagnostic qui permet la détection et la localisation en temps réel des défauts de circuit ouvert d'un seul interrupteur IGBT dans un variateur de vitesse. L'algorithme proposé est assez simple et ne nécessite que les courants de phase mesurés du moteur et leurs signaux de référence correspondent. Afin de surmonter les problèmes associés à la dépendance des conditions de fonctionnement mécanique de la machine tels que la vitesse et les niveaux de charge, les erreurs de courant de référence moyennes sont normalisées en utilisant les valeurs absolues moyennes des courants de phase du MAS.

L'article [Iva-16] propose une méthode de diagnostic qui utilise le modèle analytique exploitant les formes des signaux à la sortie du redresseur. Pour identifier le type de défaut, les formes des signaux correspondant aux différents défauts sont stockées dans une base de données d'informations et comparées à celles correspondant au fonctionnement normal (état sain).

L'article [Tia-16] aborde une méthode de diagnostic de défaut en circuit ouvert de transistor pour un redresseur triphasé à deux niveaux en analysant les courants triphasés avec estimation par noyau. La distance euclidienne est utilisée pour mesurer la similitude entre les distributions de probabilité de deux courants de phases. La méthode proposée est efficace à neuf défauts, le temps de détection se situe dans une période fondamentale du courant, nécessite peu d'effort de réglage, peu coûteux et facile à mettre en œuvre.

L'article [Wu-17] a proposé une nouvelle méthode de diagnostic de défaut en circuit ouvert d'IGBT simple et multiple pour un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) à deux niveaux. La détection et la localisation repose sur les mesures de similitude de courant de phase saine aux courant de phase défectueuse.

Les techniques d'analyse spectrale sont préférentiellement optées par d'autres chercheurs. Dans ces techniques, le spectre de courant est analysé pour détecter les harmoniques caractérisant le défaut d'interrupteur IGBT. Une transformée de Fourier rapide est utilisée pour l'analyse spectrale [Abd-13]. Un autre article présente l'analyse des défauts d'interrupteur IGBT d'un onduleur à l'aide de la transformée de Fourier à court terme (TFCT) [Ahm-14].

L'article [Hua-13] propose une méthode de diagnostic des défauts de circuit ouvert d'IGBT dans les variateurs de vitesse du MAS à commande à modulation vectorielle. Cette

méthode combine l'analyse des ondelettes et les machines à vecteurs de support (SVM). L'analyse par ondelettes est utilisée pour extraire les caractéristiques des défauts et la SVM est utilisé pour isoler et classifier les modes de défaut. Cette méthode est insensible à la vitesse et à la charge du moteur.

Les méthodes basées sur un modèle dépendent de sa précision. Dans un entraînement électrique, le modèle précis de l'ensemble de l'entraînement est difficile à obtenir car ses paramètres (moteur, convertisseur et charge) ne sont pas permanents dans différents états ou environnements. Par conséquent, l'intelligence artificielle et les méthodes basées sur des données qui ne nécessitent pas de modèle précis sont d'un grand intérêt.

Les méthodes d'intelligence artificielles dépendent principalement de l'arithmétique de l'intelligence mais ignore la recherche des caractéristiques des défauts. Pour cette raison, ses techniques de diagnostic nécessitent de l'intelligence artificielle à d'autres techniques classiques.

Pour surmonter les fausses alarmes de diagnostic et augmenter la robustesse, la logique floue ou des approches basées sur un réseau de neurones peuvent être associés à ces techniques. Certains auteurs utilisent la technique de logique floue associée aux vecteurs de Park pour le diagnostic des défauts d'un MAS alimenté par un onduleur [Chen-17]. Un autre travail présente une technique de diagnostic par transformée en ondelettes discrète associée à l'algorithme de réseau de neurones [Che-18].

A titre d'exemple, certains chercheurs [Dia-05], [Zid-08] ont combiné une méthode basée sur un modèle avec de l'intelligence artificielle. L'article [Zid-08] présente une technique nécessitant la mesure des courants de sortie de l'onduleur pour faire le diagnostic. La détection se fait sur les résultats des calculs de dépassements et des oscillations de la trajectoire des courants de Park par rapport au centre à l'aide de logique floue.

Dans [Mur-06] et [Mas-10], les auteurs ont présenté un diagnostic de défaut d'onduleur utilisant l'analyse du signal et l'apprentissage automatique (machine learning). Cette technique doit extraire les courants et les tensions de phases et le couple en tant que caractéristiques pour la formation du réseau de neurones de diagnostic de défaut. Ce réseau de neurones est utilisé pour détecter et localiser les défauts dans l'onduleur.

Dans [Sle-09], une approche basée sur l'analyse du courant de charge et la logique floue a été présentée pour la détection des défauts de circuit ouvert d'IGBT dans un onduleur. Dans [Akt-10], une technique basée sur la décomposition en ondelettes a été décrite pour la détection et la localisation des défauts de circuit ouvert d'IGBT.

Il est à noter que le temps de la détection du défaut d'interrupteur IGBT se fait en générale sur une période de courant fondamental [Lu-09].

## **I.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes parties constituant notre système entraînement électrique étudié. Nous avons commencé par quelques rappels sur la constitution du MAS à cage d'écureuil, ses avantages et ses domaines d'application dans les entraînements électriques à vitesse variable. Par la suite nous avons présenté la structure des convertisseurs statiques alimentant notre MAS vu leurs intérêts pour la commande et leur importance dans le domaine industriel. Nous avons cité et développer les différents types de défauts de convertisseurs statique et on a aussi définit leurs causes et effets. Cela nous permet d'avoir une idée sur le comportement physique des composants du convertisseur statique. Ce chapitre nous a d'abord donné une idée générale sur le diagnostic des défauts dans les entraînements électriques et précisément les défauts de convertisseurs qui sont principalement des défauts d'IGBT dans l'onduleur ou le redresseur et dans le bus continu. Pour finir, un état de l'art sur le diagnostic et la surveillance des défauts est présenté afin de résumer les différentes statistiques, et donner un historique sur les orientations de recherche et les travaux réalisés au cours de ses dernières années dans ce domaine.

## **CHAPITRE II**

# **Modélisation et simulation de l'entraînement électrique étudié sans défaut**

# ***Chapitre II : Modélisation et simulation de l'entraînement électrique étudié sans défaut***

## **II.1. Introduction**

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire fidèlement un système réel donné. Il est préférable que le modèle ne doit pas être exagérément simplifié pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être excessivement complexe. Et cela dans le but d'avoir un système fiable basé sur ce modèle, ainsi que de faciliter l'analyse et la synthèse des structures de commande.

Un modèle basé sur les équations du circuit étudié 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.

L'objectif de ce chapitre est de présenter un aperçu sur la modélisation de notre entraînement électrique étudié pour un fonctionnement dans des conditions saines. Notre entraînement est composé d'une association MAS triphasé à un convertisseur statique (redresseur triphasé - bus continu - onduleur triphasé à deux niveaux). Le modèle du MAS donné sous forme d'équations d'état en vue de sa commande. Nous évoquons éventuellement les modèles du convertisseur statique alimentant notre MAS. Afin de commander les interrupteurs de notre convertisseur statique, deux stratégies de commande sont présentées et appliquées : la stratégie de commande MLI sinus-triangle et la stratégie de commande MLI vectorielle. Pour finir, nous clôturons ce chapitre par des résultats de simulation pour valider les modèles présentés antérieurement.

## **II.2. Modélisation du MAS**

Le MAS est caractérisé par un système d'équations très complexe à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique du MAS est un système à six équations différentielles. La résolution d'un tel système est très difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. Par suite de cette complexité, on doit développer un modèle dont le comportement dynamique soit aussi proche que possible de celui de la réalité. D'un autre côté, la théorie générale a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée, en les ramenant à un modèle unique dit "machine primitive" [Benh-16].

En tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices, l'utilisation de la transformation de Park tolère de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente du MAS triphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques sont ramenées sur un seul repère fixe ou tournant [Asif-16], [Melk-18], [Berr-16], [Fad-17], [Houa-16], [Kot-16].

### II.2.1 Modèle MAS triphasé

Le MAS représenté par la figure II.1 se compose [Bose-02]:

- D'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de  $120^\circ$ , qui sont les enroulements statoriques  $S_A$ ,  $S_B$ , et  $S_C$ .
- D'un circuit rotorique mobile comportant trois phases identiques en court-circuit décalées entre elles de  $120^\circ$ , qui sont les enroulements rotoriques  $R_a$ ,  $R_b$ , et  $R_c$ .
- D'un entrefer supposé constant sépare la partie mobile de la partie fixe.
- A noter que la phase statorique est décalée de la phase rotorique d'un Angle  $\theta$ .

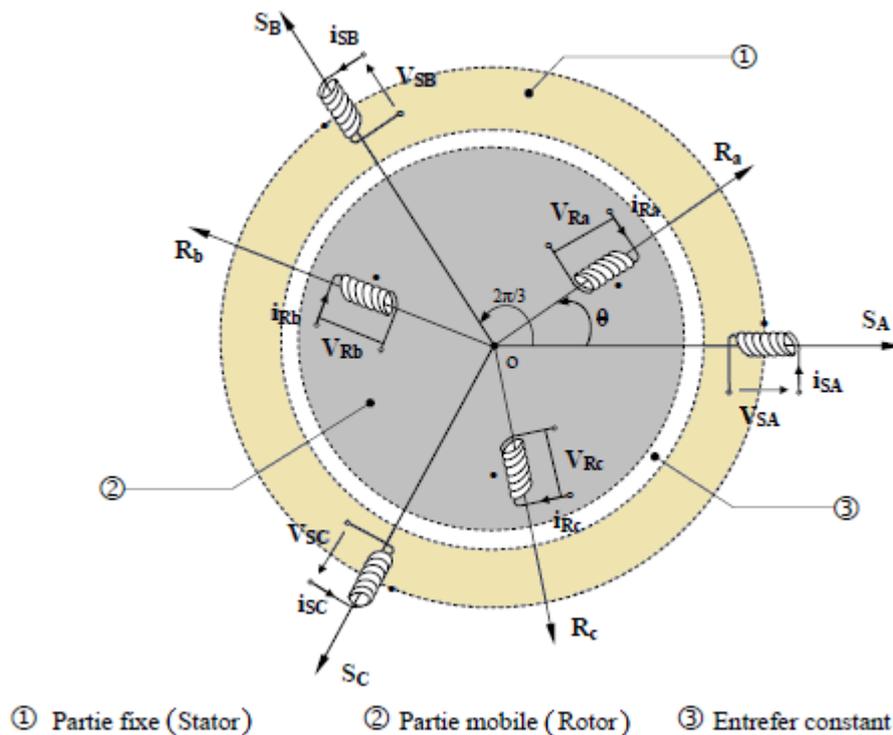


Figure II.1 : Représentation schématique des parties d'un MAS

## **II.2.2 Hypothèses simplificatrices**

Ce modèle est caractérisé par un système d'axes en quadratures, dans la mesure où l'on admet comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes [Benh-16]:

- Le moteur est considéré comme parfaitement symétrique et équilibré : Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, l'épaisseur de l'entrefer est considérée constante sur toute la périphérie du moteur, en négligeant l'effet des encoches.
- Une absence de saturation dans le circuit magnétique, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Une répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par chacune des phases. Ce qui signifie que le flux d'enroulement à travers chaque phase et l'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de l'angle rotorique.
- 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.
- Une équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

## **II.2.3. Equations générales du MAS triphasé dans le repère triphasé**

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, les expressions générales des tensions statoriques et rotoriques du MAS triphasé ; exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit [Bose-02], [Bose-02b], [Nay-15] :

$$[V_s] = [R_s]. [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II.1})$$

$$[V_r] = [R_r]. [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.2})$$

où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotorique peuvent s'écrire de la manière suivante :

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

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^T \cdot [I_s] \quad (\text{II.4})$$

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 :

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

où :  $l_s$  est l'inductance propre d'une phase statorique;

$l_r$  est l'inductance propre d'une phase rotorique;

$M_s$  ,  $M_r$  est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ou deux phases rotoriques ;

$M_{sr}$  est l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Ainsi en introduisant (II.3) dans (II.1) et (II.4) et (II.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

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

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

L'équation mécanique est régie par l'équation suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

et :

$C_{em}$ ,  $C_r$ ,  $f_{rt}$ ,  $J$  : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement.

#### **II.2.4 Transformation de Park**

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé ( $a, b, c$ ) au système biphasé à deux axes fictifs ( $d, q$ ) en quadrature équivalents, comme illustré à la figure II.2. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique [Bose-02b].

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique tout en réduisant la complexité du système et d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles [Rai-16].

La transformation de Park est obtenue à partir d'une matrice unique (2x3) donnée par:

$$[P(\theta)] = k \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

où  $k$  est une constante qui peut prendre la valeur  $2/3$  pour la transformation avec non conservation de puissance ou la valeur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pour la transformation avec conservation de puissance.

$$\text{Pour notre cas (conservation de puissance), on pose } k = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.9})$$

Nous négligeons la composante homopolaire car nous considérons que le système est équilibré.

La transformation matricielle associée au changement de repère est :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ces variables transformées si dessus peuvent être tension ou courant ou flux.

La transformation inverse de Park a pour expression :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

d'où la transformation inverse des variables est :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

A noter que les matrices précédentes  $[X_a X_b X_c]$  et  $[X_d X_q]$  peuvent être des tensions, courants ou flux

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park (d,q) [Rai-16].

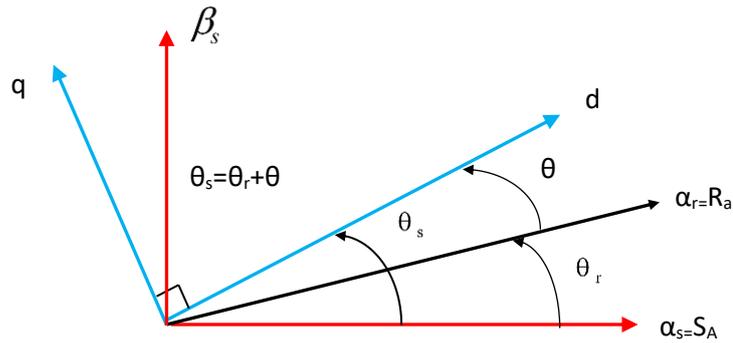


Figure II.2 : schématisation des repères biphasée  $(\alpha, \beta)$ ,  $(d, q)$

Le changement de repère triphasé (a, b, c) vers biphasé  $(\alpha, \beta)$  peut être réalisé par la transformation de Concordia comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La transformation de Concordia ( $\alpha, \beta$ ) peut également être obtenue à partir des composantes de Park ( $d, q$ ) en faisant une rotation de l'angle  $\theta_s$ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

On définit également la transformation inverse comme :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Pour le cas d'un MAS, le changement de variable peut être interprété comme une substitution aux enroulements réels, d'enroulements fictifs ( $d_s, q_s$ ), ( $d_r, q_r$ ) dont les axes magnétiques sont liés aux axes ( $d, q$ ) de Park.

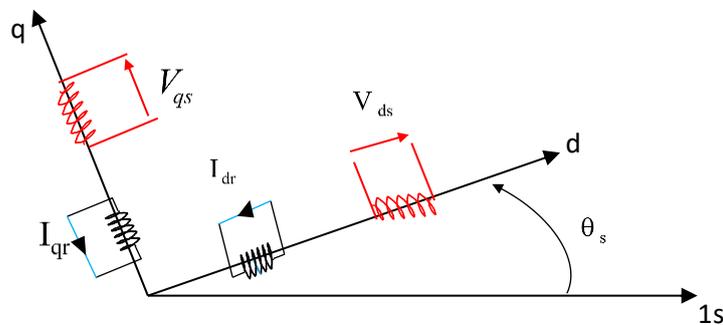


Figure II.3 : Enroulements du MAS vue dans le repère ( $d, q$ )

### II.2.5. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, qui se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux. Le choix dépend des objectifs de l'application voulue et de la commande utilisée [Berr-16]. Ainsi on a :

### **II.2.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator**

C'est le repère naturel ou stationnaire du MAS. Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clark dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. Ce référentiel est choisi en vue de l'étude des grandeurs rotoriques. Il est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. Ce référentiel est aussi utilisé pour la conception de la commande directe du couple.

### **II.2.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor**

Ce référentiel est choisi en vue de l'étude des grandeurs rotoriques. Il est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones

### **II.2.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant**

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande. Il permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle.

## **II.2.6. Application de la transformation de Park aux équations électriques, magnétiques, et mécaniques**

### **II.2.6.1. Tensions statoriques et rotoriques**

La transformation des tensions triphasé (abc) vers le repère biphasé (d,q) ainsi que l'inverse sont comme suit [Nay-15] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

De même, les équations précédentes sont appliquées de la même manière sur les autres grandeurs telles que les courants ou les flux [Houa-16].

Nous appliquons la transformation de Park à l'expression (II.1). On a alors :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II.19})$$

En multipliant (II.19) par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant nous obtenons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.20})$$

Les résultats de calcul matriciel de  $\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)]$  et  $[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)]$  donnent respectivement :

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Alors l'expression (II.20) devient :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.23})$$

ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

En appliquant la transformation de Park à l'expression des tensions rotoriques (II.2) de manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

### **II.2.6.2. Flux satoriques et rotoriques**

Nous appliquons la transformation de Park à l'expression (II.3). On a alors :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] \quad (\text{II.26})$$

En multipliant (II.26) par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant nous obtenons :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] \quad (\text{II.27})$$

Les résultats de calcul matriciel de  $[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)]$  et  $[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)]$  donnent respectivement :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

On a :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{II.30})$$

Alors, l'expression (II.29) devient :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Les inductances cycliques sont données par les expressions suivantes :

$$L_s = l_s - M_s \quad (\text{II.31})$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad (\text{II.32})$$

En introduisant les inductance cycliques (II.31) et (II.32) dans l'expression (II.27) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

En appliquant la transformation de Park à l'expression des tensions rotoriques (II.2) et en y introduisant l'expression de l'inductance cyclique (II.34) de manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons l'expression suivante :

$$L_r = l_r - M_r \quad (\text{II.34})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

### II.2.6.3. Influence du choix du référentiel sur les expressions des tensions des flux du MAS

De manière générale, d'après les résultats de calcul fait précédemment, les équations des tensions et des flux du MAS, exprimés dans le plan (d, q) sont données comme suit :

Les équations des tensions sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les équations des flux sont données comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Cependant le choix du référentiel introduit des changements et des simplifications aux niveau du système d'équations[Houa-16].

- **Référentiel fixe par rapport au stator**

Ce référentiel est caractérisé par  $\theta_s = 0$ , et par conséquence  $\theta_r = \theta$ . Le système d'équations (II.36) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_s \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

A noter que la pulsation mécanique est exprimée ainsi :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.39})$$

- **Référentiel fixe par rapport au rotor**

Ce référentiel est caractérisé par  $\theta_r = 0$ , et par conséquence  $\theta_s = \theta$ . Le système d'équations (II.36) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

- **Référentiel fixe par rapport au champ tournant**

Dans ce cas, la vitesse repère ( $d, q$ ) est la vitesse du synchronisme  $\omega_s$  (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 (II.36) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

#### **II.2.6.4 Application de la transformation de Park aux équations mécaniques**

La détermination du couple instantané dans un moteur peut être effectuée à partir de la puissance instantanée  $P_e$  fournie aux enroulements statoriques et rotoriques. Ainsi elle est exprimée par :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{II.42})$$

Cette puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes par effet joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et la puissance mécanique :

avec :

La puissance dissipée en perte par effet joule est donnée par :

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.43})$$

La puissance électromagnétique est donnée par :

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.44})$$

Et la puissance mécanique est donnée par :

$$P_{mec} = \omega \cdot (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \quad (\text{II.45})$$

La puissance mécanique pour un moteur multipolaire  $p$  est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_{em} = p \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{II.46})$$

En tenant compte des expressions (II.37), (II.45) et (II.46), nous pouvons exprimer le couple électromagnétique par différentes et plusieurs expressions :

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \\ C_{em} = p \cdot (I_{qs} \cdot \varphi_{ds} - I_{ds} \cdot \varphi_{qs}) \\ C_{em} = p \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \varphi_{dr} - I_{ds} \cdot \varphi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

L'équation mécanique est exprimée ainsi :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \varphi_{dr} - I_{ds} \cdot \varphi_{qr}) - C_r - f_{rt} \cdot \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.48})$$

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \varphi_{dr} - I_{ds} \cdot \varphi_{qr}) - C_r - f_{rt} \cdot \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.49})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \varphi_{dr} - I_{ds} \cdot \varphi_{qr}) - \frac{p}{J} \cdot C_r - J \cdot f_{rt} \cdot \omega \quad (\text{II.50})$$

### **II.2.7. Mise sous forme d'équations d'état du MAS**

Il est favorable de représenter le modèle non linéaire du MAS sous forme d'équations d'état. Pour un MAS alimenté en tension, on considère les courants statoriques, les flux rotoriques et la pulsation mécanique  $\omega$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ , comme grandeur de commande et le couple résistant  $C_r$  comme une perturbation du système.

En se basant sur les expressions des flux, les expressions des tensions, ainsi que l'équation mécanique et après avoir fait un arrangement, nous obtiendrons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[ - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \varphi_{dr} - I_{ds} \cdot \varphi_{qr}) - \frac{p}{J} \cdot C_r - J \cdot f_{rt} \cdot \omega \end{array} \right. \quad (II.51)$$

avec  $\sigma$  est coefficient de dispersion, exprimé par :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (II.52)$$

Et  $T_r$  est la constante de temps rotorique, exprimée par :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (II.53)$$

### **II.3. Modélisation du redresseur triphasé**

Il existe deux types de redresseurs triphasés :

- Les redresseurs non commandés, basés sur l'utilisation de diodes
- Les redresseurs commandés, basés sur l'utilisation de thyristors, IGBT...etc.

A noter que les tensions d'entrée utilisées constituent un système triphasé équilibré.

#### **II.3.1. Redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes**

Ce type de redresseur est réalisé en utilisant un montage en bi-alternance sur trois phases  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  avec six diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$  et  $D_6$ ; comme le montre le schéma suivant [Lee-18] :

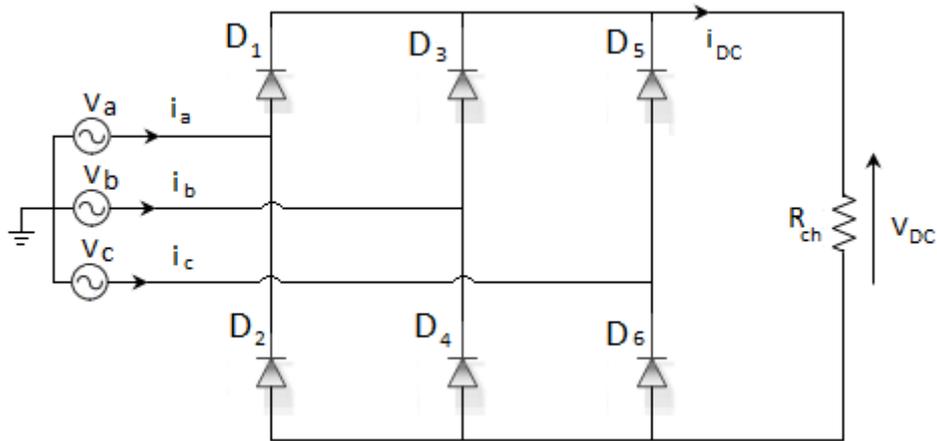


Figure II.4: Redresseur triphasé à pont de diodes

A noter que les tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  sont des tensions simples mesurées entre phase et neutre et de valeur efficace  $V$ .

La conduction des diodes est assurée par les fonctions Max et Min, ainsi :

- Parmi les diodes  $D_1$ ,  $D_3$  et  $D_5$  assurant l'allée du courant  $i_{DC}$ , conduit celle qui a sur son anode la tension la plus positive.

- Parmi les diodes  $D_2$ ,  $D_4$  et  $D_6$  assurant le retour du courant  $i_{DC}$ , conduit celle qui a sur sa cathode la tension la plus négative.

Supposons que nous avons le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V \sin(\omega_e t) \\ V_b = \sqrt{2}V \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [Dok-15] :

$$V_{DC}(t) = \text{Max}[V_a(t) \quad V_b(t) \quad V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t) \quad V_b(t) \quad V_c(t)] \quad (\text{II.55})$$

Posons  $T = \frac{2\pi}{\omega_e}$ , la période de ces tensions.

- Entre 0 et  $\frac{T}{12}$ , la tension  $V_c$  est maximale et la tension  $V_b$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_5$  et  $D_4$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{cb}$  entre la phase 'c' et 'b'.
- Entre  $\frac{T}{12}$  et  $\frac{T}{4}$ , la tension  $V_a$  est maximale et la tension  $V_b$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_1$  et  $D_4$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{ab}$  entre la phase 'a' et 'b'.
- Entre  $\frac{T}{4}$  et  $\frac{5T}{12}$ , la tension  $V_a$  est maximale et la tension  $V_c$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_1$  et  $D_6$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{ac}$  entre la phase 'a' et 'c'.
- Entre  $\frac{5T}{12}$  et  $\frac{7T}{12}$ , la tension  $V_b$  est maximale et la tension  $V_c$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_3$  et  $D_6$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{bc}$  entre la phase 'b' et 'c'.
- Entre  $\frac{7T}{12}$  et  $\frac{9T}{12}$ , la tension  $V_b$  est maximale et la tension  $V_a$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_3$  et  $D_2$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{ba}$  entre la phase 'b' et 'a'.
- Entre  $\frac{9T}{12}$  et  $\frac{11T}{12}$ , la tension  $V_c$  est maximale et la tension  $V_a$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_5$  et  $D_2$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{ca}$  entre la phase 'c' et 'a'.
- Entre  $\frac{11T}{12}$  et  $T$ , la tension  $V_c$  est maximale et la tension  $V_b$  est minimale. Par conséquent les diodes  $D_5$  et  $D_4$  conduisent donc et la tension de sortie  $V_{DC}$  vaut la tension composée  $U_{cb}$  entre la phase 'c' et 'b'.

Résumons les valeurs de la tension de sortie en fonction des diodes qui conduisent dans le tableau suivant (Tableau II.1):

Couple de diodes	$D_1$ et $D_4$	$D_1$ et $D_6$	$D_3$ et $D_6$	$D_3$ et $D_2$	$D_5$ et $D_2$	$D_5$ et $D_4$
Tension de sortie $V_{DC}$	$U_{ab}$	$U_{ac}$	$U_{bc}$	$U_{ba}$	$U_{ca}$	$U_{cb}$

Tableau II.1 : Valeurs de la tension de sortie par rapport aux conductions des diodes

La tension de sortie est constituée de portions de sinusoides de valeur efficace  $V\sqrt{3}$ . La tension de sortie est périodique de période  $\frac{\pi}{3}$ . Calculons, par exemple, la valeur moyenne lorsque les diodes  $D_1$  et  $D_6$  conduisent.

La valeur moyenne de la tension de sortie est alors :

$$V_{smoy}(t) = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{3}\right)} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} U_{ac}(t) dt = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{3}\right)} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V\sqrt{3}\sqrt{2}\cos(\omega_e t) dt = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \cos(\omega_e t) dt = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \cdot 2\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.56})$$

Finalement :

$$V_{smoy}(t) = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \quad (\text{II.57})$$

Les conductions des diodes et les valeurs des courants courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont résumées ainsi :

- Lorsque la diode  $D_1$  conduit, la source de courant  $i_a=i_0$
- Lorsque la diode  $D_2$  conduit, la source de courant  $i_a=-i_0$
- Lorsque la diode  $D_3$  conduit, la source de courant  $i_b=i_0$
- Lorsque la diode  $D_4$  conduit, la source de courant  $i_b=-i_0$
- Lorsque la diode  $D_5$  conduit, la source de courant  $i_c=i_0$
- Lorsque la diode  $D_6$  conduit, la source de courant  $i_c=-i_0$

La réponse à ce type de redresseur avec un système triphasé sinusoïdal équilibré est donc (voir figure II.5):

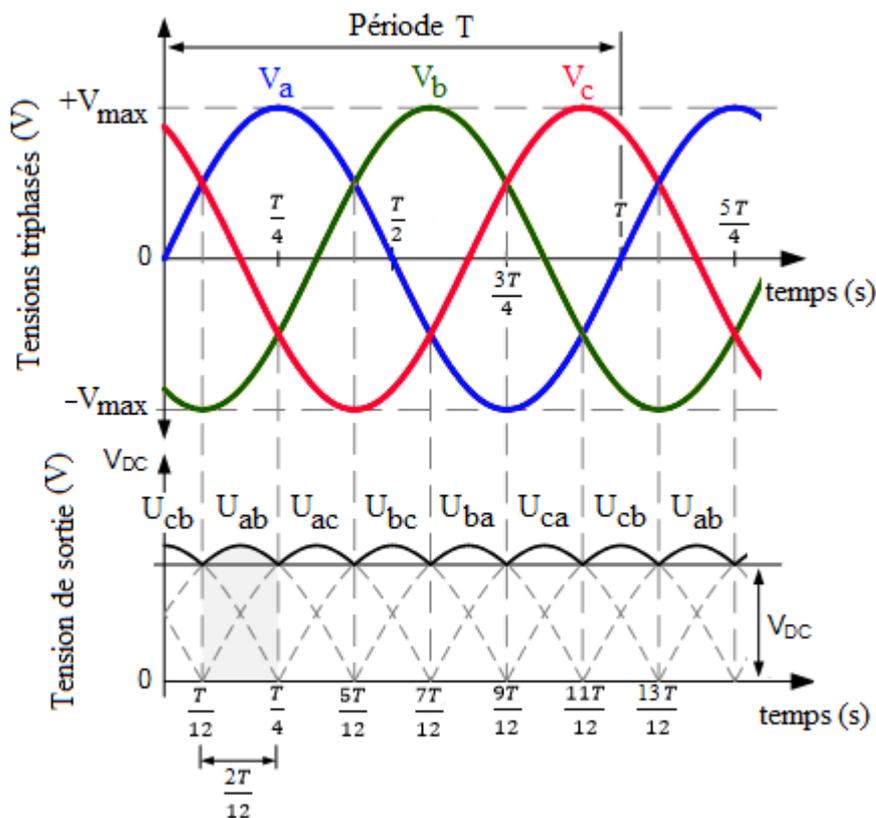


Figure II.5: Signaux des tensions électriques d'un redressement triphasé à pont de diodes

### II.3.2. Redresseur triphasé commandé

La figure suivante (figure II.6) montre la structure d'un redresseur de courant triphasé commandé. Dans cette structure, la source alternative triphasée associée au filtre  $RL$  se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, à la sortie on ajoute une capacité de filtrage pour rendre négligeable l'ondulation de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, tels que les *IGBT* [Kab-16].

La MLI permet de minimiser le nombre de commutation et de pouvoir contrôler facilement la tension du bus continu du redresseur, dans l'objectif d'atténuer et d'avoir le moins d'harmoniques, ainsi de réduire le taux de distorsion. Ce type de redresseur permet l'optimisation du facteur de puissance et d'obtenir une excellente valeur qui se rapproche de l'unitaire. Physiquement, ces avantages cités précédemment facilitent la réduction de dimensionnement du condensateur du bus continu, d'avoir un bon rendement et réduire la consommation d'énergie.

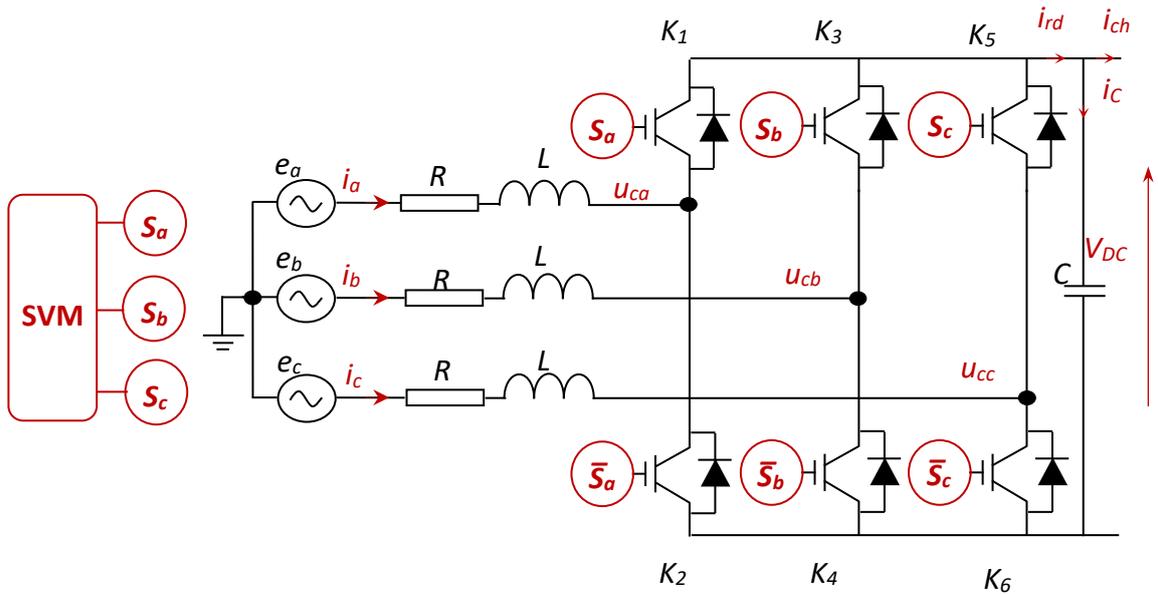


Figure II.6: Redresseur MLI de courant

### II.3.2.1. Principe de fonctionnement

Le redresseur MLI donné par la figure II.6 est constitué de six IGBT avec six diodes antiparallèles pour assurer la continuité du courant. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du redresseur montré dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ), comme ils sont définis ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1 & K_1 \text{ fermé and } K_2 \text{ ouvert} \\ 0 & K_1 \text{ ouvert and } K_2 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_b &= \begin{cases} 1 & K_3 \text{ fermé and } K_4 \text{ ouvert} \\ 0 & K_3 \text{ ouvert and } K_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1 & K_5 \text{ fermé and } K_6 \text{ ouvert} \\ 0 & K_5 \text{ ouvert and } K_6 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II.58}$$

Ainsi, le redresseur peut être représenté par huit états de commutation possibles (voir le Tableau II.2). Six vecteurs actifs ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  et  $V_6$ ) et deux nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ). L'angle entre deux vecteurs actifs adjacents est de  $\pi / 3$ . En même temps, les deux vecteurs nuls sont positionnés à l'origine du référentiel et appliquent une tension nulle à la charge.

### II.3.2.2. Présentation vectorielle

La présentation consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel biphasé qui sera obtenu après l'utilisation de la transformation  $(\alpha, \beta)$ . Le codage des commutations possibles des interrupteurs peut être effectué sur trois états  $(S_a, S_b, S_c)$ . Les commandes dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  sont données par le tableau II.2 qui permet de trouver, pour une combinaison des interrupteurs donnée, le vecteur obtenu dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  ceci donne l'hexagone de commutation de la figure II.7 :

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$u_{ca}$	$u_{cb}$	$u_{cc}$	$u_{\alpha}$	$u_{\beta}$	$V_i$
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}$	0	$V_1$
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}}$	$V_2$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}}$	$V_3$
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}$	0	$V_4$
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}}$	$V_5$
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}}$	$V_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7$

Tableau II.2: Calcul des vecteurs de tension

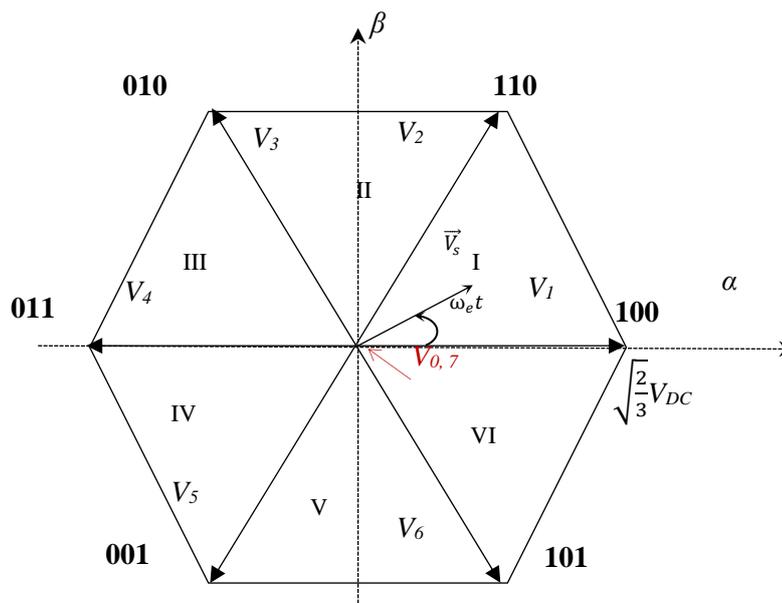


Figure II.7: Représentation de l'hexagone de commutation

### II.3.2.3. Modèle mathématique du redresseur MLI triphasé dans le repère triphasé

Les tensions de réseau sont :

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = E_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

avec :

$E_m$  : Amplitude des tensions du réseau,

$\omega_e$  : Pulsation électrique de réseau

L'équation de tension par phase du redresseur triphasé illustré dans la figure II.6 est donnée par [Kaz-02] :

$$\bar{e} = R\bar{i} + L\frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{u}_c \quad (\text{II.60})$$

avec :

$R$  : Résistance de ligne.

$L$  : Inductance de ligne.

$e$  : Tension au bord de la ligne.

$u_c$  : Tension d'entrée du redresseur.

Le courant redressé est donné par :

$$i_{rd} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Alors les équations des trois phases associées à la charge sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = e_a - u_{ca} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - u_{cb} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - u_{cc} - Ri_c \\ C \frac{dV_{DC}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{array} \right. \quad (\text{II.62})$$

où:

$(e_a, e_b, e_c)$ : Tensions triphasées du réseau ;

$(i_a, i_b, i_c)$ : Courants triphasés de ligne ;

$(u_{ca}, u_{cb}, u_{cc})$ : Tensions triphasées à l'entrée du redresseur ;

$(S_a, S_b, S_c)$ : Indiquent les états des interrupteurs.

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du redresseur. Les tensions simples ( $u_{ca}$ ,  $u_{cb}$ ,  $u_{cc}$ ) s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

En remplaçant l'expression (II.62) dans (II.63) on trouve :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{DC} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{DC} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{DC} - Ri_c \\ C \frac{dV_{DC}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

avec :

$$\begin{cases} u_{ca} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{DC} \\ u_{cb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{DC} \\ u_{cc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{DC} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

#### **II.3.2.4. Modèle dans le repère ( $\alpha$ , $\beta$ )**

Pour rendre le modèle du redresseur sous une forme plus simplifiée on utilise la théorie de transformation d'espace de vecteurs du système triphasé au système biphasé virtuel. Ce qui donne :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta \\ C \frac{dV_{DC}}{dt} = S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

avec:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E_m \begin{bmatrix} \cos \omega_e t \\ \sin \omega_e t \end{bmatrix} \quad (\text{I.67})$$

et :

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Les tensions à l'entrée du redresseur dans le référentiel  $(a.b.c)$  sont données par :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

En remplaçant (II.65) dans (II.68) on trouve :

$$\begin{cases} u_{c\alpha} = S_\alpha V_{DC} \\ u_{c\beta} = S_\beta V_{DC} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

avec:

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c), S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (\text{II.72})$$

### II.3.2.5. Modèle dans le repère (d, q)

Dans le repère tournant (d,q), le modèle transformé devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega_e i_q + e_d - u_{cd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega_e i_d + e_q - u_{cq} \\ C \frac{dV_{DC}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

La transformation du système biphasé (II.66) dans le repère (d,q) nécessite d'avoir les relations de transformation des tensions et des courants entre les deux repères :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

En remplaçant l'équation (II.71) dans (II.74), on trouve :

$$\begin{aligned} u_{cd} &= S_d V_{DC} \\ u_{cq} &= S_q V_{DC} \end{aligned} \quad (\text{II.75})$$

avec :

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos \omega_e t + S_\beta \sin \omega_e t \\ S_q &= S_\beta \cos \omega_e t - S_\alpha \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (\text{II.76})$$

Les tensions sont transformées par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

et :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

En remplaçant l'équation (II.67) dans (II.77), on obtient :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.79})$$

Les courants sont transformés par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

#### II.4. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur triphasé à deux niveaux est un convertisseur statique constitué de six interrupteurs  $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5,$  et  $K_6$  (six IGBT avec six diodes antiparallèles) formant les trois bras de d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Chaque deux interrupteurs du même bras forment une cellule de commutation. Cet onduleur triphasé permet, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Pour assurer la continuité des courants alternatifs triphasés et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs doivent être contrôlés de manière complémentaire. Il joue un rôle très important dans la commande des moteurs électriques, particulièrement le MAS. La figure II.8 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'un MAS [Dos-14].

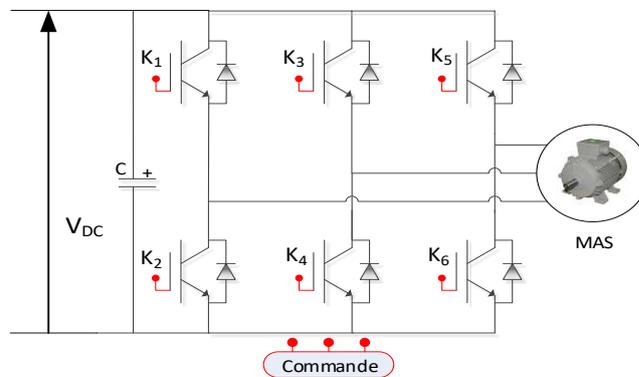


Figure II.8 : Représentation structurelle d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant un MAS

Si on considère que les interrupteurs sont parfaits, l'onduleur de tension peut être simplifié et représenté comme sur la figure II.9 suivante :

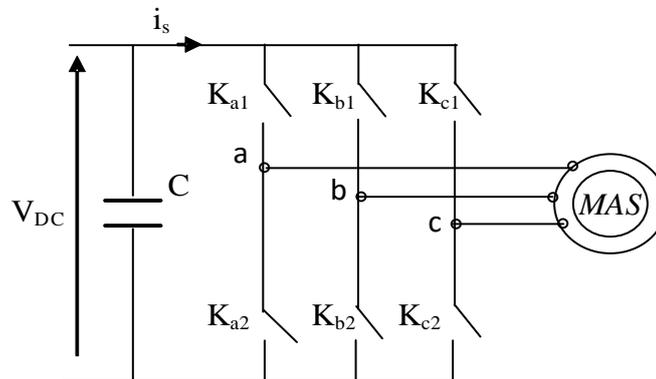


Figure II.9 : Schéma simplifié d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé se compose de trois bras identiques. Chaque semi-conducteur de puissance est représenté par un interrupteur parfait, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. L'interrupteur a deux position et peut être modélisé par une fonction logique décrivant l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 s'il est ouvert.

Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur  $K_{ij}$  est associé à une fonction de connexion  $S_{ij}$ , tel que :

$$S_{ij} \begin{cases} 1 \text{ si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.81})$$

Soit  $S_{ij}$  la fonction de connexion d'un interrupteur  $K_{ij}$  associée au bras  $i$  de cet onduleur, avec  $i = a, b, c$  indicateur de phase ;  $j=1, 2$  : position de l'interrupteur du bras  $i$

Les relations entre ces différentes fonctions s'expriment par :

$$\begin{cases} S_{a1} = 1 - S_{a2} \\ S_{b1} = 1 - S_{b2} \\ S_{c1} = 1 - S_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

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' et 'c' ainsi que leurs valeurs par rapport au point milieu (0). Cette relation matricielle est donnée comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.83})$$

Les potentiels des nœuds 'a', 'b' et 'c' de l'onduleur par rapport au point  $N(0)$  sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{a0} = S_{a1} V_{DC} \\ V_{b0} = S_{b1} V_{DC} \\ V_{c0} = S_{c1} V_{DC} \end{cases} \quad (\text{II.84})$$

Ainsi, l'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexions devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

En utilisant les fonctions de connexions, les tensions composées de l'onduleur sont exprimées de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = (S_{a1} - S_{b1}) V_{DC} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = (S_{b1} - S_{c1}) V_{DC} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = (S_{c1} - S_{a1}) V_{DC} \end{cases} \quad (\text{II.86})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{b0} = V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{c0} = V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.87})$$

Ainsi, l'expression sous forme matricielle des tensions composées de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexions devient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.88})$$

avec :

$$S_{a1} = S_a, S_{b1} = S_b, S_{c1} = S_c$$

Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation :

$$i_s = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (\text{II.89})$$

avec :

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0 \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.90})$$

## **II.5. Stratégies de 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 du MAS. La stratégie de commande 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 du moteur des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la forme 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 [Hen-10], [Sing-17] :

- 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.

### **II.5.1. Stratégie de commande MLI sinus-triangulaire**

La MLI sert à imposer aux bornes du moteur des créneaux de tensions, de manière à ce que, le fondamental de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale.

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale ; de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $V_r$  avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire ; de fréquence  $f_p$  et d'amplitude  $V_p$  d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [Benzaz-14], [Sing-17].

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs. (Voir la figure II.10).

Deux paramètres caractérisent cette commande:

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence :  $m = \frac{f_p}{f_r}$ . L'augmentation de cet indice rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et par conséquent, facilite le filtrage.
- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:  $r = \frac{V_r}{V_p}$ . En modifiant ce taux, on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

Le schéma de principe de la stratégie de commande MLI sinus-triangulaire est illustré sur la figure II.10 :

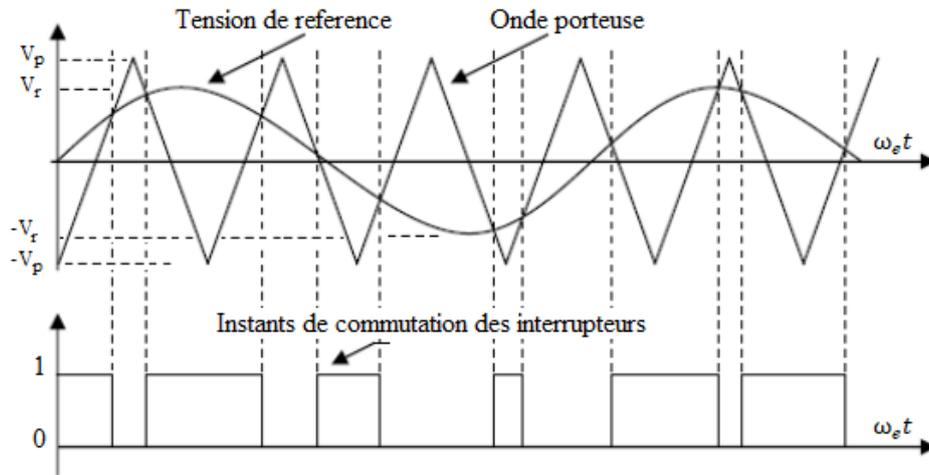


Figure II.10 : Principe de la stratégie de commande sinus-triangulaire

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

Ces tensions de référence sont des signaux sinusoïdaux d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$  et ils sont donnés en triphasé comme suit :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_{rm} \sin \omega_e t \\ V_{rb} = V_{rm} \sin \left( \omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rc} = V_{rm} \sin \left( \omega_e t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.91})$$

La porteuse la plus adaptée à un onduleur triphasé à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, représentée par un signal triangulaire de fréquence  $f_p$  et de valeur de crête  $V_p$ . Elle est définie par les équations suivantes :

$$x(t) = \begin{cases} x_1(t) = \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ x_2(t) = -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.92})$$

La commande MLI sinus triangle résulte de la comparaison de la porteuse des trois composantes avec leur tension de référence pour déterminer les états d'ouverture et de fermeture  $S_a$ ,  $S_b$ , et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ses états sont donnés par l'équation suivante (II.93):

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.93})$$

### II.5.2. Modulation vectorielle de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence [Kumar-10], [Sing-17]. Cette stratégie de commande MLI suit les principes suivants :

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers  $T$  appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On pose  $V_{DC}=E$ . On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires  $K_{a1}$  et  $K_{a2}$ ,  $K_{b1}$  et  $K_{b2}$ ,  $K_{c1}$  et  $K_{c2}$  représentés par la figure II.11.

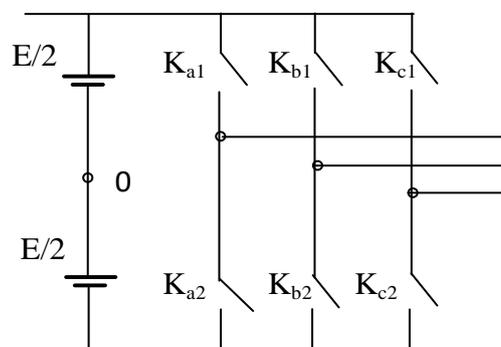


Figure II.11 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux

Le tableau II.3 indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  la valeur de leur composantes de Concordia  $V_{sa}$  et  $V_{s\beta}$  ainsi que le vecteur de référence  $\vec{V}_s$  représentatif de ces états. Deux de ces vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à  $E\sqrt{2/3}$  sachant que  $V_{DC}=E$ .

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_{sa}$	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_i$
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau II.3 : représentation et calcul des vecteurs de tensions

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs constituant le convertisseur donne huit ( $2^3$ ) combinaisons possibles dont six états actifs non nuls et deux restants des états de commutation nuls figure I.12.

Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante :

$$\vec{V}_i = \begin{cases} \sqrt{2/3} E e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & i = 1, \dots, 6 \\ 0 & i = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{II.94})$$

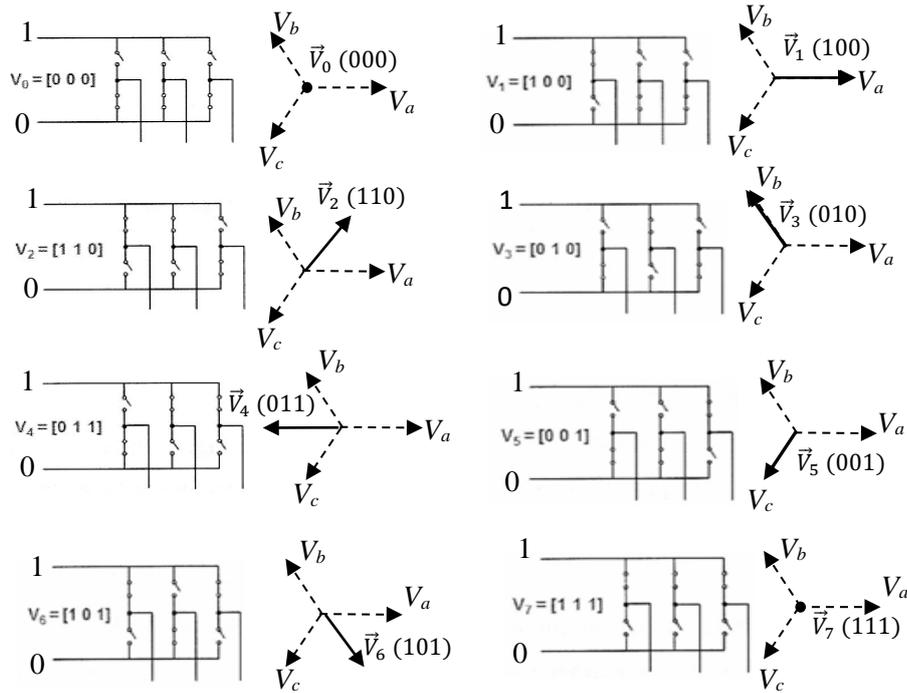


Figure II.12 : Schématisation des huit différents états de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et du vecteur tension  $\vec{V}_s$

Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\pi/3$  (figure II.13). Chacun des couples de vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  ( $i=1,\dots,5$ ) définit les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation  $\vec{V}_{i+1}$  correspond au vecteur  $\vec{V}_1$ ).

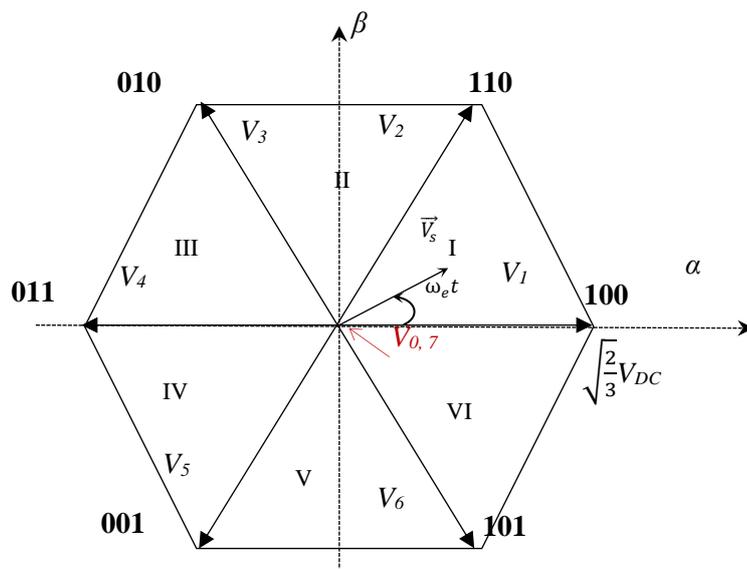


Figure II.13 : Représentation du polygone de commutation

On peut définir un vecteur  $\vec{V}_s$  dont les coordonnées sont les composantes de Concordia  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ , du système triphasé de tensions  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  qu'on désire obtenir en sortie. Si :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \frac{E}{2} \cos \omega_e t \\ V_{sb} = r \frac{E}{2} \cos \left( \omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{sc} = r \frac{E}{2} \cos \left( \omega_e t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.95})$$

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cos \omega_e t \\ V_{s\beta} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \sin \omega_e t \end{cases} \quad (\text{II.96})$$

Le vecteur  $\vec{V}_s$  est un vecteur d'amplitude égale à  $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2}$ , tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur  $\vec{V}_s$  peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  ( $i=1,..5$ ) qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de  $\vec{V}_s$  peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref des deux états des interrupteurs correspondants aux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$ . Pour déterminer le secteur, on applique l'algorithme suivant [Hen-10] :

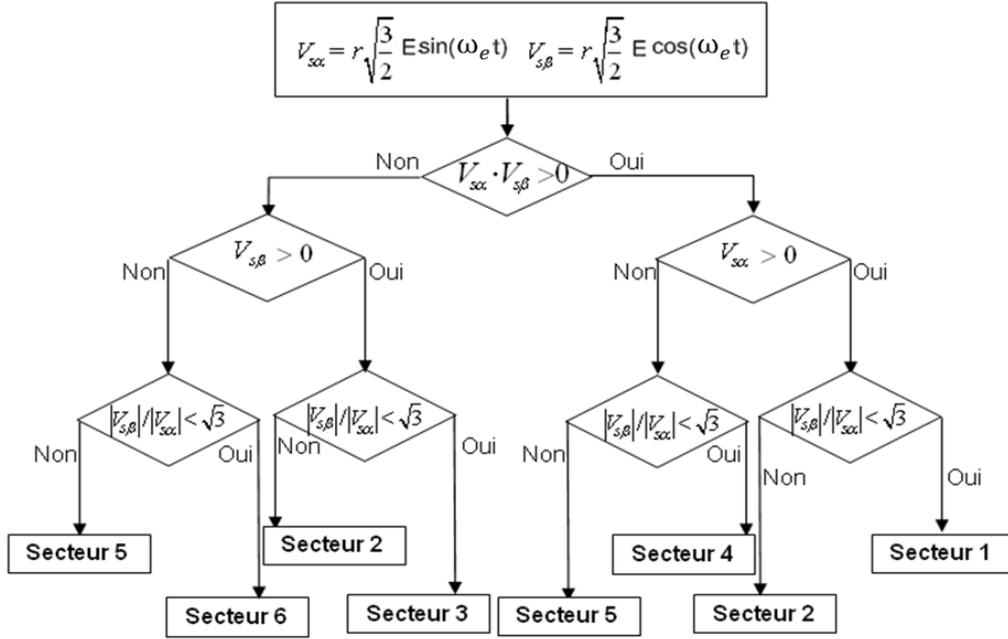


Figure II.14 : Algorithme de détection des secteurs

D'une manière générale le vecteur tension de contrôle est approché sur la période de modulation  $T$  par la génération d'un vecteur de tension  $\vec{V}_s$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  [Kaz-02].

$$\vec{V}_s = r \sqrt{\frac{3E}{2}} e^{j\theta} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$$

$$= \int_0^{T/2} V_0 dt + \int_{T/2}^{T/2+T_i} V_i dt + \int_{T/2+T_i}^{T/2+T_i+T_{i+1}} V_{i+1} dt + \int_{T/2+T_i+T_{i+1}}^{T/2} V_7 dt \quad (\text{II.97})$$

$$T_0 + T_i + T_{i+1} = \frac{T}{2} \quad (\text{II.98})$$

La décomposition de (II.97) sur les deux axes du plan  $(\alpha, \beta)$  est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{T}{2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ T_i \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{i+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] = \\ & \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.99}) \end{aligned}$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T}{2E} \begin{bmatrix} \sin(i\pi/3) & -\cos(i\pi/3) \\ -\sin((i-1)\pi/3) & \cos((i-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.100})$$

$T_0$ : Intervalle de temps alloué aux deux vecteurs  $V_0$  et  $V_7$

$T_i$ : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_i$

$T_{i+1}$ : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_{i+1}$

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondantes aux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  et du vecteur  $\vec{V}_0$  ou  $\vec{V}_7$  durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soit symétrique par rapport au milieu de la période de modulation (figure II.15).

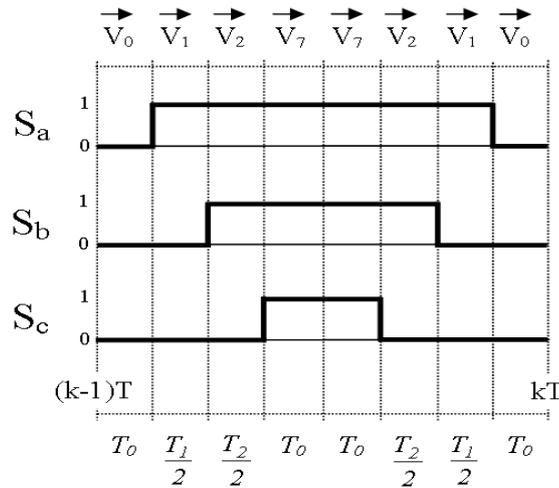


Figure II.15 : Etats des interrupteurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  dans le premier secteur de l'hexagone

La figure suivante (figure II.16) est une représentation vectorielle des vecteurs adjacents de tension ainsi le vecteur de référence  $\vec{V}_s$  dans le repère  $(\alpha, \beta)$ . On a pris comme exemple le vecteurs  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  dans le but de calculer les temps de commutation  $T_1$  et  $T_2$  du secteur  $I$ .

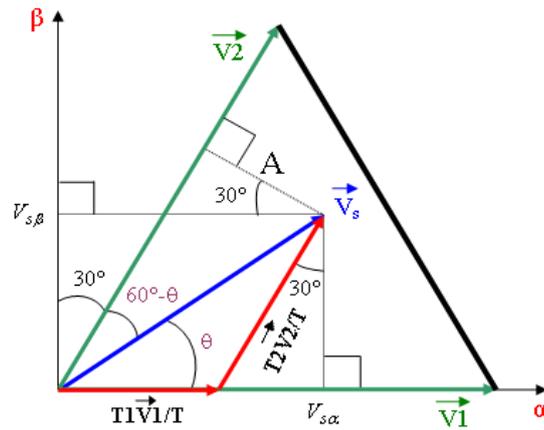


Figure II.16 : Calcul des temps de commutation  $T_1$  et  $T_2$  du premier secteur

D'après les relations vectorielles issues de la figure II.16 on a :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.101})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_s \cos \theta \\ V_{s\beta} = V_s \sin \theta \end{cases} \quad (\text{II.102})$$

On a aussi :

$$V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (\text{II.103})$$

La valeur du segment A peut être calculée de deux manières :

$$A = \frac{T_1 V_1}{T} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II.104})$$

d'où :

$$T_1 = \frac{V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T}{V_1 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = V_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (\text{II.105})$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} T_1 &= V_s \left( \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \sin(\theta) \right) \frac{2T}{\sqrt{2}E} \\ &= \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\alpha} - \frac{1}{2} V_{s\beta} \right) \frac{2T}{\sqrt{2}E} \end{aligned} \quad (\text{II.106})$$

d'où :

$$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T \quad (\text{II.107})$$

D'un autre côté, on a :

$$\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{s\beta}}{T_2 V_2} T \quad (\text{II.108})$$

d'où :

$$T_2 = V_{s\beta} \frac{T}{V_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = V_{s\beta} \frac{T}{\sqrt{\frac{2}{3}E} \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (\text{II.109})$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T \quad (\text{II.110})$$

En effectuant un calcul similaire pour chaque secteur, le temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone peut être obtenu. La figure II.17 donne la valeur de ces temps ainsi que l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  et du vecteur  $\vec{V}_0$  ou  $\vec{V}_7$  durant la période de modulation.

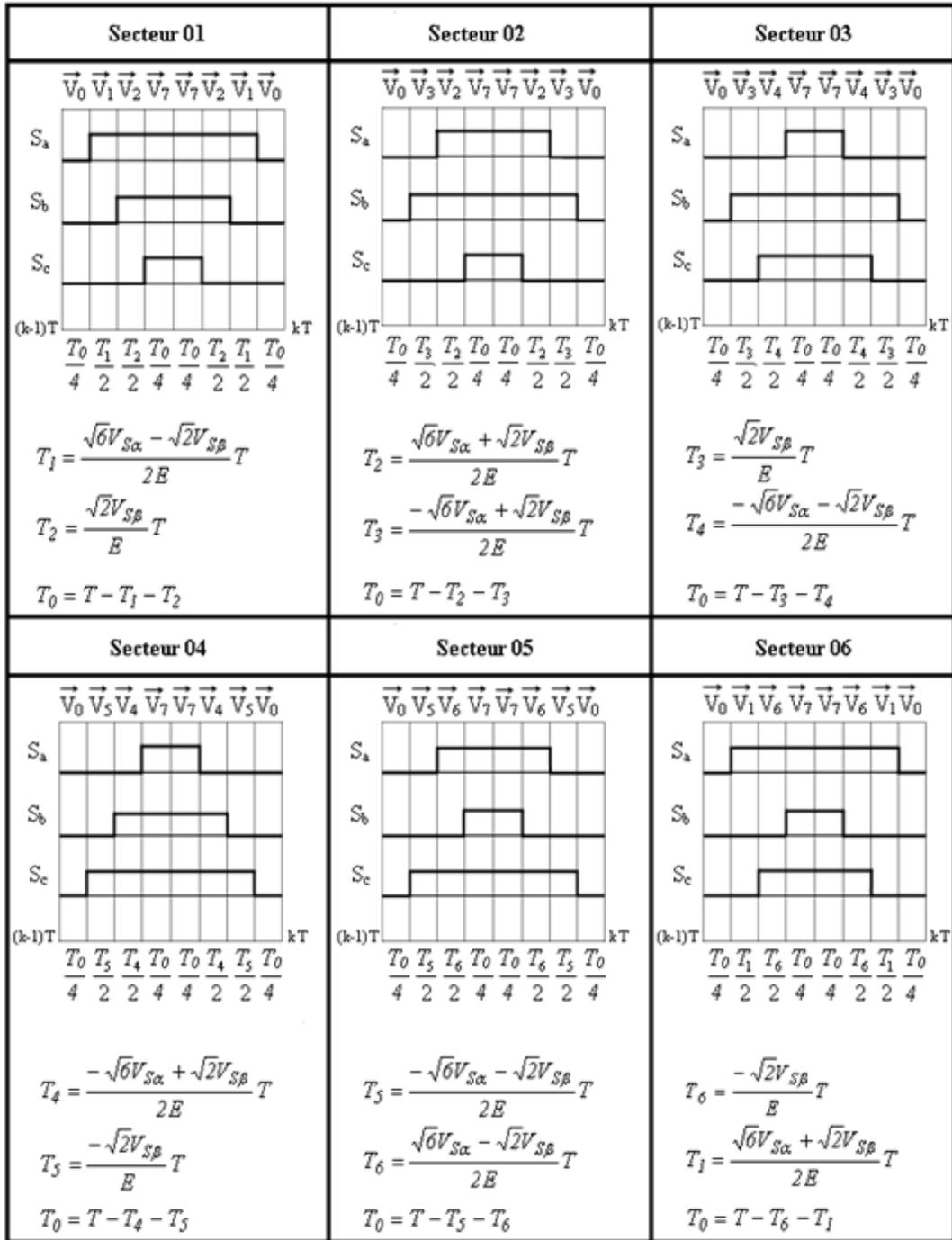


Figure II.17 : Description des séquences de conduction des interrupteurs

Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivantes [Far-10]:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T \\ Y = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T \\ Z = -\frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T \end{cases} \quad (\text{II.111})$$

Les durées  $T_i$  et  $T_{i+1}$  d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  sont résumés sur le tableau suivant (Tableau II.4) [Far-10].

Secteur	1	2	3	4	5	6
$T_i$	$-Z$	$Y$	$X$	$Z$	$-Y$	$-X$
$T_{i+1}$	$X$	$Z$	$-Y$	$-X$	$-Z$	$Y$

Tableau II.4 : calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

A partir de la figure II.17, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T$  dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau I.5 suivant.

Ainsi les impulsions de commutation pour les six interrupteurs des trois phases 'a', 'b' et 'c' pour chaque secteur sont résumés dans le tableau suivant (Tableau (II.5)) :

Secteur	Interrupteurs du haut	Interrupteurs du bas
1	$S_{a1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b1} = T_2 + T_0/2$ $S_{c1} = T_0/2$	$S_{a2} = T_0/2$ $S_{b2} = T_1 + T_0/2$ $S_{c2} = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_{a1} = T_1 + T_0/2$ $S_{b1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c1} = T_0/2$	$S_{a2} = T_2 + T_0/2$ $S_{b2} = T_0/2$ $S_{c2} = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_{a1} = T_0/2$ $S_{b1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c1} = T_2 + T_0/2$	$S_{a2} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b2} = T_0/2$ $S_{c2} = T_1 + T_0/2$
4	$S_{a1} = T_0/2$ $S_{b1} = T_1 + T_0/2$ $S_{c1} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_{a2} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b2} = T_2 + T_0/2$ $S_{c2} = T_0/2$
5	$S_{a1} = T_2 + T_0/2$ $S_{b1} = T_0/2$ $S_{c1} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_{a2} = T_1 + T_0/2$ $S_{b2} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c2} = T_0/2$
6	$S_{a1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b1} = T_0/2$ $S_{c1} = T_1 + T_0/2$	$S_{a2} = T_0/2$ $S_{b2} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{c2} = T_2 + T_0/2$

Tableau II.5 : Impulsions de commutation des interrupteurs en fonction du secteur

### II.5.3. Avantages de la modulation vectorielle

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI-ST sont comme suit [Hen-10], [Sing-17]:

- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI-ST.
- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ( $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ ), il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les stratégies de commande vectorielle avancées des moteurs à courant alternatif [Benzaz-14].

## II.6. Résultats de simulations

### II.6.1. Résultats de simulation du MAS alimenté par réseau triphasé

Le MAS étudié est couplé en triangle et alimenté directement par un réseau triphasé de 380V. le moteur tourne en charge à partir de  $t=1s$  avec un couple de charge appliqué  $C_r$  de 20N.m. Nous visualisons les courbes des courants statoriques, du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse mécanique. A noter que les paramètres du moteur sont donnés en Annexe A.

Les résultats de simulation sont représentés par la figures suivantes :

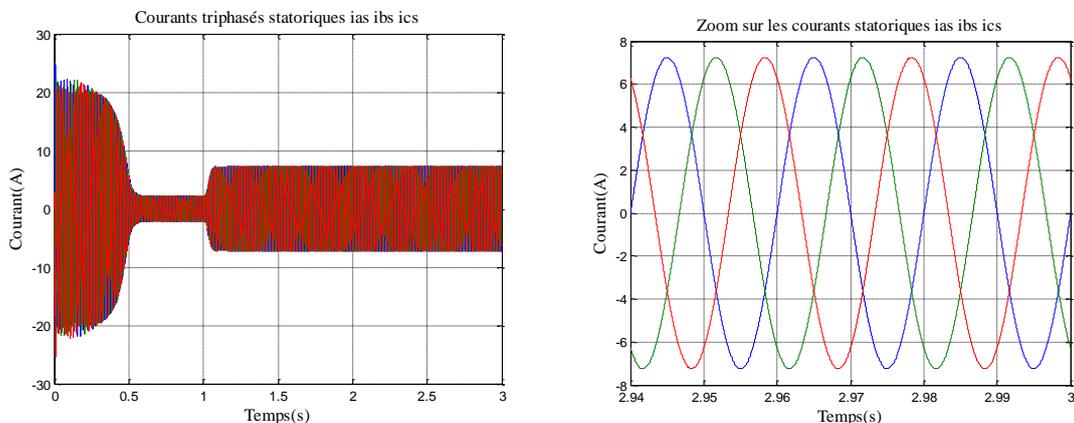


Figure II.18 : Courbes des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ) du MAS

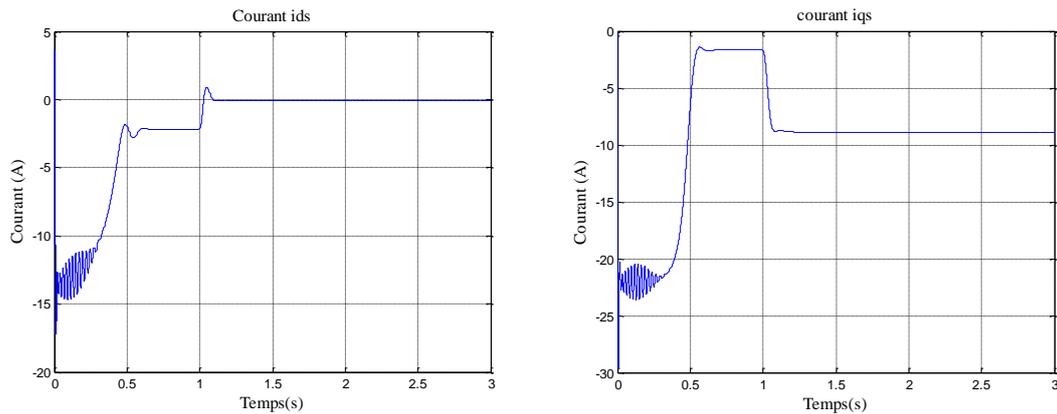


Figure II.19 : Courbes des courants statoriques ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) du MAS

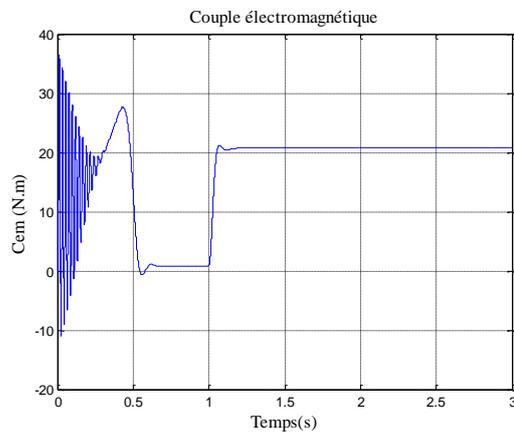


Figure II.20 : Courbe du couple électromagnétique du MAS

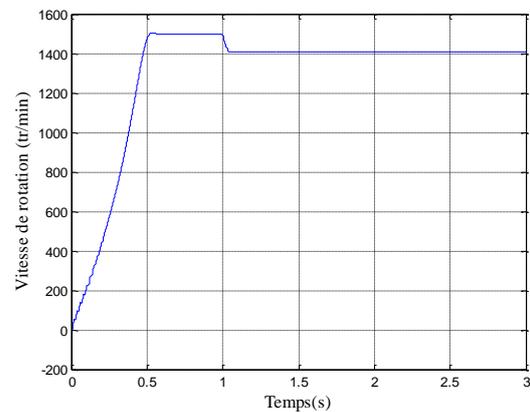


Figure II.21 : Courbe de la vitesse de rotation du MAS

### II.6.2. Résultats de simulation de l'association MAS à un convertisseur statique commandé par la stratégie de commande MLI Sinus-triangulaire

Nous gardons les mêmes paramètres et du moteur et de simulation à l'exception que cette fois le MAS étudié est couplé en triangle et alimenté par un convertisseur statique. La stratégie de commande utilisée est la MLI sinus-triangulaire pour un indice de modulation et un taux de modulation respectivement  $m=24$  et  $r=0.8$ . Dans les mêmes conditions de fonctionnements précédentes, le moteur tourne en charge à partir de  $t=1$ s avec un couple de charge appliqué  $C_r$  de 20N.m. Nous visualisons les courbes des courants statoriques, du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse mécanique.

Les résultats de simulation sont représentés par la figures suivantes :

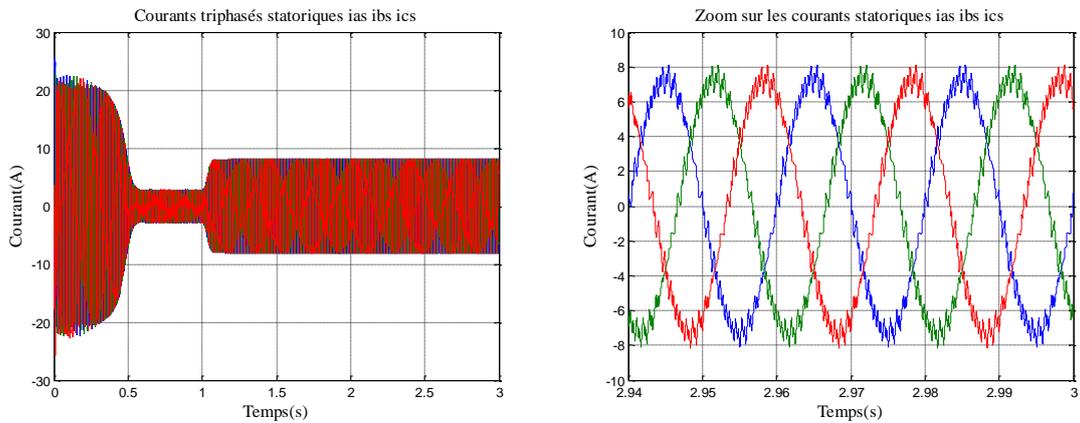


Figure II.22 : Courbes des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ) du MAS

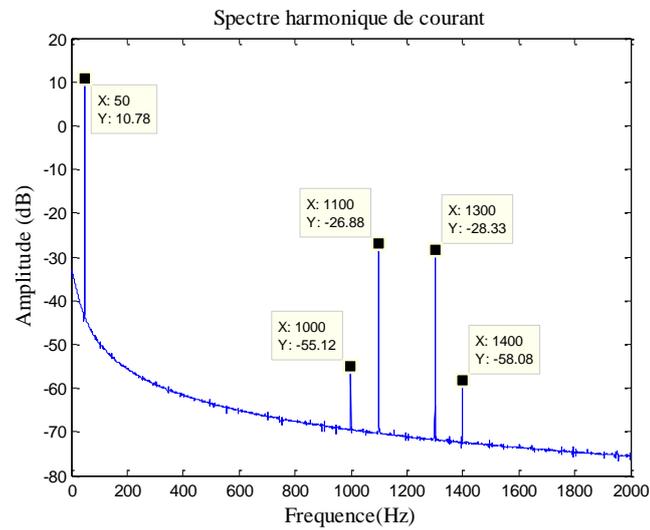


Figure II.23 : Spectre correspondant au courant statorique (stratégie de commande MLI-ST)

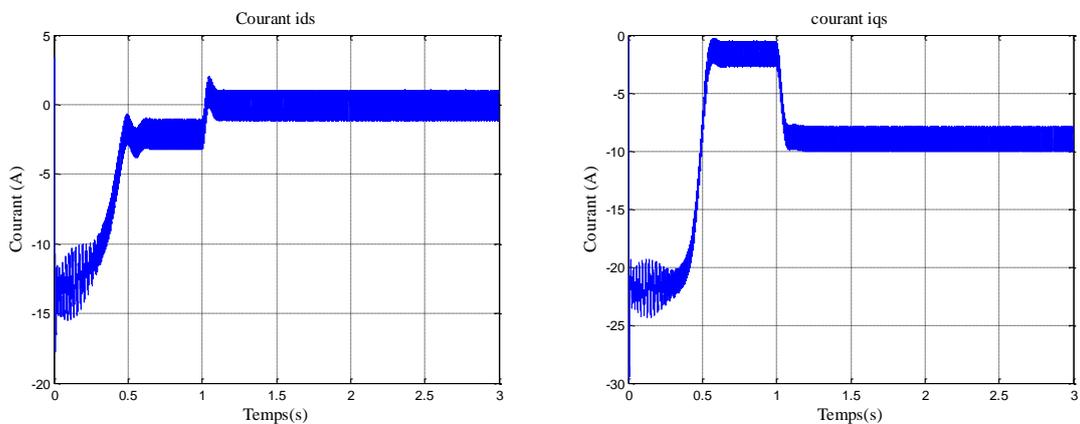


Figure II.24 : Courbes des courants statoriques ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) du MAS

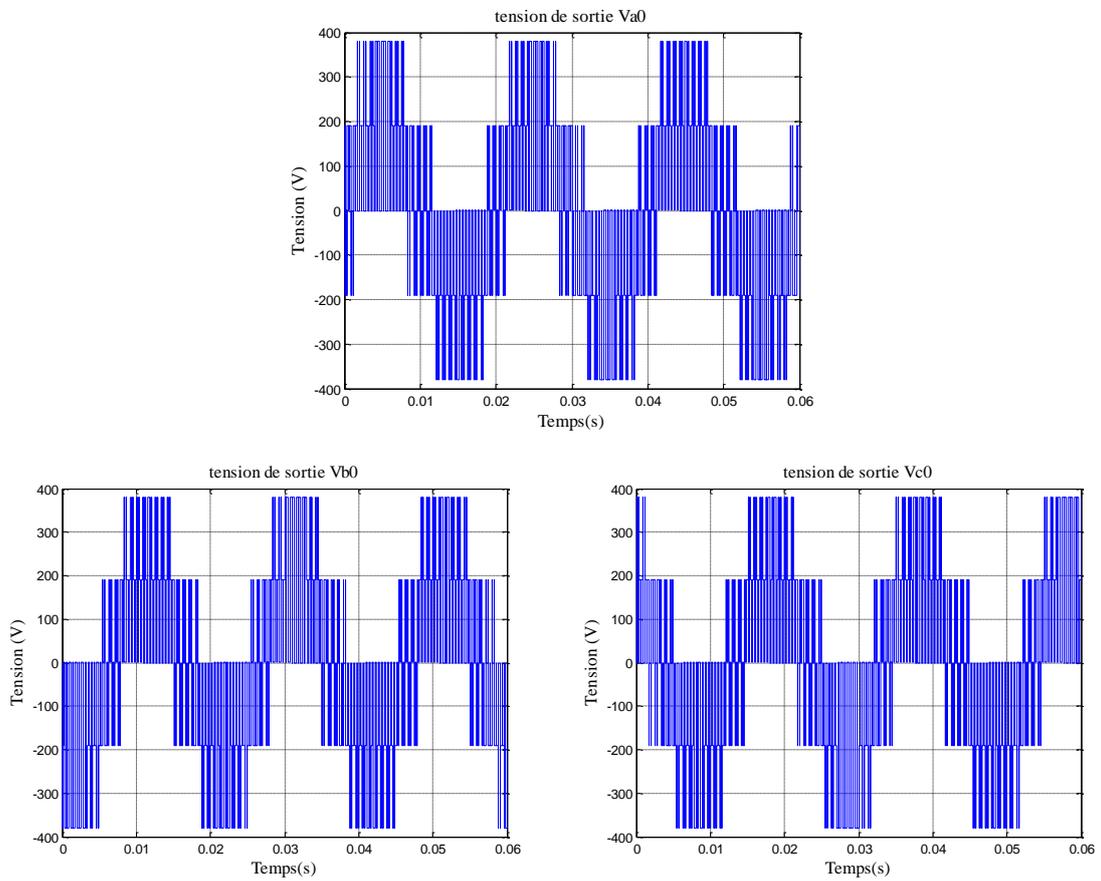


Figure II.25 : Courbes des tensions de sortie d'onduleur triphasé ( $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$ ,  $V_{c0}$ ) commandé par la stratégie de commande MLI-ST

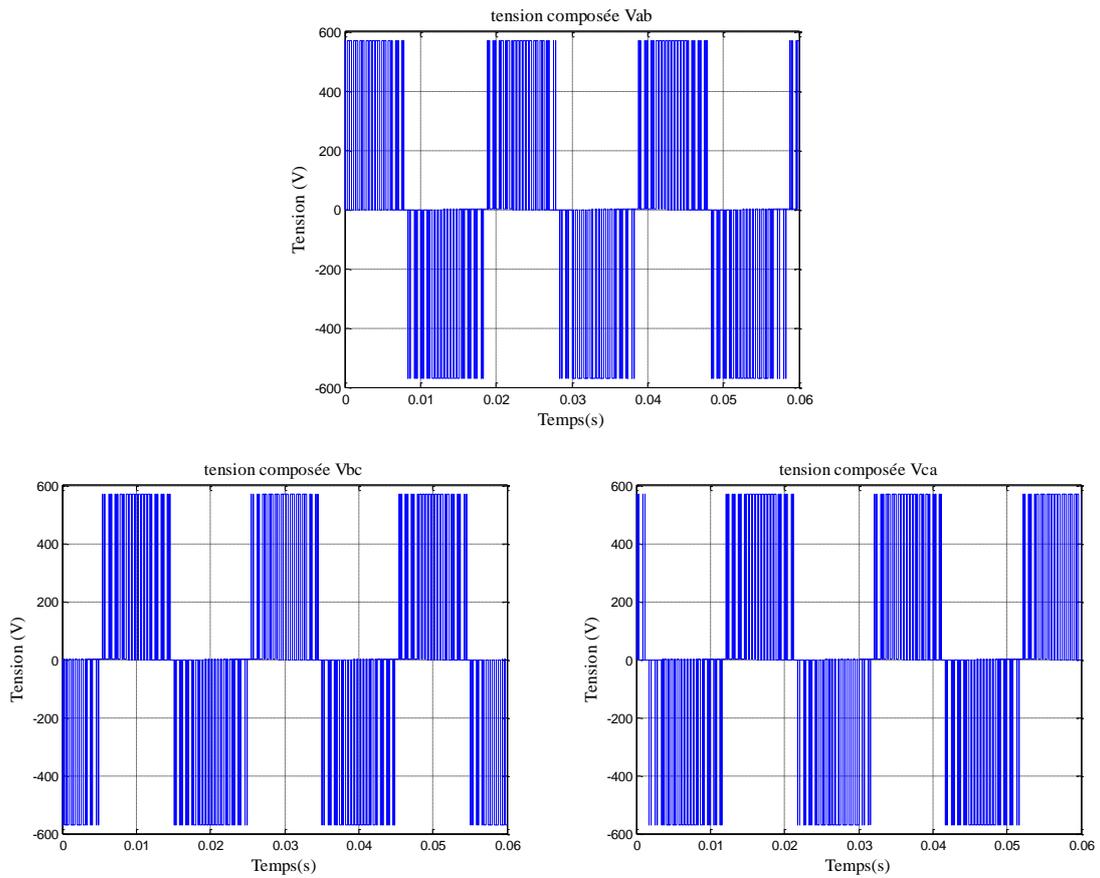


Figure II.26 : Courbes des tensions composées triphasées ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ ) de l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de commande MLI-ST

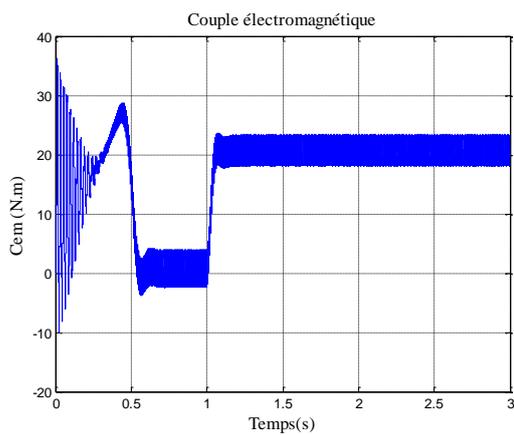


Figure II.27 : Courbe du couple électromagnétique du MAS

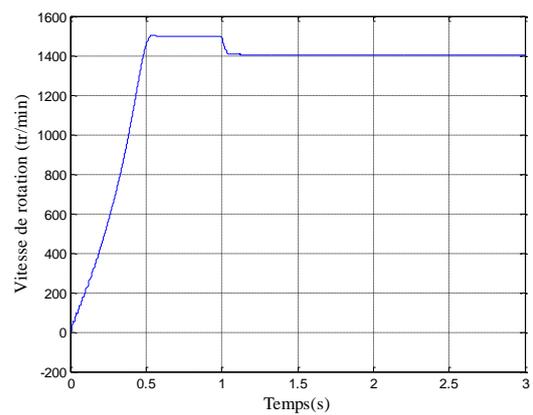


Figure II.28 : Courbe de la vitesse de rotation du MAS

### II.6.3. Résultats de simulation de l'association MAS à un convertisseur statique commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle

Nous gardons les mêmes paramètres et du moteur et de simulation et de même, le MAS étudié est couplé en triangle et alimenté par un convertisseur statique. Cette fois, la stratégie de commande utilisée est la MLI vectorielle. Dans les mêmes conditions de fonctionnements précédentes, le moteur tourne en charge à partir de  $t=1s$  avec un couple de charge appliqué  $C_r$  de 20N.m. Nous visualisons les courbes des courants statoriques, du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse mécanique.

Les résultats de simulation sont représentés par la figures suivantes :

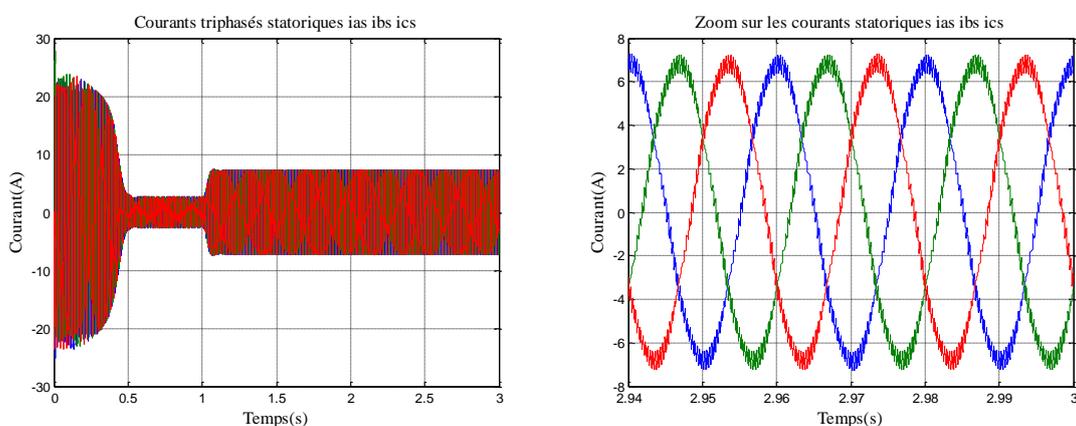


Figure II.29 : Courbes des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ) du MAS

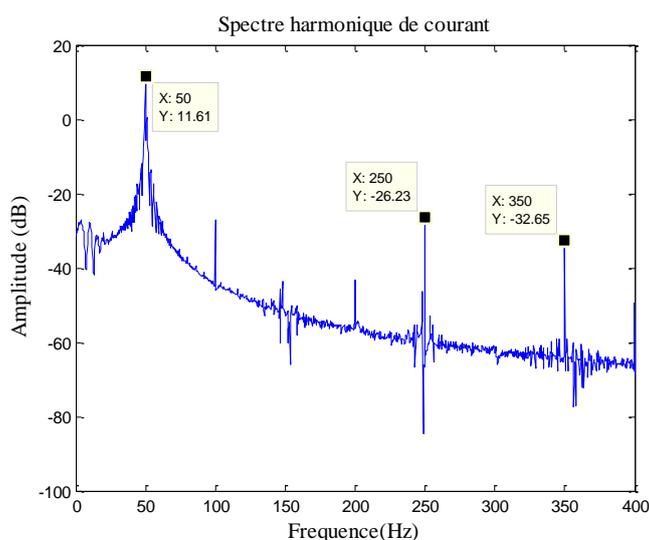


Figure II.30 : Spectre correspondant au courant statorique (stratégie de commande MLI-Vectorielle)

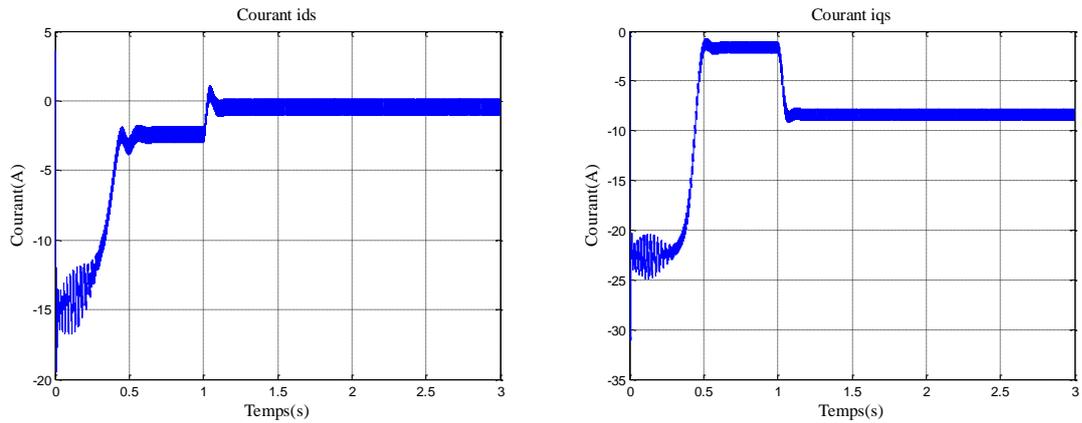


Figure II.31 : Courbes des courants statoriques ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) du MAS

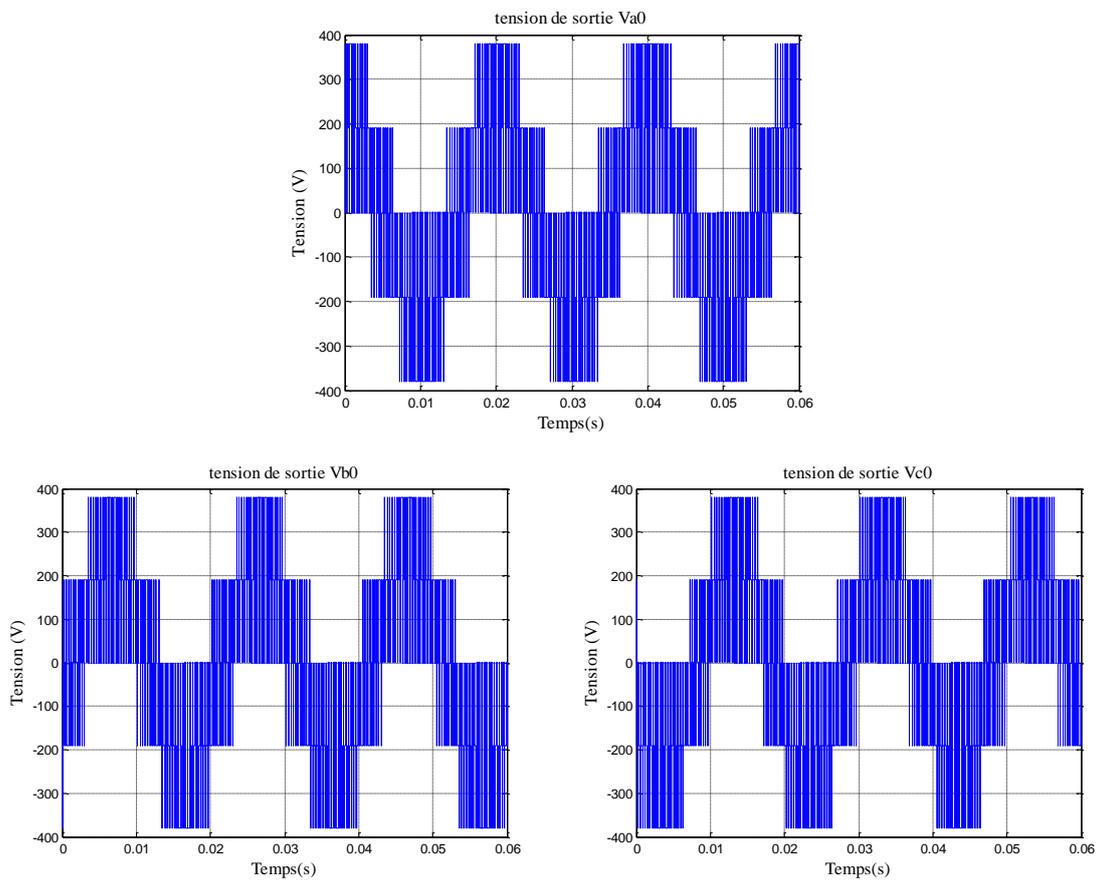


Figure II.32 : Courbes des tensions de sortie d'onduleur triphasé ( $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$ ,  $V_{c0}$ ) commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle

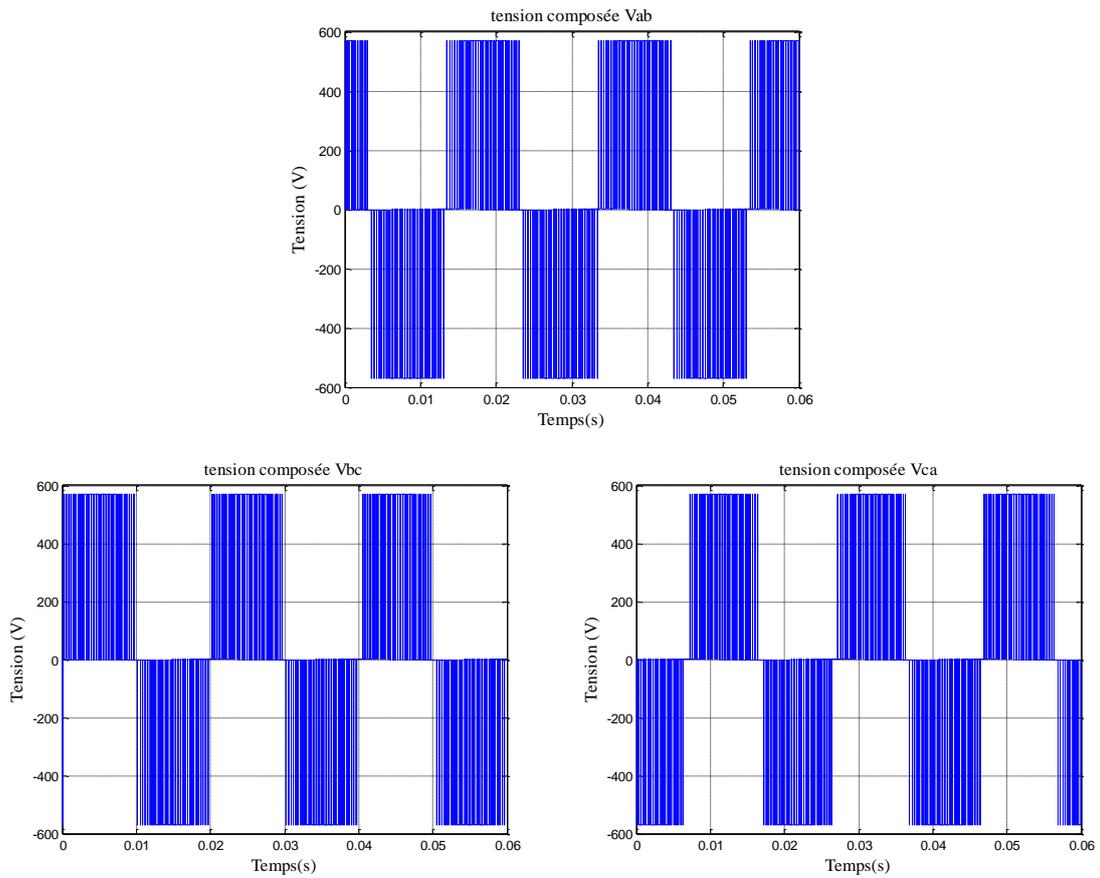


Figure II.33 : Courbes des tensions composées triphasées ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ ) de l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de commande MLI Vectorielle

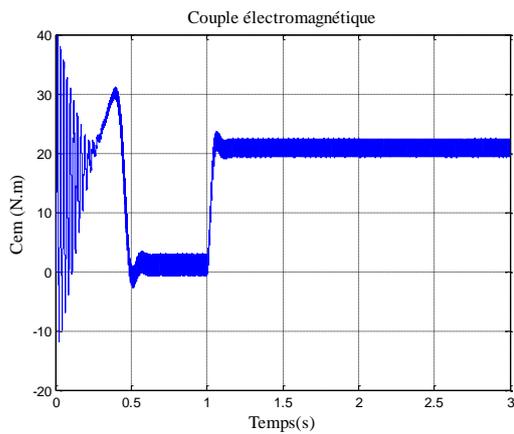


Figure II.34 : Courbe du couple électromagnétique du MAS

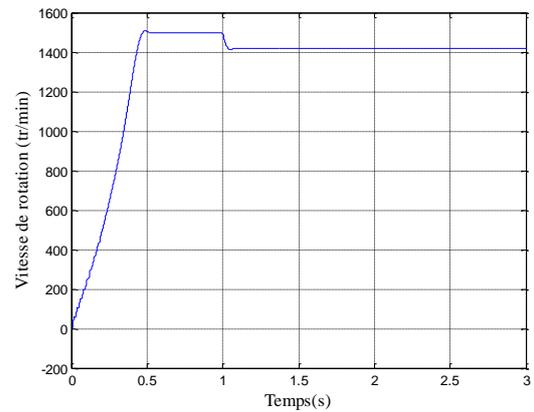


Figure II.35 : Courbe de la vitesse de rotation du MAS

#### **II.6.4. Interprétation des résultats**

- Pour  $0 < t < 1s$  :

Lors de démarrage à vide, on constate un fort appel du courant pouvant être à l'origine de la destruction du MAS par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Le temps de réponse est de 0.4s avant d'entamer le régime permanent. et engendrer une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire avec 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.

- Pour  $t > 1s$  :

En deuxième étape, une perturbation de couple  $C_r = 20$  Nm, est appliquée à l'arbre du moteur (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 augmente pendant un laps de temps puis 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 du moteur.

Nous remarquons aussi que la tension composée relevée est bornée par deux tensions  $E = +570V$  et  $E = -570V$  (figure II.33). Tandis que la tension simple (figure II.32) est limitée par  $E = +380$  V et  $E = -380$  V et possède trois niveaux de tension  $0V$ ,  $1/3 V_{DC}$  (190 V) et  $2/3 V_{DC}$  (380V). A noter que les valeurs maximales tracées sur ces figures des tensions triphasées représentent les valeurs de l'amplitude de ces signaux ; en tenant compte que la valeur efficace d'une tension est égale à la valeur de l'amplitude du signal divisée par  $\sqrt{2}$ .

#### **II.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modulation du MAS alimenté 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 ce moteur. Ceci entraîne une

facilité de résolution et de simulation du système d'équations du MAS. Nous avons présenté la modélisation du convertisseur statique alimentant ce moteur (l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux, ainsi que le redresseur triphasé). Nous avons étudié deux stratégies de commande MLI : la stratégie de commande sinus-triangulaire et la stratégie de commande vectorielle.

Dans la seconde partie de ce chapitre, Nous avons étudié le comportement de notre système d'entraînement électrique à travers une simulation de l'association MAS - convertisseur statique en utilisant les stratégies de commandes MLI sinus triangle puis la commande MLI vectorielle.

La stratégie de commande MLI vectorielle permet d'obtenir des signaux courants, tensions, flux et vitesse qui présentent moins d'harmoniques et de distorsion, moins de perturbation et de fluctuation en comparaison avec la MLI sinus-triangulaire. Le couple électromagnétique comporte beaucoup moins d'ondulation et d'oscillation et la fluctuation est bien réduite. Autrement dit, une amélioration perceptible (réduction des harmoniques) dans la tension de sortie de l'onduleur et par conséquent une amélioration appréciable dans le comportement du moteur.

## **CHAPITRE III**

# **Simulation de l'entraînement électrique étudié sous défaut des convertisseurs statiques**

# *Chapitre III : Simulation de l'entraînement électrique étudié sous défaut des convertisseurs statiques*

## **III.1. Introduction**

Un système d'entraînement électrique (association MAS avec convertisseur statique) sous défaut de convertisseurs statiques est souvent soumis aux risques de perte partielle ou totale de son contrôle. En effet, un convertisseur statique à commande MLI est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts de court-circuit et de circuit ouvert d'IGBT dans l'onduleur et le redresseur ainsi que des défauts de bus continu.

La continuité et la qualité de service sont des descriptions très importantes et incontournables que doit avoir tout système d'entraînement électrique pour satisfaire les exigences industrielle ou autres. Ainsi que pour le bon fonctionnement du système, tout genre de défaut et de perturbation doit être neutralisée dès sa naissance dans les délais les plus envisageables, et cela pour éviter les gros endommagements et assurer le minimum de service. Afin de rendre ça réalisable, il est primordial de connaître la signature du défaut étudié.

La simulation est un moyen très répandu pour faire des études préliminaires et/ou comparatives aussi bien pour un fonctionnement sain que pour fonctionnement en présence de défaut. La simulation des défauts de convertisseurs statiques est une phase primordiale pour procéder au diagnostic de ces défauts au sein d'un entraînement électrique. Elle est d'un apport précieux dans le domaine de l'étude des défauts. Elle permet de restituer une image du fonctionnement du moteur de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir son comportement pour diverses conditions de fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous considérons la simulation des différents types de défauts de convertisseurs statiques (redresseur triphasé - bus continu - onduleur de tension triphasé à deux niveaux) faisant partie d'un entraînement électrique. Ces défauts sont principalement des défauts de court-circuit et de circuit ouvert d'IGBT et défaut de court-circuit du bus continu.

### **III.2. Énumération des défauts de convertisseurs statiques**

En se basant sur les études de statistiques sur les défauts de convertisseurs [Rash-14] [Yan-11], ces derniers sont essentiellement des défauts des composants de puissance et de la commande des interrupteurs semi-conducteurs. Ainsi les défauts d'IGBT peuvent être classés en deux types principaux : défaut de basse impédance dit défaut de court-circuit d'IGBT et un défaut de haute impédance dit défaut de circuit ouvert d'IGBT [Oh-15]. Le condensateur du bus continu peut lui aussi subir un défaut de court-circuit.

Il existe de multiple combinaison de défauts de circuit ouvert d'IGBT (CO), et de défauts de court-circuit d'IGBT (C-C), nous présenterons la simulation de l'essentiel de ces défauts de convertisseurs statiques étudiés comme suit:

- Défauts au niveau de l'onduleur triphasé à deux niveaux.
  - Défaut de court-circuit (C-C) d'un seul IGBT
  - Défaut de court-circuit (C-C) asymétrique
  - Défaut de circuit ouvert (CO) d'un seul IGBT
  - Défaut de circuit ouvert (CO) de deux IGBT
  - Défaut de circuit ouvert (CO) de l'ensemble des IGBT
- Défaut de court-circuit (C-C) au niveau de bus continu.
- Défaut de circuit ouvert (CO) d'IGBT au niveau du redresseur triphasé

Afin de simuler ces défauts d'IGBT nous agissons sur les signaux (impulsions) de la commande de l'IGBT supposé en défaut. La figure III.1 représente un schéma synoptique pour la création de défauts d'IGBT au niveau d'un convertisseur statique. Comme exemple, nous avons représenté la manière de procéder pour un défaut d'IGBT au niveau du premier bras du convertisseur statique. De la même manière, cela est valable pour le reste des IGBT et des différentes combinaisons des défauts. Dans notre travail, on s'intéresse beaucoup plus au défaut de circuit ouvert au niveau de l'IGBT qu'au défaut de court-circuit. Parce qu'en réalité, le système d'entraînement électrique continu à fonctionner lors d'un défaut de circuit ouvert. A l'inverse ; lors d'un défaut de court-circuit, les dispositifs de protection du système coupent rapidement, c'est-à-dire que l'isolation de ce type de défaut C-C se fait d'une manière instantanée. A noter que lors de la visualisation des signatures de ces défauts, le convertisseur statique alimente une charge résistive.

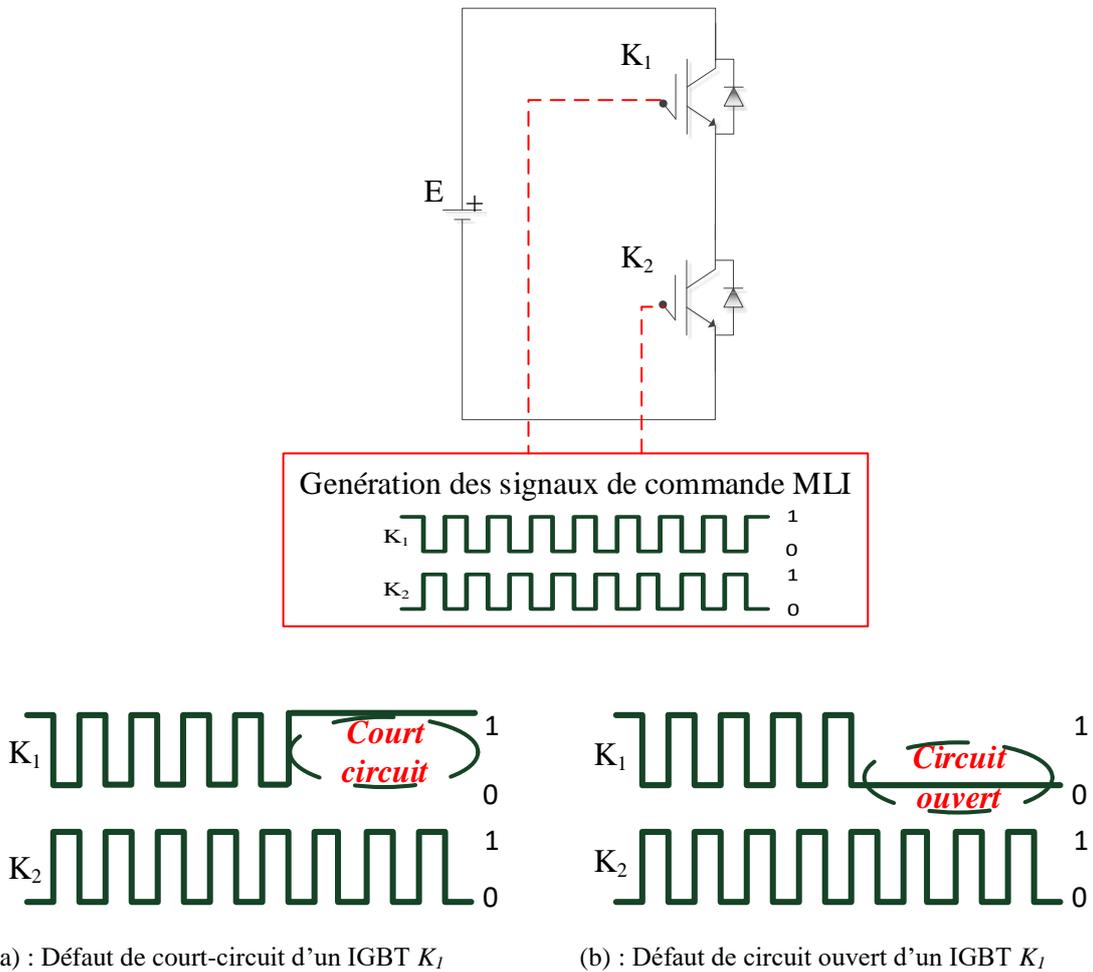


Figure III.1 : Schéma synoptique pour la création de défauts d'IGBT au niveau d'un convertisseur statique

De la même façon, la figure III.2 : présente un schéma simplifié d'une chaîne d'un entraînement électrique ainsi que la manière de simuler un défaut de court-circuit du condensateur du bus continu.

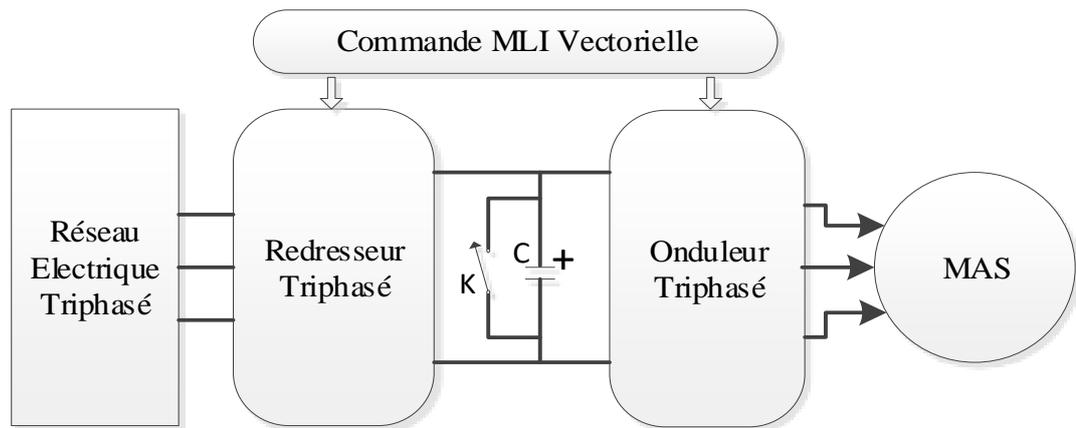


Figure III.2 : Schéma d'un défaut de court-circuit du condensateur de bus continu au niveau de la chaîne de l'entraînement électrique

Nous nous appuyons sur les résultats de simulation d'un MAS triphasé alimenté par un onduleur de tension commandé par la stratégie de commande MLI-Vectorielle. Les simulations sont réalisées avec le logiciel MATLAB. Les résultats de simulation obtenus pendant l'application des différents défauts sont présentés dans le but de connaître et de visualiser les signatures électriques de ces défauts.

### III.3. Probabilité des défauts au niveaux des convertisseurs statiques

Les combinaisons sont un concept de mathématiques, décrivant les différentes façons de choisir un nombre donné d'objets dans un ensemble de taille donnée ; lorsque les objets sont identifiables et que l'on ne se soucie pas de l'ordre dans lequel les objets sont placés ou énumérés. De cette façon, on peut dénombrer ce nombre de partie à  $k$  éléments, donc le nombre de combinaison.

Le calcul de nombre total de combinaisons de  $k$  éléments choisis parmi les  $n$  éléments d'un ensemble noté par  $\binom{n}{k}$ , est effectué en utilisant la loi binomiale et le coefficient binomial comme suit :

$$\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!} \quad (\text{III.1})$$

avec :

$n$  : Nombre total d'éléments de l'ensemble

$k$  : Nombre de parties d'éléments

La probabilité (en %) d'un évènement ; qui est dans notre cas la probabilité de défaut d'un organe, est égale au nombre total de combinaisons des scénarios de défauts de cet organe divisé par le nombre total de combinaisons des scénarios de l'ensemble de tous les éléments de défauts de tous les organes réunis [Ang-16].

Pour notre cas, on a trois organes. Donc le grand ensemble  $E_0 = E_1 + E_2 + E_3$  regroupant les trois sous-ensembles suivants :

- $E_1$  contenant 6 éléments des défauts du redresseur triphasé.
- $E_2$  contenant 1 élément des défauts du bus-continu.
- $E_3$  contenant 6 éléments des défauts de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Le nombre total de combinaisons regroupant tous les scénarios des défauts au niveau de l'ensemble des éléments de tous les organes est calculé par:

$$\sum_{i=1}^{13} \binom{13}{i} = 8191 \text{ combinaisons} \quad (\text{III.2})$$

Le nombre total de combinaisons des scénarios regroupant au moins un seul défaut au niveau du redresseur triphasé est calculé par :

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^6 \binom{6}{i} + \sum_{i=1}^5 \binom{6}{1} \binom{7}{i} + \sum_{i=1}^4 \binom{6}{2} \binom{7}{i} + \sum_{i=1}^3 \binom{6}{3} \binom{7}{i} + \sum_{i=1}^2 \binom{6}{4} \binom{7}{i} + \binom{6}{5} \binom{7}{i} \\ & = 3969 \text{ combinaisons} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Puisque le nombre d'éléments de défaut du redresseur est égale au nombre d'éléments de défaut de l'onduleur (les deux sous ensemble  $E_1$  et  $E_3$  contiennent le même nombre d'éléments), alors ces deux organes ont le même nombre total de combinaisons.

Le nombre total de combinaisons des scénarios regroupant au moins un seul défaut du bus continu est calculé par :

$$\binom{1}{1} + \sum_{i=1}^{12} \binom{1}{1} \binom{12}{i} = 4096 \text{ combinaisons} \quad (\text{III.4})$$

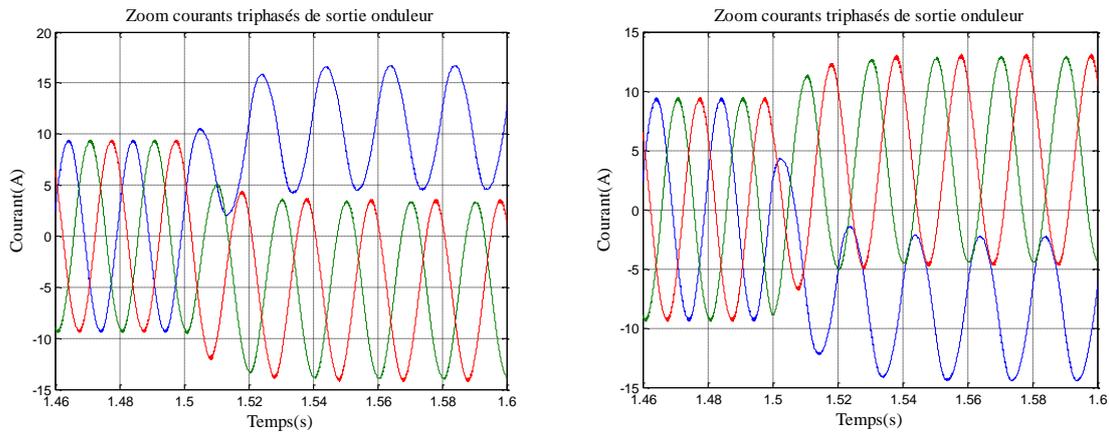
La probabilité des défauts d'un organe en (%) est égale au « nombre total de combinaisons des scénarios regroupant au moins un seul défaut lié à un de ses éléments de cet organe », divisé par « le nombre total de combinaisons regroupant l'ensemble de des éléments de tous les organes », multiplié par « 100 ».

La probabilité des défauts liés au redresseur est égale à la probabilité des défauts liés à l'onduleur. Celle-ci est égale à 48,46 % d'après les calculs. La probabilité des défauts liés au bus continu est égale à 50 %. Ces probabilités des défauts sont considérées comme un indice important et encourageant pour un chercheur à s'investir dans le diagnostic des convertisseurs statiques.

### **III.4. Etude des défauts au niveau de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

#### **III.4.1. Défaut de court-circuit d'un seul IGBT**

Les défauts de court-circuit d'IGBT appliqués sont limités seulement sur le premier bras. On applique un défaut de court-circuit d'IGBT  $K_1$  (du haut) ou un défaut de court-circuit d'IGBT  $K_2$  (du bas) à l'instant  $t=1.5s$ . Cette analyse est généralisée sur les autres bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux, car nous considérons que les mêmes phénomènes se reproduisent avec un décalage de  $120^\circ$  d'un bras vers l'autre.



(a) : Défaut de court-circuit IGBT  $K_1$  (haut) (b) : Défaut de court-circuit IGBT  $K_2$  (bas)

Figure III.3 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur

Cas du défaut C-C d'un seul IGBT

Dans ce type de défaut, l'augmentation du courant n'est limitée que par l'inductance de la maille formée par la résistance des composants défaillants de l'IGBT avec le condensateur de filtrage, en conséquence les courants de phases garderont les mêmes allures sinusoïdales mais deviennent fortement déséquilibrés et atteignent des amplitudes très supérieures au courant normal. Ce type de défaut est très critique car il cause une augmentation importante des courants, beaucoup de vibrations ainsi qu'un grand échauffement.

### III.4.2. Défaut de court-circuit asymétrique

Un défaut de court-circuit asymétrique aura lieu lorsqu'un défaut de court-circuit de deux IGBT de niveaux différents sont appliqués. Dans cette simulation on applique un défaut de court-circuit de l'IGBT  $K_1$  (du haut) au niveau du premier bras et un défaut de court-circuit de l'IGBT  $K_4$  (du bas) au niveau du second bras, et cela en même temps à l'instant  $t=1.5s$ . Cette analyse est généralisée sur les autres combinaisons asymétriques des défauts de court-circuit d'IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux, car nous considérons que les mêmes phénomènes se reproduisent.

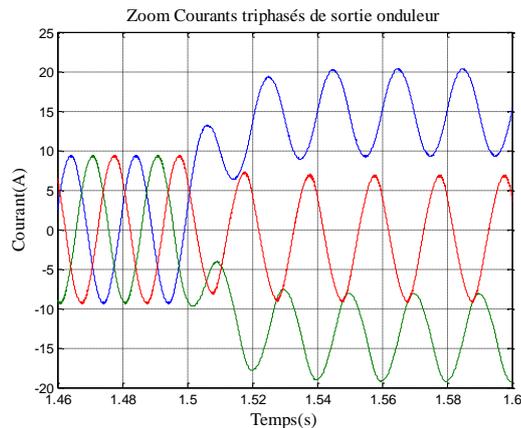


Figure III.4 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur  
Cas du défaut C-C asymétrique d'IGBT  $K_1$  et  $K_4$ s

Dans ce type de défaut, les courants de phases garderont les mêmes allures sinusoïdales mais deviennent excessivement déséquilibrés et atteignent des amplitudes à des niveaux intolérables. Même si une continuité de fonctionnement n'est pas envisagée, l'intérêt d'isoler ce défaut rapidement est très évident.

### III.4.3. Défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT

Les défauts de circuit ouvert d'IGBT appliqués sont limités seulement sur le premier bras. On applique un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  (du haut) ou un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_2$  (du bas) à l'instant  $t=1.5$ s. Cette analyse est généralisée sur les autres bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux, car nous considérons que les mêmes phénomènes se reproduisent. Ainsi les signaux des courants des défauts de circuit ouvert d'un seul IGBT au niveaux des autres bras aurons des allures similaires et une même analyse du défaut.

Pour les défauts de circuit ouvert d'IGBT d'un onduleur, le courant de la phase défectueuse peut être positif ou négatif selon la position d'IGBT défectueux. Par exemple, si un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  se produit, le courant de la phase 'a' ne comporte que la partie négative du courant. Cela s'explique par le fait que l'interrupteur  $K_1$  ne peut plus conduire de courant, et que la diode de roue libre  $D_2$  aussi ne peut plus conduire de courant; car le potentiel 'A' est supérieur aux deux autres potentiels.

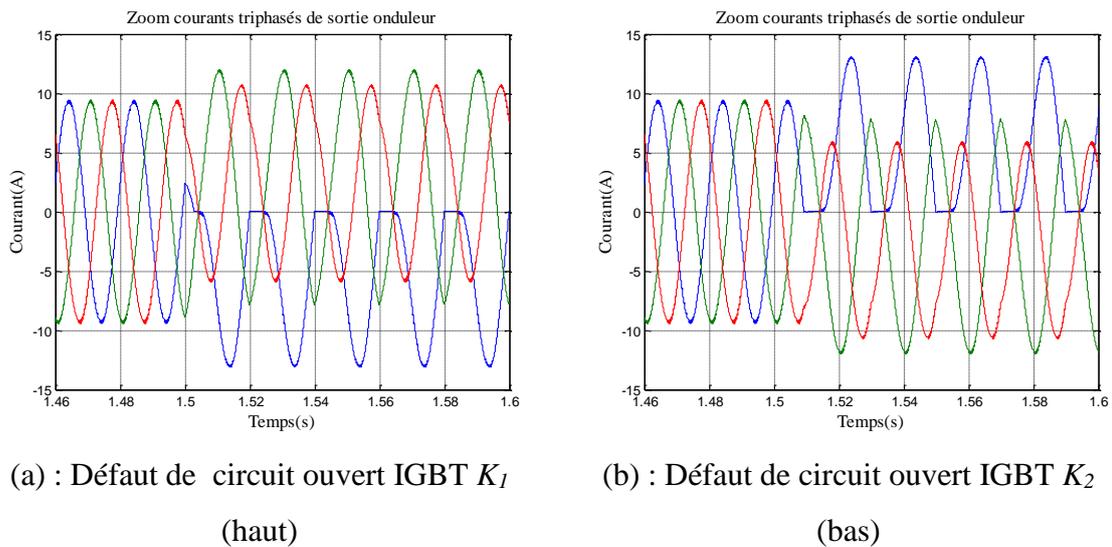


Figure III.5 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur  
 Cas du défaut CO d'un seul IGBT

Le maintien à l'état ouvert d'un IGBT entraîne une perte de réversibilité en courant qui se manifeste par la perte d'une alternance positive ou une alternance négative du courant de phase de ce bras de d'onduleur triphasé. Les courants de phase garderont les mêmes allures sinusoïdales mais deviennent remarquablement déséquilibrés et atteignent des amplitudes notablement différentes.

#### III.4.4. Défaut de circuit ouvert de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Les défauts de circuit ouvert d'IGBT appliqués sont limités seulement sur le premier bras. On applique un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  (du haut) et un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_2$  (du bas) en même temps à l'instant  $t=1.5s$ . Cette analyse est généralisée sur les autres bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux, car nous considérons que les mêmes phénomènes se reproduisent.

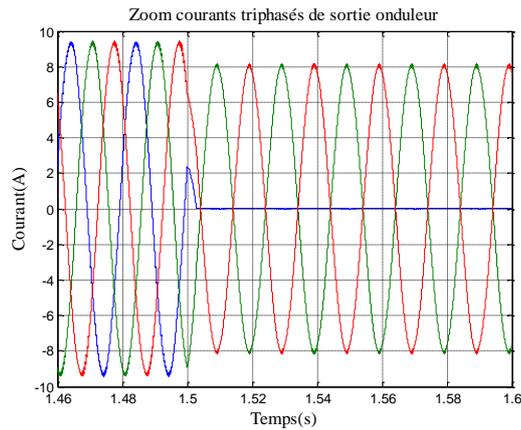


Figure III.6 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur  
Cas du défaut CO de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$  du même bras

Le défaut de circuit ouvert des deux IGBT du même bras est l'équivalent de la déconnexion de la phase concernée pendant le fonctionnement. Les courants des deux autres phases garderont les mêmes allures sinusoïdales mais atteignent des amplitudes différentes du courant nominal, tant dis que le courant de la phase défectueuse s'annule.

#### III.4.5. Défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT $K_1$ , $K_3$ et $K_5$

Les défauts de circuit ouvert d'IGBT appliqués ciblent les IGBT du haut de l'onduleur triphasé à deux niveaux. On applique un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  (du haut), un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_3$  (du haut) et un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_5$  (du haut) tous en même temps à l'instant  $t=1.5s$ .

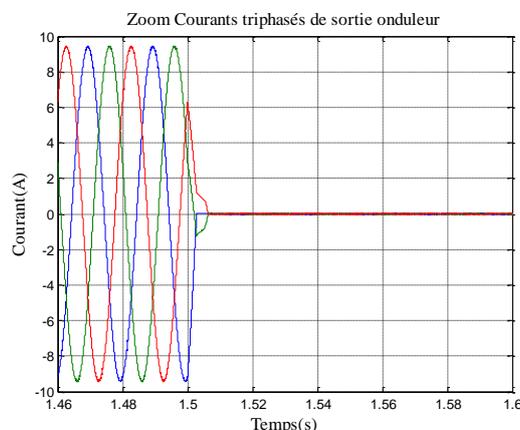


Figure III.7 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur  
Cas du défaut CO de l'ensemble des IGBT  $K_1$ ,  $K_3$  et  $K_5$

Le défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT  $K_1$ ,  $K_3$  et  $K_5$  est l'équivalent de la perte de commande du convertisseur et la déconnexion des trois phases. Les courants de phases s'éteignent et s'annulent complètement.

### III.5. Défaut de court-circuit de bus continu

Parmi les types de défaut en amont de l'onduleur triphasé est le défaut de court-circuit de bus continu. Le courant court-circuit à travers le condensateur du bus continu n'est limité que par l'inductance et la composante résistive des éléments en série. Dans cette partie de simulation, nous appliquons un défaut de court-circuit de condensateur du bus continu. Le défaut est simulé par la mise en parallèle d'un interrupteur idéal  $K$  avec le condensateur de filtrage qui sera fermé à l'instant d'application du défaut  $t=1.5s$  (figure III.2).

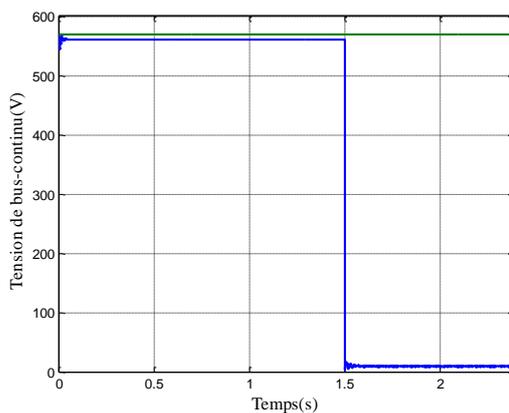


Figure III.8 : Tension du bus continu  
Cas du défaut C-C du bus continu

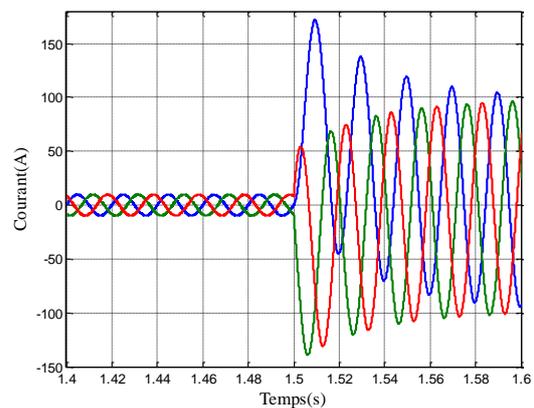


Figure III.9 : Courants triphasés du redresseur du côté du réseau électrique  
Cas du défaut C-C du bus continu

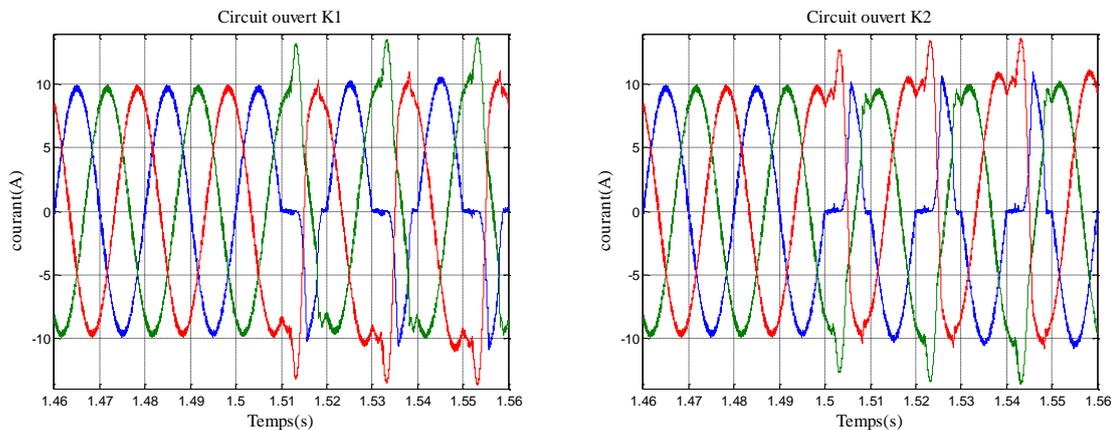
On constate sur la figure III.8 que la tension du bus continu  $V_{DC}$  est stable sur sa valeur nominale à l'état sain. A l'instant d'application du défaut, la tension devient quasiment nulle.

Sur la figure III.9 une augmentation importante des courants triphasés est observée du côté du réseau électrique et le redresseur. Ces courants garderont les mêmes allures sinusoïdales mais deviennent excessivement déséquilibrés et atteignent des amplitudes à des niveaux excessivement intolérables. Par conséquent, les risques de détérioration des composants d'électroniques de puissance de ce convertisseur sont bien présents.

### III.6. Défauts de circuit ouvert d'IGBT au niveau du redresseur triphasé

Les défauts de circuit ouvert d'IGBT présentés pour le cas du redresseur sont limités seulement sur le premier bras. On applique un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  (du haut) ou un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_2$  (du bas) à l'instant  $t=1.5s$ . Cette analyse est généralisée sur les autres bras du redresseur triphasé, car nous considérons que les mêmes phénomènes se reproduisent.

Pour les défauts de circuit ouvert d'IGBT d'un redresseur, le phénomène est différent de l'onduleur. Contrairement à l'onduleur, le courant de la phase défectueuse prend des valeurs positives et négatives. Par exemple, si un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$  se produit, Le courant positif de la phase 'a' passe à travers l'interrupteur  $K_2$  et la diode de roue libre  $D_1$  et le courant négatif de la phase 'a' passe à travers l'interrupteur  $K_1$  et la diode  $D_2$ . Par conséquent, le défaut de circuit ouvert de l'interrupteur  $K_1$  n'affecte pas le courant positif du redresseur. Cependant, ce défaut provoque le blocage du courant négatif passant par l'interrupteur  $K_1$ . Ensuite et contrairement à l'onduleur, le courant négatif est généré durant un intervalle de temps spécifique. Ceci est expliqué par le fait que la diode de roue libre  $D_2$  conduit quand le potentiel 'A' est inférieur aux deux autre potentiels.



(a) : Défaut de circuit ouvert IGBT  $K_1$

(b) : Défaut de circuit ouvert IGBT  $K_2$

(haut)

(bas)

Figure III.10 : Courants triphasés du redresseur du côté du réseau électrique

Cas du défaut CO d'un seul IGBT

Sur la figure III.10, le maintien à l'état ouvert d'un IGBT au niveau d'un redresseur triphasé se manifeste par la perte d'une partie de l'alternance positive ou une alternance négative du courant de phase de ce bras du redresseur triphasé. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert de l'IGBT  $K_1$  (haut) aura lieu, l'alternance positive du courant de la phase connectée à ce bras n'est pas affectée et conserve sa forme sinusoïdale saine, contrairement à l'alternance négative qui perd une partie du signal mais reste apparente. Les courants des deux autres phases sont déformés. De même pour le l'IGBT  $K_2$  (bas, complément de l'IGBT  $K_1$ ), sauf que c'est l'alternance positive qui est affectée cette fois ci.

### **III.7. Conclusion**

Dans notre étude, deux types de défauts d'IGBT ont été considérés au niveau de l'onduleur triphasé: le défaut circuit ouvert et le défaut court-circuit. Pour cela nous avons supposé des scénarios et créer différentes combinaisons de défauts d'IGBT afin de connaître et d'analyser la signature électrique de ces défauts. Le défaut de court-circuit de bus continu a été aussi appliqué à son tour. Pour terminer, nous avons aussi considéré un défaut de circuit ouvert d'IGBT au niveau du redresseur triphasé. Les probabilités des défauts obtenues liés au convertisseurs statiques appuient l'intérêt de leur diagnostic.

Les résultats de simulation montrent le degré de danger de chaque type de défaut : défaut de court-circuit d'IGBT et défaut de circuit ouvert d'IGBT et du défaut de court-circuit de bus continu, et cela à travers l'allure des signaux électriques déformés au niveau de ces convertisseurs statiques. On peut conclure que le niveau de criticité et le degré de sévérité des défauts de type court-circuit est plus important relativement aux défauts de type circuit ouvert. Car selon les situations, un défaut de type C-C cause une augmentation brutale et importante des courants, des phénomènes de vibrations et des échauffements électrique et mécaniques tout au long de la chaîne d'entraînement électrique. Dans les scénarios les plus extrême, une détérioration du système d'une ou plusieurs parties de ce système d'entraînement est probable.

## **CHAPITRE IV**

### **Impact des défauts des convertisseurs statiques sur le comportement du MAS**

## ***Chapitre IV : Impact des défauts des convertisseurs statiques sur le comportement du MAS***

### **IV.1. Introduction**

Un défaut de convertisseur statique faisant partie d'un entraînement électrique influence le fonctionnement du moteur alimenté aussi bien que le convertisseur statique (redresseur - bus continu - onduleur). La propagation des défauts de convertisseurs statiques ; tel que les défauts de court-circuit et circuit ouvert d'IGBT et le défaut du bus continu sur l'ensemble du système dont le moteur est une conséquence quasi-inévitable. Ces défauts peuvent induire des endommagements pour le système entier de production si ce dernier n'est pas sensiblement et efficacement protégé ou qu'une intervention n'est pas vite mise en exécution et qu'un arrêt intempestif ne soit produit.

L'intérêt des simulations est reconnu comme être un moyen efficace, concluant et économique imitant la réalité des phénomènes électriques, électromagnétiques, mécaniques et autres sur la base des modèles mathématiques bien définis.

Nous présenterons aussi dans ce chapitre l'impact des défauts de convertisseur statique étudiés précédemment sur un système d'entraînement électrique à base d'un MAS triphasée. Au niveau du moteur, ces impacts de défauts sont observés sur ses grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques qui résident dans les courants satoriques triphasés, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

### **IV.2. Impact de défaut de court-circuit d'IGBT sur le comportement du MAS**

#### **IV.2.1. Défaut de court-circuit d'un seul IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

Les figures suivantes (figure IV.1, figure IV.2 et figure IV.3) représentent respectivement l'allure des courants satoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple résistant  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de court-circuit d'IGBT  $K_1$  de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

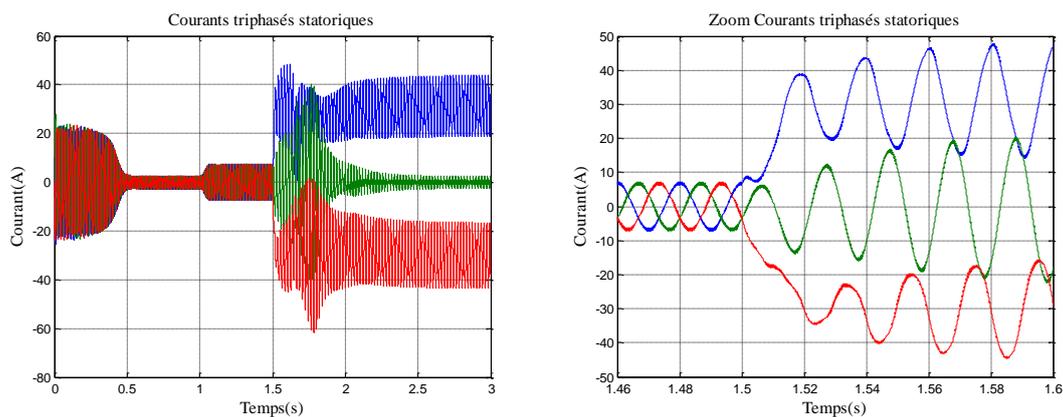


Figure IV.1 : Courants statoriques triphasés du MAS  
Cas du défaut de C-C d'IGBT  $K_I$

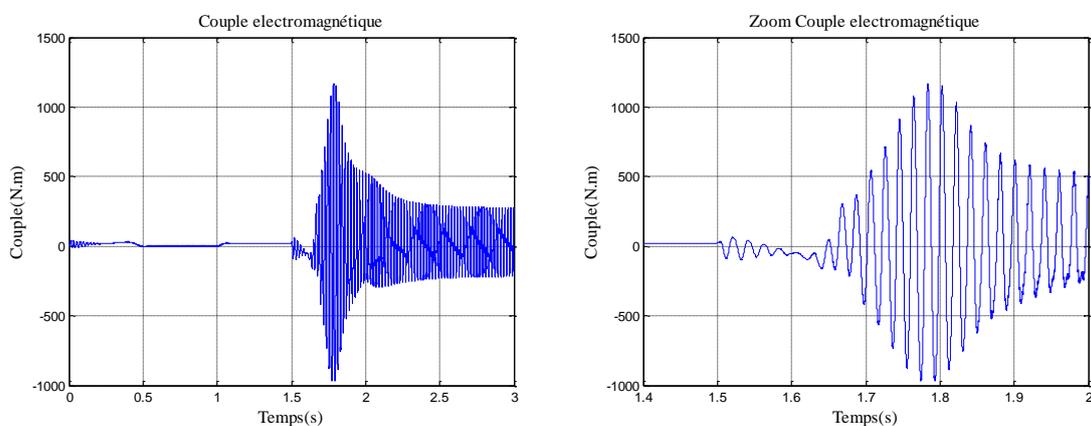


Figure IV.2 : Couple électromagnétique du MAS  
Cas du défaut de C-C d'IGBT  $K_I$

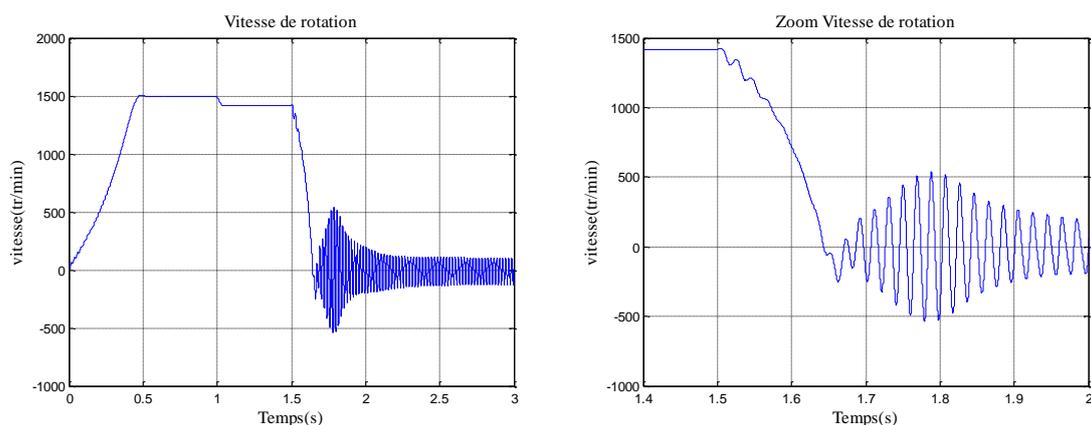


Figure IV.3 : Vitesse de rotation du MAS  
Cas du défaut de C-C d'IGBT  $K_I$

On remarque que dès l'apparition de ce défaut, les courants statoriques gardent une allure quasiment sinusoïdale mais deviennent fortement décalés et atteignent des valeurs importantes, excepte de la phase 'b', ou son courant commence à chuter progressivement jusqu'à ce qu'il se stabilise (voir figure IV.1).

On note que le couple et la vitesse sont impactés dès l'apparition du défaut. Ce mode défaillant se manifeste par des fluctuations et des variations très importantes. Le couple prend des valeurs positives et négatives d'une valeur très supérieure à sa valeur nominale (voir la figure IV.2).

On s'aperçoit que la vitesse de rotation chute rapidement à l'instant d'apparition du défaut jusqu'à ce qu'elle s'annule. A partir de ce moment-là, des oscillations de la vitesse apparaîtront à de très faibles vitesses (voir figure IV.3).

#### **IV.2.2. Défaut de court-circuit asymétrique de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

Les figures suivantes (figure IV.4, figure IV.5 et figure IV.6) représentent respectivement l'allure des courants statoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple résistant  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de court-circuit asymétrique d'IGBT  $K_1$  et  $K_4$  de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

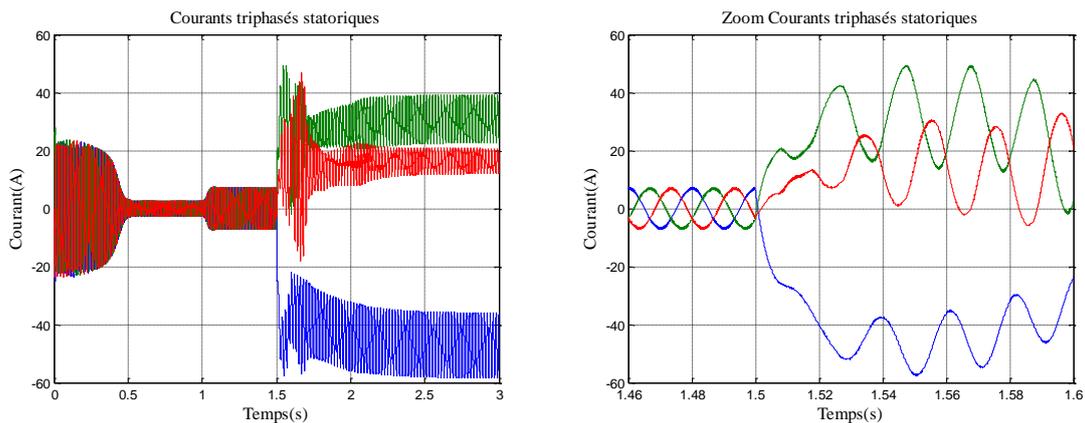


Figure IV.4 : Courants statoriques triphasés du MAS  
Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT  $K_1$  et  $K_4$

On remarque que dès l'apparition de ce défaut, les courants statoriques gardent une allure quasiment sinusoïdale mais deviennent fortement décalés et atteignent des valeurs importantes. La phase 'a' est décalée vers le bas, tandis que la phase 'b' et la phase 'c' sont décalées vers le haut (voir figure IV.4).

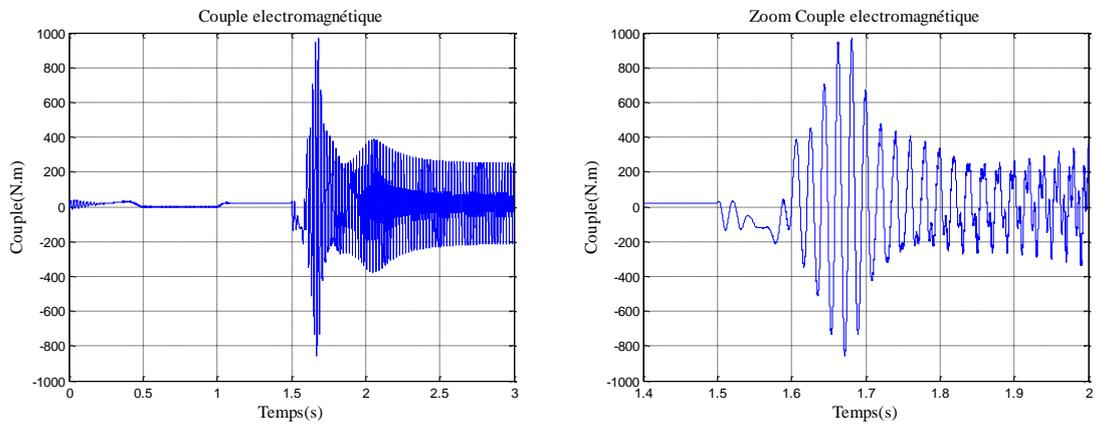


Figure IV.5 : Couple électromagnétique du MAS

Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT  $K_1$  et  $K_4$

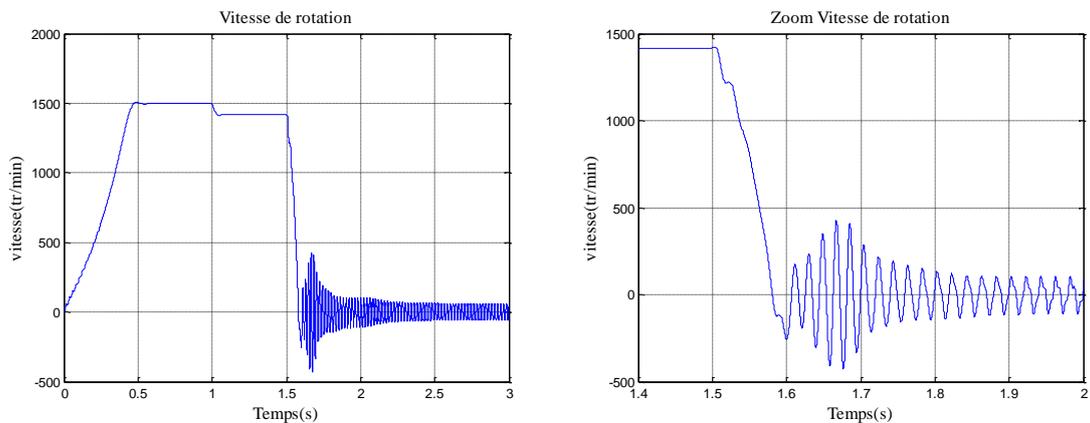


Figure IV.6 : Vitesse de rotation du MAS

Cas du défaut de C-C asymétrique d'IGBT  $K_1$  et  $K_4$

On note que le couple et la vitesse sont impactés dès l'apparition du défaut. Ce mode défaillant se manifeste par des fluctuations et des variations très importantes du couple en prenant des valeurs positives et négatives d'une valeur très supérieure à sa valeur nominale (voir la figure IV.5). À noter que ces variations sont plus brutales et chaotiques en comparaison au cas d'un défaut de court-circuit d'un seul IGBT.

On s'aperçoit que la vitesse de rotation chute rapidement à l'instant d'apparition du défaut jusqu'à ce qu'elle s'annule. A partir de ce moment-là, des oscillations de la vitesse apparaîtront à de très faibles vitesses (voir figure IV.6).

### **IV.3. Impact de défaut de circuit ouvert d'IGBT sur le comportement du MAS**

#### **IV.3.1. Défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

Les figures suivantes (figure IV.7, figure IV.8 et figure IV.9) représentent respectivement l'allure des courants statoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple résistant  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_I$  de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

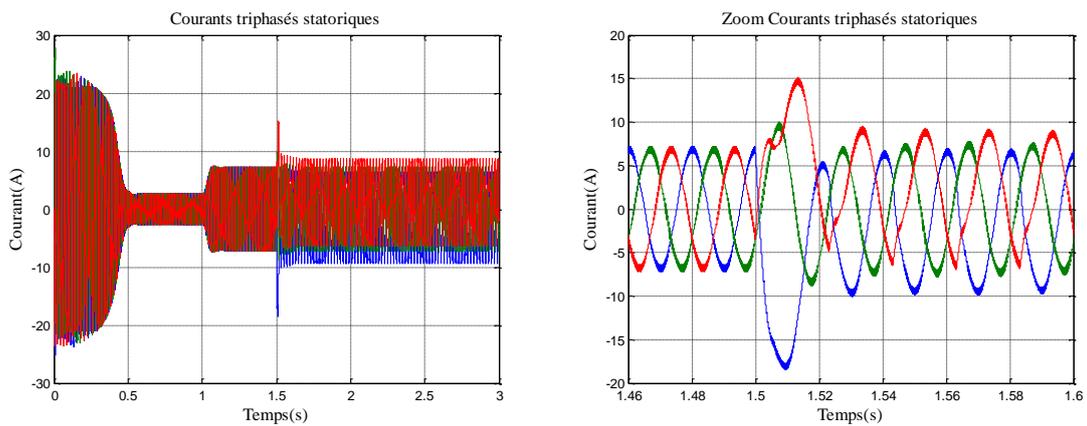


Figure IV.7 : Courants statoriques triphasés du MAS

Cas du défaut de CO d'IGBT  $K_I$

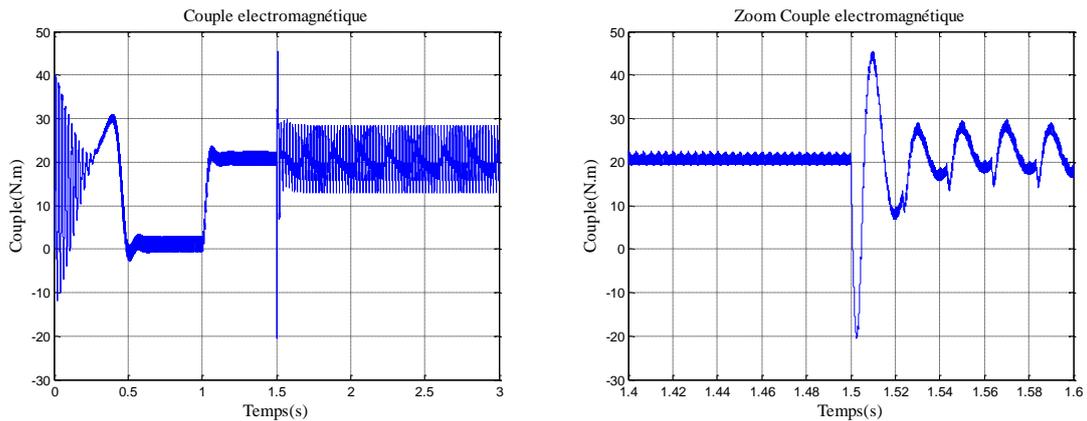


Figure IV.8 : Couple électromagnétique du MAS  
Cas du défaut de CO d'IGBT  $K_I$

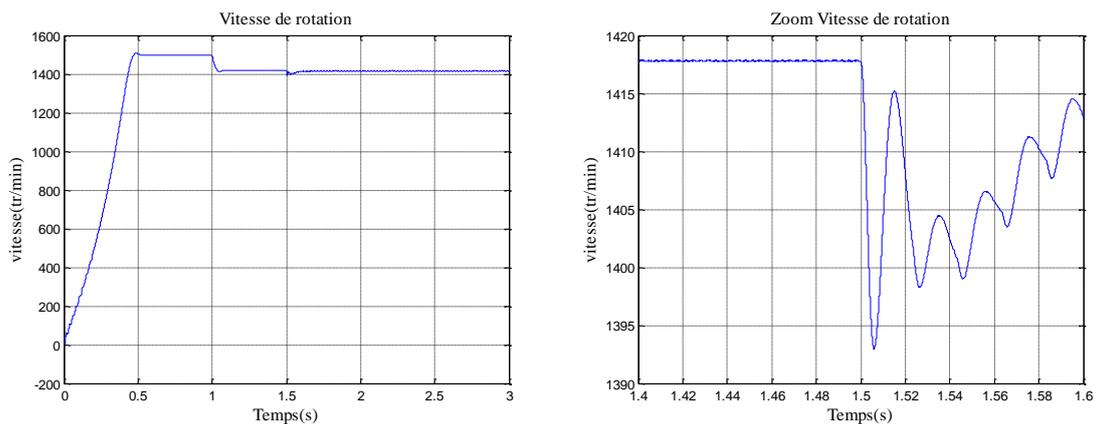


Figure IV.9 : Vitesse de rotation du MAS  
Cas du défaut de CO d'IGBT  $K_I$

On remarque que dès l'apparition de ce défaut, les courants statoriques gardent une allure quasiment sinusoïdale. Cependant, ces courants changent aux niveaux des déphasages et des valeurs crêtes atteintes (voir la figure IV.7). On note que le couple et la vitesse sont impactés dès l'apparition du défaut. Ce mode défaillant se manifeste par des fluctuations importantes du couple avec une valeur de couple augmentée par rapport à la valeur nominale (voir la figure IV.8). Par contre, ces fluctuations sont moins apercevables sur la vitesse de rotation (voir la figure IV.9).

### IV.3.2. Défaut de circuit ouvert de deux IGBT $K_1$ et $K_2$ du même bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Les figures suivantes (figure IV.10, figure IV.11 et figure IV.12) représentent respectivement l'allure des courants statoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple résistant  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de circuit ouvert de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$  du même bras.

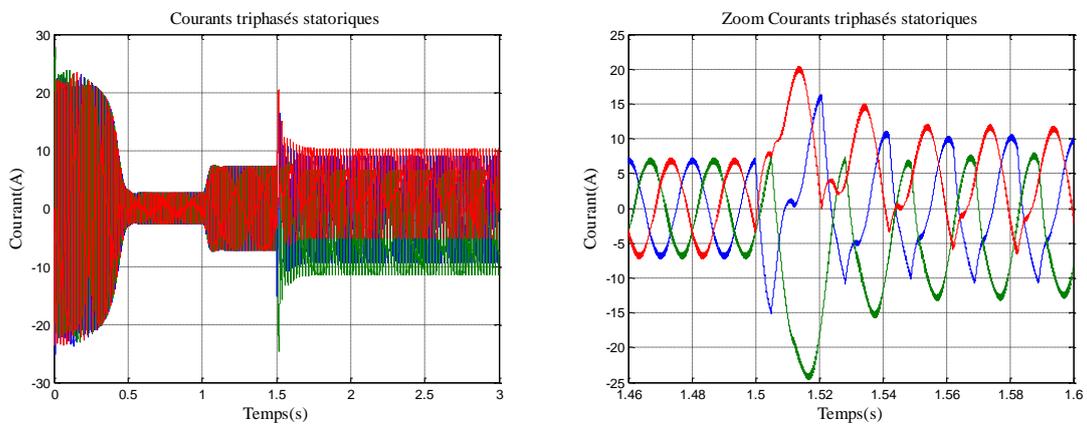


Figure IV.10 : Courants statoriques triphasés du MAS  
Cas du défaut de CO de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$  du même bras

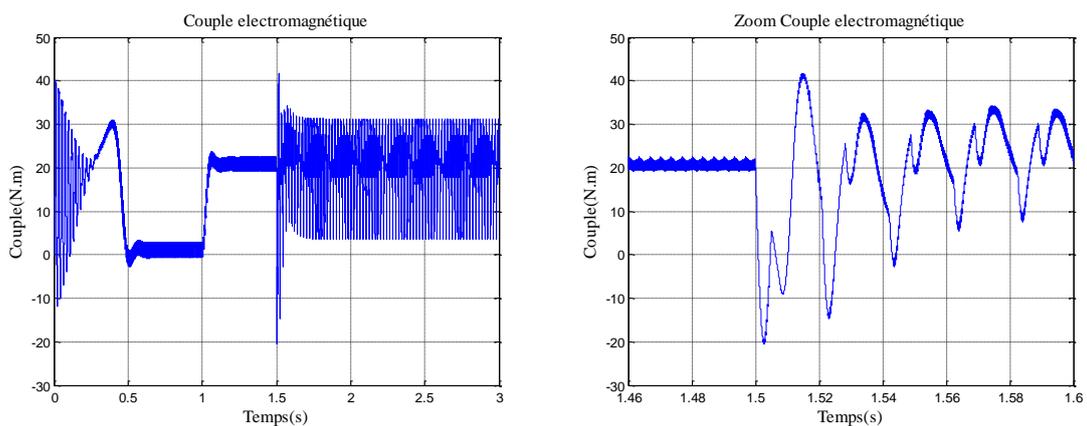


Figure IV.11 : Couple électromagnétique du MAS  
Cas du défaut de CO de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$  du même bras

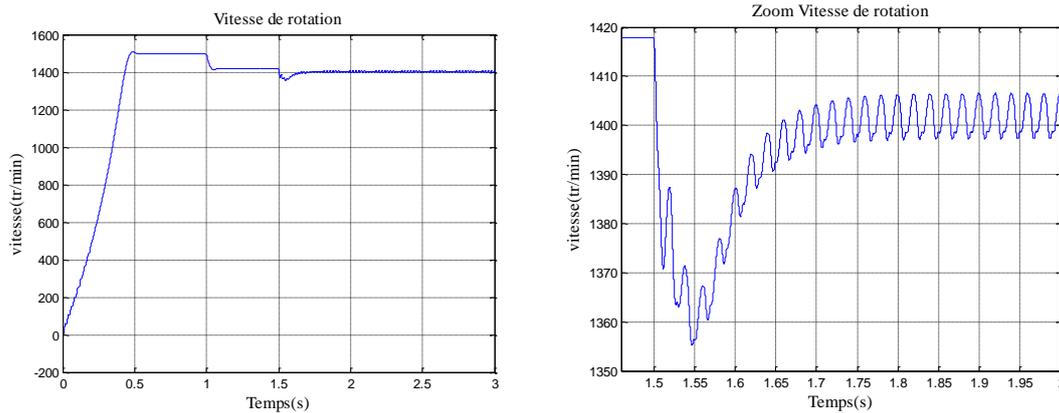


Figure IV.12 : Vitesse de rotation du MAS

Cas du défaut de CO de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$  du même bras

On remarque que dès l'apparition de ce défaut, les courants statoriques prennent une forme plus dégradée contrairement à l'allure quasiment sinusoïdale aperçue lors d'un défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT  $K_1$ . Ces courants changent aussi au niveau des déphasages et des valeurs crêtes atteintes (voir la figure IV.10). On note que le couple et la vitesse sont impactés dès l'apparition du défaut. Ce mode défaillant se manifeste par des fluctuations importantes du couple avec une valeur de couple augmentée par rapport à la valeur nominale (voir la figure IV.11). Par contre, ces fluctuations sont moins aperçues sur la vitesse de rotation (voir la figure IV.12). Ces fluctuations et variations aperçues lors d'un défaut de circuit ouvert de deux IGBT du même bras sont nettement supérieures à celles que l'on a aperçu lors d'un défaut d'un seul IGBT.

### IV.3.3. Défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT $K_1$ $K_3$ et $K_5$ de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Les figures suivantes (figure IV.13, figure IV.14 et figure IV.15) représentent respectivement l'allure des courants statoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple résistant  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de circuit ouvert de l'ensemble des IGBT du haut  $K_1$ ,  $K_3$ ,  $K_5$  de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Ce défaut se caractérise par la perte de contrôle de l'onduleur due à l'ouverture de ces trois interrupteurs IGBT  $K_1$ ,  $K_3$  et  $K_5$  des trois bras de l'onduleur. Les courants statoriques s'annulent ainsi que le couple électromagnétique entraînant la décélération de la vitesse de rotation du MAS jusqu'à son arrêt. La charge exerce un couple résistant sur le MAS. Ce couple freine le moteur puis le fait tourner dans le sens de rotation inverse.

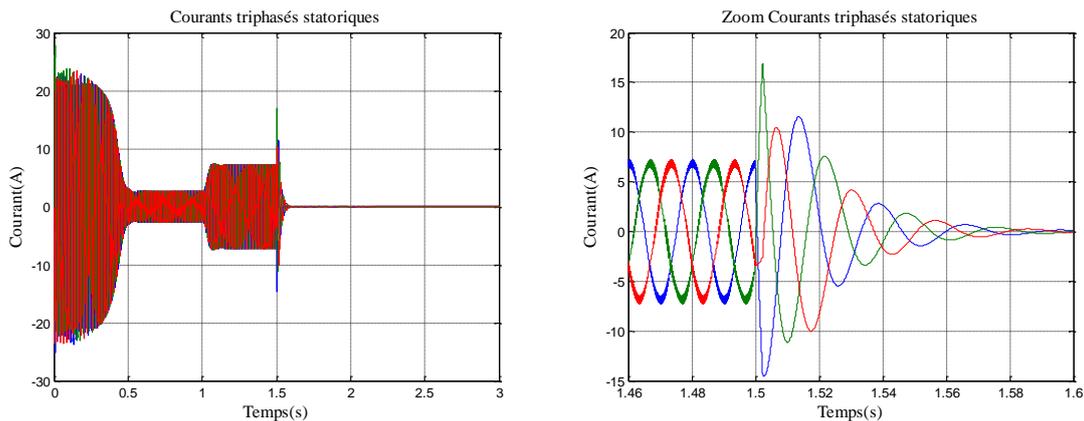


Figure IV.13 : Courants statoriques triphasés du MAS

Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut  $K_1, K_3, K_5$

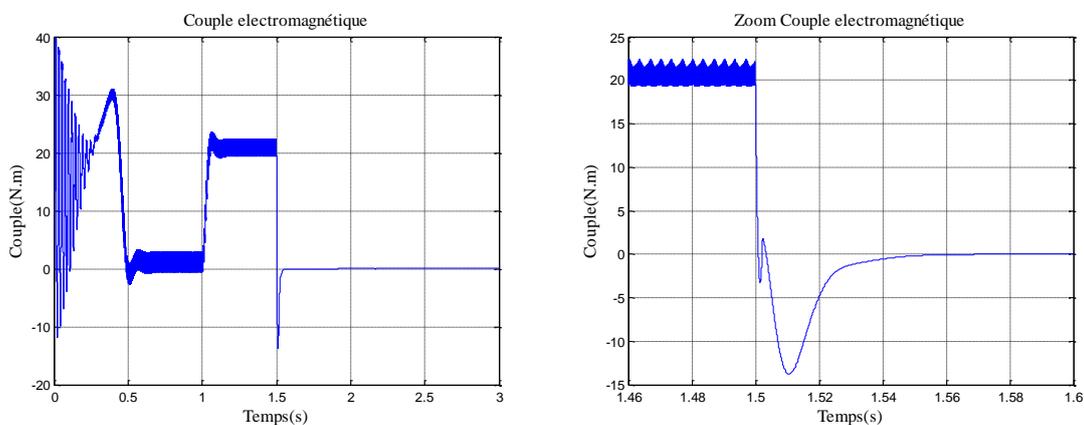


Figure IV.14 : Couple électromagnétique du MAS

Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut  $K_1, K_3, K_5$

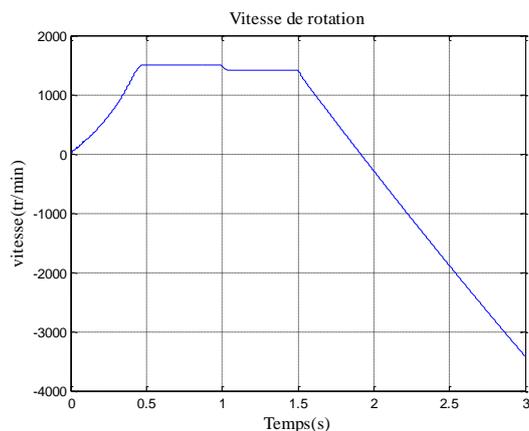


Figure IV.15 : Vitesse de rotation du MAS

Cas du défaut de CO de l'ensemble des d'IGBT du haut  $K_1, K_3, K_5$

#### IV.4. Impact de défaut de court-circuit de bus continu sur le comportement du MAS

La figure IV.16 montre le schéma électrique d'un convertisseur statique (redresseur-onduleur triphasé) alimentant un moteur asynchrone triphasé.

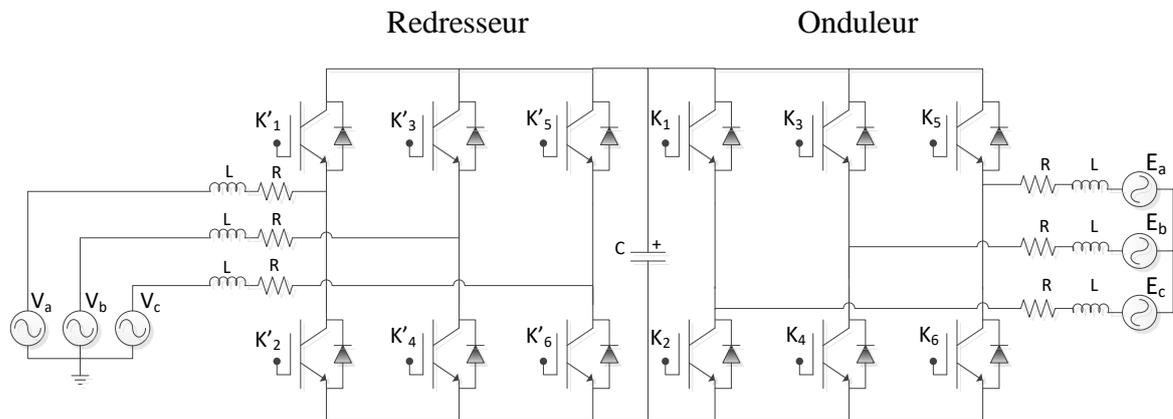


Figure IV.16 : Circuit électrique équivalent d'une association d'un MAS à un convertisseur statique (redresseur - onduleur triphasé)

Dans cette partie, nous allons étudier le défaut de court-circuit du condensateur de filtrage sur la chaîne d'entraînement électrique. Le défaut de circuit ouvert est négligé dans cette étude, car ce défaut est l'équivalent d'un redresseur triphasé sans un dispositif de filtrage. Dans ce cas, au niveau du redresseur ; la tension est saine mais moins lisse relativement à un redresseur triphasé avec un dispositif de filtrage. Ainsi l'impact du défaut de circuit ouvert du condensateur est considéré comme négligeable

Le court-circuit du condensateur de filtrage provoque sur les deux côtés un court-circuit partageant une branche commune du bus continu ; côté redresseur et ligne du réseau électrique, côté onduleur et MAS. Dans cette partie une analyse mathématique globale pour les deux cas a été synthétisée.

Les tensions triphasées venant du réseau électrique  $V_a, V_b,$  et  $V_c$  sont converties en tension continue  $V_{DC}$  en utilisant un redresseur triphasé commandé. La tension continue obtenue est fournie au bus continu et lissée en utilisant un condensateur de filtrage  $C$ .

La tension de sortie du redresseur et de l'onduleur est générée par la stratégie de commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les courants à la sortie de l'onduleur ont une forme d'onde sinusoïdale. Les courants statoriques du MAS sont généralement de nature sinusoïdale.

#### **IV.4.1 Analyse défaut du côté réseau et redresseur**

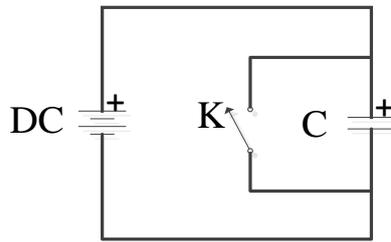


Figure IV.17 : Schéma simplifié d'un circuit équivalent d'un défaut de court-circuit du condensateur

Ce défaut court-circuite la tension de sortie du redresseur et par conséquent court-circuite les phases du réseau électrique.

Pour expliquer le phénomène d'une manière claire, nous considérons un circuit simple pour présenter le problème, (voir la figure IV.17) [Sher-11]. Supposons qu'on est focalisé sur le côté redresseur et le réseau électrique. L'interrupteur  $K$  est connecté en parallèle avec le condensateur de filtrage. La source de tension  $V_{DC}$  applique une tension continue responsable de la charge du condensateur.  $V_{DC}$  est une représentation simplifiée de la sortie du redresseur triphasé utilisé dans la configuration de la simulation de la chaîne de l'entraînement électrique. La résistance  $R$  n'est pas représentée puisque le chemin de court-circuit contient une très faible résistance.

A l'instant ( $t = 0^-$ ), avant d'avoir fermé l'interrupteur  $K$ , la tension aux bornes du condensateur est :

$$V_{(t=0^-)} = V_{DC} \quad (\text{IV.1})$$

C'est-à-dire la tension du condensateur de filtrage est égale à la tension continue de la sortie du redresseur. Par conséquent, lorsque la tension du condensateur est égale à  $V_{DC}$ , le courant est nul.

$$i_{c(t=0^-)} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

La présence d'un seul condensateur dans la construction de l'entraînement électrique au niveau du bus continu fait qu'il n'y aura pas donc pas d'autres dispositifs pour limiter et arrêter le changement brusque de courant. Par conséquent, à  $(t = 0)$ , lorsque l'interrupteur  $K$  est fermé, le condensateur est en court-circuit. Sachant que la résistance est presque nulle. Le courant de la source augmente exponentiellement.

$$i_{c(t=0-)} = V/R \quad (\text{IV.3})$$

Puisque  $R$  tend vers zéro, l'équation (IV.3) devient :

$$i_{c(t=0-)} = \infty \quad (\text{IV.4})$$

La condition du circuit après que l'interrupteur  $K$  est fermé est la même que pour un circuit  $RC$  comme indiqué dans [Murp-88], alors :

$$i = ke^{(-\frac{t}{RC})} \quad (\text{IV.5})$$

où  $k$  est une constante.

Après avoir fermé l'interrupteur  $K$ , la résistance  $R$  devient quasiment nul, c'est-à-dire que si  $R = 0$ , le circuit génère un courant très fort qui tend vers l'infini. Par conséquent, ce problème peut causer de sérieux problèmes. Cela peut endommager le redresseur si les fusibles sélectionnés n'ont pas de valeurs appropriées.

#### **IV.4.2 Analyse défaut du côté onduleur et MAS**

Passons au côté onduleur et MAS. La force électromotrice (FEM) est présentée comme une source de tension variable sinusoïdale, et les paramètres d'enroulements du moteur sont représentés comme une résistance et une inductance en série pour chacune des trois phases. Les transistors fonctionnent comme des interrupteurs afin qu'ils établissent ou rompent la connexion du bus continu avec le MAS.

Prenons comme exemple un état où les IGBT  $K_1$ ,  $K_4$  et  $K_6$  étaient passants (fermés) et les IGBT  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_5$  sont non-passants (ouverts). La figure VI.18 représente un schéma électrique simplifié représentant le défaut du côté de l'onduleur et MAS [Sher-14].

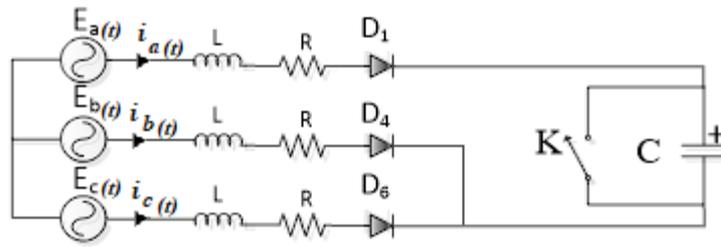


Figure IV.18 : Schéma du circuit équivalent du défaut du côté de l'onduleur - MAS

A cet instant, le courant de la phase 'a' est égal à la somme des courants de la phase 'b' et de la phase 'c' comme indiqué dans l'équation (IV.6).

$$i_a = i_b + i_c \quad (IV.6)$$

Le courant passe par la phase 'a' qui est connectée à la borne positive du bus continu. L'équation de tension pour la phase 'a' est donnée dans (IV.7).

$$V_{ao} = V_z + E_{ba} \quad (IV.7)$$

avec :

$V_{ao}$  = Tension de phase 'a' par rapport à la masse ;

$V_z$  = Chute de tension dans l'impédance de ligne ;

$E_{ba}$  = Retour de la FEM du MAS pour la phase 'a'.

Donc l'équation (IV.7) devient :

$$V_{ao} = R \cdot i + L(di/dt) + E_{ba} \quad (IV.8)$$

Après le court-circuit du bus continu, la tension à la sortie de l'onduleur devient nulle comme indiqué dans [Sher-11]. Par conséquent, (IV.8) devient :

$$-E_{ba} = R \cdot i + L(di/dt) \quad (IV.9)$$

A l'instant ( $t = 0^-$ ), l'expression du courant est donnée par :

$$i_{r(t=0^-)} = i_{l(t=0^-)} = (E_{ba} - V_{dc})/R \quad (\text{IV.10})$$

A l'instant ( $t = 0$ ), l'interrupteur  $K$  est fermé, créant ainsi un court-circuit le long de  $V_{DC}$ . Par conséquent la tension  $V_{DC}$  devient nulle. Les forces électromotrices du moteur commencent à chuter avec le temps.

Donc l'équation (IV.10) devient :

$$i_{r(t=0)} = i_{l(t=0)} = E_{ba}/R \quad (\text{IV.11})$$

Comme il y a une inductance  $L$  dans la maille, cela va s'opposer à un changement soudain du courant, donc le courant ne peut pas changer instantanément. Cependant, le courant suivra la solution particulière donnée ci-dessous dans l'équation (IV.12) suivante :

$$i = (E_{ba}/R) / \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (\text{IV.12})$$

Le courant de court-circuit transitoire décroît à l'infini en raison de la présence de la résistance d'enroulement  $R$ . La constante de temps  $\tau$  définit le temps nécessaire pour éliminer les effets transitoires dans le courant du stator.

Durant le régime permanent, la tension appliquée au MAS devient nulle, ce qui entraîne l'arrêt immédiat du fonctionnement du moteur.

#### **IV.4.3 Résultats de simulation et interprétations**

Les figures suivantes (figure IV.19, figure IV.20, figure IV.21, figure IV.22 et figure IV.23) représentent respectivement l'allure des tensions et des courants triphasés de sortie de l'onduleur, des courants statoriques triphasés, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation du MAS chargé avec un couple  $C_r=20$  N.m. A noter que le défaut considéré dans cette simulation est un défaut de court-circuit de bus continu.

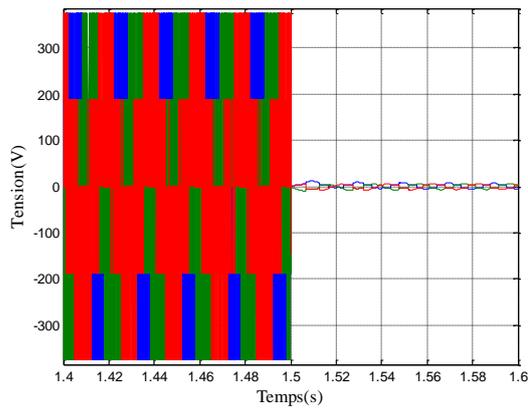


Figure IV.19 : Tensions triphasées de sortie de l'onduleur

Cas du défaut de C-C de bus continu

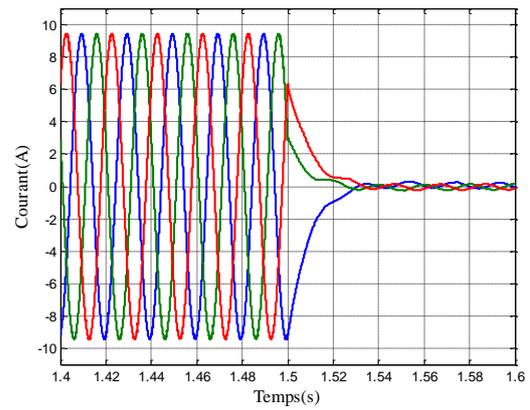


Figure IV.20 : Courants triphasés de sortie de l'onduleur

Cas du défaut de C-C de bus continu

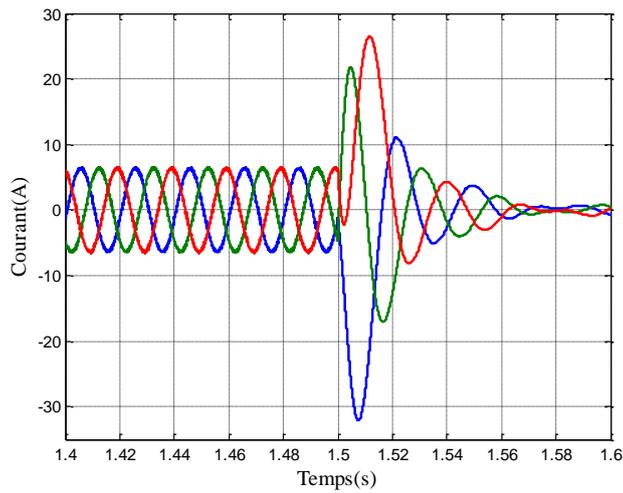


Figure IV.21 : Courants statoriques triphasés du MAS

Cas du défaut de C-C de bus continu

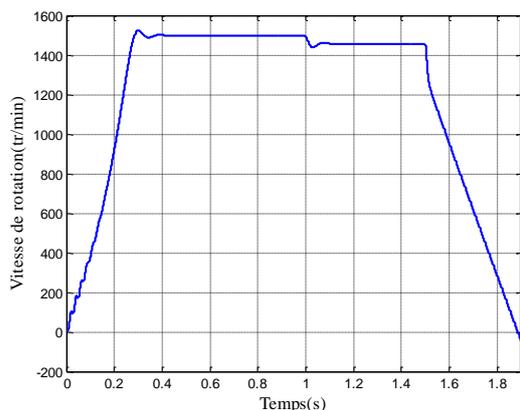


Figure IV.22 : Vitesse de rotation du MAS  
Cas du défaut de C-C de bus continu

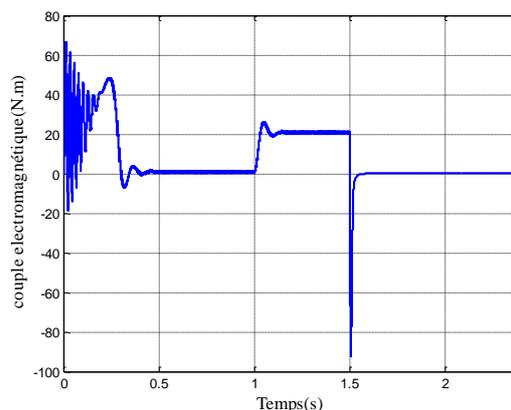


Figure IV.23 : Couple électromagnétique  
du MAS  
Cas du défaut de C-C de bus continu

On s'aperçoit sur la figure IV.19 et figure IV.20, que les tensions et les courants de sortie de l'onduleur absorbés par le MAS tombent à zéro juste après le défaut.

La figure IV.21 représente les courants de phases statoriques du moteur asynchrone. Une apparition des courants transitoires considérables au moment de l'application du défaut, puis les courants diminuent pour atteindre une valeur nulle.

La défaillance du condensateur du bus continu peut être un problème sérieux si le MAS tourne à haute vitesse et si son inertie est grande. Plus grande sera l'inertie plus longue sera la durée de génération de retour force électromotrice. Ces forces électromotrices diminuent et s'annulent avec les tensions de sortie de l'onduleur créant des courants transitoires d'une amplitude importante (voir figure IV.21).

La figure IV.22 montre que le MAS tournait à sa vitesse nominale avant l'application du défaut. A l'instant de l'apparition du défaut, la vitesse diminue progressivement jusqu'à ce qu'elle devienne nulle; c'est-à-dire que le MAS commence à ralentir lentement jusqu'à l'arrêt.

On observe sur la figure IV.23 qu'à vide, le couple électromagnétique du MAS est théoriquement nul. Lorsque le MAS est chargé, il augmente et atteint sa valeur de charge nominale. Dès l'apparition du défaut, Le couple électromagnétique prend immédiatement une valeur négative très grande avant de devenir nulle.

## **IV.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, l'impact de chacun des différents défauts étudiés précédemment sur le comportement du MAS triphasé a été traité. Rappelons que ces défauts sont le résultat d'une variété de scénarios, en créant différentes combinaisons de défauts de circuit ouvert ou de court-circuit d'IGBT, et aussi le défaut de court-circuit de bus continu.

Les résultats de simulations démontrent l'impact de ces défauts, leur degré de danger et leur niveau de criticité sur le comportement du MAS. Cela a été illustré à travers l'allure des grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques (courants statoriques triphasés, couple électromagnétique et vitesse de rotation). On note également que la criticité des défauts du type court-circuit d'IGBT est relativement élevée par rapport aux défauts de type circuit ouvert de l'IGBT. L'augmentation des courants statoriques est très rapide et les ondulations sont brusques au niveau couple, de sorte que même avec le réflexe d'agir le plus vite possible face à ce type de défaut, souvent l'endommagement est inévitable.

Ce chapitre met aussi en évidence l'effet du court-circuit du condensateur du bus continu sur le comportement électrique et mécanique de l'ensemble d'une chaîne de l'entraînement électrique, qui est composée d'un MAS alimenté par un convertisseur statique. La théorie donnée et l'analyse mathématique sont vérifiées par simulation. Ces études nous ont permis de rassembler le plus d'informations sur le comportement du système d'entraînement électrique. Une analyse détaillée contribue certainement au diagnostic et à la conception de bons systèmes tolérants aux défauts ainsi qu'à l'amélioration des techniques de détection des défauts.

D'un point de vue mécanique, l'inertie devient importante, et les vibrations peuvent induire un vieillissement accéléré des composants mécaniques du MAS. D'autre part, des ondulations de vitesse sont générées qui peuvent introduire des harmoniques de basse fréquence dans les courants, provoquant des pertes supplémentaires et éventuellement une résonance mécanique.

## **CHAPITRE V**

# **Techniques de détection et de localisation des défauts des convertisseurs statiques**

# ***Chapitre V : Techniques de détection et de localisation des défauts des convertisseurs statiques***

## **V.1. Introduction**

Les entraînements électriques sont très sensibles aux défauts des convertisseurs statiques car cela entraîne par la suite une dégradation des performances de l'ensemble du système. De plus, si le défaut n'est pas détecté, localisé et isolé rapidement, puis compensé, il peut entraîner une détérioration du convertisseur statique et de toutes les autres organes du système d'entraînement. Pour réduire ces risques, les techniques de détection et de localisation des défauts doivent être privilégiées rapidement. Dans ce chapitre nous abordons deux techniques pour détecter et localiser un défaut de circuit ouvert d'un IGBT d'une part au niveau d'un onduleur triphasé à deux niveaux et d'autre part au niveau d'un redresseur triphasé. La première est la technique des courants de Park et la seconde est la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces RMS et des valeurs moyennes des courants triphasés. Nous terminons ce chapitre par une brève comparaison entre ces deux techniques.

## **V.2. Technique des courants de Park**

La technique des courants de Park est utilisée pour détecter et localiser le défaut de circuit ouvert d'un seul IGBT dans les convertisseur statiques (redresseur et onduleur) avec commande MLI. La localisation de l'interrupteur IGBT défaillant est approchée en utilisant les intervalles des angles de défaut. Cette localisation est obtenue en déduisant l'angle de défaut en fonction des valeurs moyennes des courants de Park  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  à l'aide des équations suivantes :

$$\theta_{semoy} = \tan^{-1} \left( \frac{i_{sqmoy}}{i_{sdmoy}} \right) \quad (\text{V.1})$$

$$\overline{i_{smoy}} = i_{sdmoy} + j i_{sqmoy} = |\overline{i_{smoy}}| \angle \theta_{smoy} \quad (\text{V.2})$$

où:

$i_{sdmoy}$ : Valeur moyenne du courant suivant l'axe direct ;

$i_{sqmoy}$ : Valeur moyenne du courant suivant l'axe quadrature ;

$\theta_{semoy}$ : Angle de défaut.

La relation (V.1) est l'équation clé pour calculer l'angle de défaut afin de localiser l'IGBT en défaut au niveau du bras concerné du convertisseur statique avec un temps de réponse d'une période et demie. L'organigramme suivant de la figure V.1 explique la procédure de détection du bras défectueux et de localisation du défaut de circuit ouvert d'IGBT.

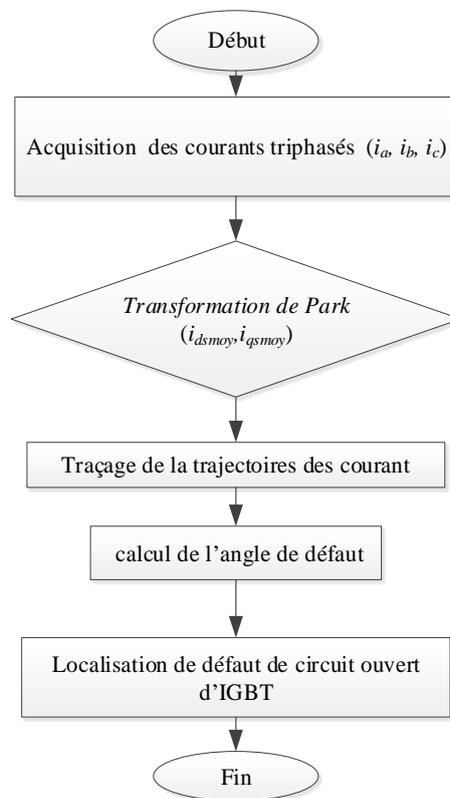


Figure V.1: Organigramme de la technique de détection et de localisation des défauts des courants de Park

### **V.2.1. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

La technique des courants de Park est utilisée pour la détection et la localisation de l'IGBT en défaut de l'onduleur. Le courant est considéré comme une riche source riche d'informations sur le défaut. En analysant la signature de ces courants lorsqu'un défaut survient, ce défaut peut être détecté et localisé. Dans cette technique, la trajectoire du courant est utilisée pour détecter la présence du défaut de circuit ouvert d'un IGBT [Che-16a], [Che-16c].

A l'état sain, les courants sont proprement sinusoïdaux, de sorte que la trajectoire du courant dans le repère  $d-q$  se présente sous la forme d'un cercle complet. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'IGBT se produit, la trajectoire du courant change de forme et prend celle d'un demi-cercle. L'orientation du demi-cercle varie d'un défaut à l'autre en fournissant une signature propre à chaque défaut lié à chaque IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux (voir figure V.2).

La figure V.2 suivante représente les résultats de la simulation de la trajectoire des courants de Park pour le cas sain ainsi que le cas de défaut de circuit ouvert de chacun des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux. A noter que cette trajectoire est la représentation graphique des courants dans le repère  $d-q$  [Che-16a].

On remarque qu'entre la trajectoire des courants de Park d'un interrupteur IGBT et la trajectoire de son complément (par exemple, l'interrupteur IGBT  $K_1$  et  $K_2$ ) existe une relation de décalage de  $180^\circ$ . D'un interrupteur IGBT d'un bras à un interrupteur IGBT d'un autre bras de la même position (haut/bas), existe une relation de décalage de  $120^\circ$  entre leur trajectoire des courants de Park. D'un interrupteur IGBT d'un bras à un interrupteur IGBT d'un autre bras de position différente, existe une relation de décalage de  $60^\circ$  entre leur trajectoire des courants de Park. Par exemple, la trajectoire des courants de Park de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de son complément  $K_2$  pivotée de  $180^\circ$ ; la trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_3$  pivotée de  $120^\circ$ ; et la trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_4$  pivotée de  $60^\circ$ .

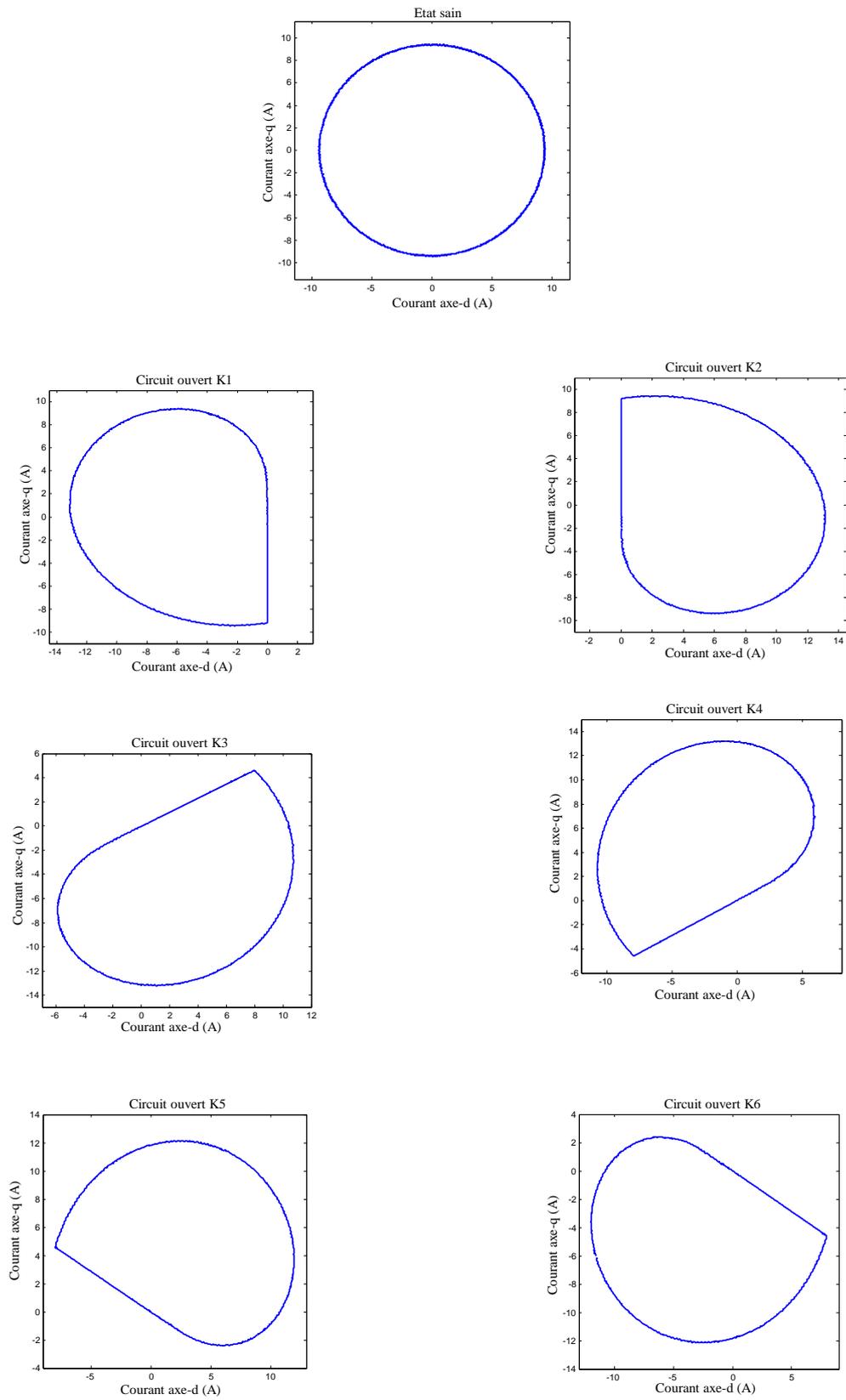


Figure V.2 : Trajectoires des courants de Park pour un état sain et un défaut de circuit ouvert d'un IGBT :  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux

La figure V.3 illustre les résultats des angles de défaut obtenus pour chacun des six IGBT :  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Les angles de défaut sont résumés dans le tableau V.1.

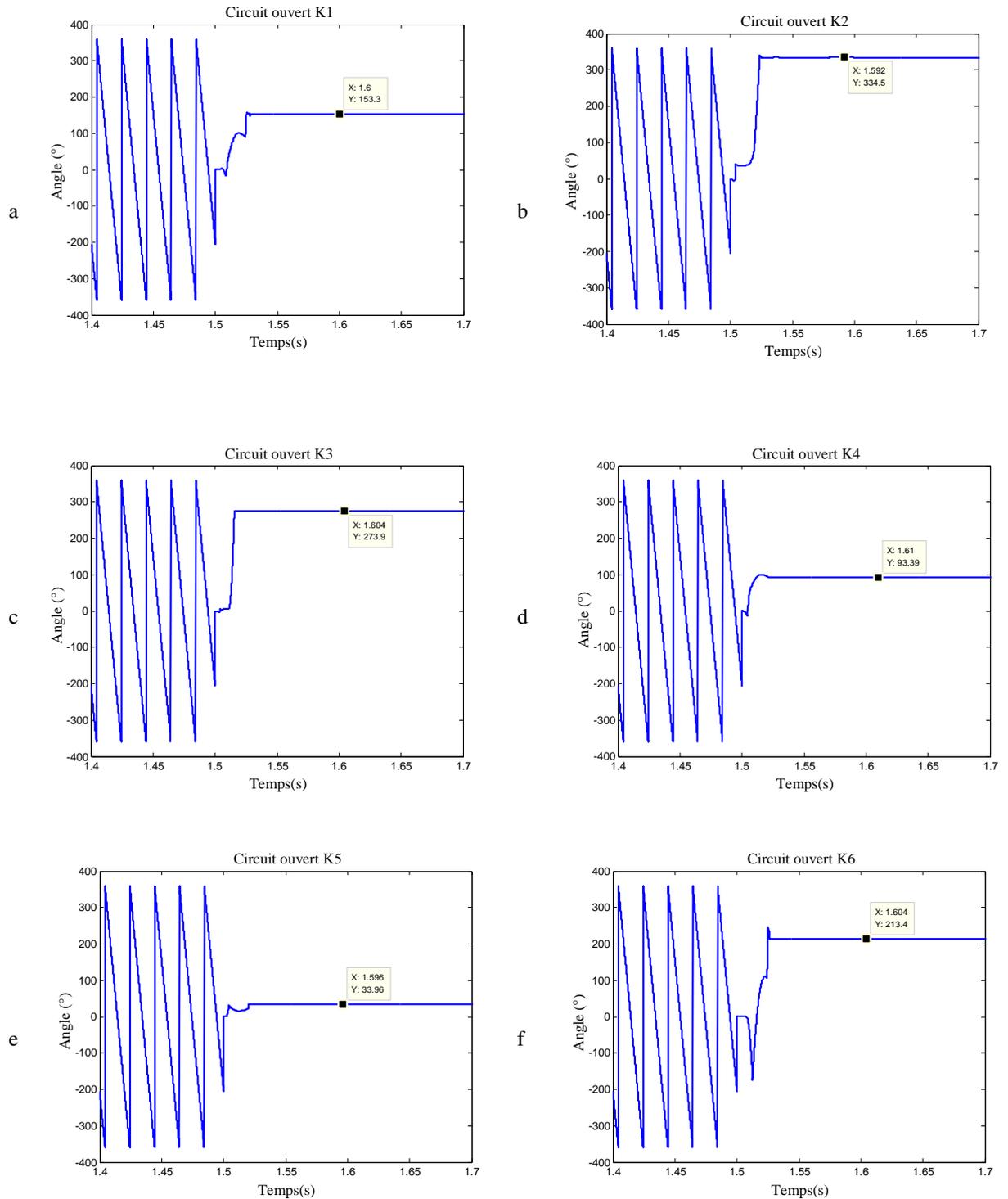


Figure V.3 : Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT :  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Le résultat obtenu dans la cas (a) de la figure V.3 donne une valeur moyenne de  $153^\circ$ . Cet angle de défaut appartient à l'intervalle  $[150^\circ, 210^\circ]$ . On déduit que le l'onduleur triphasé à deux niveaux présente un défaut de circuit ouvert de l'IGBT  $K_1$ .

De même, le résultat obtenu dans le cas (b) de la figure V.3 donne une valeur moyenne de  $334^\circ$ . Cet angle de défaut appartient à l'intervalle  $[330^\circ, 30^\circ]$ . On déduit que le l'onduleur triphasé à deux niveaux présente un défaut de circuit ouvert de l'IGBT  $K_2$ .

De la même manière se fait la localisation de défaut de circuit ouvert des autres IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Le tableau suivant (tableau V.1) résume les six cas possibles de défaut de circuit ouvert d'IGBT [Im-12]. On a six intervalles de  $60^\circ$  chacun et chaque intervalle correspond à un des six interrupteurs IGBT de l'onduleur triphasé. A noter que ces intervalle d'angle peuvent être représenté sur un cercle segmenté en respectant le sens de rotation des aiguilles d'une montre.

IGBT défectueux	Intervalle de l'angle de défaut $\theta_{smoy}$
$K_1$	$150^\circ < \theta_{smoy} < 210^\circ$
$K_2$	$330^\circ < \theta_{smoy} < 30^\circ$
$K_3$	$270^\circ < \theta_{smoy} < 330^\circ$
$K_4$	$90^\circ < \theta_{smoy} < 150^\circ$
$K_5$	$30^\circ < \theta_{smoy} < 90^\circ$
$K_6$	$210^\circ < \theta_{smoy} < 270^\circ$

Tableau V.1: Représentation des intervalles d'angle de défaut et l'IGBT correspondant (onduleur triphasé à deux niveaux)

### V.2.1.1. Résultats expérimentaux

A noter que les résultats de simulation obtenus et illustrés par les différents graphes précédemment sont validés expérimentalement à travers notre banc d'essai (figure V.4) du laboratoire LDEE, Groupe Diagnostic à l'université USTO-MB. Le temps d'acquisition  $T_{acq}=5s$  et la fréquence d'échantillonnage  $F_e=1500Hz$ . Le choix de cette fréquence se fait sur la base d'un compromis entre qualité de signal et échauffement des interrupteurs IGBT.

Le banc d'essai est constitué des différents éléments suivants :

- La source d'alimentation triphasé permettant d'ajuster la tension est un modèle de Schneider électrique de tension  $3 \times 400V$  plus un neutre N et une mise à la terre PE. Sa puissance absorbée est de 7000VA.

- Le convertisseur statique est un "SEMIKRON SEMITEACH-IGBT" modèle contrôlé par une carte dSPACE 1104.

- Les capteurs de courant à effet hall sont des modèles "FLUKE i30s". Le courant maximal pouvant être mesuré par ce modèle est de 20A, le rapport de conversion est de 100mV/A. Les capteurs de tensions sont des "Tektronix P5200". La tension maximale mesurée par ce modèle variant de -1000V à +1000V, le rapport de conversion est de (1/50) ou (1/500) selon le choix du manipulateur.

- La carte d'acquisition est une NATIONAL INSTRUMENT BNC-2110 », avec 8 entrées analogiques. Son rôle dans la chaîne d'acquisition est de numériser le signal analogique.

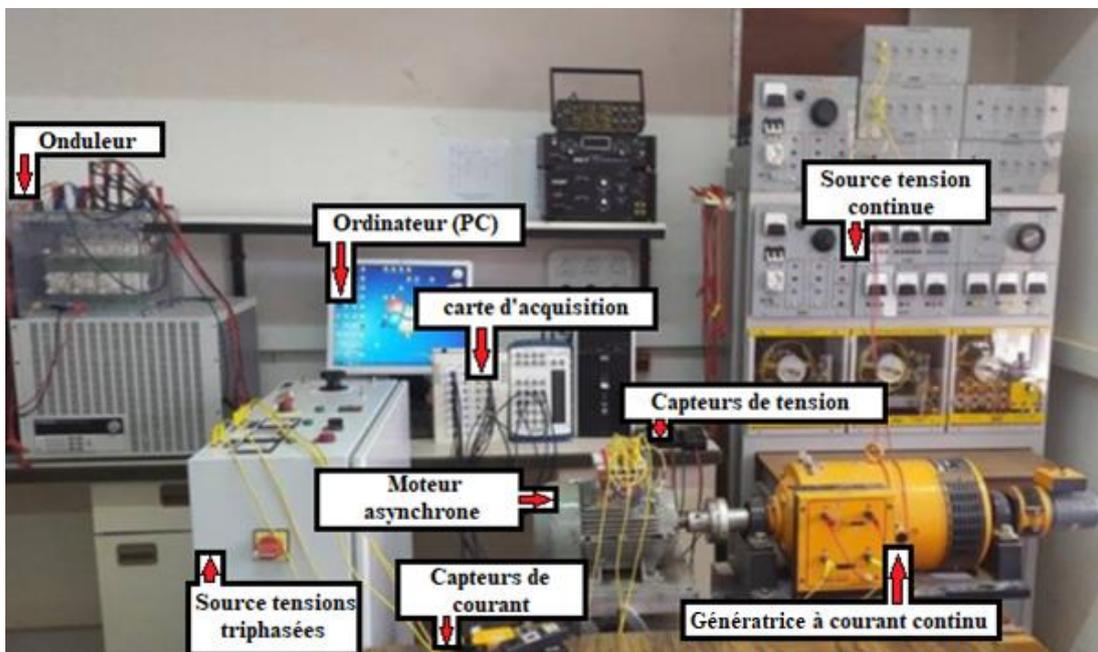


Figure V.4: Photo du banc d'essai des tests expérimentaux

La figure V.5 suivante représente les résultats expérimentaux des courants triphasés ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) pour le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux à l'état sain.

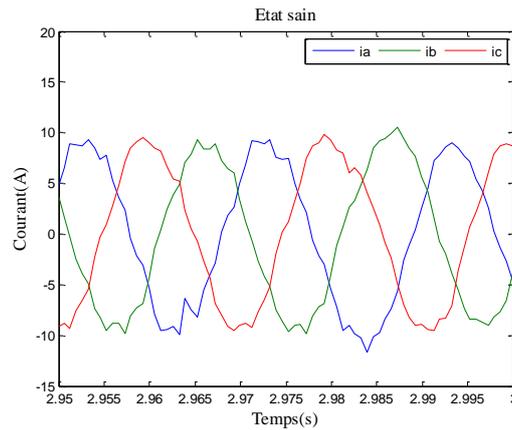


Figure V.5 : Courants triphasés ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) pour le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux à l'état sain (résultats expérimentaux)

Les allures des courants triphasés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont les mêmes que celles obtenues par la simulation, aussi bien pour un état sain que pour les états de défaut du circuit ouvert des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux (voir figure V.5 et figure V.6). La figure V.6 montre la forme des courants triphasés en cas de présence d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$ , et  $K_6$ .

La figure V.7 représente les résultats expérimentaux de la trajectoire des courants de Park pour le cas sain ainsi que le cas du défaut de circuit ouvert de chacun des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux. A noter que ces trajectoires sont la représentation graphique des courants dans le repère  $d-q$ .

On remarque sur la figure V.7 que la trajectoire des courants de Park à l'état sain forme quasiment un cercle, et quasiment un demi-cercle pour le cas d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT. La forme de ces trajectoires ainsi que leur décalage des résultats expérimentaux sont presque les mêmes que ceux obtenus par la simulation.

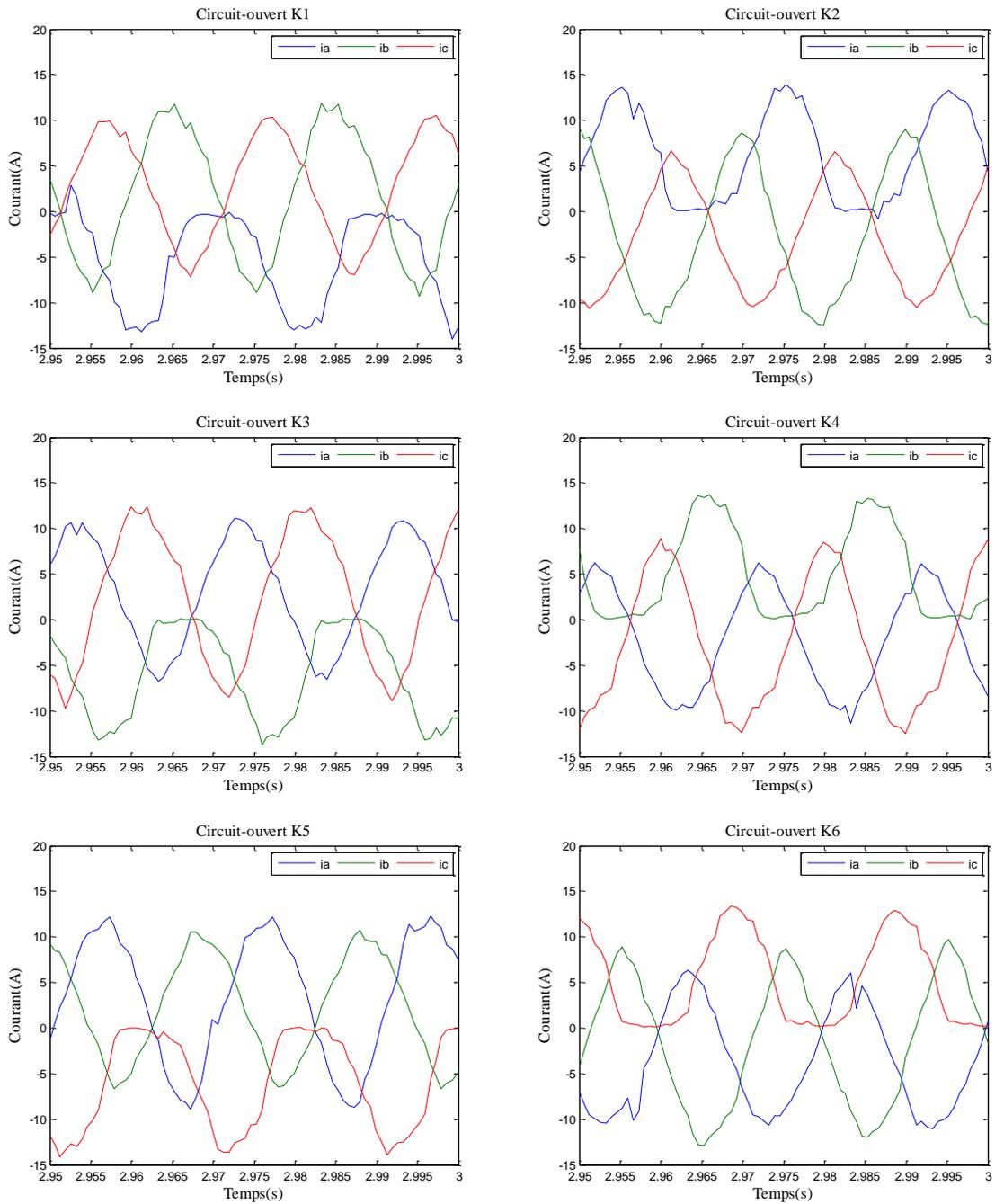


Figure V.6 : Courants triphasés ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) pour le cas du défaut de circuit ouvert d'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$ , et  $K_6$  respectivement d'un l'onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux)

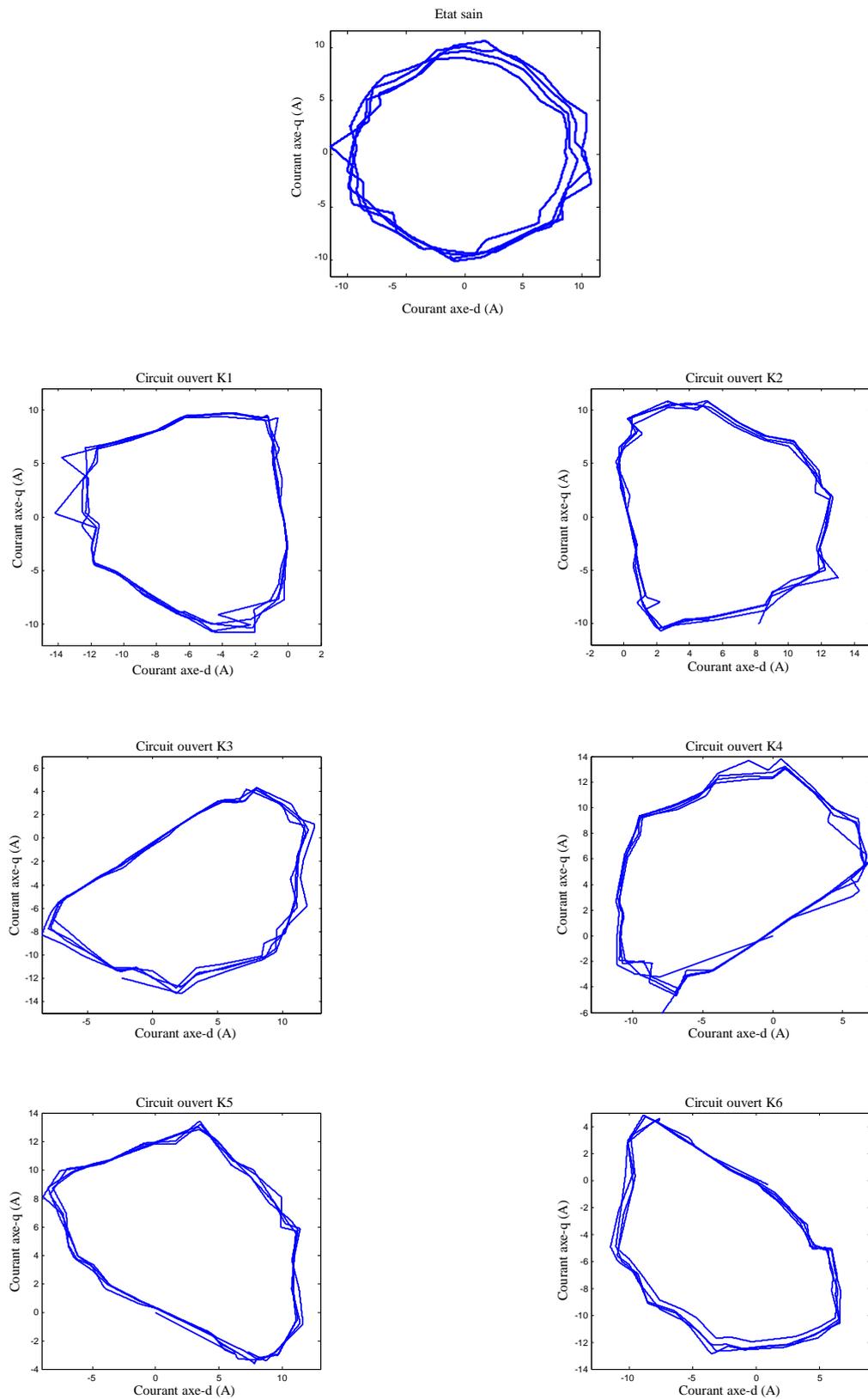


Figure V.7: Trajectories des courants de Park pour le cas d'un état sain et le cas d'un défaut de circuit ouvert d'un IGBT  $K_1, \dots, K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux)

La figure V.8 ci-dessous illustre les résultats expérimentaux des angles de défaut obtenus pour chacun des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

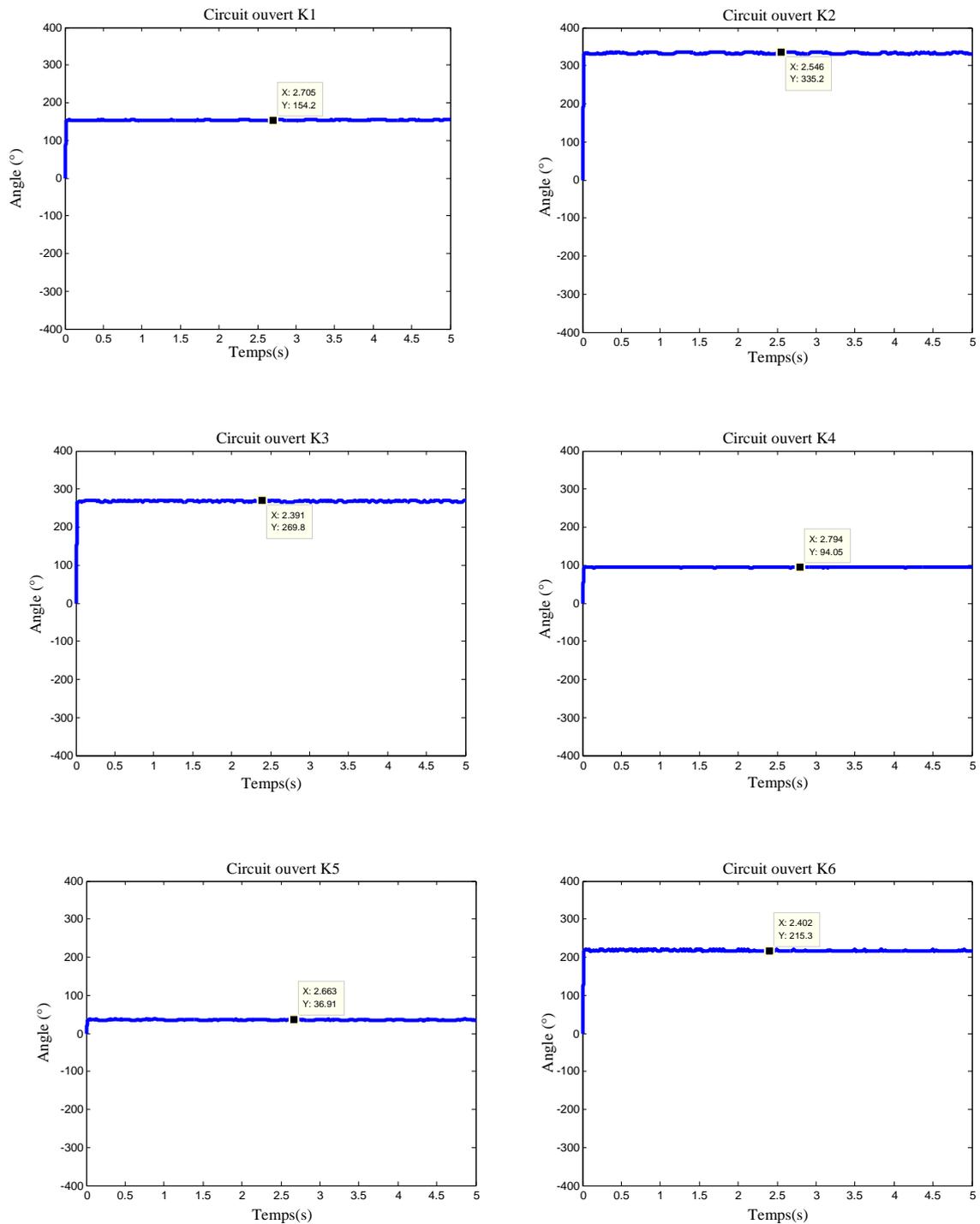


Figure V.8 : Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux)

Les angles de défaut obtenus des résultats expérimentaux sont quasiment similaires à ceux obtenus par la simulation. A noter que sur les tests expérimentaux réalisés, le défaut de circuit ouvert d'IGBT de l'onduleur est procédé avant de démarrer le système d'entraînement électrique étudié. En conséquence, ces résultats ne présentent que la phase temps où ce défaut est présent (voir la figure V.8).

### **V.2.2. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau du redresseur triphasé**

Le défaut survenant dans le redresseur peut être détecté et localisé en analysant la signature des courants du stator par la méthode des vecteurs de Park. Dans cette méthode, la trajectoire du courant est utilisée pour détecter la présence du défaut de circuit ouvert d'un IGBT [Che-16a], [Che-16c].

A l'état sain, les courants sont proprement sinusoïdaux, de sorte que la trajectoire du courant dans le repère  $d-q$  se présente sous la forme d'un cercle complet. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'IGBT se produit, la trajectoire du courant change de forme et prend celle d'un demi-cercle. L'orientation du demi-cercle varie d'un défaut à l'autre en fournissant une signature propre à chaque défaut lié à chaque IGBT du redresseur triphasé.

La figure V.9 suivante représente les résultats de la simulation de la trajectoire des courants de Park pour le cas sain ainsi que le cas de défaut de circuit ouvert de chacun des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un redresseur triphasé. A noter que cette trajectoire est une la représentation graphique des courants dans le repère  $d-q$ .

On remarque qu'entre la trajectoire des courants de Park d'un interrupteur IGBT et la trajectoire de son complément (par exemple, l'interrupteur IGBT  $K_1$  et  $K_2$ ) existe une relation de décalage de  $180^\circ$ . D'un interrupteur IGBT d'un bras à un interrupteur IGBT d'un autre bras de la même position (haut/bas), existe une relation de décalage de  $120^\circ$  entre leur trajectoire des courants de Park. D'un interrupteur IGBT d'un bras à un interrupteur IGBT d'un autre bras de position différente, existe une relation de décalage de  $60^\circ$  entre leur trajectoire des courants de Park. Par exemple, la trajectoire des courants de Park de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de son complément  $K_2$  pivotée de  $180^\circ$ ; la trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_3$  pivotée de  $120^\circ$ ; et la trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_1$  est quasiment la même trajectoire de l'interrupteur IGBT  $K_4$  pivotée de  $60^\circ$ .

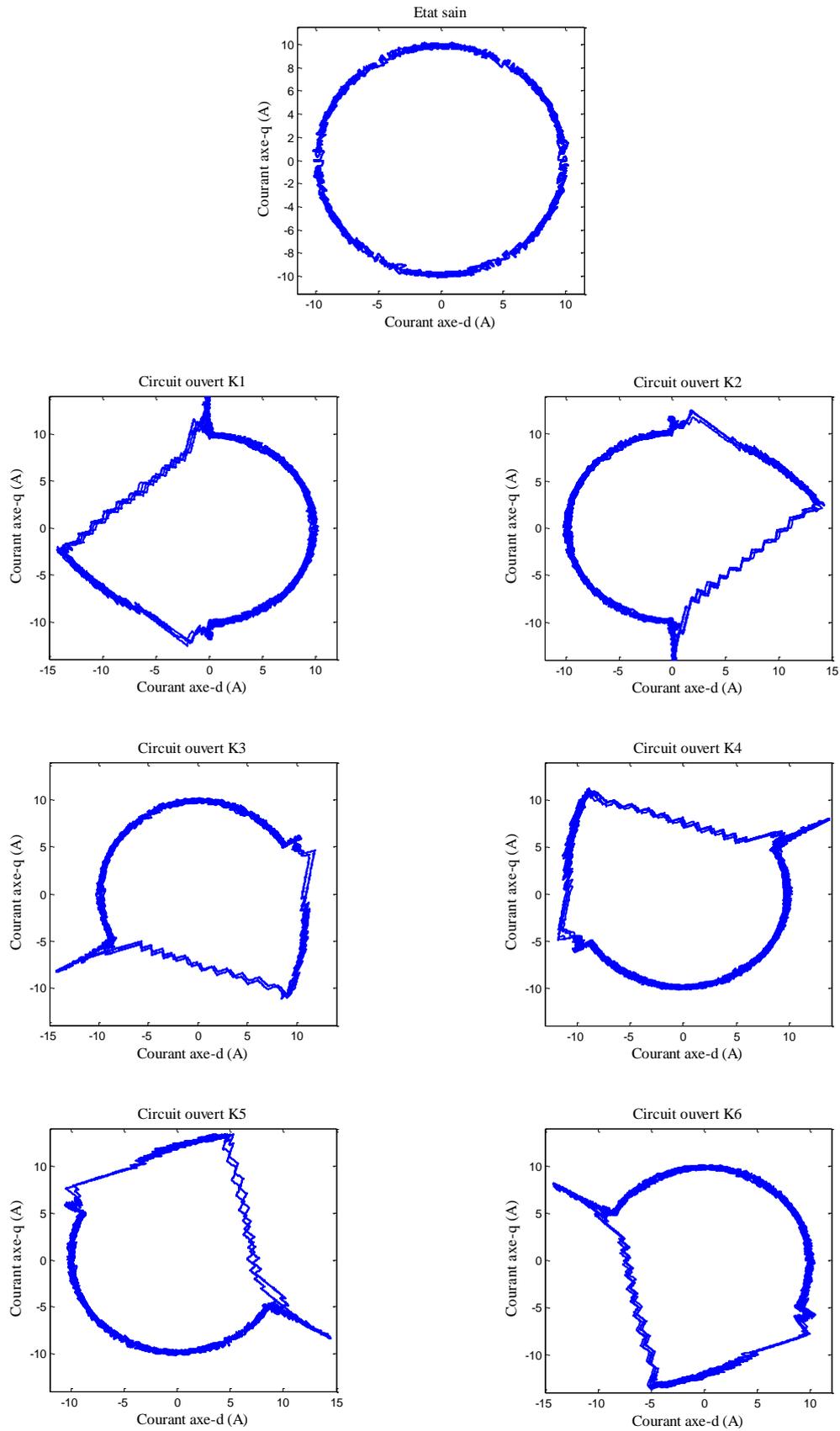


Figure V.9 : Trajectoires des courants de Park pour un état sain et un défaut de circuit ouvert d'un IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un redresseur triphasé

La figure V.10 illustre les résultats des angles de défaut obtenus pour chacun des six IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un redresseur triphasé.

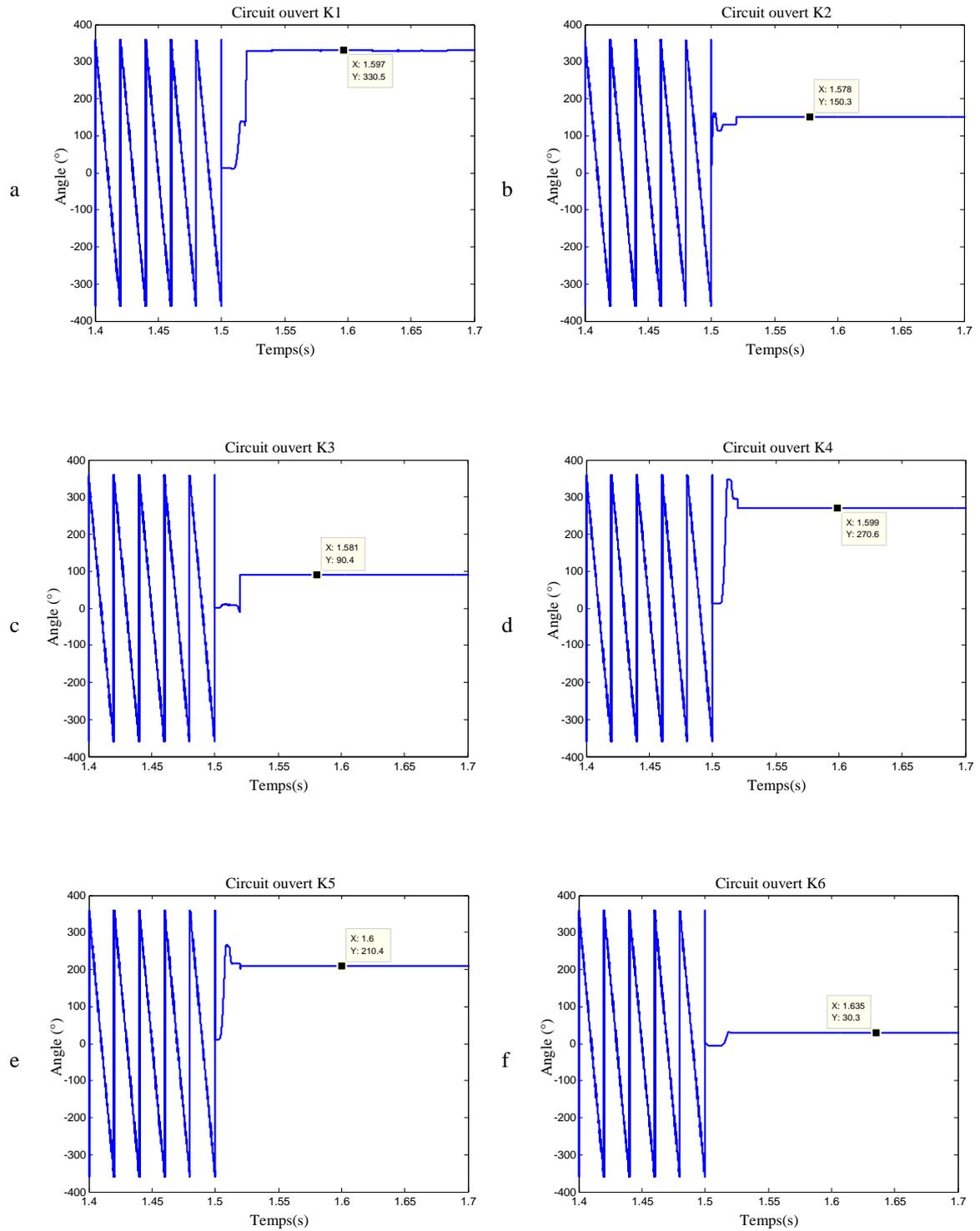


Figure V.10 : Angle de défaut de circuit ouvert d'un IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  d'un redresseur triphasé

Le résultat obtenu dans le cas (a) de la figure V.10 donne une valeur moyenne de  $330^\circ$ . Cet angle de défaut appartient à l'intervalle  $[300^\circ, 0^\circ]$ . On déduit que le redresseur triphasé présente un défaut de circuit ouvert de l'IGBT  $K_1$ .

De même, le résultat obtenu dans le cas (b) de la figure V.10 donne une valeur moyenne de  $150^\circ$ . Cet angle de défaut appartient à l'intervalle  $[120^\circ, 180^\circ]$ . On déduit que le redresseur triphasé présente un défaut de circuit ouvert de l'IGBT  $K_2$ .

De la même manière se fait la localisation de défaut de circuit ouvert des autres IGBT du redresseur triphasé. Le tableau suivant (tableau V.2) résume les six cas possibles de défaut de circuit ouvert d'IGBT [Im-12]. On a six intervalles de  $60^\circ$  chacun et chaque intervalle correspond à un des six interrupteurs IGBT de l'onduleur triphasé.

IGBT défectueux	Intervalle de l'angle de défaut $\theta_{smoy}$
$K_1$	$300^\circ < \theta_{smoy} < 0^\circ$
$K_2$	$120^\circ < \theta_{smoy} < 180^\circ$
$K_3$	$60^\circ < \theta_{smoy} < 120^\circ$
$K_4$	$240^\circ < \theta_{smoy} < 300^\circ$
$K_5$	$180^\circ < \theta_{smoy} < 240^\circ$
$K_6$	$0^\circ < \theta_{smoy} < 60^\circ$

Tableau V.2: Représentation des intervalles d'angle de défaut et l'IGBT correspondant (redresseur triphasé)

### **V.3. Application de la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces RMS et des valeurs moyennes des courants triphasés**

Inspiré de l'idée de l'approche citée en [Chav-14], cette technique a été développée pour la première fois sur un onduleur triphasé à deux niveaux et un redresseur triphasé. Cette technique de détection et de localisation de défauts en circuit ouvert IGBT est basée sur la surveillance de la valeur efficace (RMS) et le calcul de la valeur moyenne des courants du convertisseur statique. La valeur efficace RMS est un terme parmi le plus couramment utilisé dans les communautés éducatives et industrielles. La surveillance de la valeur efficace des

courants nominaux (ou tensions nominales) est devenue un standard. La plupart des systèmes électriques industriels ont un panneau d'affichage qui permet la lecture de leurs valeurs instantanées.

Les valeurs à surveiller et à calculer sont par définition la valeur efficace RMS et les valeurs moyennes sur une période  $T$  d'un signal de courant  $i(t)$  [Mog-04].

$$i_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (V.3)$$

$$i_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (V.4)$$

Les équations discrètes sont données ci-dessous comme suit :

$$i_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i^2(n)} \quad (V.5)$$

$$i_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \quad (V.6)$$

où, les valeurs  $i(n)$  et  $i^2(n)$  sont les échantillons du signal périodique et  $N$  est le nombre d'échantillons pendant une période  $T$ . Les  $N$  échantillons sont espacés d'une manière égale le long d'une période complète de signal.

L'organigramme suivant de la figure V.11 explique la procédure de détection du bras défectueux et de localisation du défaut de circuit ouvert d'IGBT.

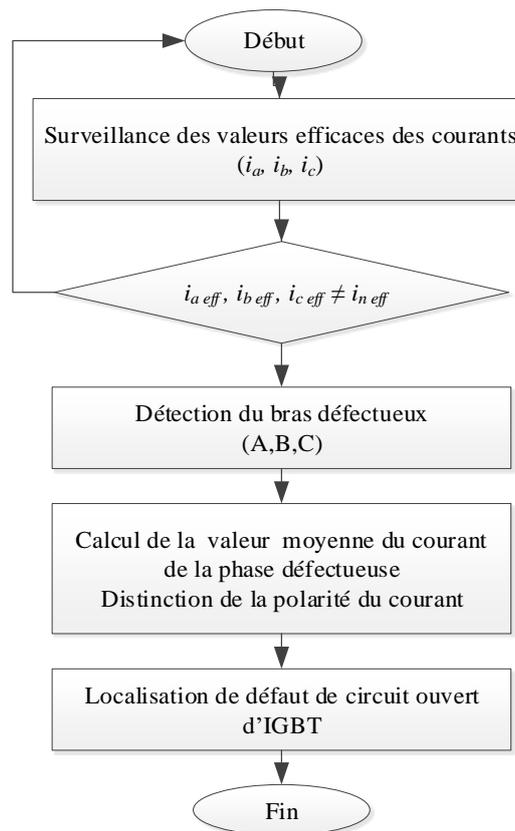


Figure V.11 : Organigramme de la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces RMS et des valeurs moyennes des courants triphasés

Pour commencer, trois capteurs de courant sont placés pour surveiller l'évolution de la valeur efficace (RMS) du courant dans chacune des trois phases. A l'état sain, la valeur efficace du courant dans les trois phases 'a', 'b' et 'c' est égale à la valeur efficace (RMS) nominale du courant de phase  $i_{neff}$ . Lorsque le défaut survient (disons appliqué à l'instant  $t = 1,5s$ ), les valeurs efficaces de ces courants triphasés changent avec le changement d'amplitude et de la forme des courants triphasés. La détection du bras défaillant se fait en comparant la nouvelle valeur efficace RMS du courant de chaque phase avec la valeur efficace RMS nominale du courant de phase.

### V.3.1. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau de l'onduleur triphasé

#### V.3.1.1. Détection de défaut de circuit ouvert d'un bras

La figure V.12 représente respectivement l'évolution des valeurs efficaces RMS et les valeurs moyennes des courants triphasés de l'onduleur triphasé a deux niveaux sous défaut de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement.

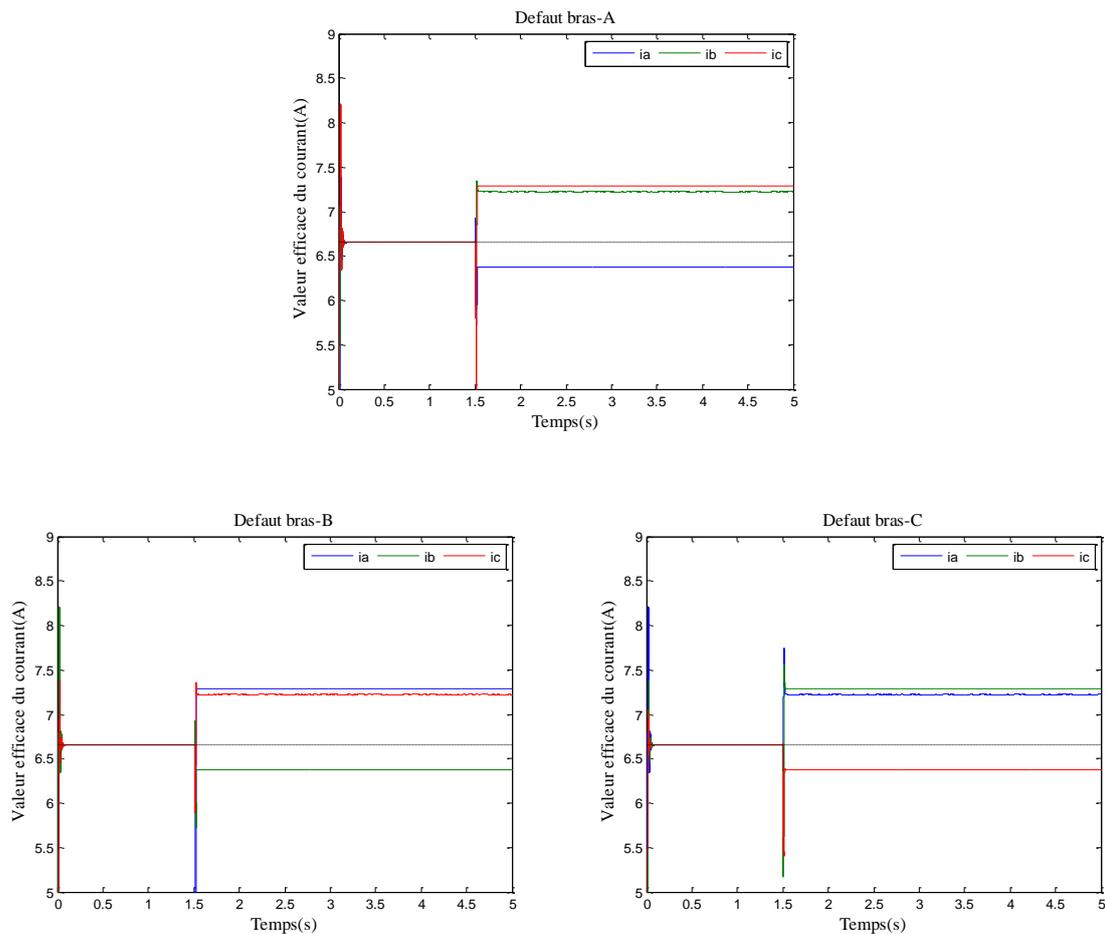


Figure V.12 : Evolution de la valeur efficace des courants triphasés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement d'un onduleur triphasé

Comme le montre la figure V.12, lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'IGBT se produit dans le bras 'A' de l'onduleur, la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des phases 'b' et 'c' et une diminution de la phase 'a'. Lorsqu'un défaut atteint le bras 'B', la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des

phases 'a' et 'c' et une diminution de la phase 'b'. Enfin, lorsqu'un défaut survient dans le bras 'C', la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des phases 'a' et 'b' et une diminution de la phase 'c'. On peut conclure de ces constatations que pour chaque cas de défaut de circuit ouvert d'IGBT du bras de l'onduleur, la valeur efficace RMS du courant diminue d'une phase et augmente dans les deux autres phases.

### **V.3.1.2. Localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT de l'onduleur triphasé à deux niveaux**

La localisation du défaut d'IGBT de l'onduleur utilisant la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés est réalisée par le calcul de la valeur moyenne du courant de phase branché au bras défaillant. Dans l'état sain  $i_{amoy}$ ,  $i_{bmoy}$ ,  $i_{cmoy}$  sont nuls. Par contre en cas de défaut de circuit ouvert d'IGBT, ces valeurs moyennes des courants de phase prennent des valeurs différentes de zéro. Le signe positif ou négatif de la valeur moyenne du courant de la phase connectée au bras défaillant permet de localiser le défaut d'IGBT.

La figure V.13 montre l'évolution de la valeur moyenne des courants triphasés en présence d'un défaut en circuit ouvert de chacun des six IGBT constituant les trois bras de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Comme le montre la figure V.13 ci-dessous, lorsque la valeur moyenne du courant de la phase liée au bras défaillant est négative, cela implique que l'IGBT défaillant est celui du haut. Par contre, si la valeur moyenne du courant de la phase liée au bras défaillant est positive, cela implique que l'IGBT défaillant est celui du bas. Considérons maintenant comme exemple le bras 'A' qui se compose de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$ . Lorsqu'un défaut survient au niveau de l'IGBT  $K_1$ , la valeur moyenne du courant de la phase 'a' prend une valeur négative (la polarité est négative). Par contre, lorsqu'un défaut survient au niveau de l'IGBT  $K_2$  (qui est le complémentaire de  $K_1$ ), la valeur moyenne du courant de la phase 'a' prend une valeur positive (la polarité est positive).

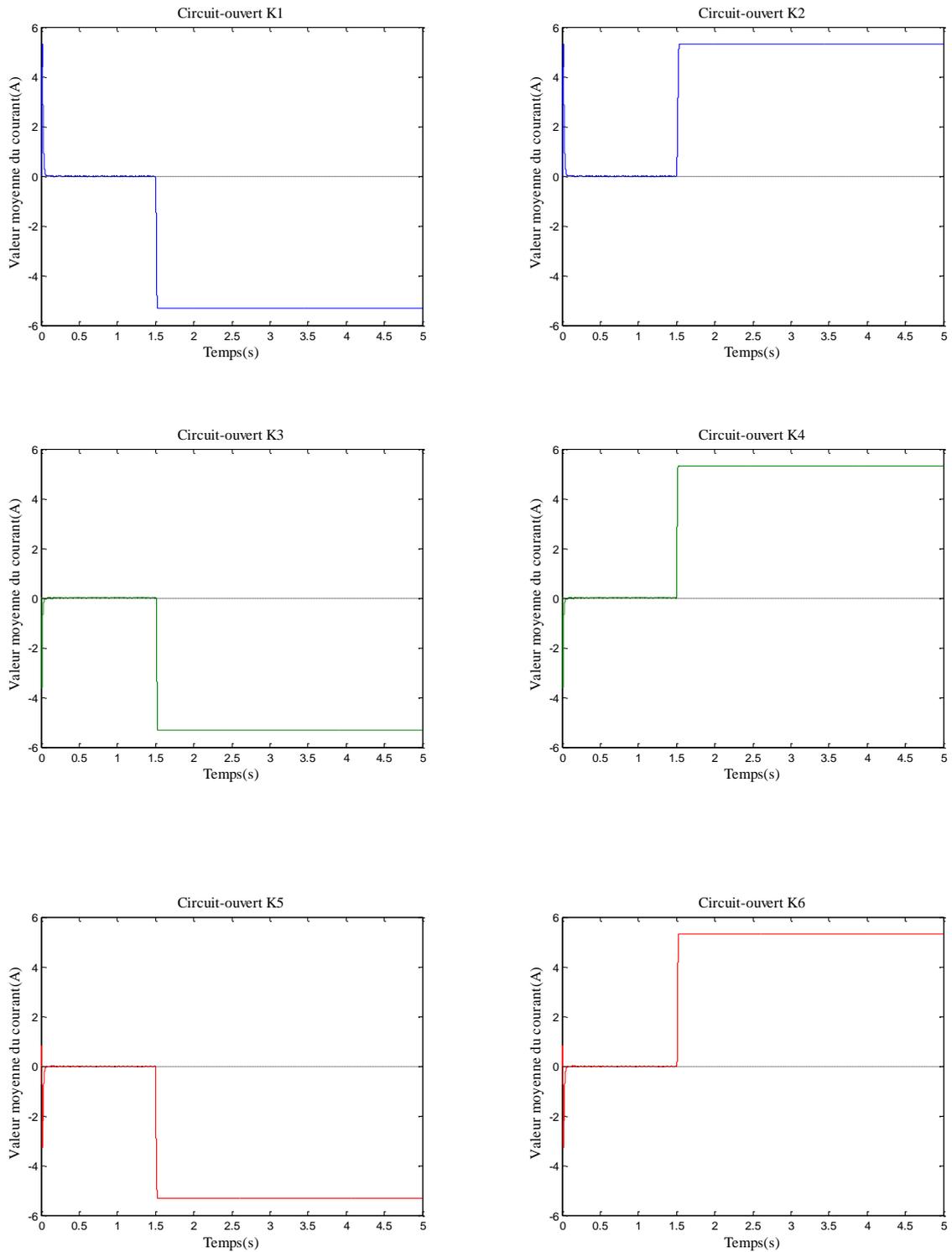


Figure V.13 : Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  respectivement d'un onduleur triphasé

Le tableau V.3 résume les trois possibilités définissant le défaut de circuit ouvert des trois bras ‘A’, ‘B’ et ‘C’ respectivement et donc également les possibilités de défaut de circuit ouvert des IGBT  $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$  et  $K_6$  pour le cas d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Bras	conditions	IGBT	
Défaut Bras ‘A’	$i_{a\text{eff}} \leq i_{\text{neff}}, i_{b\text{eff}} > i_{\text{neff}}$ et $i_{c\text{eff}} > i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_1$	$i_{a\text{moy}} < 0$
		Circuit ouvert $K_2$	$i_{a\text{moy}} > 0$
Défaut Bras ‘B’	$i_{a\text{eff}} > i_{n\text{RMS}}, i_{b\text{eff}} \leq i_{\text{neff}}$ et $i_{c\text{eff}} > i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_3$	$i_{b\text{moy}} < 0$
		Circuit ouvert $K_4$	$i_{b\text{moy}} > 0$
Défaut Bras ‘C’	$i_{a\text{eff}} > i_{\text{neff}}, i_{b\text{eff}} > i_{\text{neff}}$ et $i_{c\text{eff}} \leq i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_5$	$i_{c\text{moy}} < 0$
		Circuit ouvert $K_6$	$i_{c\text{moy}} > 0$

Tableau V.3: Technique proposée de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert du bras et d’IGBT (onduleur triphasé à deux niveaux)

avec:

$i_{\text{neff}}$ : Valeur efficace nominale de courant de phase.

$i_{a\text{eff}}, i_{b\text{eff}}, i_{c\text{eff}}$ : valeur efficace des courants de la phase ‘a’, phase ‘b’ et phase ‘c’ respectivement.

$i_{a\text{moy}}, i_{b\text{moy}}, i_{c\text{moy}}$ : valeur moyenne des courants de la phase ‘a’, phase ‘b’ et phase ‘c’ respectivement.

Le choix d'utiliser une combinaison de différents types de valeurs (valeur efficace et valeur moyenne) est de combiner l’efficacité, la rapidité et la robustesse contre les fausses alarmes. La surveillance de la valeur efficace du courant permet de détecter rapidement le bras en défaut de circuit ouvert (phase défaillante). La polarité de la valeur moyenne du courant phase liée au bras défaillant permet de localiser le défaut d’IGBT.

### V.3.1.3. Résultats expérimentaux

La figure V.14 montre les résultats expérimentaux de la valeur efficace RMS et de la valeur moyenne pour chacune des trois phases dans le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux sans défauts.

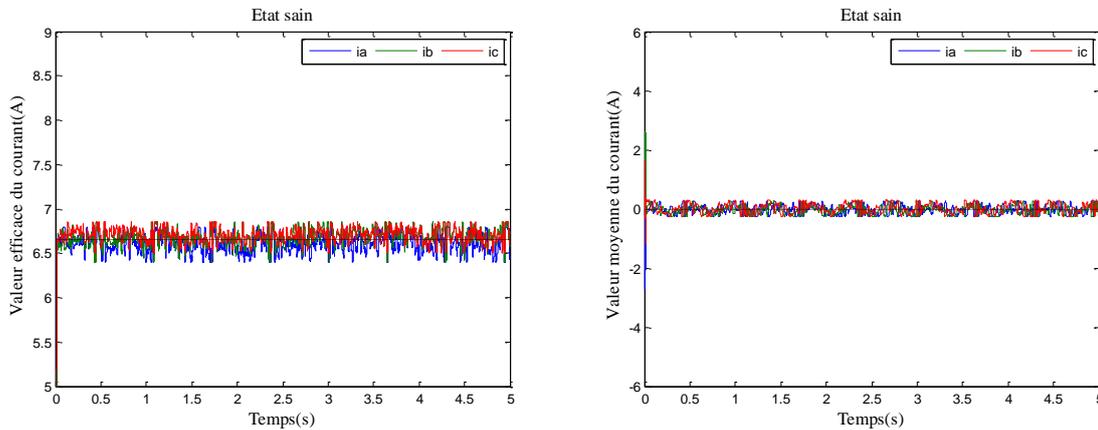


Figure V.14 : Valeur efficace et valeur moyenne des courants triphasés ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) pour le cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux sans défauts (résultats expérimentaux)

Noter que les résultats expérimentaux obtenus sont presque les mêmes que ceux obtenus par la simulation.

La figure V.15 suivante montre les résultats expérimentaux de l'évolution de la valeur efficace RMS pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'IGBT se produit dans l'un des trois bras 'A', 'B' et 'C' respectivement. Ces résultats expérimentaux obtenus sont presque les mêmes que ceux obtenus par la simulation.

A noter que sur les tests expérimentaux réalisés, le défaut de circuit ouvert d'IGBT de l'onduleur est procédé avant de démarrer le système d'entraînement électrique étudié. En conséquence, ces résultats présentent uniquement la phase temps où ce défaut est présent (voir la figure V.15).

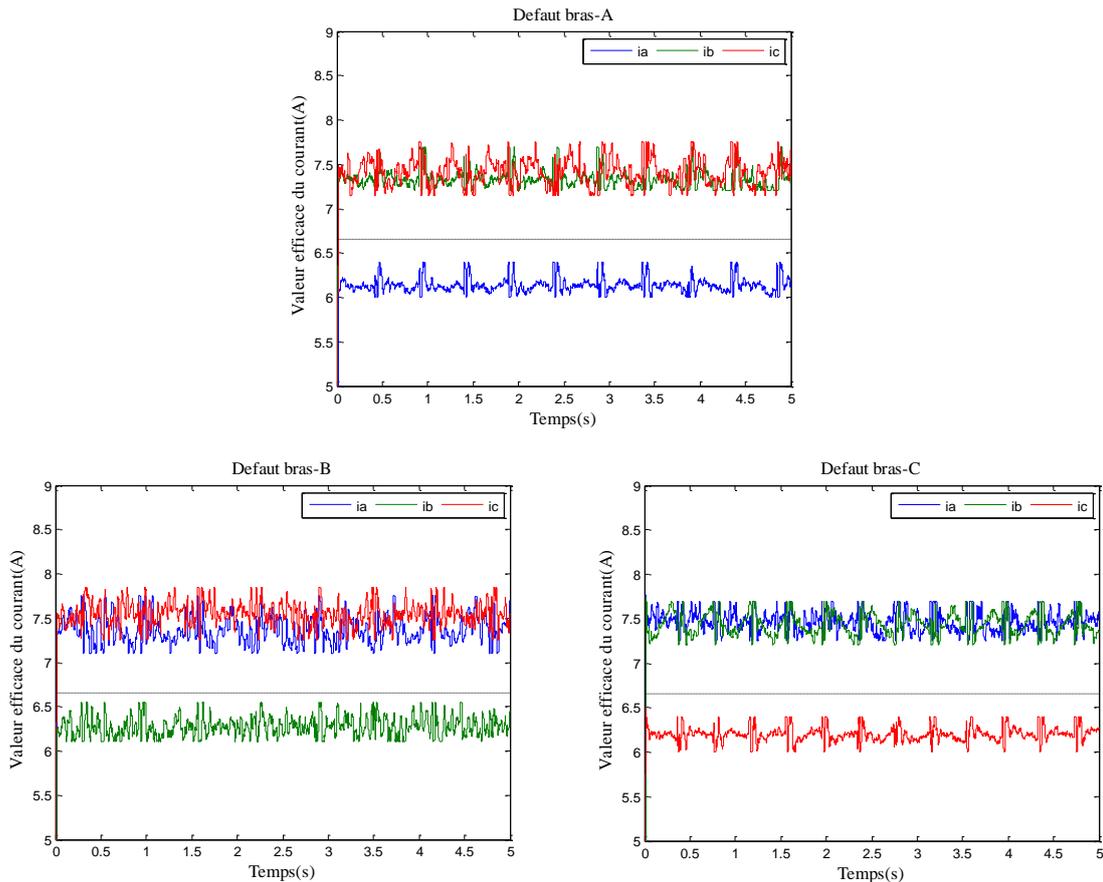


Figure V.15 : Evolution de la valeur efficace des courants triphasés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux)

La figure V.16 montre les résultats expérimentaux de l'évolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut se produit au niveau de l'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  respectivement. Ces résultats expérimentaux obtenus sont presque les mêmes que ceux obtenus par la simulation.

A noter que sur les tests expérimentaux réalisés, le défaut de circuit ouvert d'IGBT de l'onduleur est procédé avant de démarrer le système d'entraînement électrique étudié. En conséquence, ces résultats présentent uniquement la phase temps où ce défaut est présent (voir la figure V.16).

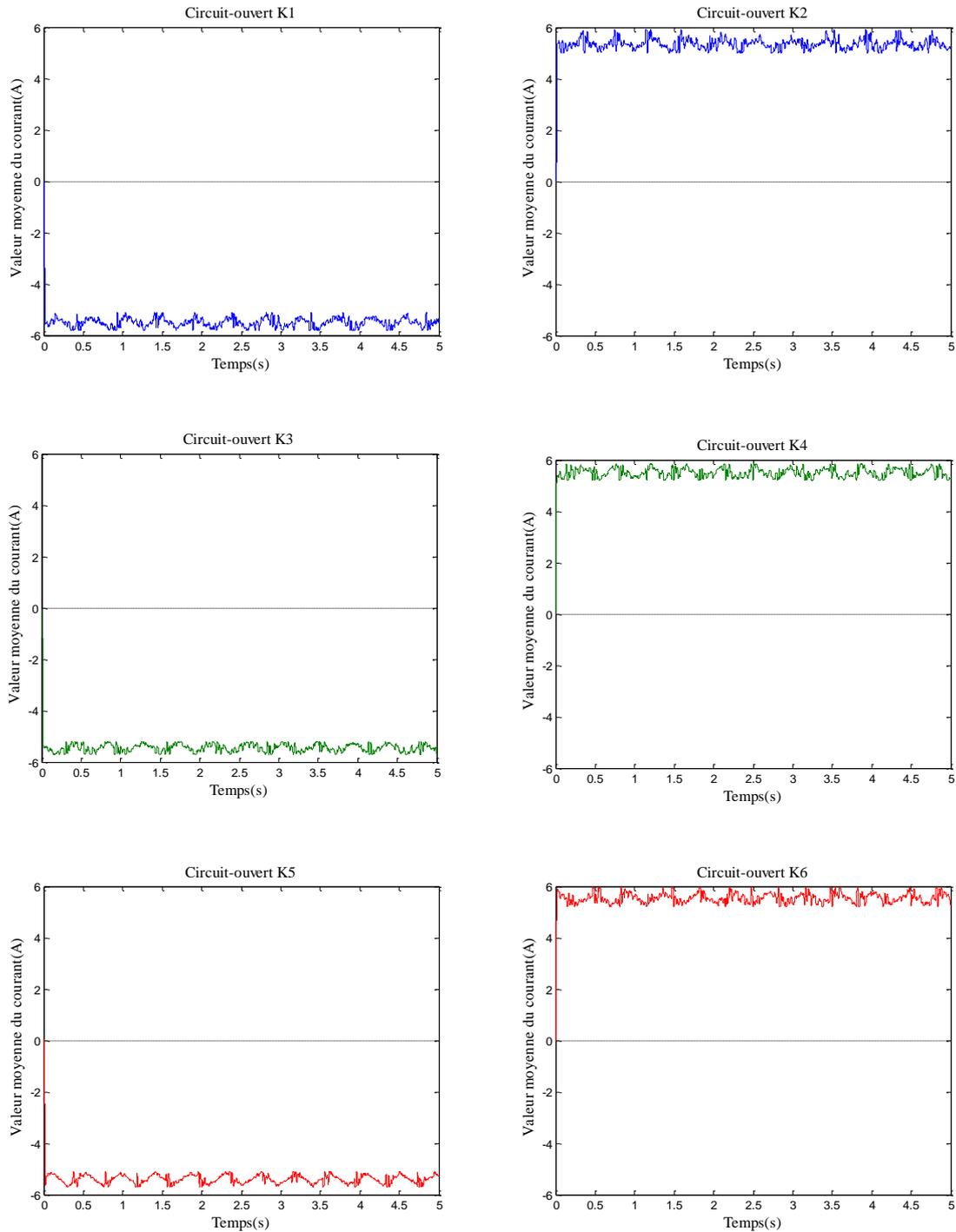


Figure V.16 : Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  respectivement d'un onduleur triphasé à deux niveaux (résultats expérimentaux)

### V.3.2. Détection et localisation de défaut IGBT au niveau du redresseur triphasé

### V.3.2.1. Détection de défaut de circuit ouvert d'un bras redresseur

La figure V.17 représente respectivement l'évolution des valeurs efficaces (RMS) et les valeurs moyennes des courants triphasés du redresseur triphasé sous défaut de bras 'A', 'B' et 'C' respectivement.

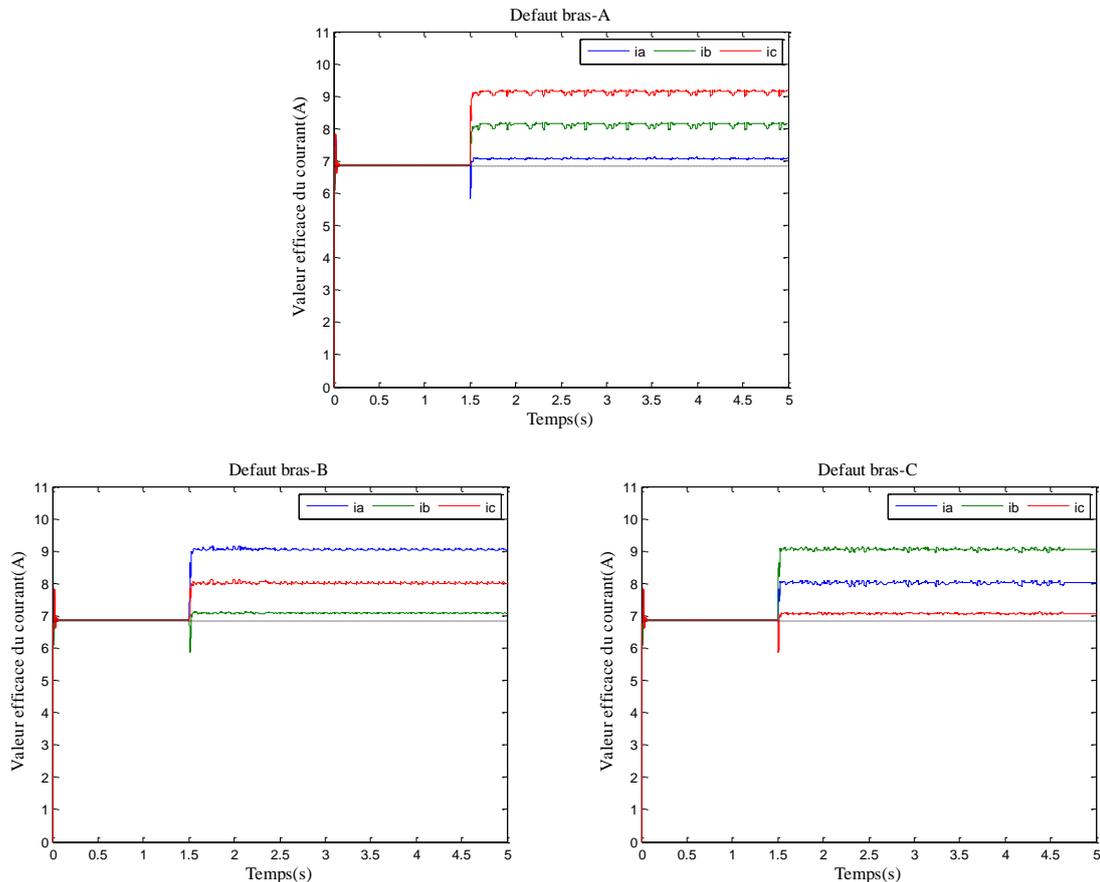


Figure V.17 : Evolution de la valeur efficace des courants triphasés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  pour un défaut de circuit ouvert de bras 'A', 'B', 'C' respectivement d'un redresseur triphasé

Comme le montre la figure V.17, lorsqu'un défaut de circuit ouvert d'IGBT se produit dans le bras 'A' du redresseur triphasé, la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des phases 'b' et 'c' et une valeur très proche au courant nominal de la phase 'a'. Lorsqu'un défaut atteint le bras 'B', la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des phases 'a' et 'c' et une valeur très proche au courant nominal de la phase 'b'. Enfin, lorsqu'un défaut survient dans la bras 'C', la surveillance de la valeur efficace des courants montre une augmentation des phases 'a' et 'b' et une valeur très proche au courant nominal de la phase 'c'. On peut conclure

de ces constatations que pour chaque cas de défaut de circuit ouvert de bras du redresseur triphasé, la valeur efficace est quasiment nominale dans une phase et augmente dans les deux autres phases.

### **V.3.2.2. Localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT du redresseur**

La localisation du défaut IGBT est réalisée par le calcul de la valeur moyenne du courant de phase branché au bras défaillant du redresseur triphasé. Dans l'état sain  $i_{amoy}$ ,  $i_{bmoy}$ ,  $i_{cmoy}$  sont nuls. Par contre, en cas de défaut de circuit ouvert d'IGBT ces valeurs moyennes des courants de phase prennent des valeurs différentes de zéro. Le signe positif ou négatif de la valeur moyenne du courant de la phase connectée au bras défaillant permet de localiser le défaut d'IGBT du redresseur.

La figure V.18 montre l'évolution de la valeur moyenne des courants triphasés en présence d'un défaut en circuit ouvert de chacun des six IGBT constituant les trois bras du redresseur triphasé.

Comme le montre la figure V.18 ci-dessous, lorsque la valeur moyenne du courant de la phase liée au bras défaillant est positive, cela implique que l'IGBT défaillant est celui du haut. Par contre, si la valeur moyenne du courant de la phase liée au bras défaillant est négative, cela implique que l'IGBT défaillant est celui du bas. Considérons maintenant comme exemple le bras 'A' qui se compose de deux IGBT  $K_1$  et  $K_2$ . Lorsqu'un défaut survient au niveau de l'IGBT  $K_1$ , la valeur moyenne du courant de la phase 'a' prend une valeur positive (la polarité est positive). Par contre, lorsqu'un défaut survient au niveau de l'IGBT  $K_2$  (qui est le complémentaire de  $K_1$ ), la valeur moyenne du courant de la phase 'a' prend une valeur négative (la polarité est négative).

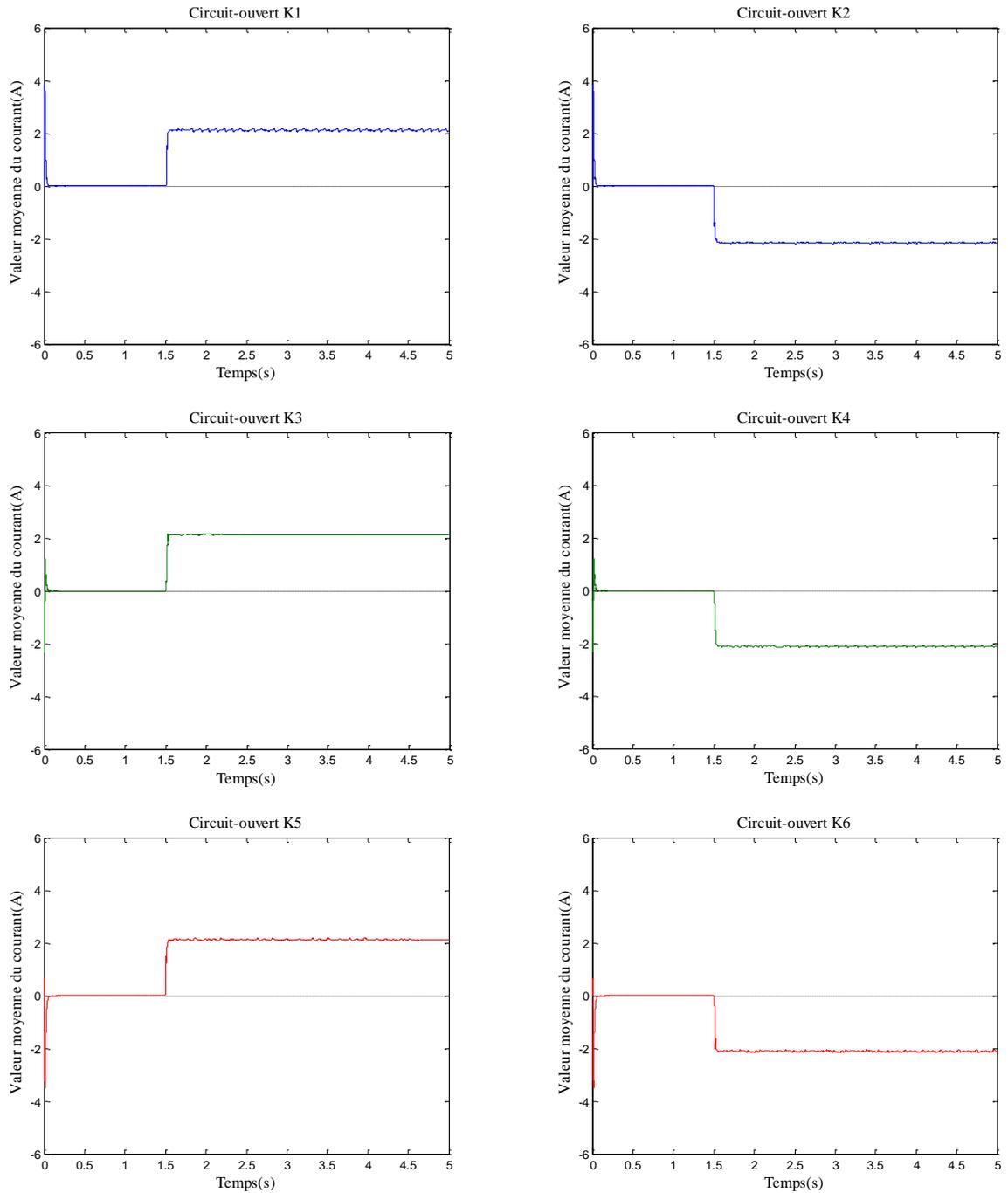


Figure V.18 : Evolution de la valeur moyenne pour chacune des trois phases lorsqu'un défaut de circuit ouvert l'IGBT  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  respectivement d'un redresseur triphasé

Le tableau V.4 résume les trois possibilités définissant le défaut de circuit ouvert des trois bras ‘A’, ‘B’ et ‘C’ respectivement et donc également les possibilités de défaut de circuit ouvert des IGBT  $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5$  et  $K_6$  pour le cas d'un redresseur triphasé.

Bras	Conditions	IGBT	
Défaut Bras ‘A’	$i_{a\text{eff}} \approx i_{\text{neff}}, i_{b\text{eff}} > i_{\text{neff}} \text{ et } i_{c\text{eff}} > i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_1$	$i_{a\text{moy}} > 0$
		Circuit ouvert $K_2$	$i_{a\text{moy}} < 0$
Défaut Bras ‘B’	$i_{a\text{eff}} > i_{\text{neff}}, i_{b\text{eff}} \approx i_{\text{neff}} \text{ et } i_{c\text{eff}} > i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_3$	$i_{b\text{moy}} > 0$
		Circuit ouvert $K_4$	$i_{b\text{moy}} < 0$
Défaut Bras ‘C’	$i_{a\text{eff}} \approx i_{\text{neff}}, i_{b\text{eff}} > i_{\text{neff}} \text{ et } i_{c\text{eff}} \approx i_{\text{neff}}$	Circuit ouvert $K_5$	$i_{c\text{moy}} > 0$
		Circuit ouvert $K_6$	$i_{c\text{moy}} < 0$

Tableau V.4: Technique proposée de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert du bras et d’IGBT (redresseur triphasé)

avec:

$i_{\text{neff}}$ : Valeur efficace nominale de courant de phase.

$i_{a\text{eff}}, i_{b\text{eff}}, i_{c\text{eff}}$ : valeur efficace des courants de la phase ‘a’, phase ‘b’ et phase ‘c’ respectivement.

$i_{a\text{moy}}, i_{b\text{moy}}, i_{c\text{moy}}$ : valeur moyenne des courants de la phase ‘a’, phase ‘b’ et phase ‘c’ respectivement.

Le choix d'utiliser une combinaison de différents types de valeurs (valeur efficace RMS et valeur moyenne) est de combiner efficacité, rapidité et robustesse contre les fausses alarmes. La surveillance de la valeur efficace du courant permet de détecter rapidement le bras en défaut de circuit ouvert (phase défaillante). La polarité de la valeur moyenne du courant phase liée au bras défaillant permet de localiser le défaut d’IGBT du redresseur triphasé.

#### **V.4. Etude comparative entre les deux techniques de détection et de localisation proposées**

Nous avons pu détecter et localiser le défaut de circuit ouvert d'IGBT en utilisant deux techniques différentes pour un onduleur triphasé à deux niveaux et un redresseur triphasé. La première est la technique des courants de Park, elle doit passer par une transformation des courants triphasés en biphasé afin de tracer les trajectoires des courants de Park et en déduire l'angle de défaut. Selon le type de commande utilisée. Cette technique peut être favorable si les courants de Park font partie de la commande du système d'entraînement électrique concerné. La seconde est une technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés. Contrairement à la technique précédente, celle-ci exploite les courants triphasés directement sans passer par l'étape de transformation des courants en biphasé, ce qui lui confère un avantage sur la première technique proposée.

Les deux techniques utilisées doivent faire appel à un tableau permettant de localiser le défaut. Pour la technique des courants de Park, le tableau est résumé en intervalles d'angle de défaut d'IGBT. Contrairement à la deuxième technique consistant à combiner les valeurs efficaces et les valeurs moyennes des courants triphasés, le tableau résume les conditions de localisation des défauts d'IGBT qui résident dans la comparaison et la polarité des courants triphasés.

A noter que pour une même méthode de détection et de localisation des défauts, ce tableau diffère d'un type de convertisseur à l'autre et d'une topologie à l'autre. De même pour les trajectoires des courants de Park, l'orientation des demi-cercle caractérisant les défauts d'IGBT d'un onduleur triphasé à deux niveaux ont une rotation de  $180^\circ$  par rapport à celles d'un redresseur triphasé. A noter que le temps de localisation du défaut des deux techniques est similaire qui correspond à une période.

Le tableau suivant (tableau V.5) représente une récapitulation des avantages et des inconvénients des deux techniques proposées précédemment.

<b>Technique des courants de Park</b>	<b>Technique des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés</b>
<p style="text-align: center;"><b>Avantages</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>-Lecture graphique facile des défauts.</li> <li>-Implémentation harmonieuse avec certaines stratégies de commande tel que la commande SVM.</li> <li>-Permission de faire la détection et la localisation des défauts.</li> <li>-Habilité pour la détection et la localisation des défauts de l'onduleur et le redresseur.</li> <li>-Non-nécessité de la précision de mesure.</li> </ul>	<p style="text-align: center;"><b>Avantages</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>-Exploitation directe des courants triphasés.</li> <li>-Implémentation simple et efficace de l'algorithme de détection et de localisation des défauts.</li> <li>-Possibilité de surveiller le système en permanence.</li> <li>-Permission de faire la détection et la localisation des défauts.</li> <li>-Temps de détection plus rapide (3ms).</li> <li>-Détection rapide du bras défectueux, par conséquent elle favorise l'utilisation d'un bras redondant.</li> <li>-Habilité pour la détection et la localisation des défauts de l'onduleur et le redresseur.</li> </ul>
<p style="text-align: center;"><b>Inconvénients</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>-Nécessité de trois capteurs de courant.</li> <li>-Nécessité de transformer les courants triphasés en biphasé.</li> <li>-Implémentation moins simple de l'algorithme de détection et de localisation des défauts.</li> <li>-Temps de détection moins rapide (5ms).</li> <li>-Nécessité des faire modifications pour le passage d'un type de convertisseur à un autre.</li> <li>-invalide pour la détection et de localisation des défaut de C-C.</li> </ul>	<p style="text-align: center;"><b>Inconvénients</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>-Nécessité de trois capteurs de courant.</li> <li>-Nécessité de la précision de mesure pour épargner les fausses alarmes.</li> <li>-Nécessité de faire des modifications pour le passage d'un type de convertisseur à un autre.</li> <li>-invalide pour la détection et de localisation des défaut de C-C.</li> </ul>

Tableau V.5 : Etude comparative entre les deux techniques de détection et de localisation proposées

## **V.5. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons considéré deux techniques de détection et de localisation de défaut de convertisseur statique (l'étude a concerné deux types de convertisseurs différents). Nous avons également fait une comparaison entre ces deux techniques et démontré le mérite de chacune.

Nous avons utilisé d'abord la technique des courants de Park. Celle-ci est basée sur la valeur moyenne des courants de Park. Cette technique utilise la trajectoire des courants de Park et un angle de défaut calculé (appartenant à un intervalle de défaut) pour la détection et la localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT au niveau d'un convertisseur statique. Cette technique peut être appliquée pour la détection de défaut de tout convertisseur statique basé sur des interrupteurs à semi-conducteur.

Noter que l'orientation du demi-cercle tracé et l'angle varient de l'onduleur au redresseur. Nous concluons que des modifications et des arrangements sont nécessaires pour rendre cette technique valable d'un type et d'une topologie de convertisseur statique à un autre. Plusieurs résultats de simulation ont été donnés pour illustrer le mérite de la méthode et son efficacité.

Ensuite, une deuxième technique de détection et de localisation d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT d'un bras de convertisseur statique est présentée. Celle-ci est basée sur la combinaison des valeurs efficaces et moyennes des courants triphasés. Plusieurs résultats de simulation ont été donnés pour illustrer le mérite de la méthode et son efficacité. Des travaux expérimentaux sont également menés pour valider les résultats obtenus par la simulation. Cette méthode présente l'avantage d'être simple, efficace et fiable tout en étant basée sur la surveillance de la valeur efficace des courants triphasés et le calcul de la valeur moyenne des courants triphasés de la phase en défaut.

La surveillance des courants efficaces nous permet non seulement de détecter le bras défaillant mais aussi de connaître la sévérité du défaut dans chaque phase. Si le courant augmente, cela signifie que la sévérité est devenue importante. Cette méthode permet également de détecter plus rapidement le bras défaillant ce qui est favorable à l'utilisation d'un bras redondant et peut être mis en œuvre à faible coût. Le calcul de la valeur moyenne du courant de la phase connectée au bras défaillant est suffisant pour la localisation de l'IGBT

supérieur ou inférieur en défaut de circuit ouvert et donc la méthode de détection proposée permet un temps de détection rapide pour la localisation de l'interrupteur IGBT.

La normalisation des courants nécessite une analyse spectrale afin de calculer les deux coefficients normalisés indispensables pour cette méthode. En revanche, avec la méthode proposée, cette étape est totalement supprimée puisque la méthode proposée (technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces RMS et des valeurs moyennes des courants triphasés) est essentiellement basée sur la surveillance de la valeur efficace RMS des courants initialement pour la détection du bras défaillant et sur un simple calcul de la valeur moyenne des courants, pour ensuite la localisation du défaut en circuit ouvert d'IGBT en distinguant simplement la polarité de la valeur moyenne du courant de la phase défaillante.

Les résultats obtenus et la comparaison des deux techniques illustrent clairement l'efficacité de ces deux techniques ainsi que l'avantage et le mérite de chacune des deux techniques.

# **CONCLUSION GENERALE**

## *Conclusion générale*

Compte tenu de l'importance et de la fréquence d'utilisation des convertisseurs statiques dans la commande des machines asynchrones (MAS) dans l'industrie actuelle, la détection et la localisation des défauts de convertisseurs statiques est devenue un enjeu économique important.

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis par la recherche sur la surveillance et le diagnostic des entraînements électriques sous défauts de convertisseurs. Il est donc important de développer des outils et des techniques de détection et de localisation, et de surveiller l'état de fonctionnement de l'ensemble du système.

La fiabilité du diagnostic consiste à déterminer avec un bon compromis entre précision de la nature et la sévérité du défaut et rapidité de détection.

Il est clair qu'un système d'entraînement électrique composé d'un MAS triphasé, alimentée par un convertisseur statique à deux niveaux, ne permet pas d'assurer la continuité de service en cas de défaut de court-circuit ou de circuit ouvert d'un IGBT, ainsi la détection et la localisation de ces défauts est primordiale pour le diagnostic et la surveillance du système.

Nous ajoutons qu'un convertisseur statique à deux niveaux est relativement facile à commander, peu coûteux et de construction simple son utilisation dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable reste un bon choix pour la plupart des applications et usages.

Le travail présenté dans cette thèse porte sur une « Contribution à la surveillance et le diagnostic d'un entraînement électrique (convertisseur statique sous-défaut) ». L'objectif principal de ce travail est d'aider à contribuer à l'amélioration de la disponibilité des entraînements électriques à vitesse variable. Et cela d'abord en caractérisant la signature des défauts de convertisseurs statiques, puis en visualisant et en analysant son impact sur l'ensemble de l'entraînement électrique. Dans le même but, deux techniques de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT ont été appliqués pour deux types de convertisseurs statiques (l'onduleur triphasé à deux niveaux et le redresseur triphasé).

Ce travail a été accompli pour contribuer à répondre aux exigences croissantes des industriels et des applications des MAS associés aux convertisseurs statiques.

Le système d'entraînement électrique considéré et étudié dans cette thèse est constitué d'un moteur asynchrone triphasé alimentée à travers un réseau électrique triphasé par l'intermédiaire de deux convertisseurs statiques (CA/CC et CC/CA), le premier est un redresseur triphasé qui assure la conversion alternative-continue et le deuxième est un onduleur triphasé à deux niveaux qui assure la conversion continue-alternative réglable en fréquence et en amplitude. Le convertisseur statique est commandé par la stratégie de commande MLI sinus-triangulaire et la MLI vectorielle (respectivement la MLI et la SVM en Anglais).

Avant de procéder au diagnostic de défauts de convertisseurs statiques, nous avons été amené à effectuer les étapes suivantes :

- Résumer les causes physiquement et les effets de ces défauts.
- Synthétiser une grande partie des recherches qui portent sur le diagnostic des entraînements électriques et précisément les convertisseurs statiques.
- Modéliser mathématiquement le moteur asynchrone triphasé.
- Modéliser les convertisseur statiques (onduleur triphasé à deux niveaux et redresseur triphasé).
- Simuler le système d'entraînement électrique, en commençant par l'alimentation directe du MAS par le réseau triphasé, puis par convertisseur statique contrôlé par les stratégies de commande MLI sinus triangulaire et la MLI vectorielle. Ainsi que les résultats de simulations de notre entraînement électrique étudié sans défauts sont considérés comme une référence de son fonctionnement dans des conditions normales (à l'état sain).

Dans les travaux de simulation, deux types de défauts d'IGBT de convertisseurs statiques ont été considérés, les défauts circuit ouvert et les défauts court-circuit simple ou multiple et un défaut de court-circuit de bus continu. Les simulations nous ont permis de visualiser la signature caractérisant chacun de ces défauts.

L'impact des différents défauts étudiés précédemment sur le comportement du moteur asynchrone triphasé est considéré. Les résultats de simulations démontrent l'impact, le degré de sévérité et le niveau de criticité de chaque type de défaut sur le comportement du

moteur asynchrone. Et cela à travers l'allure des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique (courants statoriques triphasés, couple électromagnétique et vitesse de rotation). Nous concluons aussi que la criticité des défauts type court-circuit d'IGBT est relativement élevée par rapport aux défauts de type circuit ouvert d'IGBT.

Les résultats ont mis aussi en évidence l'effet du court-circuit du condensateur du bus continu sur le comportement électrique et mécanique de l'ensemble du système d'entraînement électrique; composée d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur statique. La théorie et l'analyse mathématique donnée est vérifiée par simulation. Ces études nous ont permis de réunir le plus d'informations sur le comportement du système d'entraînement électrique. L'analyse détaillée contribue certainement au diagnostic et à la conception de système tolérant aux défauts ainsi qu'à améliorer les techniques de détection de défauts.

Pour procéder à la détection des défauts circuit ouvert d'un IGBT de convertisseurs statiques (redresseur, onduleur), deux méthodes de détection de défaut sont proposées. Ces deux techniques sont simples à mettre en œuvre, efficaces et rapides. Nous avons développé d'abord la technique des courants de Park. Celle-ci est basée sur la valeur moyenne des courants de Park. Cette technique utilise la trajectoire des courants de Park et l'angle de défaut calculé (appartenant à un intervalle donné) pour la détection et la localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT au niveau d'un convertisseur statique. Cette technique peut être appliquée pour la détection de défaut de tout convertisseur statique basé sur des interrupteurs à semi-conducteur.

Nous avons constaté que l'orientation du demi-cercle tracé et de l'angle varie de l'onduleur au redresseur. Nous concluons que des modifications et des arrangements sont nécessaires à faire pour qu'elle soit valable d'un type et d'une topologie de convertisseur statique à un autre. Plusieurs résultats de simulation ont été donnés pour illustrer le mérite de la méthode et son efficacité.

Ensuite, une deuxième technique de détection d'un défaut de circuit ouvert d'un bras de convertisseur statique et de localisation d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT est proposée. Celle-ci est basée sur la combinaison de des valeurs efficaces et de valeurs moyennes des courants triphasés. Plusieurs résultats de simulation ont été donnés pour illustrer le mérite

de la méthode et son efficacité. Un travail expérimental est également mené pour valider les résultats obtenus par la simulation. Cette méthode présente l'avantage d'être simple, efficace et fiable tout en étant basée sur la surveillance de la valeur efficace RMS des courants triphasés et le calcul de la valeur moyenne des courants triphasés de la phase en défaut.

La surveillance des courants efficaces nous permet non seulement de détecter le bras défaillant mais aussi de connaître la sévérité du défaut dans chaque phase. Si le courant augmente, cela signifie que la sévérité est devenue importante. Cette méthode permet également de détecter plus rapidement le bras défaillant ce qui est favorable à l'utilisation de bras redondant et peut être mis en œuvre à faible coût. La polarité de la valeur moyenne du courant de la phase connectée au bras défaillant est suffisante pour la localisation de l'IGBT supérieur ou inférieur en défaut de circuit ouvert et donc la méthode de détection proposée permet un temps de détection rapide pour la localisation de l'interrupteur IGBT du redresseur et de l'onduleur.

La normalisation des courants nécessite une analyse spectrale afin de calculer les deux coefficients normalisés essentiels pour cette procédure. Par contre, avec la méthode proposée, cette étape est totalement supprimée puisque la méthode proposée repose essentiellement sur la surveillance de la valeur efficace RMS des courants dans un premier temps pour la détection du bras défaillant et sur un simple calcul de la valeur moyenne des courants ensuite pour la localisation du défaut en circuit ouvert d'IGBT en distinguant simplement la polarité de la valeur moyenne du courant de la phase en défaut.

La validation pratique des deux techniques repose sur des mesures et des acquisitions expérimentalement effectuées à partir d'un banc d'essai réalisé au sein du Laboratoire de Développement des Entraînement Électrique (LDEE) du groupe diagnostic. Nous concluons ce travail par une étude comparative entre ces deux techniques de détection et de localisation proposées.

Les résultats obtenus et la comparaison des deux techniques illustrent bien l'efficacité de ces deux techniques ainsi que l'avantage et le mérite de chacune des deux techniques.

Enfin les perspectives d'investigation peuvent porter sur différentes orientations :

- -Proposer d'autres techniques de détection et de localisation des défauts de convertisseurs, tel que les techniques à base d'intelligence artificielle.
- -Diagnostiquer d'autres topologies d'onduleurs tel que les multi-niveaux ainsi que d'autres types des convertisseurs statiques tel les gradateurs et les hacheurs.
- -Proposer des commandes tolérantes aux défauts afin de permettre au système d'entraînement électrique de continuer à fonctionner et de compenser les défauts.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## *Références bibliographiques*

- [Abd-13] Abdullah, A. R., Ahmad, N. S., Shair, E. F., Jidin, A. "Open switch faults analysis in voltage source inverter using spectrogram", In: IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference, Langkawi, Malaysia, 2013, pp. 438–443.
- [Abe-19] ABERKANE M.," Technique de l'intelligence artificielle appliquées au diagnostic des défauts dans une machine à induction ", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF, Oran, Algérie, 2019.
- [Abr-03] S. Abramik, W. Sleszynski. J. Nieznanski, H. Piquet. A Diagnostic Method for On-Line Fault Detection and Localization in VSI-Fed AC Drives, EPE 2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France.
- [Ahm-14] Ahmad, N. S., Abdullah, A. R., Bahari, N., Hassan, M. A. A., Switches Faults Analysis of Voltage Source Inverter (VSI) using Short Time Fourier Transform (STFT), (2014) International Review on Modelling and Simulations (IREMOS), 7 (3), pp. 409-415, 2014.
- [Akt-10] M. Aktas and V. Turkmenoglu, "Wavelet-Based Switching Faults Detection in Direct Torque Control Induction Motor Drives," IET Sci. Meas. Technol., vol. 4, iss. 6, pp. 303-310, 2010.
- [Ala-02] M. AE. Alali, " Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ", Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, strasbourg I, 2002.
- [And-13] J. M. Anderson, R. W. Cox, and P. O'Connor, "Online algorithm for early stage fault detection in IGBT switches," in Proc. 9th IEEE Int. SDEMPED, Valencia, Spain, Aug. 27–30, 2013, pp. 1–8.
- [Ang-16] V. Angelova, "Eléments de la théorie des probabilités", IICT – BAS, Lecture Notes in Computer Science and Technologies No 2, 2016.
- [Asif-16] M. J. Asif, T. Shahbaz, S. U. Hassan, T. H. Rizvi, "Mathematical Modelling of 3-phase Induction motor to study the Torque vs. Speed Characteristics using MATLAB Simulink", IEEE, 2016.

- [Benh-16] BENHENICHE, A. « Etude comparée des différentes techniques de commande de la machine asynchrone », thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2016.
- [Benzaz-14] C. Benzazah, M. Ait Lafkih, and L. Lazrak, “Comparative study between two topologies three-phase inverters, conventional 2-level and NPC 3- level with two methods different of control, SPWM and SWM,” *International Journal of Innovation and Applied Studies*, vol. 9, pp. 841- 852, 2014.
- [Berr-16] F. Berrabah, " Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [Boua-09] Abdelouahab Bouafia , Fateh Krim , Jean-Paul Gaubert , " Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation ", laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (LAI), ESIP, université de poitiers, france, 2009.
- [Bou-10] M. Bouarroudj-Berkani, L. Dupont, “Fatigue des composants électroniques de puissance,” *Techniques de l'Ingénieur*, Reference D3126, 10 novembre 2010.
- [Bose-02b] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall PTR, 2002.
- [Bose-02] B. K. Bose, “Power Electronics and Variable Frequency Drives.” Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [Cam-11] D. U. Campos-Delgado and D. R. Espinoza-Trejo, “An Observer-Based Diagnosis Scheme for Single and Simultaneous Open-Switch Faults in Induction Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 671-679, Feb. 2011.
- [Cas-95] V. Cassanta, J. D. Pollack, “Identification of Halogens in the Positive Tab Corrosion of Aluminum Electrolytic Capacitors and Study of Corrosion Products”, 15th Capacitor And Resistor Technology Symposium, 13-16 March 1995, pp. 170-178.
- [Cha-08] S. Chafei, F. Zidani, R. Nait-Said. “Fault detection and diagnosis on a PWM inverter by different techniques” *Journal of Electrical Systems* 4-2 2008.

- [Chav-14] S.B.Chavan, M.S. Chavan, 2014, A model based approach for fault diagnosis in converter of photovoltaic system, IEEE global conference on wireless computing and networking, pp.-112-115.
- [Chen-17] Chen, C. C., Lin, Y. H., Ke, B. R., Hsue, C. W., Hsieh, H. C. "Fault leg detection for open-circuit faults in PWM voltage-source inverters of renewable energy via the fuzzy logic diagnostic method", Journal of Technology, 32(4), pp. 299–308, 2017.
- [Che-15] B. D. E. Cherif, M. Bendjebbar, A. Bendiabdellah, "Diagnosis of open-circuit fault in a three phase voltage inverter fed induction motor», The 4th International Conference on Electrical Engineering – ICEE'2015,December 13th, 15th, 2015, Boumerdes, Algeria.
- [Che-16a] B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah, M. Bendjebbar, N. Benouzza, "Open-circuit fault diagnosis of two-level inverter fed induction motor by the current Park's vector approach," (2016), International Conference on Electrical Sciences and Technologies October 26th - 28th, Marrakesh, Morocco.
- [Che-16b] B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah, M. A. Khelif, "Detection of Open-Circuit Fault in a Three-Phase Voltage Inverter Fed Induction Motor ," International Review of Automatic Control I.R.E.A.C.O, Vol. 9, No. 6. 2016. pp.374-382.
- [Che-16c] B. D. E. Cherif, M. Bendjebbar, N. Benouzza, A. H. Boudinar, A. Bendiabdellah, A Comparative study between two open-circuit Fault detection and localization techniques in a three-phase inverter fed induction motor, (2016), 8th International Conference on Modeling, Identification and Control (ICMIC-2016) Algiers, Algeria- November 15-17, 2016.
- [Che-17] B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah, M. Bendjebbar, N. Benouzza, M. A. Khelif, "Review on external and internal faults of an association inverter-motor and their impact on the motor operation," Green Energy Conversion Systems (GECS), 2017 International Conference, 23-25 March 2017, Hammamet, Tunisia.
- [Che-18] B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah, "Detection of two-level inverter open circuit fault using a combined DWT-NN approach", Journal of Control Science and Engineering, 2018, Article ID 1976836, 2018.

- [deA-03] R. L. de A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 587-593, Mar. 2003.
- [Der-20] Derbel, N., Ghommam, J., & Zhu, Q. (Eds.). (2020). *Diagnosis, Fault Detection & Tolerant Control. Studies in Systems, Decision and Control.* , Chapter 8, Performance Investigation of an Improved Diagnostic Method for Open IGBT Faults in VSI-Fed IM Drives M. A. Zdiri, B. Bouzidi and H. Hadj Abdallah.
- [Dia-05] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, "Fault Detection and Diagnosis in an Induction Machine Drive: A Pattern Recognition Approach Based on Concordia Stator Mean Current Vector," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 512-519, Sep. 2005.
- [Dok-15] B. L. Dokić and B. Blanuš, *Power electronics converters and regulators, Third Edition.* Springer International Publishing Switzerland, 2015
- [Dos-14] E.C. dos Santos Jr. and E.R.C. da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*, Wiley-IEEE Press, November 2014.
- [Est-11a] Estima, J. O., & Cardoso, A. J. M. (2011). A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47, 2487-2494.
- [Est-11b] J. O. Estima, A. J. M. Cardoso, "Single power switch open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors," in *Proc. IEEE Int. Symp. Diag. Electr. Mach, Power Electron. Drives*, pp. 364–371, 2011.
- [Fad-17] Fadul, S. M. E., Aris, I., Misron, N., Halin, I. A., & Iqbal, A. K. M. P., "Modelling and simulation of electric drive vehicle based on Space Vector Modulation technique and Field Oriented Control strategy ". 2017 International Conference on Communication, Control, Computing and Electronics Engineering (ICCCCEE).IEEE, 2017.
- [Far-10] Sebti Belkacem, Farid Naceri, Rachid Abdessemed "A Novel Robust Adaptive Control Algorithm and Application to DTC-SVM of AC

- Drives” SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING  
Vol. 7, No. 1, May 2010, 21-40.
- [Flo-16] E. Flores, A. Claudio, J. Aguayo, L. Hernández, "Fault Detection Circuit Based on IGBT Gate Signal," IEEE Latin America Transactions, vol. 14, no. 2, pp. 541-548, February 2016.
- [Fri-04] Friedrich .W, Fuchs, “Some diagnosis methods for voltage source inverters in variable speed drives with induction machines-a survey,” in Industrial Electronics Society, 2003. IECON’03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 2. IEEE, 2004, pp. 1378–1385.
- [Gao-15] Gao, Z., Cecati, C., Ding, S. X. (2015) A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques- Part I: fault diagnosis With model-based and signal-based approaches. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62 (6). pp. 3757-3767.
- [Ham-15] Hamdi A., « Etude de fiabilité et sûreté de fonctionnement des composants électroniques », Université Abdel Hamid Ibn Badis de Mostaganem, Algérie, 2015.
- [Hen-14] Henao, H.; Capolino, G.; Fernández-Cabanas, M.; Filippetti, F.; Bruzzese, C.; Strangas, E.; Pusca, R.... (2014). Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines. IEEE Industrial Electronics Magazine. 8(2):31-42.
- [Hend-10] E. Hendawi, F. Khater, and A. Shaltout, “Analysis, Simulation and Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Inverter,” International Conference on Application of Electrical Engineering, pp. 124-131, 2010.
- [Houa-16] K. Houacine, « Commande neuro-floue d’une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d’un véhicule électrique », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2016.
- [Hua-13] C. Huang, J. Zhao, and C. Wu, "Data-based inverter IGBT open-circuit fault diagnosis in vector control induction motor drives," in Proc. IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Application, pp. 1039–1044 2013.
- [Im-12] W. S. Im, J. S. Kim, J. M. Kim, D. C. Lee, and K. B. Lee, Diagnosis methods for IGBT open switch fault applied to 3-phase AC/DC PWM converter, J. Power Electronics, vol. 12, no. 1, pp. 120-127, 2012.

- [Ise-11] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Applications, Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*, Springer-Verlag, Berlin, 2011.
- [Iva-16] V. Ivanov, M. Brojboiu, S. Ivanov, “Short Circuits Faults Diagnosis for the Rectifier Based on the Analytic Model Method”, *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering*, 2016.
- [Kab-16] Kabziński, Jacek, ed. “Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters”. Vol. 75. Springer, 2016.
- [Kaz-02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. New York: Academic, 2002.
- [Kot-16] M. Koteich, « Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, 2016.
- [Kow-14] C.T. Kowalski and M. Kaminski, “Rotor fault detector of the converter-fed induction motor based on RBF neural network”, *Bull. Pol. Ac.: Tech.* 62 (1), 69–76 (2014).
- [Kumar-10] K.V. Kumar, P.A. Michael, J.P. John, S.S. Kumar, “ Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter”, *ARPJ. Eng. Appl. Sci.* 2010, 5, 61–74.
- [Lah-98a] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, P.-J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," *Power Electron., IEEE Trans.*, vol. 13, no. 6, pp. 1199-1207, 1998.
- [Lah-98b] A. Lahyani, “Surveillance et Diagnostic d’Etat des Condensateurs Electrolytiques dans les Convertisseurs Statiques”, Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard Lyon1, Février 1998.
- [Lee-18] Yim-Shu Lee, Martin H.L. Chow, Chapitre 7, Diode Rectifiers, in *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, 2018.
- [Liu-17] Liu, Y.; Bazzi, A.M. A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art. *ISA Trans.* 2017, 70, 400–409.

- [Lu-08] B. Lu, S. Sharma, A Survey of IGBT Fault Diagnostic Methods for Three-Phase Power Inverters. (2008), International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, China.
- [Lu-09] B. Lu and S. K. Sharma, A Literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters, *IEEE Trans Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1770-1777, Sep/Oct, 2009.
- [Mam-06] M.R.Mamat, M. Rizon, M.S.Kinniche “Fault detection of three-phase VSI using wavelet-Fuzzy algorithm,” *American Journal of Applied Sciences* 3(1), 1642-1648, 2006.
- [Mas-92] R. L. Masaitis, A. J. Muller, R. L. Opila, L. A. Psota-Kelty, “Characterisation and Reliability of Electrolytic Capacitors Exposed to Halogenated Solvents”, 42nd Electronic Components and Technology Conference, 1992, pp. 611-616.
- [Mas-10] M. A. Masrur, Z. Chen, and Y. Murphey, “Intelligent Diagnosis of Open and Short Circuit Faults in Electric Drive Inverters for Real-Time Applications,” *IET Power Electron.*, vol. 3, iss. 2, pp. 279-291, 2010.
- [Med-12] A. Medoued, “surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones”, Thèse de doctorat, université de Skikda, Algérie, 2012.
- [Melk-18] Melkebeek, J. A. "Basics of Controlled Electrical Drives, Electrical Machines and Drives", *Power Systems*, Springer, Cham, Switzerland, 2018.
- [Men-99] A.M.S. Mendes, A.J.M. Cardoso. Fault Diagnosis in a Rectifier-Inverter System used in Variable Speed AC Drives, by the Average Current Park's Vector Approach, *EPE'99. 8th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1-9, Lausanne, 1999.
- [Men-99b] Mendes A.M.S., Marques Cardoso A.J., “Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current Park's vector approach”, *Int. Conf. on Electr. Mach. and Drives* 1, 704-706, 1999.
- [Men-03] A. M. S. Mendes, A.M.S, Cardoso, A.J.M. 2003. “Performance analysis of three-phase Induction motor drives under Inverter fault conditions,” *SDEMPED 2003 Symposium on Diagnostics for Electric*

- Machines, Power Elenronic and Driver, Atlanta. GA, USA, 24-26 August 2003.
- [Mog-04] G. E. Mog, E. P. Ribeiro, Mean and RMS calculations for sampled periodic signals with non-integer number of samples per period applied to AC energy systems, In: Congresso Ibero-Latino-Americano de Métodos Computacionais em Engenharia–XXV Iberian Latin American Congress on Computational Methods in Engineering, Recife, Pernambuco, Brazil, November 10–12, 2004.
- [Mou-11] Mounna M., « Détection Et Diagnostic Des Défauts d’une Machine Synchrone A Aimants Permanents », Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, 2011.
- [Mor-14] S. Mortazavizadeh, and M. Mousavi, “A review on condition monitoring and diagnostic techniques of rotating electric machines,” *Physical Sci. Int. J.*, vol.4, no.3, pp.310-338, May 2014.
- [Mur-06] Y. L. Murphey, M. A. Masrur, ZhiHang Chen, and Baifang Zhang, “Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drives Using Machine Learning,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 11, no. 3, pp. 290-303, Jun. 2006.
- [Nan-05] S. Nandi, H. Toliyat, X. Li, “Condition monitoring and fault diagnosis of electric motors-A review,” vol.20, no.4, *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol.20, no.4, pp.719-725, Dec. 2005.
- [Nay-15] Nayak, G., Kokati, D., Joshi, S., & Venkanagouda, P. C., “Transient behavior analysis of induction motor for temperature variations through d-q modelling”. 2015 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research.
- [Oh-15] Oh, H., Han, B., McCluskey, P., Han, C., Youn, B. D. "Physics of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(5), pp. 2413–2426, 2015.
- [Orl-13] T. Orłowska-Kowalska and P. Sobanski, “Simple sensorless diagnosis method for open-switch faults in SVM-VSI-fed induction motor drive,” in *Proc. 39th Annu. IEEE IECON*, Vienna, Austria, Nov. 10–13, 2013, pp. 8210–8215.

- [Orl-15] T. ORLOWSKA-KOWALSKA, P. SOBANSKI, Simple diagnostic technique of a single IGBT open-circuit faults for a SVM-VSI vector controlled induction motor drive, BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES, Vol. 63, No. 1, 2015.
- [Per-02] F. Perisse, P. Venet, J.M. Retif, G. Rojat “ Behavioral Study on the Reliability of Electrolytic Capacitors of Various Manufacturers” European Safety and Reliability Conference (ESREL 2002), Colloque Européen de Sûreté de fonctionnement ( $\lambda\mu 13$ ) Lyon France, 2002, pp. 632-636.
- [Per-03] Frédéric Perisse. ‘‘Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques a l’aluminium et des thyristors, appliquées au système de protection du LHC (LARGE HADRON COLLIDER)’’, Sciences de l’ingénieur [physics]. Université Claude Bernard - Lyon I, France, 2003.
- [Peu-97] R. Peugeot, S. Courtine, and J. Rognon, “Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model,” in Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE, vol. 2, oct 1997, pp. 1471-1478.
- [Peu-98] R. Peugeot, S. Courtine, J.P. Rognon Fault Detection and isolation on a PWM inverter by Knowledge-Based Model, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, No. 6, pp. 1318-1325, 1998.
- [Pu-13] X.-S. Pu, T. H. Nguyen, D.-C. Lee, K.-B. Lee, and J.-M. Kim, “Fault diagnosis of DC-link capacitors in three-phase AC/DC PWM converters by online estimation of equivalent series resistance,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 9, pp. 4118–4127, Sep. 2013.
- [Rai-16] T. Rai, P. Debre, “Generalized modelling model of three phase induction motor”. 2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS). IEEE, pp. 927-931, 2016.
- [Raj-16] N. Raj, J. Mathew, G. Jagadanand, and S. George, “Open-transistor fault detection and diagnosis based on current trajectory in a two-level voltage source inverter,” Procedia Technol., vol. 25, pp. 669–675, 2016.

- [Rash-14] Amgad Rashed. Mise en oeuvre de protocoles de vieillissement accélérés dédiés à l'étude de composants de puissance à semi-conducteur type "IGBT" en régime de cyclage actif. Matériaux. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, France, 2014.
- [Rie-15] M. Riera-Guasp, M., Antonino-Daviu, J. A., Capolino, G. A. "Advances in electrical machine, power electronic and drive condition monitoring and fault detection: State of the art", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(3), pp. 1746–1759, 2015.
- [Rod-15] M. A. Rodríguez-Blanco, A. Vázquez-Pérez, L. Hernández-González, V. Golikov, J. Aguayo-Alquicira, and M. May-Alarcón, "Fault detection for IGBT using adaptive thresholds during the turn-on transient," IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 62, no. 3, pp. 1975-1983, Mar. 2015.
- [Ros-97] G. Rostaing. "Diagnostic de défaut dans les entraînements électriques", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, France, 1997.
- [Rot-04] K. Rothenhagen, F. W. Fuchs. Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in voltage source active rectifiers. PESC '04 Power Electronics Specialists Conference, Vol. 6, pp. 4348-4354, Aachen 2004.
- [Rot-05] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for ac variable speed drives, in Proc. Eur. Power Electron. and Applicat. Conf., 2005, pp. 1-10, 2005.
- [Saf-13] Safarinejadian, B., Zarei, J., Ramezani, A., Fault Diagnosis of Induction Motors Using a Recursive Kalman Filtering Algorithm, (2013) International Review of Electrical Engineering (IREE), 8 (1), pp. 96-103.
- [Set-08] H. B. A. Sethom and M. A. Ghedamsi, "Intermittent misfiring default detection and localisation on a PWM inverter using wavelet decomposition," J. Elect. Syst., vol. 4, no. 2, pp. 222–234, 2008.

- [Shah-12] M. Shahbazi, « Contribution à l'étude des convertisseurs statique AC-DC-AC Tolérants aux défauts,» Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, France, 2012.
- [She-11] Sher, H.A., Paracha, Z.J., Khan, Y., Addoweesh, K.E. 2011. "Fault analysis of an inverter fed induction motor under DC link capacitor short circuit condition," Proceedings of 5th Global Conference on Power Control and Optimization, (PCO, 2011), Dubai, UAE, 1–3 June, 2011.
- [She-12] H. A. Sher, K. E. Addoweesh, Y. Khan, and S. A. R. Kashif, "Performance of inverter fed induction motor under open circuit dc link capacitor," in Proc. 38th Annu. Conf. IEEE IECON/IECON, Montreal, QC, Canada, Oct. 25–28, 2012, pp. 651–655.
- [She-14] Sher, Hadeed Ahmed, Addoweesh, Khaled E., Khan, Yasin, 2014."Effect of short circuited DC link capacitor of an AC–DC–AC inverter on the performance of induction motor," J. King Saud Univ.-Eng. Sci.
- [Sing-17] S. Singh, A.N. Tiwari, "Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Two Level Inverter", Conference paper, Madan Mohan Malaviya University of Technology, Gorakhpur (U.P.) India, March 2017.
- [Sle-09] W. Sleszynski, J. Nieznanski, and A. Cichowski, "Open-Transistor Fault Diagnostics in Voltage-Source Inverters by Analyzing the Load Currents," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 11, pp. 4681-4688, Nov. 2009.
- [Sme-10] V. Smet. "Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments". These, Universite Montpellier II, , France, 2010.
- [Sou-12] SOUFI Y., 'Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machin électrique', thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, Algérie, 2012.
- [Tia-16] L. Tian, F. Wu, and J. Zhao, "Current kernel density estimation based transistor open-circuit fault diagnosis in two-level three phase rectifier," Electron. Lett. vol. 52, no. 21, pp. 1795–1797, 2016.

- [Trab-10] M. Trabelsi, M. Boussak, M. Gossa, "Multiple IGBTs Open Circuit Faults Diagnosis in Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Using Modified Slope Method," *IEEE Trans. Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1-6, 2010.
- [Trab-11] M. Trabelsi, M. Boussak, P. Mestre, M. Gossa, An improved diagnosis technique for IGBTs open circuit fault in PWM-VSI fed induction motor drive, *Proceedings of International Symposium on Industrial Electronics Conference (2011)* 2111–2117.
- [Val-03] J.Vallon, « Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes », thèse de doctorat, soutenue Décembre 2003.
- [Wan-14] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters-An overview," *IEEE Trans. Ind.Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3569-3578, 2014.
- [Wil-00] T.Wildi, "Electrotechnique ", (3<sup>ème</sup> Edition) 2000.
- [Wu-13] Wu, R., Blaabjerg, F., Wang, H., Liserre, M., Iannuzzo, F. "Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters - an overview", In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 2013, pp. 507–513.
- [Wu-17] F.Wu and J. Zhao, "Current similarity analysis-based open-circuit fault diagnosis for two-level three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3935–3945, May 2017.
- [Yan-10] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner, "Condition monitoring for device reliability in power electronic converters—A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, Nov. 2010.
- [Yan-11] S. Yang et al., "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May/Jun. 2011.
- [Yan-18] Yanghong, T., Haixia, Z., Ye, Z. "A Simple-to-Implement Fault Diagnosis Method for Open Switch Fault in Wind System PMSG Drives without Threshold Setting", *Energies*, 11(10), pp. 1–18, 2018.

- [Zid-08] F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and R. Naït-Saïd, "A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis of Fault Modes in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 586-593, Feb. 2008.

# **ANNEXES**

## Annexe A

- Le moteur utilisé est un MAS triphasé avec les paramètres présentés dans le tableau suivant (Tableau A.1):

Tension d'alimentation	380V
Couplage des enroulements	$\Delta$
Puissance nominale	3kW
Courant statorique nominal	7A
Vitesse nominale	1410tr/min
Résistance statorique	6 $\Omega$
Résistance rotorique	2.8 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	0.5668H
Inductance cyclique rotorique	0.5142H
Inductance mutuelle	0.5142H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.058kg.m <sup>2</sup>
Couple de charge nominale	20N.m
Coefficient de frottement visqueux	0.005 N.m.rad <sup>-1</sup> .s

Tableau A.1 : Paramètres du MAS utilisé

- Les paramètres de la commande MLI sinus triangulaire sont données dans le tableau suivant (Tableau A.2):

Paramètres	Valeurs
Indice de modulation $m$	24
Fréquence de porteuse $f_p$	1200
Taux de modulation $r$	0.8

Tableau A.2 : Paramètres de la MLI-ST

## Annexe B

### B.1. Modélisation du filtre :

On utilise un filtre passe bas « LC », pour éliminer les fréquences élevées. Il permet de réduire les ondulations de la tension et du courant redressé. Ce filtre est schématisé par la figure B.1

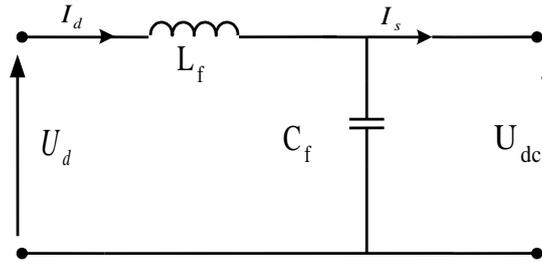


Figure B.1 : Représentation de filtre passe - bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = 1 / (L_f C_f s^2 + 1) \quad (\text{B.2})$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{B.3})$$

## B.2. Dimensionnement des éléments de filtrage

### B.2.1. Dimensionnement du filtre d'entrée (inductance)

L'impédance interne du réseau n'est jamais nulle. La ligne de transport est de nature inductive. Or, le redresseur se comporte comme un générateur de tensions harmoniques qui créent des courants harmoniques via l'impédance du réseau que l'on considèrera, dans le spectre des hautes fréquences, comme une inductance pure  $L$  (figure (I.9),  $R = 0$ ). Toute propagation de ces courants harmoniques produit sur le réseau des chutes de tensions et augmente les pertes dans la ligne [Ala-02]. Il est donc souvent nécessaire d'atténuer l'amplitude de ces courants par l'utilisation d'un filtre placé au plus près du redresseur. La valeur de l'inductance d'entrée résulte d'un compromis entre :

- La minimisation de la chute de tension à la fréquence du réseau.
- La minimisation de l'ondulation du courant absorbé par le redresseur à la fréquence de découpage.

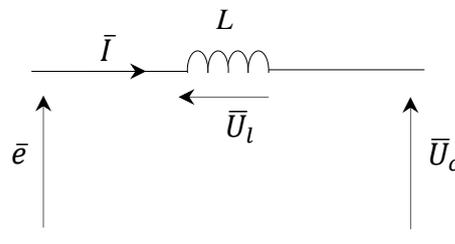


Figure B.2 : Diagramme d'une phase du réseau avec filtre d'entrée

L'équation (I.42), exprimée en valeurs efficaces, montre la chute de tension dans le filtre d'entrée à fréquence fondamentale :

$$\bar{U}_l = jL\omega_e \bar{I} \quad (\text{B.4})$$

Ainsi, la chute de tension maximale  $U_{l\max}$  impliquera une valeur maximale de l'inductance  $L_{\max}$

$$L_{\max} = \frac{U_{l\max}}{\omega_e I} \quad (\text{B.5})$$

Le courant sera maximum pour un facteur de puissance unitaire, on a :

$$I = \frac{P_{ch}}{3E_{eff}} \quad (\text{B.6})$$

où :

$U_{l\max} \ll E_{eff}$  ,  $E_{eff}$  : la valeur efficace de la tension du réseau ;

$I$  : la valeur efficace du courant nominal ;

$p_{ch}$  : la puissance nominale consommée par la charge.

A fréquences élevées, nous pouvons considérer que, sur une période de découpage, la tension du réseau est constante [Boua-09], noté comme :  $e = e_0$ .

D'après la figure (I.10), la chute de tension dans l'inductance peut être exprimée comme suit:

$$U_l = e_0 - U_c \quad (\text{B.7})$$

Puisque la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, la valeur moyenne de la tension du réseau sur une période de découpage est donnée comme suit :

$$e_0 = \frac{2y}{3} v_{dc} \quad (\text{B.8})$$

D'autre part, l'ondulation du courant est liée à la tension instantanée à l'entrée du redresseur  $u_c$ . Dans la figure (I.10), l'ondulation est tracée pour la valeur instantanée maximale de  $u_c$  soit  $2V_{DC}/3$  (tableau (I.1)).

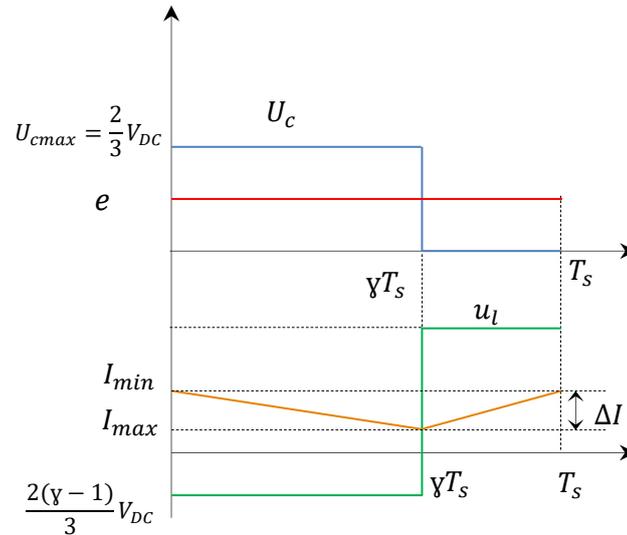


Figure B.3 : Ondulation du courant pendant une période de commutation

L'ondulation du courant est calculée par l'expression suivante :

$$\Delta I = \frac{2v_{dc}(1-\gamma)\gamma T_s}{3L} \quad (\text{B.9})$$

D'après l'équation (I.47), l'ondulation du courant sera maximale pour  $\alpha = 1/2$ . Dans ce cas, la valeur de l'inductance minimale est donnée par :

$$L_{min} = \frac{v_{dc}T_s}{6\Delta I_{max}} \quad (\text{B.10})$$

Finalement, on doit choisir une valeur pour l'inductance entre les deux valeurs  $L_{min}$  et  $L_{max}$ .

Pour notre cas, on a :

$$T_s = 10^{-4} \text{ s}, p_l = \frac{v_{dc}^2}{R}, R = 100 \Omega, v_{dc} = 600 \text{ V}, E = 220 \text{ V}, \Delta I_{max} = 13.5\%, I,$$

$$U_{l_{max}} = 8.5\% E$$

A partir des données ci-dessus on trouve :  $L_{min}=9.5 \text{ mH}$  et  $L_{max}=11 \text{ mH}$ , alors que la valeur de l'inductance choisie est  $L = 10 \text{ mH}$ .

### B.2.2. Dimensionnement du filtre de sortie (condensateur)

Le condensateur à une importance capitale dans le montage du fait qu'il stocke l'énergie nécessaire pour le système. Par conséquent, la conception de ce composant dépendra de l'application et aura habituellement un effet significatif sur le poids, la taille et le coût final [Wil-00].

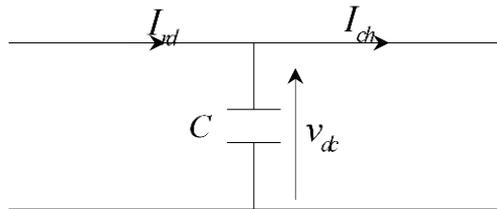


Figure B.4 : Filtre de sortie

Le courant dans le condensateur est donné par :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = I_{rd} - I_{ch} \quad (\text{B.11})$$

Considérant l'énergie stockée dans le condensateur donné comme suit :

$$W = \frac{1}{2} C \cdot v_{dc}^2 \quad (\text{B.12})$$

Sa variation peut être exprimée comme :

$$\frac{dW}{dt} = C \cdot v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{B.13})$$

Tenant compte de cette expression et multipliant (I.50) par  $V_{DC}$ , il est possible d'obtenir l'équation d'équilibre des puissances suivante :

$$\frac{dW}{dt} = p_c - p_l = \Delta p \quad (\text{B.14})$$

où :

$p_c$  : la puissance active à la sortie du redresseur ;

$p_{ch}$  : la puissance active consommée par la charge ;

A partir des équations (I.51), (I.52) et pour une variation maximale de la tension continue  $\Delta V_{dcmax}$ , la valeur du condensateur peut être approchée comme suit :

$$C \geq \frac{\Delta p \cdot \Delta t}{\Delta v_{dc \max} \cdot v_{dc}} \quad (\text{B.15})$$

où  $\Delta t$  : est le retard du temps requis par la commande pour ajuster la puissance sortante  $p_{ch}$  à la nouvelle puissance entrante  $p_c$ .

Pour notre cas on a :

$$\Delta p_{ch} = 5\% p_{ch}, \Delta v_{dc \max} = 5\% v_{dc} \quad (\text{B.16})$$

Pour  $\Delta t=0.2s$ , on trouve :

$$C \geq 2mF \quad (\text{B.17})$$

La valeur de la capacité adoptée de notre application est  $C = 5mF$ .

## ***Résumé***

Grace à l'importance et de la fréquence d'utilisation des convertisseurs statiques dans la commande des moteurs asynchrones dans l'industrie moderne, la détection et la localisation des défauts de convertisseurs statiques est devenue un enjeu économique important. L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis par la recherche sur la surveillance et le diagnostic des entraînements électriques sous défauts de convertisseurs. Il est donc important de développer des techniques de détection et de localisation, et de surveiller l'état de fonctionnement de l'ensemble du système.

L'objectif de cette thèse est de contribuer à la surveillance et le diagnostic d'un système entraînement électrique et particulièrement lorsque le convertisseur statique alimentant le moteur asynchrone (MAS) est sous défaut. Et cela, en commençant par la caractérisation de la signature de ces défauts puis visualiser et analyser leur impact sur le moteur asynchrone. Ces défauts sont principalement des défauts de court-circuit et de circuit ouvert d'IGBT ; simple ou multiple, ainsi que le défaut de court-circuit de bus continu. Deux techniques de détection et de localisation de défaut de circuit ouvert d'IGBT de convertisseurs (onduleur triphasé à deux niveaux, redresseur triphasé) sont proposées et élaborées puis comparées, qui sont : la technique des valeurs moyennes des courants de Park et la technique basée sur la combinaison des valeurs efficaces et des valeurs moyennes des courants triphasés. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus montrent l'intérêt et l'efficacité des deux techniques proposées.

**Mots clés-** *Défaut de convertisseur statique, Détection, Diagnostic, Entraînement électrique, Localisation, Modélisation, Moteur asynchrone, IGBT, Simulation, Technique.*

## ***Abstract***

Thanks to the importance and frequency of use of static converters in the control of asynchronous motors in modern industry, the detection and localization of static converter faults has become an important economic issue. The growing interest of manufacturers in the maintenance of electrical drives justifies the emphasis placed by research on the monitoring and diagnosis of electrical drives under converter faults. It is therefore important to develop detection and localization techniques, and to monitor the operating status of the entire system.

The objective of this thesis is to contribute to the monitoring and diagnosis of an electrical drive system and particularly for faulty static converter supplying asynchronous motor. It is done by starting with the characterization of the signature of these faults and then visualizing and analyzing their impact on the asynchronous motor. These faults are mainly short circuit and open circuit IGBT faults, single or multiple, as well as the DC-link short circuit fault. Two open circuit IGBT fault detection and localization techniques for converters (three-phase two-level inverter, three-phase rectifier) are proposed, developed and then compared, which are: MEAN-VALUE of Park Current technique and the Combined RMS-MEAN Value Approach. The simulation and experimental results obtained show the interest and efficiency of the two proposed techniques.

**Keywords-** *Asynchronous motor, Detection, Diagnosis, Electrical drive, Localization, Modeling, IGBT, Simulation, Static converter fault, Technique.*

## ملخص

بفضل أهمية وتكرار استخدام المحولات الثابتة في التحكم في الآلات الغير المتزامنة في الصناعة الحديثة، أصبح اكتشاف أعطاب المحولات الثابتة وتحديدًا قضية اقتصادية مهمة. يبرر الاهتمام المتزايد للمصنعين بصيانة المحركات الكهربائية التركيز الذي وضعتة الأبحاث على مراقبة وتشخيص المحركات الكهربائية تحت أعطال المحولات. لذلك من المهم تطوير تقنيات الكشف والتحديد للأعطاب ومراقبة حالة تشغيل النظام بأكمله.

الهدف من هذه الأطروحة هو المساهمة في مراقبة وتشخيص نظام الدفع الكهربائي وخاصة عندما يكون المحول الذي يزود الآلة الغير المتزامنة معطوبا. وذلك بالبدء في توصيف توقيع هذه العيوب ثم ملاحظة وتحليل تأثيرها على المحرك الغير المتزامن. هذه العيوب هي بشكل أساسي أعطاب دائرة مستقصرة ودائرة مفتوحة للترانزستور؛ مفردة أو متعددة، وكذلك عطب دائرة مستقصرة للمكثف الكهربائي. تم اقتراح طريقتين للكشف عن أعطاب الدارة المفتوحة للترانزستور وتحديد موقعه بالمحولات ثم مقارنتهما، وهما: تقنية القيم المتوسطة لتيارات بارك وتقنية تعتمد على مزج من قيم جذر متوسط التربيع والقيم المتوسطة للتيارات ثلاثية الطور. تظهر المحاكاة والنتائج التجريبية التي تم الحصول عليها مدى أهمية وكفاءة التقنيتين المقترحتين.

**الكلمات المفتاحية** - عطب المحول الثابت، الكشف، التحديد، التشخيص، المحرك الكهربائي الغير المتزامن، التوطين، النمذجة، نظام القيادة الكهربائية، المحاكاة، ترانزستور، التقنية.