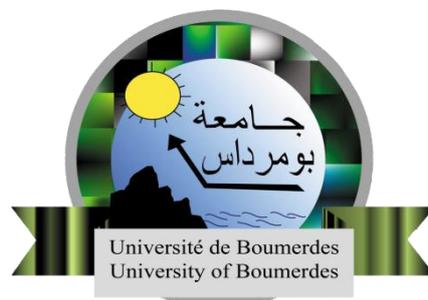


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Mémoire de Master

Présenté par :

Mr. AOUANE Nasserredine & Mr. CHAMKHA Salim

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en

Génie Electrique

Option : Machines électriques

Thème :

Détection, localisation et reconfiguration de défauts onduleur à deux niveaux appliqué dans la commande de la machine asynchrone à cage

Soutenu le 19 Juin 2017 devant le jury composé de :

Président	BOUZIDA Ahcene	M.C.B	UMBB
Rapporteurs	AIBECHÉ Abderrezak	M.C.B	UMBB
Examineurs	BOUDOUDA Aimad	M.C.B	UMBB
	ABDESLAM Djamila	M.A.A	UMBB

- Promotion Juin 2017-

ملخص : إن تغيير سرعة المحركات الكهربائية كان من بين الأهداف الرئيسية للعديد من الدراسات في السنوات الأخيرة و هذا راجع للتطور التكنولوجي الذي تشهده المبدلات الساكنة و التي تمثل المكون الرئيسي لأي جهاز كهربائي. إن الربط بين المبدلات الساكنة (DC/AC) والمحركات الكهربائية غير المتزامنة يشكل مجموعة محركات متغيرة السرعة الكهربائية مع الإبقاء على المزايا المعروفة لهذا النوع من المحركات، وهي منخفضة التكلفة وممتينة وذات صيانة منخفضة التكلفة. العمل المنجز في هذه المذكرة مسجل في الكشف وتحديد الموقع وإعادة التشكيل لخلل موج التوتر ثنائي المستوى المستعمل في التحكم في المحرك الغير متزامن. الأخطاء المعنوية هي :

- خلل دارة مفتوحة (فتح قاطعة واحدة أو أكثر).
- خلل دارة قصيرة (غلق قاطعة واحدة أو أكثر).

الإجراءات المتخذة من أجل كشف وتحديد موقع خلل القاطعات تعتمد على استعمال طريقة بسيطة و سريعة، و ذلك بالإستناد على علاج التيارات الكهربائية الثلاث للجزء الساكن في النظام الدائم. للحفاظ على تشغيل متسامح للمحرك غير المتزامن بوجود خلل في موج التوتر ، هناك عدة طرق لإعادة الهيكلة قد اقترحت، والتي تعطي إمكانية التشغيل في وضع متدهور. هاته الطرق تستند على استخدام موج توتر بذراع زائد أو أيضا تشغيل المحرك مزود بطورين. **الكلمات المفتاحية :** المحرك الغير متزامن، موج التوتر ، خلل دارة مفتوحة ، خلل دارة قصيرة ، الكشف وتحديد الموقع وإعادة هيكلة الخلل.

RESUME : L'entraînement à vitesse variable des machines électriques est l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années, et cela grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques, qui représentent le composant principal de tout équipement électrique.

L'association des convertisseurs statiques (DC/AC) aux moteurs asynchrones permet de réaliser un ensemble d'entraînements électriques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût, robustesse et entretien réduit.

Le travail réalisé dans ce mémoire, s'inscrit sur la détection, la localisation et la reconfiguration de défauts onduleur à deux niveaux appliqué dans la commande des moteurs asynchrones.

Les défauts considérés sont :

- Défaut de circuit-ouvert (circuit-ouvert d'un ou multiples interrupteurs).
- Défaut de court-circuit (court-circuit d'un ou multiples interrupteurs).

La procédure de détection et localisation des défauts interrupteurs se base sur l'utilisation d'une méthode simple et rapide, qui est basée sur le traitement des trois courants statoriques en régime permanent. Pour maintenir un fonctionnement tolérant d'un moteur asynchrone en présence d'un défaut onduleur, plusieurs méthodes de reconfiguration ont été proposées, ces méthodes permettent la possibilité d'un fonctionnement en mode dégradé. Elles sont basées sur l'utilisation d'un onduleur avec un bras redondant ou encore un fonctionnement en alimentant la machine par deux phases.

Mots clés: machine asynchrone, onduleur de tension, défaut de circuit-ouvert, défaut de court-circuit, détection, localisation et reconfiguration de défauts.

ABSTRACT: The variable speed drive of electric machines is the aim of several studies in the last years. Thanks to the technological evolution of static converters, the association of static converters to the induction motor lets achieve electromechanical variable-speed while keeping the much known advantages of this type of motor, such as: the low cost, robustness and reduced maintenance.

The work carried out in this memory, is based on the detection, location and reconfiguration of faults in two-level inverter applied in the control of the induction motor.

The considered faults are :

- Open circuit faults (open circuit of one or multiple switches).
- Short circuit faults (open circuit of one or multiple switches).

The procedure for detecting and locating switches faults is based on the use of a simple and fast method, which is based on the treatment of the three stator currents in steady state.

In order to keep tolerant operation of an induction motor in the presence of faulty inverter, many reconfiguration methods are proposed, these methods allow the possibility of operating in degraded mode. They are based on the use of an inverter with redundant arms or the feeding of the machine with two phases.

Key words: induction machine, inverter, open-circuit faults, short-circuit faults, detection, localization and reconfiguration of faults.

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mon frère Sadek et sa femme

A mes chères sœurs

A ma sœur et son marie sans oublier leur merveilleuse enfants Serine et Yassine

A ma future femme

A ma grande famille

A tous les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion MGE-15.

Enfin, J'adresse aussi mes remerciements à tous mes amis surtout ceux qui m'ont apporté un soutien moral, une amitié inoubliable et précieuse, et un dévouement qui fut particulièrement indispensable.

Nasseredine

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère et mon père pour l'éducation qu'ils m'ont prodigué, avec tous les moyens et au prix de toutes les sacrifices qu'ils ont consentis à mon égard, pour le sens du devoir qu'ils m'ont enseigné depuis mon enfance.

A ma sœur et son mari sans oublier leurs merveilleuses enfants Ritaje et Mohamed

A mon très cher cousin Tayeb

A ma grande famille

A tous les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion MGE-15.

Enfin, J'adresse aussi mes remerciements à tous mes amis surtout ceux qui m'ont apporté un soutien moral, une amitié inoubliable et précieuse, et un dévouement qui fut particulièrement indispensable.

Salim

Remerciements

*Nous tenons, avant tout, à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur **AIBECHE Abderrazak**, Maître de conférences à l'université de Boumerdes, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il nous a apporté tout au long de ce travail.*

Nous remercions également le président et les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail et leurs commentaires constructifs.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

Enfin, nous remercions vont particulièrement aussi à tous ceux qui, par leur encouragement ou leur amitié, ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Eléments constituant le moteur asynchrone à cage	4
Figure I.2 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.....	5
Figure I.3 : Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine à 4 pôles).....	5
Figure I.4 : Rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	6
Figure I.5 : Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone (modèle triphasée-triphasée).....	8
Figure I.6 : Représentation de Concordia (α, β) , $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	12
Figure I.7 : Entrées/sorties du modèle de la machine asynchrone.....	13
Figure I.8 : Représentation de Park $(a, b, c) \Rightarrow (d, q)$	14
Figure I.9 : Transformation des axes stationnaires (α, β) aux tournants (d, q)	15
Figure I.10 : Circuits équivalents (d, q) : (a) circuit d'axe d , (b) circuit d'axe q	17

Chapitre II

Figure II.1 : Structure d'une diode bipolaire de puissance Bipolaire diode bipolaire.....	20
Figure II.2 : Structure d'une diode Schottky de puissance.....	20
Figure II.3 : Structure d'un Thyristor.....	21
Figure II.4 : Structure de Triac.....	21
Figure II.5 : Structure d'un transistor.....	21
Figure II.6 : Schéma de principe de redresseur.....	22
Figure II.7 : Schéma de principe de l'onduleur.....	23
Figure II.8 : Schéma de principe de la structure de base de l'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	25
Figure II.9 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur commande à IGBT, d'un bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	26
Figure II.10 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un bus continu et de trois onduleurs monophasés à IGBT alimentant séparément chaque enroulement de la machine.....	26
Figure II.11 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un hacheur élévateur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	26
Figure II.12 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur commande, d'un hacheur abaisseur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	27
Figure II.13 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un hacheur abaisseur puis d'un hacheur élévateur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	27
Figure II.14 : Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un pont en H, d'un transformateur élévateur, d'un pont de diodes et d'un onduleur triphasé à IGBT.....	27
Figure II.15 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	28
Figure II.16 : Filtre de type LC.....	28
Figure II.17 : Schéma principal d'alimentation de la machine asynchrone.....	29
Figure II.18 : Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.....	30
Figure II.19 : Schéma de principe de la technique M.L.I sinus-triangle.....	33
Figure II.20 : Résultats de la porteuse avec la référence (modulante).....	33
Figure II.21 : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.....	34

Figure II.22 : Diagramme des 6 secteurs de la SVM.....	35
Figure II.23 : Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.....	36
Figure II.24 : Reconstitution des signaux de commande de la SVM.....	37
Figure II.25 : schéma bloc global de simulation.....	38
Figure II.26 : Réponses de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré, suivie d'une introduction d'un couple de charge ($Cr=20\text{ N.m}$ à $t=0.5\text{ s}$).....	38
Figure II.27 : schéma bloc global de simulation.....	39
Figure II.28 : Réponses de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, avec l'application d'un couple de charge $Cr=20\text{N.m}$ à $t=0.5\text{ s}$	40
Chapitre III	
Figure III.1 : Statistiques des défaillances dans les chaines de conversion d'énergie.....	43
Figure III.2 : Schéma synoptique pour la création de défauts interrupteurs (circuit-ouvert)...	44
Figure III.3 : DF1 sur les deux interrupteurs du bras 'A' avec un couple de charge $Cr=5\text{ N.m}$	45
Figure III.4 : DF1 sur les deux interrupteurs du bras 'A' avec un couple de charge $Cr=20\text{ N.m}$	46
Figure III.5 : DF2 sur les deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=5\text{ N.m}$	47
Figure III.6 : DF2 sur les deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=20\text{ N.m}$	47
Figure III.7 : DF3 sur deux interrupteurs du potentiel positif et du potentiel négatif des deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=5\text{ N.m}$	48
Figure III.8 : DF3 sur deux interrupteurs du potentiel positif et du potentiel négatif des deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=20\text{ N.m}$	49
Figure III.9 : DF4 sur deux interrupteurs de différents potentiels des deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=5\text{ N.m}$	50
Figure III.10 : DF4 sur deux interrupteurs de différents potentiels des deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $Cr=20\text{ N.m}$	50
Figure III.11 : Schéma synoptique pour création de défauts interrupteurs (court-circuit).....	51
Figure III.12 : Défauts C-C sur les deux interrupteurs du bras 'A' avec un couple de charge $Cr=5\text{ N.m}$	52
Figure III.13 : Défauts C-C sur les deux interrupteurs du bras 'A' avec un couple de charge $Cr=20\text{ N.m}$	53
Chapitre IV	
Figure IV.1 : Structure de fonctionnement de l'algorithme de diagnostic de défauts convertisseur statique.....	57
Figure IV.2 : Détection et localisation du défaut de type C.O des interrupteurs du bras 'A'	59
Figure IV.3 : Détection et localisation du défaut de type C.O des interrupteurs des différents bras 'A et B'.....	60
Figure IV.4 : Détection et localisation du défaut de type C.O des interrupteurs du même bras 'A et B'.....	61
Figure IV.5 : Détection et localisation du défaut de type C.O des interrupteurs des différents potentiels (positif et négatif) du bras 'A et B'.....	62
Figure IV.6 : Détection et localisation du défaut de type C.C des interrupteurs hauts et bas du même bras 'A'.....	63
Figure IV.7 : Chaîne de conversion d'énergie redondante avec deux systèmes identiques couplés mécaniquement.....	64
Figure IV.8 : Topologies de reconfiguration de défauts convertisseurs statiques à trois bras.....	66
Figure IV.9 : Réponses du système après reconfiguration en présence de défauts circuit-ouvert et court-circuit pour un convertisseur avec un bras redondant.....	70

Liste des tableaux

Chapitre II

<i>Tableau II.1 : Les huit états des interrupteurs.....</i>	34
<i>Tableau II.2 : Les différents états du convertisseur pour chaque secteur.....</i>	35

Chapitre IV

<i>Tableau IV.1 : Signatures de diagnostic de défauts interrupteurs.....</i>	58
<i>Tableau IV.2 : Temps de détection des différents défauts interrupteurs.....</i>	63
<i>Tableau IV.3 : Temps correspondants aux : détection, localisation et reconfiguration de défauts interrupteurs de puissance.....</i>	67

Table des matières

Table des matières	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Principales notations utilisées	
Liste des Communications et des Publications	
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralité et modélisation de la machine asynchrone	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Construction du moteur asynchrone à cage.....	3
I.2.1. Le stator.....	5
I.2.2. Le rotor.....	6
I.3. Utilisation des machines asynchrones.....	6
I.3.1. Moteur asynchrone.....	6
I.3.2. Générateur asynchrone.....	6
I.3.3. Les avantages des machines asynchrones.....	6
I.4. Modélisation de la machine asynchrone.....	7
I.4.1. Introduction.....	7
I.4.2. Hypothèses simplificatrices.....	7
I.4.3. Différents modèles de la machine asynchrone	7
I.4.3.1. Modèle triphasé – triphasé.....	7
1. Présentation du modèle.....	7
2. Equations électriques en grandeur de phase.....	8
3. Equations magnétiques en grandeur de phase.....	9
4. Equations mécaniques de la machine.....	10
I.4.3.2. Modèle triphasé – diphasé.....	11
1. Mise en équation.....	11
2. Transformation de Concordia.....	11
2.1. Application de la transformation de Concordia sur la machine asynchrone.....	12
3. Transformation de Clarke.....	13
4. Transformation de Park.....	13
4.1. Principe de la transformation de Park.....	13
4.2. Application à la machine asynchrone.....	16
4.2.1. Equations électriques et magnétiques.....	16
4.2.2. Expressions du couple électromagnétique instantané.....	17

I.4.4. Choix du système d'axes de référence.....	17
I.5. Conclusion.....	18

Chapitre II : Différentes structures d'alimentation des machines électriques triphasées

II.1. Introduction.....	19
II.2. Composants de l'électronique de puissance.....	19
II.2.1. Semi-conducteurs non contrôlés.....	20
II.2.1.1. Diodes de puissances.....	20
II.2.2. Semi-conducteurs contrôlés.....	21
II.2.2.1. Thyristor.....	21
II.2.3. Semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage/blocage.....	21
II.2.3.1. Transistor.....	21
II.3. Les convertisseurs statiques.....	22
II.3.1. Redresseurs.....	22
II.3.1.1. Classification des redresseurs.....	22
II.3.2. Onduleur	23
II.3.2.1. Classification des onduleurs.....	23
II.3.2.2. Utilisation des onduleurs.....	24
II.4. Choix et exigence d'alimentation des machines électriques.....	24
II.4.1 Topologies des convertisseurs statiques.....	25
II.5. L'assemblage des deux convertisseurs pour alimenter la MAS.....	27
II.6. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	30
II.6.1. Différentes techniques de contrôle d'un onduleur de tension.....	31
II.6.1.1. Commande par modulation sinus – triangle.....	32
II.6.1.2. Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M».....	33
II.7. Validation par simulation numérique.....	37
II.7.1. Simulation de fonctionnement de la MAS sans convertisseur statique.....	37
II.7.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus-triangulaire.....	39
II.8. Conclusion.....	40

Chapitre III : Analyse et diagnostic des défauts convertisseurs statiques

III.1. Introduction.....	42
III.2. Analyse des défauts du convertisseur statique.....	42
III.2.1. Statistiques des défauts convertisseurs.....	42
III.2.2. Etude de défauts de type circuit-ouvert.....	43

III.2.2.1. Configuration de défauts circuit-ouvert.....	43
III.2.2.2. Résultat de simulation de défauts circuit-ouvert (C-O).....	44
III.2.3. Etude de défauts de type court-circuit.....	51
III.2.3.1. Configuration de défauts court-circuit.....	51
III.2.3.2. Résultat de simulation de défauts court-circuit (C-C).....	52
III.2.4. Synthèse des résultats pour les deux types de défauts (C-O & C-C).....	54
III.3. Conclusion.....	54

Chapitre IV : Convertisseurs statiques DC/AC tolérants aux défauts interrupteurs de puissance

IV.1. Introduction.....	55
IV.2. Méthode de diagnostic de défauts convertisseur.....	55
IV.3. Résultats de simulation.....	58
IV.4. Synthèse des résultats.....	63
IV.5. Différentes configuration convertisseurs statiques DC/AC tolérants aux défauts interrupteurs de puissance.....	64
IV.5.1. Redondance matérielle.....	64
IV.5.2. Topologies de reconfiguration de défauts convertisseurs statiques à deux niveaux	64
IV.5.3. Application : MAS-Onduleur avec un bras redondant.....	66
IV.5.3.1. Démarche.....	66
IV.5.3.2. Performances du mécanisme de reconfiguration.....	67
IV.5.3.3. Résultats de simulation.....	68
IV.5.3.4. Interprétation.....	70
IV.6. Conclusion.....	70
Conclusion générale.....	71

Bibliographie

Annexes

Notation, symboles, abréviations et acronymes

Abréviations et Acronymes

AC :	Alternating Current (Courant Alternatif)
MLI :	(ou PWM) Modulation en Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation)
MSAP :	Machine Synchrone à Aimant Permanent
PD3 :	Montage redresseur Parallèle Double Triphasé
SPWM :	Modulation en Largeur d'Impulsions Sinusoïdale (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
SVPWM :	Modulation en Largeur d'Impulsions Vectorielle (Space Vector Pulse Width modulation)
SVM :	Space Vector Modulation
2N :	Deux Niveaux
MAS :	Machine Asynchrone
DC	Direct Curent
P.W.M	Pulse -Width -Modulation
BJT	Bipolaire Junction Transistor
STPWM	Sinus Triangle Pulse Width Modulation
C-C	Court-Circuit
C-O	Circuit Ouvert
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
GADA	Générateur Asynchrone Double Alimentation

Notation et Symboles

A, B, C	Indices correspondants aux trois phases "A", "b", "C"
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
α, β	Axes correspondants au référentiel lié au stator «stationnaire»
S_{abc}	Axes de phases statoriques « phase a, b, c»
R_{abc}	Axes de phases rotoriques « phase a, b, c»
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase
l_s, l_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
L_s	Inductance propre cyclique du stator
L_r	Inductance propre cyclique du rotor
M	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$[R_s], [R_r]$	Matrice des résistances statorique et rotorique
T_s, T_r	Constantes de temps statorique et rotorique
f_v	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie
p	Nombre de pair de pôle
g	Glissement mécanique
C_e	Couple électromagnétique

C_r	Couple mécanique résistant
C_f	Le coefficient de frottement
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor
f_s	Fréquence des courants statoriques
f_r	Fréquence des courants rotoriques
$\theta = (R, S)$	Angle entre les deux phases a_s et a_r
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Les courants statoriques suivants les axes a_s, b_s et c_s
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Les courants rotoriques suivants les axes a_r, b_r et c_r
$i_{d,qs}, i_{d,qr}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$i_{\alpha,\beta s}, i_{\alpha,\beta r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
$v_{d,qs}, v_{d,qr}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$v_{\alpha,\beta s}, v_{\alpha,\beta r}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
$\phi_{d,qs}, \phi_{d,qr}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$\phi_{\alpha,\beta s}, \phi_{\alpha,\beta r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
W_{co}	coénergie magnétique
T_{32}, T_{32}^{-1}	Matrices de Concordia directe et inverse
T_s, T_r	Constantes de temps statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion (Coefficient de fuite total)
t	Temps (sec)
T_{com}	Temps de commutation de l'onduleur
$[P]$	Matrice de passage pour la transformation de Park
$R(\theta), R(\theta)^T$	Matrices de rotation directe et inverse
ω_s, ω_r	Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique
V_{red}	Tension de redressée
I_{red}	Courant redressé
E	La tension filtrée « tension continu »
I_{dc}	Courant continu
$F(S)$	Fonction de transfert
C_f	Capacité du filtre
L_f	L'inductance du filtre
S	Opérateur de Laplace $S = \frac{d}{dt}$
V_{ref}	tension de référence
V_p	tension de porteuse
I_{KN}	courant normaliser
AVG	average
D_{abc}	Détection de défaut
I_{cc}	Courant de court-circuit

Introduction générale

La sécurité, la fiabilité, la performance et la continuité de service constituent, aujourd'hui, des préoccupations majeures dans le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable. Les défaillances du système d'entraînement, qu'elles proviennent des convertisseurs statiques ou de la machine d'entraînement, conduisent à la perte totale ou partielle du contrôle du système. Ces défaillances peuvent provoquer de graves dysfonctionnements du système. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre en danger le système ou avoir des répercussions économiques considérables suite à l'arrêt d'une chaîne de production. Par conséquent, afin d'empêcher la propagation de défauts aux autres composants et assurer la continuité de service en toute circonstance en présence d'une défaillance dans le système, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation de défaut doivent être mises en œuvre.

Au cours de ces dernières années, les machines asynchrones à cage d'écureuil occupent une grande place dans les entraînements électriques à vitesse variable à cause aux développements technologique des composants d'électronique de puissance et des systèmes de commande numérique (μ -contrôleurs, DSP...). Cet accroissement des performances ne peut se faire au détriment de la sécurité et de la fiabilité, une étude des régimes de défaut d'association s'avère donc indispensable afin d'anticiper ou de maîtriser les conséquences des éventuelles défaillances.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre sujet de fin d'études et qui a pour objectif au développement des méthodes d'analyse, de détection, de localisation et de reconfiguration de défauts onduleur à deux niveaux appliqué dans la commande de la machine asynchrone à cage et plus particulièrement au développement des algorithmes pour le diagnostic de défauts convertisseur DC/AC (onduleur) appliqués dans un système électrique composé d'une machine asynchrone couplée à une charge, alimentée par un convertisseur statique (redresseur + onduleur) via une source de tension triphasée.

Ce mémoire de fin d'études est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre, sera consacré à présenter quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation triphasée, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle.

Afin de réduire la complexité et la difficulté pour l'exploitation du modèle triphasé, nous avons fait appel aux transformations diphasées directes et inverses de Park et Concordia/Clarke.

Le deuxième chapitre, présente la modélisation de l'association convertisseur statique-machine asynchrone. Nous présentons aussi une étude sur les différentes structures d'alimentation des machines électriques triphasées. Ces structures permettent une adaptation d'alimentation des machines électriques pour une utilisation industrielle ou domestique très large. Le modèle de l'association MAS-onduleur est validé par simulation numérique sur Matlab/Simulink.

Le troisième chapitre, consacré à l'étude du comportement du système, proposé, aux présences de défauts interrupteurs de puissance utilisés dans les convertisseurs statiques. Deux types de défauts sont considérés : le défaut circuit-ouvert et le défaut court-circuit sur l'un des interrupteurs de puissance des trois bras d'onduleur. Des scénarios de défauts interrupteurs seront créés a fin d'analyser les conséquences de ces défauts et voir le comportement du système proposé à partir des réponses des grandeurs électriques et mécaniques (courants, vitesse, couple...).

Le quatrième chapitre porte sur une solution proposée pour répondre aux exigences concernant la sécurité, la sureté et la continuité de service des systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable utilisés dans des applications critiques. La méthode proposée est basée sur l'analyse des trois courants de phases par le calcul en ligne de la valeur moyenne et de la valeur moyenne en valeur absolue de ces courants. Les défauts circuit-ouvert et court-circuit des interrupteurs de puissance sont détectés et localisés. Une méthode de reconfiguration sera validée est présente des bonnes performances par le mécanisme de reconfiguration appliquée sur le système redondant proposé (l'ajout du quatrième bras pour l'onduleur à trois bras).

Enfin, ce travail s'achève par une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.

Chapitre I

Généralité et modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone à cage, est très répandue dans le milieu industriel en raison de sa robustesse et son faible coût de fabrication et de maintenance. On la rencontre dans les endroits les plus divers de l'éolienne à des applications militaires, dans la propulsion électrique, des véhicules, de tramway et de train de grande vitesse, voire même dans les bateaux de croisières [2].

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil alimentée par un convertisseur statique (AC/DC-DC/AC). Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, en suite sa modélisation qui est une phase indispensable pour comprendre le fonctionnement de cette machine. La modélisation de la MAS permet aussi de développer des lois de commande à partir de plusieurs modèles (selon le choix du référentiel).

Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α, β). Les référentiels choisis sont déduits à partir du référentiel triphasé naturel de la machine à l'aide de transformations adaptées. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone (MAS) est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électriques et mécaniques de la MAS pour un fonctionnement avec et sans défaut [1,2, 3].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité (par simulation numérique ou par expérimentation...).

A cet effet, le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation est la représentation mathématique de la MAS par des équations différentielles simples avec un minimum de couplage. Ces équations seront traduites sous forme de schéma-blocs de manière à être simulées à l'aide du logiciel Matlab /Simulink.

I.2. Construction de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction, comporte un stator (fixe) muni d'un enroulement triphasé avec une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, et d'un rotor (mobile) en tôles d'acier avec des encoches destinées à loger l'enroulement. C'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire, mis en court-circuit et libre de tourner [3, 4].

On distingue deux types de rotor :

- **Rotor bobiné** : un bloc de forme cylindrique portant les enroulements du secondaire identique à ceux du primaire à sa périphérie [2].
- **Rotor à cage d'écureuil** : il est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices [2].

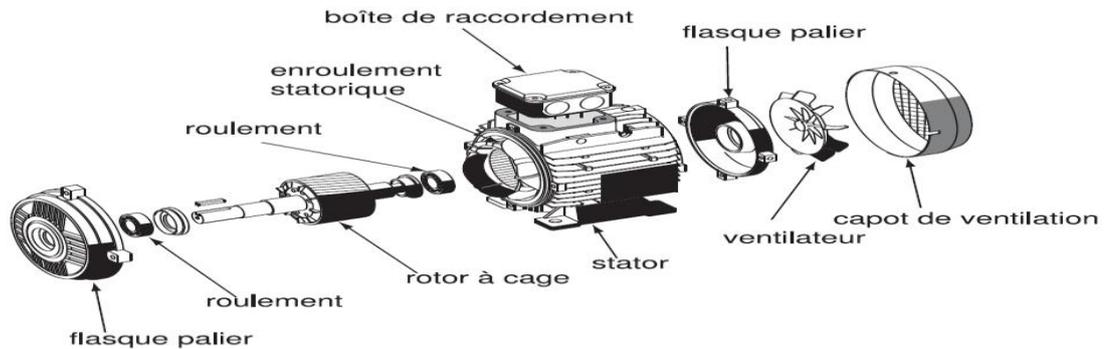


Figure I.1: Eléments constituant le moteur asynchrone à cage

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme ($N_1 = \frac{60.f}{p}$) [6].

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît (loi de Faraday $e = -\frac{d\phi}{dt}$) qui crée des courants rotorique, ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner (N) pour tenter de suivre le champ statorique. Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante. La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique (C'est-à-dire lorsque $N=N_1$). En effet, dans ce cas, le champ serait immobile par rapport au rotor et les courants s'annulent de même que le couple qu'ils produisent et la machine n'est plus entraînée [3, 7].

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement. Le glissement d'une machine asynchrone est donné par l'expression :

$$g = \frac{(N_1 - N)}{N_1} \cdot 100\%$$

La machine asynchrone peut fonctionner comme [6] :

- **Générateurs** : qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique.
- **Moteurs** : qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique.

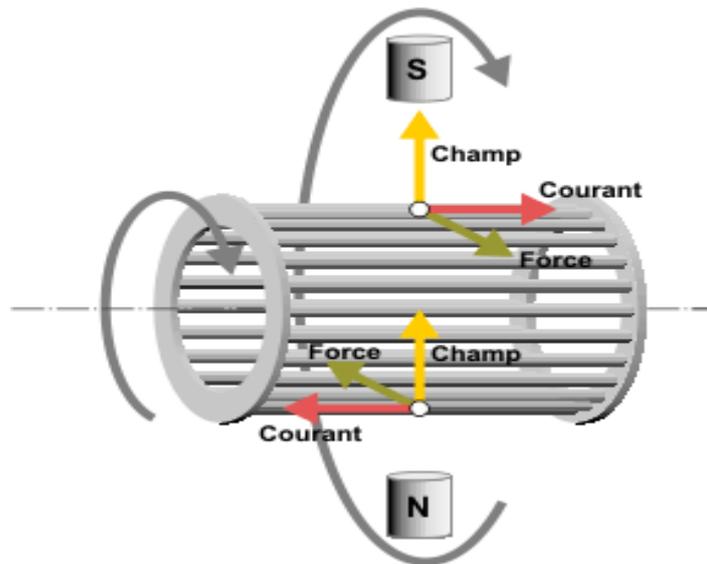


Figure I.2: Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage

I.2.1. Le stator

Le stator d'une machine asynchrone est constitué de tôles d'aciers découpés dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques, il comporte une couronne de tôles minces (0,35 et 0,50 mm) empilées pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique par l'effet des courants de Foucault. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet de ce dernier, au finale elles sont assemblées les unes aux autre pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage est terminé les enroulements statorique sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentrique. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boite à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [1, 4, 6]

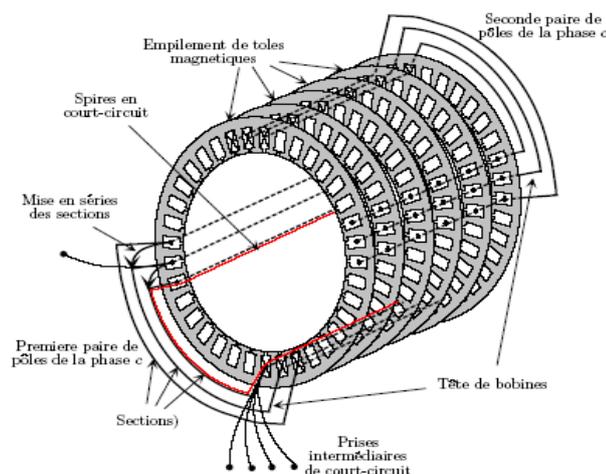


Figure I.3: Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles) [2]

I.2.2. Le rotor

Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. C'est tôles sont, pour les petite machines découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre alors qu'elles sont, pour les machines de puissance importantes découpées par sections et montées sur un noyau. En ce qui concerne le rotor à cage d'écureuil les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées, les enroulements sont constitués de barres court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limités les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone.

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible [1, 2].

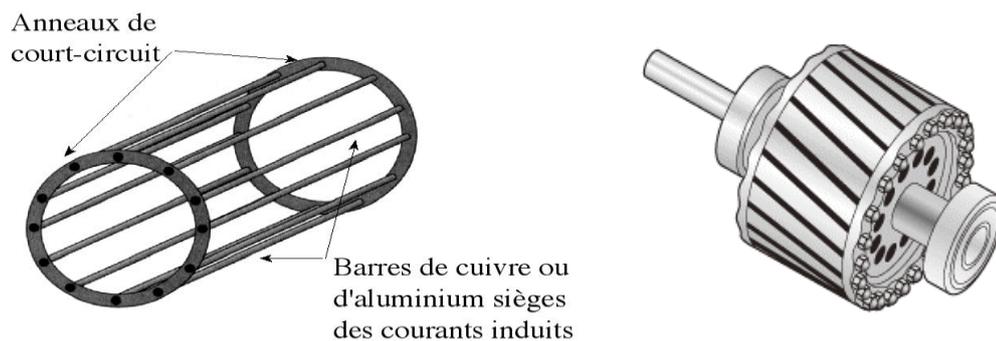


Figure I.4 : Rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [6]

I.3. Utilisation des machines asynchrones

I.3.1. Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence. La majorité des moteurs asynchrones utilisés sont avec un rotor à cage d'écureuil.

Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil [8].

I.3.2. Générateur asynchrone

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes (GADA), le plus souvent avec des machines à cage d'écureuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes [8].

I.3.3. Les avantages des machines asynchrones

Les machines asynchrones sont caractérisées par les avantages suivants [6] :

- Structure simple,
- Robustes et faciles à construire,
- Utilisées dans la puissance moyenne et élevés,
- Reliées directement aux réseaux industriels à tension et à fréquence fixes,
- Alimentées par des convertisseurs de fréquence pour qu'elles tournent à vitesse variable,
- Utilisées pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse variable.

I.4. Modélisation de la machine asynchrone

I.4.1. Introduction

Une démarche d'étude des machines électriques est basée sur la modélisation analytique qui régit le fonctionnement réel de la machine. Ce fonctionnement est déterminé par les couplages électromagnétiques des enroulements situés au stator et/ou au rotor. Chaque couplage électromagnétique peut être caractérisé par une inductance. De cette manière, on peut définir des impédances globales stator/stator, rotor/stator... Si l'on adopte quelques considérations simplificatrices pour la structure ferromagnétique de la machine on obtient des valeurs des inductances quasi-linéaires, ce qui donne des modèles simples à traiter qui permettent de caractériser aisément le comportement général de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone à cage « triphasée » est un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, les variables fortement couplées, la matrice inverse de l'inductance est calculée pour chaque pas de calcul, nécessite des outils informatique très rapide..., ce qui rend le modèle de la machine difficilement exploitable. Pour pallier à cet inconvénient, nous allons utiliser des transformations mathématiques dites (transformations diphasées de Park et de Concordia), qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants, plus simples. Ces modèles sont utilisés par la suite pour le développement des algorithmes de détection, localisation et reconfiguration du système en cas de présence d'un défaut sur le système électrique (MAS - Onduleur) [2, 30].

I.4.2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [8, 18] :

- On suppose les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, L'effet de peau est donc négligé.
- Le phénomène hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.é.m. est distribuée sinusoïdalement le long de la périphérie des deux armatures.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes, les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

I.4.3. Différents modèles de la machine asynchrone

I.4.3.1. Modèle triphasé – triphasé

1. Présentation du modèle :

La machine asynchrone est peut être représentée schématiquement par la figure suivantes.

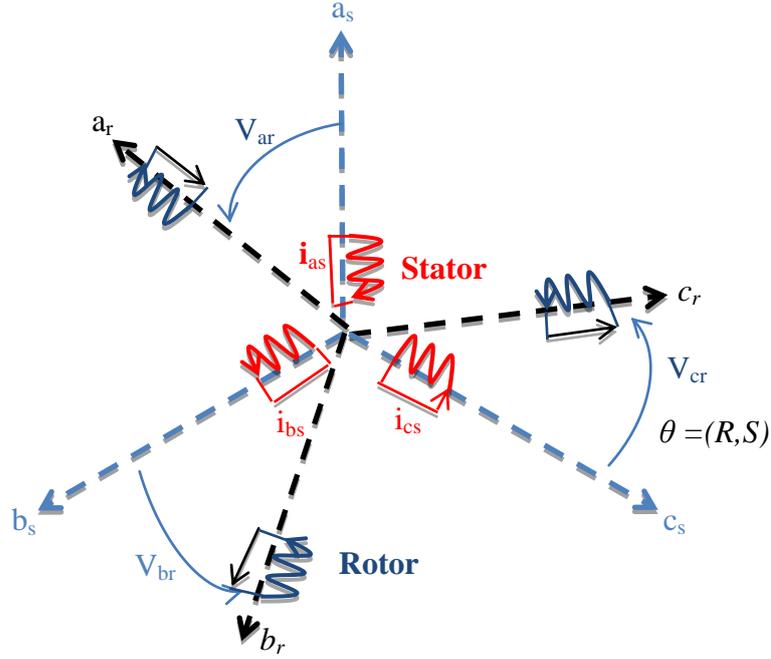


Figure I.5: Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone (modèle triphasée-triphasée)

$\theta = (R, S)$: est l'angle électrique entre l'axe de la phase (a_s) statorique et la phase (a_r) rotorique.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de $(2\pi/3)$ dans l'espace et traversés par trois courants variables (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})

- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés de $(2\pi/3)$ dans l'espace et traversés par trois courants variables (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}), ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle ($V_{ra}=V_{rb}=V_{rc} = 0$).

Cette représentation dynamique du moteur conduit aux équations suivantes :

- Les équations électriques (stator et rotor).
- Les équations magnétiques (stator et rotor).
- Les équations mécaniques.

2. Equations électriques en grandeur de phase :

On déduit pour les deux enroulements [2, 9] :

$$\text{Statorique : } \begin{cases} v_{sa} = R_{sa} i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_{sb} i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_{sc} i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-1}) \quad \text{et rotorique : } \begin{cases} v_{ra} = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ v_{rb} = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ v_{rc} = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Les deux systèmes d'équations (I-1) et (I-2) peuvent se mettre sous forme matricielle :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{I-3})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{I-4})$$

avec :

$$\begin{aligned} [v_s] &= [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T : \text{Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques,} \\ [v_r] &= [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}]^T : \text{Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques,} \\ [i_s] &= [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T : \text{Courants instantanés dans les phases des enroulements statoriques,} \\ [i_r] &= [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T : \text{Courants instantanés dans les phases des enroulements rotoriques,} \\ [\varphi_s] &= [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T : \text{Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques,} \\ [\varphi_r] &= [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T : \text{Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.} \end{aligned}$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la machine sont données par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'une machine asynchrone à l'état sain (équilibrée), nous avons :

$$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} \quad \text{et} \quad R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

3. Equations magnétiques en grandeur de phase

Dans le même contexte, les relations linéaires entre les flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\bullet \text{ Pour le stator:} \quad [\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{I-5})$$

$$\bullet \text{ Pour le rotor:} \quad [\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{I-6})$$

Les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celle du rotor.

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

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

avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

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

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor (par exemple phase a_s et phase a_r alignées sur le même axe magnétique).

4. Equations mécaniques de la machine

Les équations mécaniques de la machine asynchrone peuvent se mettre sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \sum C_i = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I-7})$$

Où :

J : représente le moment d'inertie de la machine étudiée.

C_e : représente le couple moteur (couple électromagnétique développé par la machine).

C_r : représente le couple résistant (couple de charge).

$C_f = f_v \Omega$: représente le coefficient de frottement.

$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse mécanique de rotation du rotor.

Les paramètres J , f_v et C_v dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge, le calcul du couple électromagnétique est déterminé en étudiant la Coénergie magnétique avec l'équation ci-dessus :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

L'expression du couple électromagnétique est obtenue on dérivant cette dernière par rapport à la position θ que prend le rotor vis-à-vis du stator, l'expression de couple est :

$$C_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Un récapitulatif des équations électriques et mécaniques (modèle triphasé) qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil est :

$$\left\{ \begin{array}{l} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [v_r] = 0 = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \\ C_e = \frac{d[W_{co}]}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - f_v \Omega - C_r) \\ \Omega = \frac{d\theta}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I-10})$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [10].

I.4.3.2. Modèle triphasé – diphasé

1. Mise en équation

Les transformations des systèmes triphasés sont utilisées dans l'étude des machines électriques et aboutit d'un système de six équations différentielles à coefficients variables.

La résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation de système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle. Pour cela en appliquant la transformation de Park ou de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de Park (d, q, o) est a priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus au moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère dans lequel on lie la représentation de Park. Tandis que la transformation de Concordia conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance [2, 9].

Il existe principalement trois transformations :

1. Transformation Triphasé-Diphasé dans un repère fixe « **Concordia** ».
2. Transformation de « **Clarke** ».
3. Transformation Repère fixe-Repère tournant « **Transformation Park** ».

2. Transformation de Concordia

2.1) - Principe de la transformation de Concordia :

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré, où (X_{sa}, X_{sb}, X_{sc}) représentent des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux magnétiques).

$$\begin{cases} X_{sa}(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \\ X_{sb}(t) = A \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ X_{sc}(t) = A \cos(\omega t + \varphi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

Ce système est équilibré, dans ce cas la composante homopolaire $X_{so} = X_{sa} + X_{sb} + X_{sc}$ est nulle à chaque instant. Ceci nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée (X_a, X_b, X_c) à une représentation diphasée (X_α, X_β) et inversement à l'aide de la matrice de Concordia T_{32} .

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

avec :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

avec :

$$T_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Vérifiant la relation : $T_{32} * T_{32}^T = I$ (I est la matrice identité).

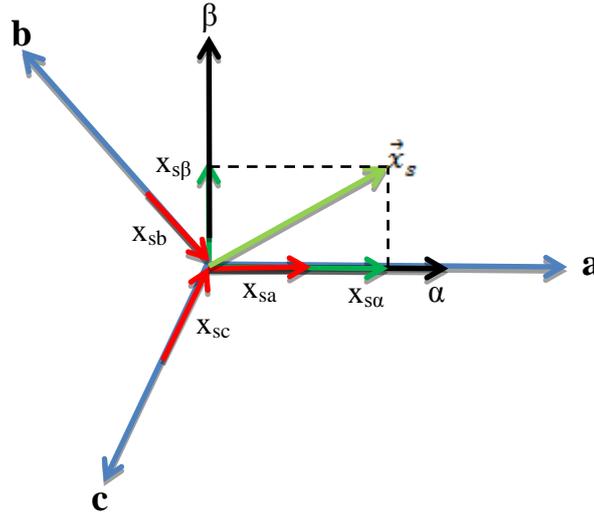


Figure I.6 : Représentation de Concordia (α, β) , $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$

2.1. Application de la transformation de Concordia sur la machine asynchrone

En appliquant ces transformations aux tensions ainsi aux équations électriques, magnétiques et mécaniques (I-1), (I-2), (I-5), (I-6) et (I-9), nous obtenons le modèle diphasé d'une machine asynchrone (I-17) dans un repère fixe par rapport au stator (α, β) [2].

Ce modèle peut être met sous forme :

$$[\dot{X}] = f(x) + g(x)u(t) \quad (\text{I-16})$$

Tel que :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + pK\Omega \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - pK\Omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ m(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - c \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

Où les paramètres $T_r, K, c, \gamma, \sigma, m, m_1$ sont définis par :

$$T_r = L_r / R_r, \quad K = L_m / \sigma L_s L_r, \quad c = f_v / J, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r), \quad m = p L_m / J L_r,$$

$$\text{et } m_1 = 1 / \sigma L_s$$

avec :

σ : représente le coefficient de dispersion ou de Blondel.

C_r : est le couple de charge, est considéré comme une perturbation et peut être pris constant ou variable.

$L_s = l_s + L_m$: Inductance cyclique statorique par phase.

$L_r = l_r + L_m$: Inductance cyclique rotorique par phase.

$L_m = 3/2 m_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.

Les relations entre les courants et les flux sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-18)$$

Le modèle ainsi que ses différents entrées-sorties est représenté sur la figure (I.7) Les entrées du système sont les trois tensions statoriques et le couple résistant et les sorties sont les trois courants statoriques ainsi que la vitesse de rotation.

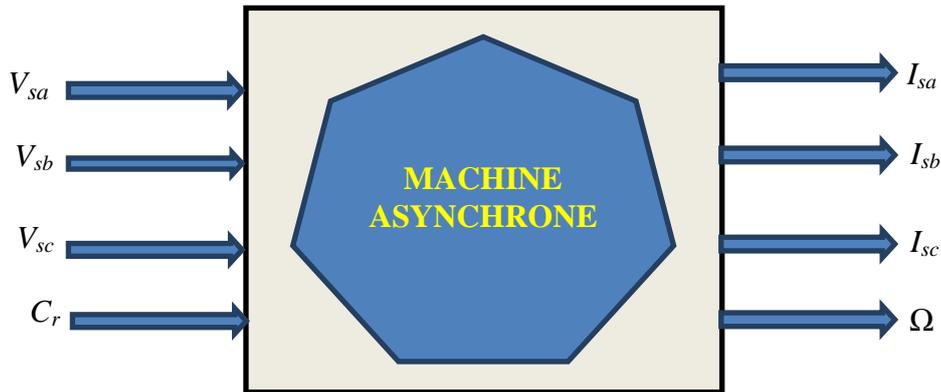


Figure I.7: Entrées/sorties du modèle de la machine asynchrone

3. Transformation de Clarke :

La transformation de Clarke représente un cas particulier de la transformation de Concordia où les mêmes règles de passage s'appliquent pour le calcul des grandeurs directes ou inverses. Donc la matrice de passage est donnée par la relation suivante.

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

4. Transformation de Park

4.1. Principe de la transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et

en quadrature ($d, q, 0$). Cette dernière, assure l'invariance de la puissance instantanée entre les repères triphasés et « dqo » [2, 3].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux, ce qui rend les deux modèles identiques du point de vue électrique et magnétique.

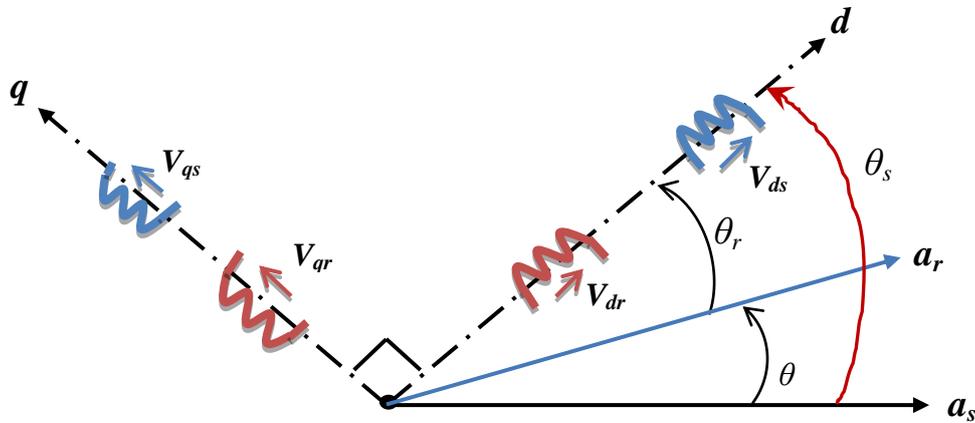
Le choix de vecteurs propres judicieux permet d'exprimer la matrice de transformation de Park sous la forme orthonormée suivante [2, 9] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation. Le fait que $[P(\theta)]$ soit orthonormée implique que son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est égal à sa transposée $[P(\theta)]^T$.

La transformation inverse de Park est donnée par la relation :

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-21)$$



Définitions des angles : $(Oa_s, Oa_r) = \theta$, $(Oa_s, Oq) = \theta_s + \pi/2$, $(Od, Oq) = \pi/2$
 $(Oa_s, Od) = \theta_s$ $(Oa_r, Oq) = \theta_r + \pi/2$, $(Oa_r, Od) = \theta_r$, $\theta = \theta_s - \theta_r$

Figure I.8: Représentation de Park (a, b, c) \Rightarrow (d, q)

Le passage du système triphasé au système biphasé ou l'inverse est obtenu par les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (I-23)$$

Si le système n'est pas équilibré, que ce soit par son alimentation (défaut d'alimentation), ses courants ou ses flux (défaut de bobinage ou défaut de circuit magnétique) la représentation biphasée n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park.

▪ **Passage entre les repères $d q$ et $a \beta$**

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, La transformation de Concordia (α, β) peut également être obtenue à partir des composantes de Park (d, q), en faisant une rotation de l'angle θ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R(\theta)^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

avec :

$$R(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

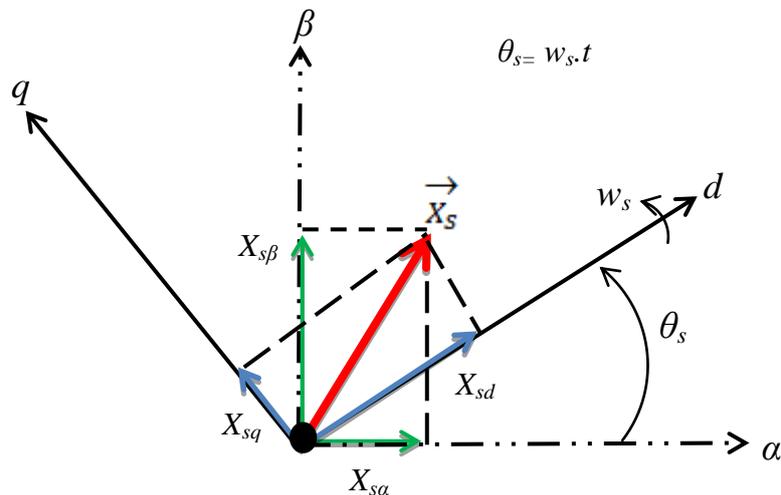


Figure I.9 Transformation des axes stationnaires (α, β) aux tournants (d, q)

▪ **Passage entre les repères $d q$ et (a, b, c)**

Les grandeurs (d, q) sont obtenue directement à partir des grandeurs (a, b, c) et inversement, on utilise les transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{32} \Gamma(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \Gamma(\theta)^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-29})$$

avec : $\Gamma(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ et $\Gamma(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

4.2. Application à la machine asynchrone

4.2.1. Equations électriques et magnétiques

L'application de la transformation de PARK au système d'équations (I-1) à (I-2) donne [2, 9]:

▪ Equations électriques

-Pour le stator : $\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix}$ (I-30)

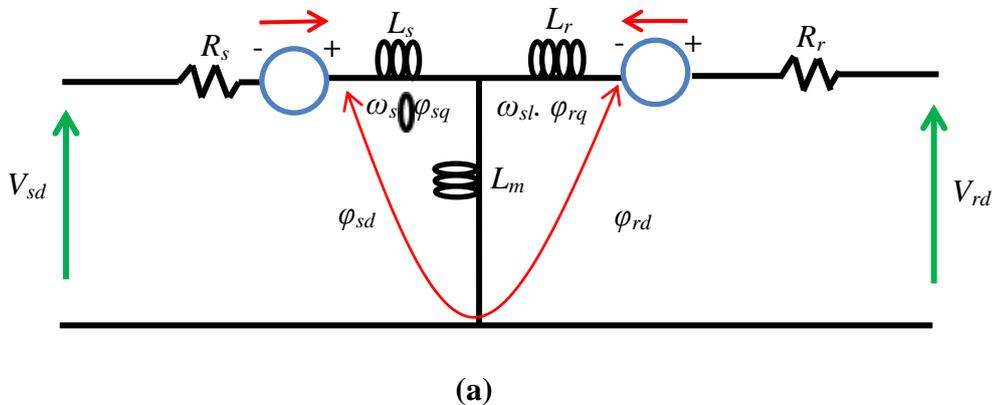
- Pour le rotor : $\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}$ (I-31)

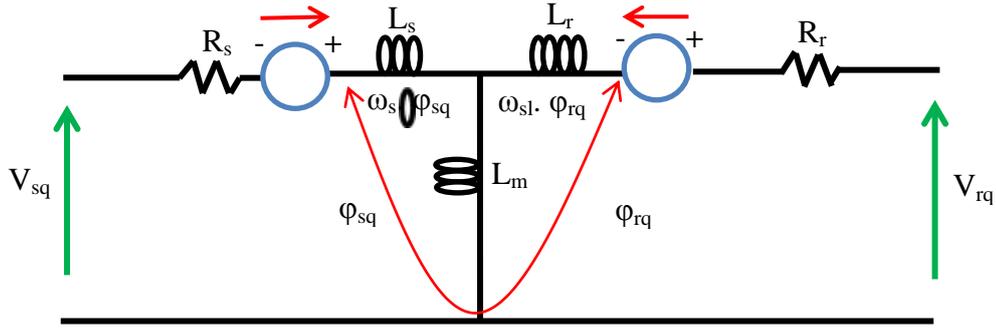
▪ Equations magnétiques :

Les relations magnétiques reliant le stator et le rotor sont :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Les circuits équivalents des systèmes (I-30) et (I-31) sont représentés dans le repère tournant (d,q) par la figure (I.10).





(b)

Figure 1.10 : Circuits équivalents (d, q):
(a) circuit d'axe d , (b) circuit d'axe q

4.2.2. Expressions du couple électromagnétique instantané :

Divers manipulations de l'équation fondamentale du couple (I-10), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (I-32) conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple qui seront autant de points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande [13].

On trouve :

$$C_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (I-33)$$

$$C_e = p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (I-34)$$

$$C_e = p(\varphi_{rq}i_{rd} - \varphi_{rd}i_{rq}) \quad (I-35)$$

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd}) \quad (I-36)$$

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} (\varphi_{rd} \varphi_{sq} - \varphi_{rq} \varphi_{sd}) \quad (I-37)$$

4.3. Choix du système d'axes de référence :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application, Trois types de référentiels sont intéressants :

➤ **Repère d'axes (d, q) lié au stator :** ($\omega_s = 0$ et $\omega_r = -\omega_{sl} = p\Omega$), les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique $\omega_s = 0$.

Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des estimateurs et des observateurs des flux, de la vitesse et des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation [2, 9].

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

- Repère d'axes (d, q) lié au rotor ($\omega_s = \omega_r$ et $\omega_{sl} = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques $g.\omega_s$. Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement). La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur [2, 9].

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-41})$$

- Repère d'axe (d, q) lié au champ tournant ($\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$). Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude des commandes vectorielles par orientation du flux [2, 9].

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = g.\omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-42})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & g.\omega_s \\ -g.\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-43})$$

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Afin de réduire la difficulté du modèle réel, nous avons fait appel à des hypothèses simplificatrices.

Différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été brièvement présentées. L'accent a été mis sur les modèles biphasés représentés dans un repère tournant ou fixe. Nous avons utilisé le modèle diphasé pour réaliser une commande de l'association de la machine avec l'onduleur (c'est l'objectif du deuxième chapitre) et de développer des algorithmes de diagnostic de défauts dans le convertisseur statique (c'est l'objectif du troisième et quatrième chapitres).

Chapitre II

Différentes structures d'alimentation des machines électriques triphasées

II.1. Introduction

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable [18].

Dans ce deuxième chapitre, on expose les différentes théories des composants électroniques traités dans ce mémoire de fin d'étude à savoir : les diodes, les transistors, les thyristors, ainsi que les convertisseurs statiques qui peuvent être subdivisés en éléments redresseur non contrôlables (à diodes) et éléments redresseur contrôlables (à thyristors, triacs, transistors ...), et l'onduleur.

La structure de l'ensemble des convertisseurs statiques qui alimentent les machines électriques (MAS) est essentiellement constituée, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau (contrôlé ou non), d'un étage de filtre par des composants passifs C ou LC, d'un onduleur de tension triphasé (DC/AC).

L'onduleur c'est un convertisseur statique (DC/AC) qui est associé à la machine asynchrone, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras comporte de deux composants de puissance complémentaires munis de diodes montées en antiparallèle sont des diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois que les interrupteurs sont ouverts.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle (SVPWM), qu'ils sont devenues très sollicitées par les industriels et les chercheurs du domaine de la commande des machines électriques [10].

A la fin de ce chapitre, nous traiterons la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux et la validation du modèle de l'association (MAS + onduleur) par simulation numérique sera présentée.

II.2. Composants de l'électronique de puissance

Les composants de l'électronique de puissance, doivent répondre à une commande qui exige l'état passant ou bloqué, ce changement de conductivité est possible grâce aux structures des semi-conducteurs qui contrôlent les porteurs de charges mobiles [12].

Il existe trois types de semi-conducteurs qui sont définis par :

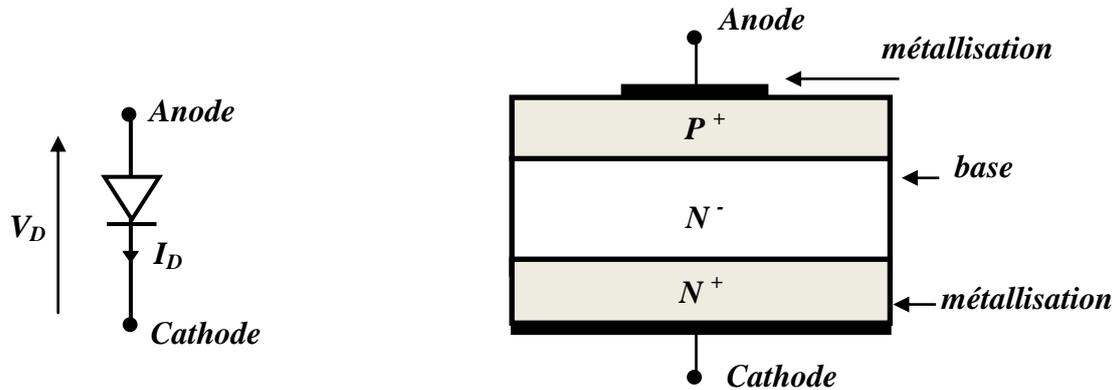
II.2.1. Semi-conducteurs non contrôlés

II.2.1.1. Diodes de puissances

La diode est un composant de puissance non commandable, comportant deux électrodes désignées généralement par anode et cathode, une diode autorise le passage d'un courant dès que la tension à ses bornes est positive (c'est-à-dire lorsque la tension de l'anode est supérieur a c'elle de cathode), dans le cas contraire la diode est à l'état bloqué. Le fonctionnement de la diode et dépend de sa structure ainsi que à la température de fonctionnement. Il existe plusieurs types de diodes, les plus connus étant la diode bipolaire et la diode Schottky [11].

▪ **La diode PIN bipolaire**

Une diode PIN est fabriquée par l'association d'une région semi-conductrice de type P (ions accepteurs) et d'une région semi-conductrice de type N (ions donneurs). Pour les composants de forte tenue en tension, la région de type N est divisée en une région fortement dopée N+ et une région faiblement dopée N- tel qu'il est représenté sur la figure (II.1). La région N- est appelée « base » ou « région centrale » [11].



(a) Symbole d'une diode Bipolaire

(b) vue en coupe d'une diode bipolaire

Figure II.1: Structure d'une diode bipolaire de puissance Bipolaire diode bipolaire [11]

▪ **La diode Schottky**

La diode Schottky est élaborée à partir d'une jonction de type métal semi-conducteur, les principales caractéristiques de cette diode sont, la capacité à travailler en haute fréquence, ses faibles pertes (chute de tension très réduite) en polarisation directe. Elle est employée intensivement dans le domaine de l'électronique de puissance, en particulier en basses tensions et fort courants [11, 10].

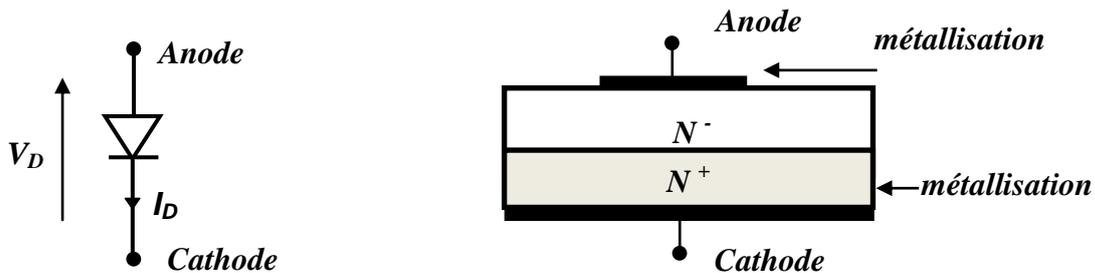


Figure II.2: Structure d'une diode Schottky de puissance [11]

II.2.2. Semi-conducteurs contrôlés

II.2.2.1. Thyristor

Le thyristor est un interrupteur statique, unidirectionnel en courant (c'est-à-dire qu'il ne peut conduire un courant notable que dans un sens), bidirectionnel en tension (il peut supporter une tension de signe quelconque), commandé à la fermeture. Il peut commander la conduction (comme la diode), le thyristor possède une anode et une cathode, mais il possède une troisième électrode appelée gâchette. La gâchette permet de retarder la conduction du thyristor. Le thyristor est commandable qu'à la fermeture et l'ouverture s'effectue lors de la disparition du courant direct [12, 13].

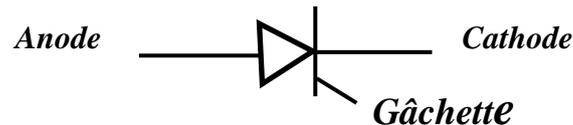


Figure II.3: Structure d'un Thyristor [12]

Pour amorcer, un thyristor on doit appliquer :

- Une tension plus positive à l'anode qu'à la cathode.
- Un train d'impulsions sur la gâchette.

II.2.2.2. Le triac

Le triac est utilisé pour contrôler, sans le redresser, le passage d'un courant alternatif. Il représente la même structure comme le thyristor, mais possède une conduction bidirectionnelle. Le triac est amorcé par application d'un signal à la gâchette et permet la conduction pour les deux alternances positive et négative [12].

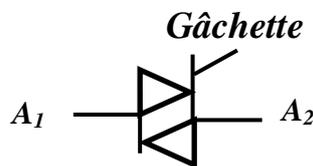


Figure II.4: Structure de Triac [12]

II.2.3. Semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage/blocage

II.2.3.1. Transistor

Le transistor est un composant totalement commandé à la fermeture et à l'ouverture, il est constitué de deux jonctions, placées en série, très proches l'une de l'autre et de polarités opposées. Il est utilisé en électronique de puissance en régime de commutation, c'est-à-dire en état saturé ou en état bloqué. Il s'agit d'un interrupteur qui conduit lorsqu'on injecte un courant de base positif et qui est bloqué lorsque le courant de base est nul [12]. On distingue le transistor NPN et le transistor PNP comme nous montre la figure (II.5) :



Figure II.5: Structure d'un transistor [12]

Il existe plusieurs types des transistors [10]:

- **Transistors bipolaires BJT (Bipolaire Junction Transistor)**

Il est utilisés dans les applications allant jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts et à des fréquences allant jusqu'à 10 kHz.

- **Transistors MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)**

Ces derniers ont permis d'obtenir des fréquences de commutations très élevées voisines de 1MHz, avec une commande en tension qui nécessite une énergie pratiquement négligeable.

- **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

Le transistor IGBT est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement. Sa structure associe en sortie celle d'un transistor bipolaire BJT et celle d'un MOSFET en entrée. Donc l'IGBT regroupe les avantages en conduction du transistor bipolaire BJT, et les avantages en commutation et simplicité de commande du transistor MOSFET.

II.3. Les convertisseurs statiques

Par définition la fonction de base d'un convertisseur est conçue pour réaliser des transferts d'énergie de façon contrôlable d'une source électrique vers une charge. Les convertisseurs statiques sont principalement construits à partir d'un ensemble de semi-conducteurs (Diodes, Transistors, Thyristor...). L'énergie transférée est contrôlée par commande à l'ouverture et à la fermeture de ces derniers [14].

On limitera notre étude à l'utilisation des deux composantes de base que l'on retrouve dans le domaine de conversion d'énergie alternative en continu et également le contraire.

II.3.1. Redresseurs

Le redresseur permet le transfert de l'énergie d'une source alternative (signal périodique à valeur moyenne nulle) vers une charge continue (signal à valeur moyenne non nulle), ces convertisseurs sont non réversibles. Ils sont dans la majorité des cas constitués essentiellement de diodes seules ou avec des thyristors [14, 15].

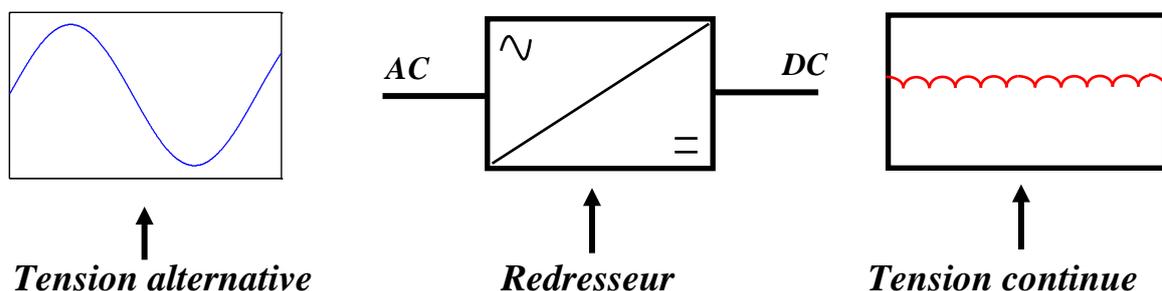


Figure II.6 : Schéma de principe de redresseur

II.3.1.1. Classification des redresseurs

On distingue deux types de redresseurs qui sont [12]:

- **Redresseur non commandé**

Ce type de redresseur utilise uniquement des diodes, il ne permet pas de faire varier le rapport entre la tension alternative d'entrée et la tension continue de sortie (tension continue dont la

valeur moyenne est fixée). De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternative vers le coté continu.

- **Redresseur commandé**

Un montage redresseur commandé permet d'obtenir une tension continue réglable à partir d'une tension alternative sinusoïdale. L'utilisation de composants tels que les thyristors permet de réaliser des redresseurs dont la tension moyenne de sortie peut varier en fonction de l'angle de retard à l'amorçage.

II.3.2. Onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En effets, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace [12].

La figure (II.7) représente schéma de principe de l'onduleur :

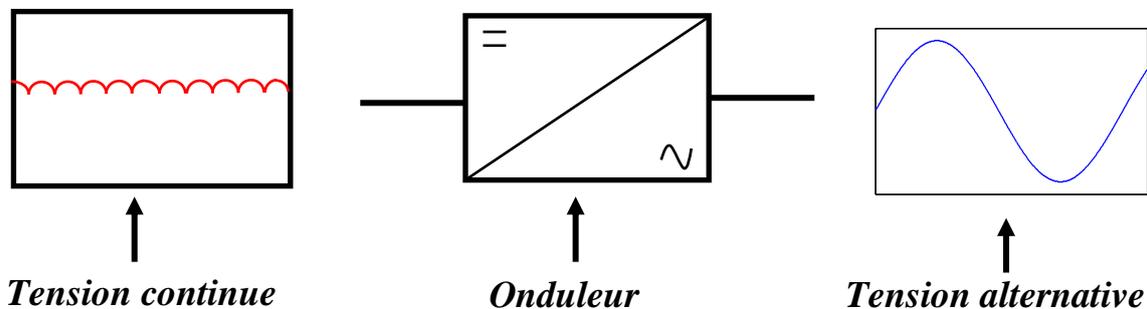


Figure II.7 : Schéma de principe de l'onduleur

II.3.2.1. Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge [16].

a) Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [17].

b) Onduleur autonome

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [17] :

- Les onduleurs de courant.
- Les onduleurs de tension.

- **Les Onduleurs de courant** : Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu (c'est-à-dire par une source d'inductance interne), il la transforme en courants alternative triphasés dans les enroulements de la machine.

- **Les Onduleurs de tension** : Un onduleur de tension est un onduleur qui permet d'obtenir une tension alternative (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable). Il impose une forme de tension déterminée à la machine quel que soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

II.3.2.2. Utilisation des onduleurs

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé [16].

II.4. Choix et exigence d'alimentation des machines électriques

Plusieurs topologies d'alimentation de la MAS existantes, le choix d'une topologie et dépend aux besoins de l'utilisation de cette machine associée à son alimentation.

Dans la plupart des applications à usage industriel, le choix de la topologie d'alimentation est définie préalablement selon un cahier des charges établi par l'utilisateur en fonction de :

- le niveau de tension d'alimentation primaire : cette tension est fournie par un organisme concerné par la fourniture d'énergie électrique, donc l'adaptation des sources avec les convertisseurs statiques est nécessaire,
- La puissance nominale demandée et le type de charge à entraîner (fixe/et ou variable),
- La sécurité et la fiabilité du produit.

Aussi, pour des applications industrielles très particulières (traction ferroviaire, propulsion navale comme le transport des personnes par : avions, trains, métros, tramway électriques, dans les domaines aérospatiale et nucléaire,...), le critère principal est celle de la sécurité et la fiabilité du système doivent être garanties par le constructeur ou fabricant des convertisseurs.

Pour un usage domestique (universel), la topologie d'alimentation est choisie par le fabricant du produit lui-même selon la concurrence du marché dans le domaine. Les critères de bases sont :

- La sécurité et la fiabilité du produit,
- La maîtrise du dimensionnement du produit,
- L'énergie électrique consommée par ce produit.

Nous pouvons également trouver les topologies d'alimentations suivantes :

- Alimentation directe de la MAS par un réseau électrique, sa tension d'alimentation est adapté pour alimenter la machine, ce type d'alimentation est rarement utilisé et ne permet pas de faire varier la vitesse de la machine,
- Alimentation à travers un autotransformateur qui permet d'alimenter la machine avec des tensions qui variées graduellement à fréquence fixe, ce type d'alimentation est utilisé

par exemple pour les prototypages pédagogiques (éducation...), et aussi pour quelques applications industriels et dans des appareils de petit puissances. Dans ce cas, la variation de la vitesse est manuelle.

- Alimentation à travers des convertisseurs statiques. Généralement sont des convertisseurs constitués à base des composants de l'électronique de puissance basse ou moyenne puissance.
- Convertisseurs AC/DC/AC : redresseur non commandé associé à un onduleur.
- Convertisseurs AC/DC/AC : redresseur commandé associé à un onduleur.

Les deux derniers type d'alimentation est répond aux besoins industriels, qui permet de varier la vitesse de la machine en fonction de la charge entraînée (variable ou fixe...).

II.4.1 Topologies des convertisseurs statiques

Les différentes topologies des convertisseurs AC/DC/DC sont [35] :

- **Figure II.8** : la topologie de base est constituée d'un pont redresseur à diodes connecté à un réseau électrique (ordinaire ou industriel), d'un bus continu et d'un onduleur triphasé à 3 bras. Cette topologie est la plus communément utilisée dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable industriels. Elle est aussi indiquée lorsqu'il s'agit d'alimenter des machines électriques à des fréquences différentes de la fréquence du réseau.

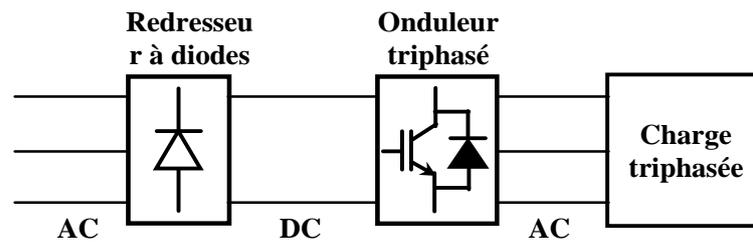


Figure II.8: Schéma de principe de la structure de base de l'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT

Concernant l'élévation de la tension de sortie du convertisseur statique, les topologies suivantes sont pertinentes (par rapport à la topologie de base) :

- **Figure II.9**: le redresseur commandé constitué de composants semi-conducteurs actifs et d'une self triphasée d'entrée permet d'élever la tension du bus DC par rapport au niveau de tension obtenu avec un redresseur à diodes.

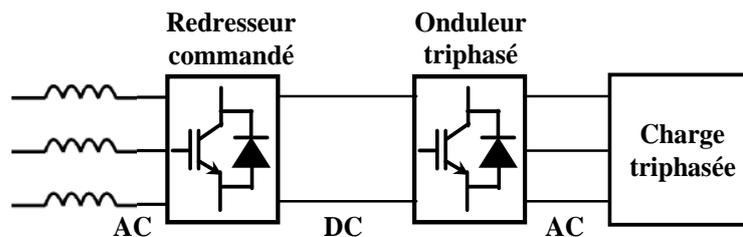


Figure II.9: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur commande à IGBT, d'un bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT

- **Figure II.10:** à tension de bus DC fixée, l'utilisation de ponts onduleurs monophasés (montage H) alimentant séparément chacune des phases de la machine permet d'élever la tension aux bornes des enroulements des machines électriques. En prenant comme référence le cas où la machine est triphasée, connectée en étoile et alimentée par un pont triphasé, la solution à 3 ponts monophasés permet en première approche de doubler la tension disponible aux bornes des enroulements.

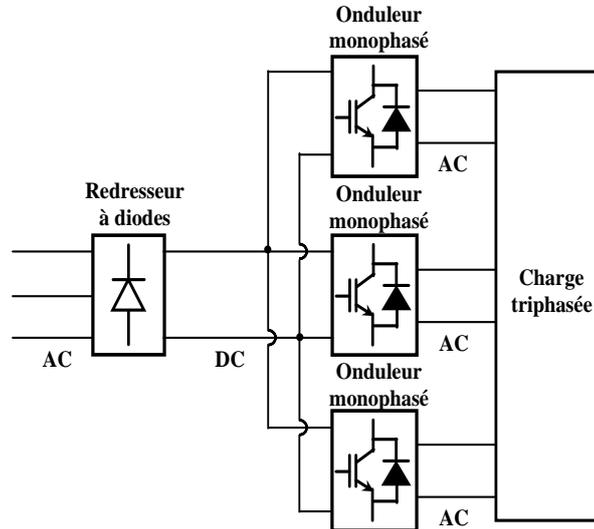


Figure II.10: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un bus continu et de trois onduleurs monophasés à IGBT alimentant séparément chaque enroulement de la machine

- **Figure II.11:** l'ajout d'un hacheur élévateur sur le bus continu, permet d'élever la tension de sortie de l'onduleur.

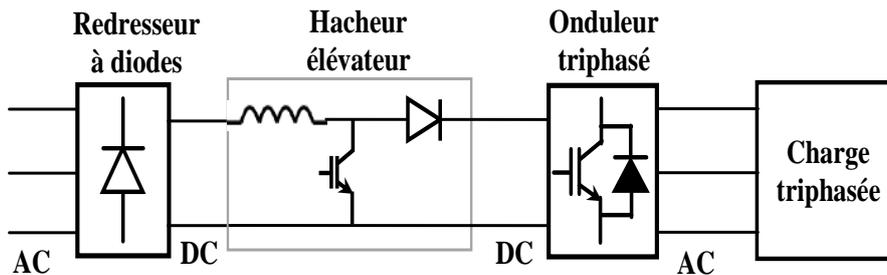


Figure II.11: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un hacheur élévateur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT

Concernant le fonctionnement à profondeur de modulation unitaire les solutions suivantes peuvent être employées :

- **Figure II.12:** un redresseur commandé assurant la fonction d'élévation de tension suivi d'un hacheur abaisseur sur le bus continu, permet d'ajuster la tension de bus DC et de travailler à profondeur de modulation unitaire au niveau de l'onduleur.

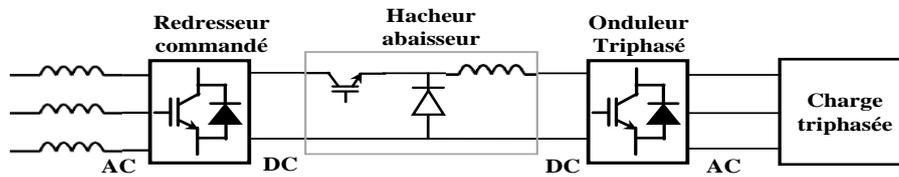


Figure II.12: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur commande, d'un hacheur abaisseur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT

- **Figure II.13:** un pont redresseur à diodes suivi d'un convertisseur DC/DC assurant les fonctions d'élévation et d'abaissement de la tension de bus DC (mise en cascade d'un abaisseur et d'un élévateur) permet de réaliser la même fonction que précédemment.

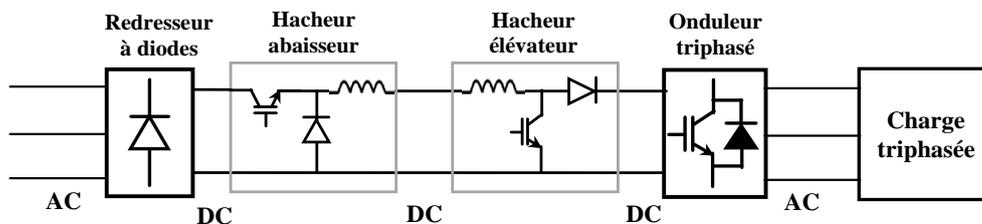


Figure II.13: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un hacheur abaisseur puis d'un hacheur élévateur sur le bus continu et d'un onduleur triphasé à IGBT

- **Figure II.14:** enfin un redresseur à diodes suivi d'un pont monophasé, d'un transformateur élévateur et d'un second étage de redressement permet de faire varier la tension de bus DC.

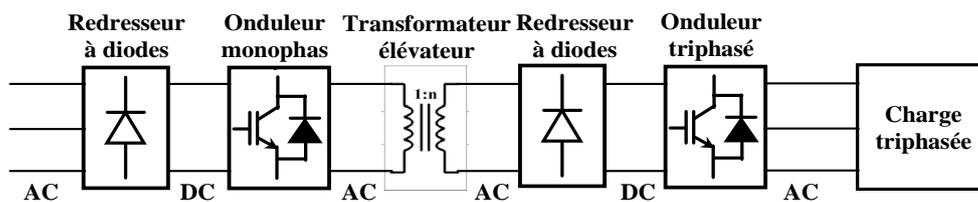


Figure II.14: Schéma de principe de la structure d'alimentation électronique composée d'un pont redresseur à diodes, d'un pont en H, d'un transformateur élévateur, d'un pont de diodes et d'un onduleur triphasé à IGBT

II.5. L'assemblage des deux convertisseurs pour alimenter la MAS

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension ou courant d'amplitude et de fréquence

réglables en valeurs instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées.

Pour fonctionner, un onduleur on a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension [2].

Le système d'alimentation de la MAS est composé de :

▪ **Redresseur**

On utilise le redresseur à pont de six diodes représenté par la figure (II.15). La tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

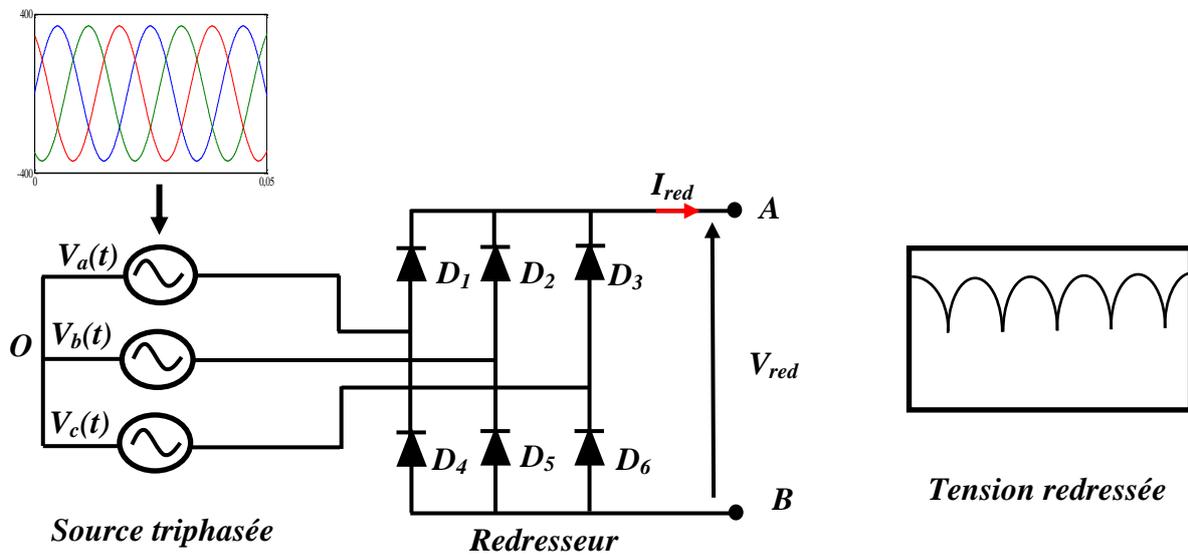


Figure II.15 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

▪ **Filtre d'entrée de l'onduleur**

Le principe de cette solution est de compenser les grandeurs perturbées, est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur en ajoutant au variateur standard, un convertisseur possède un ou plusieurs éléments de stockage (condensateur, bobine) [2]. Le filtre est présenté dans la figure (II.16) :

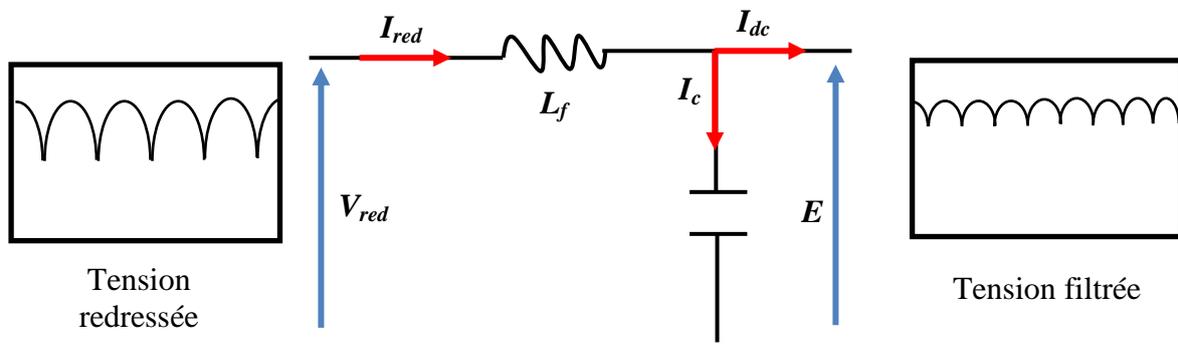


Figure II.16 : Filtre de type LC [2]

Le modèle est caractérisé par le système des équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} V_{red}(t) = L_f \frac{dI_{red}(t)}{dt} + E(t) \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red}(t) - I_{dc}(t)) \end{cases} \quad (II-1)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{E(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2}$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure f_c au-dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_{red}(t)$, cette condition nous permet de déterminer L_f et C_f .

La fréquence de coupure est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$$

▪ **Onduleur**

Dans notre cas on s'intéresse à utiliser un onduleur de tension triphasé qui est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

La figure (II.17) présente un système électromécanique mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

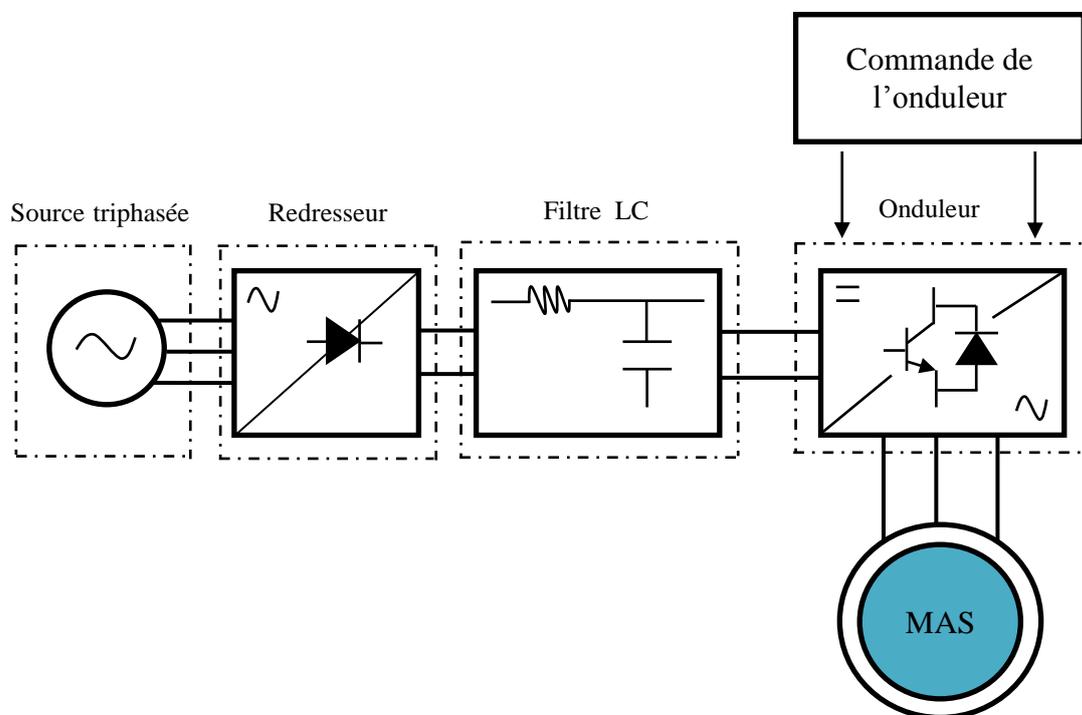


Figure II.17: Schéma principal d'alimentation de la machine asynchrone [2]

II.6. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives. Ça structure en pont constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques comme des IGBT (transistors de puissance) ou des thyristors GTO, c'est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [2, 3].

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (II.18) :

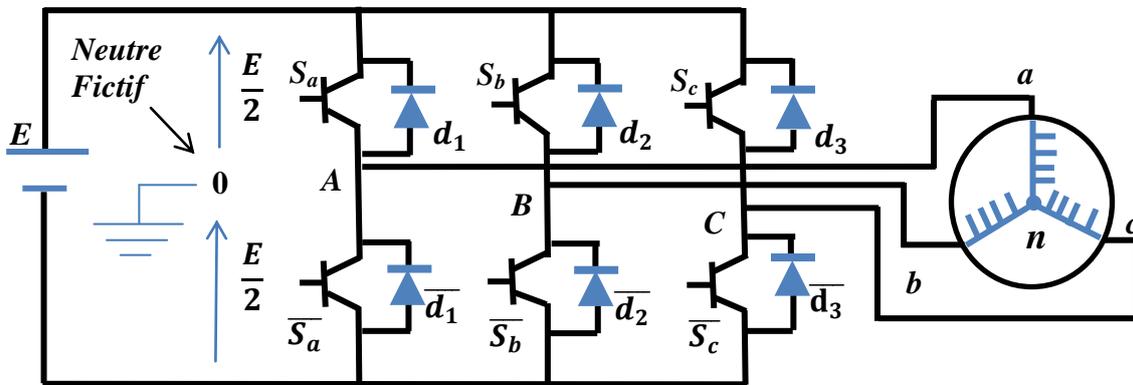


Figure II.18: Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone [2]

Pour simplifier l'étude, on supposera que [18]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c'est-à-dire (S_i, \bar{S}_i) ($i = a, b, c$) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Chaque interrupteur est représenté par un pair transistor - diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit}) \end{cases} \quad \text{avec } S_i + \bar{S}_i = 1 \text{ et } i = a, b, c.$$

Pour les tensions composées U_{ab}, U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} + U_{0b} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} + U_{0c} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} + U_{0a} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad \text{(II-2)}$$

U_{a0}, U_{b0} et U_{c0} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions Continues).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} - U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} - U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} - U_{n0} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{n0} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{II-4})$$

La substitution de (II.4) dans (II.3) aboutit à :

$$U_{n0} = -\frac{1}{3} (U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \quad (\text{II-5})$$

En remplaçant (II.5) dans (II.3), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{a0} - \frac{1}{3} U_{b0} - \frac{1}{3} U_{c0} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} U_{a0} + \frac{2}{3} U_{b0} - \frac{1}{3} U_{c0} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{a0} - \frac{1}{3} U_{b0} + \frac{2}{3} U_{c0} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{E}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{E}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

8)

II.6.1. Différentes techniques de contrôle d'un onduleur de tension

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques. Il existe différentes stratégies de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de générer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. Trois catégories de MLI qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [2, 19]:

- Les modulations (sinus – triangle) effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

•Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.

•Les modulations (vectorielles) appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et aussi la troisième stratégie.

II.6.1.1. Commande par modulation sinus – triangle

Dans la méthode de M.L.I. naturelle, les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminées par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale « modulatrice » basse fréquence (tension de référence) et une onde triangulaire « porteuse » haute fréquence. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par [2]:

$$\begin{cases} V_{ref-an} = V_m \sin (2. \pi . f_s . t) \\ V_{ref-bn} = V_m \sin (2. \pi . f_s . t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref-cn} = V_m \sin (2. \pi . f_s . t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-9)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_{pm}(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II-10)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

-L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s),

-Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

Le mode de fonctionnement de cette technique est le suivant :

- Si $V_{ref}(t) > V_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{ref}(t) < V_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

-Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Dans la figure (II.19) il est montré le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle.

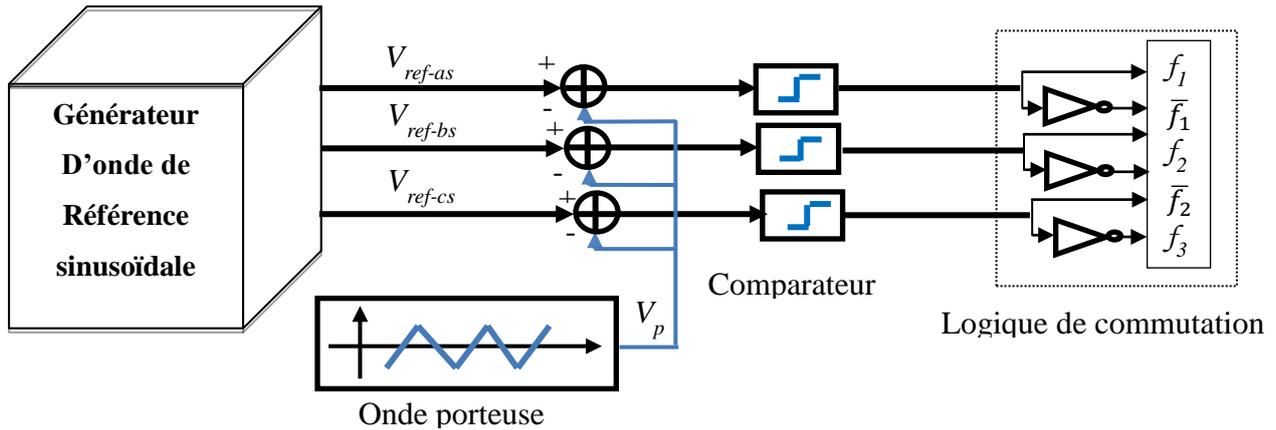


Figure II.19 : Schéma de principe de la technique M.L.I sinus-triangle [2]

Les résultats de la simulation sont présentés dans les figures suivantes :

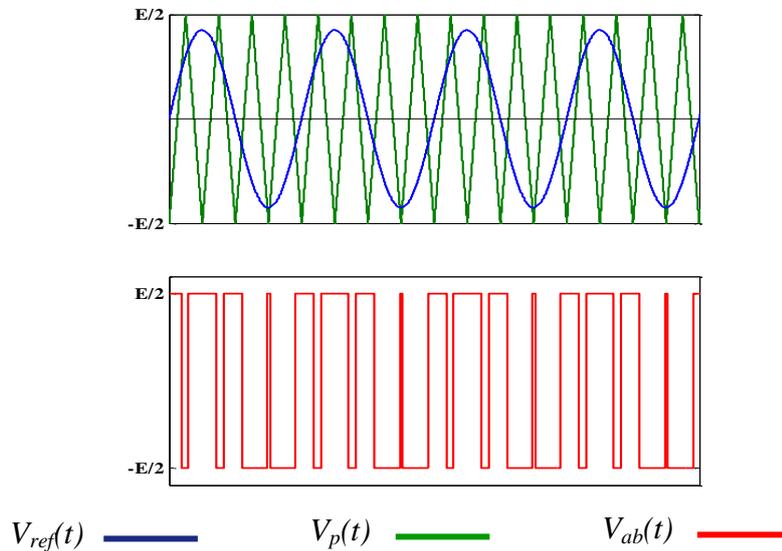


Figure. II.20 : Résultats de la porteuse avec la référence (modulante)

II.6.1.2. Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M»

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles ($2^3 = 8$). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de V_0 à V_7 . Parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement à tous les 60° .

La M.L.I Vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Son principe consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps de commutation correspondent à deux états non nuls. Leur somme doit être inférieure à la période de T_{com} (temps de commutation) de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} [2, 19].

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, nous avons seulement trois degrés de liberté, ayant deux états chacun : Fermé ou Ouvert (0,1). Les huit états des interrupteurs sont montrés dont le tableau ci-dessus :

i	0	1	2	3	4	5	6	7
U_{an}	0	1	1	0	0	0	1	1
U_{bn}	0	0	1	1	1	0	0	1
U_{cn}	0	0	0	0	1	1	1	1

Tableau II.1 : Les huit états des interrupteurs

Les huit états sont représentés dans la figure (II.21) :

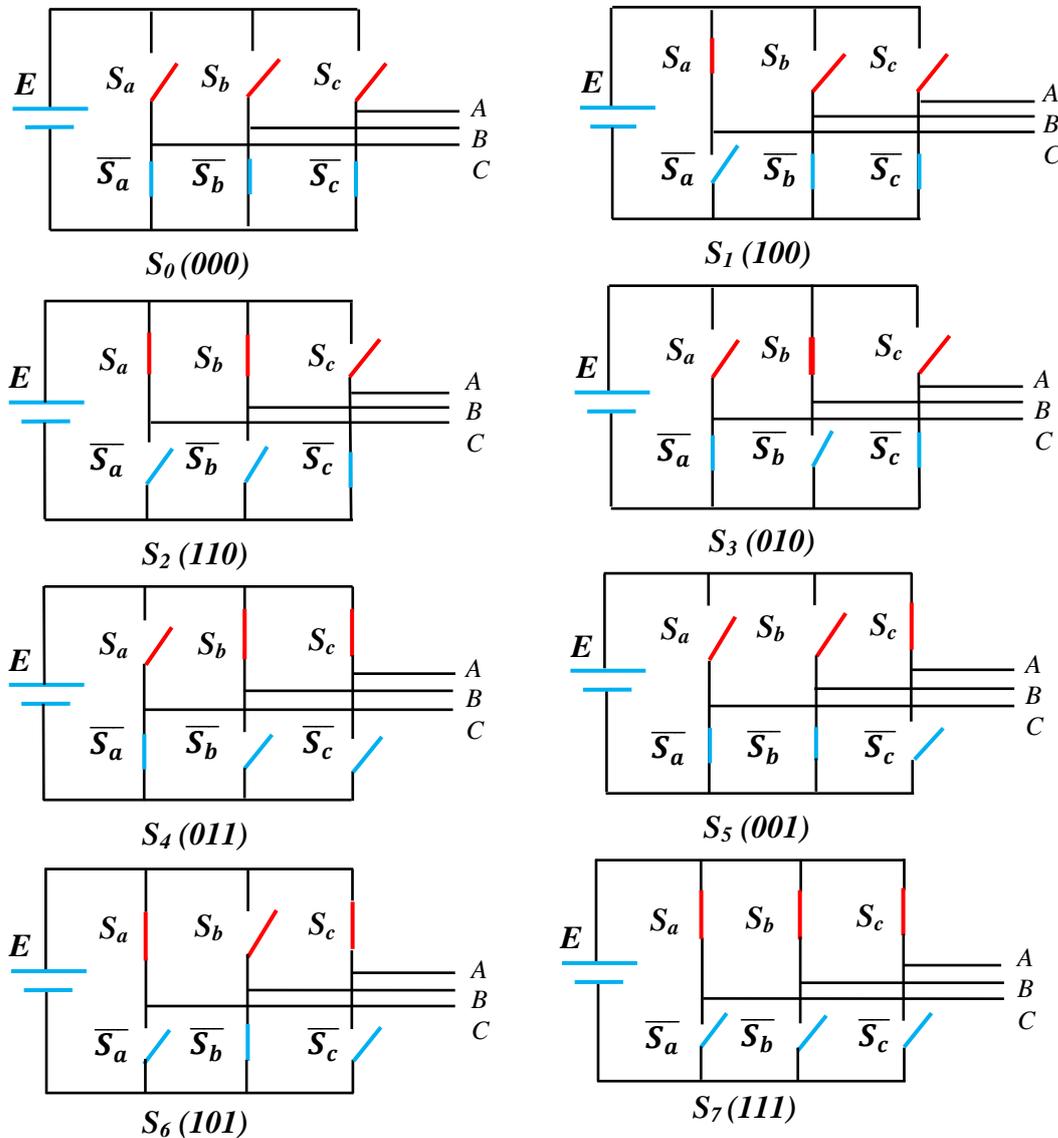


Figure II.21: Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Nous pouvons donc adresser un tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur Tableau (II.2)

		V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
Tensions triphasées simples	V_{an}	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
	V_{bn}	0	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	V_{cn}	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
Tensions transformées	V_{sa}	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	$V_{s\beta}$	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
Vecteur	\vec{V}_i	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{5\pi}{3}}$	0

Tableau II.2 : Les différents états du convertisseur pour chaque secteur

Le principe de la modélisation par la méthode vectorielle et généralisé dans la figure suivant :

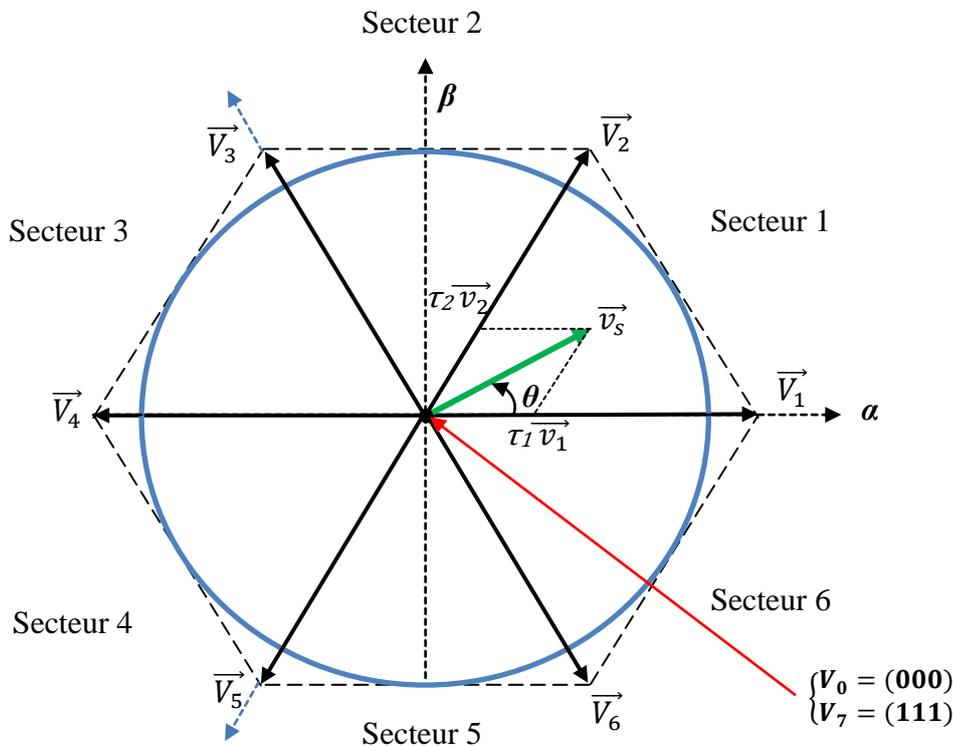


Figure II.22: Diagramme des 6 secteurs de la SVM [2]

▪ **Description de l'algorithme de la technique MLI vectorielle**

Suivant la représentation vectorielle, le principe consiste à considérer un vecteur tension quelconque comme étant, dans un intervalle de temps T_{com} , la combinaison de 2 vecteurs adjacents et du vecteur nul. Autrement dit, pour appliquer la tension V_s pendant le temps T_{com} , il est équivalent d'appliquer [20]:

- La tension V_2 pendant le temps T_2 ;
- La tension V_1 pendant le temps T_1 ;
- Une tension nulle pendant les temps T_0 et T_7 .

Avec les durées de temps T_0 et T_7 définies par la relation suivante :

$$T_0 + T_7 = \frac{T_{com}}{2} - T_1 - T_2 \tag{II-11}$$

L'équation du vecteur V_s devient :

$$\vec{V}_s = \vec{V}_1 \frac{T_1}{T_{com}} + \vec{V}_2 \frac{T_2}{T_{com}} \tag{II-12}$$

La figure (II.23) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

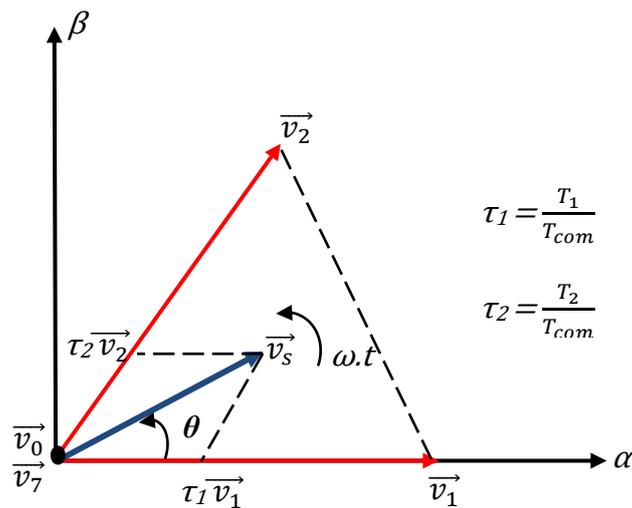


Figure II.23: Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents

▪ **Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur :**

Afin d'obtenir de performance optimum en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composant de puissance, l'ordre des états est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur [2].

Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi pour les secteurs impairs ($i = 1, 3, 5$), la séquence est la suivante : $(\vec{V}_0 \vec{V}_i \vec{V}_{i+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{i+1} \vec{V}_i \vec{V}_0)$ et pour les secteurs pairs ($i = 2, 4, 6$), la séquence est: $(\vec{V}_0 \vec{V}_{i+1} \vec{V}_i \vec{V}_7 \vec{V}_i \vec{V}_{i+1} \vec{V}_0)$.

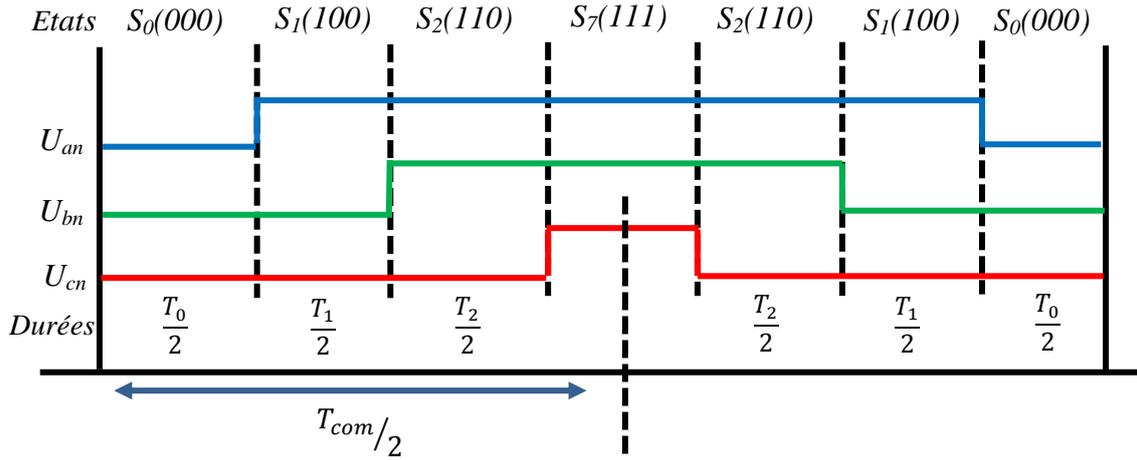


Figure II.24: Reconstitution des signaux de commande de la SVM

L'algorithme de calcul de la MLI vectorielle est constitué d'une phase de recherche du secteur angulaire (recherche de i) et d'une phase de calcul des temps d'application des deux vecteurs:

$$\begin{cases} \vec{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right)}, & i = 1 \dots 6 \\ \vec{V}_i = 0, & i = 0, 7 \\ \vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \vec{V}_i + \vec{V}_{i+1} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[\frac{T_i}{T_{com}} \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i+1)\right)} + \frac{T_{i+1}}{T_{com}} \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{3}(i+2)\right)} \right] \\ T_0 = T_{com} - (T_i + T_{i+1}) \\ T_i + T_{i+1} \leq T_{com} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

II.7. Validation par simulation numérique

La simulation est réalisée à l'aide de logiciel Matlab/Simulink qui est très connu pour sa puissance de calcul.

L'objectif de cette étude est d'établir un schéma fonctionnel dont tous les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques qui régissant le fonctionnement réel d'une machine asynchrone.

Les paramètres du moteur utilisés sont donnés dans l'annexe. Les tensions V_{sd} et V_{sq} correspondent aux composantes de Park sur les axes (d, q) sont calculées par la matrice de transformation directe. Les courant I_{abc} sont déterminés par la transformation inverse de Park. Les grandeurs mécaniques (vitesse, couple) sont calculées avec l'utilisation des équations mécaniques démontrées dans le chapitre I (équations I.7 et I.37).

II.7.1. Simulation de fonctionnement de la MAS sans convertisseur statique

Afin de valider le modèle mathématique de la MAS lié au champ tournant (modèle décrit dans chapitre I) et de voir le comportement des réponses en courants, couple et vitesse, nous simulons le modèle de la machine raccordée directement au réseau électrique (MAS sans convertisseur, avec et sans l'application de la charge).

Les conditions de simulation sont :

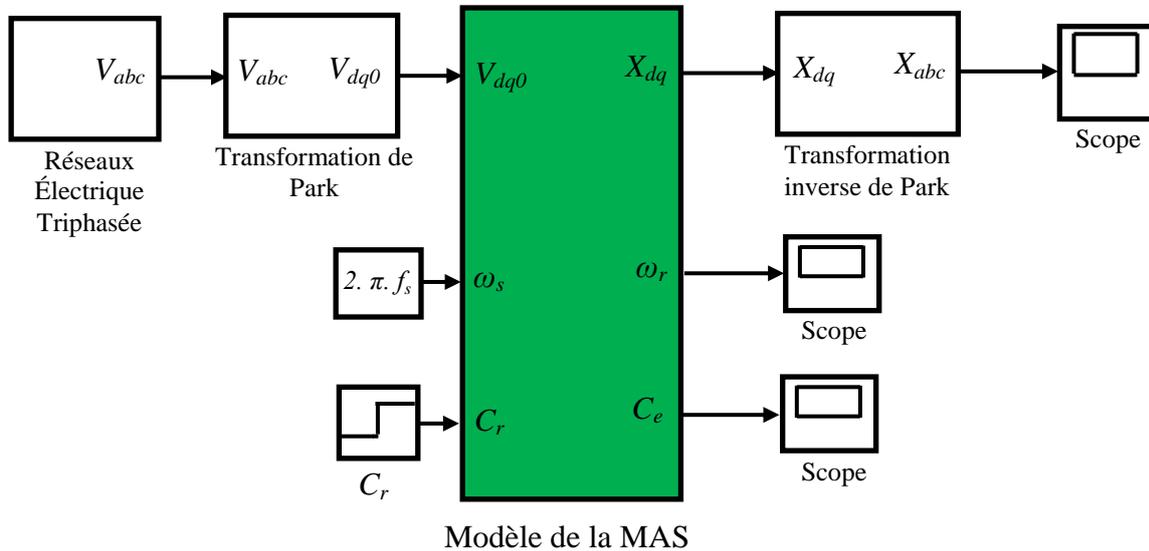
- Le réseau électrique est de tension 230/400V, $f_s=50\text{Hz}$.

- Après un fonctionnement à vide pendant 0.5 s, nous appliquons un couple de charge de 20 N.m.

Le schéma fonctionnel de l'ensemble est illustré dans la figure II.25.

▪ Schéma de simulation

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure ci-dessus :



X_{dq} représente : I_{dqs} , I_{dqr} φ_{dqs} ou φ_{dqr}

Figure II.25 : schéma bloc global de simulation

▪ Résultats de simulation

Les résultats obtenus sont représentés dans les graphes de la figure (II.26).

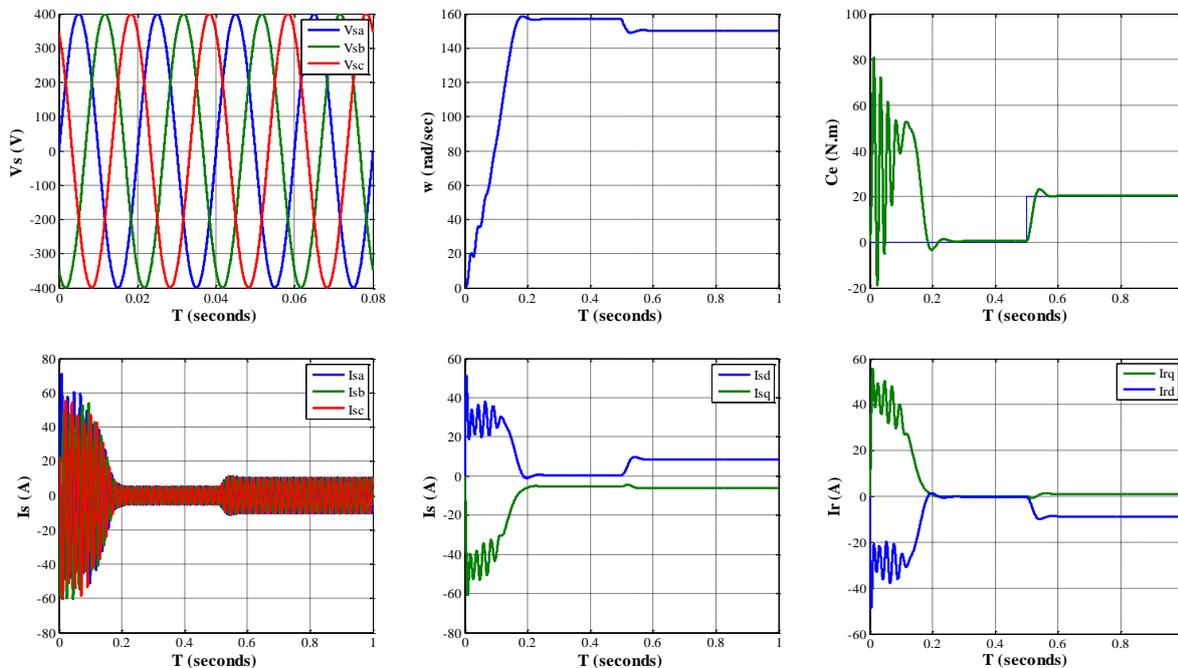


Figure II.26 : Réponses de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré, suivie d'une introduction d'un couple de charge ($C_r=20$ N.m à $t=0.5$ s)

▪ **Interprétation des résultats :**

- Le moteur étant à vide pendant 0.5s (démarrage à vide). On constate des pics importants de courants qui se disparaissent avec l'évolution du régime transitoire, un croisement linéaire de la vitesse qui atteint 157 rad/s (vitesse nominale) et qui correspond aussi un couple de démarrage important ($C_{emax} = 82 N.m$) et un courant d'appel de 71 A.
- A $t=0.5 s$ on applique une charge de 20N.m, ce qui provoque une diminution de la vitesse de rotation (une chute de vitesse de 4.26%), cela apparaît un fort appel de courant qui est nécessaire à développer un couple pour la machine, et donc un mouvement de rotation sur son arbre, ce qui donne une augmentation des courants et de couple qui rejoignent après un régime transitoire la valeur qui compense le couple résistant (20 N.m) appliqué.

II.7.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire

Dans cette partie nous associons la MAS avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI.

Les conditions de simulation sont :

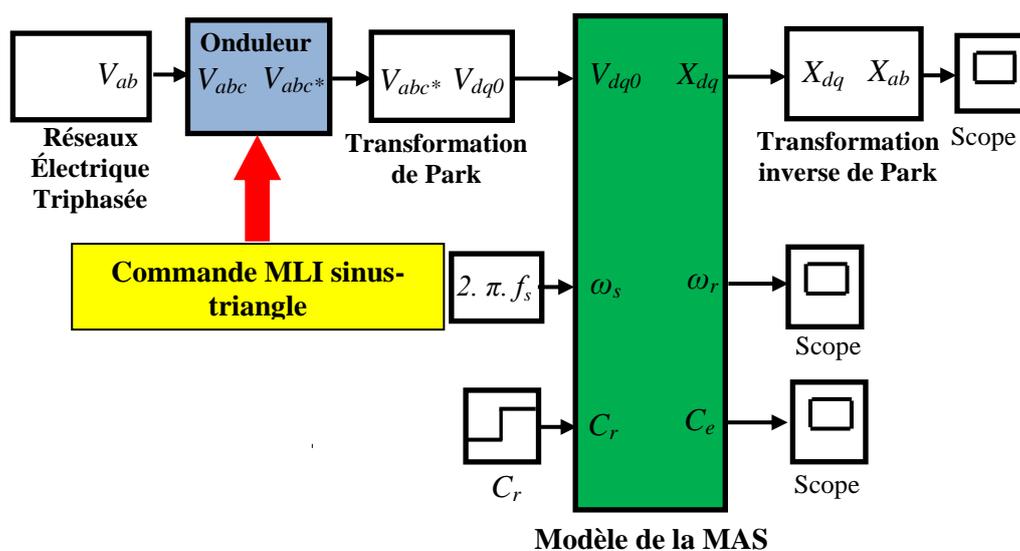
- Le réseau électrique est de tension 230/400V, $f_s=50Hz$.
- La tension du bus continu $E=720V$.
- L'amplitude du signal de référence est $A_r=0.85$,
- L'amplitude de la porteuse est $A_p= 1$,
- La fréquence de la porteuse est $f_p=2500 Hz$.
- Après un fonctionnement à vide pendant 0.5 s, nous appliquons un couple de charge de 20 N.m.

Le schéma fonctionnel de l'ensemble est illustré dans la figure II.27.

▪ **Schéma de simulation**

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure ci-dessus :

Les instants de fermeture des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de l'onde de référence V_{ref} (équation II.9) avec la porteuse V_p (équation II.10).



X_{dq} représente : $I_{dq}, I_{dqr}, \varphi_{dq}, \varphi_{dqr}$

Figure II.27 : schéma bloc global de simulation

▪ **Résultats obtenues :**

Les résultats obtenus sont représentés dans les graphes de la figure (II.28)

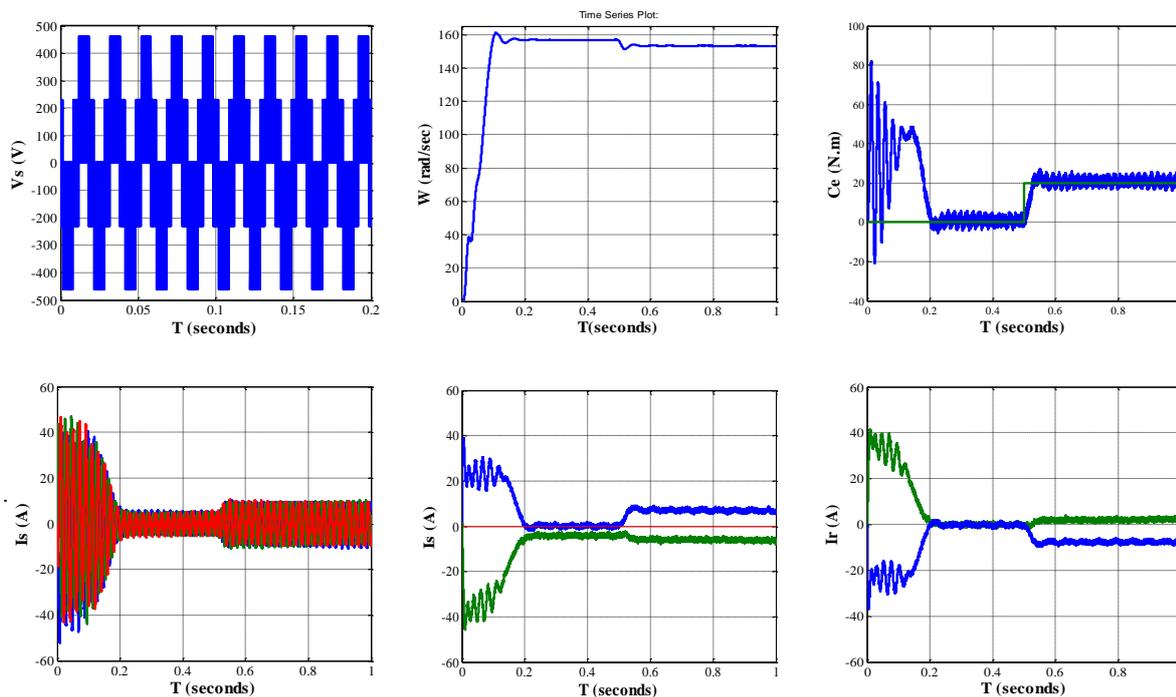


Figure II.28 : Réponses de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, avec l'application d'un couple de charge $C_r=20N.m$ à $t=0.5 s$

▪ **Interprétation des résultats :**

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire, ainsi que la forme du courant statorique est presque sinusoïdale.

La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire, après un temps d'environ $0.2 s$, après se stabilise à $157 rad/s$ (vitesse nominale).

L'application d'un couple de charge de $20 N.m$ à l'instant $t=0.5 s$, introduit une diminution de la vitesse de rotation (une chute de vitesse de 4.26%), cela apparait un fort appel de courant qui est nécessaire à développer un couple pour la machine, et donc un mouvement de rotation sur son arbre, ce qui donne une augmentation des courants et de couple qui rejoignent après un régime transitoire la valeur qui compense le couple résistant ($20 N.m$) appliqué.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur les composants d'électronique de puissance et leurs utilisations dans les convertisseurs statiques.

Le transistor IGBT est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement à cause de ses avantages en commutation et simplicité en commande, il est largement utilisé pour les applications de moyenne et dans certaines applications de haute tension.

L'alimentation par un réseau électrique triphasé ne permet pas de varier la vitesse de la machine asynchrone. Cette propriété représente une exigence principale pour les systèmes d'entraînement à vitesse variable.

La solution adéquate pour éliminer cet inconvénient est l'intégration des convertisseurs statiques dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Les résultats obtenus par voie de simulation numérique montrent la validité des modèles mathématiques de la machine asynchrone et illustrent aussi le comportement dynamique de la MAS pour différents régimes de fonctionnement (à vide et en charge).

Chapitre III

Analyse et diagnostic des défauts convertisseurs statiques

III.1. Introduction

Une machine asynchrone alimentée via un convertisseur statique à trois bras (onduleur à deux niveaux), lorsqu'un défaut sévère dans un élément de la chaîne de conversion d'énergie peut à lui seul entraîner la perte totale ou partielle de contrôle du système (MAS + Onduleur).

On entend par défaut le fonctionnement anormal d'un organe ou d'une fonction a priori saine, il est généralement défini comme une déviation d'une variable observée ou d'un paramètre calculé par rapport à sa valeur fixée dans les caractéristiques attendues du processus lui-même. Les défauts qui apparaissent dans un système électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du système (composants électroniques, bobines des machines) ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Notre chapitre se limite aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone à cause d'un défaut du convertisseur statique (onduleur).

En effet, un convertisseur tel que l'onduleur à MLI (Modulation de Large d'Impulsion) est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture/ et ou fermeture des interrupteurs (semi-conducteurs) et par conséquent, ce type de dysfonctionnement peut induire des endommagements pour le système entier de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit. Malgré cela, les défauts de l'association, machine-convertisseurs, seront avant tout étudiés du point de vue de leurs effets et conséquences sur le système étudié [3, 16, 22].

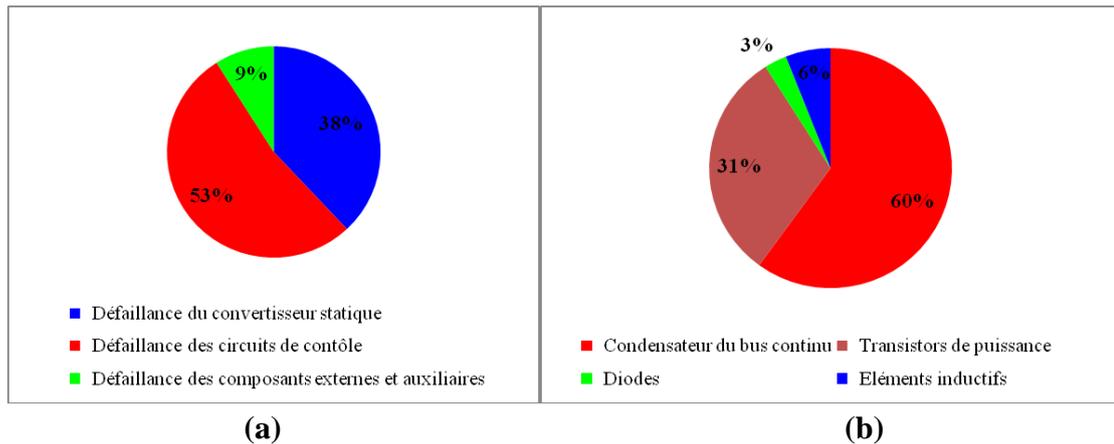
Nous présenterons aussi dans ce chapitre, une analyse des conséquences des défauts de convertisseur statique (dans notre cas c'est un onduleur à deux niveaux) alimentant une MAS triphasée et l'impact de ces défauts sur les réponses du système (courants, vitesse, couple...).

III.2. Analyse des défauts du convertisseur statique

III.2.1. Statistiques des défauts convertisseurs

Les deux diagrammes de la figure III.1 montrent que plus de 90% des défaillances sont du fait du convertisseur lui-même ou des circuits de contrôle. Pour les composants du convertisseur statique, les condensateurs et les transistors sont les éléments qui subissent le plus de défaillances.

La difficulté majeure rencontrée dans le diagnostic des défauts dans les composants d'électronique de puissance est la difficulté d'établir un modèle mathématique suffisamment représentatif du composant ou du convertisseur et de suffisamment d'informations ou des mesures on ligne (pendant le fonctionnement du convertisseur) [21].



(a) : Taux de défaillance dans la chaîne de conversion d'énergie

(b) : Taux de défaillance des composants du convertisseur statique

Figure III.1 : Statistiques des défaillances dans les chaînes de conversion d'énergie

Les défauts de l'onduleur consistent essentiellement dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance et de la commande des semi-conducteurs.

Dans cette section, nous analysons les conséquences des défauts circuit-ouvert et court-circuit d'un interrupteur électronique au niveau onduleur sur les grandeurs électriques et mécaniques de l'association (MAS + onduleur).

Pour cela nous nous appuyons sur les résultats de la simulation numérique d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandé en MLI sinus-triangulaire.

Les tests de simulation numérique sont réalisés sur Matlab/Simulink qui nous a permis de créer de multiples scénarios de défauts (possibilité des cascades de défauts de même nature ou différent).

Signalons aussi qu'un défaut dans un onduleur (circuit-ouvert ou court-circuit) alimentant une machine asynchrone peut provoquer des conséquences importantes sur le plan mécanique : l'ondulation du couple et de la vitesse amènent des vibrations indésirables et des bruits sonores gênants.

III.2.2. Etude de défauts de type circuit-ouvert

III.2.2.1. Configuration de défauts circuit-ouvert

Il existe de multiple cas de défaut circuit ouvert (C-O), nous présenterons l'essentiel de ces défauts, on note [24-34]:

- **DF1** : défauts d'ouvertures d'un des six interrupteurs ($F_a \vee F_b \vee F_c \vee F_d$).
- **DF2** : défauts d'ouvertures des deux interrupteurs du même bras ($F_a \wedge F_b$) ou ($F_c \wedge F_d$).
- **DF3** : défauts d'ouvertures des interrupteurs de potentiel positives et négatives des deux bras différents ($F_a \wedge F_c$) et ($F_b \wedge F_d$).
- **DF4** : défauts d'ouvertures des interrupteurs des deux bras différents ($F_a \wedge F_b$) et ($F_c \wedge F_d$).

D'une manière générale, le régime de défaut de circuit-ouvert pour n'importe quel mode est obtenu par le blocage de l'IGBT du bras de la phase concernée par le défaut à l'état ouvert ($S_i=0$).

Les résultats obtenus pendant l'application des différents défauts (DF1, DF2, DF3, DF4) sont présentés dans le but de comprendre et de connaître les conséquences de ces défauts sur les grandeurs électriques (courants) et mécaniques (vitesse et couple).

La figure (III.2) présente le principe d'application d'un défaut de circuit-ouvert (DF1, DF2, DF3, DF4) appliqué sur le convertisseur statique.

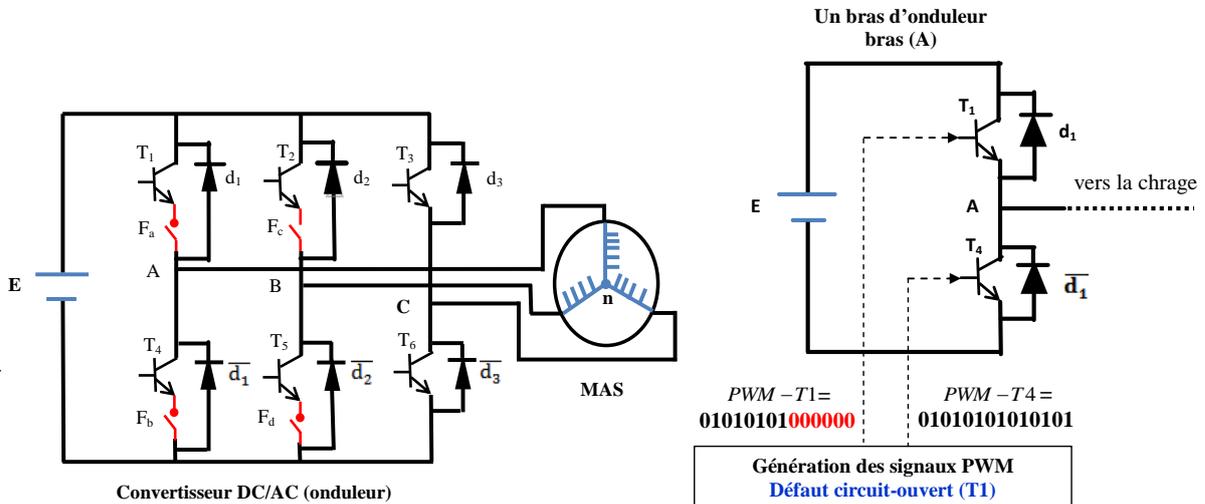


Figure III.2 : Schéma synoptique pour la création de défauts interrupteurs (circuit-ouvert)

III.2.2.2. Résultat de simulation de défauts circuit-ouvert (C-O)

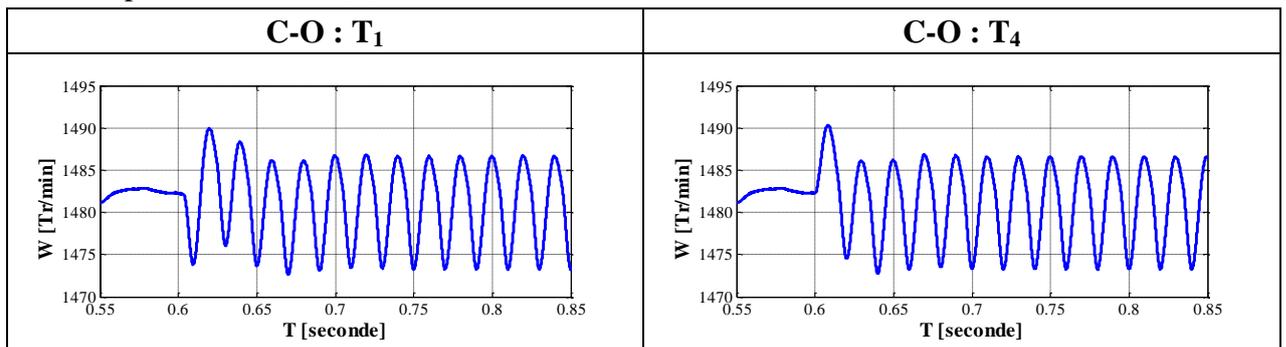
Dans cette partie nous proposons une simulation de l'ensemble (MAS + onduleur) avec application du couple de charge, le but est de comprendre et de connaître les conséquences de présence d'un défaut circuit-ouvert (C-O) sur les grandeurs électriques (courants) et mécaniques (vitesse et couple). Pour cela nous allons met en évidence l'application des deux couple de charge ($C_r=5 N.m$ et $C_r=20 N.m$).

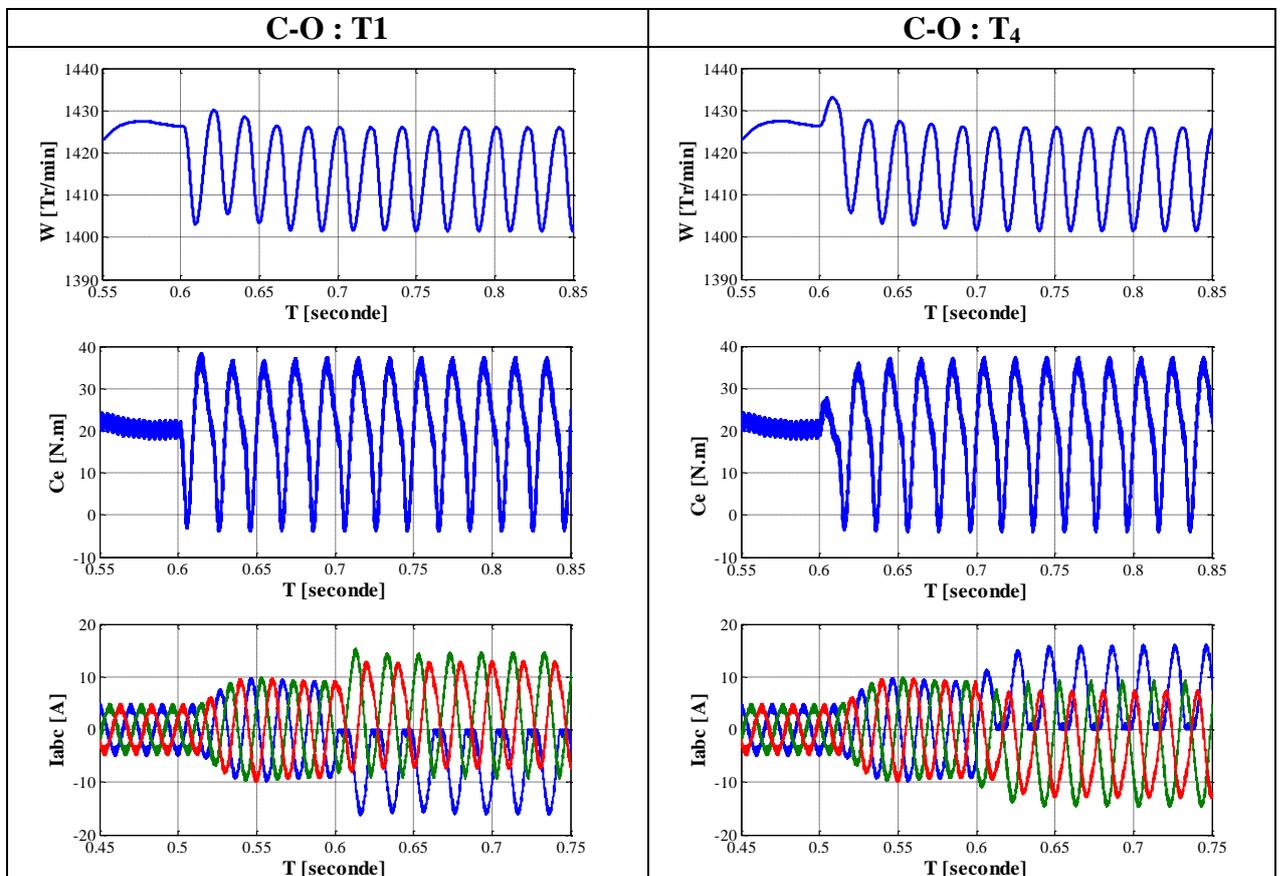
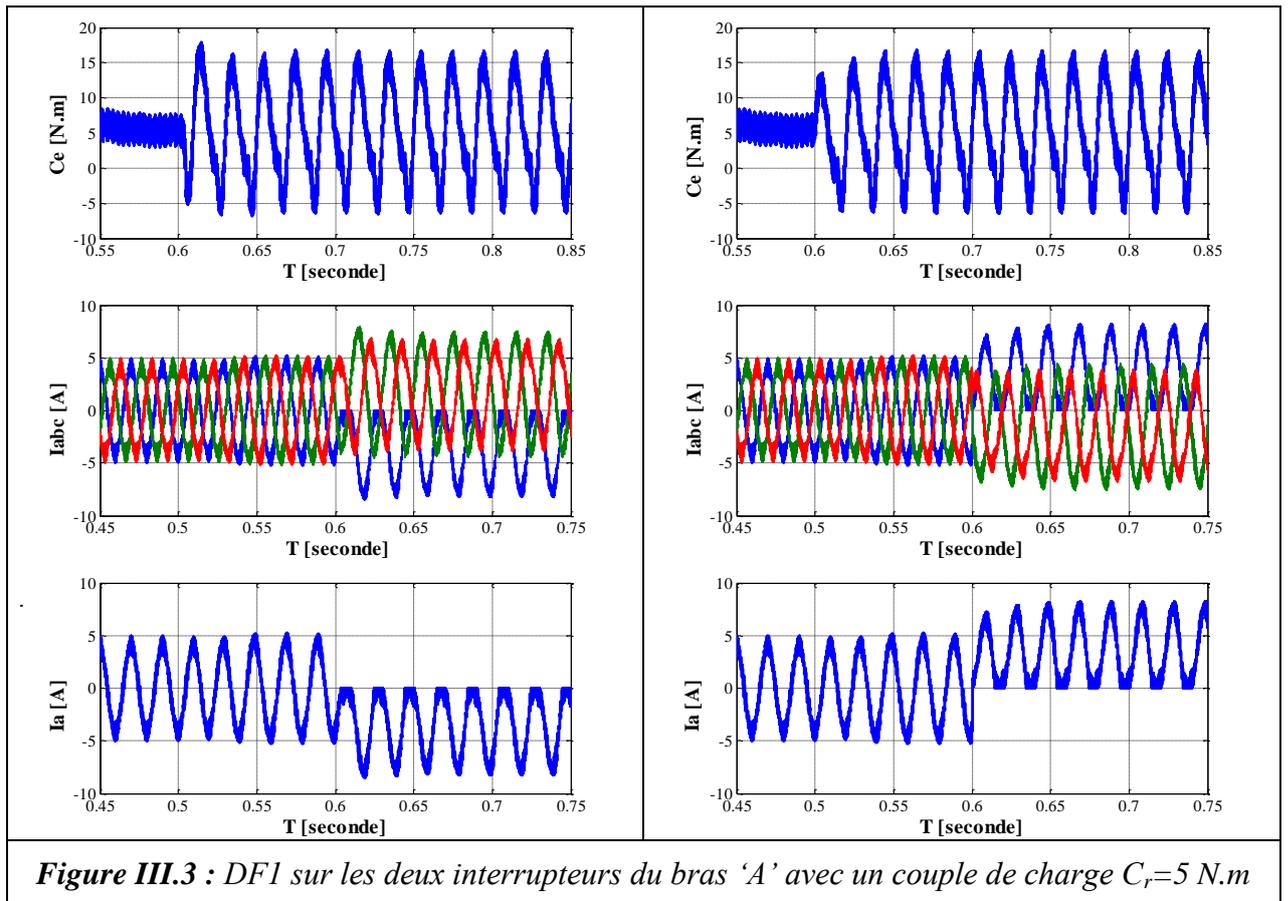
En effet l'analyse de comportement du système sain (MAS + onduleur) avec l'application d'un couple de charge est déjà étudiée dans le chapitre précédent (chapitre II), donc dans la suite on s'intéresse à l'analyse de comportement du système en présence du défaut de convertisseur statique.

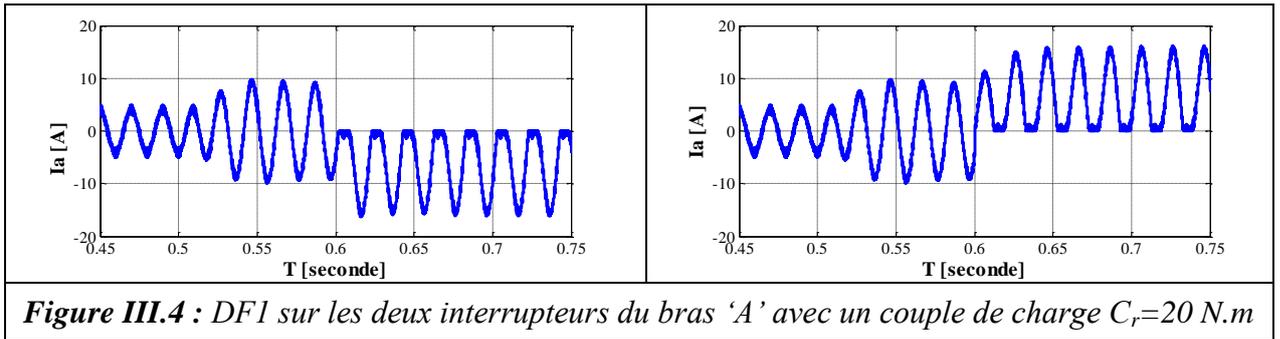
Les défauts appliqués (C-O) sont limités seulement sur un ou deux bras (A ou B), et on généralise l'analyse sur les autres bras, car on considère que les mêmes phénomènes se reproduisent.

Les résultats de simulations obtenues dans les figures (III.3—III.10) représentent l'effet d'un défaut de (C-O) sur les différentes grandeurs (courante, vitesse, couple...).

T : Temps de simulation [s]

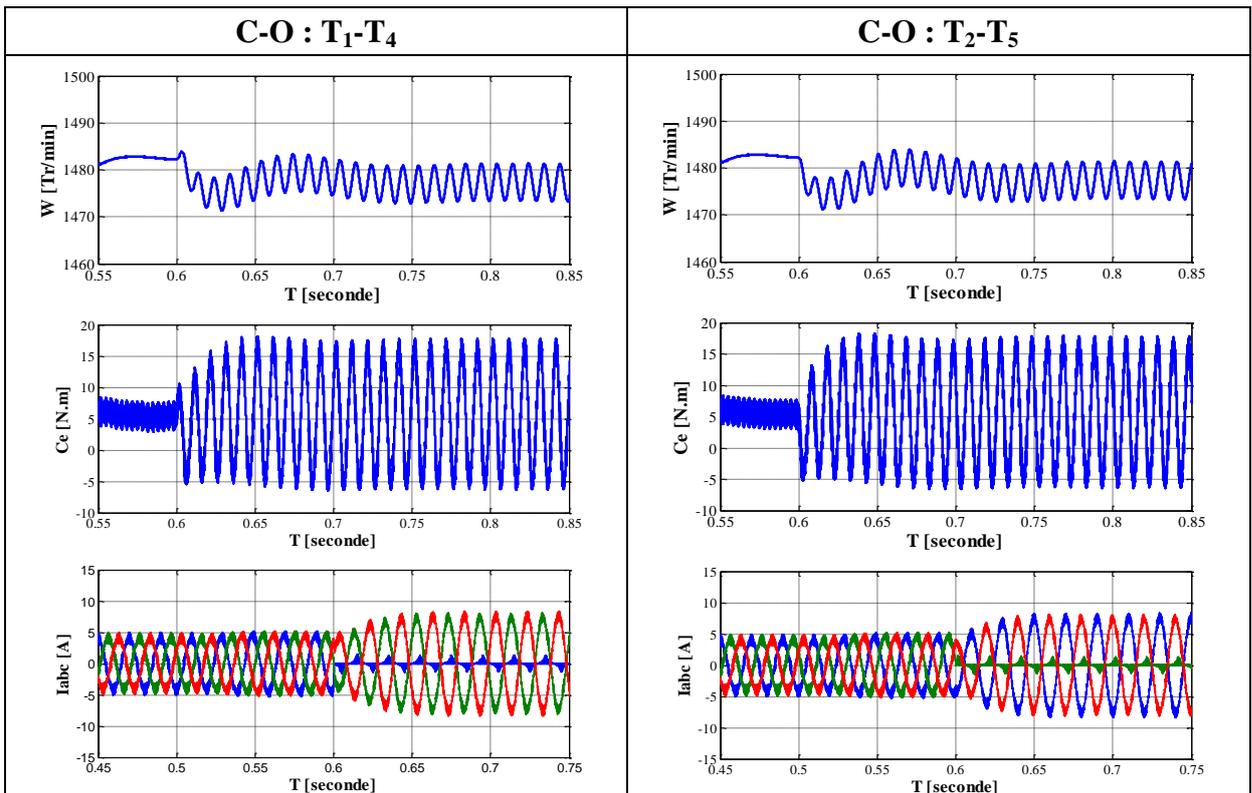






DF1 : Ce type de défaut consiste à la mise en ouverture de l'un des interrupteurs de bras A (T_1 ou T_4), cela conduit à éliminer l'alternance positive ou négative du courant de phase de ce bras. Ce défaut provoque des perturbations dans le système (changement de fonctionnement). Ainsi que l'onde de courants est déformées, ce qui introduit des pertes électriques à cause des harmoniques qu'il contient, les courants des deux autres phases, prennent des valeurs instantanément élevées pour maintenir le couple moyen et donc la vitesse.

Le couple présente des pulsations importantes en fonctionnement monophasée alors qu'elle est pratiquement constante en fonctionnement triphasée. Cette variation du couple est à l'origine de la variation de vitesse, qui présente une fréquence d'ondulation égale à la fréquence statorique ($f_{puls}=f_s=50\text{Hz}$).



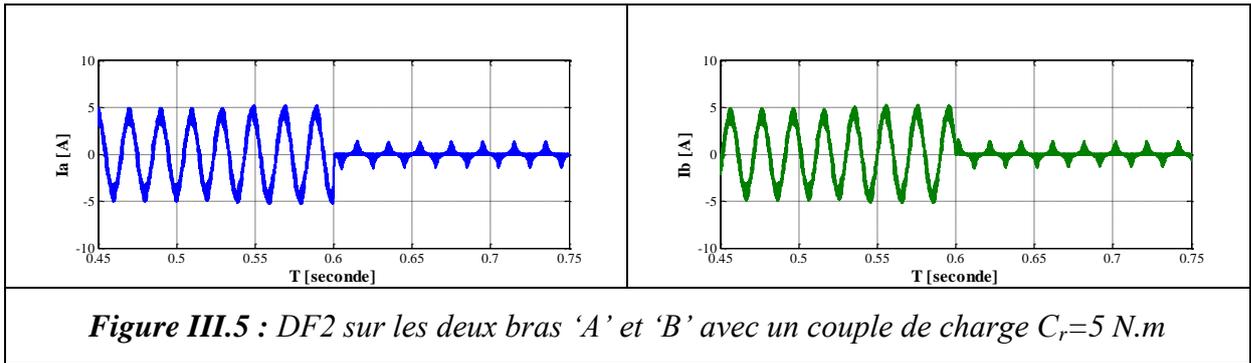


Figure III.5 : DF2 sur les deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $C_r=5$ N.m

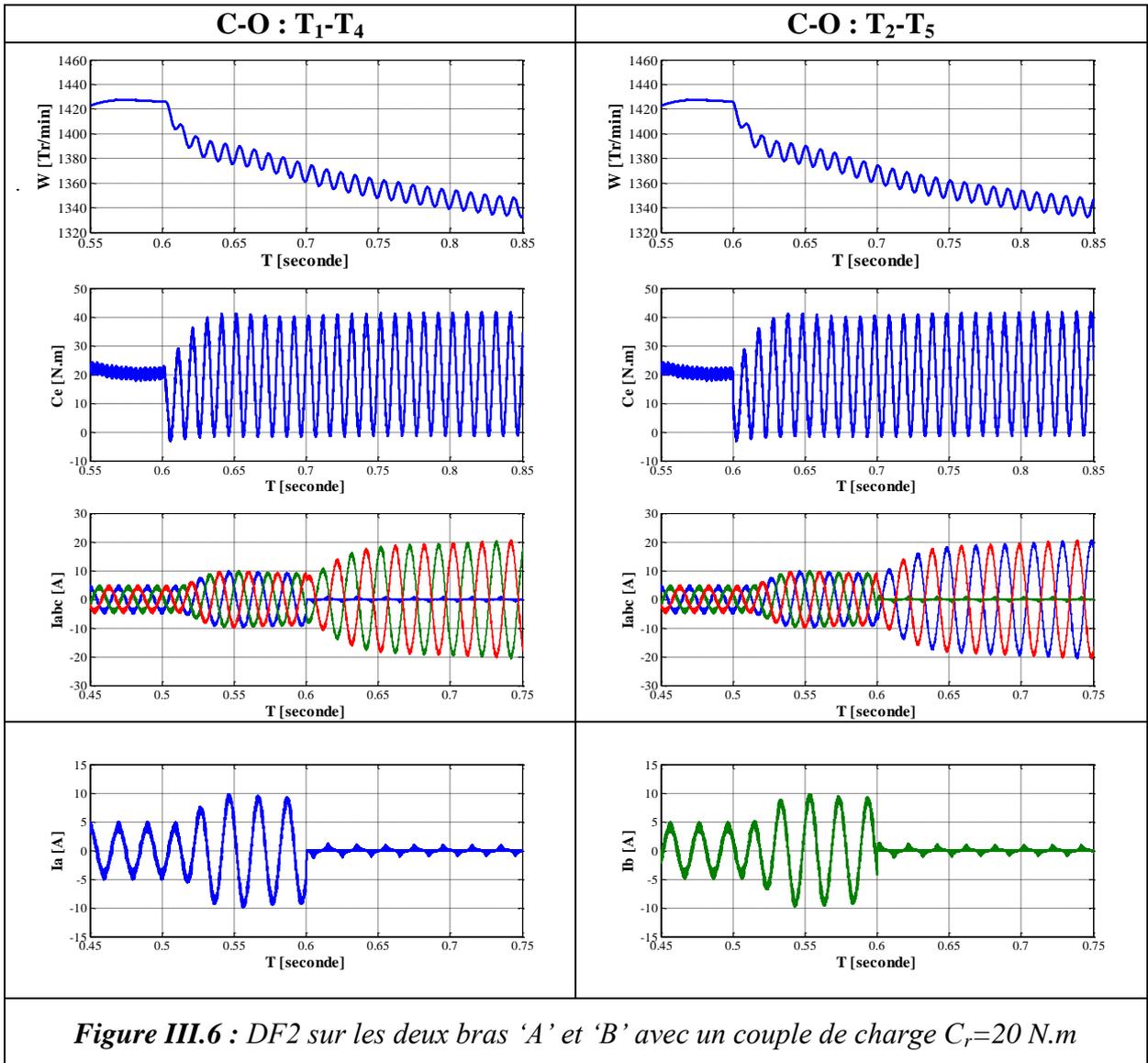
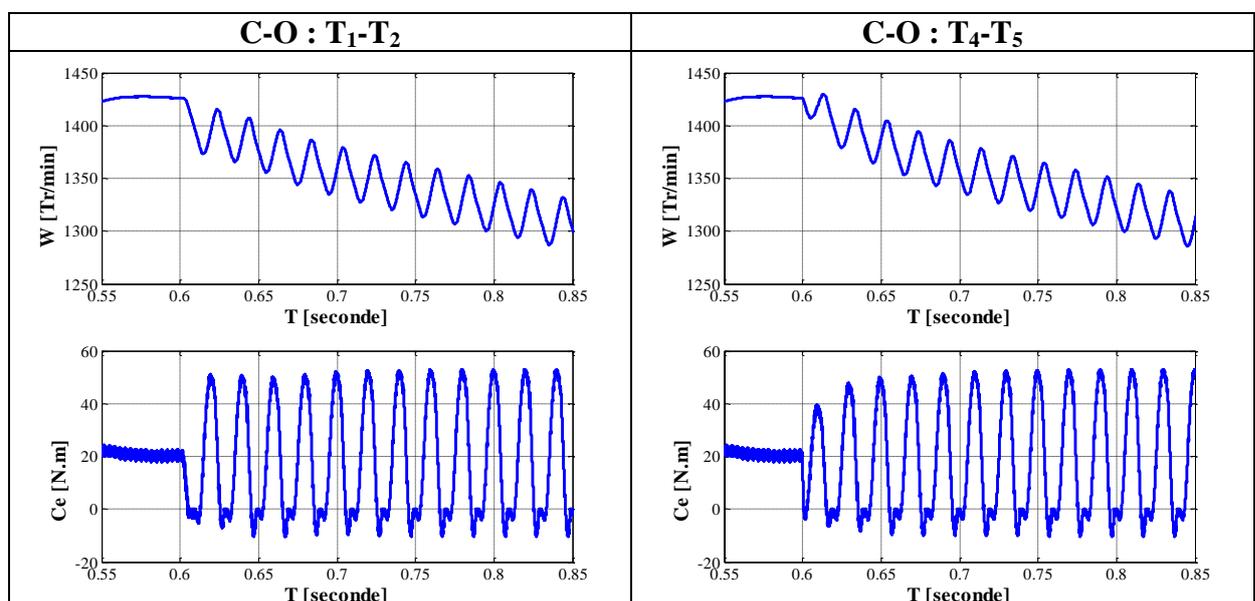
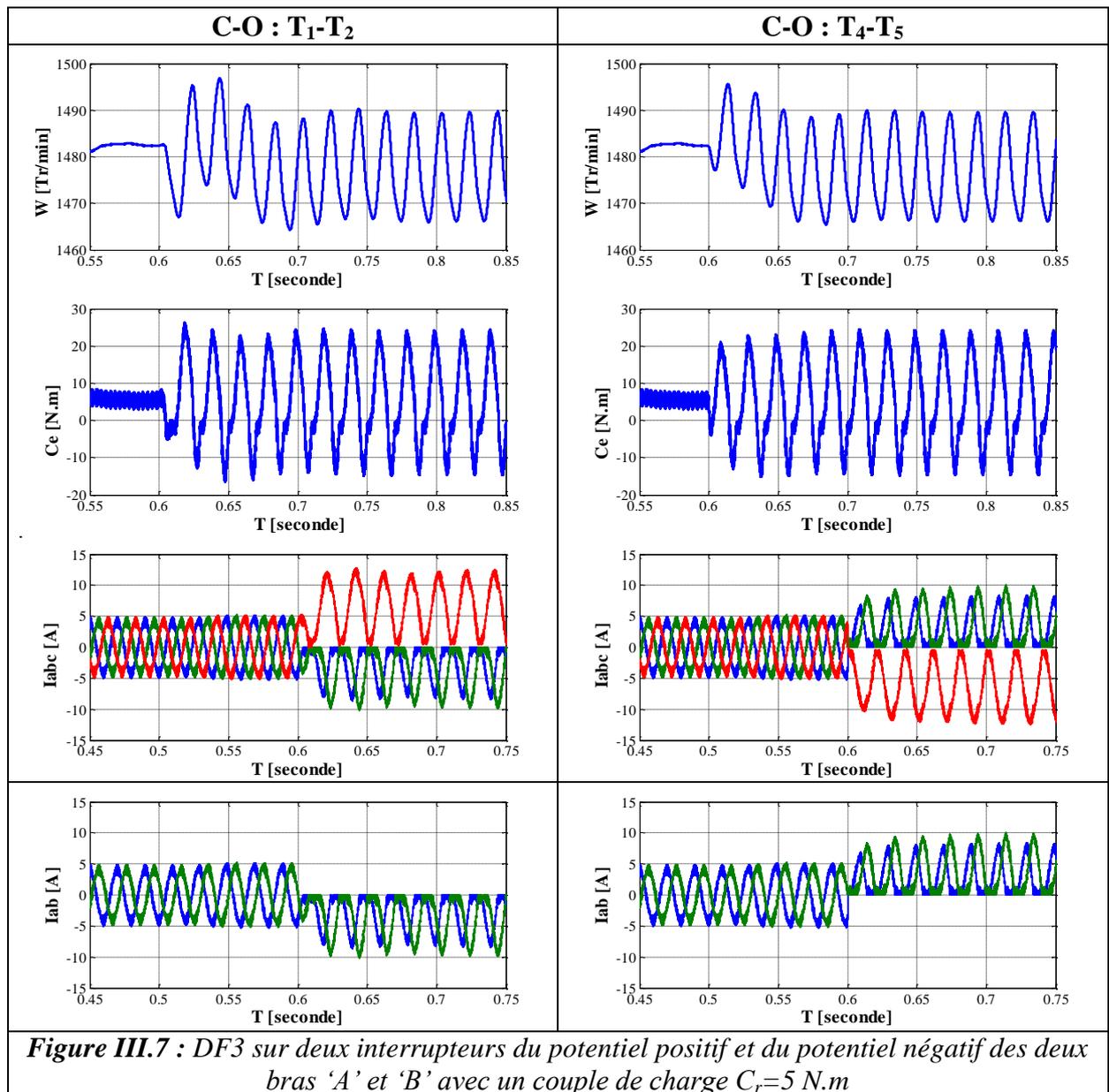
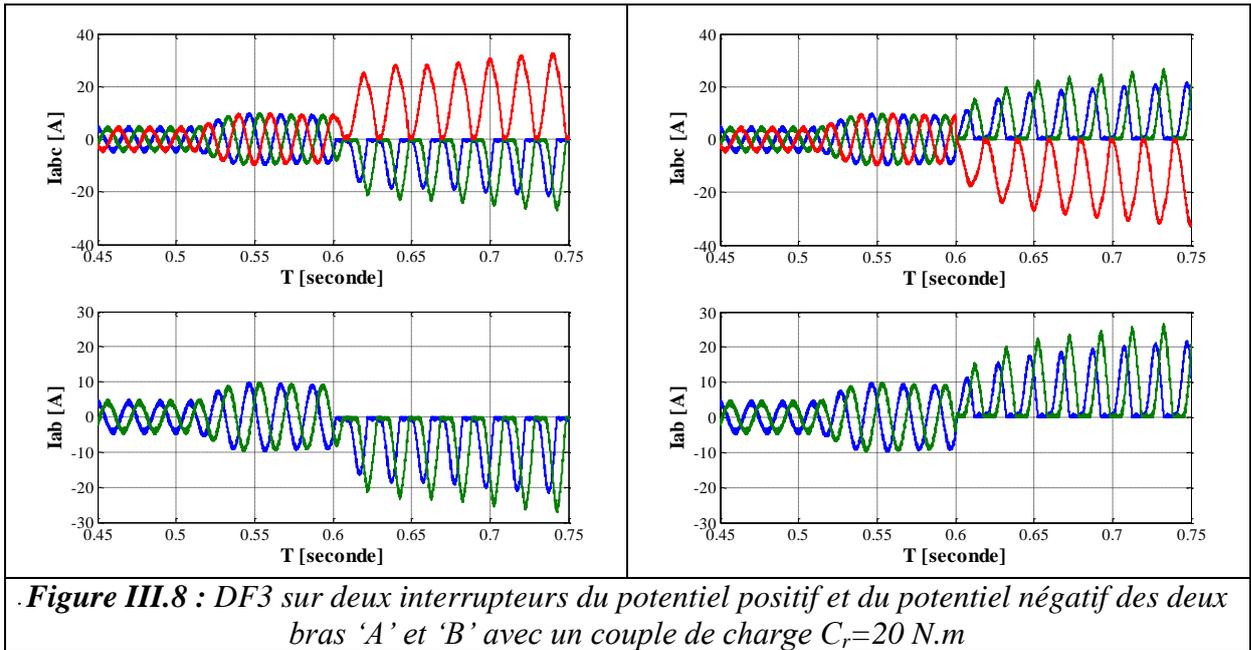


Figure III.6 : DF2 sur les deux bras 'A' et 'B' avec un couple de charge $C_r=20$ N.m

DF2 : Le défaut d'ouverture des deux interrupteurs de la phase (A ou B) est l'équivalent de la déconnexion d'une phase pendant le fonctionnement, ce défaut provoque la perturbation de système, ainsi que l'annulation du courant de la phase défectueuse et une augmentation importante de la valeur efficace de courants des deux autres phases.

Ce type de défaut provoque aussi des variations importantes des grandeurs électromécaniques (couple et vitesse). La fréquence d'ondulation du couple est double de celle des grandeurs statorique ($f_{puls}=2f_s=100$ Hz).

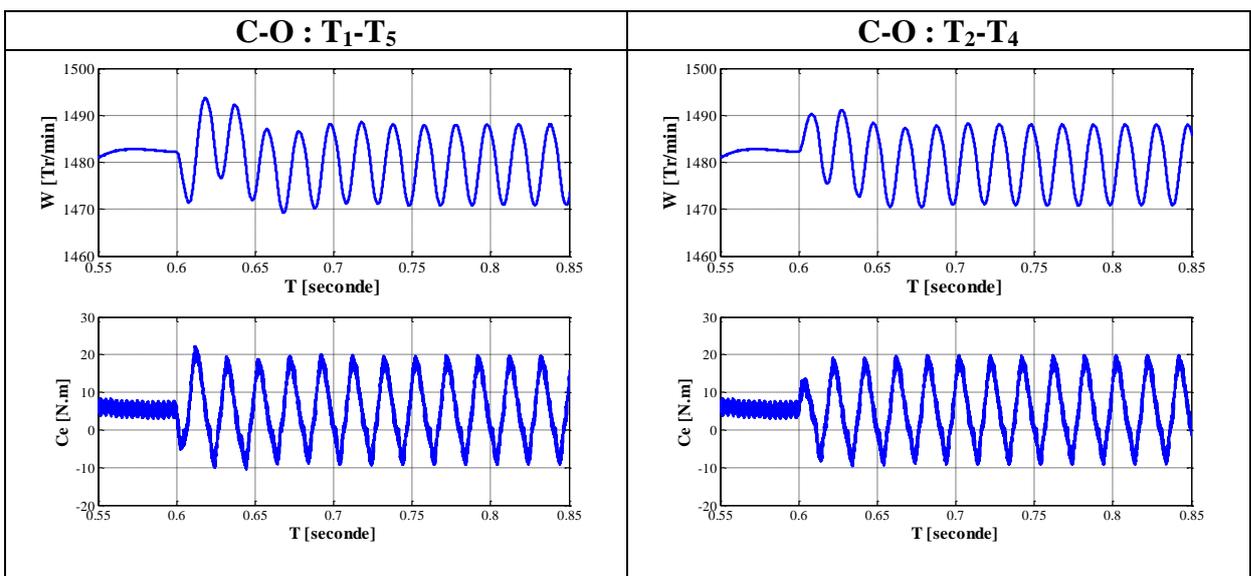


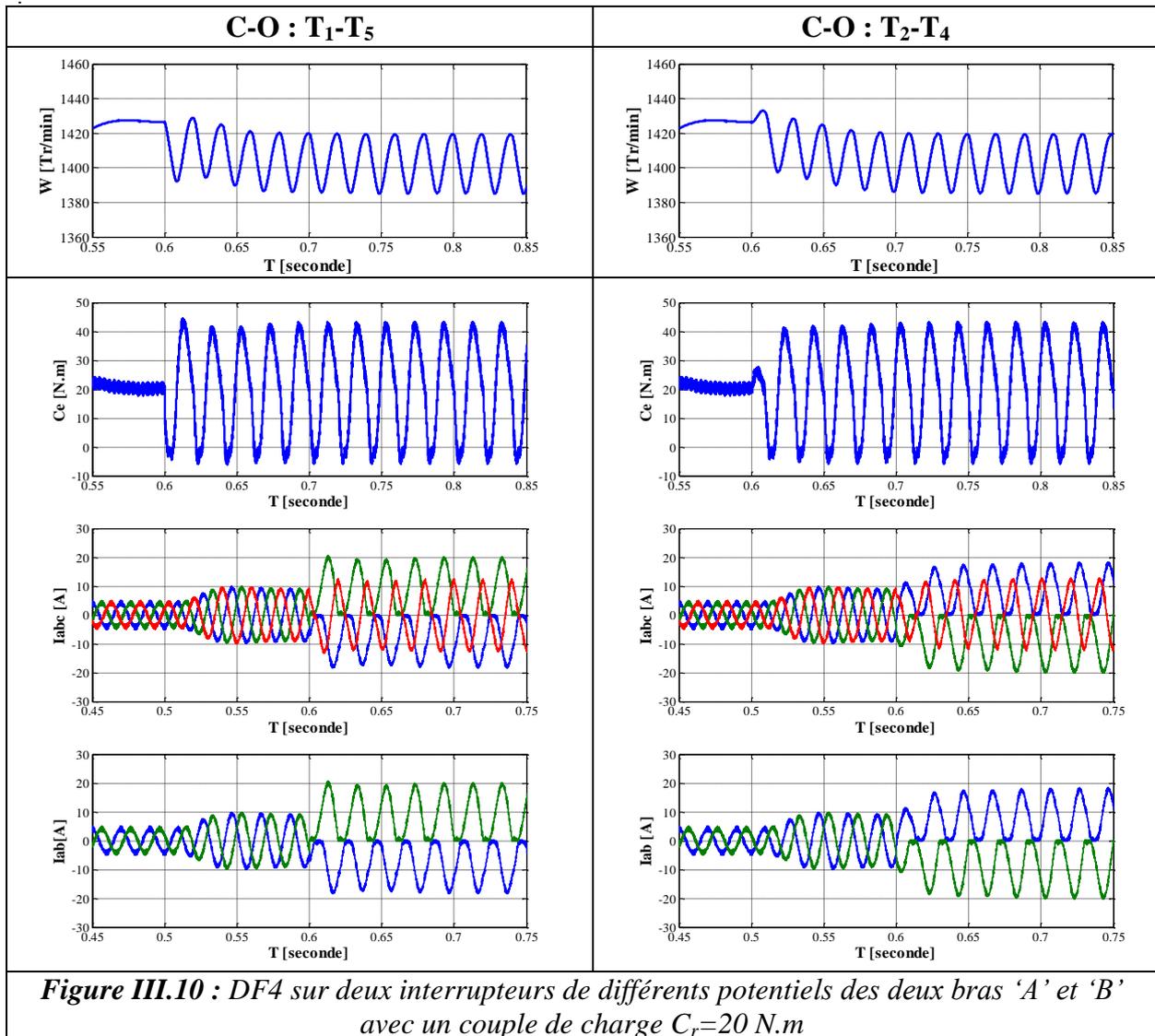
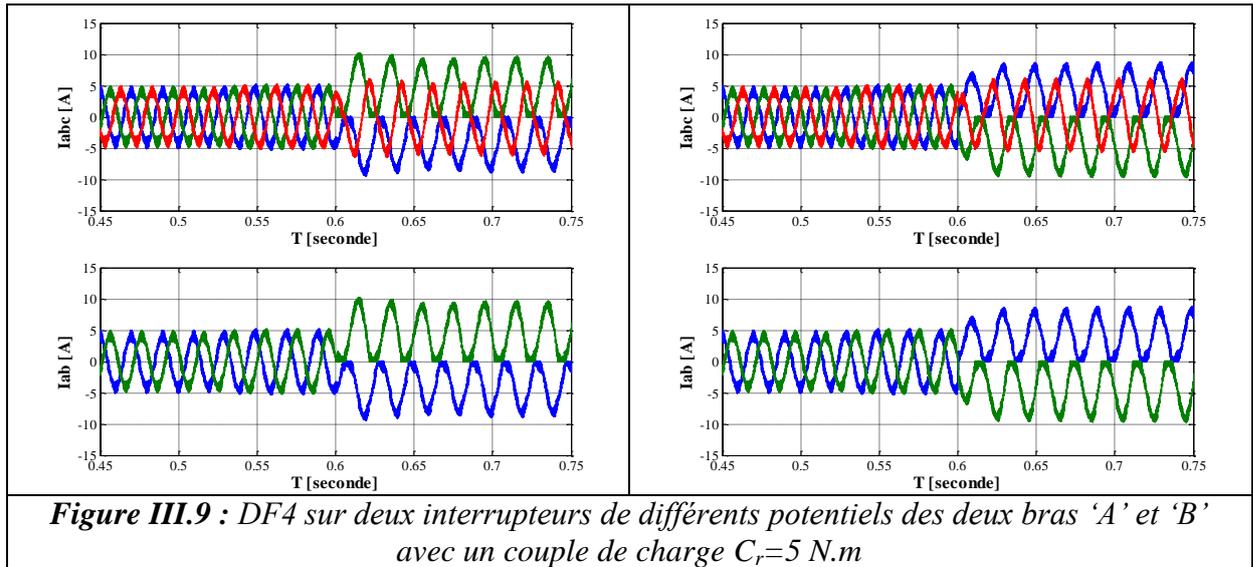


DF3 : Ce défaut consiste à la mise en ouverture des deux interrupteurs de potentiel positive ou négative des deux bras (A ou B), ce mode de défaut introduit une déformation et une discontinuité d'onde de courant des 3 phases, aussi une augmentation importante de la valeur efficace de ces courants. En effet les courants de phases de ces bras ne peuvent plus être imposés lorsque ses référence sont positive ou négative (les courants deviennent incontrôlables pour un système commandé en boucle fermée).

La discontinuité des courants créés des variations importantes des grandeurs électromécaniques (couple et vitesse), et l'annulation des courants dans certaine période provoquent l'annulation du couple.

Le couple présente deux formes d'ondulation à deux amplitudes différentes et pour chacune une fréquence égale de celle des grandeurs statorique ($f_{puls}=f_s=50\text{Hz}$), cela conduit à des vibrations mécaniques et sonores gênantes.





DF4 : Ce défaut consiste à la mise en état ouvert des deux interrupteurs de différents potentiels au niveau des deux bras 'A' et 'B', ce type de défaut est symétrique qui a créé une déformation et une discontinuité des courants dans les trois phases.

La discontinuité de courants a produit des changements remarquables des grandeurs électromécaniques (couple et vitesse) et surtout l'annulation du couple électromagnétique pendant les périodes où les courants restent nuls. Des variations importantes des grandeurs électromécaniques (couple et vitesse).

L'onde du couple présente des ondulations avec une fréquence double de celle des grandeurs statorique ($f_{puls}=2f_s=100Hz$).

Synthèse sur les résultats de défaut circuit-ouvert

A partir des résultats obtenus, on peut conclure que la présence d'un défaut de circuit-ouvert (C-O) avec un minimum couple de charge $C_r=5 N.m$, introduit des perturbations et une légère augmentation en amplitude des grandeurs (I_s, C_e, ω), cette augmentation ne dépasse pas la valeur nominale, mais ce type de défaut peut provoquer un fonctionnement non souhaité et peut atteindre à un dysfonctionnement grève pour le système et surtout pour la partie mécanique (accouplement machine avec charge). Par contre le cas où l'apparition de défaut avec un couple de charge nominale $C_r=20 N.m$ les oscillations des trois grandeurs (I_s, C_e, ω) devient très importantes ce qui peut mettre en danger le fonctionnement du système en présence de ce type de défaut d'onduleur.

En effet, la présence d'un défaut C-O pour un couple important peut engendrer des dégâts plus graves que celles engendrer pour un couple faible.

III.2.3. Etude de défauts de type court-circuit

III.2.3.1. Configuration de défauts court-circuit

Il existe aussi plusieurs scénarios de défaut court-circuit, on s'intéresse au court-circuit d'un seul interrupteur du bras 'A' [24-34].

Le régime de défaut court-circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation (IGBT) reste constamment fermé ($S_i=1$) figure (III.10) [22].

La validation de la première approche pour l'analyse de défaut C-C est faite en utilisant Matlab/Simulink, car la mise en pratique de ce type de défaut nécessite certains dispositifs de protection pour éviter l'endommagement des interrupteurs (IGBT) et leurs commandes.

La figure (III.10) présente le principe d'application d'un défaut de court-circuit appliqué sur l'un des interrupteurs du bras 'A'.

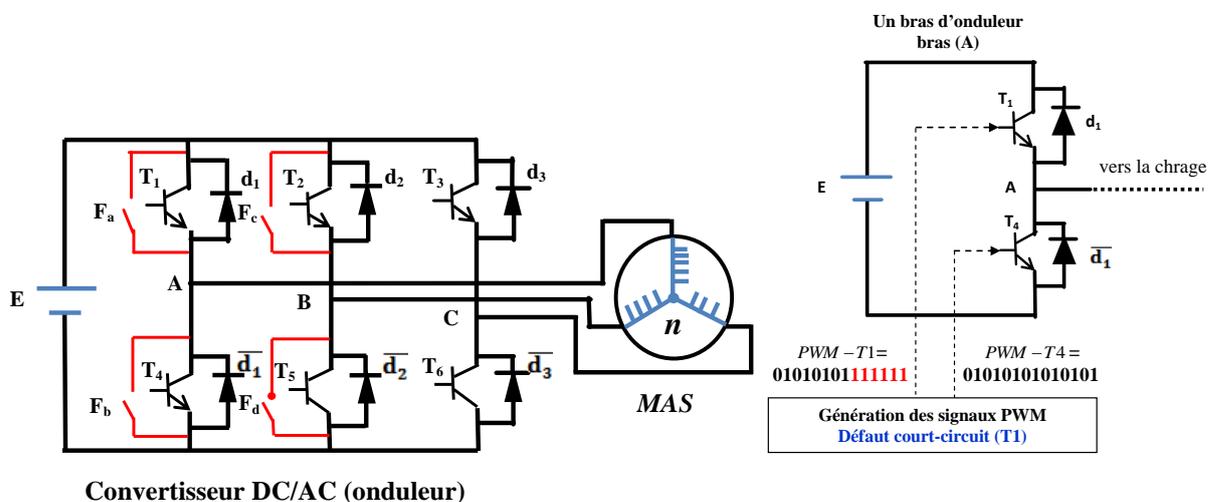
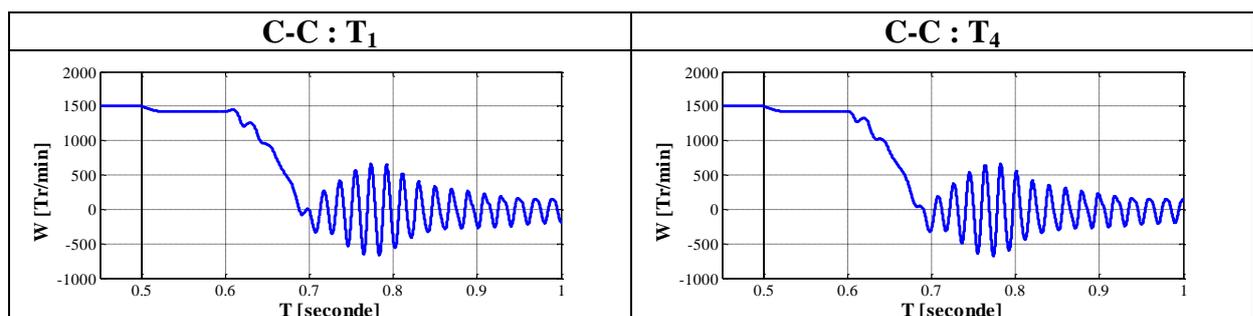
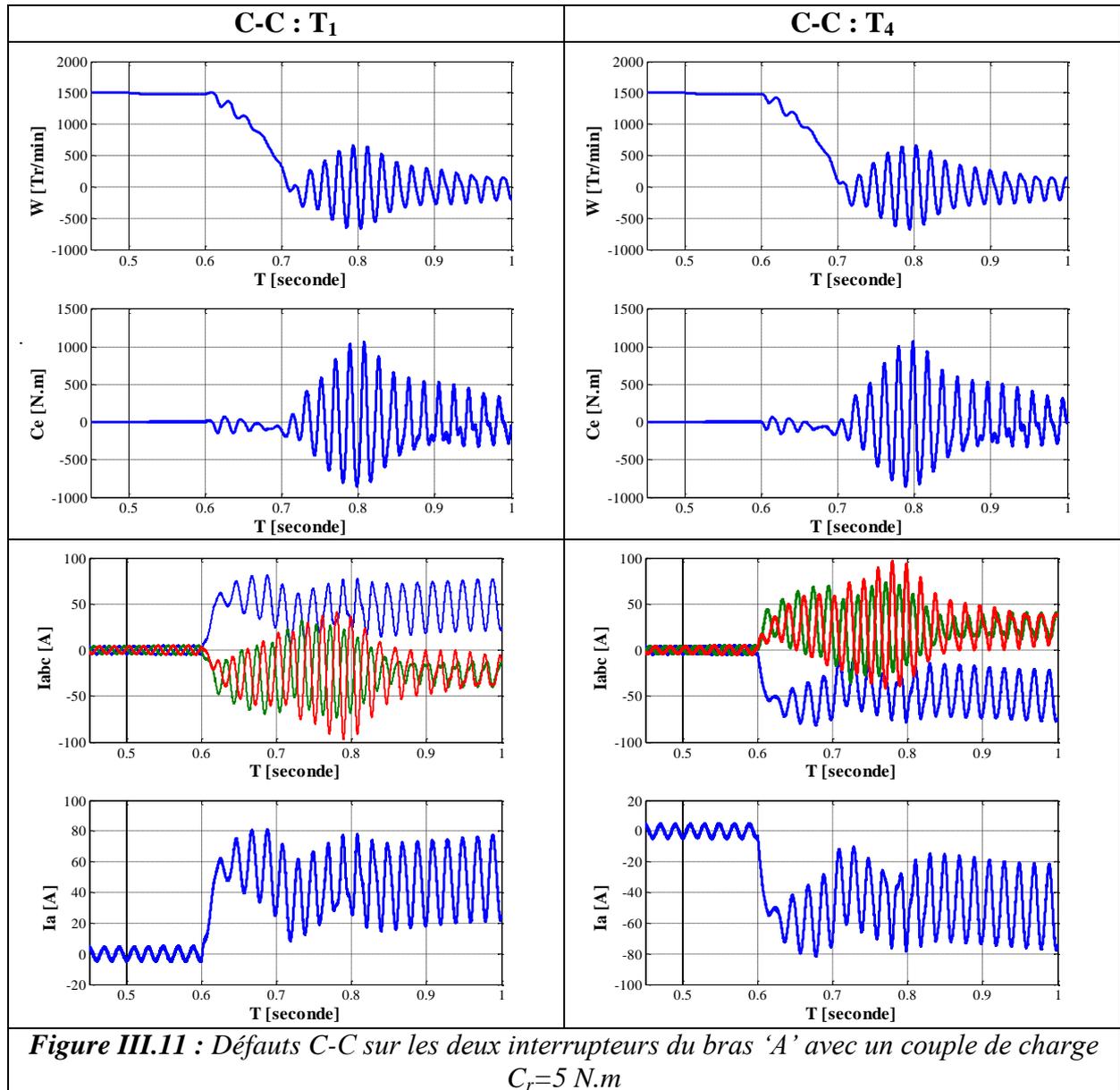


Figure III.11 : Schéma synoptique pour création de défauts interrupteurs (court-circuit)

Les résultats de simulation pour ce type de défaut (C-C) sont présentés dans les figures ci-après :

T : Temps de simulation [s]

III.2.3.2. Résultat de simulation de défauts court-circuit (C-C)



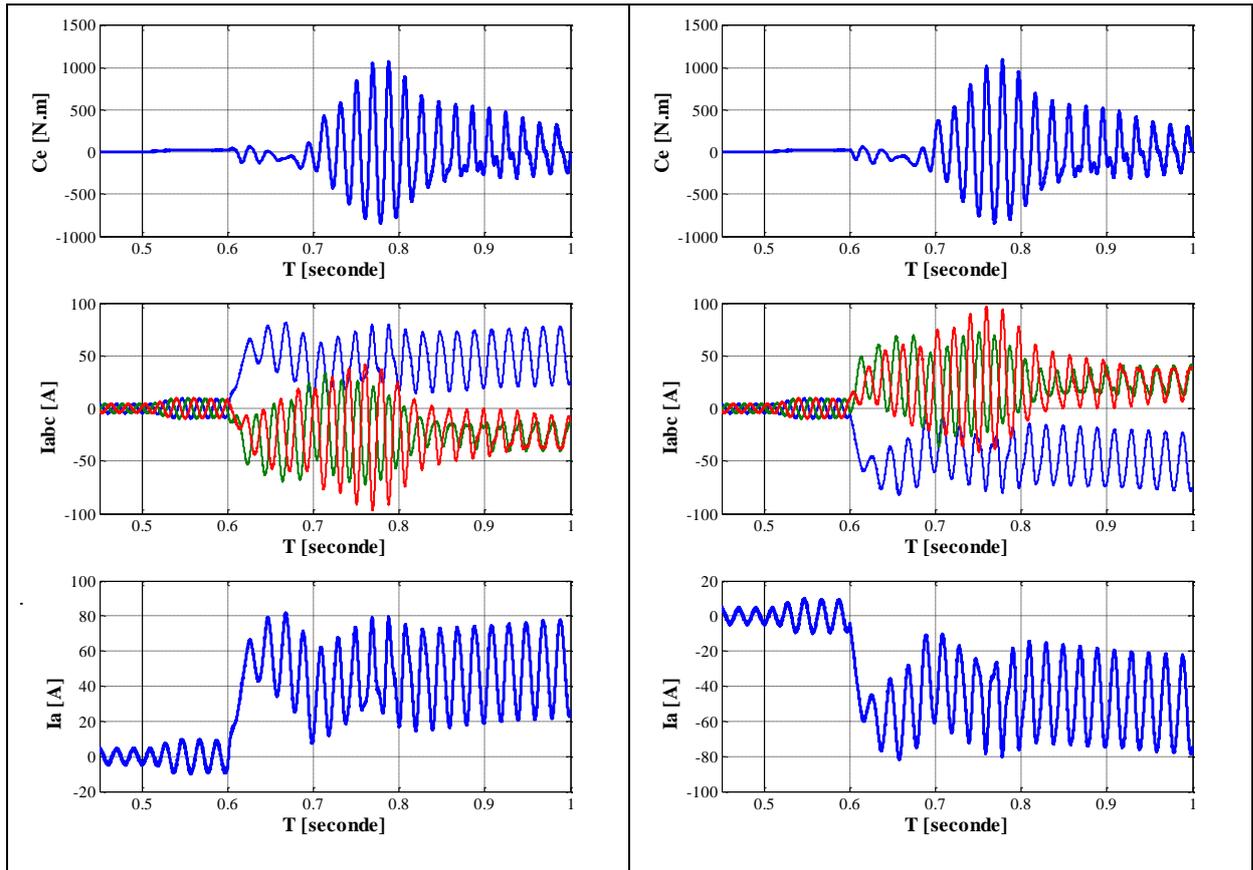


Figure III.12 : Défauts C-C sur les deux interrupteurs du bras 'A' avec un couple de charge $C_r=20 \text{ N.m}$

Défaut C-C : Ce défaut consiste à la mise en état fermé de l'un des interrupteur du bras 'A' (T_1 ou T_4), Nous constatons que ce type de défaut provoque un fonctionnement perturbé et instable du système en raison du changement du mode de fonctionnement pendant l'application du défaut. En effet le courant de la phase défectueuse ne peut plus être contrôlé car il augmente à des niveaux intolérables.

Les courants de phases deviennent fortement déséquilibrés et leurs amplitudes peuvent atteindre à des valeurs très supérieurs au courant normal ($14.I_n$).

Les grandeurs mécaniques (couple, vitesse) comportent également de très fortes ondulations en comparaison avec les niveaux d'ondulation des mêmes grandeurs pour les quatre types de défauts C-O étudiés dans la section précédente. Ce qui risque d'endommager les autres composants, et met en danger le fonctionnement du système en présence de ce type de défaut d'onduleur.

A partir des résultats obtenues par voie de simulation nous montrerons que l'effet de défauts court-circuit avec l'application des deux couple de charge ($C_r=5 \text{ N.m}$ et $C_r=20 \text{ N.m}$) est légèrement le même.

Ce type de défaut (C-C) peut introduit une diminution de vitesse a une valeur presque nul dans l'intervalle $[0.6 : 0.8] \text{ s}$ avec la présence des ondulations, et l'augmentation de couple et de courants à des niveaux intolérables dans l'intervalle $[0.7 : 0.8] \text{ s}$. Ce qui nous permet de dire que ce défaut peut à lui seul provoquer d'énorme dégâts quelques soit le couple de charge appliqué.

III.2.4. Synthèse des résultats pour les deux types de défauts (C-O & C-C)

- ✓ Le défaut de type (circuit-ouvert) n'affecte pas beaucoup les composants du système d'entraînement (MAS + onduleur), mais le système continuera à fonctionner avec des performances dégradées (fonctionne avec déséquilibre au niveau des grandeurs électriques et mécaniques et avec un faible gain).
- ✓ Par contre, le défaut de type court-circuit dans l'un des interrupteurs de l'onduleur peut provoquer d'énormes dégâts quel que soit le couple de charge appliqué. Ce type de défaut peut affecter l'étage continu (condensateur) pendant la mise en C-C de l'un des interrupteurs du même bras (état fermé en permanent 1) et l'autre interrupteur est en état fermé '1' (l'état de commutation bascule entre ouvert/fermé '0/1'), dans ce cas le courant de court-circuit du bras concerné n'est limité que par une très faible valeur de l'impédance de court-circuit.

Dans les convertisseurs statiques réels, si le courant de court-circuit (I_{cc}) atteint des valeurs importantes la commande rapprochée doit rapidement détecter le défaut et ouvrir l'interrupteur non défectueux du même bras.

Les courants de phase du système d'entraînement deviennent fortement déséquilibrés et leurs amplitudes pourraient atteindre plusieurs dizaines de fois les valeurs nominales si le système ne comportait pas de protection ou si la protection ne fonctionne pas correctement. Cela peut alors endommager les autres composants de l'onduleur. En effet, ce type de défaut est donc beaucoup plus critique que le défaut de type (circuit-ouvert).

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le fonctionnement d'un convertisseur statique triphasé utilisé comme un variateur de vitesse pour les entraînements électriques à vitesse variable.

Les différents états de commutations des interrupteurs ont été exploités dans l'objectif d'étudier l'impact de la présence d'un défaut, simple ou multiple, interrupteurs sur les performances dynamiques de l'association machine asynchrone-convertisseur statique.

Dans notre étude deux types de défauts ont été considérés : le défaut circuit-ouvert et le défaut court-circuit. Pour cela nous avons créé des scénarios de défauts interrupteurs afin d'analyser les conséquences de ces défauts et voir le comportement de la machine à partir des réponses du système (courants, vitesse, couple...).

Les résultats de simulations montrent le degré de danger de défauts type court-circuit par rapport au défaut de type circuit-ouvert (augmentation très rapide du courant de charge, ondulations importantes au niveau couple...)

La dégradation des performances d'un système électrique utilisé dans des applications sensibles aux défauts, tel que les applications de transports (aérien, ferroviaire, marine...) dans lequel les machines asynchrone-convertisseurs statiques sont utilisées comme moyen d'entraînement, chose non souhaitable ou non permise pour ces applications. Pour cela le prochain chapitre traitera cette problématique (comment remédier ce problème pour éviter les conséquences non souhaitées).

Chapitre IV

Convertisseurs statiques DC/AC tolérants aux défauts interrupteurs de puissance

IV.1. Introduction

Le chapitre précédent a mis en évidence les contraintes résultantes de différents modes de défauts interrupteurs. En particulier, dans certains cas les défauts circuit-ouvert court-circuit.

Dans la plus part des applications industrielles, la continuité de service est indispensable et par conséquent une panne du MAS-onduleur est inacceptable, d'où la nécessité de mettre en place des stratégies permettant aux systèmes d'entraînements électriques de continuer de fonctionner même en présence d'un défaut onduleur. En effet, une MAS alimentée par un onduleur triphasé à trois bras, ne permet pas d'assurer la continuité de service en cas de panne de l'onduleur, notamment en cas de court-circuit permanent d'un transistor de l'onduleur. Il est donc nécessaire de modifier la structure de la chaîne de conversion électromécanique d'énergie pour assurer sa disponibilité en mode dégradé, dans ce cadre, plusieurs méthodes ont été élaborées afin de détecter et de caractériser ces défaillances [22].

Dans la première partie de ce chapitre, nous proposons une méthode pour la détection et la localisation des défauts interrupteurs. La méthode proposée est basée sur l'exploitation des trois courants statoriques en régime permanent avec le calcul en ligne des valeurs moyennes et des valeurs moyennes en valeur absolue des trois courants de phases.

La deuxième partie est consacrée aux différentes topologies qui sont envisageables pour maintenir un fonctionnement de l'association MAS-onduleur tolérant à la présence d'un défaut onduleur, avec la possibilité de fonctionnement en mode dégradé.

Ces topologies sont basées sur l'utilisation d'un onduleur avec un bras redondant ou l'exploitation du point milieu du bus continu.

IV.2. Méthode de diagnostic de défauts convertisseur

Dans cette section, nous expliquons la méthode choisie pour la détection et la localisation des défauts interrupteurs. La méthode proposée est basée sur le traitement des trois courants statoriques en régime permanent [23, 28-31].

Les trois courants de phases statoriques (courants de charge) dans le cas d'une répartition sinusoïdale des enroulements de fréquence f_s , sont donnés par :

$$I_{sk}(t) = I_m \sin(\omega_s t - \theta_{ok}) \quad (\text{IV-1})$$

avec : I_m représente la valeur crête des trois courants de phases, $k=a, b, c$ représente les trois bras d'onduleur), $\theta_s = \omega_s t$ et θ_{ok} représente le déphasage des trois phases (a, b et c), tel que $\theta_{oa}=0, \theta_{ob}=-2\pi/3, \theta_{oc}=-4\pi/3$.

L'application de la transformation de Concordia aux courants triphasés, permet d'avoir deux composantes exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} - \frac{1}{\sqrt{6}} I_{sb} - \frac{1}{\sqrt{6}} I_{sc} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{sa} - \frac{1}{\sqrt{2}} I_{sb} \end{cases} \quad (IV-2)$$

L'amplitude de ces courants dans un référentiel liée au stator (fixe) est donnée par l'équation suivante : $M = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2}$ (IV-3)

La transformation de Concordia nous a permis de calculer l'amplitude des trios courants statoriques : $M = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m$ (IV-4)

Dans la suite, nous proposons d'écrire les courants instantanés avec une forme normalisée, cela pour objectif d'aligner tous les valeurs vers la norme et pour faciliter la comparaison avec un seuil normalisé des trois courants.

Dans ce cas les courants normalisés sont donnés par l'équation suivante :

$$i_{kN} = \frac{i_{sk}}{M} \quad (IV-5)$$

avec : i_{kN} représente les courants de phases normalisés.

On remplaçant les expressions (IV-4 et IV-1) dans le système d'équation (IV-5), nous pouvons écrire les courants avec la forme suivante :

$$I_{kN}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\theta_s - \theta_{ok}) \quad (IV-6)$$

Nous remarquons, que la valeur maximale atteinte par ces courants est entre [-0,8164 et +0,8164]. Nous déterminerons deux valeurs moyennes des trois courants normalisés. La première représente la moyenne en valeurs absolues des courants de charge par contre la deuxième représente la moyenne des courants de charge.

$$\begin{cases} \langle AVG \rangle = \langle i_{kN} \rangle \\ \langle R_k \rangle = \langle |i_{kN}| \rangle \end{cases} \quad (IV-7)$$

Dans ces conditions, la valeur absolue moyenne (R_K) est calculée en régime sinusoïdal alternatif périodique sans présence de défaut :

$$\langle |i_{kN}| \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_a}^{t_a+T_s} |i_{kN}(t)| dt = \omega_s \int_0^{\frac{1}{\omega_s}} |i_{kN}(\theta_s)| d\theta_s = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (IV-8)$$

Pour le diagnostic de défauts convertisseur, nous introduisons une nouvelle formulation de l'équation (IV.9) tel que :

$$E_K = \zeta - R_K \quad (IV-9)$$

avec : $\zeta = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}}$

Donc, l'utilisation des deux grandeurs (E_K et AVG_K) est significative pour la détection, la localisation et la reconfiguration de défauts convertisseur statique.

La structure de cet algorithme est donnée par le schéma synoptique de la figure (IV.1).

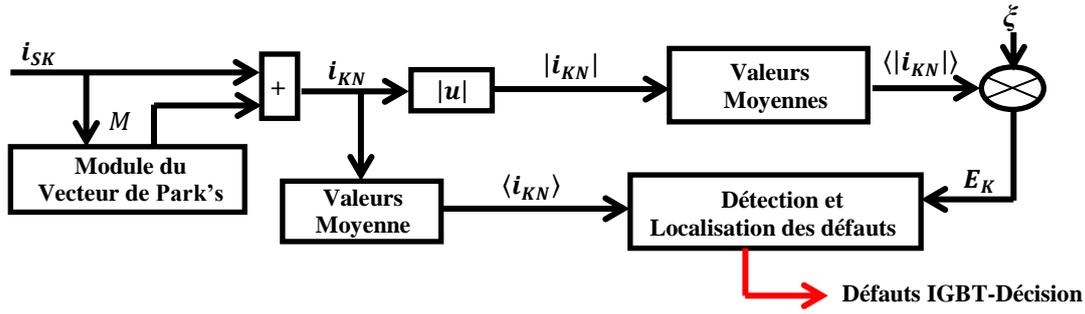


Figure IV.1 : Structure de fonctionnement de l'algorithme de diagnostic de défauts convertisseur statique [30]

L'analyse des deux grandeurs (E_K et AVG_K) en fonction de présence d'un défaut de type circuit-ouvert ou court-circuit des interrupteurs nous à permet de déterminer les seuils (K_f , K_d , K_e et K_s) utilisés pour la détection et la localisation de défauts.

L'algorithme de la détection et la localisation des défauts convertisseur statique est donné par la combinaison entre les valeurs instantanées des deux grandeurs normalisées (E_K et AVG_K) comme suit [28-31]:

$$E_K = \begin{cases} N & \text{si } E_K < 0 \\ 0 & \text{si } 0 \leq E_K < K_f \\ D1 & \text{si } K_f \leq E_K < K_d \\ P & \text{si } K_d \leq E_K < K_e \\ D2 & \text{si } E_K \geq K_e \end{cases} \quad (V-10)$$

$$AVG_K = \begin{cases} C.C & \text{si } \langle i_{KN} \rangle \leq -K_{s2} \\ LL (C.O \text{ ou } C.C) & \text{si } -K_{s2} \leq \langle i_{KN} \rangle \leq -K_{s1} \\ L & \text{si } \langle i_{KN} \rangle < 0 \\ H & \text{si } \langle i_{KN} \rangle > 0 \\ HH (C.O \text{ ou } C.C) & \text{si } K_{s1} \leq \langle i_{KN} \rangle \leq K_{s2} \\ C.C & \text{si } \langle i_{KN} \rangle \geq K_{s2} \end{cases} \quad (IV-11)$$

Avec : H (Upper) : est l'interrupteur en haut du bras (k).

L (Lower) : est l'interrupteur en bas du bras (k).

Les coefficients K_f , K_d , K_e , K_{s1} et K_{s2} sont des seuils fixes utiles pour la détection et la localisation de défauts convertisseur, les valeurs de ces coefficients ont été déterminées empiriquement par plusieurs tests.

$K_f = 0.05$: est utilisé pour éviter les fausses détections.

$K_d = 0.4$: est utilisé pour la détection des défauts circuit ouvert de deux interrupteurs du même potentiel (positif ou négatif).

$K_e = 0.4$: est utilisé pour la détection des défauts circuit ouvert de deux interrupteurs du même bras (défaut ouverture phase).

$K_{s1} = 0.25$: est utilisé pour la détection des défauts court-circuit d'un interrupteur.

$K_{s2} = 0.5$: est utilisé pour la détection des défauts court-circuit d'un interrupteur.

Tableau IV.1 : Signatures de diagnostic de défauts interrupteurs.

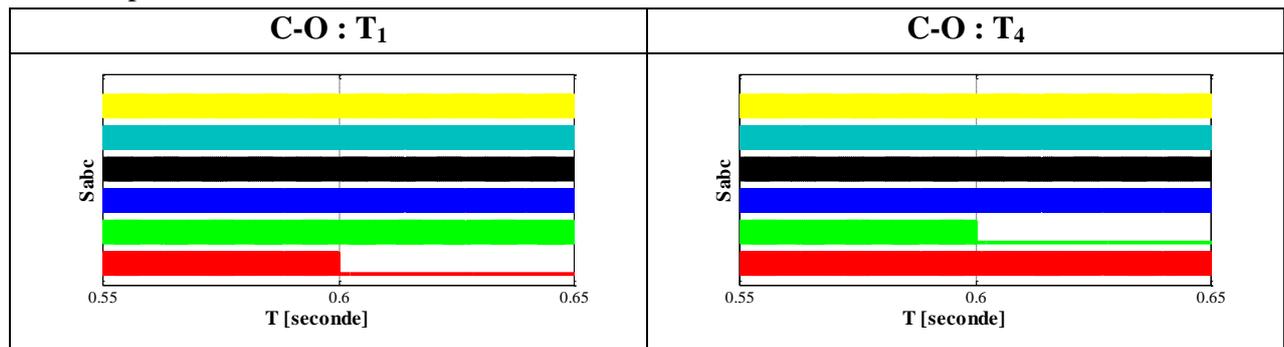
Défaut Interrupteur	E_a	E_b	E_c	Avg_a	Avg_b	Avg_c	Bras A		Bras B		Bras C		
							L	H	L	H	L	H	
Circuit-Ouvert	T_1	P	N	N	N	P	P	1	0	0	0	0	0
	T_4	P	N	N	P	N	N	0	1	0	0	0	0
	T_2	N	P	N	P	N	P	0	0	1	0	0	0
	T_5	N	P	N	N	P	N	0	0	0	1	0	0
	T_3	N	N	P	P	P	N	0	0	0	0	1	0
	T_6	N	N	P	N	N	P	0	0	0	0	0	1
	T_1-T_4	P	N	N	/			1	1	0	0	0	0
	T_2-T_5	N	P	N		/		0	0	1	1	0	0
	T_3-T_6	N	N	P			/	0	0	0	0	1	1
	T_1-T_2	P	P	N	N	N	P	1	0	1	0	0	0
	T_4-T_5	P	P	N	P	P	N	0	1	0	1	0	0
	T_1-T_3	P	N	P	N	P	N	1	0	0	0	1	0
	T_4-T_6	P	N	P	P	N	P	0	1	0	0	0	1
	T_2-T_3	N	P	P	P	N	N	0	0	1	0	1	0
	T_5-T_6	N	P	P	N	P	P	0	0	0	1	0	1
	T_1-T_5	P	N	P	N	P	N	1	0	0	1	0	0
	T_2-T_4	P	N	P	P	N	P	0	1	1	0	0	0
	T_1-T_6	N	P	P	N	P	P	1	0	0	0	0	1
	T_3-T_4	N	P	P	P	N	N	0	1	0	0	1	0
	T_2-T_6	P	P	N	N	N	P	0	0	1	0	0	1
T_3-T_5	P	P	N	P	P	N	0	0	0	1	1	0	
Court-Circuit	T_1	N	P	P	P	N	N	1	0	0	0	0	0
	T_4	N	P	P	N	P	P	0	1	0	0	0	0
	T_2	P	N	P	N	P	N	0	0	1	0	0	0
	T_5	P	N	P	P	N	P	0	0	0	1	0	0
	T_3	P	P	N	N	N	P	0	0	0	0	1	0
	T_6	P	P	N	P	P	N	0	0	0	0	0	1

IV.3. Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode proposée, nous avons développé un programme de simulation sous MATLAB/SIMULINK pour les deux défauts (circuit-ouvert et court-circuit) avec les mêmes conditions des tests précédents. Les résultats sont présentés dans la section qui suit.

Figures IV.2 a IV.5 : représentent la détection et la localisation de défaut circuit-ouvert.

T : Temps de simulation [s]



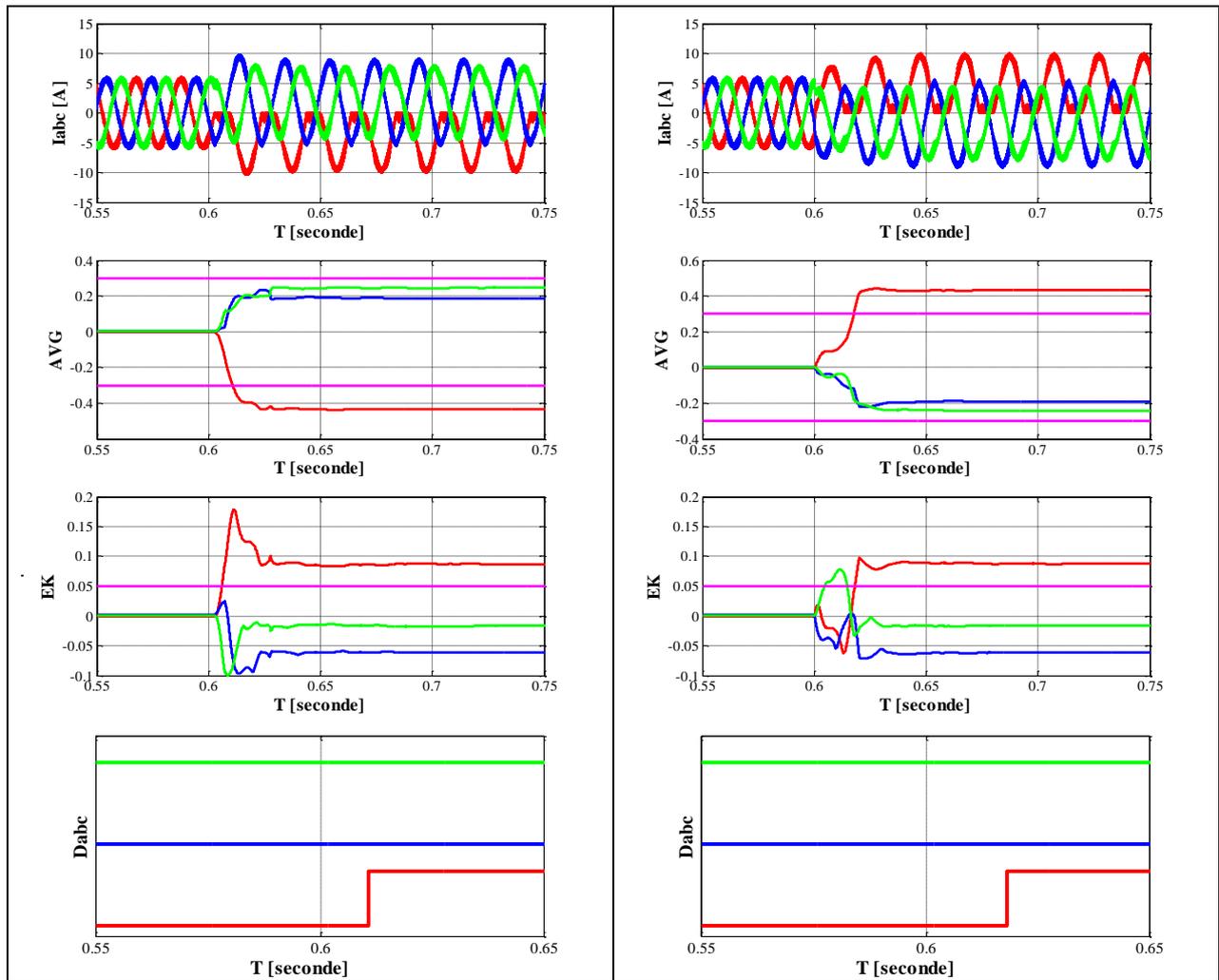
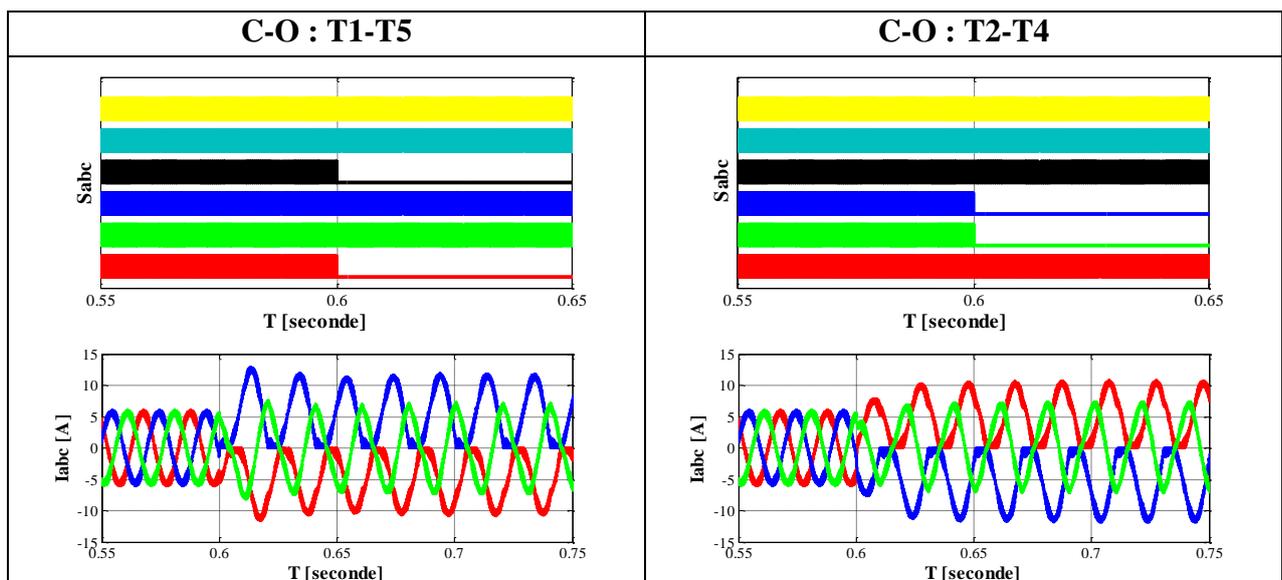
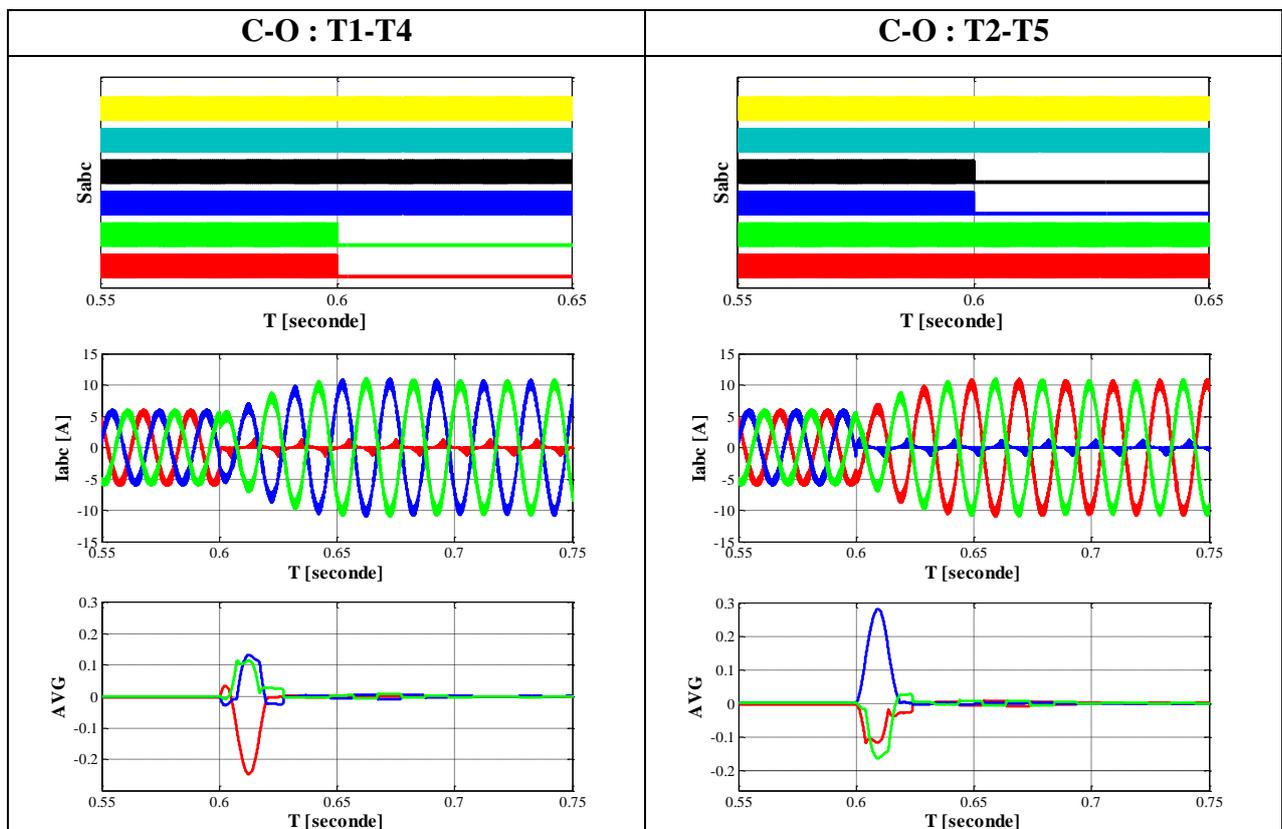
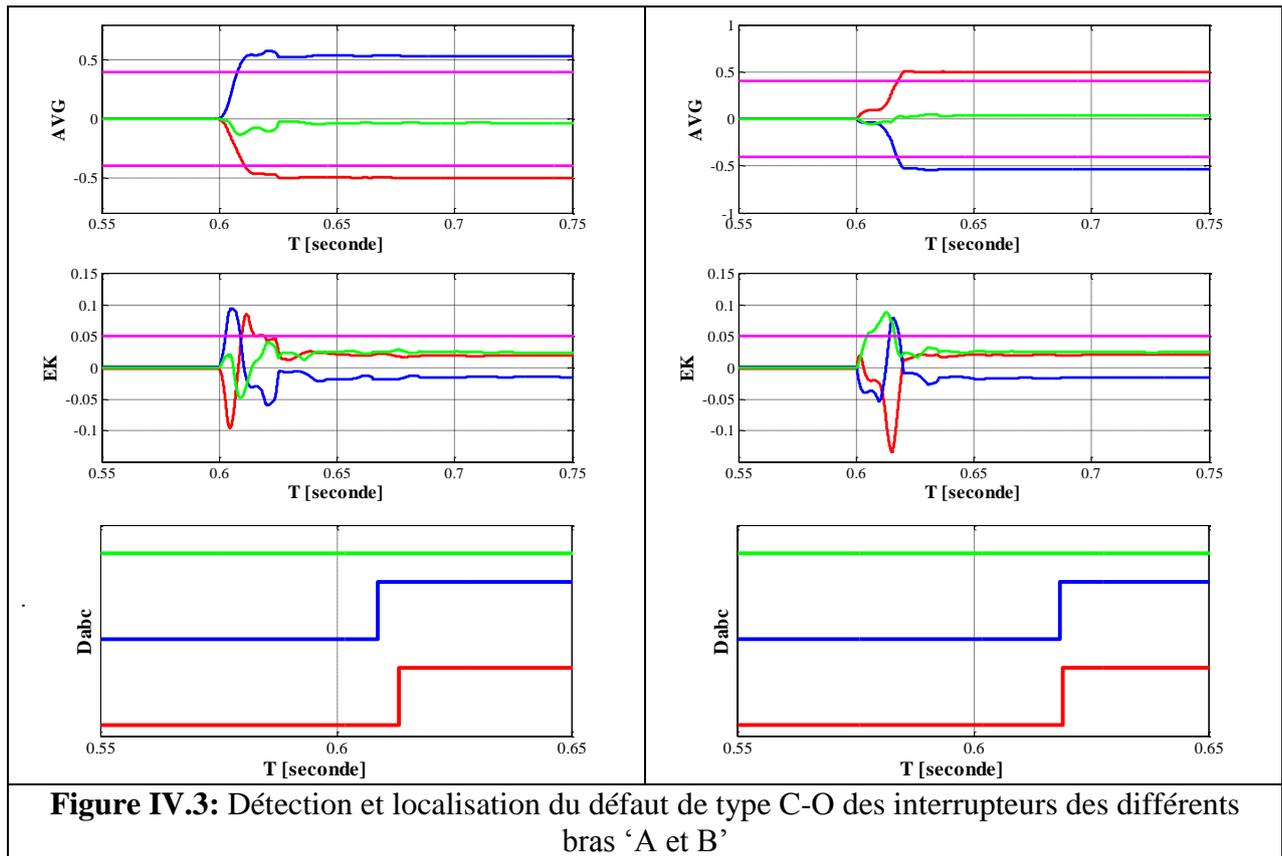
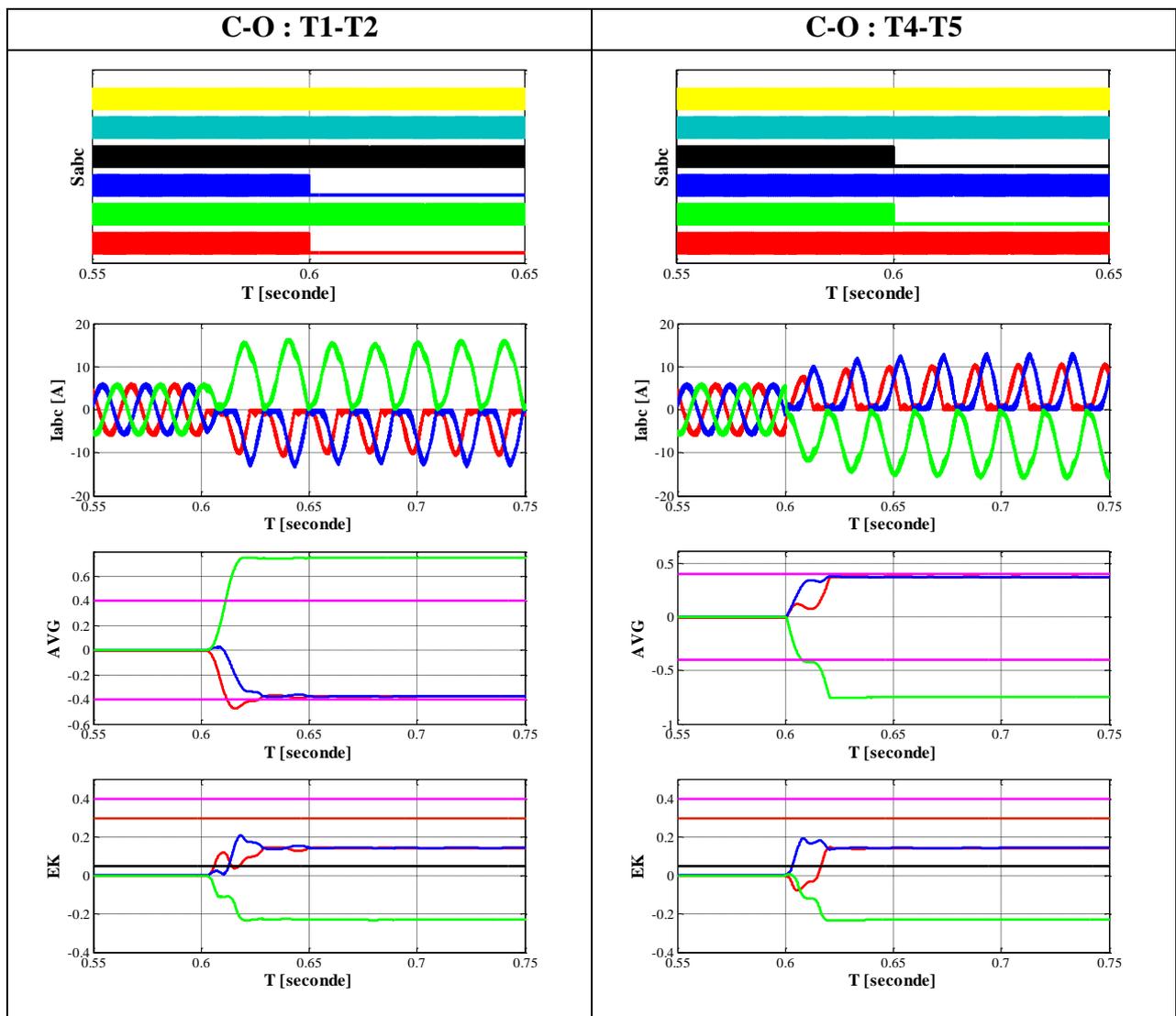
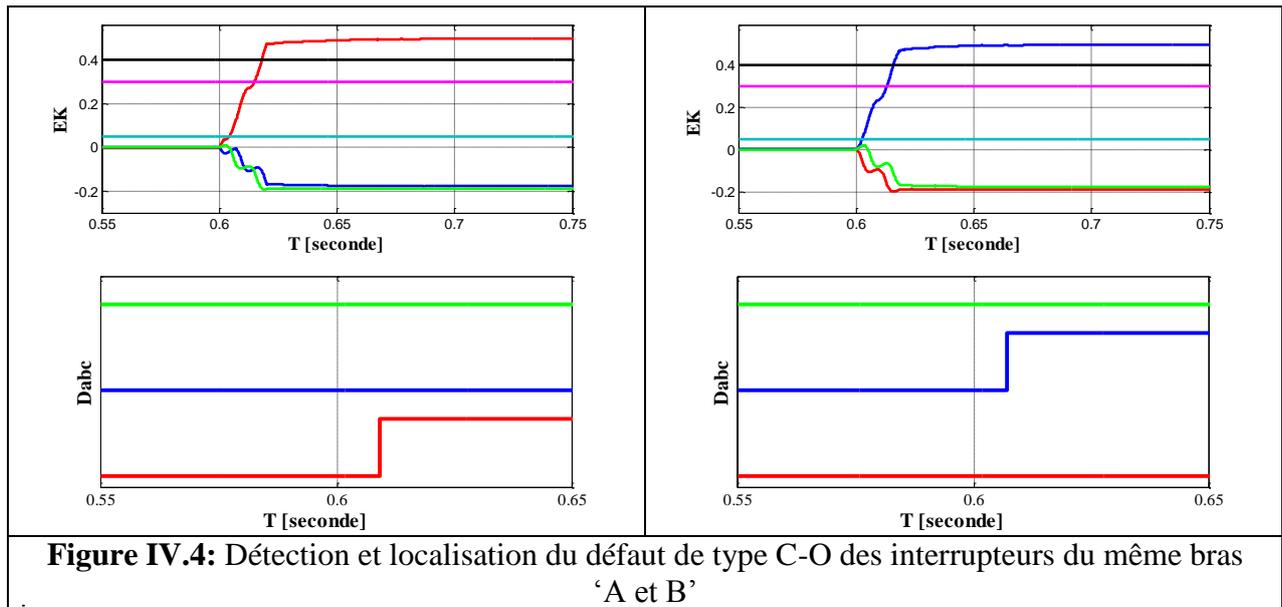
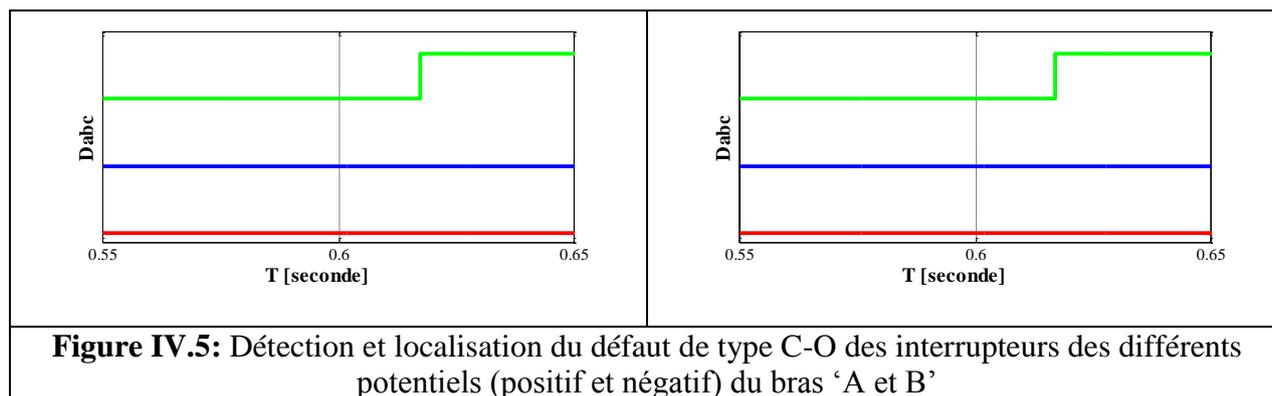


Figure IV.2 : Détection et localisation du défaut de type C-O des interrupteurs du bras 'A'

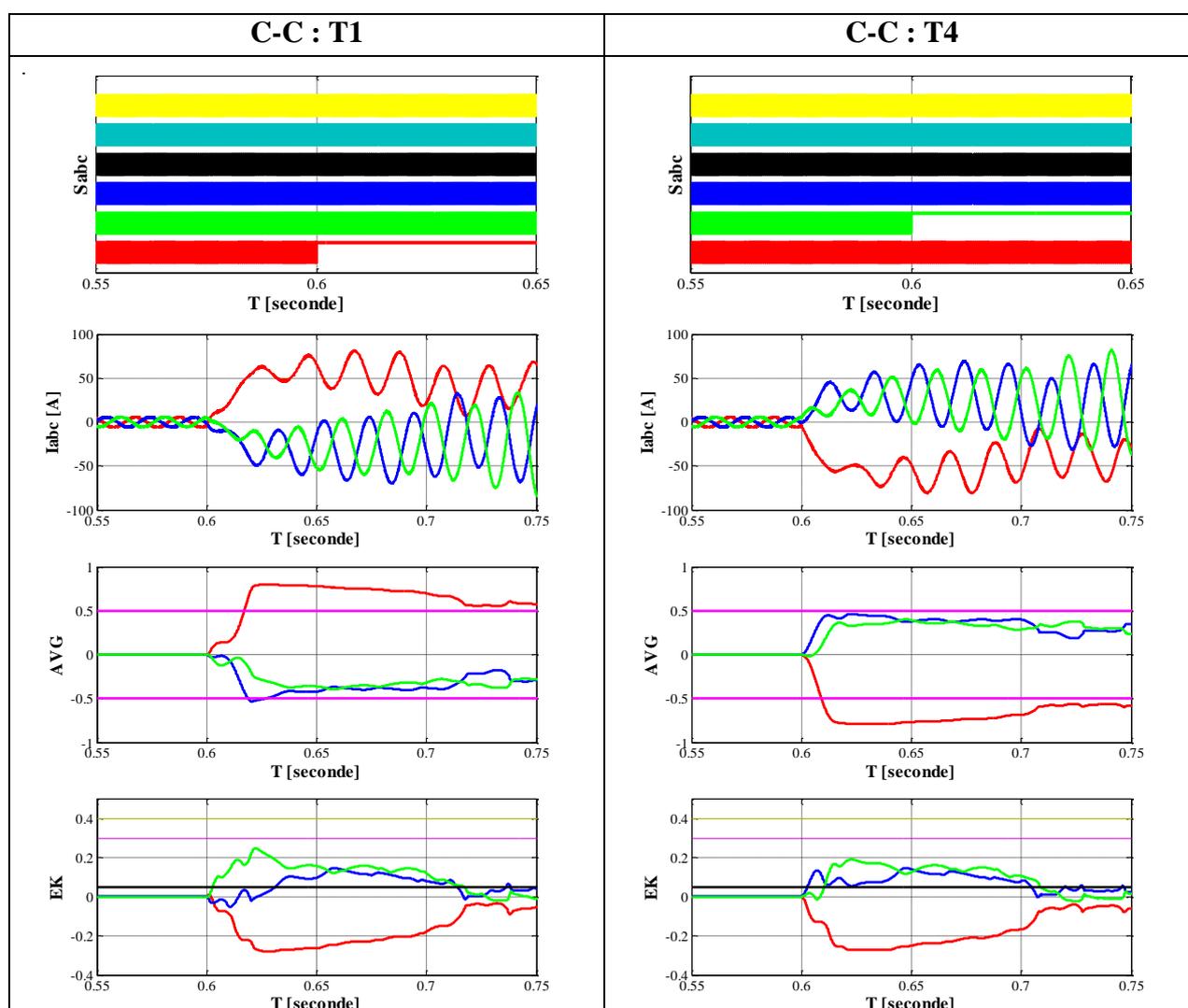








La figure IV.6: représente la détection et la localisation de défaut court-circuit d'un Interrupteur de bras (A).



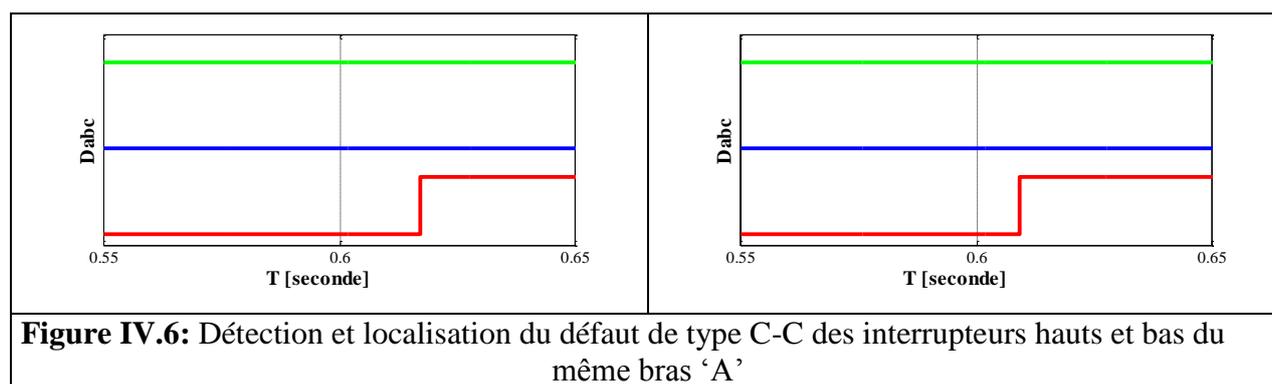


Figure IV.6: Détection et localisation du défaut de type C-C des interrupteurs hauts et bas du même bras 'A'

Le temps de détection des défauts circuit-ouvert et court-circuit des interrupteurs est présenté dans le tableau suivant :

Tableau IV.2 : Temps de détection des différents défauts interrupteurs.

Défaut	Circuit-ouvert		Court-circuit		
	Interrupteur	$T_{\text{dét}}$	Δt (C-O) [ms]	$T_{\text{dét}}$	Δt (C-C) [ms]
T1		0.6108	10.8	0.6171	17.1
T4		0.6182	18.2	0.6103	10.3
T1-T5		0.6062	6.2	/	/
T2-T4		0.6048	4.8	/	/
T1-T4		0.6181	18.1	/	/
T2-T5		0.6159	15.9	/	/
T1-T2		0.6114	11.4	/	/
T4-T5		0.6166	16.6	/	/

IV.4. Synthèse des résultats

Dans ce paragraphe, nous avons étudié par simulation la méthode de détection de défauts qui se produit le plus fréquemment dans un onduleur, particulièrement le défaut de circuit-ouvert et court-circuit des interrupteurs. Ces types de défauts risquent de provoquer des perturbations et dysfonctionnement, ainsi que l'endommagement des autres composants de système.

Afin de réduire les conséquences néfastes suite à ces défauts, il est nécessaire de les détecter le plus rapidement possible et d'inhiber la commande de l'interrupteur complémentaire. Puisqu'une réaction rapide est exigée, la méthode de détection doit être la plus simple et la plus efficace possible.

En effet, plusieurs tests sont réalisés, afin de valider la méthode proposée, les résultats obtenus par voie de simulation illustrent l'efficacité et la validation de cette dernière.

D'après les résultats des tests obtenus on peut dire que, le E_K (la moyenne en absolue) permet de détecter et préciser le bras défectueux, car ce dernier prend toujours des valeurs positives. Par contre, L'AVG (la moyenne) permet la détection et la précision de l'interrupteur qui est en défauts (potentiel positif, négatif ou multiples), ceci dépend de type de défauts appliqués.

IV.5. Différentes configuration convertisseurs statiques DC/AC tolérants aux défauts interrupteurs de puissance

IV.5.1. Redondance matérielle

Cette méthode consiste à multiplier physiquement les matériels jugés critiques pour le fonctionnement du système, elle est très répandue dans les domaines où la sûreté de fonctionnement est décisive pour la sécurité des biens, des personnes et de l'environnement.

Le principe consiste à réaliser un traitement des signaux issus des éléments redondants effectués des comparaisons et distingue l'élément défectueux en cas d'incohérence.

En effet, elle apporte l'avantage de pouvoir utiliser la partie de l'équipement encore saine une fois la défaillance détectée et localisée, mais cette technique ne s'applique généralement que sur les capteurs [16].

IV.5.2. Topologies de reconfiguration de défauts convertisseurs statiques à deux niveaux

L'analyse effectuée dans la section précédente montre qu'un actionneur muni d'une MAS triphasée, alimentée par un onduleur triphasé, ne permet pas d'assurer la continuité de service en cas de panne de l'onduleur, notamment en cas de court-circuit permanent d'un interrupteur de l'onduleur. Il est donc nécessaire de modifier la structure de la chaîne de conversion électromécanique d'énergie de l'actionneur pour assurer sa disponibilité en mode dégradé.

Une solution consiste à utiliser deux actionneurs identiques. Ainsi, il y a deux chaînes de conversion d'énergie mécaniquement couplées sur la même chaîne de conversion d'énergie mécanique (figure IV.7). En cas de panne d'un élément d'une chaîne, le transfert d'énergie est uniquement assuré par l'autre. Cependant, cette propriété de redondance totale s'obtient au prix de multiplication par deux de tous les éléments constituant un actionneur. De plus, le couplage mécanique des actionneurs avec la charge mécanique augmente à la fois la taille du système et réduit sa fiabilité [22, 30, 31].

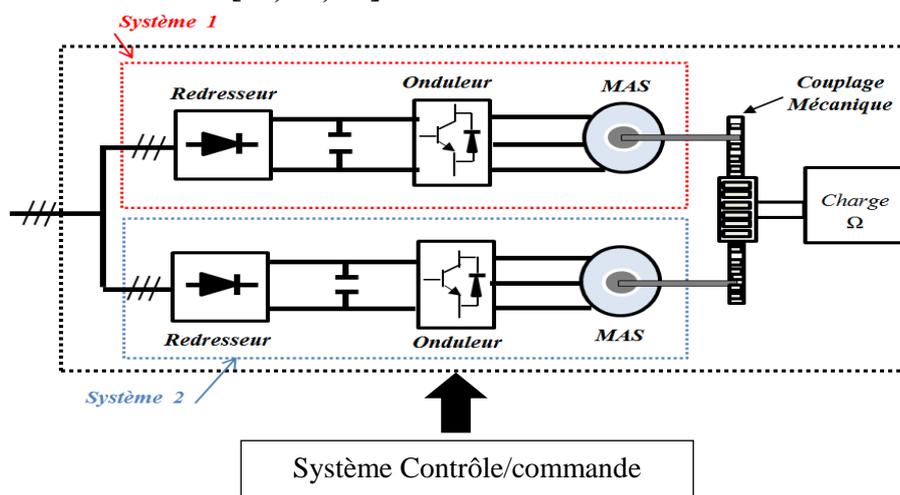


Figure IV.7 : Chaîne de conversion d'énergie redondante avec deux systèmes identiques couplés mécaniquement

L'autre solution consiste à modifier l'architecture de la chaîne de conversion d'énergie uniquement au niveau des organes à fort risque d'apparition de défaut et en particulier au niveau de l'onduleur. Dans ce qui suit nous présentons les architectures permettant aux actionneurs de fonctionner en présence d'une panne d'onduleur (défaut C-O ou C-C).

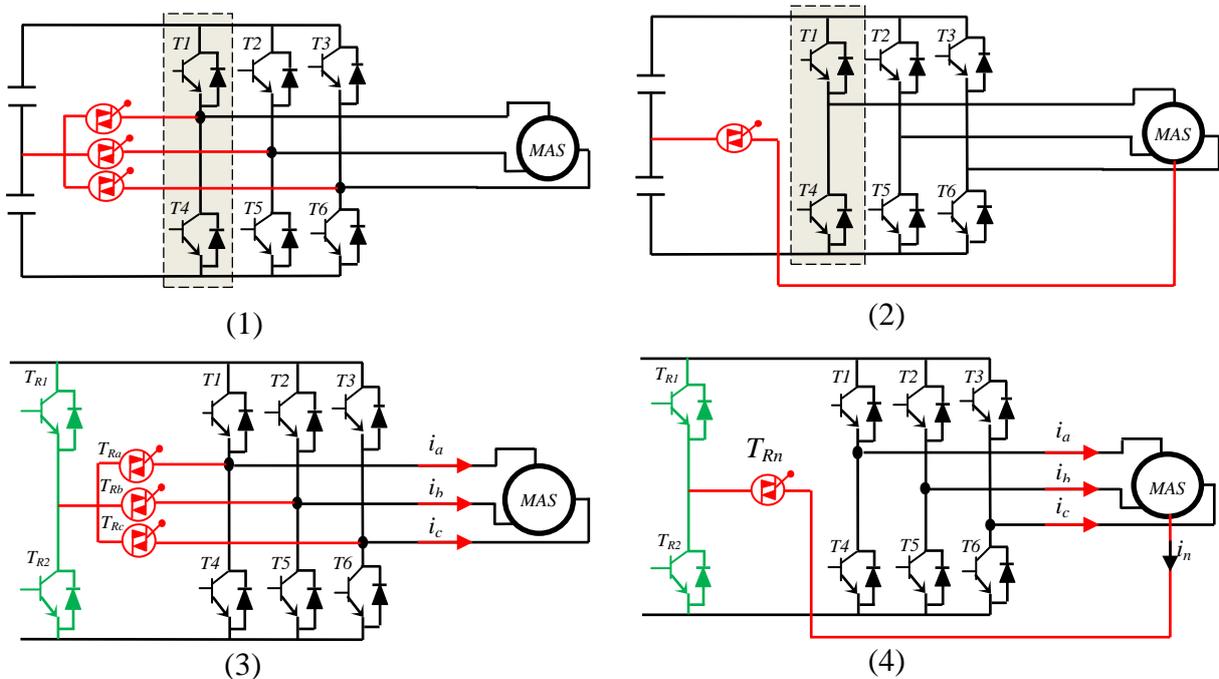
Plusieurs études et recherches ont été concentrées sur la conception d'une topologie adéquate des convertisseurs statiques fonctionnant en mode dégradé.

Pour cette problématique, nous indiquons l'essentiel de ces topologies. Chaque topologie proposée présente des avantages et des inconvénients, la différence entre eux est le prix et la taille. Mais l'objectif est le même c'est-à-dire, d'assurer la protection du système et la continuité de service [30].

D'abord nous présentons les architectures pour lesquelles l'ajout d'un bras supplémentaire à l'onduleur à trois bras, qui donne la possibilité de fonctionner en présence d'un défaut de court-circuit d'onduleur si celui-ci est confiné par des interrupteurs d'isolement.

La première topologie (figure IV.8 (1) et (2)) concerne les MAS avec et sans neutre, cette topologie nécessite l'utilisation du point neutre du bus continu (point milieu), L'avantage de cette approche est notamment la possibilité d'isolement du transistor en défaut de l'onduleur, et éviter les contraintes fortes qu'impose ce type de défaut. Par contre, en isolant le bras défectueux, la machine n'est alimentée que par deux bras (fonctionnement avec des performances dégradées). L'isolation du bras en défaut nécessite l'installation des interrupteurs (switches) d'isolement et de conversion [22, 30, 31].

La deuxième topologie (figure IV.8 (3), (4) et (5)) consiste à envisager d'ajouter un bras supplémentaire pour remplacer le bras défectueux et assurer un fonctionnement normal sans qu'il y ait des conditions spécifiques sur la machine. Pour cette topologie et après reconfiguration, le fonctionnement du convertisseur reste inchangé (sauf une légère perturbation pendant le basculement vers le bras redondant) car il a la même topologie après reconfiguration qu'avant l'apparition du défaut, en effet cette topologie permet la sécurité et la continuité de fonctionnement avec les mêmes performances (sans défauts) [22, 30].



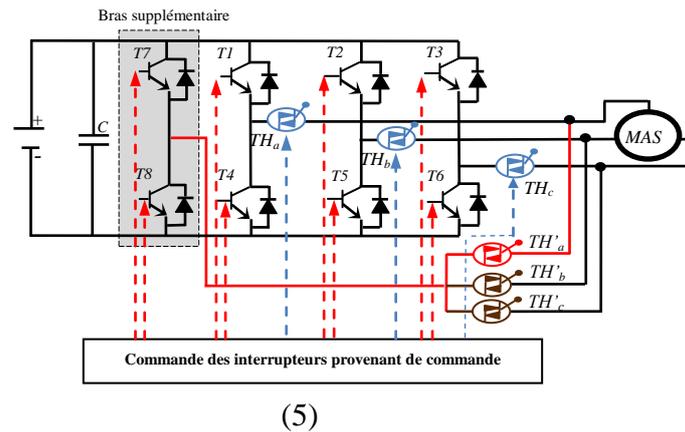


Figure IV.8 : Topologies de reconfiguration de défauts convertisseurs statiques à trois bras

IV.5.3. Application : MAS-Onduleur avec un bras redondant

IV.5.3.1. Démarche

Pour la validation de notre algorithme de diagnostic (détection, localisation et reconfiguration) de défauts interrupteurs, nous avons choisi la topologie de reconfiguration avec quatrième bras (figure IV.8 cas (5)). Cette topologie permet l'isolation de la phase (bras) défectueuse (affectée par le défaut) surtout pour le type de défaut C-C. Elle permet le basculement vers le quatrième bras redondant (bras de réserve) avec un temps acceptable, ce temps généralement inférieur à la période des courants de phases (correspond à fréquence des courants statoriques).

A travers les résultats démontrés dans le chapitre III, nous concluons que les performances du système, MAS-onduleur, sont dégradées à cause de la présence d'un défaut de type circuit-ouvert simple ou multiple sur les interrupteurs d'onduleur mais le système continu à fonctionner. Mais pour le type de défauts court-circuit, l'arrêt du système d'entraînement est obligatoire à cause de l'augmentation excessive des courants de charge, l'amplitude importante des ondulations au niveau couple et la production du bruit sonore.

Dans la suite, nous utiliserons le quatrième bras et nous conserverons les mêmes démarches pour générer les deux types de défauts.

La phase reconfiguration est basée sur [30]:

- l'utilisation des deux paramètres E_k et AVG_k comme signaux de références pour le diagnostic de défauts
- les signaux de localisation de défauts (temps de localisation).
- les signaux envoyés vers les switches d'isolation du bras concerné par le défaut (temps d'isolation).
- La combinaison entre ces deux signaux permet le basculement vers le quatrième bras.

Nous appliquons l'ouverture/ou la fermeture de l'un des interrupteurs des trois bras d'onduleur (démarches expliquées dans la section précédente et dans le chapitre III), les résultats de simulation sont illustrés dans les graphes de la figure (IV-9).

IV.5.3.2. Performances du mécanisme de reconfiguration

Les critères de performances du mécanisme de reconfiguration sont [28-31]:

- **Temps de détection** : ce temps est dépend aux choix des seuils de détection et en fonction des deux grandeurs (E_k & AVG_k).
- **Temps de localisation** : ce temps est correspond à l'instant de détermination de l'interrupteur défectueux, à cet instant un signal binaire (0, 1) est généré pour la commande du switch d'isolation TH_x (x désigne les trois bras, $x=a, b$ et c) afin d'isoler le bras qui est en défaut.
- **Temps de reconfiguration** : ce temps correspond à l'instant de basculement vers le bras redondant et pour assurer une continuité de service.
- **Les trois temps précédents** sont influencés par le moment de la présence des défauts et l'état des interrupteurs (ON ou OFF)

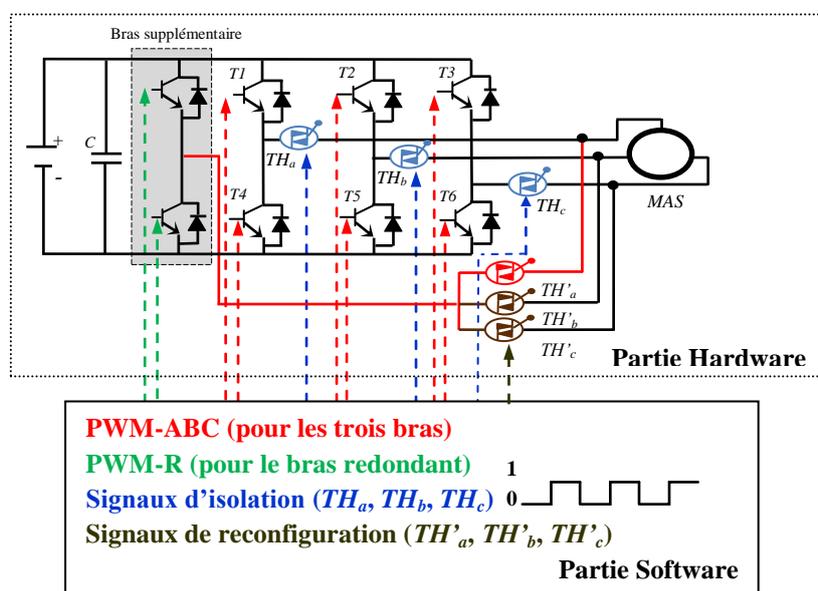


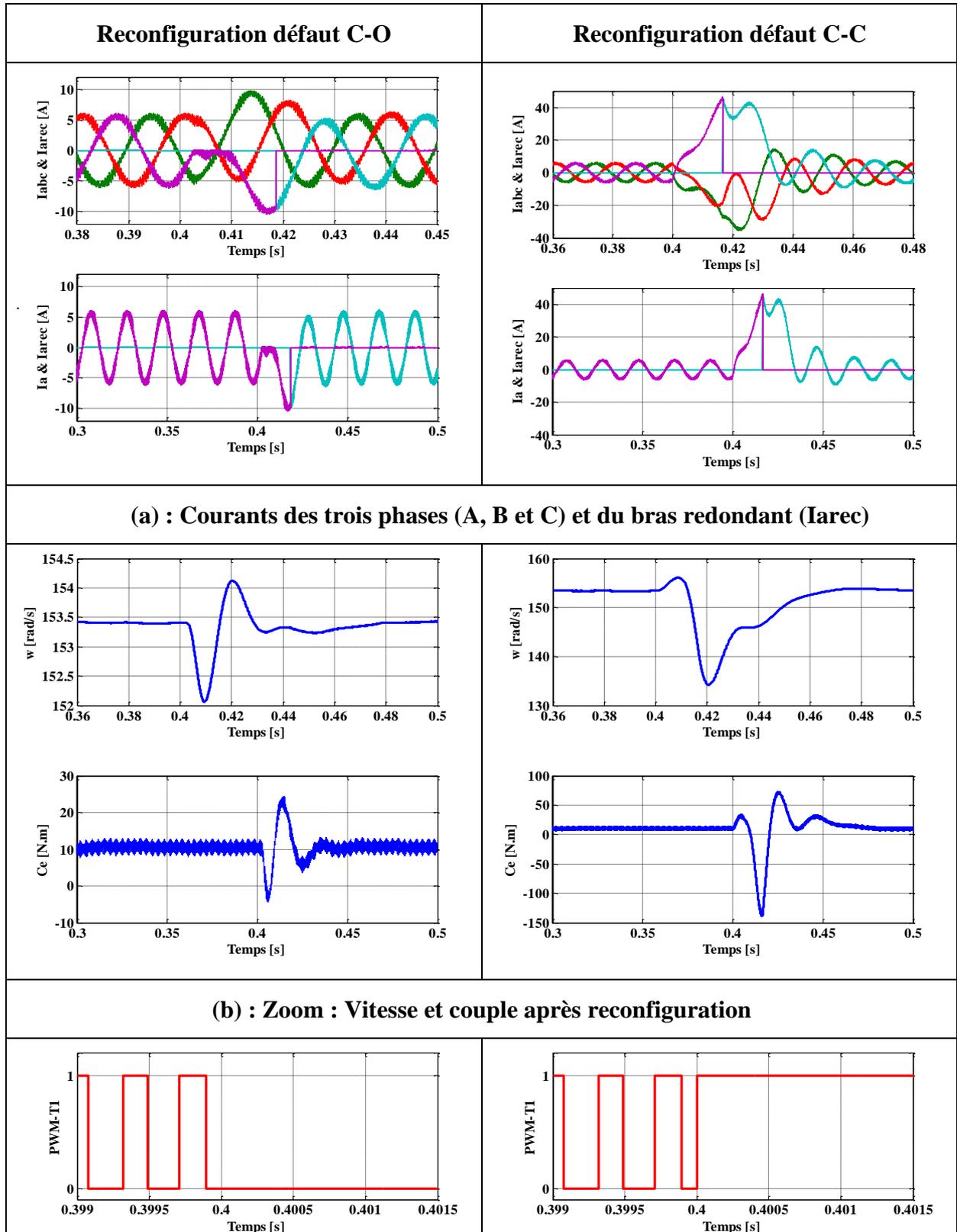
Tableau IV.3 : Temps corresponds aux : détection, localisation et reconfiguration de défauts interrupteurs de puissance.

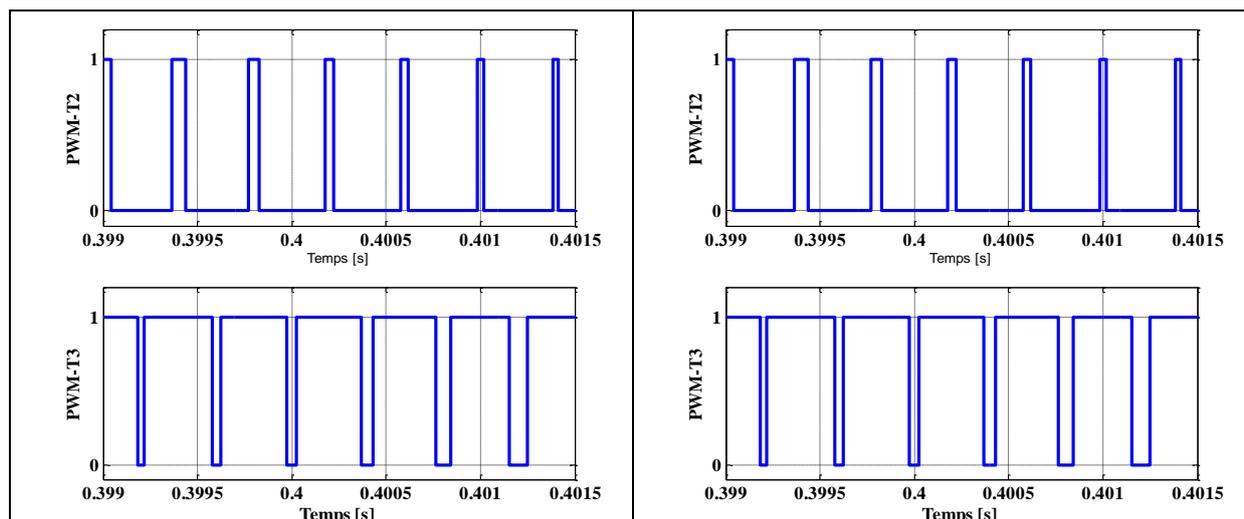
Défaut	T-déf [s]	T-dét [s]	T-loc [s]	T-rec [s]	Δt (C-O) [ms]
Circuit-Ouvert T1	0.40	0.4108	0.4187	0.4188	18.8
Court-Circuit T1	0.40	0.4152	0.4167	0.4168	16.8

IV.5.3.3. Résultats de simulation

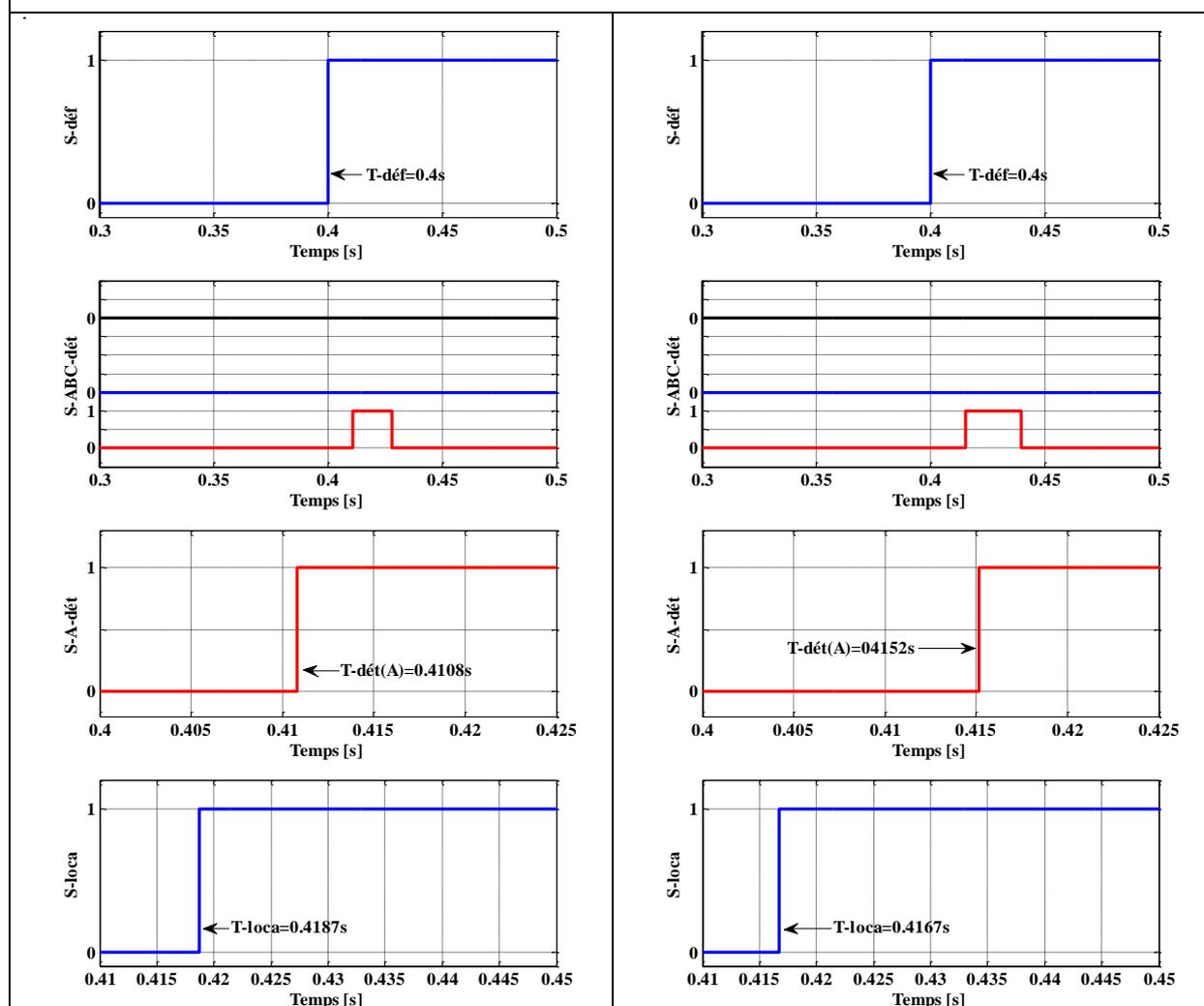
Les formes d'ondes des grandeurs électriques et mécaniques et les signaux utilisés pour la détection, la localisation et pour la reconfiguration sont représentées dans la figure suivante.

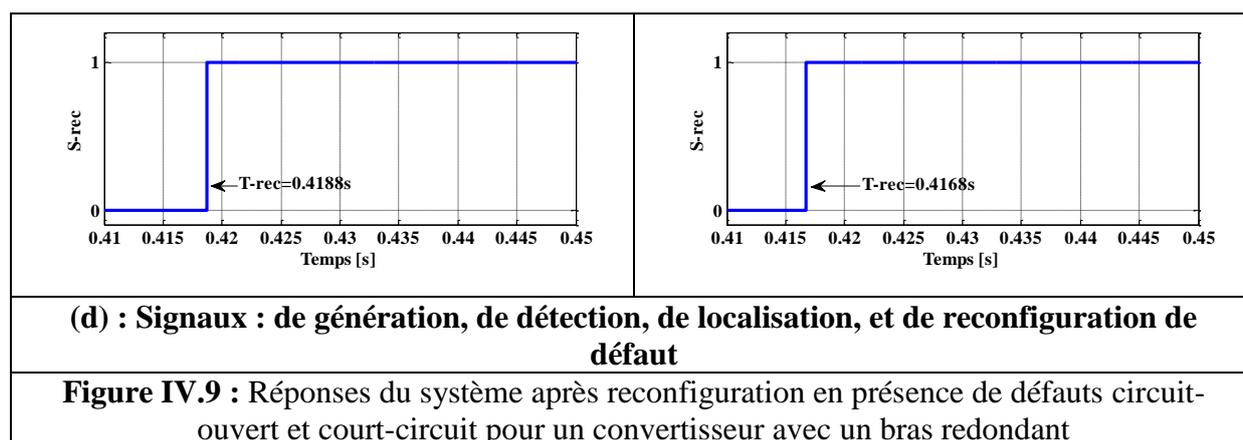
T : Temps de simulation [s]





(c) : Signaux PWM-(A, B, C)





IV.5.3.4. Interprétation

Les résultats de simulation illustrés dans la figure précédente montrent clairement les points suivants :

- Le système de diagnostic de défauts (C-O et C-C) répond quel que soit le type de défauts,
- Ce système permet la détection, la localisation et la reconfiguration de défauts onduleur pendant un temps acceptable par rapport aux exigences dynamique du système d'entraînement (la période de la reconfiguration T_{rec} doit inférieure à la période électrique de fonctionnement c'est-à-dire $T_{\text{rec}} < T_s$).
- Les grandeurs électriques et mécaniques (courants statoriques, vitesse & couple) présentent des perturbations et des dépassements en amplitudes acceptables pendant un temps maîtrisable par le système de reconfiguration.
- Les dégâts prévus à cause aux perturbations enregistrées sur le système sont limités et éliminés par le mécanisme de reconfiguration.

IV.6. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons validé par simulation la méthode de détection et de localisation de défauts onduleur. Cette méthode est basée sur le traitement des courants statoriques consommés par la machine.

Une fois le défaut détecté, il faut adapter un algorithme de commande pour d'abord protéger le système, puis le faire fonctionner le mieux possible, ainsi que diagnostiquer les défauts interrupteurs (circuit-ouvert et court-circuit) de l'onduleur.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies de reconfigurations du mode de fonctionnement d'une MAS suite à un défaut d'onduleur. En effet, chaque topologie proposée présente des avantages et des inconvénients, la différence entre eux est le prix et la taille. Mais l'objectif est le même c'est-à-dire, d'assurer la protection du système et la continuité de service.

Les résultats obtenus par voie simulation montrent bien l'efficacité et la validation des méthodes de détection et reconfiguration proposée.

Conclusion Générale

Ce manuscrit présente une étude intitulée « Détection, localisation et reconfiguration de défauts onduleur à deux niveaux appliqué dans la commande de la machine asynchrone à cage ».

L'objectif principal de ce travail est d'améliorer la disponibilité des entraînements électriques à vitesse variable, et ce en développant des algorithmes de diagnostic de défauts adaptés avec la commande pour aboutir une commande tolérante aux défauts.

Le système considéré (pour mener cette étude) est un système électrique basé sur une machine asynchrone à cage d'écureuil fonctionnant en mode moteur. Pour notre système, la machine asynchrone est alimentée à travers un réseau électrique triphasé par l'intermédiaire de deux convertisseurs statiques (AC/DC et DC/AC), le premier est un redresseur qui assure la conversion alternative-continue non réglable et le deuxième est un onduleur qui assure la conversion continue-alternative réglable en fréquence et en amplitude. Le convertisseur DC/AC est un onduleur à trois bras pour un fonctionnement sans défaut, le bras redondant ou quatrième bras est dans l'objectif d'assurer la continuité du service des entraînements électriques à vitesse variable utilisés dans des applications où la sécurité des biens et des personnes primordiale.

Deux types de défauts interrupteurs ont été considérés, les défauts circuit-ouvert et les défauts court-circuit (simple ou multiple) sur les interrupteurs d'un convertisseur statique (DC/AC).

Ce travail a été réalisé pour répondre aux exigences croissantes des industriels et des utilisateurs des machines électriques associées aux convertisseurs statiques.

Afin d'étudier les deux types de défauts énoncés ci-dessus, nous avons été amené à effectuer les étapes suivantes :

- La modélisation mathématique de la machine asynchrone
- La modélisation du convertisseur statique proposé comme variateur de vitesse,
- La validation, par simulation numérique, de l'association MAS-onduleur,
- Le développement d'une méthode basée sur le traitement des trois courants de phases pour le diagnostic de défauts convertisseurs.

La commande de l'association MAS-Onduleur (trois bras) présente des meilleures performances en fonctionnement sain (sans défaut), chose qui n'est pas toujours vérifiée. Pour cela l'utilisation des convertisseurs (DC/AC) tolérants aux défauts interrupteurs de puissance permet une meilleure sécurité aux systèmes d'entraînements.

Les résultats de simulation numérique montrent la validité de la méthode proposée pour la détection, la localisation et pour la reconfiguration des défauts convertisseurs statiques. Cette méthode est basée sur le traitement des trois courants de phases avec le calcul de la valeur moyenne et la valeur moyenne en valeur absolue de ces courants. Les meilleures performances présentées par les réponses (courants, vitesse et couple) du système montrent l'efficacité de la méthode proposée pour le diagnostic de défauts interrupteurs de puissance.

Pendant la phase reconfiguration, la dynamique du système étudié présente quelques perturbations sur les réponses (courants, vitesse et couple). Mais le mécanisme de reconfiguration maîtrise ces perturbations pendant un temps acceptable par rapport à la fréquence électrique de fonctionnement sans défaut.

En perspective de ce travail, d'autres points pourraient être envisagés pour mettre en exergue certains aspects théoriques et pratiques.

Une première étude serait de développer des algorithmes de commandes tolérantes aux défauts en temps réel des entraînements électriques à vitesse variable en tenant compte de la majorité des défauts qui peuvent survenir dans le système complet (défauts source alimentation, défauts convertisseurs statiques, défauts câblage, défauts machine, défauts capteurs et défauts commande...) tout en assurant que le diagnostic puisse être fait dans un délais très court.

L'utilisation des convertisseurs multi-niveaux (3 ou 5 niveaux pour ne pas compliquer la commande) dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable. Ce type de convertisseurs est plus robuste aux défauts interrupteurs (IGBTs). Sans compensation de défauts le système est capable de fonctionner avec des performances dégradées. Le multiple des interrupteurs pour un bras de convertisseur garantir la réduction de l'effet de défauts en comparaison avec un convertisseur classique à deux niveaux.

Enfin, il serait intéressant d'appliquer des méthodes de diagnostics de défauts pour suivre en ligne la dynamique de variation de la tension (courant) du bus continu dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable qui utilisent des convertisseurs statiques (AC/DC) réglable et (DC/AC). Ces convertisseurs (AC/DC & DC/AC) sont utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelable (éolienne, photovoltaïque,...) où la tension du bus continu (courant) doit être contrôlée.

Bibliographie

- [1] : G. Didier, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances, » Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, 29/10/2004.
- [2] : A. Aïbeche, « Commande vectorielle robuste d'une machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel, » Mémoire de Magister en génie électrique de l'Université M'hamed Bougara-Boumerdes-Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie-Laboratoire d'Automatique Appliquée-Juin 2009.
- [3] : Younes H. Gadi, « Détection de défauts dans le convertisseur à mli d'une machine asynchrone, » Mémoire Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 09/06/2014.
- [4] : M. Shahbazi, « Contribution à l'étude des convertisseurs statique AC-DC-AC Tolérants aux défauts, » Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 17/09/2012.
- [5] : C. Chevassu, G. Valentin, « Cours et problèmes machines asynchrones, » version du 21/09/2014.
- [6] : A. Hamadou, A. Nessissen, « Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil, » Mémoire fin d'étude, Université Djilali Bounaama Khemis Miliana, 2015.
- [7] : M. Kostenko, L. Piotrovski, « MACHINES ELECTRIQUES, tome II, MACHINES A COURANT ALTERNATIF, » Troisième édition MIR.MOSCOU.
- [8] : Z. Damech, B. Mokhtari, « Modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone en saturation, » Mémoire fin d'étude, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2012.
- [9] : J.-P. CARON, J.-P. HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone, » Octobre, 1995.
- [10] : S. Rezgui, « Commande des machines électriques en environnement MATLAB/ SIMULINK et Temps Réel, » Mémoire Magistère, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [11] : F. Xavier, « Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie JFET à haute fréquence de commutation, » Thèse de Doctorat, Université de Lyon, 12/06/2014.
- [12] : Michel Pinard, « Convertisseurs et électronique de puissance-Commande, description, mise en oeuvre - Applications avec Labview, » Collection : Technique et Ingénierie, Dunod, Parution : avril 2007.
- [13] : Y. Bendaha, « Polycopié de travaux pratiques électronique de puissance avec Power Sim, » Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Février 2016.
- [14] : Ch. Le Chevalier, « Analyse fonctionnelle des convertisseurs statiques en vue de la conception, » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 30/11/1998.
- [15] : Jean-Luc Fock Sui Too, « Caractérisation et modélisation de composants IGBT et diode PIN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques, » Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 21/04/2010.

- [16] : A. Boukaroura, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph, » Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif, 02/12/2009.
- [17] : B. Farid, « Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone, » Mémoire Magistère, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2006.
- [18] : L. Lamia, « Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique, » Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [19] : O. Messouci, « Commande sans capteur d'une machine asynchrone à cage: Application sur la plateforme temps réel NI CompactRIO cRIO 9022, » Mémoire de Magister, 2015.
- [20] : A. Khlaief, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), » Thèse de Doctorat, Université D'Aix-Marseille, 10/07/2012.
- [21] : Jean-Claude Trigeassou, « Diagnostic des machines électriques,» Collection : Traité EGEM Série Génie électrique, Editeur : HERMÈS / LAVOISIER paru le : 05/2011
- [22] : Sh. Mohammad Ali, « Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts - régulateur de courant non linéaire à large bande passant, » Thèse de Doctorat, 2007.
- [23] : A. Aboubou, M. Sahraoui, S. Zouzou, N. Harid, R. Hubert, A. Rezzoug, « Comparaison de trois techniques dédiées au diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage, » Université Med KHIDER, Biskra, Algérie.
- [24] : I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. El Khil, N. M. Bellaaj, and A. J. M. Cardoso, « Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of PMSG drives for wind turbine systems, » IEEE Transaction on Power Electronics., vol. 30, no. 5, pp. 2689–2702, May. 2015.
- [25] : A. Aibeche, M. Kidouche, « Sensor Fault Detection, Localization and System Reconfiguration with a Sliding Mode Observer and Adaptive Threshold of PMSM Drives, » Journal of Power Electronics. ISSN 1598-2092, Vol. 16, No. 3, Mai 2016.
- [26] : A. Aibeche, M. Kidouche, H. Akroum and S. Grouni, « Experimental Sensorless Speed and Stator Flux Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor drives using dSPACE DS1104, » Energy Technologies Conference-ENTECH'14, 22-24 December 2014, Istanbul, Turkey.
- [27] : H. Akroum, M. Kidouche, A. Aibeche, « Scalar Control of Induction Motor Drives Using dSPACE DS1104, » Recent Advances in Systems, Control and Informatics, Proceedings of the 2013 International Conference on Systems, Control and Informatics-SCI 2013. ISBN: 978-1-61804-206-4, pp. 322-327, Oct. 2013. www.inase.org/library/2013/venice/SCI.pdf
- [28] : J. O. Estima, « Development and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Fully Integrated Inverter Fault-Tolerant Capabilities, » Thèse de doctorat, Faculty of Sciences and Technology of the University of Coimbra 2012.
- [29] : N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, « A Voltage-Based Approach Without Extra Hardware for Open-Circuit Fault Diagnosis in Closed-Loop PWM AC Regenerative Drives, » IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 9, pp. 4960-4970, September. 2014.
- [30] : A. Aibeche, « Analyse et Diagnostic de Puissance Appliqués dans la Commande Sans Capteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), » Thèse de doctorat de l'Université M'hamed

Bougara-Boumerdes-Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie-Laboratoire d'Automatique Appliquée-juin 2016.

[31] : J. O. Estima and Antonio J. Marques Cardoso, « A New Approach for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage-Source Inverters, » IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 47, NO. 6, pp. 2487-2494, November/December 2011.

[32] : A. Aibeche, M. Kidouche, H. Akroum and S. Grouni, « Detection and Identification of Faults in Power Transformer Using Park's Vectors and Symmetrical Component Approach, » International Conference on Energy Systems "ICES'15", 23-25 December 2015, Yildiz Technical University, Istanbul, Turkey.

[33] : A. Aibeche, M. Kidouche, H. Akroum and S. Grouni, « Robust Method for Single Open Phase and Sensor Faults Detection and Isolated in PMSM, » International Conference on Advances in Mechanical Engineering-ICAME'15, 13-15 May 2015, Yildiz Technical University, Istanbul, Turkey.

[34] : H. AKROUM, « Contribution à la Commande en Temps Réel d'un Moteur Asynchrone avec Réduction de la Tension de Mode Commun et du Rayonnement Electromagnétique, » Thèse de doctorat, Université M'hamed Bougara-Boumerdes 2014.

[35] : J. Xavier, "Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse," École Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes » 2010.

Paramètres de la machine asynchrone

Les paramètres nominaux de la machine asynchrone 03 Kw.

Machine asynchrone à cage						
Réf	VAV 30					
Masse	28 Kg					
Largeur	216 mm					
Hauteur	380 mm					
<hr/>						
Montage	V [V]	I [A]	Cos(ϕ)	f_s [Hz]	Vitesse [tr/min]	P [Kw]
Etoile	400	6.6	0.79	50	1420	3
Triangle	230	11.9	0.84	50	1420	3

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone étudiée.

Paramètres	Valeurs
R_s	1.9733 Ω
R_r	1.7810 Ω
L_s	0.2406 H
L_r	0.2406 H
L_m	0.2303 H
R_{fer}	405.7680 Ω
J	0.0408 Kg m^2
f_v	0.00305 Kg m^2/s

Remarque : La machine présentée ci-dessus c'est une machine réelle installée dans le Laboratoire d'Automatique Appliquée (LAA) de la FHC de Boumerdes.

Les paramètres électriques et mécaniques de cette machine ont été déterminés expérimentalement par des essais au niveau du laboratoire.