

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° :



DOMAINE : Génie électrique
FILIERE : Electrotechnique
OPTION : Commande des machines
tournantes

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master

Intitulé

Titre : Détection de défaut sur un système onduleur triphasé par l'analyse des courants

Présenté par :

- **ARABA TARIQ ZYAD**
- **KHADRAOUI AISSA**

Soutenu devant le jury composé de :

DEFDAF Mabrouk	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
RAHALI Hilal	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
CHERIF Bilal Djamel	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021/ 2022

Dédicaces

*J'ai l'honneur de dédier ce modeste travail à
Ma chère mère qui m'a tout offert, à celle qui a tout fait pour ma
réussite...*

*Mon cher père, la lumière qui m'a toujours guidé vers le bon chemin ...
Mes frères (Nadjib et djawad) pour leur soutien moral et leur précieuse
aident*

Et aussi un salut spécial à mon ami Dilmi Mustapha

Tariq Zyad

*A mes très chers parents, source de vie, d'amour et d'affection
A mes chers frères et leurs enfants, source de joie et de bonheur
A toute ma famille, source d'espoir et de motivation*

*A tous mes amis
A vous cher lecteur*

Khadraoui Aïssa

Remerciements

Mes vifs remerciements s'adressent d'abord à mon encadreur, pour son aide et ses conseils précieux durant toute la période de travail.

Je tiens à remercier aussi ma famille qui a été toujours à mes côtés, m'a soutenu et encouragé

Mes sincères remerciements vont à mes enseignants de département.

Tariq Zyad

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma reconnaissance.

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude à l'encadreur de ce mémoire, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Je désire aussi remercier les professeurs du département génie électrique, qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

Khadraoui Aïssa

Résumé

Résumé :

Le domaine d'utilisation de l'onduleur est très large, souvent dans le domaine industriel, notamment pour l'alimentation des moteurs électriques. Et comme on le sait, le domaine industriel a besoin de continuité, et chaque défaut de l'équipement utilisé peut entraîner un retard dans le processus de travail et par conséquent des pertes économique. Par conséquent, dans cette mémoire, nous avons étudié comment détecter le défaut dans le système onduleur, dans le premier chapitre, nous avons abordé la définition des défauts possibles dans l'onduleur, ainsi que les méthodes et techniques les plus utilisées pour détecter les défauts, puis nous avons étudié les équations mathématiques et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone ainsi que de l'onduleur, puis nous avons simulé le fonctionnement du moteur avec l'onduleur sinus triangulaire, dans le troisième chapitre, ont appliqués le défauts de circuit ouvert dans les interrupteur de l'onduleur et nous avons vu son effet sur le fonctionnement du moteur dans les résultats de la simulation, puis nous avons appliqué le vecteur de Park et les coordonnées polaires pour détecter l'interrupteur qui en défaut, et ainsi accélérer le diagnostic et la détection du défaut.

Abstract:

The field of use of the inverter is very wide, often in the industrial field, in particular for the supply of electric motors. And as we know, the industrial field needs continuity, and each defect in the equipment used can lead to a delay in the work process and, consequently, economic losses. Therefore, in this memory we studied how to detect the fault in the inverter system, in the first chapter we discussed the definition of the possible faults in the inverter, as well as the most used methods and techniques to detect the faults, then we studied the mathematical equations and the principle of operation of the asynchronous motor as well as the inverter, then we simulated the operation of the motor with the triangular sine inverter, in the third chapter, applied the open circuit faults in the switches of the inverter and we saw its effect on the operation of the motor in the results of the simulation, then we applied the Park vector and the polar coordinates to detect the switch which is faulty, and thus speed up the fault diagnosis and detection.

ملخص :

مجال استعمالات العاكس واسعة جدا غالبا ما تكون في المجال الصناعي، وبالخصوص لتغذية المحركات الكهربائية وكما هو معلوم فالمجال الصناعي يحتاج الاستمرارية وكل عطب في الاجهزة المستعملة قد يؤدي الى تأخير في سيرورة العمل وبالتالي خسائر مادية، لذلك قمنا في هذه المذكرة بدراسة لكيفية تحديد العطب في العاكس و تطرقنا في الفصل الأول الى التعريف بالأخطاء المحتملة في العاكس وكذلك الطرق والتقنيات الأكثر استعمالا في تحديد الأعطال ثم قمنا بدراسة المعادلات الرياضية ومبدأ عمل المحرك اللازامني وكذلك العاكس ثم قمنا بعمل محاكاة لتشغيل المحرك بالعاكس الجيبي المثلي. في الفصل الثالث تم تطبيق عطب دائرة مفتوحة في فواطع العاكس ورأينا تأثيره على عمل المحرك في نتائج المحاكاة ثم طبقنا شعاع بارك والاحداثيات القطبية لتحديد القاطعة المتضررة وبالتالي سرعة في التشخيص والكشف عن العطب.

Mots clés : défaut, Park, onduleur, machine asynchrone, circuit ouvert

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des Figures.....	iii
Liste des Tableaux.....	v
Glossaire.....	vii
Nomenclature	viii
Introduction générale	2
Chapitre I. Etat de l'art détection des défauts dans un systeme onduleurs	4
I.1 Introduction	4
I.2 Les Défauts dans les onduleurs	4
I.3 Méthodes de diagnostic et classification	5
I.3.1 Approche à base de redondance analytique.....	6
I.3.2 Approche à base de redondance matérielle	6
I.3.3 Approche modèle	7
I.3.4 Approche signal	7
I.4 Les techniques de la detection des defauts dans les onduleurs.....	8
I.4.1 La detection par la trajectoire des courants 3D.....	26
I.4.2 La detection par le vecteur de Park.....	10
I.4.3 Technique de l'analyse des composants principaux	12
I.4.4 Technique de détection par la valeur moyenne(MV)	14
I.4.4.1 L'observation de défaut dans un onduleur.....	14
I.4.4.2 Principe de la technique.....	15
I.4.5 La detection par l'analyse statistique de courant	16
I.4.5.1 Detection des defauts en utilisant les moments statistique	16
I.4.5.2 Detection des defauts en utilisant le cusum algorithm	17
I.4.6 La detection par lintelligence artificiel.....	18
I.4.6.1 Avec le réseau neuronal artificiel	19
I.4.6.2 Avec l'apprentissage automatique	21
I.5 Conclusion	24
Chapitre II. Modélisation de la chaine d'entrainement onduleur machine	25
II.1 Introduction.....	26
II.2 Machine asynchrone	26
II.2.1 Model mathematique de la MAS	27
II.2.2 Equation en triphasé.....	28
II.2.2.1 Le flux pour les phases 'abc' du stator.....	28
II.2.2.2 Le flux pour les phases 'abc' du rotor.....	28
II.2.2.3 L'équation de la tension du stator	29
II.2.2.4 L'équation de la tension du rotor	29
II.2.2.5 L'équation magnétique	30
II.2.2.6 L'équation mécanique.....	30
II.2.2.7 L'équation du mouvement	30
II.2.3 Transformation de Park.....	31
II.2.4 Simulation de la machine asynchrone.....	32

II.2.4.1	Les resultats de simulation.....	33
II.3	L'onduleur	34
II.3.1	Modèle mathématique de l'onduleur de tension.....	35
II.3.2	Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones	37
II.3.2.1	Onduleur de courant.....	37
II.3.2.2	Onduleur de tension	38
II.4	L'alimentation de la machine par onduleur.....	40
II.4.1	les differents technique de commande d'onduleur	40
II.4.1.1	commande pleine onde.....	40
II.4.1.2	Commande décalée	41
II.4.1.3	Commande à l'argeur d'impulsion (MLI).....	43
II.4.2	Simulation de l'onduleur MLI sinus triangulaire	44
II.4.2.1	Les résultats de simulation.....	44
II.4.3	Simulation de l'association machine-onduleur	45
II.4.3.1	Les résultats de simulation	46
II.5	Conclusion.....	47
Chapitre III. Detection du défaut et l'analyse des courants d'une systeme onduleur triphasé		49
III.1	Introduction.....	49
III.2	Détection et identification du défaut.....	49
III.2.1	Defaut de circuit ouvert	49
III.2.2	Validation par simulation.....	49
III.2.2.1	Cas sain (Sans Défaut).....	50
III.2.2.2	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr11	51
III.2.2.3	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr12.....	52
III.2.2.4	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr21	53
III.2.2.5	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr22.....	54
III.2.2.6	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr31	55
III.2.2.7	Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr32.....	56
III.2.2.8	Discussion	57
III.3	Application de la méthode classique de détection et localisation défaut circuit-ouvert	57
III.3.1	Méthode basée sur la trajectoire de Park.....	57
III.3.2	La méthode basée sur les coordonnées polar	63
III.3	Conclusion.....	65
Conclusion générale		66
Références bibliographiques		68
Annexe	: Annexe 1	Erreur ! Signet non défini.

Liste desFigures

Figure (I.01) : Répartition des défauts en % dans un convertisseur statique.....	08
Figure (I.02) : Classification des méthodes de diagnostic des défauts	09
Figure. (I.03) : Courants triphasés dans le plan bidimensionnel.....	12
Figure. (I.04) : Courants triphasés dans l'espace 3D.....	12
Figure (I.05) : Courant 3D d'onduleur trajectoire vectorielle spatiale pour défaut dans les transistors T1 à T6	Erreur ! Signet non défini.
Figure. (I.06) : Formes idéales de l'angle de défaut de bras θ_1	14
Figure. (I.07) : Interprétation géométrique de l'Analyse en Composantes Principales	16
Figure. (I.08) : Méthodologie de détection des défauts de l'onduleur de source de tension triphasée	17
Figure. (I.09) : la forme d'onde du courant lorsque S1 a un défaut (c-o) ..	Erreur ! Signet non défini.
Figure (I.10) : la forme d'onde du courant lorsque S1&S3 a un défaut (c-o)	17
Figure (I.11) : la forme d'onde du courant lorsque S1&S6 a un défaut (c-o)	17
Figure. (I.12) : Courant moyen triphasé pour condition de défaut S1&S4 (c-o)	1Erreur ! Signet non défini.
Figure(I.13) : Organigramme de diagnostic de panne	Erreur ! Signet non défini.
Figure(I.14) : Exemple de détection par les quatre premiers moments statistiques du courant circulant dans la phase A	20
Figure(I.15) : La détection du défaut de 100 μ s en utilisant le CUSUM moyenne et variance sur le kurtosis	21
Figure(I.16) : Graphique de (a) coefficient de corrélation (b) erreur quadratique moyenne (c) nombre d'itérations (d) temps d'entraînement par rapport au nombre de neurones dans la couche cachée	22
Figure(I.17) : Architecture RNA proposée	22
Figure (I.18): Réponse RNA pour la variation des paramètres dans le CHB-MLI à 7 niveaux pour (a) la valeur de crête du fondamental (b) le THD (c) la valeur moyenne.....	23
Figure (I.19): Réponse RNA pour la variation des paramètres dans le CHB-MLI à 9 niveaux pour (a) la valeur de crête du fondamental (b) le THD (c) la valeur moyenne.....	24
Figure (I.20): Organigramme de la méthode de diagnostic proposée.....	26
Figure (II.01) : Moteur à induction symétrique triphasé.....	30
Figure (II.02) : Rotation du système abc vers le système dq.....	34
Figure (II.03) : Simulation de la machine asynchrone.....	36
Figure (II.04) : Schéma de principe de l'onduleur.....	38
Figure (II.05) : Schémas de principe de l'onduleur triphasé (3 ϕ) et des formes d'onde de tension de sortie	39
Figure (II.06) : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé	39

Figure (II.07) : Onduleur de source de courant TCG MLI	42
Figure (II.08) : Onduleur demi-pont monophasé.....	43
Figure (II.09) : Onduleur demi-pont monophasé.....	43
Figure (II.10) : onduleur de source de tension triphasée	44
Figure (II.11) : formes d'onde de tension de sortie en commande plein onde.....	44
Figure (II.12) : formes d'onde de tension de sortie en commande décalée.....	45
Figure (II.13) : le spectre obtenu en commande décalée	46
Figure (I.15) : schéma de simulation de l'onduleur MLI sinus triangulaire.....	47
Figure (I.16) : L'alimentation de la machine asynchrone par onduleur mli sinus triangulaire	50
Figure(III.01) : Résultats de simulation cas sain (sans défaut).....	54
Figure(III.02) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr11 .	55
Figure(III.03) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr12	56
Figure(III.04) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr21	57
Figure(III.05) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr22	58
Figure(III.06) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr31	59
Figure(III.07) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr32	60
Figure (III.08) : Courant triphasé dans le cas d'un défaut circuit ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).....	63
Figure (III.09) : Courant triphasé dans le cas d'un défaut circuit ouvert de chaque IGBT (Résultat simulation).....	64
Figure (III.10) : Trajectoire de l'état sain et l'état de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).....	65
Figure (III.11) : Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation) .	68

Liste des Tableaux

Tableau (I.01) : Position de courant du vecteur en fonction de θ_1	15
Tableau (III.01) : Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert d'un bras et chaque IGBT...36	
Tableau (III.02) : Vecteur de courant et l'angle exact θ_{ico} de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.....	67
Figure (III.12) : Vecteur de courant de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).	68

Glossaire

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Transistors à effet de champ à semi-conducteur en oxyde de métal
DC-CC	Direct curent-courant continu
OST	Onduleur source de tension
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
AC-CA	Alternative curent-Courant alternative
PCA	L'analyse des composants principaux
DSP	Processeur de signal numérique
FPGA	circuit prédiffusé programmable
CUSUM	cumulative SUM
RNA	Réseau neuronal artificiel
THD	Distorsion harmonique totale
CHBMLI	Onduleur multi niveau à pont-H en cascade
HVDC	Courant continu haute tension
TCG	Thyristors commutés par gâchette
OSC	Onduleur source de courant
RSC	Redresseur source de courant
MAS	Machine asynchrone

Nomenclature

$i_{a,b,c}$	courants triphasés
R	Le rayon de cercle centré
$C_{ma,b,c}$	le centre de masse a ou b ou c
$P_{ia,b,c}$	La projection dans l'axe correspondant à la phase en défaut
π	valeur d'angle différente
i_k	Est l'intensité du courant de la phase en défaut
i_{ds}, i_{qs}	le vecteur courant dans le repère d-q
S	la matrice de corrélation
E	la valeur propre respective
σ^2	la variance et mesure la dispersion au sein de la distribution
μ	la valeur moyenne et représente le centre de la distribution
Skw	le skewness qui mesure la dissymétrie de la distribution
Kur	le Kurtosis qui mesure l'aplatissement de la distribution
S_k	la somme des statistiques
ϕ_{as}	Flux Pour la phase de stator
ϕ_{ar}	Flux Pour la phase de rotor
L_s	Matrice d'inductance statorique.
L_r	Matrice d'inductance rotorique.
M_{sr}	Matrice de d'inductance mutuelle statorique.
M_{rs}	Matrice d'inductance mutuelle rotorique.
L_s	Matrice d'inductance statorique
L_r	Matrice d'inductance rotorique
M_{sr}	Matrice d'inductance mutuelle statorique
M_{rs}	Matrice d'inductance mutuelle rotorique
ϕ_s	Vecteur de flux statorique

ϕ_r	Vecteur de flux rotorique
L_{cs}	Inductance cyclique propre du stator
L_{cr}	Inductance cyclique propre du rotor
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
μ	Angle entre les axes magnétiques des phases
U_s	Vecteur de tension statorique
U_r	Vecteur de tension rotorique
I_s	Vecteur de courant statorique
I_r	Vecteur de courant rotorique
C_r	Couple de charge
J	Moment d'inertie de toutes les parties tournantes par rapport à l'arbre moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
i_d	Représente l'axe direct
M	valeur maximale de l'inductance mutuelle
C_e	couple électromagnétique
$\dot{\Omega}$	mécanique de la vitesse
$R(\theta)$	La matrice de rotation
I_r	Vecteur de courant rotorique
p	Nombre de Pôles
V_{abcn}	les tensions de branche de sortie de l'onduleur
S_{123}	désignent les états des interrupteurs des phases
K	commander alternativement la fermeture des interrupteurs

Introduction générale

Introduction générale

L'utilisation de l'onduleur est largement utilisé dans les systèmes industriels, aérospatiaux, de traction, résidentiels, etc... modernes et les centrales électriques à l'heure actuelle. Le moteur asynchrone est le type de moteur le plus applicable dans les variateurs de fréquence à vitesse variable. Par conséquent, la fiabilité de l'onduleur alimentant un moteur à induction est d'une grande importance. Pour maintenir la fiabilité de l'onduleur à un niveau élevé, des diagnostics de pannes sont nécessaires pour permettre un arrêt contrôlé afin de réduire à la fois le temps d'arrêt et les dommages à l'équipement, et pour permettre la planification de la maintenance préventive[15].

C'est pour sa dans ce mémoire nous avons abordé a la détection de défaut dans système onduleur (machine asynchrone entraîné par onduleur) et nous avons divisé ce travail en trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous avons discuté généralement aux les types des défauts dans l'onduleur et la classification des méthodes de détection des défauts puis les techniques utilisé pour la détection.

Dans le deuxième chapitre nous avons détaillé à l'onduleur et la machine asynchrone puis la modélisation de ces derniers et nous avons simulé grâce a Simulink la chaine d'entraînement machin-onduleur.

Dernièrement la troisième chapitre contient la simulation d'onduleur-machine est l'application de défaut type circuit-ouvert de chaque interrupteur (type IGBT) est nous avons observez l'effet sur les performances de la machine puis nous avons appliqué la détection par la technique de la trajectoire de Park et nous avons vu comment cette dernier détecter le défaut.

Chapitre I. Etat de l'art détection des défauts dans système onduleur

Chapitre I. Etat de l'art detection des defauts dans système onduleur

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous couvrirons trois parties. La première partie présente les types de défauts possibles dans l'onduleur et la deuxième partie les méthodes de diagnostic et de classification. Il existe quatre méthodes, l'approche par redondance analytique, l'approche par redondance matérielle, l'approche par modèle et l'approche par signal.

Dans la troisième partie, nous détaillons les techniques les plus couramment utilisées pour détecter les défauts de l'onduleur.

I.2 Les Défauts dans les onduleurs :

Les types de défauts de l'onduleur peuvent être classés comme :

- Circuit ouvert de l'interrupteur commandé.
- Court-circuit dans l'interrupteur.
- Court-circuit entre phases à la sortie de l'onduleur.
- Court-circuit entre la ligne et la terre à la sortie de l'onduleur.
- Court-circuit de la transmission DC.
- Défaut à la terre sur la transmission DC.

Les défauts de court-circuit à la sortie de l'onduleur se produisent sous forme de court-circuit aux bornes de la machine et ainsi le système de protection active le disjoncteur mais échoue souvent à définir les défauts dans les interrupteurs à semi-conducteurs de puissance (IGBT). En conséquence, les défauts se trouvent dans les IGBT qui sont le circuit ouvert de commande de grille de commutation et le court-circuit de commutation.

Différentes configurations sont étudiées en surveillant la tension et le courant de sortie de l'onduleur. La configuration des défauts dans les interrupteurs de l'onduleur est sélectionnée comme:

1. Défauts de circuit ouvert dans :
 - a. Un interrupteur (supérieur ou inférieur)
 - b. Deux interrupteurs pour différentes phases (même côté de la transmission cc)

- c. Deux commutateurs pour différentes phases (différents côtés de la transmission cc)
2. Défauts de court-circuit dans :
- a. Un interrupteur (supérieur ou inférieur)
 - b. Deux interrupteurs pour différentes phases (même côté de la transmission cc)
 - c. Deux commutateurs pour différentes phases (différents côtés de la transmission cc)
- [15].

La figure (II.01) montre la répartition des défauts en % dans un onduleur :

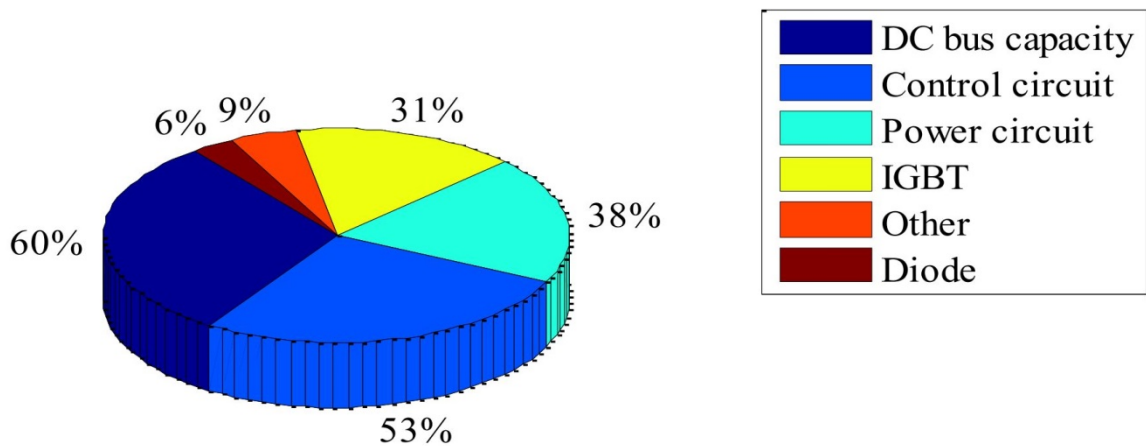


Figure (I.01) : Répartition des défauts en % dans un convertisseur statique[21].

I.3 Méthodes de diagnostic et classification :

Comme nous avons mentionné les types des défauts précédemment, grâce aux développements rapides de l'électronique, de la technique informatique et de la technologie de l'information, les processus industriels modernes deviennent de plus en plus complexes. Ainsi, les problèmes de sécurité et de fiabilité révèlent une importance considérable vu que la présence d'une défaillance peut entraîner des conséquences désastreuses. Ainsi, il est indispensable de faire appel à des techniques de surveillances modernes combinant le diagnostic et la correction des défauts afin d'améliorer la sécurité et la fiabilité des processus, de minimiser les coûts de maintenance et de protéger l'installation dans les états critiques. De nombreuses techniques ont été proposées au cours des dernières décennies pour le diagnostic des défauts. La plupart d'entre elles peuvent être classées en quatre principales catégories (figure I.02) : les méthodes basées sur la redondance matérielle et la redondance analytique, les méthodes basées sur l'approche signal et les méthodes basées sur l'approche modèle [23].

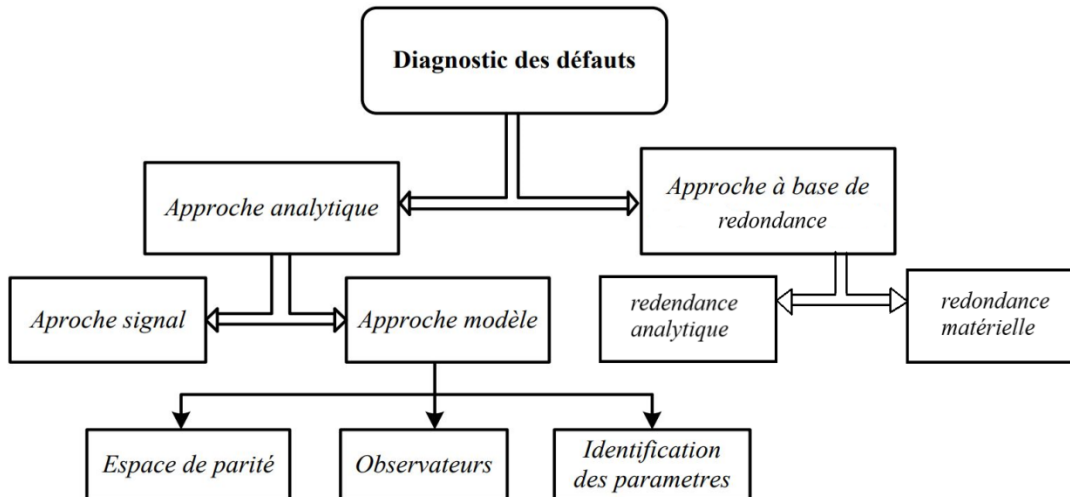


Figure (I.02) : Classification des méthodes de diagnostic des défauts[23][24].

I.3.1 Approche à base de redondance analytique :

Est de proposer une méthode générale de détection d'erreurs concurrentes applicable à tous les systèmes numérique linéaire utilisant uniquement les connexions disponibles (pas nécessairement les variables d'état).

Pour réaliser la mission de détection d'erreur simultanée, la méthode proposée ne traite que les variables mesurables disponibles, par ex. entrées externes, sorties externes et certaines variables d'état internes accessibles (mesurables).

Le point de départ de cette technique est la redondance analytique décrivant la relation entre les historiques des entrées et des sorties du système. Ainsi, la redondance analytique constitue la base de la génération résiduelle qui sert d'indicateur d'erreur en présence de défauts dans le système.

Lorsque la sortie fonctionnelle est utilisée en tant que connexion physique disponible, la mise en œuvre du circuit de détection d'erreur simultanée peut nécessiter une surcharge matérielle importante.

L'utilisation de points d'accès de test supplémentaires réduit considérablement le coût matériel du circuit de détection de défauts simultanés. Une insertion de point test supplémentaire en reliant certaines variables internes réduit généralement l'ordre de la relation de redondance. Par conséquent, le nombre de fois le retard requis dans le schéma de détection est minimisé. Par conséquent, le nombre d'opérations de mémorisation, de multiplication et d'addition est également minimisé et le surcoût matériel est optimisé[24].

I.3.2 Approche à base de redondance matérielle :

Le concept de cette approche consiste à reconstruire un second processus redondant en utilisant les composants matériels utilisés pour le processus principal concerné par le

diagnostic. La détection et l'identification des défauts peuvent être obtenues à partir d'une comparaison continue entre les deux sorties du processus à surveiller et de son correspondant redondant. Cette approche permet une meilleure fiabilité et peut ainsi être appliquée dans des applications dont la sécurité est fortement indispensable. Cependant, les coûts économiquement élevés des composants matériels redondants limitent leurs applications [23].

I.3.3 Approche modèle :

Le principe de la détection de défauts par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts.

Trois grandes approches de génération de résidus se sont développées:

- Approche à base d'observateurs,
- Approche par projection dans l'espace de parité,
- Approche par estimation paramétrique[25].

I.3.4 Approche signal :

Le principe de la détection des défauts par une approche signal repose sur l'existence, en cas de défaut, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, établis analytiquement, où à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de signal, à extraire ces signatures, permettant ainsi de confirmer la présence d'un défaut dans les machines asynchrones. Parmi les méthodes appartiennent à cette approche, on peut citer :

- Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques
- Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite
- Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites
- Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique
- Diagnostic par l'analyse du courant statorique

- Diagnostic par l'analyse du vecteur de Park
- Diagnostic par l'analyse du module du vecteur de Park
- Diagnostic par l'analyse des puissances instantanées[25].

I.4 Lestechniques de la détection dans les onduleurs :

La détection d'éventuels défauts dans la structure OST revêt une importance particulière. L'une des pannes les plus courantes qui se produisent dans l'OST est l'ouverture du circuit des interrupteurs d'alimentation.

Divers modèles ont été introduits pour générer les signaux de commande de ces commutateurs, dont MLI est le modèle le plus couramment utilisé. Un défaut de circuit ouvert dans les commutateurs affectera la fonction de conversion CC-CA du convertisseur et déformera la forme d'onde de sortie. Différentes méthodes sont présentées pour détecter les défauts et déterminer les commutateurs défectueux dans l'OST[16].

I.4.1 La détection par la trajectoire des courants 3D :

La méthode est basée sur la représentation 3D des courants triphasés, en utilisant cette représentation, il est possible d'obtenir un modèle typique pour chaque type de défaut.

En fonctionnement normal les courants triphasés seront équilibrés et sinusoïdaux selon (I.01). Ces courants peuvent être représentés dans le plan bidimensionnel classique où dans l'un des axes nous avons le domaine temporel et dans l'autre axe il y a l'amplitude des courants. Cependant, ces courants peuvent être représentés dans un espace 3D où les trois axes sont des courants i_a , i_b et i_c . La Figure(I.03) montre la représentation classique des courants triphasés dans le plan bidimensionnel. La Figure (I.04) montre la représentation 3D des courants triphasés. A partir de cette figure, il est possible de vérifier que pour des courants triphasés équilibrés et sinusoïdaux, on obtiendra un cercle centré à l'origine des coordonnées (I.02), où R désigne son rayon[17].

$$\begin{cases} i_a(t) = I_{max} \sin(\omega t - \theta) \\ i_b(t) = I_{max} \sin(\omega t - \theta - 2\pi/3) \\ i_c(t) = I_{max} \sin(\omega t - \theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I.01)$$

$$i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 = R^2 \quad (I.02)$$

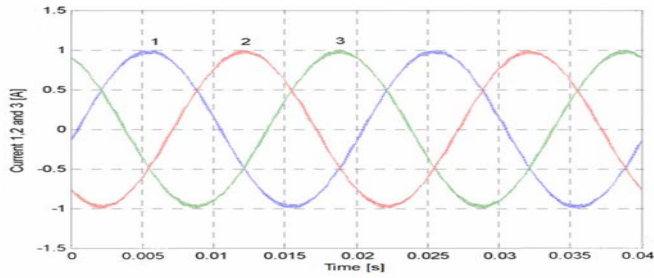


Figure. (I.03) : Courants triphasés dans le plan bidimensionnel.

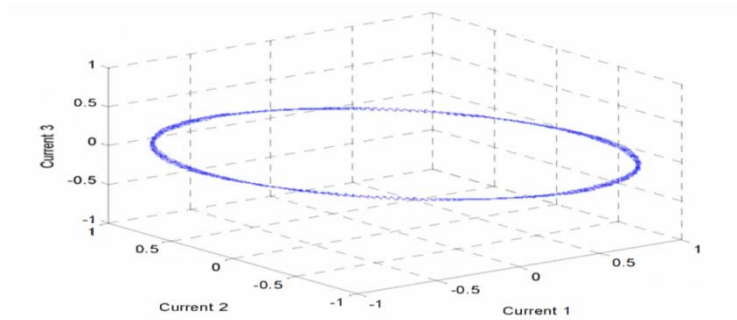


Figure. (I.04) : Courants triphasés dans l'espace 3D[17].

L'onduleur de source de tension avec un défaut de transistor ouvert est détecté par une distorsion dans le cercle. Dans ce cas, la trajectoire du vecteur spatial courant 3D devient un demi-cercle. L'orientation principale du demi-cercle est associée à la phase défectueuse. La figure (I.05) montre les Courants triphasés dans l'espace 3D d'un défaut de transistor ouvert lié à un commutateur particulier.

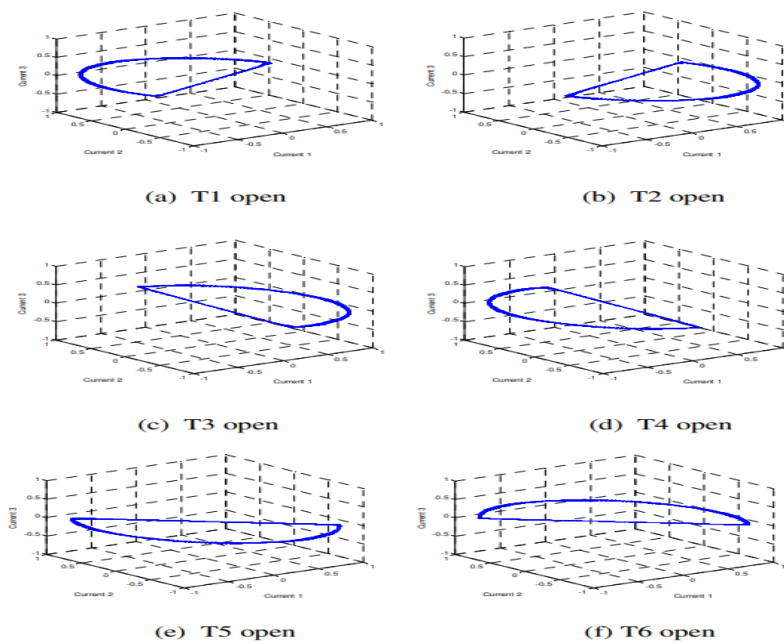


Figure (I.05) : Courant

3D d'onduleur trajectoire vectorielle spatiale pour défaut dans les transistors T1 à T6[18].

Puisqu'il existe un modèle typique pour chaque défaut de transistor ouvert, une approche de reconnaissance de modèle a été utilisée. Cette approche est divisée en étapes principales. Tout d'abord, on obtient le centre de masse de la trajectoire du vecteur spatial courant 3D. Ensuite, il est analysé la symétrie de la projection de l'image autour du centre de masse. Ainsi, le centre de masse est obtenu en considérant (I.03) (I.04) et (I.05), où N est le nombre d'échantillons prélevés pendant une période des courants statoriques.

$$C_{ma} = \frac{\sum_{n=1}^N i_{an}}{N} \text{(I.03)}$$

$$C_{mb} = \frac{\sum_{n=1}^N i_{bn}}{N} \text{(I.04)}$$

$$C_{mc} = \frac{\sum_{n=1}^N i_{cn}}{N} \text{(I.05)}$$

Après avoir calculé les coordonnées du centre de masse, selon la valeur de coordonnée la plus élevée, le plan image correspondant est utilisée. Par exemple, si le défaut est dans la phase a, alors la valeur de coordonnée la plus élevée est dans l'axe i_a et elle est analysée dans le plan image i_a .

Dans le plan image est calculée la projection 1D dans l'axe i_a . La projection dans l'axe correspondant à la phase en défaut est déterminée par l'équation (I.06).

$$P_{ia}(i_k) = n_k \quad \text{(I.06)}$$

i_k Est l'intensité du courant de la phase en défaut et n_k est le nombre de valeurs dont la valeur d'intensité est i_k pendant une période du signal.

Dans les projections vectorielles obtenues, il est toujours présent le nombre d'occurrences correspondant à la coordonnée du centre de masse. Si la position du numéro d'occurrence correspondant au centre de masse est au milieu de la projection vectorielle, il n'y a pas de défaut. Dans ce cas il existe une symétrie des valeurs courantes autour du centre de masse. Sinon, s'il y a beaucoup plus de valeurs d'intensité de courant d'un côté de la position du centre de masse, il y a un défaut. Dans ce cas, le nombre d'occurrences d'intensité est plus élevé d'un côté du centre de masse provoquant une asymétrie dans la projection[18].

I.4.2 La détection par le vecteur de Park :

Dans des conditions normales, les formes d'onde des courants sont des ondes cosinus symétriques. Lorsqu'un dispositif d'alimentation se produit en panne, le courant de phase correspondant n'est plus symétrique en raison d'une distorsion ou d'un défaut de phase. Par conséquent, la valeur moyenne du courant de phase par cycle variera considérablement par rapport à la normale. Sur cette base, de nombreuses recherches existantes pour diagnostiquer les ouvertures, le circuit utilise la valeur moyenne du courant. Cependant, la méthode d'utilisation directe de la moyenne du courant est moins robuste, car le courant transitoire

généralisé dans le processus transitoire sera relativement important, ce qui est sujet aux fausses alarmes.

La normalisation est utilisée pour surmonter l'inconvénient, le module vectoriel de Park est utilisé comme variable de normalisation. La composante du vecteur Park, i_d et i_q , peut être calculée comme suit [19]:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{2}{3} i_{as} - \frac{1}{3} i_{bs} - \frac{1}{3} i_{cs} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{bs} - i_{cs}) \end{cases} \quad (I.07)$$

Sa pente est utilisée pour identifier le bras qui en défaut. Comme mentionné ci-dessus, l'extraction d'informations de tous les bras en défaut peut être obtenue à partir de l'angle entre le vecteur courant et le repère d-q en utilisant l'équation suivante :

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right) \quad (I.08)$$

θ_1 Est l'angle de défaut du bras de l'onduleur.

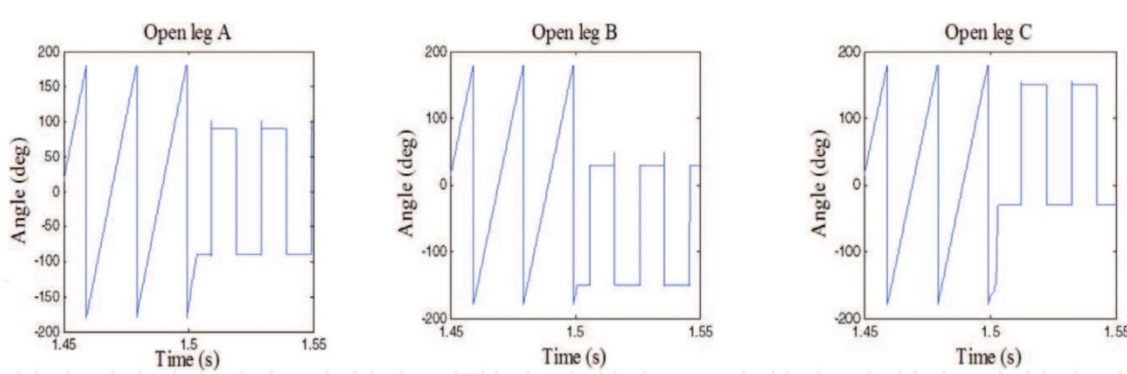


Figure. (I.06) :Formes idéales de l'angle de défaut de bras θ_1

La figure (I.06) représente l'angle de bras en défaut lors de l'application d'un défaut de circuit ouvert à $t = 1,5$ s. En référence à la figure (I.06), l'angle de défaut de bras θ_1 est utilisé pour identifier le bras défectueux de l'onduleur.

Dans le cas d'un onduleur sain, les valeurs d'angle sont toujours π ou $-\pi$. Toute valeur d'angle différente de π ou $-\pi$ est donc considérée comme une indication confirmant la présence d'un défaut. Les différents bras d'onduleur défaillant correspondant aux différentes valeurs d'angle de défaut sont exprimés dans le tableau (I.01) [20].

Bras en défaut	Interrupteur IGBT	l'angle de défaut de bras θ_1
Bras A	k1, k2	$\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$
Bras B	k3, k4	$\frac{5\pi}{6}$ ou $-\frac{\pi}{6}$
Bras C	k5, k6	$\frac{5\pi}{6}$ ou $-\frac{\pi}{6}$

Tableau (I.01) : Position de courant du vecteur en fonction de θ_1 [20].

I.4.3 Technique de l'analyse des composants principaux:

Fondamentalement, l'analyse en composantes principales (PCA) est une technique statistique utilisée pour transformer un ensemble de variables corrélées en un nouvel ensemble de dimensions inférieures de variables non corrélées ou orthogonales les unes avec les autres.

De plus, la technique PCA peut être mise en œuvre sur des appareils tels que les DSP flottant, microprocesseurs, FPGA, pour les applications temps réel.

Après l'acquisition des courants de l'onduleur de sortie, l'interprétation de l'ensemble de ces signaux est effectuée par une analyse vecteur propre/valeur propre. Cette analyse permet d'obtenir les directions principales des courants de l'onduleur de sortie dans un espace d'état de courant 3D et la relation entre elles.

La méthode statistique commune d'analyse des données connue sous le nom d'analyse en composantes principales (PCA) a été introduite par Pearson en 1901 et a été largement utilisée dans la théorie de la communication. Son utilisation est aujourd'hui répandue dans une diversité de domaines, de l'ingénierie à l'économie.

En définissant les vecteurs propres, cette technique est capable d'obtenir les directions principales de l'échantillon de données sur le vecteur d'espace. La première étape consiste à obtenir la matrice d'échantillons de données (I.09). Le nombre d'échantillons significatifs 'n' correspond au nombre de lignes de la matrice 'S'. Les courants inverseurs de sortie forment les colonnes de la matrice 'S'. Le premier échantillon sera $[i_1(t_0) \ i_2(t_0) \ i_3(t_0)]$, où i_1 , i_2 et i_3 désignent les échantillons de courant de l'onduleur AC, t_0 désigne l'instant initial et Δt désigne ensuite l'intervalle d'échantillonnage.

$$S = \begin{bmatrix} i_1(t_0) & i_2(t_0) & i_3(t_0) \\ i_1(t_0 + \Delta t) & i_2(t_0 + \Delta t) & i_3(t_0 + \Delta t) \\ i_1(t_0 + (n-1)\Delta t) & i_2(t_0 + (n-1)\Delta t) & i_3(t_0 + (n-1)\Delta t) \end{bmatrix} \quad (I.09)$$

Après établissement de la matrice de corrélation S, dénoté E sur (I.10), ses vecteurs propres, et les valeurs propres respectives, peuvent être calculés.

Les vecteurs propres et les valeurs propres de la matrice de corrélation sont tels que (I.11) est vrai pour chaque paire vecteur propre/valeur propre.

$$E = S^T \cdot S \text{ (I.10)}$$

$$Ev = v\lambda \text{ (I.11)}$$

PCA peut transformer un ensemble de variables corrélées en un nouvel ensemble de variables non corrélées. Ce nouvel ensemble de variables non corrélées peut être représenté comme une combinaison linéaire des anciennes, dans un nouvel espace défini par les vecteurs propres. Les coefficients de combinaison linéaire sont les composantes des vecteurs propres.

La figure (I.07) présente une interprétation géométrique de l'espace des composantes principales, où les vecteurs propres correspondants (\vec{e}_a , \vec{e}_b et \vec{e}_c) sont mentionnés comme première, deuxième et troisième direction principale. La composante principale est celle où les données ont le plus d'énergie et les directions restantes sont celles qui ont le moins d'énergie. Il faut noter qu'il peut y avoir autant de directions principales que l'on choisit. Évidemment, seuls les premiers sont intéressants, car ils transportent l'essentiel de l'énergie des données. Dans cette approche on utilise les deux composants contenant le plus d'énergie de données. En utilisant un seul, il n'est pas possible d'avoir une conclusion sur les modèles. Par exemple pour une condition sans faute, les deux premières composantes ont la même énergie de données. Si le motif obtenu n'est pas un cercle alors la première composante est différente de la seconde car elle présente le plus d'énergie de données.

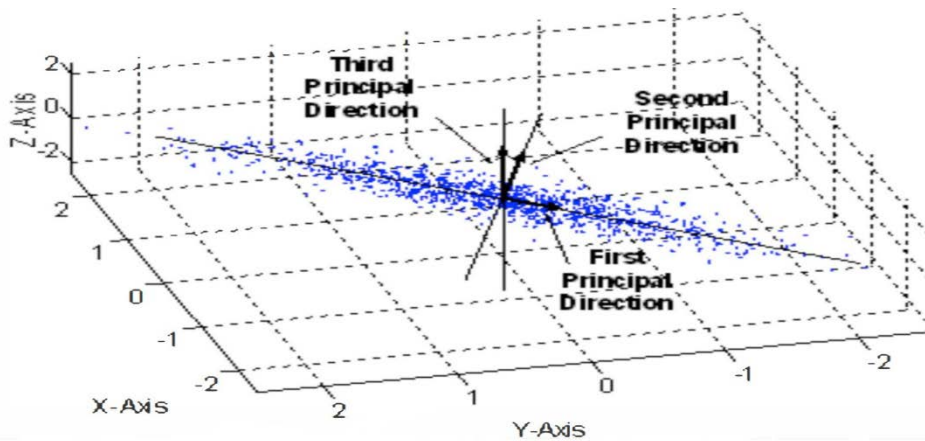


Figure.

(I.07) : Interprétation géométrique de l'Analyse en Composantes Principales.

L'approche proposée est illustrée à la Figure (I.08) et basée sur les trois grandes étapes suivantes :

- Acquisition des courants de sortie de l'onduleur source de tension triphasée
- Application de PCA aux courants acquis
- Détection de défaut et diagnostic de l'interrupteur défectueux[22].

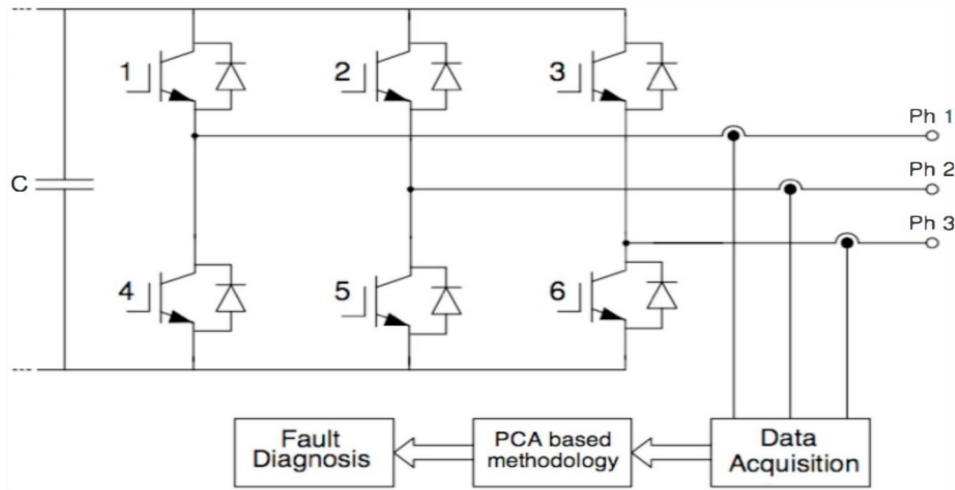


Figure.

(I.08) :Méthodologie de détection des défauts de l'onduleur de source de tension triphasée[22].

I.4.4 Technique de détection par la valeur moyenne(MV) :

I.4.4.1 L'observation de défaut dans un onduleur :

Dans des conditions normales, les courants instantanés triphasés ont des formes d'onde sinusoidales, mais cela change lorsqu'un défaut se produit. Une forme d'onde typique des courants triphasés lors de défauts de commutation circuit ouvert, simples et multiples est illustrée à les Figure (I.09 et I.11). Le temps de simulation est de 0,26 s à 0,36 s et un défaut interrupteur O.C est appliqué à 0,3 s. Il est observé pendant l'état sain (de 0,26 s à 0,3 s) que les formes d'onde sont un ensemble sinusoidal équilibré avec une amplitude égale. Cependant, lorsqu'un défaut se produit à 0,3 s, des changements se sont produits. La figure (I.09) montre la forme d'onde du courant lorsque S1 a un défaut c-o, on observe que dans la forme d'onde de la phase A, seul le cycle négatif est présent. De plus, des changements dans la forme d'onde de courant après le défaut peuvent être observés lors de plusieurs défauts de commutation pour S1&S3 et S1&S6 sur les figures I.10 et I.11 respectivement.

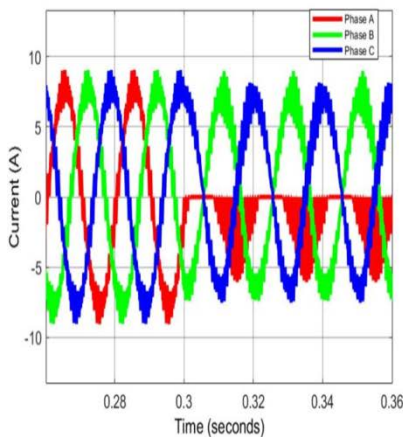


Figure (I.09)

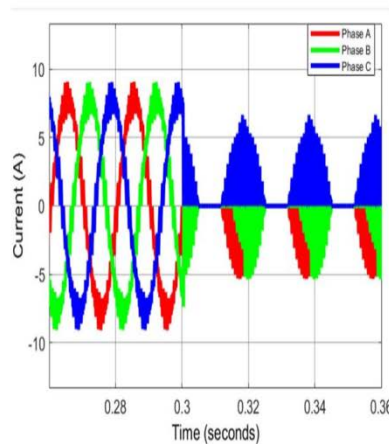


Figure (I.10)

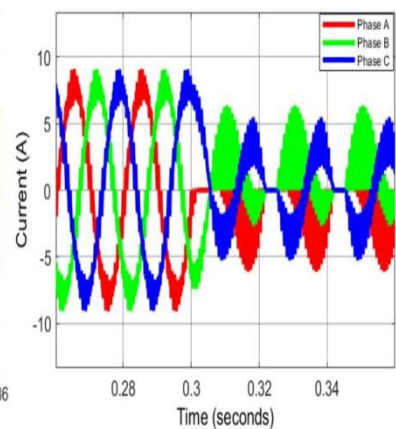


Figure (I.11)

I.4.4.2 Principe de la technique :

Sur la base des observations de la mesure du courant moyen, comme indiqué dans le paragraphe précédent, il est possible d'utiliser ce paramètre comme indicateur du commutateur défectueux. Par conséquent, un diagnostic basé sur les connaissances proposé est introduit pour identifier le ou les commutateurs défectueux. Le défi a été découvert lorsque deux interrupteurs dans la même phase sont en circuit ouvert, on observe que le courant moyen calculé à l'aide de (I.12) (continu ou discret) ne peut pas être utilisé pour différencier le cas sain et l'état défectueux monophasé, cela peut être clairement vu dans la Figure (I.12).

$$I_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (I.12a)$$

$$I_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \quad (I.12b)$$

Par conséquent, les auteurs de l'article proposent l'utilisation du courant efficace triphasé comme première étape d'identification pour différencier la phase défectueuse de l'état sain.

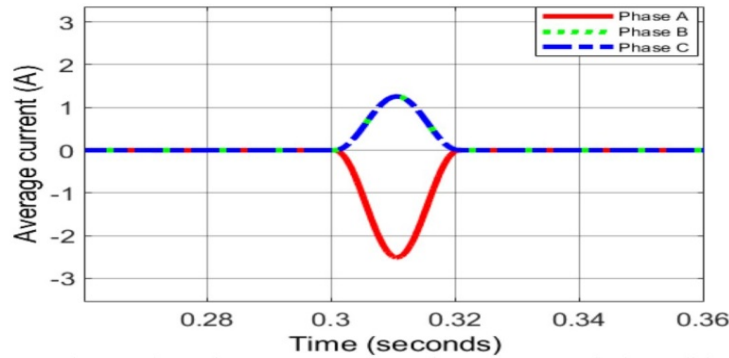


Figure. (I.12) : Courant moyen triphasé pour condition de défaut S1&S4 O.C[26].

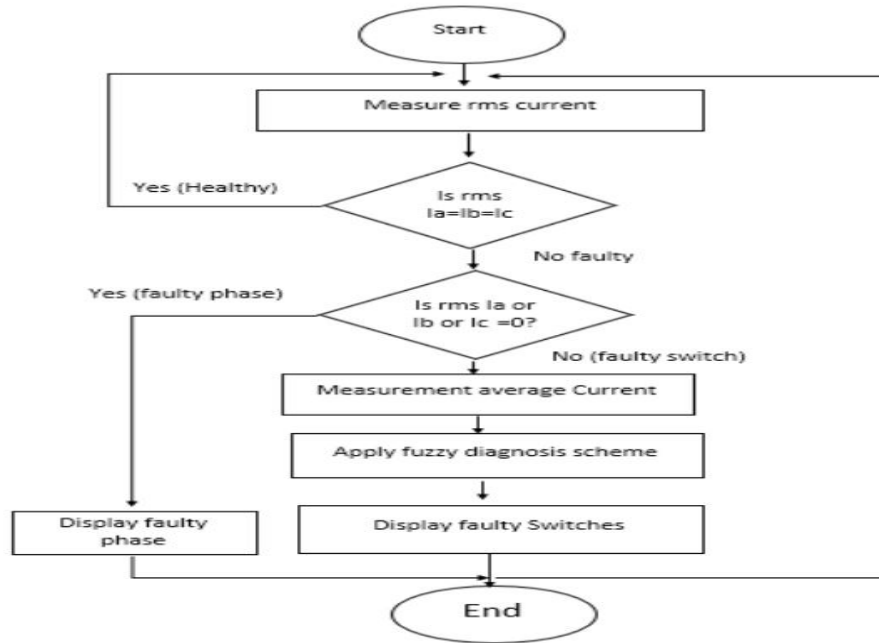
Ceci est illustré sur la Figure. (I.12), le courant efficace qui est calculé à l'aide de (I.13) (continu ou discret) pour les états sains et défectueux, il est utilisé pour différencier les deux états si une phase est complètement ouverte. Ainsi, peut également être utilisé pour réduire les possibilités de fausses alarmes dans la technique FD.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (I.13a)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i^2(n)} \quad (I.13b)$$

L'organigramme du système de diagnostic de panne proposé est illustré à la Figure (I.13). Ceci était basé sur l'application de la mesure des courants efficaces comme première étape de dépistage pour identifier la phase défectueuse à partir d'un état sain et en même temps pour inspecter quelle phase des trois phases est défectueuse. La deuxième étape est initiée avec des mesures de courant moyen dans une base de connaissances floues et un

système logique d'inférence, pour une identification et une classification plus poussées des défauts afin d'identifier le commutateur défectueux, pour tous les cas de commutateurs simples ou multiples conduisant au développement de signatures de cas défectueux correctes[26].



Figure(I.13) :Organigramme de diagnostic de panne[26].

I.4.5 La détection par l'analyse statistique de courant :

Récemment, plusieurs méthodes ont été développées pour la détection de défauts dans les convertisseurs de puissance. Les méthodes basées sur le vecteur de Park nécessitent malheureusement des algorithmes de reconnaissance de formes complexes. Les méthodes basées sur les tensions nécessitent l'utilisation de capteurs supplémentaires. Nous proposons ci-après d'utiliser les mesures de courant toujours disponibles. C'est pour sa l'auteur présenté deux technique la première est introduit les moments statistiques utilisés comme des indicateurs de détection et de diagnostic de défauts. Est la deuxième, c'est la méthode de diagnostic basée sur le CUSUM est détaillée et ses performances globales sont discutées.

I.4.5.1 Détection des défauts en utilisant les moments statistique :

Les courants de sortie alimentant le moteur asynchrone sont analysés et pris en compte pour l'étude du diagnostic.

Les quatre premiers moments statistiques du courant circulant dans la phase A sont calculés.

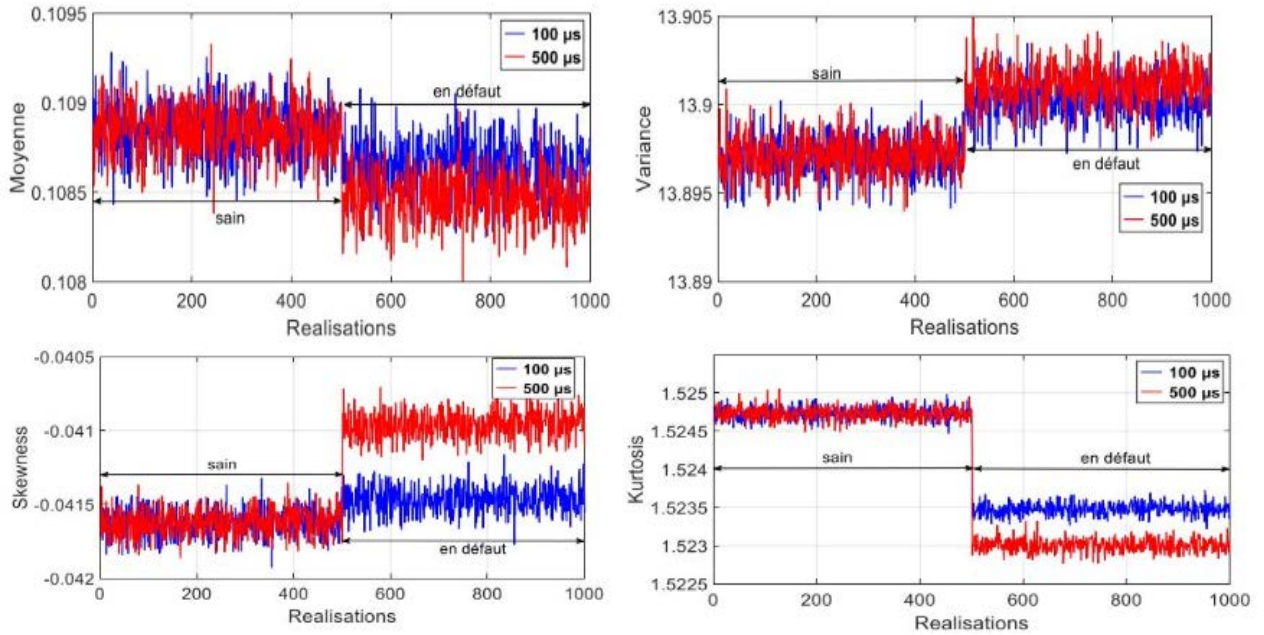
Si nous désignons le courant comme une variable $X = (x_1, \dots, x_j, \dots, x_N)$ composée de N échantillons, les quatre premiers moments statistiques sont définis ci-dessous :

$\mu = \frac{1}{N} \sum_1^N x_j$ Est la valeur moyenne et représente le centre de la distribution,

$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_1^N (x_j - \mu)^2$ Désigne la variance et mesure la dispersion au sein de la distribution,

$Skw = \frac{1}{N} \sum_1^N \left(\frac{x_j - \mu}{\sigma}\right)^3$ Est le skewness qui mesure la dissymétrie de la distribution,

$Kur = \frac{1}{N} \sum_1^N \left(\frac{x_j - \mu}{\sigma}\right)^4$ Est le Kurtosis qui mesure l'aplatissement de la distribution[29].



Figure(I.14) : Exemple de détection par les quatre premiers moments statistiques du courant circulant dans la phase A[29].

I.4.5.2 Détection des défauts en utilisant le cusum algorithme :

Le cumulative SUM (CUSUM) est largement utilisé pour détecter les changements dans la valeur moyenne ou la variance d'une distribution gaussienne indépendante. Il est basé sur le rapport de vraisemblance.

Le CUSUM est appliqué à chacun des 4 moments statistiques (μ , σ^2 , Skw, Kur). Seuls les résultats sur le skewness seront présentés dans la suite. La fonction CUSUM notée S_N est calculée de manière optimale comme la somme des statistiques S_k telle que:

$$S_N = \sum_{k=1}^N S_k \text{ (I.14)}$$

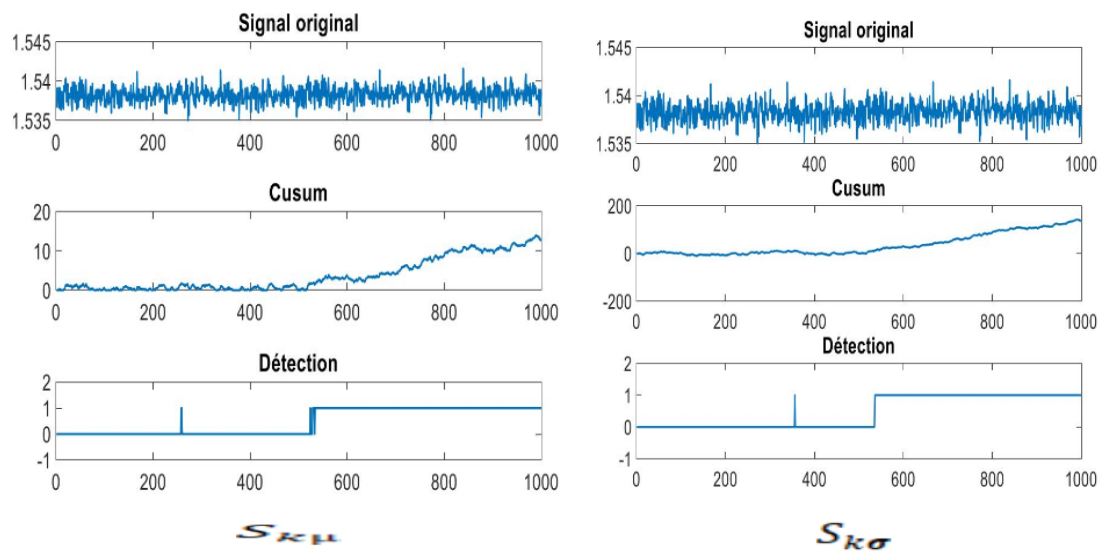
Où N est le nombre des réalisations et S_k peut être considéré dans le cadre de changement de la valeur moyenne ($S_{k\mu}$) ou de la variance ($S_{k\sigma}$) pour les quatre premiers moments statistiques. Ils sont définis comme suit:

$$S_{k\mu} = \left(\frac{\mu_f - \mu_h}{\sigma^2}\right) \times \left(x_k - \frac{\mu_f + \mu_h}{2}\right) \text{ (I.15)}$$

$$S_{k\sigma} = \ln \frac{\sigma_h}{\sigma_f} + \left(\frac{1}{\sigma_h^2} - \frac{1}{\sigma_f^2} \right) \times (x_k - \mu_h) \quad (I.16)$$

Où μ_h et μ_f sont respectivement la valeur moyenne dans les cas sains et les cas en défaut, σ_h et σ_f sont respectivement l'écart type dans les cas sains et les cas en défaut, x_k représente le moment statistique considéré pour la k ème observation sur N . Lors du calcul du $CUSUMS_N$, on peut alors choisir le seuil T_h à 99% de la valeur maximale S_{max} du CUSUM dans le cas sain. Si la valeur du CUSUM est supérieure à T_h cela signifie qu'un comportement incorrect a été détecté.

La figure (I.15) suivante présente l'application du $S_{k\mu}$ et $S_{k\sigma}$ sur les réalisations effectuées pour le Kurtosis[29].



Figure(I.15) : La détection du défaut de 100µs en utilisant le CUSUM moyenne et variance sur le kurtosis[29].

I.4.6 La détection par l'intelligence artificielle :

I.4.6.1 Avec le réseau neuronal artificiel :

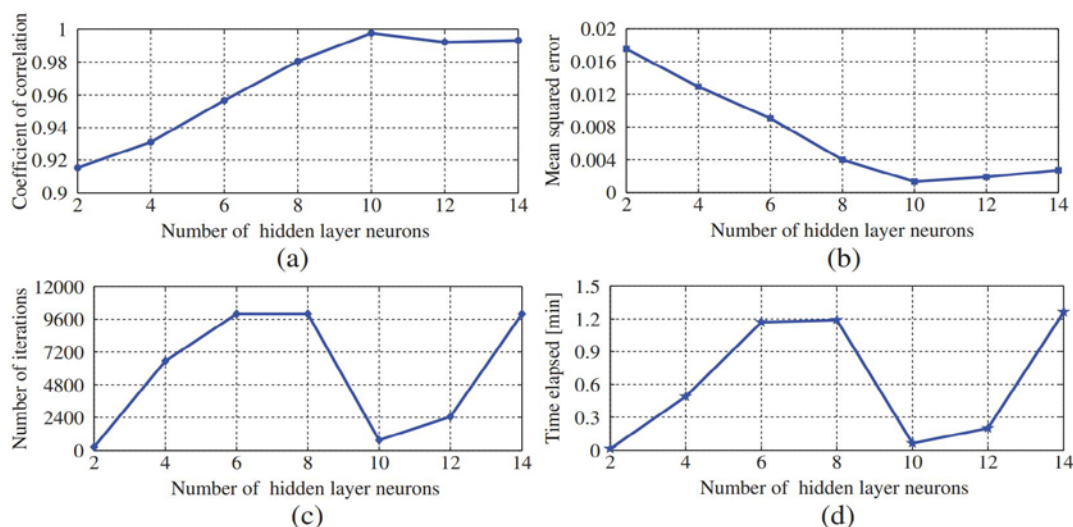
L'ensemble de données d'entrée utilisé pour former le modèle RNA se compose de résultats d'expériences sur des configurations binaires et ternaires d'onduleur multi niveaux CHB-MLI.

La valeur de crête du fondamental, la valeur moyenne et le THD de la tension de sortie dans les deux configurations sont acquis pour les deux configurations asymétriques et ces paramètres sont utilisés comme entrée du modèle RNA. L'ensemble de données d'entrée est formulé.

Un modèle RNA à deux couches a été réalisé à l'aide de l'outil de réseau de neurones (nntool) dans MATLAB. Le réseau est entraîné à l'aide d'un algorithme de rétro propagation

avec une fonction d'activation sigmoïde dans les couches cachées et de sortie. La performance du modèle RNA est évaluée à l'aide du coefficient de corrélation (R) et de l'erreur quadratique moyenne (MSE).

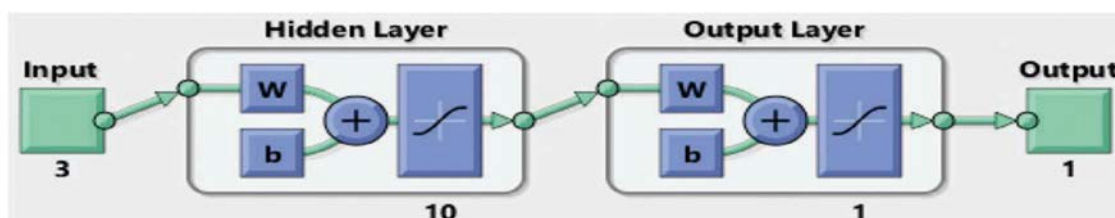
Afin d'obtenir le nombre optimal de neurones de couche cachée, le modèle a été formé pour 10 000 époques avec 2, 4, 6, 8, 10, 12 et 14 nœuds de couche cachée. Les tracés du coefficient de corrélation (R), de l'erreur quadratique moyenne (MSE), du nombre d'itérations et du temps pris pour la formation sont tracés par rapport au nombre de neurones dans la couche cachée, comme illustré à la figure (I.16).



Figure(I.16) :Graphique de (a) coefficient de corrélation (b) erreur quadratique moyenne (c) nombre d'itérations (d) temps d'entraînement par rapport au nombre de neurones dans la couche cachée[27].

On peut voir que 10 nœuds de couche cachée donnent des valeurs optimales du coefficient de corrélation (R), de l'erreur quadratique moyenne (MSE), du nombre d'itérations et du temps pris pour l'apprentissage.

Par conséquent, un modèle RNA avec 10 neurones de couche cachée est adoptée dans cet article, et l'architecture RNA est illustrée à la figure (I.17).



Figure(I.17) :Architecture RNA proposée[27].

Maintenant, l'entrée et l'ensemble de données cible ont alimenté le modèle RNA et la formation s'est poursuivie jusqu'à ce que l'un des éléments suivants conditions sont atteintes :

(a) le gradient de performance tombe en dessous du gradient minimum

(b) la performance est minimisée à l'objectif

(c) le nombre maximum d'époques.

Une fois la formation terminée, les poids de connexion et les biais du modèle RNA sont obtenus.

Afin d'accéder à la réponse du modèle RNA pour la variation d'entrée et la dépendance d'entrée, la variation du pic fondamental, le THD et la valeur moyenne pour le binaire (7 niveaux) ainsi que le trinaire (9 niveaux) ont été étudiés séparément.

Dans cette étude, une entrée est variée en gardant les deux autres entrées à la valeur réelle. Les valeurs du paramètre sous exanimation ont varié entre +2%, +5% et +10%. Le paramètre varié et les deux autres entrées avec des valeurs réelles ont été alimentés en entrée du modèle RNA.

Cette procédure a été répétée pour les trois entrées. Les performances du modèle RNA suggéré peuvent être évaluées en comparant les sorties du réseau neuronal à l'aide de paramètres variés à la sortie réelle du réseau neuronal utilisant l'entrée d'origine. Les sortiesobtenues avec le paramètre varié par rapport à la sortie réelle du réseau de neurones avec l'ensemble de données d'origine ont été tracées. Le graphique des CHB-MLI à 7 niveaux (binaire) et à 9 niveaux (trinaire) pour la variation du pic fondamental, du THD et de la valeur moyenne pour un indice de modulation de 0,8 est illustré à la Figure (I.18) et à la Figure (I.19), respectivement.

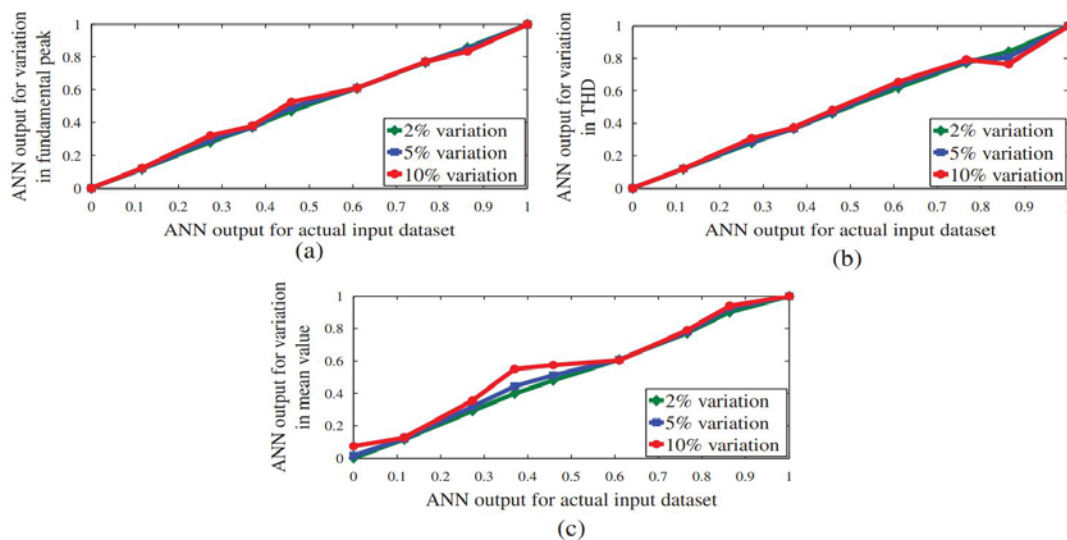


Figure (I.18):Réponse RNA pour la variation des paramètres dans le CHB-MLI à 7 niveaux pour (a) la valeur de crête du fondamental (b) le THD (c) la valeur moyenne[27].

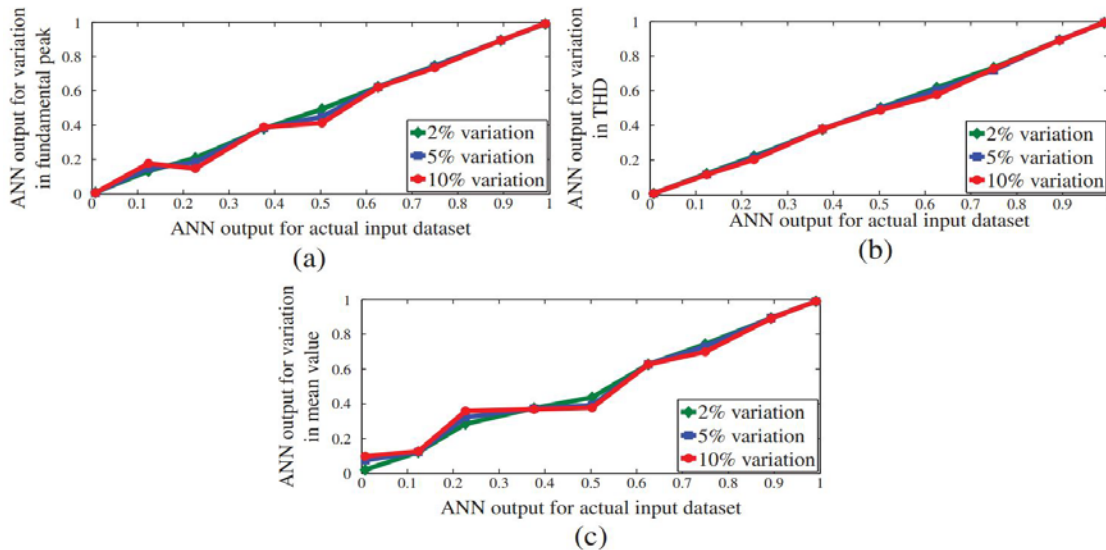


Figure (I.19): Réponse RNA pour la variation des paramètres dans le CHB-MLI à 9 niveaux pour (a) la valeur de crête du fondamental (b) le THD (c) la valeur moyenne[27].

Modèle RNA par rapport aux deux autres entrées. Le pourcentage d'erreur entre la sortie avec variation de paramètre et la sortie réelle a été calculé pour chaque cas pour les deux configurations asymétriques à l'aide de l'équation suivante :

$$\%erreur = \left(\frac{Sortie avec entrée variée - Sortie réelle}{Sortie réelle} \right) \times 100 \quad (I.17)$$

En analysant les valeurs d'erreur, on en déduit qu'un pourcentage d'erreur de 20 % est admissible. Dans cette bande de tolérance, le modèle RNA proposé peut classer précisément le commutateur de défaut. On constate que l'erreur calculée est supérieure à la plage admissible pour des variations d'entrée supérieures à 5 %. Cette variation est plus importante avec la variation de la valeur moyenne. Par conséquent, à partir de cette étude, on peut conclure que la méthode proposée avec RNA fonctionne de manière satisfaisante avec des variations d'entrée allant jusqu'à 5 %. De plus, on en déduit également que la valeur moyenne est l'entrée dominante par rapport aux deux autres entrées[27].

I.4.6.2 Avec l'apprentissage automatique :

La détection du défaut doit s'accompagner de sa localisation. Ceci permet un apprentissage automatique utilisant les caractéristiques extraites du signal traité pour une meilleure classification des défauts en circuit ouvert. Cela peut être fait efficacement par la technologie d'apprentissage automatique (ML). Certaines des techniques de (ML) courantes sont : 'Support Vector Machine (SVM), Naive Bayes (NB), K-Nearest Neighbors (KNN), Multi-layer Perceptions (MLP), et Random Forest (RF)'.

Les différentes techniques de traitement du signal et l'apprentissage automatique (ML) pour détecter plusieurs défauts.

Dans [20], les auteurs se sont concentrés sur la détection et la localisation des défauts de circuit ouvert dans un onduleur triphasé alimentant un moteur à induction. Les auteurs ont réalisé une étude comparative entre trois techniques de détection : la méthode de mesure de la chute de courant, la méthode de la valeur moyenne des courants et la méthode du vecteur de Park. La comparaison évalue chaque technique en termes de vitesse de détection, de performance et de capacité de localisation.

L'optimisation des hyper-paramètres à l'aide de la validation d'exclusion est nécessaire pour garantir les meilleures performances. Ces paramètres sont le nombre de neurones de MLP, le nombre d'arbres de RF, le numéro de voisinage K de KNN, et ceux concernant le paramètre du noyau polynomial utilisé dans le réseau SVM, pour appliquer ces algorithmes il faut suivre les étapes suivantes :

A) Machine à vecteurs de support (SVM) :

Cet algorithme de classification est donné comme suit.

Étape 01 : La construction du classificateur SVM ;

Étape 02 : La détermination de l'hyper-plan.

B) K-plus proches voisins (KNN) :

Étape 01 : Entrez les ensembles de données D ;

Étape 02 : Définissez la fonction de distance ;

Étape 03 : Choisissez un nombre entier de, K, Krsoit le nombre d'observations du groupe des plus proches voisins appartenant à la classe r.

C) Forêts aléatoires (RF) :

Cet algorithme de classification est donné par les étapes suivantes :

Étape 01 : Sélectionnez les points de données aléatoires K dans l'ensemble d'apprentissage ;

Étape 02 : Construire les arbres de décision associés aux points de données sélectionnés (sous-ensemble) ;

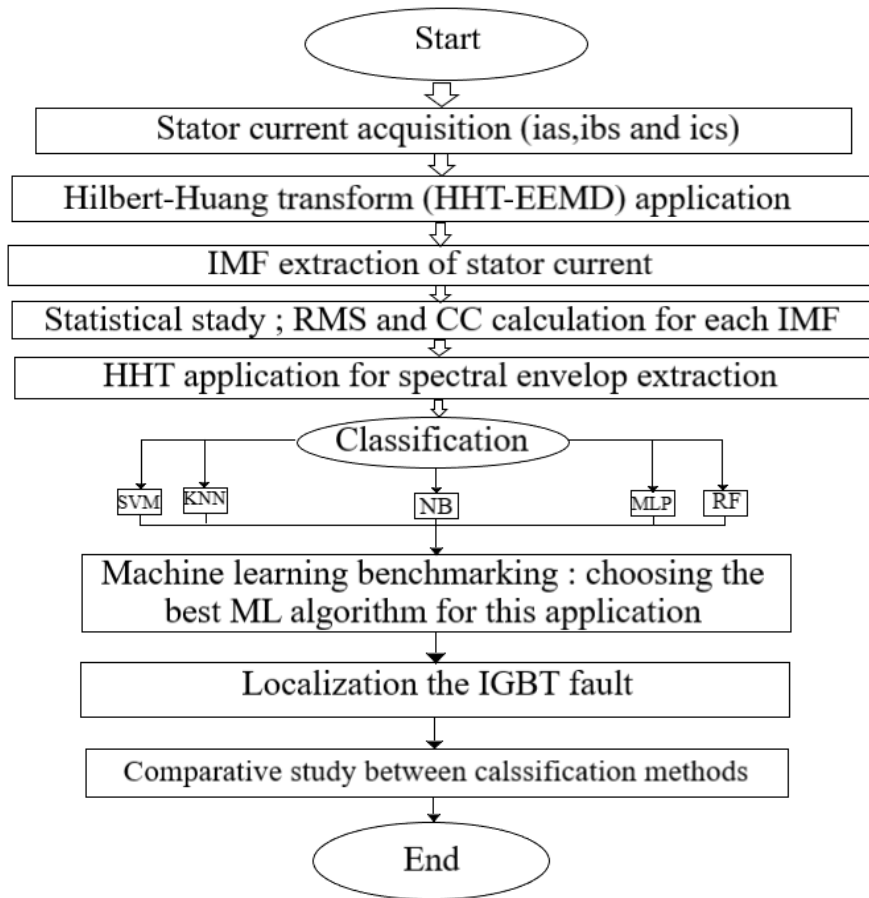
Étape 03 : Choisissez le nombre N pour les arbres de décision que vous souhaitez créer ;

Étape 04 : Répétez les étapes 01 et 02 ;

Étape 05 : Pour les nouveaux points de données, recherchez les prédictions de chaque arbre de décision et attribuez les nouveaux points de données à la classe qui remporte les votes majoritaires.

Pour plus d'information L'auteur dans[28] expliquer plus les équations des étapes des algorithmes précédent.

La figure suivante illustre les cinq techniques (ML), à savoir le SVM, le KNN, le NB, le MLP et le RF, sont utilisées pour localiser et classer les IGBT défectueux[28].



Figure

(I.20): Organigramme de la méthode de diagnostic proposée[28].

I.5 Conclusion

En conclu que ces méthodes sont généralement basées sur le regroupement des transformations de courant triphasé du temps vers d'autres domaines et classificateurs. Les courants triphasés sont généralement transformés à l'aide de la transformation discrète en ondelettes ou de la transformation vectorielle de Park. Transformée discrète en ondelettes est plus robuste contre le bruit à haute fréquence, mais nécessite des valeurs de seuil pour diagnostiquer les défauts dans des conditions de charge variables. Cette transformation est utile pour le diagnostic de défaut ouvert de base ou de collecteur des IGBT. Transformation vectorielle de Park est appropriée pour le diagnostic de défaut (circuit-ouvert) des IGBT dans les variateurs de vitesse car le courant est normalisé. Cette méthode est appropriée et des valeurs de seuil sont utilisées qui couvrent la région de puissance globale.

Chapitre II. Modélisation de la chaîne d'entraînement onduleur-machine

Chapitre II. Modelisation de la chaine d'entraînement onduleur-machine

II.1 Introduction

Ce chapitre est composé de trois parties général c'est : la machine asynchrone et l'onduleur et l'association de la machine asynchrone et onduleur.

Dans la première partie nous avons expliqué les équations mathématiques de la machine asynchrone (électrique, magnétique et mécanique) et la transformation de Park puis la simulation de ce dernier à partir des équations mathématiques.

Deuxièmement, nous avons expliqué l'onduleur et son différent type et le principe de fonctionnement puis le modèle mathématique que nous avons utilisé dans la simulation.

L'alimentation de la machine par onduleur, dans cette partie nous savons qu'il y a trois types de commande (en pleine onde, la commande décalée et MLI), Après ça nous avons entamé la simulation de l'onduleur à MLI, plus précisément l'onduleur MLI sinus triangulaire puis les résultats tension et courant.

Dernièrement Nous avons traité la simulation de l'association machine-onduleur et les résultats de simulation.

II.2 La machine asynchrone :

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60f_s/\pi)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

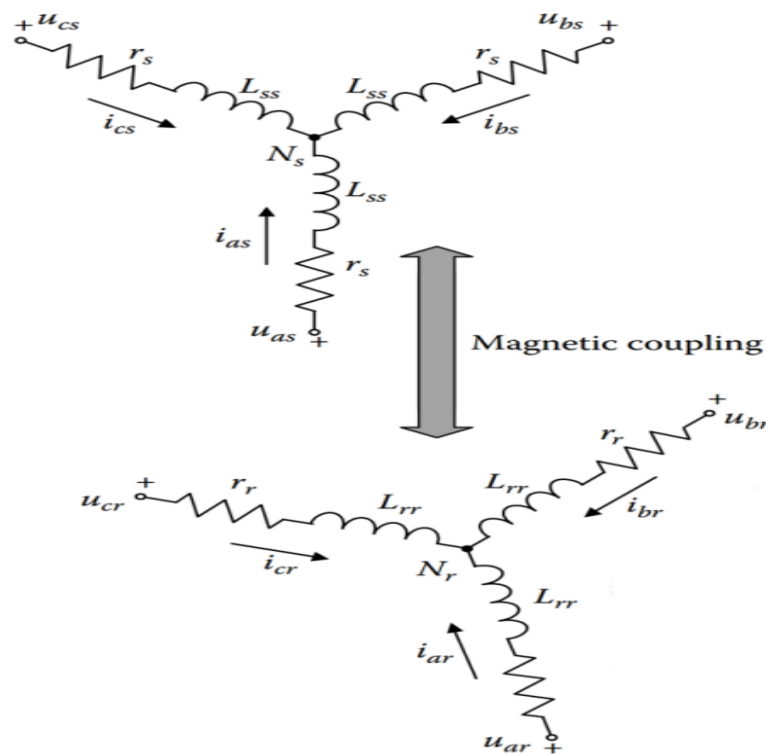
Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [2].

II.2.1 Modèle mathématique de la MAS :

En raison de la conception, nous considérons la machine asynchrone(MAS) pour le système non linéaire avec un certain nombre de paramètres.

Nous avons essayé de trouver un système d'équations différentielles qui décrivent de manière suffisante et précise les propriétés de la machine. Lorsque nous concevons un modèle mathématique, nous utilisons une série d'hypothèses qui simplifient le modèle Assemblé. Dans en particulier, les hypothèses suivantes :

- L'enroulement du stator et du rotor est triphasé, les bobines de phases sont réparties symétriquement le long des entrefers.
- l'enroulement triphasé du stator et du rotor est connecté en l'étoile
- l'induction magnétique le long de l'entrefer est idéale pour sinus
- le circuit magnétique a une caractéristique linéaire
- les résistances sont constantes
- les pertes dans les circuits magnétiques sont nulles[3].



Figure

(II.01) :Moteur à induction symétrique triphasé[3].

Les liaisons de flux se trouvent en fonction des courants correspondants dans les enroulements du stator et du rotor en utilisant les auto-inductances et mutuelles.

Pour la phase de stator 'a', nous pouvons écrire:

$$\phi_{as} = L_{asas} \cdot i_{as} + L_{asbs} \cdot i_{bs} + L_{ascs} \cdot i_{cs} + L_{asar} \cdot i_{ar} + L_{asbr} \cdot i_{br} + L_{ascr} \cdot i_{cr} \quad (\text{II.01})$$

Pour la phase de rotor 'a', nous pouvons écrire:

$$\phi_{ar} = L_{aras} \cdot i_{as} + L_{arbs} \cdot i_{bs} + L_{arcs} \cdot i_{cs} + L_{arar} \cdot i_{ar} + L_{arbr} \cdot i_{br} + L_{arcr} \cdot i_{cr} \quad (\text{II.02})$$

Lorsque L_{asas} , L_{arar} sont des inductances de stator et de rotor, ces inductances sont

$$L_{ss} = L_{ls} + L_{ms} \quad \text{Et} \quad L_{rr} = L_{lr} + L_{ms} \quad (\text{II.03})$$

Les autres inductances sont des inductances mutuelles entre stator-stator, enroulements stator-rotor et rotor-rotor.

L'équation de la tension du stator :

$$U_{abcs} = r_s \cdot i_{abcs} + \frac{d\phi_{abcs}}{dt} \quad (\text{II.04})$$

L'équation de la tension du rotor[3] :

$$U_{ABCr} = r_r \cdot i_{ABCr} + \frac{d\phi_{ABCr}}{dt} \quad (\text{II.05})$$

II.2.2 Equation en triphasé :

II.2.2.1 Le flux pour les phases 'abc' du stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{cs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

II.2.2.2 Le flux pour les phases 'abc' du rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rA} \\ \phi_{rB} \\ \phi_{rC} \end{bmatrix} = [L_{cr}] \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.07})$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.08})$$

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice de d'inductance mutuelle statorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotorique.

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \quad \phi_{sb} \quad \phi_{sc}]^T$ Vecteur de flux statorique.

$[\phi_r] = [\phi_{rA} \quad \phi_{rB} \quad \phi_{rC}]^T$ Vecteur de flux rotorique.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.09})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

L_{cs} : Inductance cyclique propre du stator.

L_{cr} : Inductance cyclique propre du rotor.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes des références.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coincident[4].

II.2.2.3 L'équation de la tension du stator :

$$\begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.4 L'équation de la tension du rotor :

$$\begin{bmatrix} U_{rA} \\ U_{rB} \\ U_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rA} \\ \phi_{rB} \\ \phi_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$[U_s]$: $[U_{sa} \ U_{sb} \ U_{sc}]^T$ Vecteur de tension statorique.

$[U_r]$: $[U_{rA} \ U_{rB} \ U_{rC}]^T$ Vecteur de tension rotorique.

$[I_s]$: $[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$ Vecteur de courant statorique.

$[I_r]$: $[I_{rA} \ I_{rB} \ I_{rC}]^T$ Vecteur de courant rotorique.

Les équations (II.06) et (II.07) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.12) et (II.13). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres[4].

II.2.2.5 L'équation magnétique :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0M & 0 \\ 0 & L_s0 & M \\ M & 0L_r & 0 \\ 0 & M0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est un vecteur résultant du produit vectoriel d'un vecteur flux et un vecteur courant. Sous forme scalaire suivante[7] :

$$C_e = p [\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{II.15})$$

II.2.2.6 L'équation mécanique :

L'équation mécanique de la vitesse et du couple électromagnétique sont définies par[30] :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} n_p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \dot{\Omega} = \frac{C_e}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.2.2.7 L'équation du mouvement :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{II.17})$$

J : Moment d'inertie de toutes les parties tournantes par rapport à l'arbre moteur

C_r : Couple de charge (résistant)

f : Coefficient de frottement visqueux[7].

II.2.3 Transformation de PARK :

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles [Msr], les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements

statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (II.02) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q[31].

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

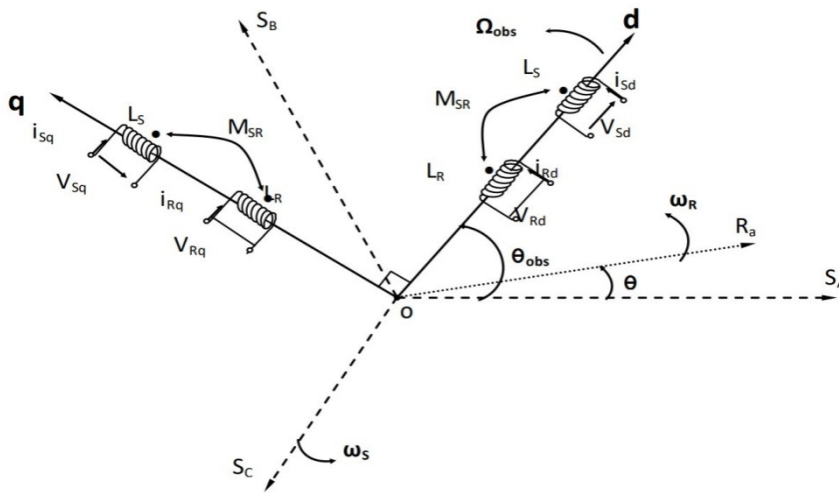


Figure (II.02) : Rotation du

système abc vers le système dq[31].

Pour les courants, cela donnera :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Soit :

$$[i_{dq0}] = [P(\theta)] [i_{abc}] \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = [R(\theta)] [C_0] \quad (\text{II.20})$$

La transformée inverse sera :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Soit :

$$[i_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [i_{dqo}] \quad (\text{II.22})$$

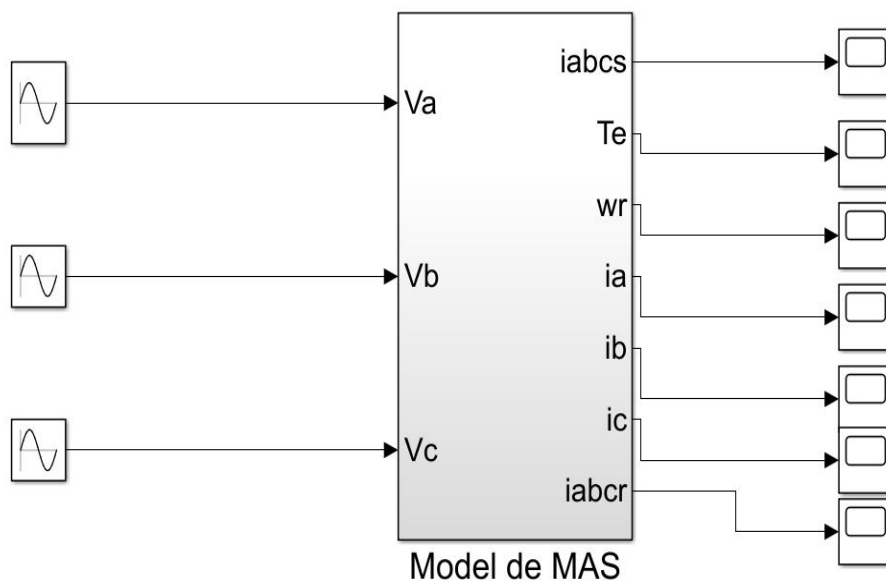
La transformation de Park peut s'interpréter comme suit : Les machines triphasées à champ tournant comportent trois enroulements fixes, décalés de 120° le long de l'entrefer et parcourus par trois courants alternatifs triphasés (décalés dans le temps de deux tiers de période). En vertu du théorème de Ferraris, ceci donne naissance à un champ magnétique tournant à la vitesse $\omega_s = \frac{f}{p}$ et dont l'amplitude est constante au cours du temps. La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de :

- deux enroulements tournants à la vitesse angulaire) $\theta_s = \omega_s$ et parcourus par les courants i_d et i_q
- un enroulement fixe, parcouru par le courant homopolaire i_0 .

Le système équivalent donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer qui est identique à celui créé par les trois enroulements décalés de 120° et parcourus par des courants triphasés[5].

II.2.4 Simulation de la machine asynchrone :

Des modèles des machines électriques, permettent d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «MATLAB».



Figure

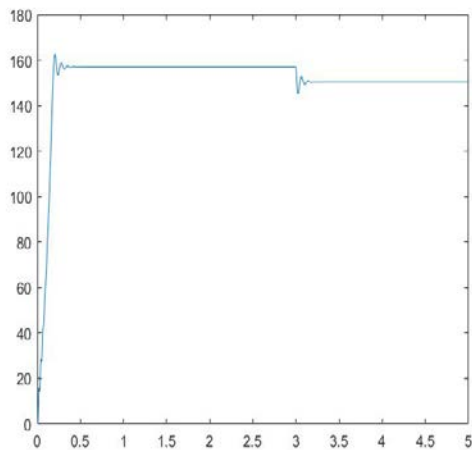
(II.03) :Simulation de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone étudié possède les paramètres suivants :

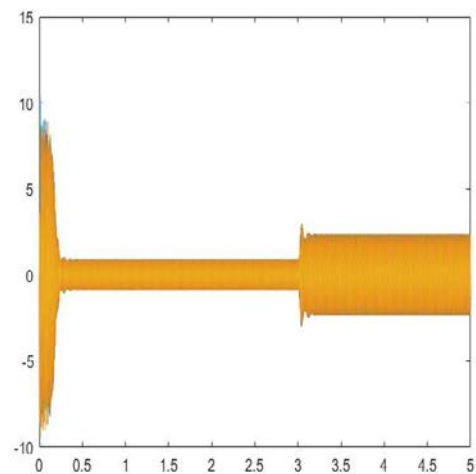
Résistance statorique	$R_s = 6$
Résistance rotorique	$R_r = 2.8$
Inductance statorique	$L_s = 0.5668$ H
Inductance rotorique	$L_r = 0.5142$ H
Coefficient de frottement	$f_{ro} = 0.005$
Inductance mutuelle	$M = 0.5142$
Nombre de Pôles	$p = 4$
La fréquence	$f = 50$ Hz
Moment d'inertie	$J = 0.058$ kg.m ²

II.2.4.1 Les résultats de simulation :

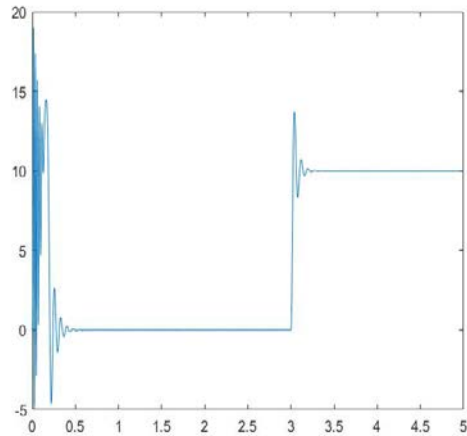
On applique une charge de $C_r = 10$ N.m à l'instant $t=1$ s.



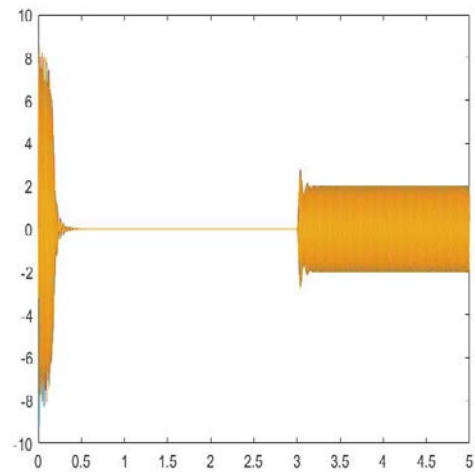
Vitesse (rad/s)



Courant statorique (A)



Couple électromagnétique (N.m)



Courant rotorique (A)

II.3 L'onduleur :

Les convertisseurs de puissance DC - AC font partie de la famille générale des convertisseurs électroniques de puissance et sont conçus et exploités pour convertir l'énergie électrique d'un étage de tension, de courant ou de fréquence à un autre. Les convertisseurs DC - AC, comme les autres convertisseurs électroniques de puissance, sont composés de groupes d'éléments de commutation à semi-conducteurs et fonctionnent de manière séquentielle particulière pour produire des sorties avec des spécifications prédéfinies (tension, courant ou fréquence). En général, les convertisseurs d'électronique de puissance fonctionnent en commutant leurs éléments en mode entièrement activé ou entièrement désactivé de manière périodique et séquentielle pour répondre à des ensembles de conditions prédéfinies sur l'étage de sortie. Le convertisseur continu-alternatif est généralement appelé onduleur. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (II.04) :

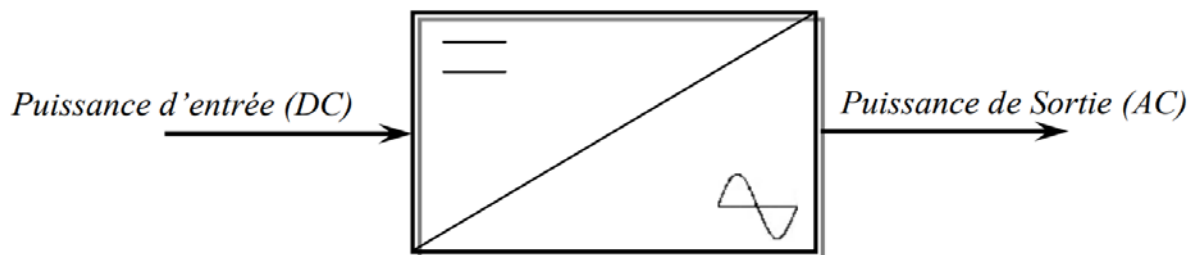


Figure (II.04) : Schéma de principe de l'onduleur.

Les onduleurs triphasés sont utilisés pour les applications d'entraînement à fréquence variable et pour les applications à haute puissance telles que la transmission de puissance HVDC. L'onduleur triphasé conventionnel se compose de trois branches monophasées, chacune connectée à une phase du côté sortie.

Le fonctionnement fondamental des trois branches est coordonné de sorte qu'un interrupteur fonctionne à chaque point à 60 degrés de la forme d'onde de sortie fondamentale. Cela crée une forme d'onde de sortie ligne à ligne qui comporte six étapes. La forme d'onde à six étapes a une étape de tension nulle entre les sections positive et négative de l'onde carrée de sorte que les harmoniques qui sont des multiples de trois sont éliminées. Notez que les éléments de commutation des onduleurs 3 ϕ peuvent fonctionner dans la conduction à 180 degrés et à 120 degrés. La figure (I.5) montre le schéma de principe de l'onduleur 3 ϕ ainsi que les formes d'onde de commutation et de sortie pour le fonctionnement à 180 degrés de conduction[8].

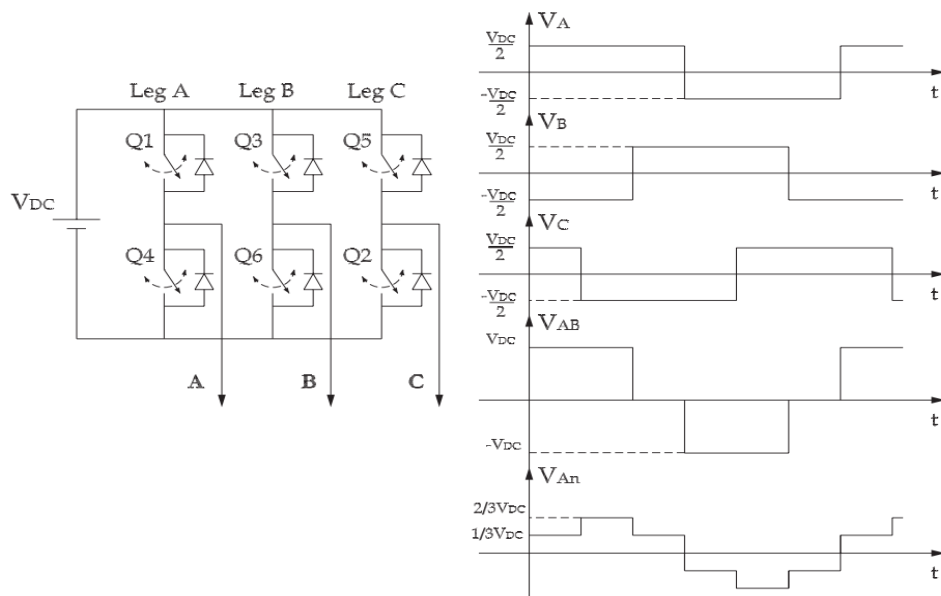


Figure (II.05) :

Schémas de principe de l'onduleur triphasé (3 ϕ) et des formes d'onde de tension de sortie[8].

II.3.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension :

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (II.06), il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

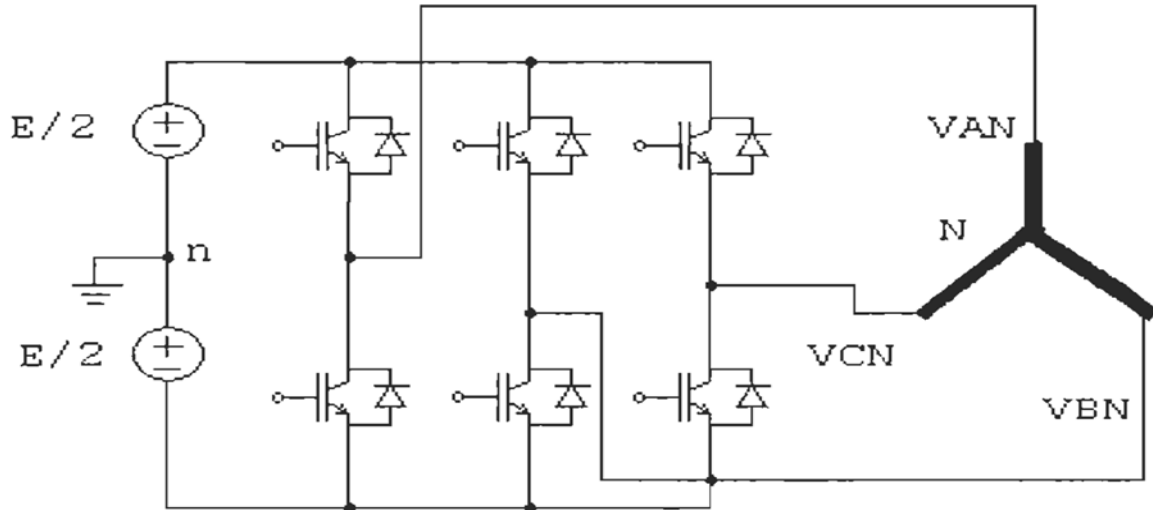


Figure (II.06) : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé[9].

En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit:

$$V_{An} = S_1 V_{pv} \quad (\text{II.23})$$

$$V_{Bn} = S_2 V_{pv} \quad (\text{II.24})$$

$$V_{Cn} = S_3 V_{pv} \quad (\text{II.25})$$

Où S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = (S_1 - S_2) V_{pv} \quad (\text{II.26})$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} = (S_2 - S_3) V_{pv} \quad (\text{II.27})$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} = (S_3 - S_1) V_{pv} \quad (\text{II.28})$$

On peut écrire les équations (II.26-28) sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Les tensions simples sont[9]:

$$V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}(V_{BN} + V_{CN}) \quad (\text{II.30})$$

$$V_{BN} = \frac{2}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{CN}) \quad (\text{II.31})$$

$$V_{CN} = \frac{2}{3}V_{CN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN}) \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

II.3.2 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones :

Les onduleurs utilisés dans le variateur moyen tension (MT) peuvent généralement être classés en onduleur de source de tension et onduleur de source de courant. L'onduleur de source de tension produit une forme d'onde de tension MLI triphasée définie pour la charge tandis que l'onduleur de source de courant produit une forme d'onde de courant MLI définie[10].

II.3.2.1 Onduleur de courant :

L'onduleur est composé de six dispositifs thyristors commutés par gâchette (TCG), chacun pouvant être remplacé par deux ou plusieurs dispositifs en série pour un fonctionnement à moyenne tension. Les dispositifs TCG utilisés dans l'OSC sont de type symétrique avec une capacité de blocage de tension inverse.

L'onduleur produit un courant de sortie MLI défini (i_w). Du côté courant continu de l'onduleur se trouve une source de cc idéale (i_d). En pratique, i_d peut être obtenu par un redresseur de source de courant (RSC).

L'OSC nécessite normalement un condensateur triphasé C_f à sa sortie pour aider à la commutation des dispositifs de commutation. Par exemple, lors de la fermeture de l'interrupteur S1, le courant MLI de l'onduleur i_w tombe à zéro en période de temps très courte.

Le condensateur fournit un chemin de courant pour l'énergie emprisonnée dans l'inductance de charge de la phase A. Sinon, un pic de haute tension serait induit, causant des dommages aux dispositifs de commutation.

Le condensateur agit également comme un filtre harmonique, améliorant les formes d'onde de courant et de tension de charge.

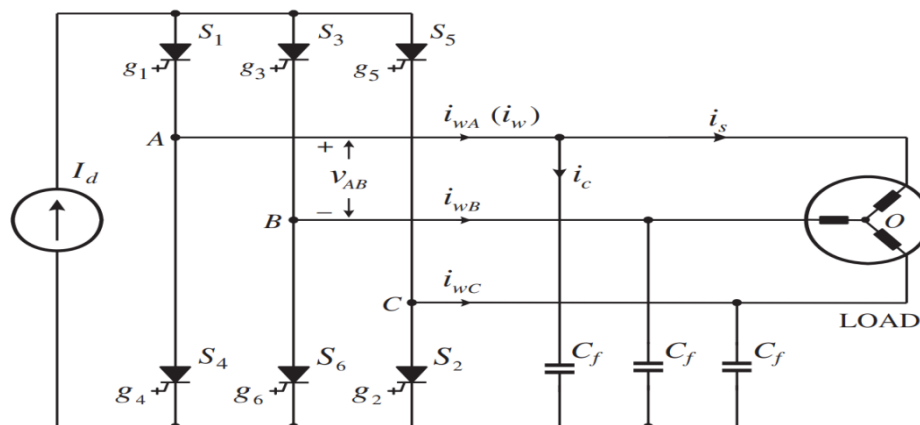
La source de courant continu i_d peut être réalisée par un redresseur de source de courant RSC ou MLI avec une commande de rétroaction de courant continu comme illustré à la Figure (II.07). Et Pour rendre le courant continu i_d lisse et continu, une inductance continue L_d est un dispositif indispensable pour le RSC.

L'onduleur de source de courantMLIa les caractéristiques suivantes :

- Topologie de convertisseur simple, les dispositifs TCG utilisés dans l'onduleur sont de type symétrique, qui ne nécessitent pas de diodes de roue libre anti-parallèles.

- Formes d'onde adaptées au moteur, l'OSC produit un courant MLI triphasé au lieu d'une tension MLI comme dans l'OST. Avec le condensateur de filtrage installé à la sortie de l'onduleur, les formes d'onde du courant de charge et de la tension sont presque sinusoïdales.

- Le problème de $\frac{dv}{dt}$ élevé associé au l'OST n'existe pas dans le l'OSC[10].



(II.07) : Onduleur de source de courant TCG MLI[10].

II.3.2.2 Onduleur de tension :

L'onduleur à source de tension (OST) est l'un des composants électroniques de puissance les plus largement utilisés dans l'industrie électrique, qui est supérieur aux autres structures de convertisseur en raison de ses variations de vitesse élevées, de son interruption continue et de sa structure simple[16].

Les onduleurs de source de tension peuvent être utilisés pratiquement dans des applications monophasées et triphasées.

Les onduleurs de source de tension triphasés sont utilisés pour les applications qui impliquent des formes d'onde de tension sinusoïdales, telles que les variateurs de vitesse, les alimentations sans coupure et certains types de dispositifs de systèmes de transmission AC flexibles.

Les onduleurs à source de tension sont classés sur la base de leur construction et de leur tension de sortie et de leur niveau de mise en œuvre. Il existe trois principaux types sur la base de leur tension de sortie comme :

• Onduleur demi-pont monophasé :

L'onduleur de source de tension monophasé se compose de deux IGBT. Les IGBT fonctionnent comme les commutateurs. Dans la topologie en demi-pont, la tension CC d'entrée est divisée symétriquement en raison des mêmes condensateurs connectés à travers l'alimentation CC. La forme d'onde de sortie du redresseur à demi-pont monophasé est comme suit[11]:

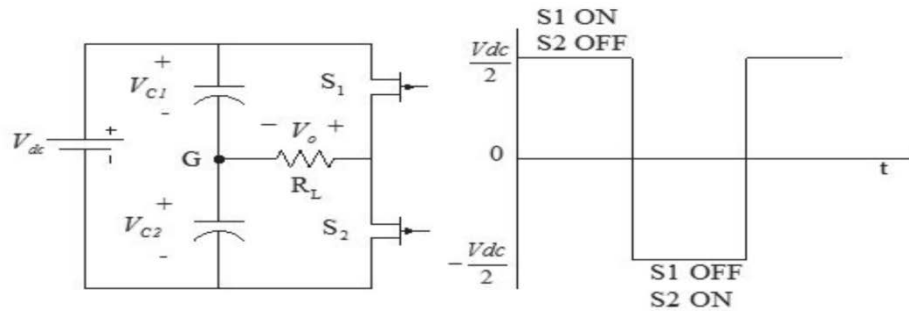
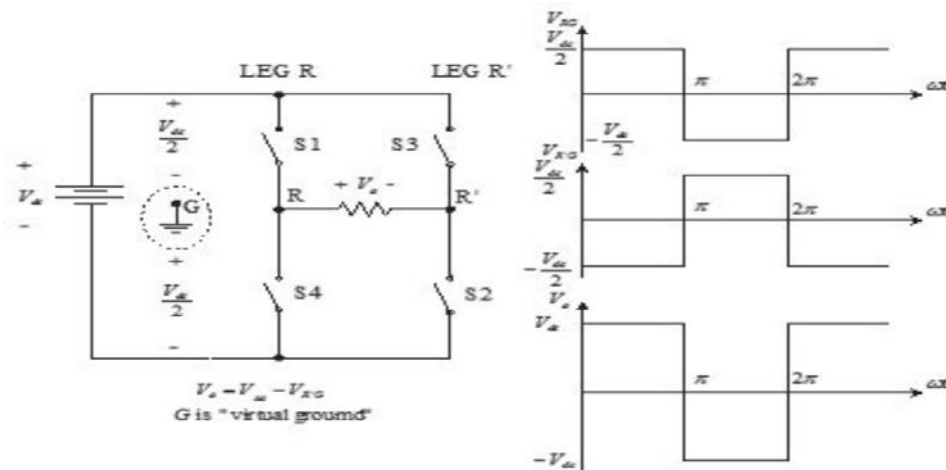


Figure (II.08) :

Onduleur demi-pont monophasé[11].

• onduleur monophasé à pont complet :

Le redresseur de source de tension monophasé comprend deux bras d'onduleur de base, c'est-à-dire deux onduleurs en demi-pont. La forme d'onde de sortie est une onde carrée. Il est similaire à la forme d'onde de sortie du demi-pont OST. La seule différence est la tension de sortie. Comme dans l'OST en demi-pont, la forme d'onde de sortie d'onduleur en pont complet est constituée des harmoniques[11].



Figure

(II.09) : Onduleur demi-pont monophasé[11].

• onduleur de source de tension triphasée :

Se compose des trois branches de l'onduleur, c'est-à-dire trois onduleurs en demi-pont. La tension triphasée est générée en prenant la sortie de chaque branche de l'onduleur.

Le schéma de circuit du l'OST triphasé est illustré à la Figure (II.09).

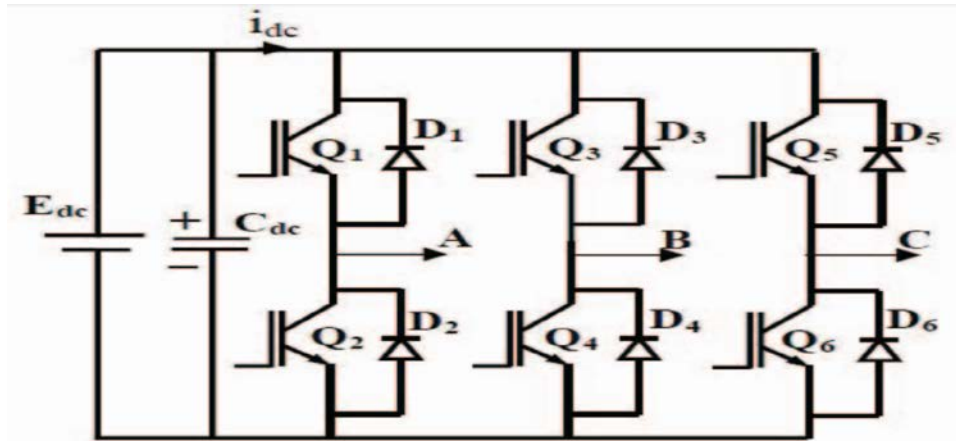


Figure (II.10) :

onduleur de source de tension triphasée[11].

L'OST peut également être classé sur la base des paramètres de contrôle de la forme d'onde de sortie tels que la fréquence, la tension, le contenu harmonique, etc.[11].

II.4 L'alimentation de la machine par onduleur:

II.4.1 Les différentes techniques de commande d'onduleur :

Pour de nombreuses applications, dont la variation de vitesse des machines électriques, on souhaite pouvoir régler à la fois l'amplitude et la fréquence des tensions aux bornes de la charge grâce à la commande de l'onduleur, On distingue les techniques de commande suivante :

II.4.1.1 commande pleine onde (dite 180°) :

Afin d'obtenir une tension de sortie alternative, l'onduleur de tension monophasé connecte la source de tension continue à la charge, dans un sens puis dans l'autre. Pour réaliser ceci, il suffit de commander alternativement la fermeture des interrupteurs K1, K2, puis K3, K4. On obtient aux bornes de la charge tension $u(t)$ représentée ci-contre[12].

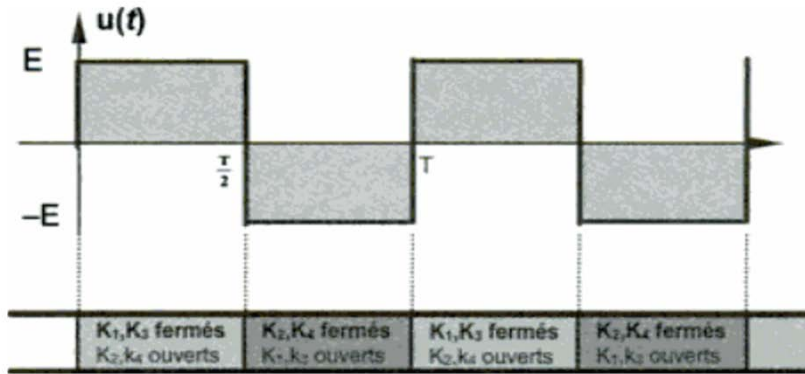
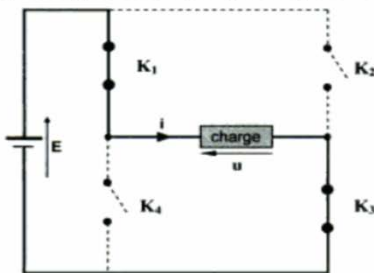


Figure (II.11) : onduleur de

source de tension triphasée[12].

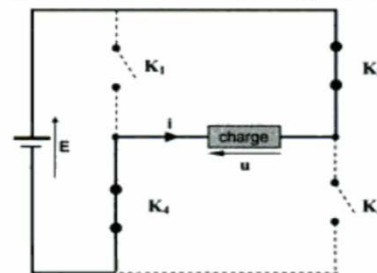
En effet, il suffit pour le montrer d'étudier les deux phases successives de fonctionnement :

Première phase ($0 < t < T/2$) :
 K_1 et K_3 fermés ; K_2 et K_4 ouverts.



Si l'on considère des interrupteurs parfaits, la tension à leurs bornes est nulle lorsqu'ils sont conducteurs. La loi des mailles permet alors d'écrire : $E - u = 0$, c'est-à-dire $u = E$.

Seconde phase ($T/2 < t < T$) :
 K_1 et K_3 ouverts ; K_2 et K_4 fermés.



Lors de cette phase, la tension de sortie vérifie la relation :

$E + u = 0$, c'est-à-dire $u = -E$.

On constate que la tension obtenue est alternative (valeur moyenne nulle) mais nonsinusoïdale.

Remarque : Il est aisé de modifier la fréquence de cette tension : il suffit pour cela de changer la fréquence du signal commandant la commutation des interrupteurs[12].

II.4.1.2 Commande décalée :

La commande des interrupteurs K_2 ; et K_3 ; est retardée de t par rapport à la commande pleine onde.

Cette commande des interrupteurs permet d'obtenir en sortie d'onduleur la tension $u(t)$ représentée ci-contre.

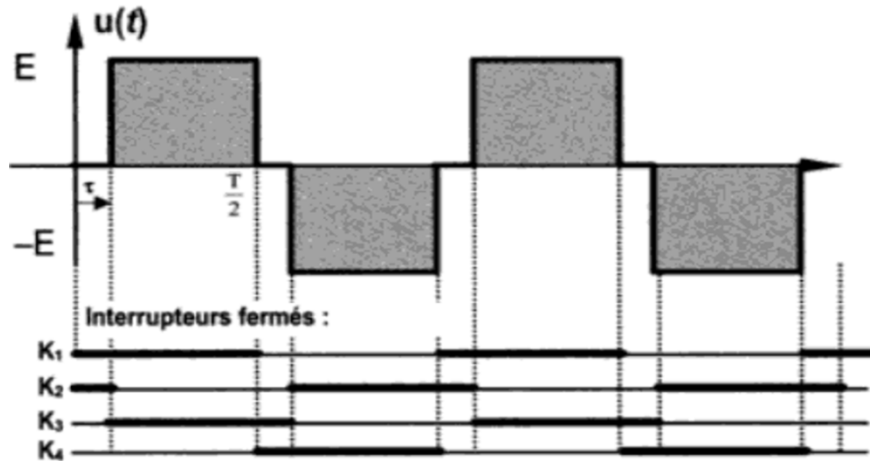
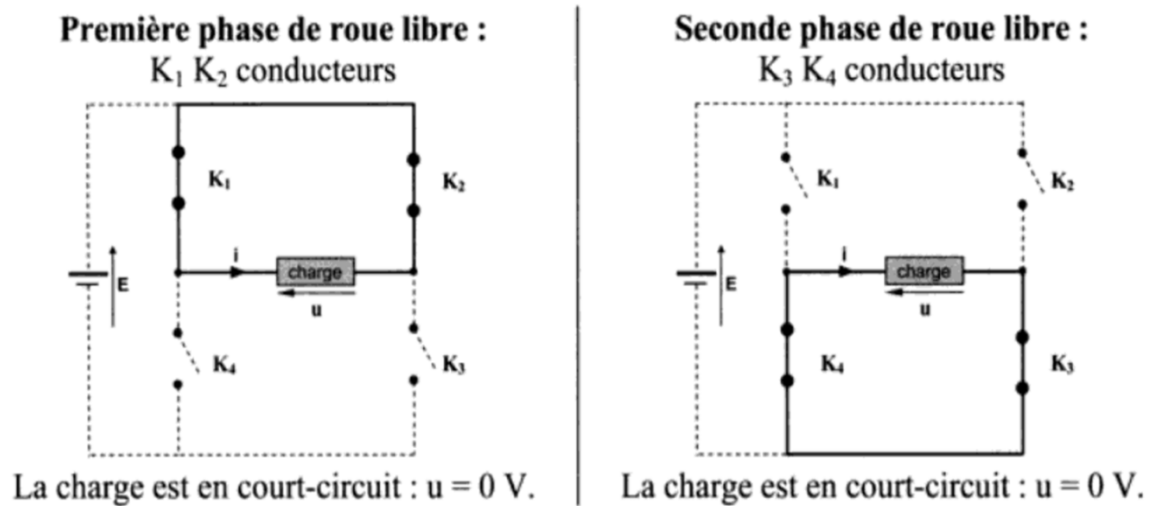


Figure (II.12) :formes

d'onde de tension de sortie en commande décalée [12].

La commande décalée présente quatre phases de conduction différente :

- On a déjà étudié lors de la commande pleine onde les phases de conduction K_1, K_3 ; et K_2, K_4 qui conduisent respectivement à $u = E$ et $u = -E$. Ces phases sont appelées phases d'alimentation.
- En commande décalée, il apparaît deux phases de roue libre K_1, K_3 et K_2, K_4 au cours desquelles la tension de sortie de l'onduleur est nulle :



En réglant le retard ' τ ' à la valeur particulière $\tau = \frac{T}{6}$;

On montre qu'il y a disparition de l'harmonique de rang 3 (et des harmoniques dont le rang est multiple de 3).

La figure ci-contre représente le spectre obtenu en commande décalée pour ce réglage particulier[12].

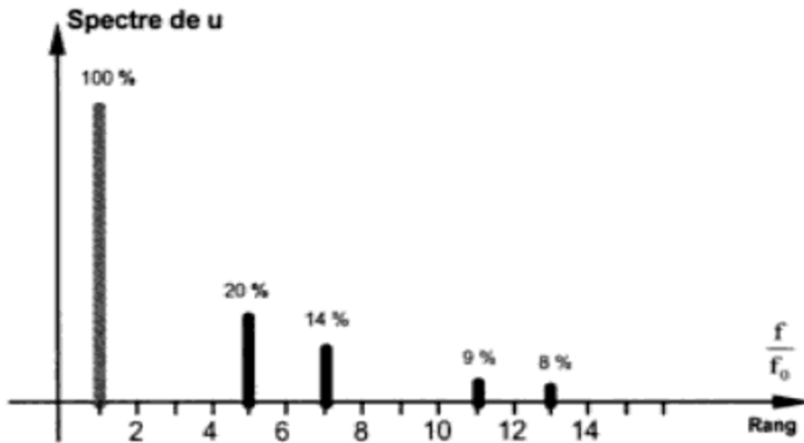


Figure (II.13) :le spectre

obtenu en commande décalée [12].

II.4.1.3 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne[14].

En pratique, on définira une période spéciale dite période de commutation, de modulation ou de découpage, qui sera sensiblement plus petite que la période fondamentale. On modulera les durées des impulsions des interrupteurs pour piloter l'amplitude fondamentale désirée en valeur moyenne sur la période ainsi définie, comme illustré sur la figure(II.14) [13].

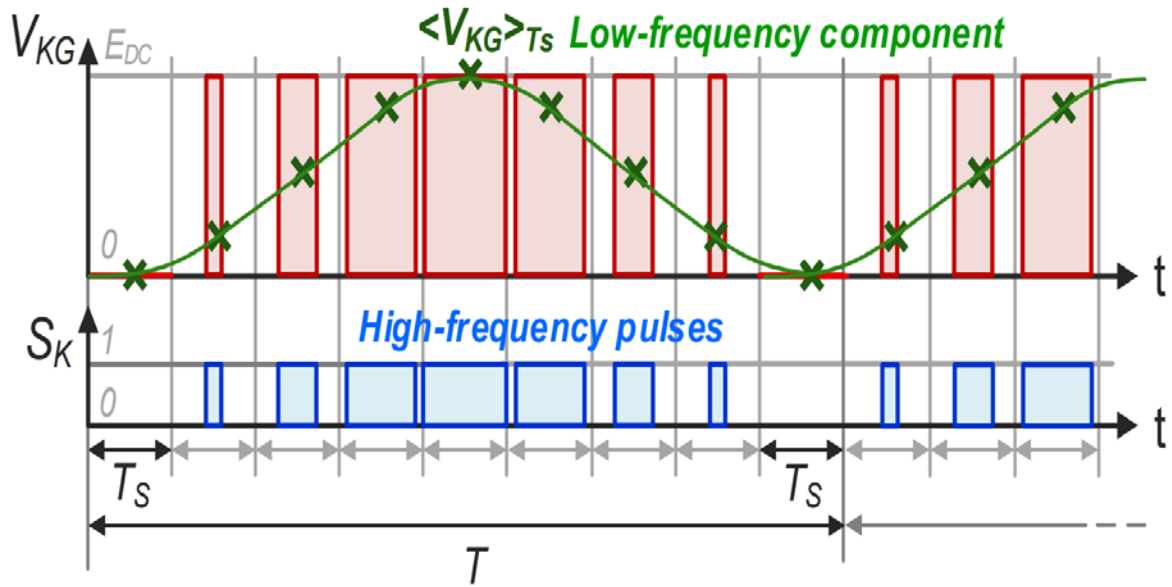


Figure (II.14) : Illustration du principe de la modulation de largeur d'impulsion[13].

II.4.2 Simulation de l'onduleur MLI sinus triangulaire :

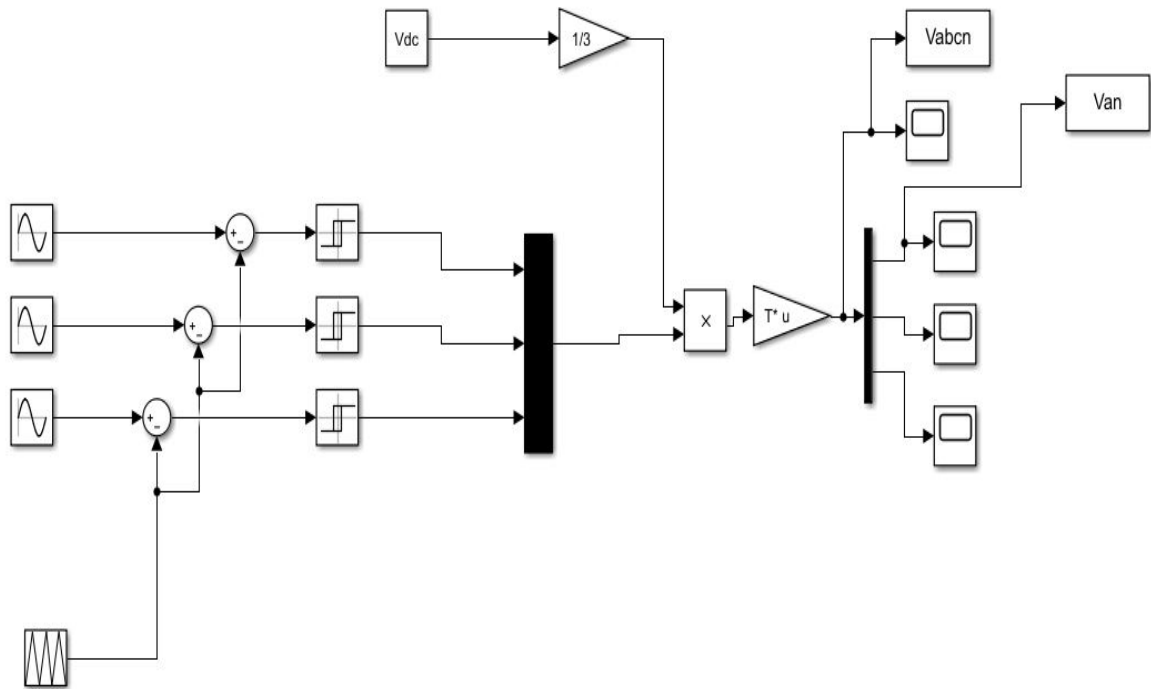
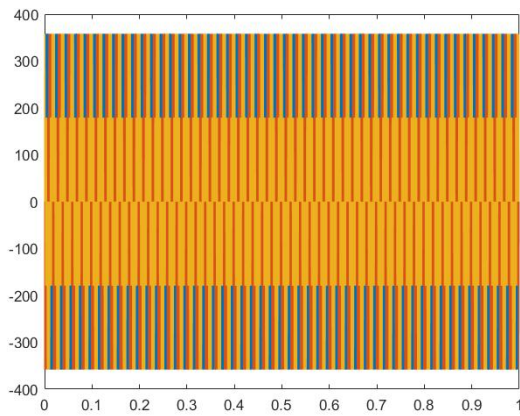
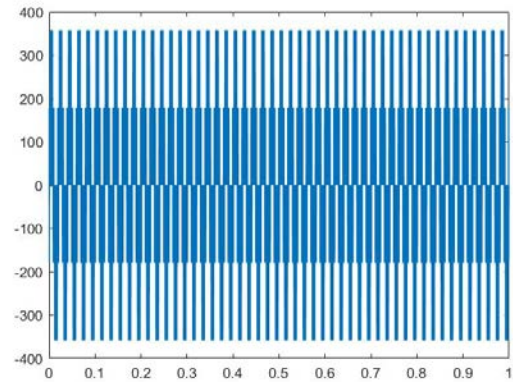


Figure (I.15) : schéma de simulation de l'onduleur MLI sinus triangulaire.

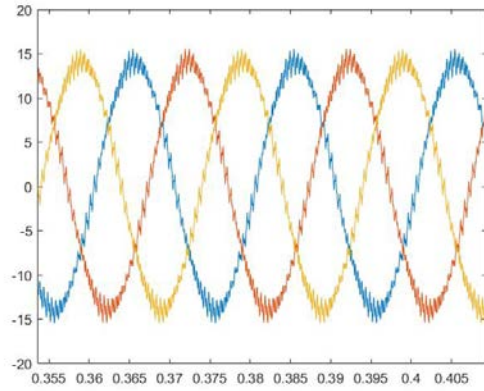
II.4.2.1 Les résultats de simulation :



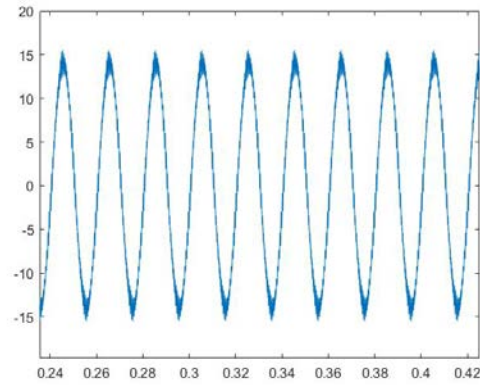
La tension Vabcn



La tension Van

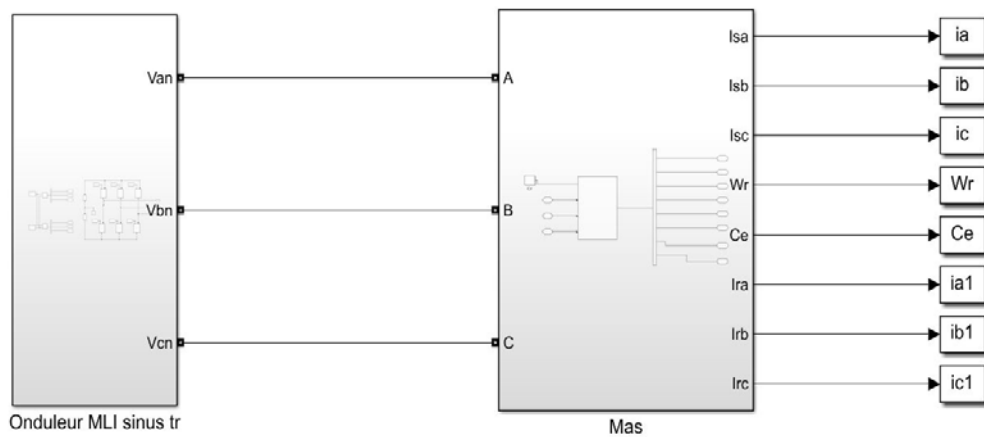


Le courant Iabcn (A)



Le courant Ian(A)

II.4.3 Simulation de l'association machine-onduleur :

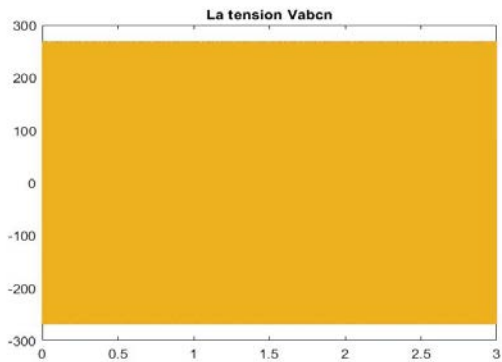


Figure

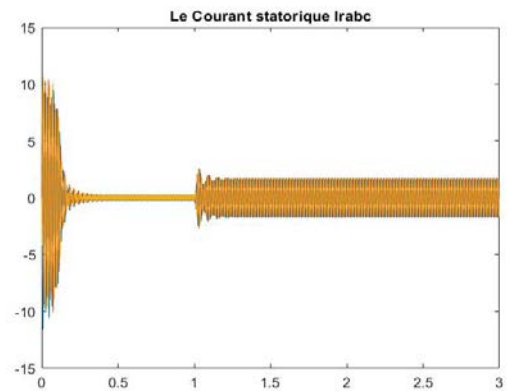
(I.16) : L'alimentation de la machine asynchrone par onduleur mli sinus triangulaire (les détails dans l'Annexe A).

II.4.3.1 Les résultats de simulation :

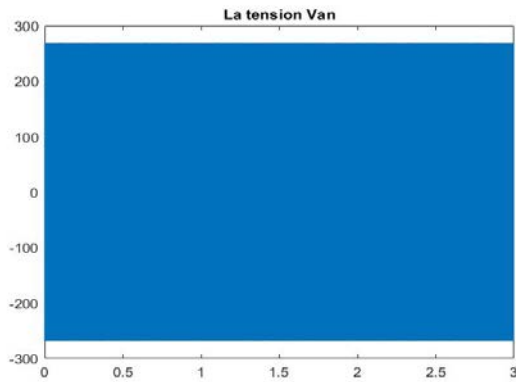
On applique une charge de $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$.



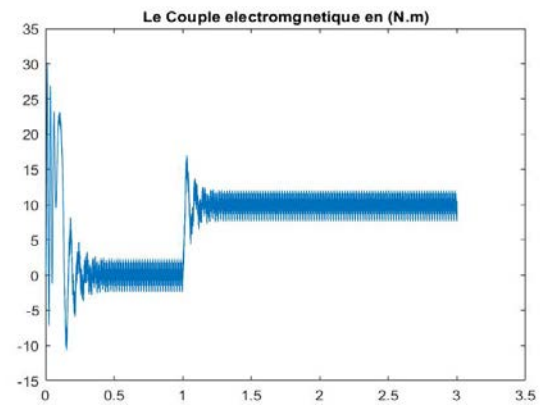
La tension V_{abcn}



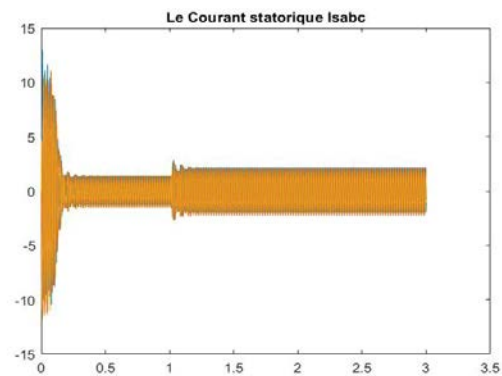
Le courant rotorique(A)



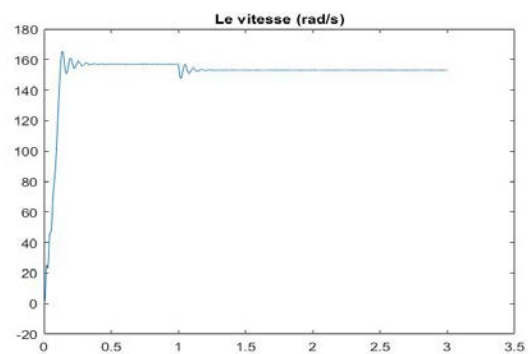
La tension V_{an}



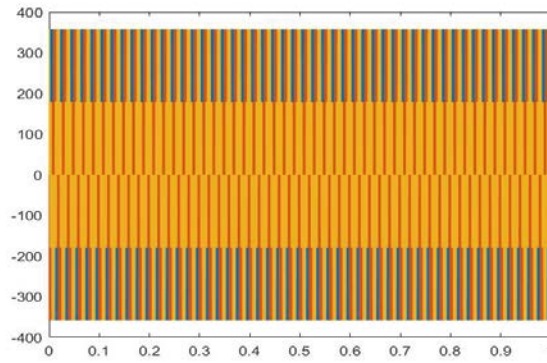
Le couple électromagnétique(N.m)



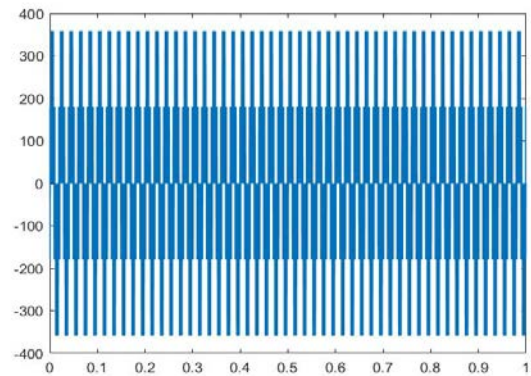
Le courant statorique(A)



La vitesse (rad/s)



Zoom de la tension Vabcn



Zoom de la tension Van

II.5 Conclusion

En conclusion dans le modèle étudié les différentes équations qui interviennent dans le fonctionnement de la machine asynchrone triphasé alimentée avec onduleur ont été décrites et étudiées.

Le fonctionnement a été simulé grâce à l'implémentation de ces équations dans un modèle à Simulink pour en faire une résolution temporelle, puis les résultats obtenus nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres et à partir des résultats nous avons vu l'alimentation de la machine avec le réseau triphasé et l'onduleur triphasé, nous notons une différence dans les résultats en raison de la forme d'onde de l'onduleur.

Chapitre III. Détection du défaut et l'analyse des courants d'un système onduleur triphasé

Chapitre III. Detection du défaut et l'analyse des courants d'une systeme onduleur triphasé

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous présentons la simulation du défaut circuit-ouvert dans les interrupteurs de l'onduleur et on analyser les courants, et nous avons remarqué comment cela affecte les performances de la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension.

Puis nous avons appliqué la méthode classique de l'analyse par la trajectoire de Park et la méthode basée sur les coordonnées polar.

III.2 Détection et identification du défaut :

III.2.1 Défaut de circuit ouvert :

Les défauts en circuit ouvert sont traités plus lentement et moins efficacement. Les dommages immédiats causés par les défauts en circuit ouvert sont mineurs, de sorte qu'ils ne suscitent pas beaucoup d'inquiétudes au départ. Au fil du temps, cependant, les défauts en circuit ouvert peuvent provoquer la paralysie du système. Alors en concentre donc sur les défauts d'onduleur en circuit ouvert [1].

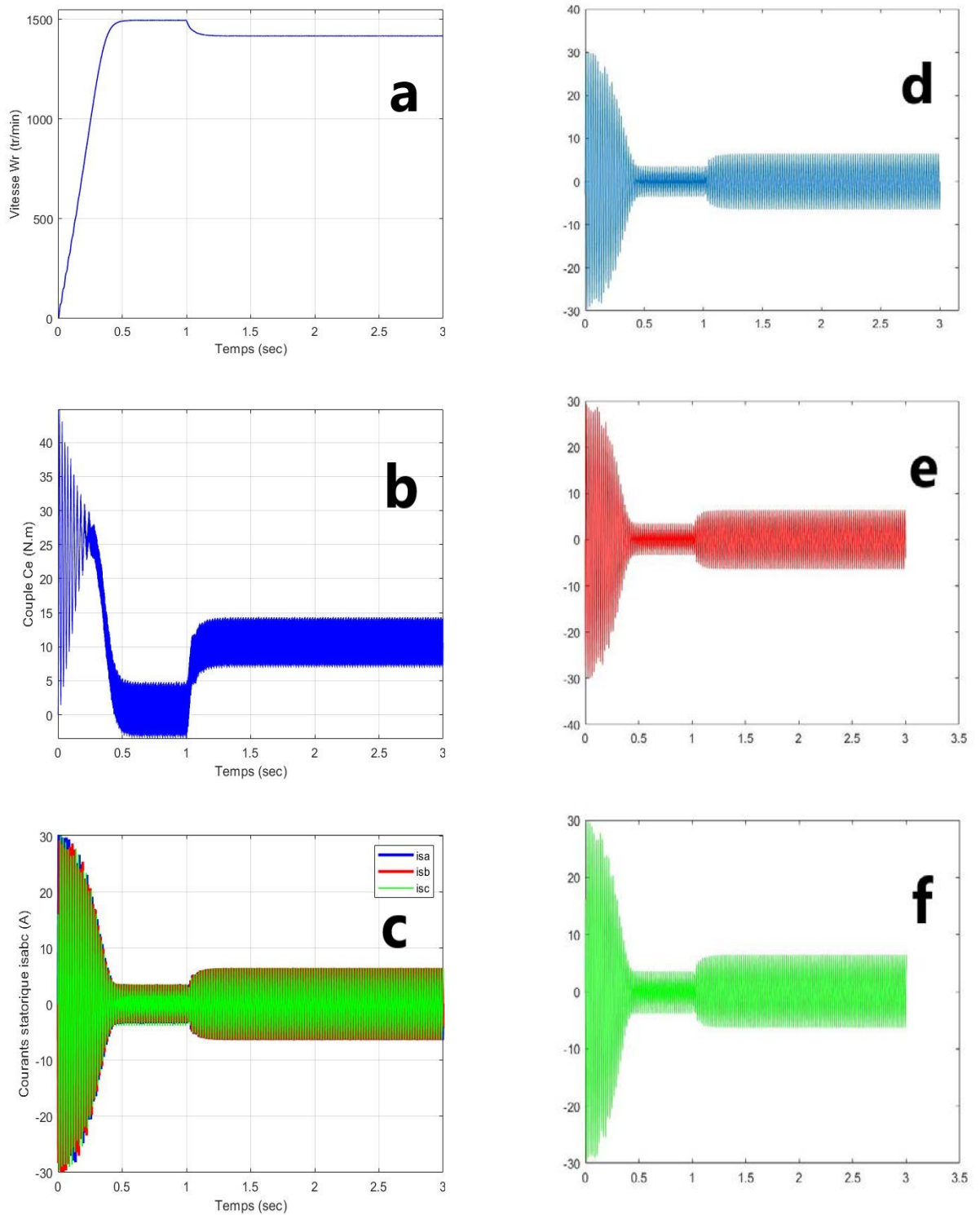
III.2.2 Validation par simulation :

On a considéré un défaut d'ouverture des transistors. La tension du bus continu DC = $380 \times \sqrt{2}$ V, $f = 50$ Hz. Pour l'analyse des défauts des semi-conducteurs, on a commencé à présenter par la figure (III.01) a, b et c respectivement la vitesse, le couple et la superposition des trois courants statoriques lors d'un démarrage. Lorsque la machine est saine. Et d, e et f les courants des phases a,b et c, séparément.

En suit on appliquer un défaut d'ouverture des transistors (Tr11, Tr12, Tr21, Tr22, T31, T32) dans l'instant = 1.5 s. les figures (III.02.03.04.05.06) a, b et c respectivement la vitesse, le couple et la superposition des trois courants statoriques lors d'un démarrage. Lorsque la machine est en défaut. Et d, e et f les courants des phases a, b et c, séparément.

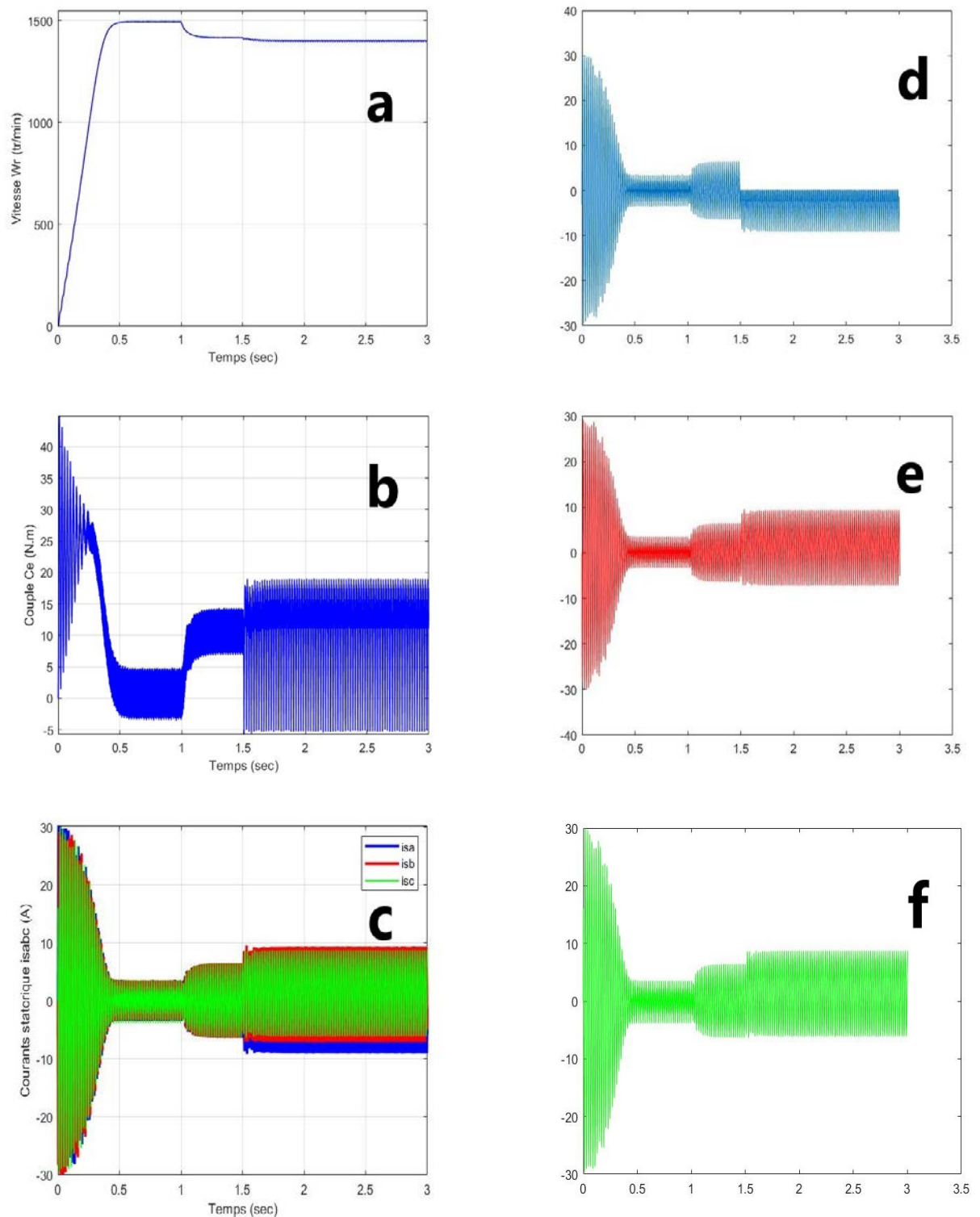
Tous les expériences suivante étudié avec une charge $C_r = 10$ N.m à l' instant = 1 s.

III.2.2.1 Cas sain (Sans Défaut) :



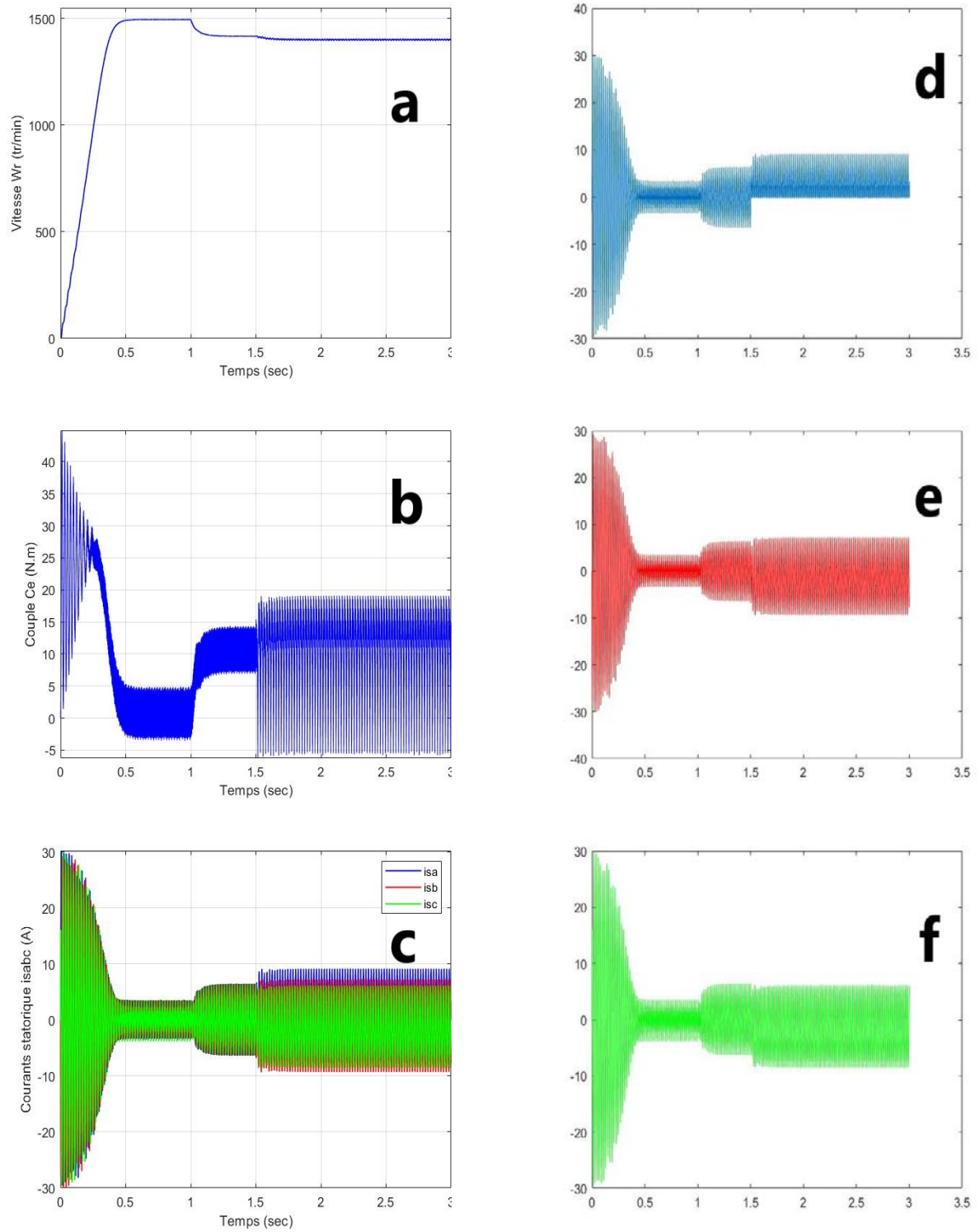
Figure(III.01) : Résultats de simulation cas sain (sans défaut)

III.2.2.2 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr11 :



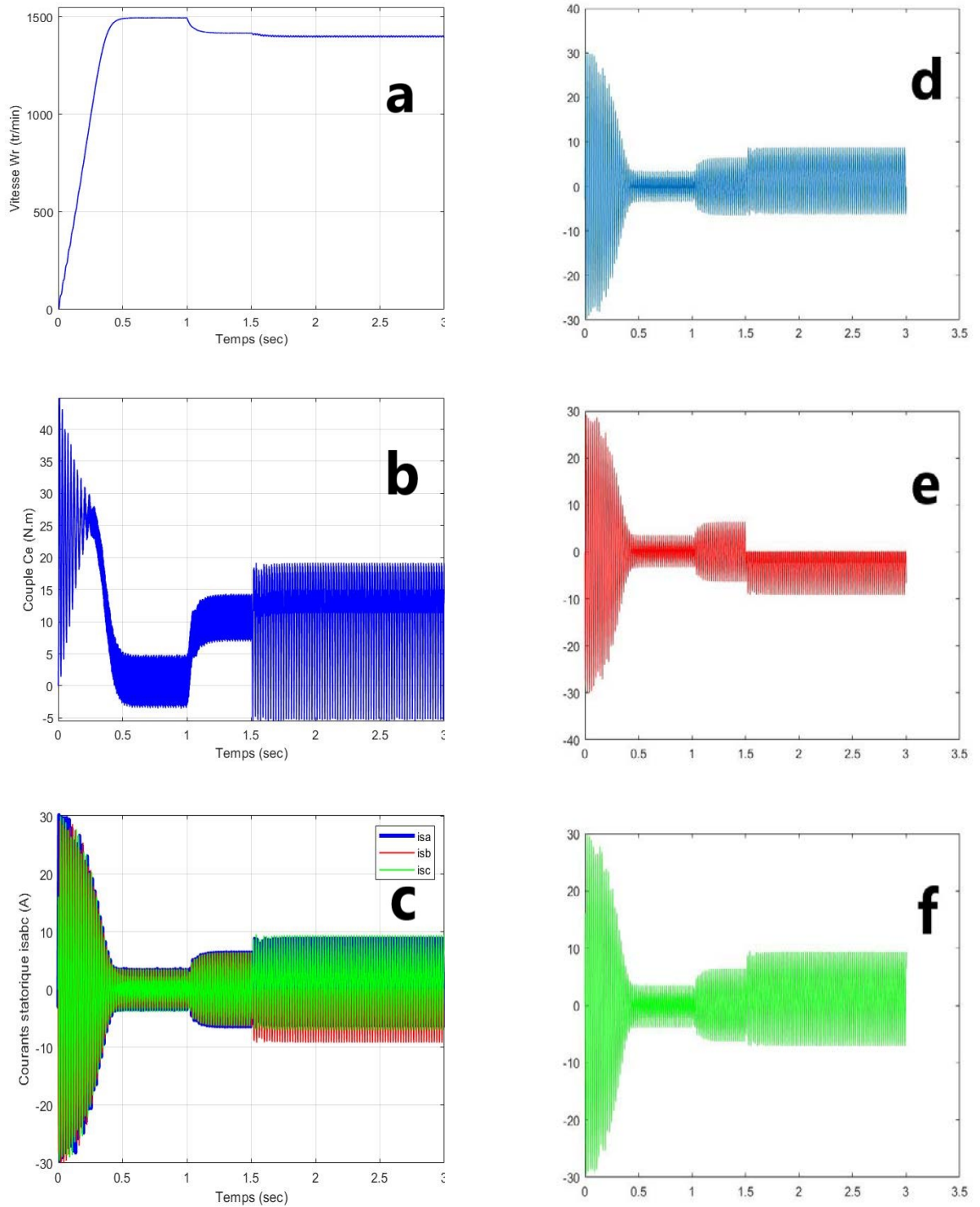
Figure(III.02) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr11.

III.2.2.3 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr12 :



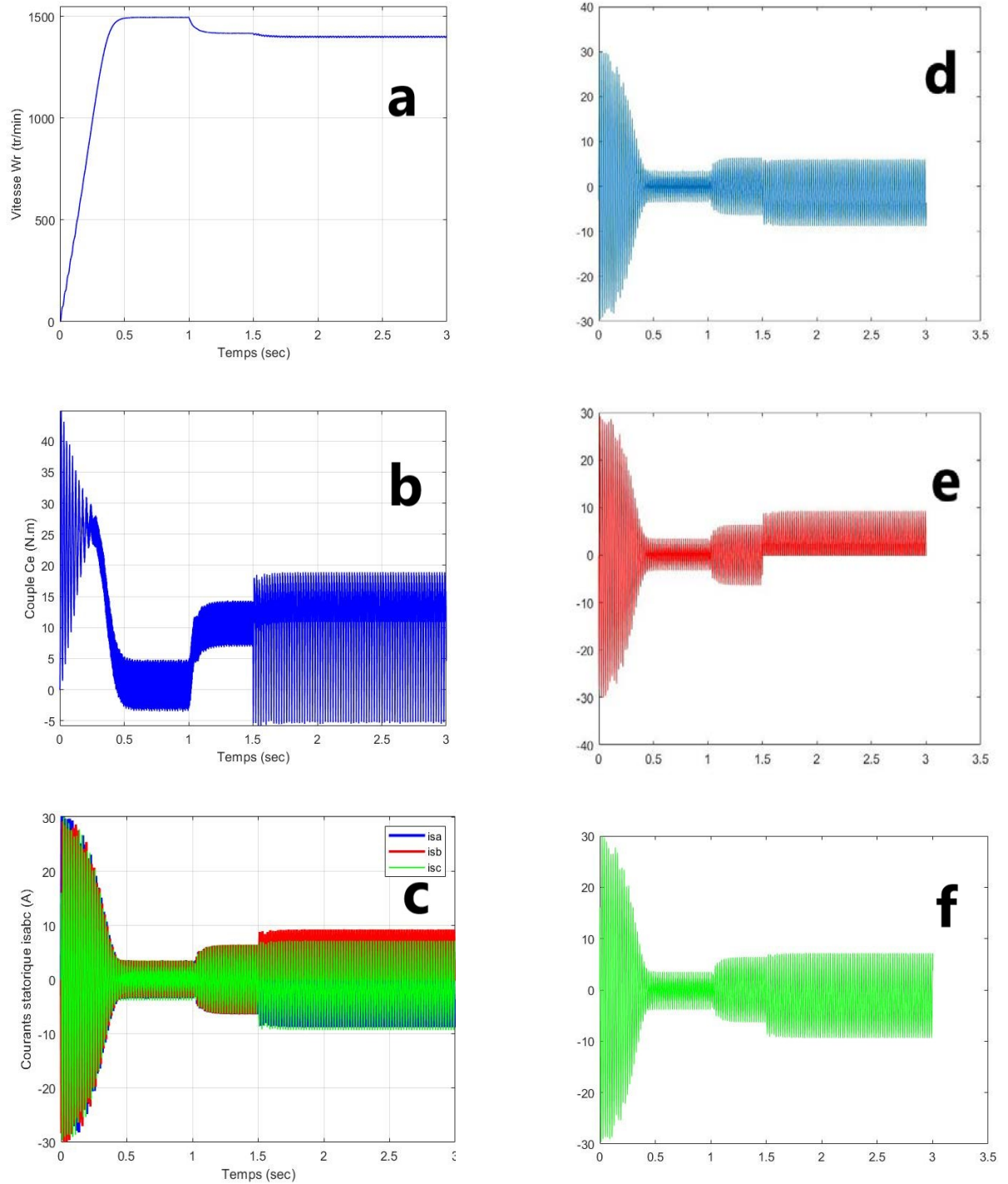
Figure(III.03) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr12.

III.2.2.4 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr21 :



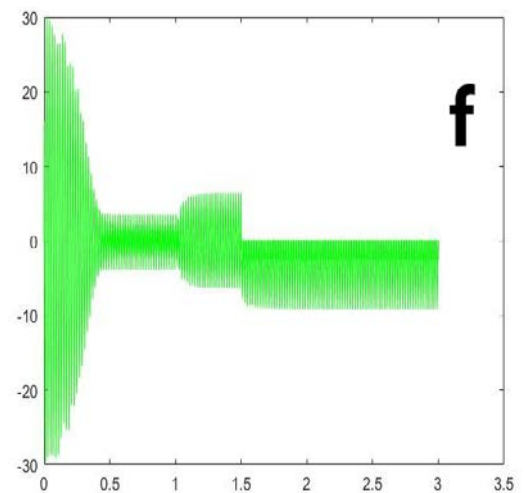
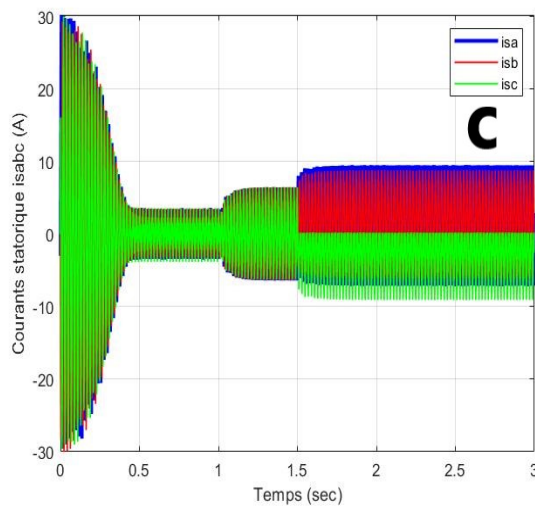
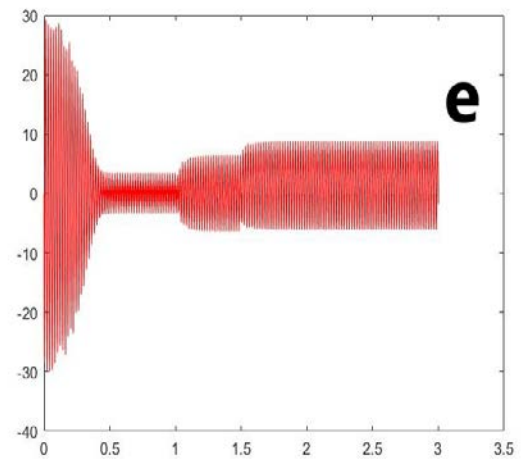
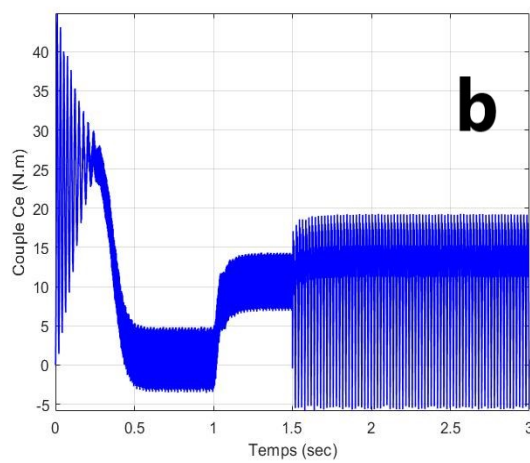
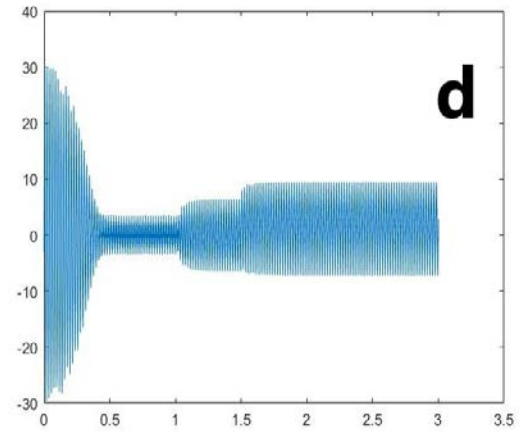
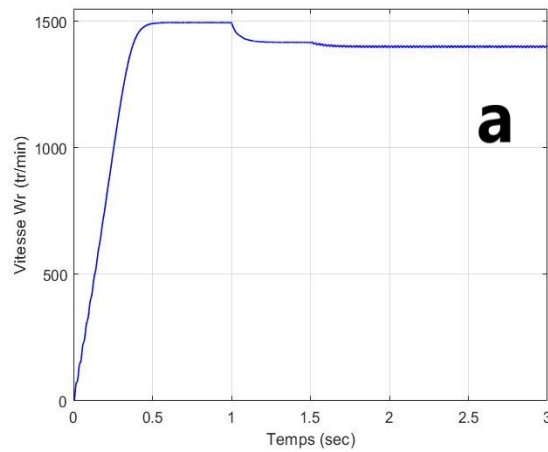
Figure(III.04) : Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr21.

III.2.2.5 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr22 :



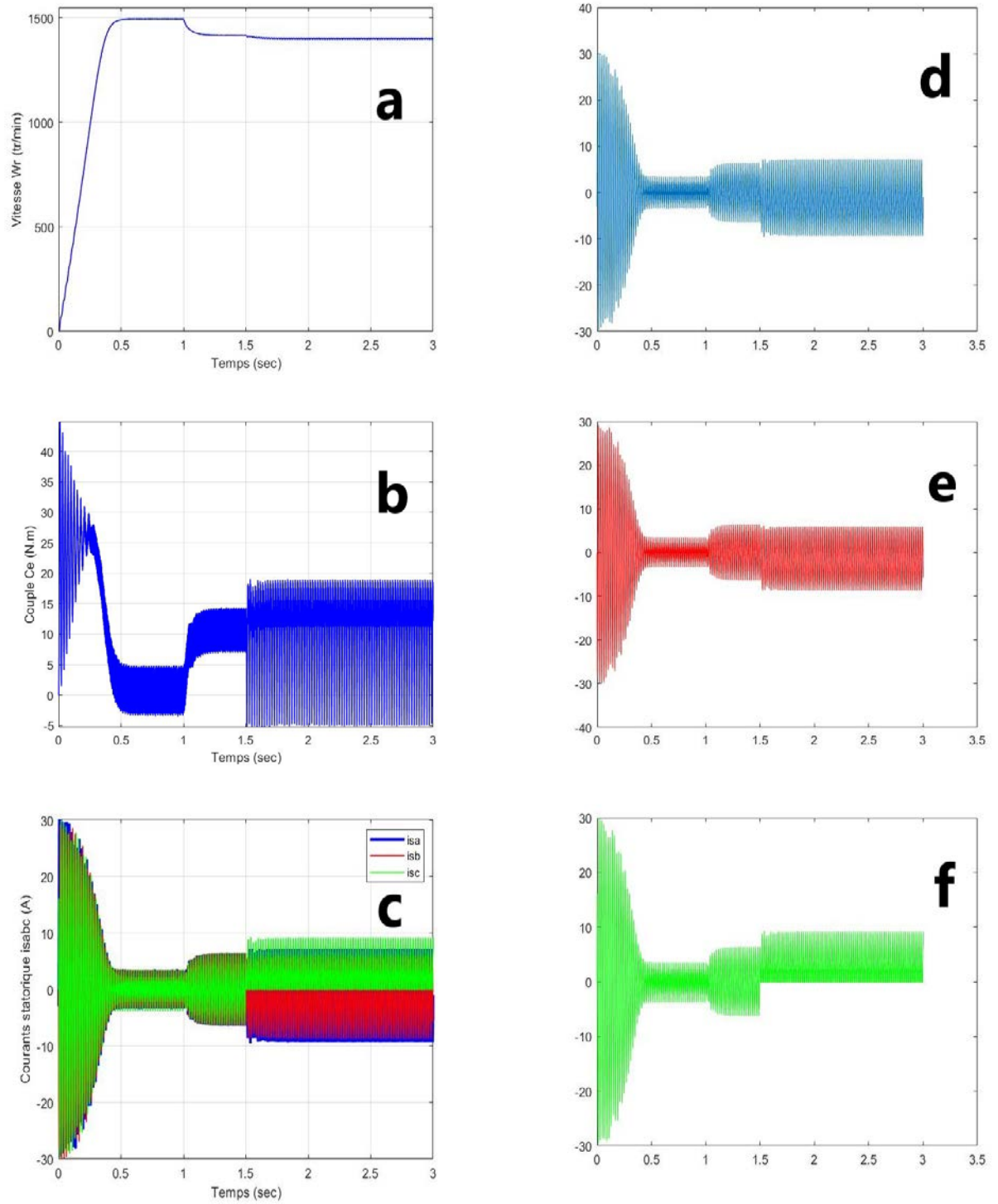
Figure(III.05) :Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr22.

III.2.2.6 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr31 :



Figure(III.06) :Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr31.

III.2.2.7 Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr32 :



Figure(III.07) :Résultats de simulation Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur Tr32.

III.2.2.8 Discussion :

On observe que dès qu'on provoque le défaut ceci apparait sur les grandeurs On remarque que l'effet du défaut de l'ouverture de l'interrupteur (T11,T12,T21,T22,T31 ouT32) se manifeste par:

- Perte de l'alternance positive des courantsdans les phases 'a' et 'b' et 'c', qui est alors unipolaire et non sinusoïdale.

- Vibration et diminution de la vitesse de rotation provoquée par la réduction de la puissance absorbée par la machine.

- Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique. La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé.

III.3 Application de la méthode classique de détection et localisation défaut circuit-ouvert :

III.3.1 Méthode basée sur la trajectoire de Park :

Cette méthode basée sur le suivi de la trajectoire du courant de Park a été présentée. En effet, en condition normale (sans défaut), la trajectoire de ce vecteur de courant dans le repère (d, q) est un cercle. Par exemple, ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un IGBT.

Dans le régime triphasé équilibré sinusoïdal, les courants de phase on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.01})$$

Si onapplique la transformation de Park, l'équation (III.1) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

1^{ère} cas :On applique un défaut circuit-ouvert d'un IGBT, *T11*, c'est-à-dire le courant dans la phase A égale à zéro. L'équation (III.01) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = 0 \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.03})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (III.3) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{III.04})$$

2^{ème} cas : On applique un défaut circuit ouvert d'un IGBT, $T21$, c'est-à-dire le courant dans la phase B égale à zéro. L'équation (III.01) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = 0 \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.05})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (III.05) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{III.06})$$

3^{ème} cas : On applique un défaut circuit ouvert d'un IGBT, $T31$, c'est-à-dire le courant dans la phase C égale à zéro. L'équation (III.01) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.07})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (III.07) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{III.08})$$

Figure (III.08), présenté les forme de courant triphasé dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert de ($T11, T12, T21, T22, T31, T32$). (Résultat de simulation).

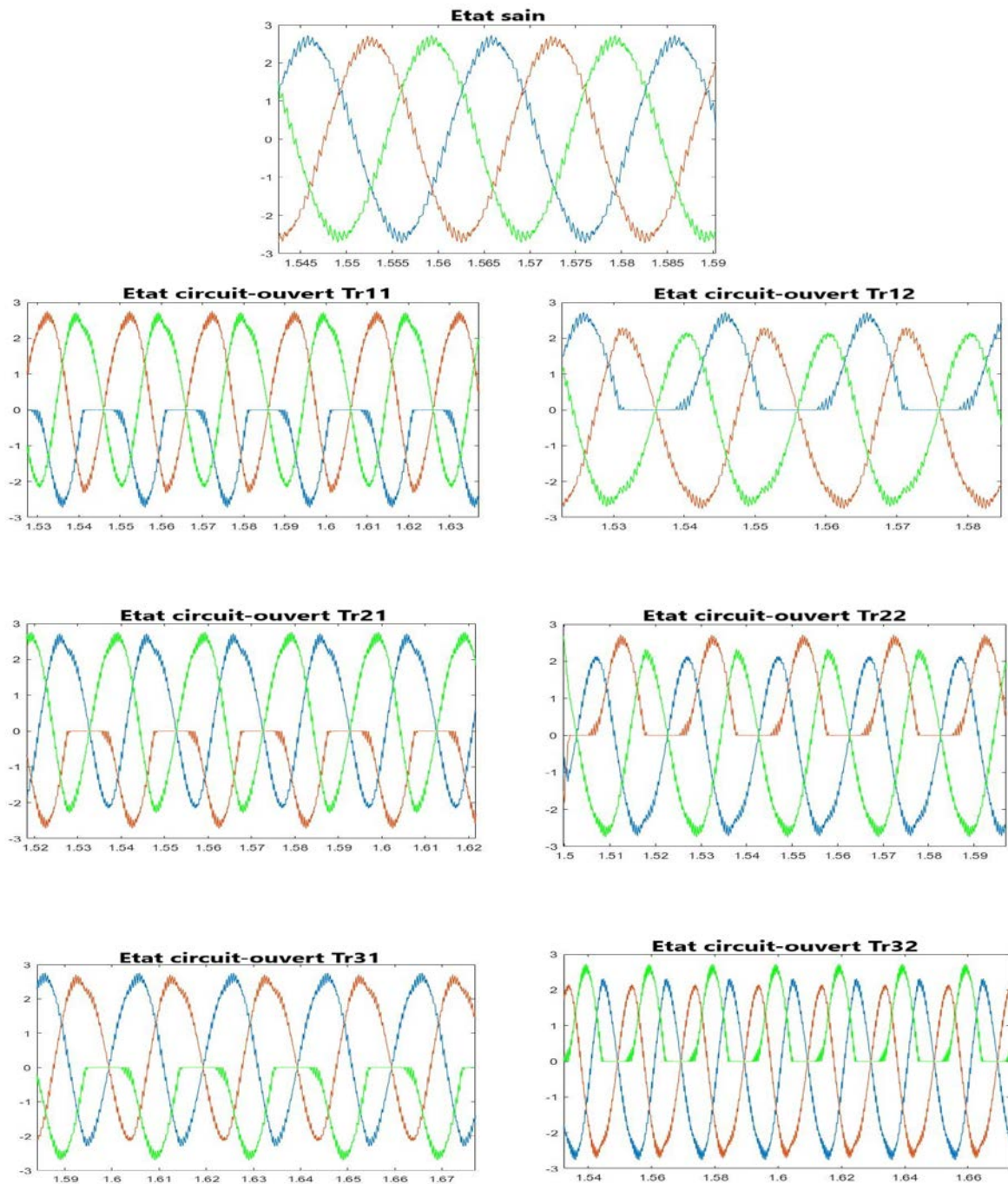


Figure (III.08) : Courant triphasé dans le cas d'un défaut circuit ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).

Figure (III.09), présenté les forme de courant triphasé dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert de($T_{11}, T_{12}, T_{21}, T_{22}, T_{31}, T_{32}$). (Résultat expérimentaux).

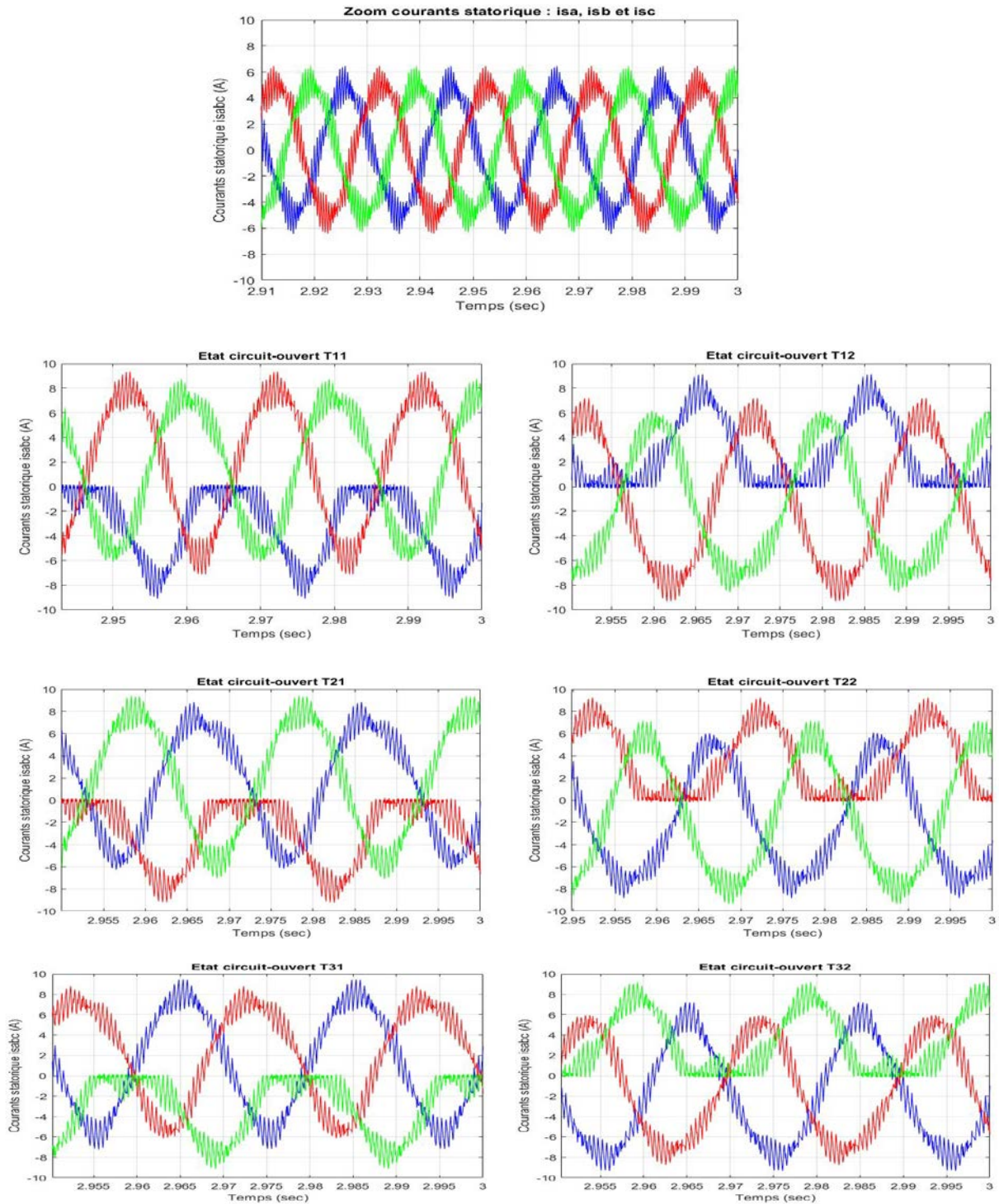


Figure (III.09) : Courant triphasé dans le cas d'un défaut circuit ouvert de chaque IGBT (Résultat simulation).

D'après les équations (III.02, III.04, III.06, III.08), on trouve les trajectoires de l'état sain et état défaut circuit-ouvert de ($T_{11}, T_{12}, T_{21}, T_{22}, T_{31}, T_{32}$).

Figure (III.10), présenté les forme de trajectoire dans le cas d'un défaut circuit-ouvert de($T_{11}, T_{12}, T_{21}, T_{22}, T_{31}, T_{32}$). (Résultat de simulation).

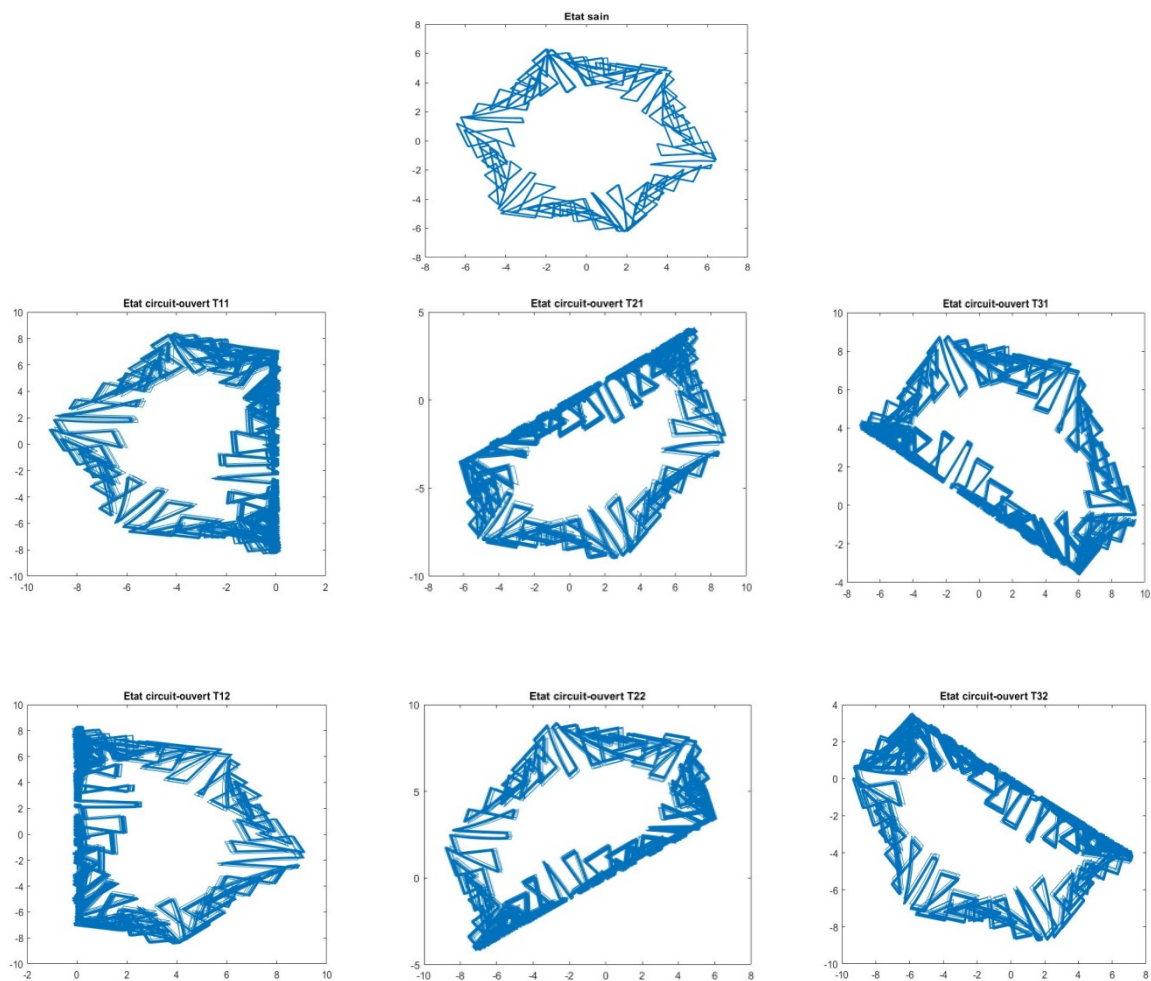


Figure (III.10) : Trajectoire de l'état sain et l'état de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).

Figure (III.11), présenté les angles θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT. (Résultat de simulation).

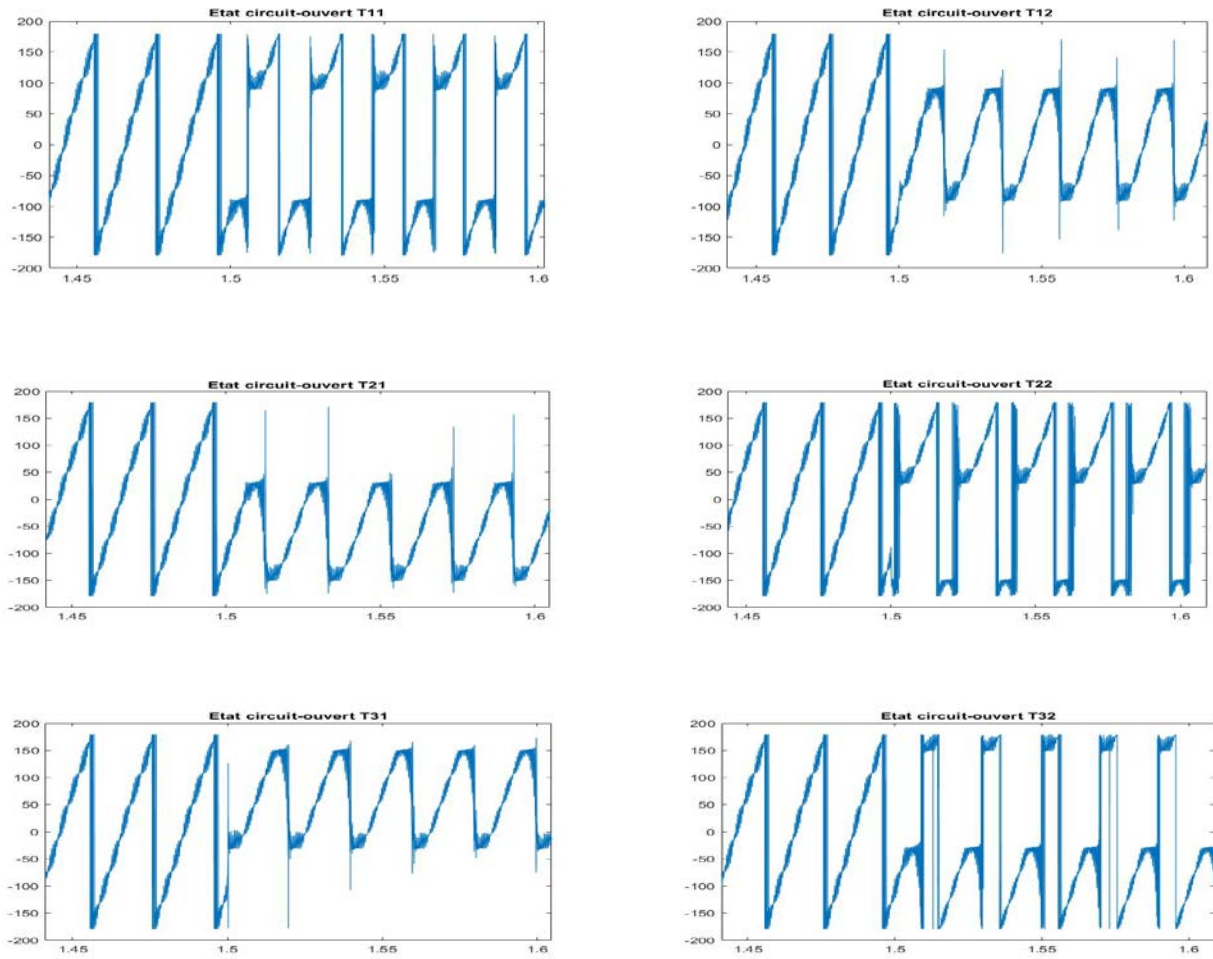


Figure (III.11) :Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).

Pour calculé les intervalles des angles de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT, en utilise les équations suivant :

$$\theta = [\theta_{min}, \theta_{max}] \quad (III.09)$$

$$\theta_{min} = \tan^{-1}(i_{qmean} / i_{dmean}) \quad (III.10)$$

$$\begin{cases} i_{dmean} = \sum_{i=1}^N i_d / \text{lenght}(i_d) \\ i_{qmean} = \sum_{i=1}^N i_q / \text{lenght}(i_q) \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\theta_{max} = 360^\circ - \theta_{min} \quad (III.12)$$

Selon la Figure (III.11), on peut calculée les intervalles des angles de défaut, Tableau (III.01), présentée les intervalles des angles :

IGBT's	Défaut circuit-ouvert d'un bras		Défaut circuit-ouvert d'un IGBT		
	α		θ_{min}	θ_{max}	θ
Etat sain	[0°, 360°]		0°	360°-0°	[0°, 360°]
Circuit-ouvert S _{a1}	Bras A	[-90°, 90°]	150°	360°-150°	[150°, 210°]
Circuit-ouvert S _{a2}			330°	360°-330°	[330°, 30°]
Circuit-ouvert S _{b1}	Bras B	[-150°, 30°]	270°	360°-270°	[270°, 330°]
Circuit-ouvert S _{b2}			90°	360°-90°	[90°, 150°]
Circuit-ouvert S _{c1}	Bras C	[-30°, 150°]	30°	360°-30°	[30°, 90°]
Circuit-ouvert S _{c2}			210°	360°-210°	[210°, 270°]

Tableau (III.01) :Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert d'un bras et chaque IGBT.

III.3.2 La méthode basée sur les coordonnées polar :

Cette méthode basé sur le calcule le centre de trajectoire, pour trouver le vecteur de courant de défaut de circuit ouvert.

Pour calculée l'angle de ce vecteur (l'angle exacte de défaut circuit ouvert), par le modèle mathématique présenté par les équations suivant :

$$\theta_{ico} = \sum_{i=0}^N \frac{\pi r^2 \rho}{360} \quad (III.13)$$

Le rayon de cette trajectoire peut être calculé à partir d'équation suivante:

$$r = \sqrt{(i_d^2) + (i_q^2)} \quad (III.14)$$

$$\rho = \rho_{max} - \rho_{min} \quad (III.15)$$

Les courants (d-q) au centre de la trajectoire i_{dc} et i_{qc} Peut être calculé en utilisant le maximum et le minimum de Vecteurs de courant comme suit:

$$\begin{cases} i_{dc} = 1/2 (i_{dmax} + i_{dmin}) \\ i_{qc} = 1/2 (i_{qmax} + i_{qmin}) \end{cases} \quad (III.16)$$

Pour le cas d'un IGBT défectueux, le vecteur actuel Est donné par l'équation suivante:

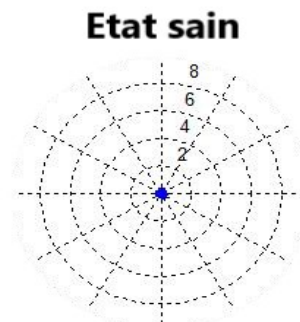
$$i_{co} = i_{dc} + j i_{qc} \quad (III.17)$$

À partir de ce calcul, peut être détecté et localisée le défaut circuit ouvert de chacun IGBT et le Tableau (III.02). Ci-dessous Résume le calcul le module et l'angle exact du vecteur de circuit-ouvert de chaque IGBT.

IGBT	ρ_{min}	ρ_{max}	θ_{min}	θ_{max}	i_{co}
S_{a1}	2.292	9.423	150^0	210^0	$4.65L180^0$
S_{a2}	14.835	0.456	330^0	30^0	$4.65L360^0$
S_{b1}	5.103	9.657	270^0	330^0	$3.508L300^0$
S_{b2}	2.643	2.841	90^0	150^0	$3.508L120^0$
S_{c1}	1.740	1.231	30^0	90^0	$3.739L60^0$
S_{c2}	2.872	15.623	210^0	270^0	$3.739L240^0$

Tableau (III.02) : Vecteur de courant et l'angle exact $\theta_{i_{co}}$ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

Figure (III.12), présenté les vecteur de courant de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.(Résultat de simulation).



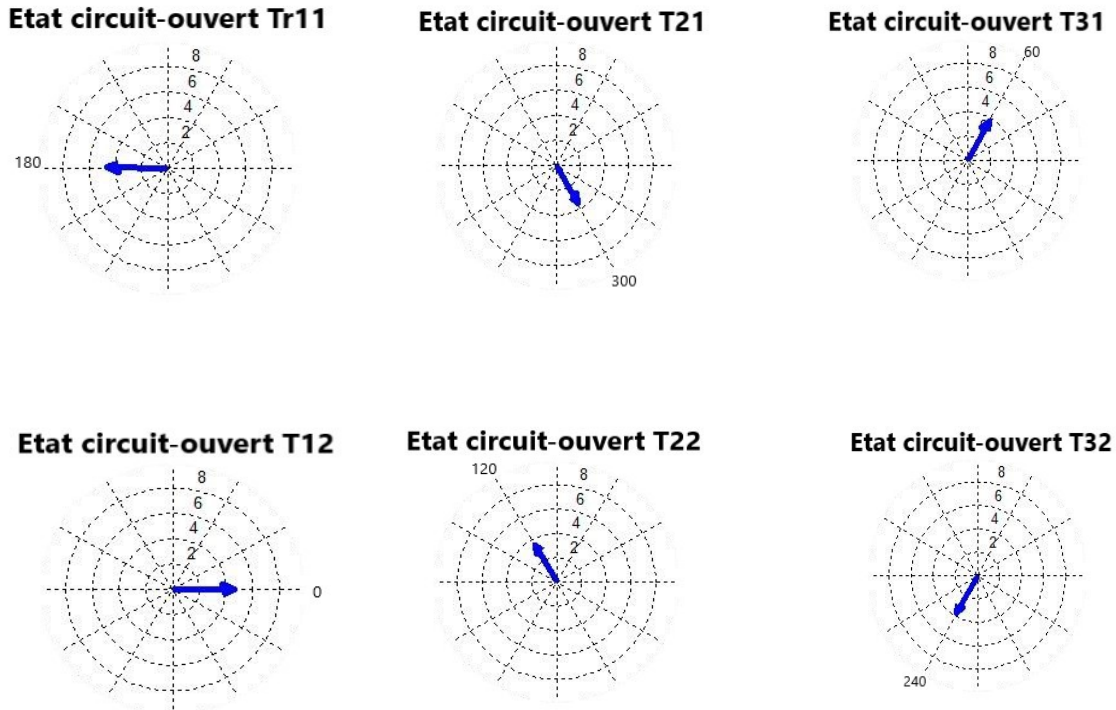


Figure (III.12) : Vecteur de courant de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).

III.4 Conclusion

Ce chapitre présente une méthode de diagnostic basée sur la surveillance du courant moteur triphasé (Vecteur de Park).

En conclusion avec cette technique, il est possible de détecter et d'identifier l'apparition de défauts simples comme un circuit ouvert dans les interrupteurs de puissance commandés et la phase défectueux du moteur triphasé.

Les défauts des interrupteurs de puissance, qu'ils en circuit ouvert, sont caractérisés par des motifs distinctifs de la représentation vectorielle de Park du courant du moteur triphasé, dont l'orientation angulaire est associée à l'interrupteur de puissance défectueux.

L'emplacement de l'interrupteur de puissance défectueux peut être obtenu à l'aide d'unetomographie auxiliaire. Les règles d'emplacement des interrupteurs de puissance commandés en circuit ouvert sont opposées, reflétant le comportement différent de la composante continue dans les courants de ligne du moteur (vecteur de Park), ce qui implique une rotation de 180° dans la numérotation des tomographies.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail dans ce mémoire avait pour objectif d'étudier la détection du défaut dans le système onduleur triphasé (onduleur associé à une machine asynchrone) et comment le défaut affecte les performances de la machine.

En conclusion, il y a plusieurs méthodes et techniques pour la diagnostique du défaut quel que soit le défaut, ces techniques sont généralement basées sur la transformation des ondes, et pour une vision plus claire du fonctionnement du système onduleur dans le deuxième chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone et l'onduleur à partir de ces équations mathématiques jusqu'à la simulation.

Par l'application d'un défaut (circuit-ouvert) dans le troisième chapitre de chaque interrupteur nous avons conclu que le défaut affecte (la vitesse et le couple électromagnétique) et le courant statorique de la machine est plus précisément le courant de la phase qui est en relation avec l'interrupteur défectueux.

Parmi les techniques mentionnées dans le premier chapitre nous avons appliqué la détection par la trajectoire de Park, en conclusion, cette technique est un outil efficace pour le diagnostic et la localisation de défaut des semi-conducteurs défaillants, les résultats retrouvés sont acceptables à l'échelle de simulation.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] ‘Shu Cheng’, ‘Jundong Zhao’, ‘Chunyang Chen’, ‘Kaidi Li, Xun Wu’, ‘Tianjian Yu’, ‘Yongsheng Yu’, “An open-circuit fault-diagnosis method for inverters based on phase current” ,Transportation Safety and Environment, Volume 2, Issue 2, June 2020, Pages 148–160, <https://doi.org/10.1093/tse/tdaa008>.
- [2] ‘Alia Salim, Guedda Smail’, Commande Vectorielle d’une Machine à Induction Université Echahid Hamma Lakhdar d’El-Oued/© Mai 2018.
- [3] ‘Martin kral, ‘Radomir Gono’,Dynamic Model of Asynchronous Machine Department of Electrical Power Engineering VSB - Technical University of Ostrava, Czech Republic DOI: 10.1109/EPE.2017.7967320/©2017 IEEE.
- [4] ‘YOUNES HADJIYASSER GADI’ Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d’une machine asynchrone. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 2014.
- [5] ‘Dr. Ing. Dhaker ABBES’, « Cours Conversion électromécanique de l’énergie électrique ». HEI Version 2014-2015.
- [6] ‘Adel Merabet’, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone » L’UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI COMME EXIGENCE PARTIELLE DU DOCTORAT EN INGÉNIERIE/©2007.
- [7] ‘Enseignant K. Barra’ , ‘ « cours Modélisation et commande vectorielle du moteur asynchrone » Université Larbi Ben M’hidi – OEB Faculté des sciences et sciences appliquées Département de génie électrique/©2020.
- [8] ‘S. A. Saleh’, ‘M. Azizur Rahman’, “Book wavelet modulated inverter” CHAPTER 1 “An Introduction to Wavelet Modulated Inverters”/©2011 DOI: 10.1002/9780470647998.ch1.
- [9] ‘KAMEL MERABET’, « COMMANDE MU D’UN ONDULEUR TRIPHASÉ BASÉE SUR LA DISPERSION DE LA TENSION TRIPHASÉE » MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L’UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES /©2011.
- [10] ‘Bin Wu’, ‘Mehdi Narimani’ , “Book High-Power Converters and AC Drives” PART 4 CHAPTER 10 “PWM Current Source Inverters”/©2017 DOI:10.1002/9781119156079.ch10.
- [11] ‘Saurabh Kharjule’, “Voltage Source Inverter” Instrumentation and Control Department College of Engineering Pune, India/©2015 doi:10.1109/icesa.2015.7503407 IEEE.
- [12] ‘Albert Terras’, « livre précis de productique Physique et électricité appliquées en productique » /©2014.

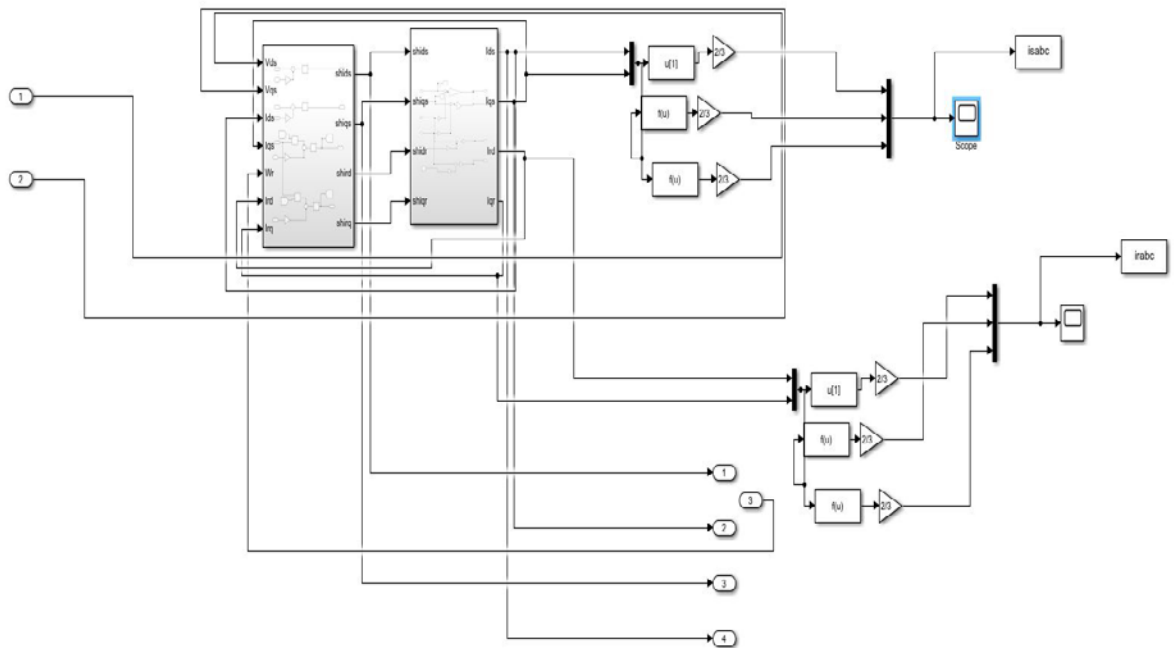
- [13] ‘Abdelkader Bouarfa’, « Méthodes de commande par allocation de convertisseurs statiques polyphasés, multi-niveaux : de la modélisation à la mise en oeuvre temps-réel ». En vue de l’obtention du DOCTORAT DE L’UNIVERSITÉ DE TOULOUSE/©2017.
- [14] ‘Stefan Laurentiu CAPITANEANU’, « Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux » Ingénieur de l’ENSEEIH de TOULOUSE, option Génie Electrique/©2002.
- [15] ‘Faeka Khater’, ‘Mohamed I.Abu El-Sebah’, ‘Mohamed Osama’, “ Fault diagnostics in an inverter feeding an induction motor using fuzzy logic” journal from Electronics Research Institute, Dokki, Cairo, Egypt. /©2016 <http://dx.doi.org/10.1016/j.jesit.2016.10.0052314-7172>.
- [16] ‘Milad samady shadlu’, “Fault detection and diagnosis in voltage source inverter using principle component analysis” Bojnourd Branch, Islamic Azad University, Iran/©2017 IEEE.
- [17] ‘V. Femllo Pires’, ‘Il,Tito G.Amaral’, ‘t, J.F.Martins’ , “Fault Detection and Diagnosis of Voltage Source Inverter using the 3D Current Trajectory Mass Center” Center for Innovation in Electrical and Energy Engineering (CIEEE), Lisbon, Portugal/©2012 IEEE.
- [18] ‘V. Fernão Pires’, ‘ Tito G. Amaral’ , ‘ Duarte Sousa’ , ‘G.D.Marques’, “Fault Detection of Voltage-Source Inverter Using Pattern Recognition of the 3D Current Trajectory” Center for Innovation in Electrical and Energy Engineering (CIEEE), Lisbon, Portugal/©2010 IEEE.
- [19] ‘HaoqiaoWen,’ , ‘TaoPeng’, ‘HongweiTao’, ‘ChaoYang’, “Open Circuit Fault Diagnostic Method for Three-level Inverters Based on Park Vector ” Central South University, Changsha/©2019 IEEE.
- [20] ‘Bilal Djamal Eddine Cherif’ , ‘Azeddine Bendiabdellah’ , ‘Mokhtar Bendjebbar’ , ‘Laribi Souad’ book Fault Detection and Diagnosis chapter 4 “A Comparative Study on Some Fault Diagnosis Techniques in Three-Phase Inverter Fed Induction Motors”/©2018 DOI: 10.5772/intechopen.79960.
- [21] ‘Bilal Djamal Eddine Cherif’ , ‘Azeddine Bendiabdellah’ , ‘Mostefa Tabbakh’, “Diagnosis of an Inverter IGBT Open-circuit Fault by Hilbert-Huang Transform Application” , Department of Electrical Engineering, University of M’sila, M’sila 28000, Algeria/©2019 IIETA.
- [22] ‘J. F. Martins’ , ‘v. Fernao Pires’ , ‘Celson Lima’ , ‘A. J. Pires’ , “Fault Detection and Diagnosis of Grid-Connected Power Inverters using PCA and current mean value” , Lisbon, Setubal, Portugal and Universidade Federal do Oeste do Para, Brazil/©2012 IEEE.
- [23] ‘Rebah MAAMOURI’, « Diagnostic et Commande Tolérante aux Défaits Appliqués à un Système de Conversion Électromécanique à Base d’une Machine Asynchrone Triphasée » THÈSE DE DOCTORAT École Doctorale ED184 – Université de Sousse/©2017.

- [24] 'Emmanuel SIMEU' , 'Ahmad ABDELHAY' , “Analytical redundancy approach for concurrent fault detection in linear digital systems” TIMA Laboratory 46, Avenue Félix Viallet 38031 GRENOBLE CEDEX, FRANCE//©2000.
- [25] 'Khaled YAHIA', « Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée par une Approche Signal ». Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en sciences en : Electrotechnique/©2012.
- [26] 'ChukwuemekaNibem' , 'Mohamed E. Farrag' , 'Ahmed A. Aboushady' , “New Fuzzy Logic Based Switch-Fault Diagnosis in Three Phase Inverters” , International Universities Power Engineering Conference (UPEC) /©2020.
- [27] 'Nithin Raj' , 'G. Jagadanand' , 'Saly George' , “Fault detection and diagnosis in asymmetric multilevel inverter using artificial neural network” International Journal of Electronics, 105:4, 559-571/©2018.
- [28] 'Bilal Djamal Eddine Cherif' , 'Mohamed Chouai' , 'Sara Seninete' , 'Azeddine Bendiabdellah' , “Machine-Learning-Based Diagnosis of an Inverter-Fed Induction Motor” IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, VOL. 20, NO. 6, JUNE 2022.
- [29] 'Mehdi Baghli' , 'Claude Delpha' , 'Demba Diallo' , 'Abdelhamid Hallouche', « Détection et Diagnostic de défauts sur un système onduleur triphasé NPC-Moteur asynchrone par l'analyse statistique des courants » Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. ffhal-02981837.
- [30] B. DE FORNEL, « Machines asynchrones (Alimentation et caractéristiques) », Technique d'Ingénieur D3620 Toulouse (2008)
- [31] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.

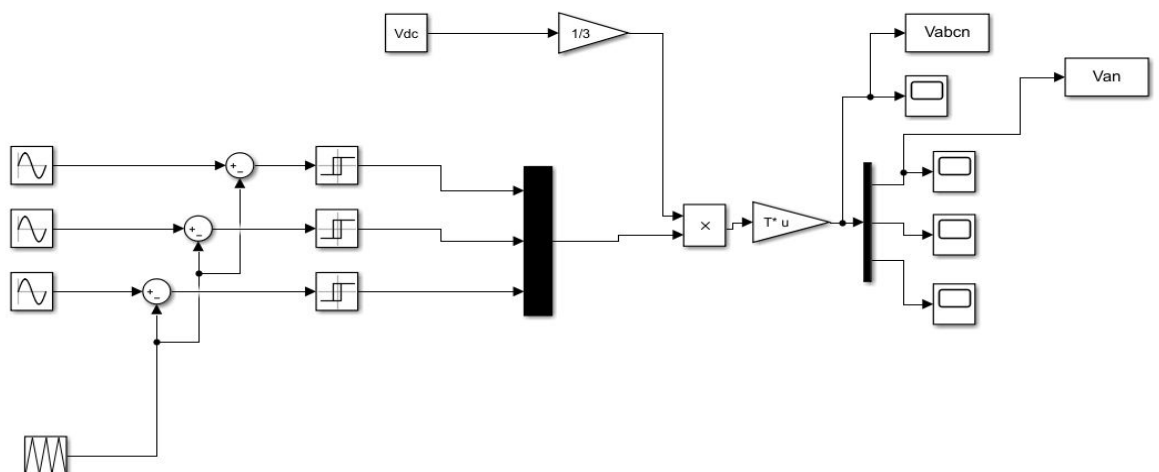
Annexes

Annexe :

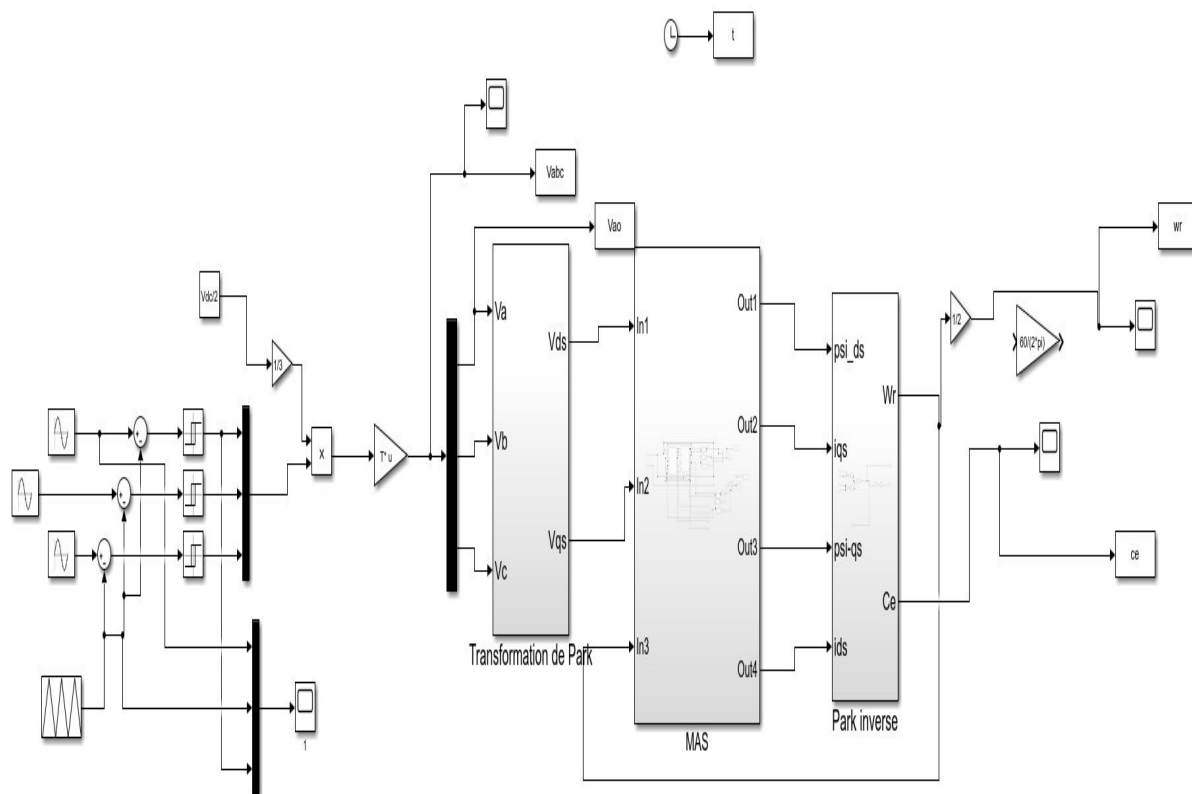
• Modélisation de la machine asynchrone :



• Modélisation de l'onduleur MLI sinus triangulaire :



• Modélisation de l'association onduleur MLI sinus triangulaire-machine asynchrone :



• **Model Simpower Systems de l'association Machine Asynchrone-onduleur MLI avec défaut circuit-ouvert ;**

