

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande des systèmes électriques

THÈME

Diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques

Préparé par :
Betta Zohra
Charef Nacira

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
Toumi Djilali	MCB	Président
Laribi Souad	MCB	Examineur
Hassaine Saïd	MCA	Encadreur
Boumediene A. Hamid	MAA	Co-Encadreur

PROMOTION 2015 /2016

REMERCIEMENTS

Tout d'abord nous remercions ALLAH le tous puissant et Miséricordieux qui nous a donné la foi, la santé, le courage, la patience et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à monsieur *Saïd HASSAINE* pour son accueil en nous proposant ce sujet, pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.

Nos remerciements vont également à monsieur *BOUMEDIENE ABD ELHAMID* pour son aide et ses conseils précieux.

Nous remercions les membres de jury qui ont accepté d'évaluer notre travail.

Nous tenons à remercier profondément tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin afin d'achever ce travail, en particulier, Mesdames et Messieurs *S. Laribi, Y. Mihoub*, les doctorants: *A. Tahri, A. Tamer, H. Bouazza, S. Taa* ainsi que Mr *D. Adda* pour leur aide, et à tous les enseignants sans exception du département de Génie électrique.

Nous adressons aussi nos remerciements pour nos amis et collègues surtout ce qui nous ont apporté un soutien moral.

Enfin, nous tenons à remercier nos familles pour leurs encouragements et leurs soutiens inconditionnels pour la réalisation de ce travail.

Merci





DEDICACES

Je dédie ce modeste travail tous d'abord à mes chers parents;

A ma très chère Maman pour sa tendresse, son encouragement, sa patience, depuis mon enfance jusqu'à ce jour.

*A mon très cher père **Lakhdar** pour sa générosité, pour sa fatigue afin de nous réaliser une heureuse vie pleine de dignité, je te remercie profondément pour tous ce que tu a fait pour nous.*

*A mes chers frères **Mohamed Mansseur** et **Ishak Siraj Eddine**, mes sœurs **Fadhila** et **Fatima Zohra** pour leur encouragements.*

*A tous les membres de ma grande famille qui porte le nom de «**Charef**».*

*A mes amies sans exception surtout, **Betta Zohra**, **Benyamina Nadia**, **Boutiche Lillia**.*

Enfin j'espère que vous êtes fiers de moi.

Nacira.C



DEDICACES

Je dédie ce modeste travail tous d'abord à mes parents,

A ma chère Maman, pour sa tendresse, son encouragement, pour ce qu'elle a fait depuis mon enfance jusqu'à ce jour.

A mon cher père pour sa générosité, sa gentillesse, je te remercie du fond de mon cœur pour tous ce que tu a fait pour moi.

*A mon très cher oncle **Betta Abdelkader** qu'était un deuxième père pour moi (que dieu l'accueille dans son vaste paradis), qui nous a quitté à jamais avec un rêve et le dieu me donne une longue vie pour le réaliser, que dieu compense ta fatigue, ton soin et depuis mon enfance par une vaste miséricorde.*

*A mes chers frères «**Mohammed, Abdelkader, Rabeh, Ahmed, Benchohra, Moussa, Ali**», et mes chères sœurs «**Fatma, Bakhta, Aicha, Khadidja**», pour leurs soutien moral et financier.*

A mes belles sœurs, mes neveux, mes nièces chacun son nom.

A mon fiancé Lahlah Sofiane et sa famille.

*A tout les nombre de ma grande famille qui porte le nom de «**Betta**».*

*A tous mes collègues et amies sans exception, surtout, **Charef Nacira, Benyamina Nadia, Boutiche Lillia**, pour leurs sincères amitiés qui m'a donné le courage de continuité et l'espoir dans la vie.*

Enfin j'espère que vous êtes fiers de moi.

Zohra.B

Liste des abréviations

Liste des abréviations

C/S	Convertisseur Statique
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
A	Ampère
V	Volt
U	Tension composée
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
PWM	Pulse With Modulation
SVM	Space Vector Modulation
TF	Transformée de Fourier
FFT	Fast Fourier Transformé
R	Résistance
L	Inductance
V_{dc}	Tension de bus continu
f_p	Fréquence de porteuse
f	Fréquence
H	Henry
Ω	Ohm
F	Farad

Introduction générale.....	1
Chapitre I:Généralités	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Un convertisseur statique.....	3
I.2.a Les redresseurs	4
I.2.b Les hacheurs	4
I.2.c Les onduleurs.....	4
I.2.d Les gradateurs	4
I.2.e Les cyclo-convertisseurs	4
I.2.1 Les redresseurs	5
I.2.2 Les onduleurs	5
I.2.2.1 Domaines d'utilisation des onduleurs	6
I.2.2.2 Classification des onduleurs	7
I.2.2.2.1 Onduleur autonome (non assisté)	7
I.2.2.2.a Onduleur autonome de tension	7
I.2.2.2.b Onduleur autonome de courant.....	8
I.2.2.2.2 Onduleur non autonome (assisté)	8
I.2.2.2.3 Onduleur à résonance	8
I.3 Types d'onduleurs autonomes de tension.....	9
I.3.1 L' onduleur monophasé	9
I.3.2 L' onduleur triphasé.....	9
I.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé	10
I.4 Les semi-conducteurs.....	12
I.4.1 Les interrupteurs semi-conducteurs	13
I.4.2 Les semi conducteurs disponibles	13
I.4.2.1 Les diodes	13
I.4.2.2 Thyristors.....	14
I.4.2.3 Les thyristors GTO	14
I.4.2.4 Les transistors	15

I.5 Conclusion	17
Chapitre II: Diagnostic des défauts	
II.1 Introduction.....	18
II.2 Stratégies de commande d'un onduleur de tension	18
II.2.1 La commande par modulation sinus – triangle	19
II.3 Les objectifs de la Technique MLI	21
II.4 Les applications	21
II.5 Terminologie propre au diagnostic	21
II.6 Les défauts apparaîtraient dans un onduleur.....	22
II.7 Les défauts des semi-conducteurs de puissance	22
II.7.1 Les défauts dans l'interrupteur GTO.....	22
II.7.2 Les défauts d'un interrupteur IGBT (onduleur)	23
II.7.2.a Court-circuit.....	23
II.7.2.b Circuit ouvert.....	24
II.7.2.c Vieillessement	25
II.8 Les méthodes d'analyse des défauts.....	25
II.8.1 La méthode Vectorielle de Park	25
II.8.2 Méthode d'Analyse de Spectre	30
II.9 Conclusion	32
Chapitre III: Résultats de simulation	
III.1 Introduction.....	34
III.2 Interpretation des résultats	36
Interprétation des résultats.....	41
III.3 Simulation de la première méthode (analyse spectrale).....	42
III.4 Simulation de la deuxième méthode (Analyse de contour de Park)	46
III.5 Conclusion	48
Conclusion générale	49

Liste des figures

Chapitre I

FIG.I. 1 les cas possibles de conversions.	3
FIG.I. 2 Convertisseur DC / AC.....	5
FIG.I. 3 La conversion DC-AC par un onduleur.....	6
FIG.I. 4 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	6
FIG.I. 5 Onduleur de tension monophasé.....	9
FIG.I. 6 Onduleur de tension triphasé.	10
FIG.I. 7 Schéma d'un onduleur triphasé.	11
FIG.I. 8 Représentation schématique d'une diode	14
FIG.I. 9 Représentation schématique d'un thyristor... ..	14
FIG.I. 10 Représentation schématique d'un thyristor GTO	15
FIG.I. 11 Représentation schématique d'un transistor bipolaire	15
FIG.I. 12 Représentation schématique d'un MOS.... ..	16
FIG.I. 13 Représentation schématique d'un IGBT	16
FIG.I. 14 Zones approximatives (Puissance/Fréquence) d'utilisation des principaux semi- conducteurs.	17

Chapitre II

FIG II. 1 Les différentes techniques de commande.....	19
FIG II. 2 Bloc pour générer un MLI avec sinus-triangle.....	19
FIG II. 3 Commande des interrupteurs par MLI naturelle.	20
FIG II. 4 les séquences des commutations des interrupteurs.....	20
FIG II. 5 Court-circuit dans un interrupteur	24
FIG II. 6 Défaut de circuit ouvert.....	25
FIG II. 7 Schémas de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux.....	26
FIG II. 8 Transformation de Concordia.....	26
FIG II. 9 Position du vecteur courant.	27

Chapitre III

FIG III. 1 Tension composée à la sortie de l'onduleur (sans filtre).....	35
FIG III. 2 Tension composée à la sortie de l'onduleur (avec filtre).	35
FIG III. 3 Tension simple de la charge (sans filtre).....	35
FIG III. 4 La tension simple de la charge (avec filtre).	36
FIG III. 5 Les courants I_{abc} à la sortie de l'onduleur.....	36
FIG III. 6 Les courants I_{abc} (filtrés) de la charge.....	36
FIG III. 7 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T1.....	37
FIG III. 8 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'1.....	37
FIG III. 9 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le premier bras.....	38
FIG III. 10 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T2.....	38
FIG III. 11 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'2.	39
FIG III. 12 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le deuxième bras.....	39
FIG III. 13 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T3.....	40
FIG III. 14 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'3.....	40
FIG III. 15 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le troisième bras.	41
FIG III. 16 L'analyse spectrale du courant de charge à l'état sain.	42
FIG III. 17 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T1 (a) et T'1 (b).....	42
FIG III. 18 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 1^{ier} bras.....	43
FIG III. 19 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T2 (a) et T'2 (b).....	43
FIG III. 20 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 2^{ieme} bras.	44
FIG III. 21 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T3 (a) et T'3 (b).....	44
FIG III. 22 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 3^{ieme} bras.	45
FIG III. 23 Analyse du Contour de Park à l'état sain.	46
FIG III. 24 Analyse du Contour de Park en présence de défaut dans les interrupteurs T1(a) T'1(b) T2(c) T'2(d) T3(e) T'3(f).	47

Introduction

Générale

Grâce aux progrès considérables réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, il a été possible de l'exploiter dans les différents secteurs industriels.

L'électronique de puissance est basée sur l'usage des composants de type semi-conducteurs qui sont des interrupteurs électroniques, soient commandables, ou non commandables associés intégralement dans un convertisseur statique. Ces derniers sont utilisés afin d'améliorer la conversion d'énergie, et le contrôle du transfert de puissance dans certains domaines tel que l'alimentation des machines à courant alternatif ou le domaine informatique (domaines les plus dominants ces décennies). Ces applications furent pendant longtemps limitées à la technique de haute fréquence, mais à la suite de l'apparition de nouveaux interrupteurs de puissance tel que les *GTO*, *MOSFET* et les *IGBTs* et leurs développement, de nouvelles techniques peuvent être envisagées. Parmi ces convertisseurs les plus étendus, les onduleurs qui sont des convertisseurs commandables permettant la conversion continue-alternative c'est ce que nous les rappelons dans le premier chapitre. Par ailleurs, avec le progrès dans la théorie de la commande, plusieurs techniques ont marqués leurs efficacités, tel que la stratégie *MLI* (sinus triangle et la modulation vectorielle *SVM* (Space Vector Modulation)).

Au sein de l'évolution et la performance réalisées au niveau de l'électronique de puissance, les semi conducteurs restent parmi les éléments les plus fragiles dans la chaîne de conversion, ce sont les premiers témoins et les premières victimes de tous dysfonctionnements susceptibles de survenir durant l'équipement [1].

La commande des convertisseurs statiques et la défaillance des composants sont des causes principales de création des défauts dans un convertisseur qui soient un circuit ouvert, court circuit ou vieillissement des composants. Ces types de dysfonctionnements induisent des contraintes d'endommagement pour le système (le convertisseur lui-même, ou la charge quelque soit sa nature), ces défauts doivent être rapidement détectés et localisés afin d'empêcher la répartition de danger de ces défauts.

Auparavant, la détection des défauts est effectuée via l'emploi des capteurs, qui sont coûteux généralement. Par contre, ces dernières années les méthodes de diagnostic furent développées pour la détection et la localisation des défauts dans les convertisseurs statiques.

Les techniques de détections de défauts adoptées dans le présent mémoire concernent la méthode de vecteur de Park qui consiste à détecter et localiser l'interrupteur défaillant. Par ailleurs, le développement de l'outil informatique nous a permis d'utiliser des algorithmes permettant d'analyser les spectres des fréquences utilisant la FFT (Fast Fourier Transforme).

Introduction Générale

Dans le deuxième chapitre on a développé tous ces défauts ainsi que les méthodes de diagnostic et les commandes les plus répondues des onduleurs.

Enfin on conclue notre travail, dans un troisième chapitre, par des tests de simulation d'un onduleur triphasé de tension en analysant ces résultats par les deux méthodes développées dans le deuxième chapitre.

Le mémoire est achevé par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités

I.1 Introduction

L'électronique de puissance est très riche avec les convertisseurs statiques qui permettent de l'avoir exploitée dans plusieurs domaines industriels dans le but d'améliorer la conversion d'énergie. Ces convertisseurs peuvent être subdivisés en éléments redresseurs non commandables (diodes) et éléments redresseurs commandables (thyristors, triacs, transistors ...).

I.2 Un convertisseur statique

Un convertisseur statique est un circuit électrique constitué par des interrupteurs permettant, via des séquences convenables, un transfert d'énergie entre générateur et récepteur.

La classification des convertisseurs se fait selon le mode de conversion comme le montre la figure suivante:

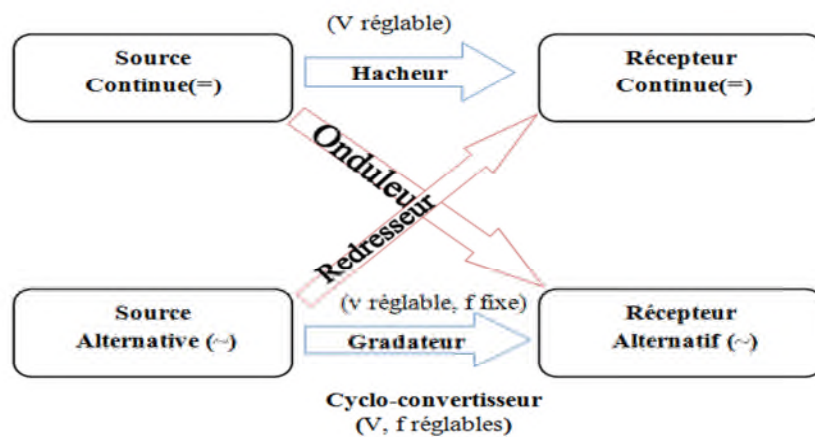


FIG.I. 1 les cas possibles de conversions.

I.2.a Les redresseurs

Les redresseurs sont des convertisseurs alternatif-continu permettant la conversion d'une tension alternative à une tension continue unidirectionnelle. Si ces derniers sont commandés (thyristors), donc la valeur moyenne de la tension obtenue est réglable.

I.2.b Les hacheurs

Les hacheurs sont des convertisseurs continu-continu délivrant une tension continue réglable à partir d'une tension continue de valeur fixe.

I.2.c Les onduleurs

Les onduleurs sont des convertisseurs continu-alternatif, qui permettent de convertir une tension continue en une tension alternative.

I.2.d Les gradateurs

Les gradateurs sont des convertisseurs alternatif-alternatif permettant de produire des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternative sans modifier la fréquence des tensions.

I.2.e Les cyclo-convertisseurs

Les cyclo-convertisseurs sont des convertisseurs alternatif-alternatif (ou convertisseur de fréquence), la conversion d'une tension alternative de fréquence f_1 en tension alternative de fréquence f_2 se fait par les cyclo-convertisseurs[2].

Parmi les avantages de ces convertisseurs:

- Transfert de puissance peut-être contrôlé et même régulé;
- Système moins encombrant et moins lourd;
- Un rendement excellent;
- Grâce à l'automatisation une facilité de mise en œuvre;
- Protections plus efficaces;
- Grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants, un coût relatif en baisse[3].

I.2.1 Les redresseurs

Un redresseur, également appelé (rectifier en anglais) convertisseur alternatif- continu, est un convertisseur destiné à alimenter une charge de type continue à partir d'une source alternative. La source est la plupart du temps du type tension.

Les redresseurs sont essentiellement réalisés à partir de diodes et de thyristors. Ces derniers ne sont utilisés que s'il est nécessaire de faire varier les grandeurs électriques en sortie du redresseur. Les transistors MOSFET et IGBT peuvent être utilisés dans certains cas spécifiques.

Les redresseurs peuvent être:

- **Non commandés** qui sont utilisés pour convertir une grandeur alternative en une grandeur continue utilisant les diodes.
- **Commandés**, utilisant des thyristors.

Les trois éléments principaux assurant la conversion continue-alternative sont:

- Source de tension continue (par exemple: batterie).
- Convertisseur DC/AC.
- Récepteur (alternative).

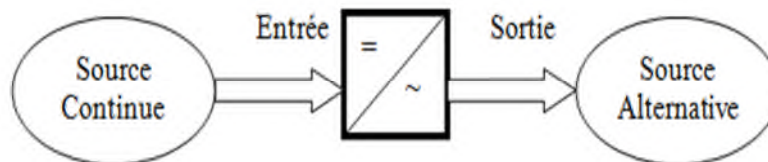


FIG.I. 2 Convertisseur DC / AC

I.2.2 Les onduleurs

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion à partir d'une source d'entrée continue pour avoir en sortie une source de sortie alternative. L'onduleur est employé sur la base des semi-conducteurs. Par une séquence adéquate de commande de ces derniers, l'onduleur peut fournir à sa sortie une tension (courant) alternatif de valeur moyenne nulle et d'amplitude et de fréquence désirés[4].

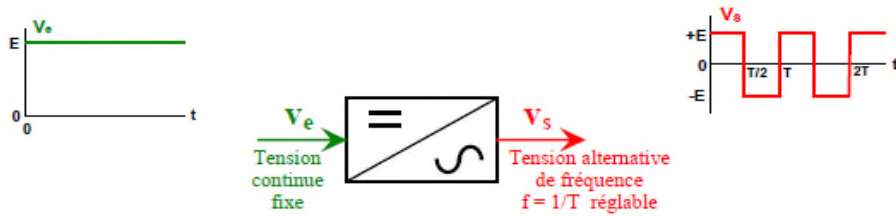


FIG.I. 3 La conversion DC-AC par un onduleur[5].

I.2.2.1 Domaines d'utilisation des onduleurs

L'onduleur est l'un des convertisseurs statiques les plus répandus de l'électronique de puissance, il a plusieurs domaines d'applications:

- **Alimentation de secours (sécurité)**

La réalisation d'alimentation de sécurité est la plus importante parmi les autres domaines d'application des onduleurs. Certains équipements ne peuvent supporter les coupures d'électricité inévitables notamment en milieu hospitalier.

En domaine informatique, les ordinateurs ne peuvent supporter même pas les microcoupures (quelques périodes) qui causent les pertes des informations donc lors de la coupure de l'électricité, l'onduleur peut assurer la continuité de l'alimentation à partir des batteries[4].

- **Réglage de la vitesse de rotation des moteurs à courant alternatif**

D'une manière générale, pour varier la vitesse d'un moteur alternatif (de plus en plus fréquent), il faut jouer sur la fréquence des tensions d'alimentation donc la tension du réseau (fréquence fixe) redressée puis par un onduleur associé à ce dernier, on peut obtenir une tension dont la fréquence désirée est réglable[6].

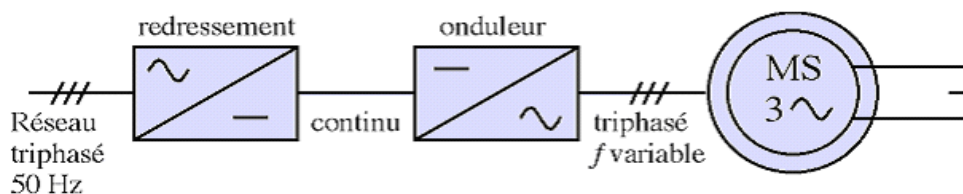


FIG.I. 4 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone [7].

I.2.2.2 Classification des onduleurs

Un onduleur peut modifier de façon périodique les connexions entre l'entrée continue et obtenir une alternative à la sortie. Cette définition conduit à distinguer deux types d'onduleurs; onduleur non autonome et un onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire appelé communément onduleur à résonance ou onduleur à commutation par la charge[8].

Il est à noter qu'en générale la classification des onduleurs se fait selon les modes de commutation (la transition d'un état fermé à un autre état ouvert ou l'inverse) de leurs interrupteurs.

I.2.2.2.1 Onduleur autonome (non assisté)

Un onduleur autonome est très lié aux caractéristiques du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, et à partir de ces caractéristiques, on peut dériver notamment la nature des commutations à effectuer et par suite les semi-conducteurs à utiliser, ces semi-conducteurs doivent être des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, ce type d'onduleur n'est pas réversible. Cela conduit à distinguer:

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

I.2.2.2.a Onduleur autonome de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui permet de convertir la tension d'une source d'entrée continue (source d'impédance interne négligeable), cette tension n'est pas affectée par les variations du courant «i» qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie, le courant à la sortie est donc identique au courant d'entrée et dépend de la charge placée du coté alternative et peut être quelconque à condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou force électromotrice alternative).Donc cette charge doit être reliée directement au borne de sortie de l'onduleur[4],[6].

1.2.2.2.b Onduleur autonome de courant

Un onduleur de courant (commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continue (source d'inductance interne très importante) le courant qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension à ses bornes.

La source de sortie est une source de courant alternative puisque la source d'entrée est une source de courant (imposé), la tension à la sortie est donc identique à la tension d'entrée et dépend de la charge placée du côté alternative et peut être quelconque à condition qu'il ne s'agit pas d'une autre source du courant alternative ou d'un circuit inductif donc cette charge doit être reliée directement au borne de la sortie de l'onduleur [4],[6].

L'avantage de l'onduleur de tension par rapport à celui du courant est indéniable et son utilisation dans de nombreuses applications se justifie principalement par les deux avantages:

- La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles.
- Le stockage d'énergie capacitive est plus aisé et efficace que son dual inductif. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres [9].

1.2.2.2.2 Onduleur non autonome (assisté)

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie, nécessaire pour la commutation des composants utilisés (peuvent être de simple thyristors commandés seulement à la fermeture), est fournie par un réseau alternatif qui est donc un réseau actif, la fréquence et l'amplitude de tension sont imposées par le réseau alternatif [4],[8].

1.2.2.2.3 Onduleur à résonance

Un onduleur à résonance est un onduleur qui fournit une énergie alternative nécessaire à l'entretien des oscillations à une charge constituée d'un circuit oscillant peu amorti, les interrupteurs sont commandés via une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge; donc l'onduleur doit être piloté par la charge (jouer sur la fréquence de commande), est appelé aussi "onduleur moyenne fréquence", car sa fréquence est d'ordre nettement plus élevée que celle du réseau.

On distingue deux types d'onduleur à résonance:

- L'onduleur série.
- L'onduleur parallèle.

I.3 Types d'onduleurs autonomes de tension

I.3.1 Les onduleurs monophasés

L'onduleur autonome de tension réalise une conversion réversible continue alternative de type $E(=) \Leftrightarrow V(\sim)$ avec f désirée[10].

La conversion continue alternative par un onduleur monophasé peut se réaliser par deux montages:

I.3.1.1 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée

Appelé onduleur en demi pont, il ne nécessite que deux interrupteurs avec un point milieu du côté de l'entrée continue et un diviseur capacitif formé de deux condensateurs de même capacité «C», si «C» est suffisante, on obtient deux tensions sensiblement constantes égale à $E/2$;

- Si $K_1=1$ (fermé), $U_{ch}=E/2$.
- Si $K_2=1$ (fermé), $U_{ch}=-E/2$.

K_1 et K_2 peut être transistors bipolaire, IGBT, GTO, MOSFET ou thyristors[11].

La topologie de cet onduleur est donnée en annexe.

I.3.1.2 L'onduleur en pont

Nécessite quatre interrupteurs pour varier la largeur relative aux créneaux formants les alternances de la tension de sortie; K_1, K_2, K_3, K_4 soient des interrupteurs statiques bidirectionnels en courant commandés à l'ouverture et la fermeture. Ils doivent être complémentaire entre eux (K_1 et K_4, K_2 et K_3) chaque deux interrupteurs de même bras.

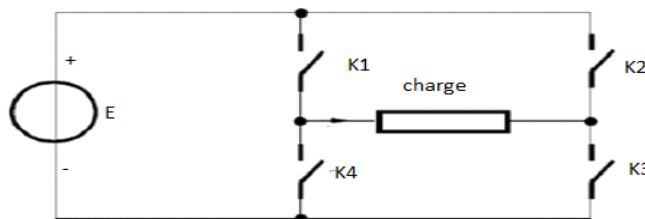


FIG.I. 5 Onduleur de tension monophasé.

I.3.2 L'onduleur triphasé

Pour réaliser un onduleur triphasé, on regroupe trois demi-pont monophasés et utilisant un diviseur capacitif commun pour la commande des trois phases contenant six interrupteurs bidirectionnels en courant réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. Il s'agit généralement des IGBTs montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure, on doit respecter certain contraintes:

- Les interrupteurs d'un même bras doit conduire de façon complémentaire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension.
- La mise en antiparallèle des diodes au niveau des interrupteurs permet toujours au courant de ligne de trouver un chemin possible.

Théoriquement les deux semi-conducteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire, pratiquement les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire simultanément afin d'éviter de court-circuit la source de tension, donc il faut générer un temps d'attente appelé temps mort entre les commandes de blocage et l'amorçage des deux interrupteurs d'un même bras[12].

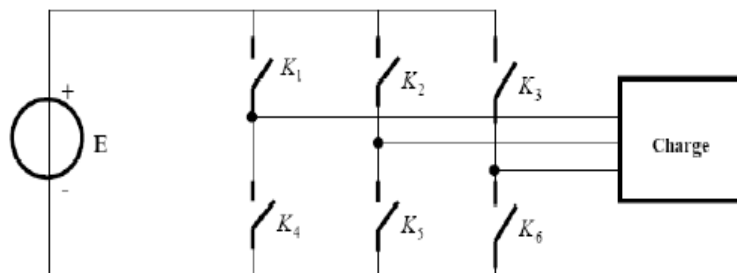


FIG.I. 6 Onduleur de tension triphasé.

I.3.2.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la figure ci dessous, la continuité de courant de sortie alternative i_a et i_b et i_c est assurée de faire en sorte que les interrupteurs doivent être complémentaires deux à deux et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T. Il faut que chaque demi pont soit commandé avec un retard de $T/3$ de leurs fondamentales [7].

On peut commander l'onduleur triphasé de manière que:

- Chaque interrupteur conduit durant $\langle 2 * \pi / 3 \rangle$.

- Chaque interrupteur conduit durant « π ».

Nous nous intéresserons uniquement à la structure de l'onduleur à trois bras.

Considérons le schéma ci-dessous :

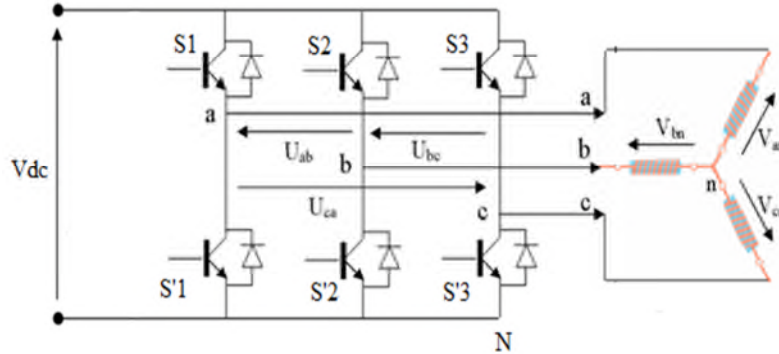


FIG.I. 7 Schéma d'un onduleur triphasé.

Pour exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension d'entrée continue et de l'état des commutateurs, on définit les variables (S_a, S_b, S_c) en fonction de l'état des commutations des interrupteurs des trois bras de l'onduleur. Quand ces interrupteurs étant fermés, ceux-ci imposent des tensions entre les bornes de sortie a, b, c et le point n (neutre fictif):

- Bras 1 (S_a)

Si $S_a=1$, Alors S_1 est passant et S'_1 est ouvert

Si $S_a=0$, Alors S_1 est ouvert et S'_1 est passant

- Bras 2 (S_b)

Si $S_b=1$, Alors S_2 est passant et S'_2 est ouvert

Si $S_b=0$, Alors S_2 est ouvert et S'_2 est passant

- Bras 3 (S_c)

Si $S_c=1$, Alors S_3 est passant et S'_3 est ouvert

Si $S_c=0$, Alors S_3 est ouvert et S'_3 est passant

Equations de tensions

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} v_{aN} = V_{dc} \cdot S_a \\ v_{bN} = V_{dc} \cdot S_b \\ v_{cN} = V_{dc} \cdot S_c \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} V_{ab} + V_{ba} = 0 \\ V_{ac} + V_{ca} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{ab} = -V_{ba} \\ V_{ac} = -V_{ca} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Si le système est équilibré:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} V_{an} - V_{bn} + V_{bN} - V_{aN} = 0 \\ V_{an} - V_{cn} + V_{cN} - V_{aN} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

$$2v_{an} - 2V_{aN} - V_{bn} - V_{cn} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (\text{I.5})$$

On remplace (I.3) dans (I.5) et on trouve:

$$3v_{an} = 2V_{aN} - V_{bN} - V_{cN} \quad (\text{I.6})$$

On remplace (I.1) dans (I.6), il vient:

$$3v_{an} = V_{dc}[2S_a - S_b - S_c] \Rightarrow v_{an} = \frac{1}{3}V_{dc}[2S_a - S_b - S_c] \quad (\text{I.7})$$

Les tensions simples:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Les tensions composées:

$$v_{ab} = v_{aN} - v_{bN} \quad (\text{I.9})$$

$$v_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \quad (\text{I.10})$$

$$v_{bc} = v_{bN} - v_{cN} \quad (\text{I.11})$$

$$v_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \quad (\text{I.12})$$

$$v_{ca} = v_{cN} - v_{aN} \quad (\text{I.13})$$

$$v_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \quad (\text{I.14})$$

I.4 Les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs ont été découverts au XIX^{ème} siècle mais les applications pratiques ont commencé en 1947 avec la découverte du transistor qui a remplacé les tubes à vide, encombrants, peu fiables et grands consommateurs d'énergie.

Les semi-conducteurs sont des matériaux solides (les plus utilisés sont: le silicium (Si), germanium (Ge), arséniure de gallium (AsGa), phosphure d'indium (InP)...) utilisés pour la fabrication des composants électroniques.

Ils sont caractérisés par leur résistivité qui peut varier de $1e-4 \Omega.m$ à $10^2 \Omega.m$ en fonction de la température (ρ diminue lorsque T augmente): ils se situent donc entre les conducteurs et les isolant[13].

I.4.1 Les interrupteurs semi-conducteurs

Le principe des convertisseurs consiste à faire commuter des courants entre mailles adjacentes ce qui nécessite l'emploi de composant permettant de réaliser la fonction interrupteur.

Idéalement, si l'interrupteur est fermé, on aura une tension pratiquement nulle à ces bornes quand le courant est fixé par le reste de dispositif, et s'il est ouvert, on obtient une tension imposée par l'extérieur, sans qu'il y ait un courant.

On distingue les actions de blocage ou amorçage commandées ou spontanées.

Les interrupteurs mécaniques équivalent à une résistance, (très faible lorsqu'il est fermé et très forte lorsqu'il est ouvert), ne pouvant fonctionner qu'en mode de commutation[11].

I.4.2 Les semi conducteurs disponibles

I.4.2.1 Les diodes

La diode est un composant à deux électrodes, l'anode A et la cathode K, sans électrode de commande, donc il s'agit d'un composant à amorçage et blocage spontanés.

- elle est passante ou conductrice si le courant passe de A vers K, dans cet état la diode est caractérisée par:
- une chute de tension composée d'une tension de seuil et une résistance interne.
- Un courant maximal permanent admissible (ordre de grandeur jusqu'à 5000 A pour les composants les plus puissants)[14].
- Elle est bloquée ou isolante, si on applique une tension négative ou inverse à ces bornes. A cet état, la diode est caractérisée par une tension maximale admissible qui peut dépasser 5000 V crête.

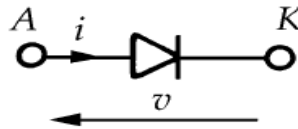


FIG.I. 8 Représentation schématique d'une diode [15].

La diode cette fois est caractérisée par:

- un courant direct moyen qu'elle peut écouler.
- une tension inverse maximale qu'elle peut supporter.

1.4.2.2 Thyristors

Le thyristor est un composant à trois électrodes, l'anode A, la cathode K, et l'électrode de commande, la gâchette G. Il s'agit d'un composant à amorçage commandé et blocage spontané.

Le thyristor est bloqué quand la tension V à ces bornes est négative, mais, si V étant positive, on fait passer une impulsion positive de courant de la gâchette vers la cathode, le thyristor devient passant[11].

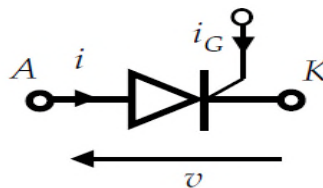


FIG.I. 9 Représentation schématique d'un thyristor [15].

1.4.2.3 Les thyristors GTO (en Anglo Saxon: Gate Turn Off)

Le GTO est un semi conducteur qui comporte trois jonctions comme le thyristor, il supporte en blocage des tensions directes élevées (jusqu'à 4500 V). Le GTO est adapté aux convertisseurs fonctionnant à partir d'une tension d'alimentation élevée. En électrotechnique de très fortes puissances, le GTO sera moins couteux même s'il lui faut des commandes et des réseaux d'aide à la commutation plus complexe[11].

Il est commandé par un signal de gâchette d'une certaine polarité, il est éteint par annulation du courant principal, mais, à l'inverse de thyristor, il peut être bloqué par inversion de la tension de gâchette.

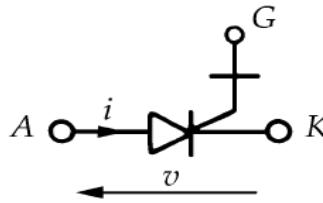


FIG.I. 10 Représentation schématique d'un thyristor GTO [15].

1.4.2.4 Les transistors

Il s'agit d'interrupteurs commandés à l'amorçage et au blocage; peut être:

1.4.2.4.a Un transistor bipolaire

Le transistor bipolaire à jonction NPN à trois bornes, le collecteur C, l'émetteur E et la base B (électrode de commande).

Ce composant qui a contribué d'une façon très importante au développement des convertisseurs de moyenne puissance, et supplantés par des IGBT dans presque toutes ces applications.

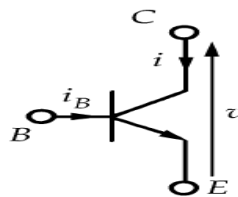


FIG.I. 11 Représentation schématique d'un transistor bipolaire [15].

1.4.2.4.b Transistor MOS (Métal Oxyde Semi-conductor):

Le MOS est un transistor à effet de champ (Field Effect Transistor). Aussi précise-t-on parfois, que les MOS de puissance sont des MOSFET, à trois bornes sont le Drain D, la Source S, et la grille G (électrode de commande) isolée par une couche d'oxyde).

Th, D, Tr, à jonction sont des semi-conducteurs bipolaires, tant que le MOS est unipolaire, cette particularité entraîne:

- Des temps de fermeture et d'ouverture extrêmement brefs, ce qui permet d'obtenir des fréquences de fonctionnement très élevées (centaine kHz).
- Une chute de tension à l'état fermé plus importante ce qui empêche en même temps un fort calibre en courant et en tension.

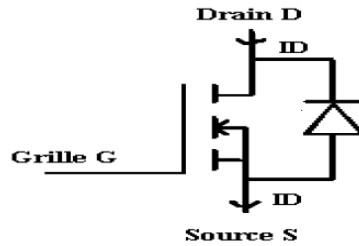


FIG.I. 12 Représentation schématique d'un MOS [16].

I.4.2.4.c IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

C'est un transistor commandé par une tension appliquée à la grille (Gate) isolée du circuit de puissance d'où vient le nom de (Insulated), c'est aujourd'hui le plus utilisé comme interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées (de l'ordre du MW), ses caractéristiques tension, courant sont similaires à celles des transistors bipolaires, mais avec des performances en énergie de commande et fréquence de découpage sont supérieurs à tous les autres semi-conducteurs, les caractéristiques des IGBT développées très rapidement et des composants haute tension (>3000 V) et fort courant (plusieurs centaines A).

Les IGBT possèdent les caractéristiques principales suivantes:

- **une tension de commande:**
Permet de la mise en conduction et le blocage de ce dernier.
- **à l'état passant:**
Une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne et un courant maximum permanent admissible.
- **à l'état bloqué:**
Une tension directe maximale admissible[11], [14], [16].

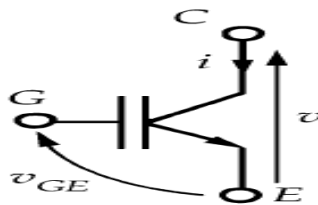


FIG.I. 13 Représentation schématique d'un IGBT [11].

La classification des semi-conducteurs se fait selon la plage de la fréquence et la puissance d'utilisation:

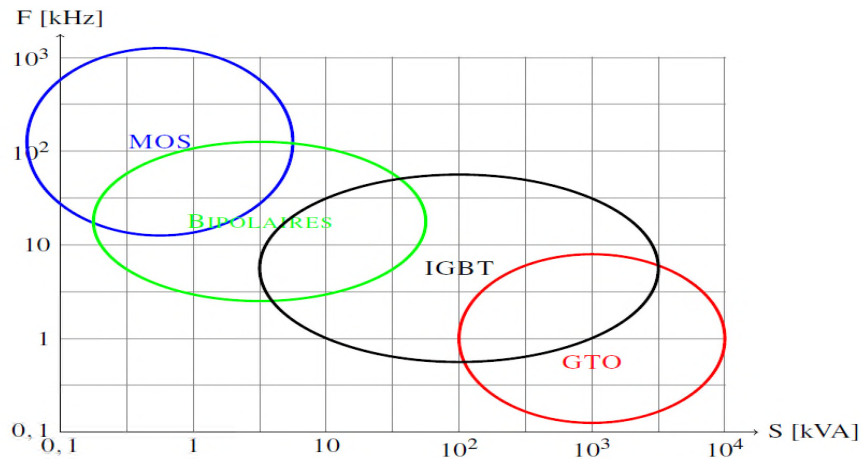


FIG.I. 14 Zones approximatives (Puissance/Fréquence) d'utilisation des principaux semi- conducteurs[17].

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les convertisseurs statiques et nous nous sommes intéressées plus sur les onduleurs, sa constitution, les semi-conducteurs les plus utilisables, son fonctionnement, leurs principales applications et nous avons présenté les différentes structures des onduleurs. Nous avons consacré notre étude aux onduleurs de tension et principalement à ceux ayant la structure en pont triphasé.

Chapitre II

Diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques

II.1 Introduction

Le fonctionnement normal d'un onduleur nécessite des commandes convenables (citant par exemple la commande MLI), mais ce fonctionnement peut reconnaître des complications soit dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance (semi-conducteur) lui même soit dans la commande. Ce sont des défauts qu'on peut les éviter par les analyses et un diagnostic convenable utilisant plusieurs méthodes. Ces dernières furent développées pour la détection des défauts afin d'isoler l'élément défectueux et d'assurer la continuité de l'exploitation. Le développement de l'outil informatique a permis la facilité d'utilisation de ces méthodes.

II.2 Stratégies de commande d'un onduleur de tension

On distingue les stratégies de commande suivantes:

- ★ commande pleine onde (dite 180°): dans cette méthode, les bras de l'onduleur sont commandés tout les tiers de période. L'inconvénient majeur est la forme des tensions qui génèrent beaucoup d'harmoniques perturbant la sortie, de plus il n'existe aucun degré de liberté sur la tension[14].
- ★ Commande décalée.
- ★ Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La commande à *MLI*, (en Anglo saxon Pulse Width Modulation: PWM), consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'augmentation du nombre des commutations entrainerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations[4].

La *MLI* a des performances, on cite entre autres, l'élimination des premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant et ça compte comme un inconvénient. Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on distingue plusieurs types de techniques de modulation de largeur d'impulsion qui diffèrent dans le concept et les performances dont on peut citer la modulation sinus-triangle, et la *MLI* vectorielle (*SVM*: space vector modulation)[13].

- ✧ La modulation sinus-triangle effectue la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

- ✧ La modulation vectorielle appelée encore *MLI* régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne [18].

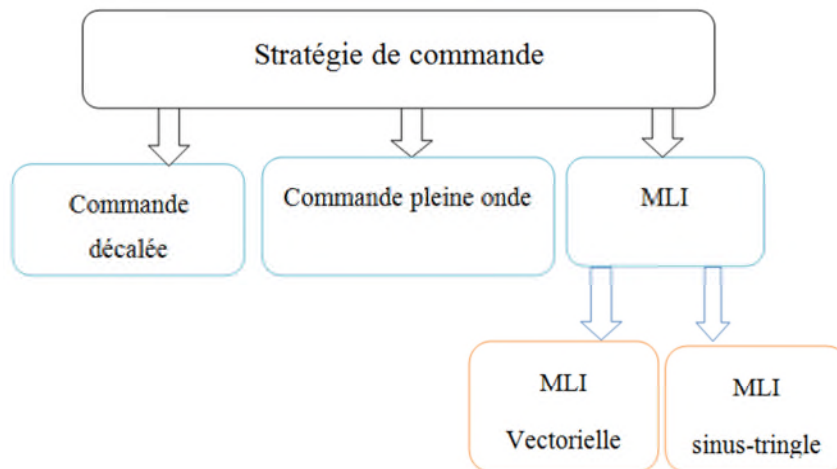


FIG II. 1 Les différentes techniques de commande.

Dans ce qui va suivre, nous détaillons la première technique qui serait exploitée.

II.2.1 La commande par modulation sinus – triangle

Cette technique est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'impulsion de manière à obtenir la tension de référence.

Cette technique est couramment utilisable pour synthétiser des formes d'ondes sinusoïdales [14]. Elle est réalisée par la comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. Le signal vaut 1 si le signal du modulant est plus grand que celle de la porteuse, sinon 0.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

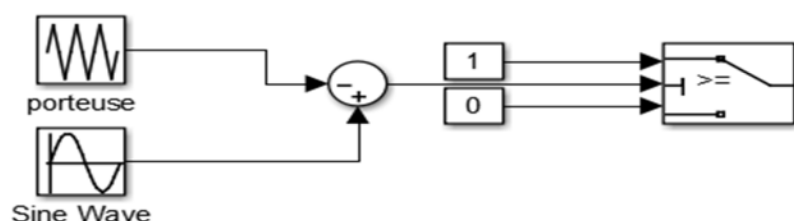


FIG II. 2 Bloc pour générer un MLI avec sinus-triangle.

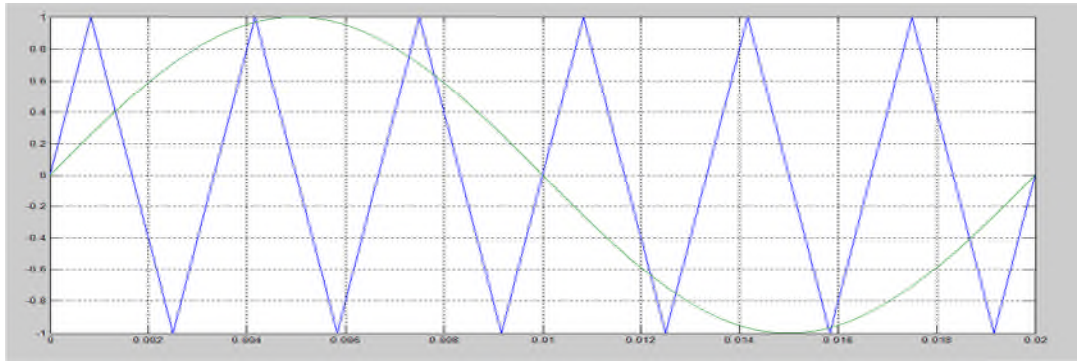


FIG II. 3 Commande des interrupteurs par MLI naturelle.

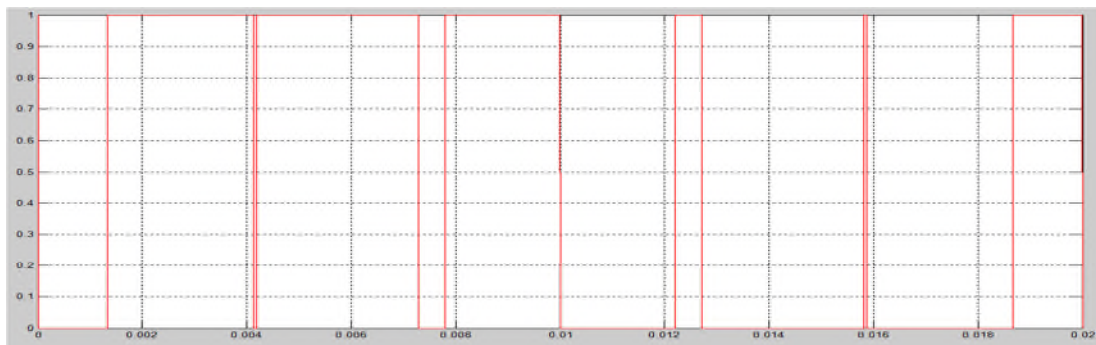


FIG II. 4 les séquences des commutations des interrupteurs.

II.2.1.1 Les caractéristiques de cette technique

Cette technique est caractérisée par deux paramètres suivants:

- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s): $m = \frac{f_p}{f_s}$
- Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}):

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}}$$

La modulation montre que plus " m " est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part, on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.

La modulation est dite synchrone si " m " est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie " U " qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T=1/f$.

Dans certains cas, la modulation est asynchrone, notamment quand la fréquence de modulation f donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

Pour le choix de " m ", on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation

augmente [14]. On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à 1, car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

- Si $V_{ref}(t) > V_p(t)$ l'interrupteur supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{ref}(t) < V_p(t)$ l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit.

II.3 Les objectifs de la Technique MLI

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie large variable.

II.4 Les applications

Les usages les plus fréquents sont:

- La conversion numérique-analogique.
- Les amplificateurs de classe D , en audio.
- Les alimentations à découpage, variateurs de vitesse, et plus généralement tous les dispositifs d'électronique de puissance utilisant des composants de type MOSFET, IGBT, GTO [2].

II.5 Terminologie propre au diagnostic

Défaut (Fault):

Un défaut se caractérise par tout écart entre la caractéristique observée sur un dispositif et sa caractéristique référentielle, lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Ou n'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système.

Défaillance (Failure):

Une défaillance définit une particularité fonctionnelle au sein d'un système physique, et caractérise son incapacité à accomplir certaines fonctions qui lui sont assignées.

Diagnostic :

Le diagnostic est le raisonnement menant à l'identification de la cause (l'origine) d'une défaillance ou d'un problème.

Le diagnostic d'un défaut dans un C/S désigne toute méthode permettant de déterminer si ce dernier est défaillant ou non et de déterminer l'origine de la panne à partir des informations relevées par observation, contrôles et tests.

On distingue classiquement trois étapes:

1- Localisation :

Détermine l'organe ou dispositif élémentaire défectueux.

2- Identification :

Détermine les causes qui ont engendré la défaillance constatée.

3- Explication :

Justifie les conclusions du diagnostic [19].

II.6 Les défauts apparaîtraient dans un onduleur

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

II.7 Les défauts des semi-conducteurs de puissance

Les onduleurs de tension utilisent essentiellement les thyristors GTO et les IGBT. La mise en défaut brutale du composant peut avoir plusieurs origines. Cependant, c'est essentiellement un phénomène thermique qui est la cause directe des destructions de composant, la température du silicium atteignant une valeur critique qui lui fait perdre ses capacités de semi-conducteur.

II.7.1 Les défauts dans l'interrupteur GTO

- Pendant la conduction: si un surcourant circule pendant une durée ne respectant pas les critères de surcharge, il y a destruction thermique.

- Pendant l'état bloqué: suite à une surtension, le composant est détruit par effet d'avalanche. Une circonstance aggravante est alors la température élevée du GTO.

Tous ces fonctionnements conduisent à une fusion du silicium: le thyristor GTO se comporte alors comme un interrupteur fermé idéal.

Les destructions de l'*IGBT* sont essentiellement dues à des surintensités, des surtensions ou des forts gradients de tension. Les mécanismes de destruction sont principalement la mauvaise dissipation des pertes et l'effet thyristor (dit "latching") qui consiste en l'amorçage incontrôlé du thyristor parasite inscrit dans la structure de l'*IGBT*.

II.7.2 Les défauts d'un interrupteur IGBT (onduleur)

Il y a plusieurs défauts qui peuvent être apparaitre dans l'onduleur, on essaye d'étudier les plus répandus.

II.7.2.a Court-circuit

Le défaut de type court-circuit se produit lorsqu'un des interrupteurs d'un bras reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes: soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (*IGBT* ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande raccordée [14]. Plus de la moitié des défaillances d'un semi-conducteur arrivent par l'application d'un signal de commande erroné ou parasité .Ce dysfonctionnement de commande provoque une saturation en courant d'un des deux transistors d'un bras, en fonction du signe et de la valeur du courant.

Sans protection, le défaut apparait dans le premier transistor peut diffuser au transistor complémentaire. La cellule de commutation se retrouve alors en court-circuit. Cette situation est très critique car la source d'alimentation se retrouve donc directement en court-circuit avec la cellule de commutation.

Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de protection permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance. La mise en place de disjoncteurs électroniques rapides intégrés au driver et au plus près du composant est une solution envisageable pour éviter cette situation critique.

Néanmoins, la présence de ce type de protection ne permet pas de sécuriser l'ensemble de la chaîne de conversion. Donc l'isolement de deux des trois pôles de la cellule défaillante est nécessaire afin d'assurer la continuité de service lors d'une défaillance interne ou externe au convertisseur. La fonctionnalité disjoncteur intégrée au composant n'est donc plus suffisante,

des organes d'isolement supplémentaires doivent être insérés (fusibles, sectionneurs passifs, discontacteur (contacteur-disjoncteur) mécanique ou disjoncteur électronique dans les phases en série avec la charge) [20].

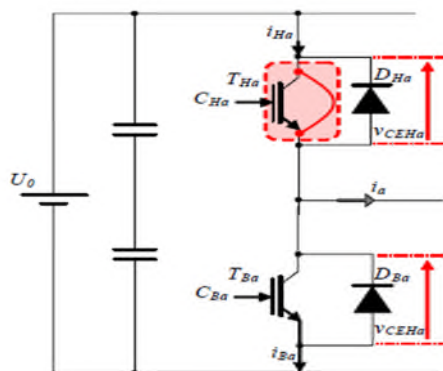


FIG II. 5 Court-circuit dans un interrupteur [21].

II.7.2.b Circuit ouvert

Le défaut de type circuit ouvert se crée lorsqu'un des interrupteurs (IGBT) d'un bras reste constamment ouvert. La cause principale de ce type de défaut est la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur interrupteur supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut sur interrupteur inférieur). La conséquence est que la cellule défaillante se retrouve alors en surtension et qu'un arrêt du convertisseur est obligatoire pour éviter une propagation du défaut. La défaillance de la commande de grille (alimentation, driver ou grille du composant incluant son interconnexion) peut être à l'origine d'un mode de défaillance de type haute impédance.

Cette défaillance peut survenir sur un ou deux des interrupteurs de la cellule.

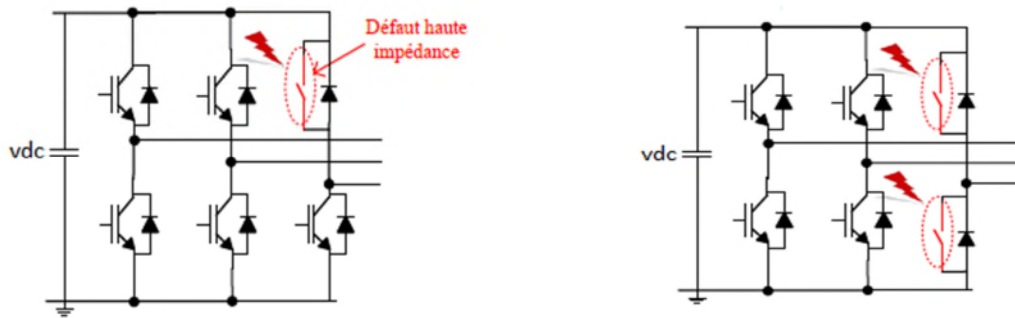
- Défaillance de type haute impédance sur un transistor (Figure(a)):

L'interrupteur se retrouve donc en circuit ouvert, entraînant une perte de réversibilité du courant (seule la diode reste fonctionnelle). Dans le cas d'un fonctionnement en onduleur, cette perte de réversibilité cause l'absence d'une alternance du courant de phase. Par conséquent, la phase est connectée au potentiel négatif du bus d'entrée par l'intermédiaire de la diode de l'interrupteur homologue, dans le cas où le transistor supérieur de la cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif.

- Défaillance de type haute impédance des deux transistors de la cellule (Figure (b)):

Ce mode de défaut correspond en particulier à la perte de la commande de l'ensemble de la cellule. C'est le cas d'une carte driver à deux voies et la défaillance de l'alimentation de la carte. La cellule de commutation en défaut n'est plus connectée qu'à travers les diodes.

La conduction spontanée d'une des diodes de la cellule en défaut dépend des courants développés par la cellule de filtrage et des commandes des cellules restantes.



(a) Défaillance haute impédance sur un transistor.

(b) Défaillance haute impédance sur un bras.

FIG II. 6 Défaut de circuit ouvert [20].

II.7.2.c Vieillessement

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être provoquée par:

- ❖ Sollicitations successive (cyclage);
- ❖ Défaut au niveau de la puce de silicium;
- ❖ Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent) et provoquer la corrosion du composant [14].

II.8 Les méthodes d'analyse des défauts

Il y a plusieurs méthodes existantes pour le diagnostic des défauts et la protection des transistors bipolaires avec l'accent spécial de ceux utilisés dans les C/S. Vingt et une méthodes pour des défauts de circuit ouvert et dix méthodes pour le court-circuit, basées sur leur performances, et des efforts de mise en œuvre, on cite parmi ces méthodes [22]:

II.8.1 La méthode Vectorielle de Park

Dans cette méthode, la détection de défaut de circuit ouvert et la localisation d'interrupteur de défaut sont accomplis en calculant la position du milieu de la trajectoire actuelle.

D'abord, les courants à trois phases sont calculés puis transformés par suite en appliquant la transformation vectorielle du Park (Concordia) pour obtenir l'amplitude et l'angle de phase des courants AC dans le domaine complexe. On prend un onduleur de tension triphasé représenté dans la figure suivante [23], [24]:

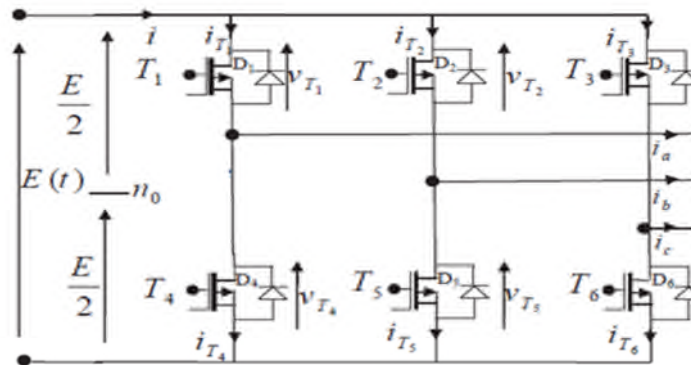


FIG II. 7 Schémas de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux [23].

✦ Elaboration du vecteur courant

Supposons que le système est équilibré;

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{II.1}$$

Appliquons ensuite la transformation de Concordia:

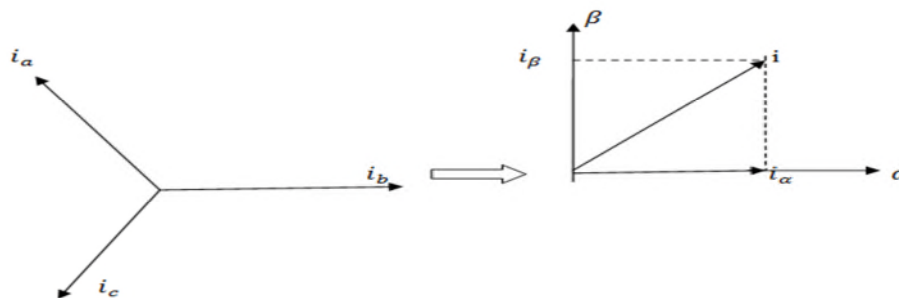


FIG II. 8 Transformation de Concordia.

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

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] \quad (\text{II.3})$$

$$i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right] \quad (\text{II.4})$$

Dans le domaine complexe:

$$\bar{I} = i_\alpha + j i_\beta \quad (\text{II.5})$$

L'opérateur de rotation:

$$a = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.6})$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.7})$$

$$a^2 = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.8})$$

$$(\text{II.9})$$

$$\bar{I} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a + \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) i_b + \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) i_c \right]$$

$$\bar{I} = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_a + a i_b + a^2 i_c] \quad (\text{II.10})$$

Trajectoire du vecteur courant en régime sain:

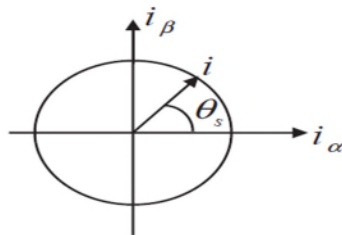


FIG II. 9 Position du vecteur courant.

Pour un système normal, la valeur de l'amplitude est zéro et la trajectoire vectorielle spatiale est un cercle.

Remplaçons a et a^2 par ces expressions et prenons en compte l'expression:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \text{(II.11)}$$

On trouve:

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}i_a \text{ et } i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}i_a + \sqrt{2}i_b \quad \text{(II.12)}$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

A partir de cette matrice, on peut calculer A la pente de la trajectoire du vecteur courant:

$$A = \tan \beta = \frac{\Delta i_\alpha}{\Delta i_\beta} \quad \text{(II.14)}$$

Donc, on calcule l'angle de phase:

$$\theta + \beta + 90^\circ = 180^\circ$$

$$\theta + \beta = 90^\circ$$

$$\theta = 90^\circ - \beta$$

• **Diagnostic de défaut d'ouverture de transistor du 1^{ier} bras**

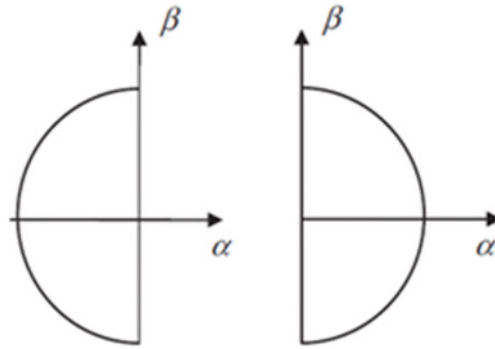
Après un défaut d'ouverture de T_1 ou T_4 , le courant $i_a = 0$ pendant une demi-période ($T/2$)

$$i_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_\alpha = 0 \\ i_\beta = i_b\sqrt{2} \end{cases} \Rightarrow A = \tan \beta = 0 \quad \text{(II.15)}$$

$A = 0$; Pente caractéristique du défaut d'ouverture T_1 ou T_4 .

$$A = 0 \Rightarrow \beta = 0 \text{ ou } \beta = \pi$$

$$\theta = 90^\circ - 0^\circ = 90^\circ \text{ ou } \theta = 90^\circ - 180^\circ = -90^\circ = 270^\circ$$



T₁ ouvert

T₄ ouvert

• Diagnostic de défaut d'ouverture de transistor du 2^{imé} bras

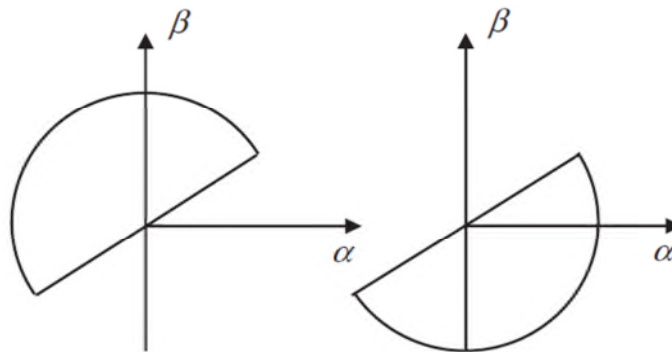
Après un défaut d'ouverture de T₂ ou T₅, le courant $i_b = 0$ pendant une demi-période ($T/2$)

$$i_b = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} i_a + \sqrt{2} i_b \end{cases} \Rightarrow A = \tan \beta = \frac{i_\alpha}{i_\beta} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} i_a}{\frac{1}{\sqrt{2}} i_a} = \sqrt{3} \quad (\text{II.16})$$

$A = \sqrt{3}$; Pente caractéristique du défaut d'ouverture T₂ ou T₅.

$$A = \sqrt{3} \Rightarrow \beta = 60^\circ \text{ ou } \beta = 240^\circ$$

$$\theta = 90^\circ - 60^\circ = 30^\circ \text{ ou } \theta = 90^\circ - 240^\circ = -150 = 240^\circ$$



T₅ ouvert

T₂ ouvert

• Diagnostic de défaut d'ouverture de transistor du 3^{ime} bras

Après un défaut d'ouverture de T₃ ou T₆, le courant $i_c = 0$ pendant une demi-période ($T/2$)

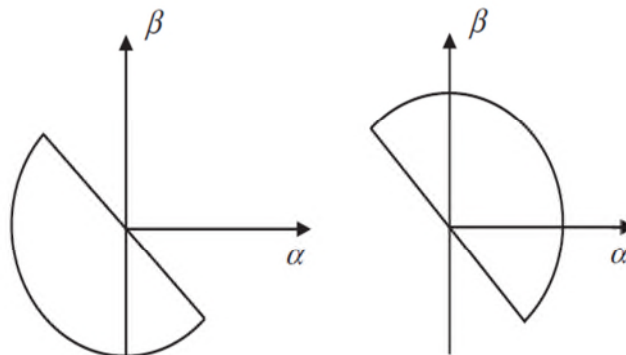
$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_b = -i_a \quad (\text{II.17})$$

$$i_c = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_a \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \sqrt{2} \right) i_a \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \sqrt{2} \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} i_a + \sqrt{2} i_b = \frac{1}{\sqrt{2}} i_a + \sqrt{2} (-i_a) \Rightarrow A = \tan \beta = \frac{i_a}{i_\beta} \\ = i_a \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \sqrt{2} \right) = i_a \frac{1}{\sqrt{2}} \\ = \frac{\sqrt{3} i_a}{i_a \frac{1}{\sqrt{2}}} = -\sqrt{3} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$A = -\sqrt{3}$; Pente caractéristique du défaut d'ouverture T₃ ou T₆.

$$A = -\sqrt{3} \Rightarrow \beta = -60 \text{ ou } \beta = 120$$

$$\theta = 90^\circ + 60^\circ = 150^\circ \text{ ou } \theta = 90^\circ - 120^\circ = -30^\circ = 330^\circ$$



T₆ ouvert

T₃ ouvert

II.8.2 Méthode d'Analyse de Spectre

Le traitement du signal est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances électriques. L'analyse spectrale est de loin la méthode de diagnostic la plus économique et la plus rapide, d'où son succès auprès des industriels.

Dans cette méthode, le spectre actuel est analysé pour détecter les caractéristiques d'un transistor ouvert en utilisant la Transformée de Fourier Rapide (TFD) qui est une base majeure de la physique et des mathématiques.

Son principe repose sur le fait que toute fonction périodique peut être représentée comme la somme d'une série de sinus et de cosinus dont on fait varier d'une part les amplitudes en les multipliant par des coefficients, et d'autre part les phases en les décalant de manière à ce qu'elles s'additionnent ou se compensent. C'est une intégration qui permet de passer de l'espace du temps à celui des fréquences

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad \text{(II.19)}$$

Si le signal $x(t)$ est périodique, la décomposition en série de Fourier permet de calculer l'amplitude des raies de son spectre.

Soit $x(t)$ un signal de période: $T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$

Le mathématicien Fourier a démontré que la fonction $x(t)$ peut s'écrire sous la forme suivante:

$$x(t) = X_0 + C_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + C_2 \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + C_N \cdot \sin(N\omega t + \varphi_N) \quad \text{(II.20)}$$

Dont X_0 est la valeur moyenne de $x(t)$: $X_0 = \langle x \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot dt$

$C_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1)$ est le fondamental de $x(t)$; sa pulsation est: $\omega = 2\pi f$; Son amplitude est C_1 .

$C_2 \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2)$: est l'harmonique de rang 2; sa pulsation est 2ω ; son amplitude est C_2 .

$C_N \cdot \sin(N\omega t + \varphi_N)$: est l'harmonique de rang N ; sa pulsation est $N\omega$; son amplitude est C_N .

Cette décomposition peut aussi s'écrire de la façon suivante :

$$x(t) = X_0 + A_1 \cdot \cos(\omega t) + B_1 \cdot \sin(\omega t) + A_2 \cdot \cos(2\omega t) + B_2 \cdot \sin(2\omega t) + \dots \\ + A_N \cdot \cos(N\omega t) + B_N \cdot \sin(N\omega t) \quad \text{(II.21)}$$

Avec:

$$A_N = \frac{2}{T} \int x(t) \cdot \cos(N\omega t) \cdot dt \quad \text{(II.22)}$$

Et:

$$B_N = \frac{2}{T} \int x(t) \cdot \sin(N\omega t) \cdot dt \quad (\text{II.23})$$

Les 2 écritures de la décomposition en série de Fourier d'une fonction périodique du temps sont équivalentes, et on a les correspondances : $\varphi_N = \tan^{-1} \left(\frac{B_N}{A_N} \right)$

Si la fonction du temps $x(t)$ qui décrit le signal est connue, la **TF** permet de calculer l'équation $S(f)$ de la courbe du spectre. C'est une intégration qui permet de passer de l'espace du temps à celui des fréquences :

$$S(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{II.24})$$

C'est un nombre complexe dont le module donnera $S(f)$.

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal.

Des logiciels spécifiques ont été développés pour faciliter les calculs numériques : ils utilisent des langages interprétés optimisés pour les calculs matriciels intensifs et des outils graphiques de simulation. Ces logiciels contiennent des centaines de fonctions mathématiques avec la possibilité de rajouter interactivement des programmes écrits dans divers langages. Ils possèdent des structures de données sophistiquées [25].

Dans ce qui suit, on utilise un programme dans l'environnement MATLAB pour analyser notre résultats d'où on:

1. introduit le vecteur qu'on veut l'analyser.
2. calcule la longueur de ce vecteur.
3. utilisant la fonction "FFT" prédéfinie pour transformer ce vecteur du domaine temporel au domaine fréquentiel.
4. calcule et configure l'amplitude de ce vecteur en dB.
5. déclare la fréquence d'échantillonnage f_s .
6. calcule le vecteur de fréquence.
7. configure le vecteur des amplitudes en fonction des fréquences.

II.9 Conclusion

L'onduleur joue un rôle très important en électronique de Puissance, puisqu'il est destiné à travailler à hautes fréquences. Plusieurs stratégies de commande ont été présentées, l'une d'elles est la MLI sinus-triangle. Ensuite, nous avons présenté les défauts qui peuvent affecter le bon fonctionnement de l'onduleur.

Deux méthodes ont été présentées dans ce chapitre pour le diagnostic et la localisation de défauts des semi-conducteurs défaillants dans l'onduleur, la première méthode concerne l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter les défauts dans l'onduleur à MLI. La seconde approche concerne l'analyse spectrale. Les deux méthodes étudiées vont être développées et simulées dans l'environnement MATLAB (Simpowersystem) dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Résultats de Simulation

III.1 Introduction

Après une analyse théorique, nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le Matlab (SimpowerSystems). Cette simulation est destinée à la détection et la localisation des défauts dans un onduleur triphasé de tension pour observer et analyser les différentes évolutions des grandeurs électrique (tensions,courants).

L'environnement SimpowerSystems de *MATLAB*

SimpowerSystems est un ensemble de composants électriques et mécaniques qui vient de s'ajouter à la librairie de Simulink. Les composants ajoutés sont à la base des éléments destinés à des simulation de l'électronique de puissance. SimPowerSystems repose sur l'utilisation des ports électriques au lieu des signaux. Les ports électriques traitent des courants et des tensions, et le schéma obtenu est celui d'un circuit électrique. Le compilateur de SimPowerSystems génère le modèle de l'espace d'état du circuit pendant la phase d'initialisation [26].

La simulation présentée par la suite est réalisée sur un onduleur triphasé de tension à deux niveaux commandé selon le principe de la *MLI* intersective. Avec une valeur de tension continue $V_{DC}=400V$ générée par un redresseur triphasé, dont la fréquence de la porteuse $f_p=3KHz$. L'onduleur alimente une charge *RL* ($L=2mH$, $R=5\Omega$). Dans cette simulation, nous avons utilisé un filtre passif dont $L=800\mu H$ et $C=400\mu F$, la méthode de calcul numérique utilisée est l'approche d'Euler avec un pas de calcul fixe, de $h=1e-6s$ et un temps de simulation de 1s.

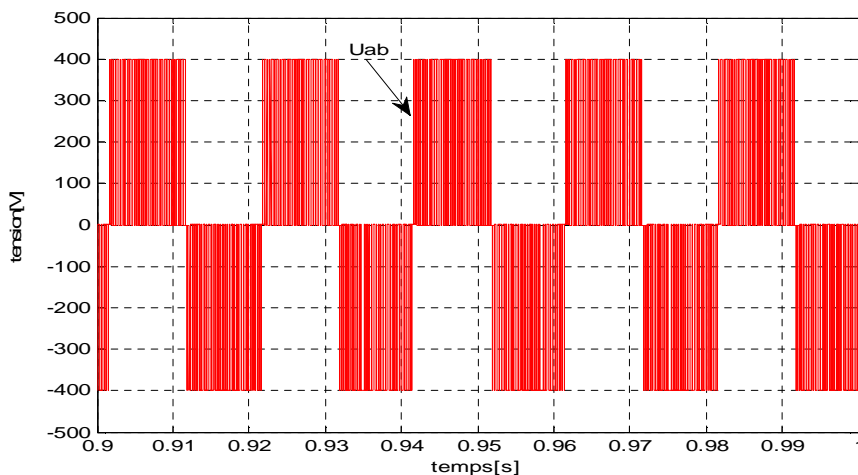


FIG III. 1 Tension composée à la sortie de l'onduleur (sans filtre).

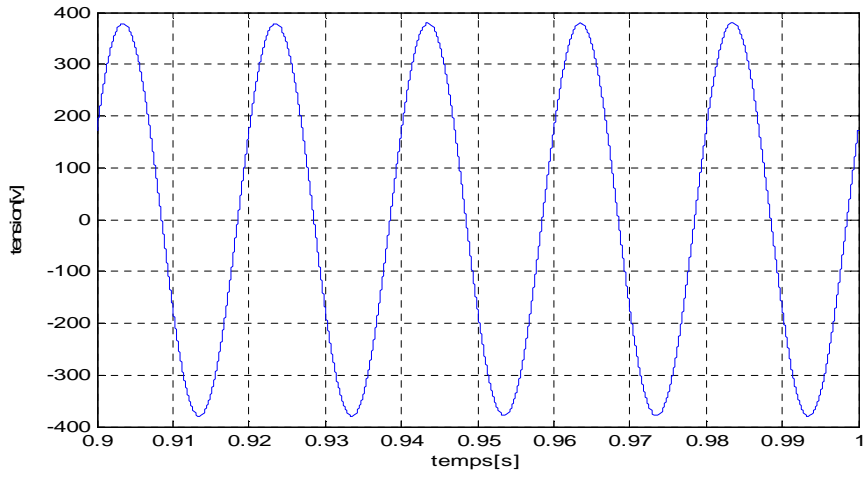


FIG III. 2 Tension composée à la sortie de l'onduleur (avec filtre).

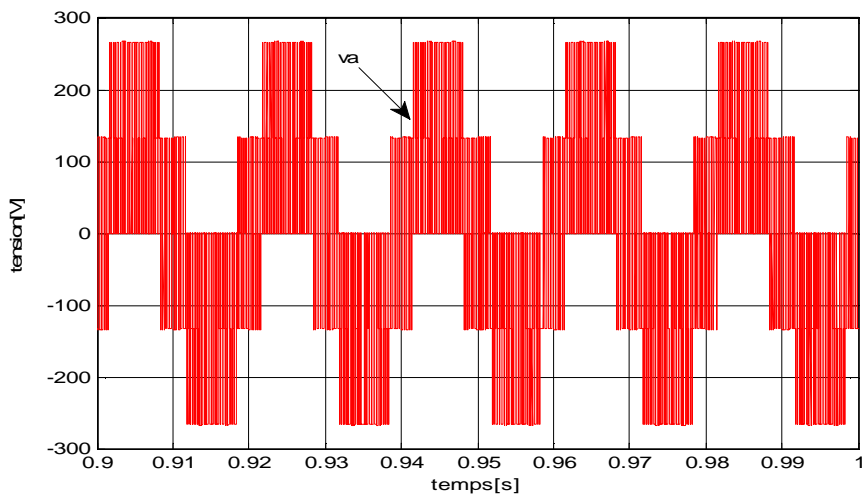


FIG III. 3 Tension simple de la charge (sans filtre).

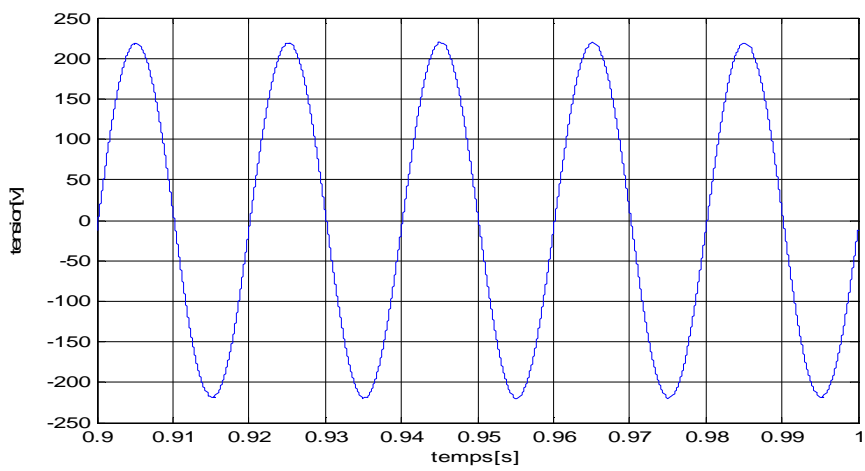


FIG III. 4 La tension simple de la charge (avec filtre).

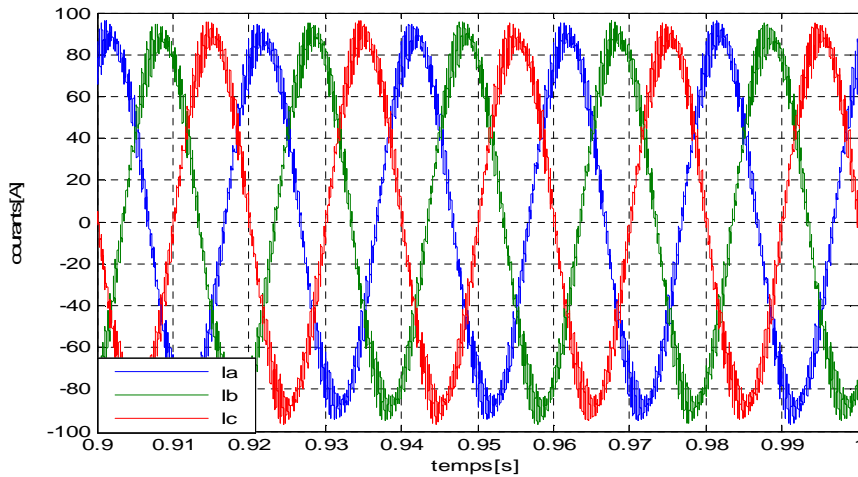


FIG III. 5 Les courants Iabc à la sortie de l'onduleur.

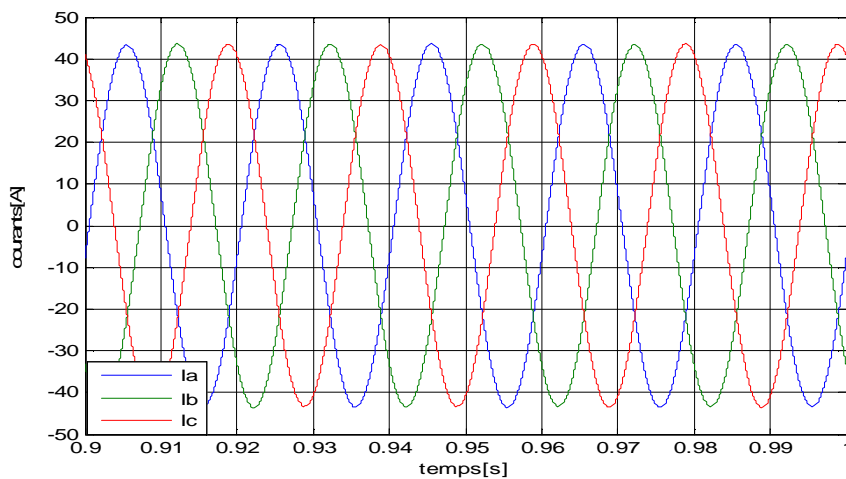


FIG III. 6 Les courants I_{abc} (filtrés) de la charge.

III.2 Interpretation des résultats

On remarque que l'amplitude des courants de charge diminue tout en étant affectant par celle-ci. Les différents harmoniques apparaissent dans les tensions et les courants avant le filtre, ce qui les perturbent. Ces harmoniques peuvent être réduits grâce au filtre introduit, composé d'inductances en série associées à des capacités entre phases dans le but d'assurer une fonction "passe-bas" pour atténuer les hautes fréquences.

Dans le but de visionner l'influence des défauts de circuit ouvert sur les grandeurs électriques, on essaye de le créer dans les différents interrupteurs à un temps choisi arbitrairement de $t=0.95s$:

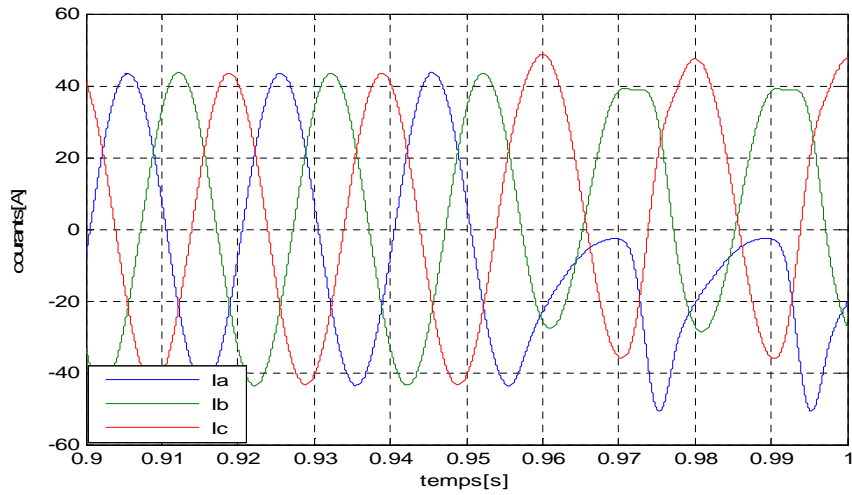


FIG III. 7 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T1.

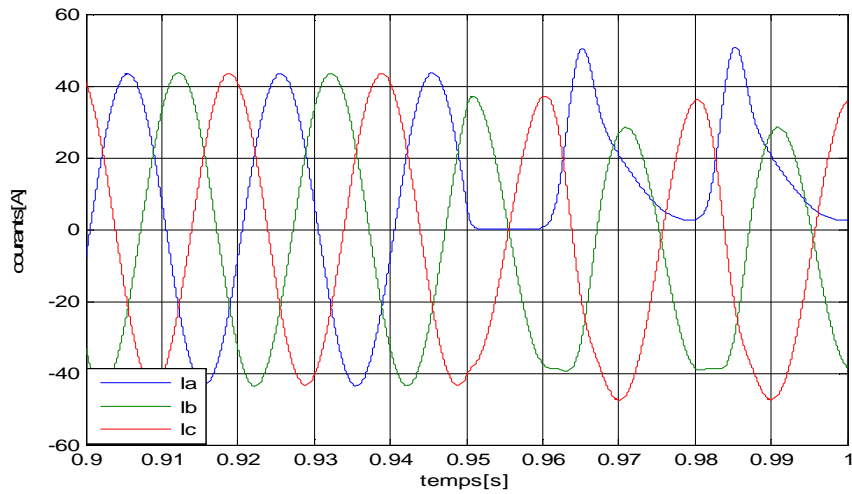


FIG III. 8 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'1.

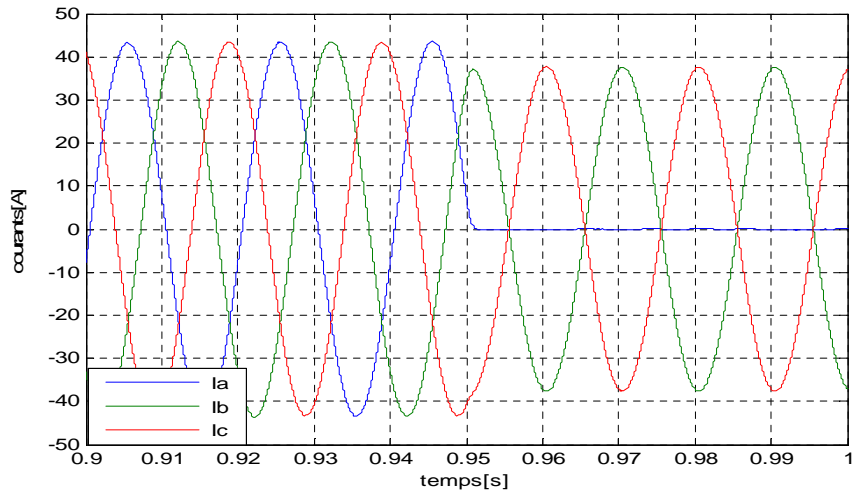


FIG III. 9 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le premier bras.

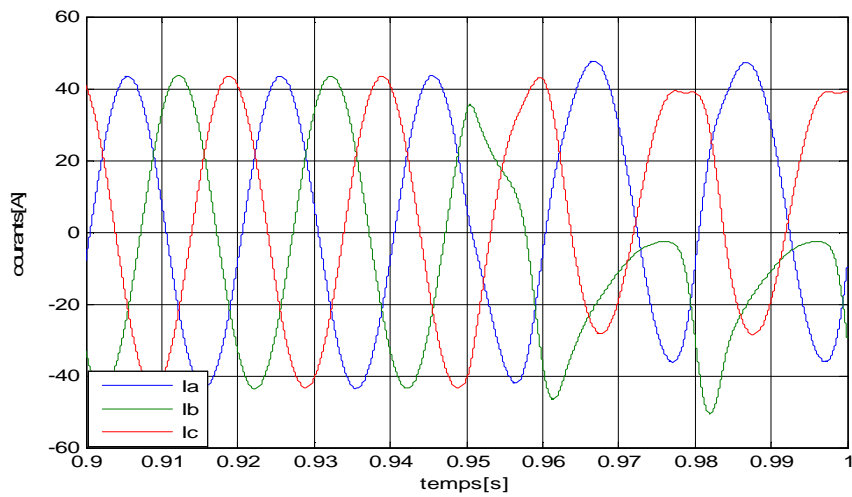


FIG III. 10 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T2.

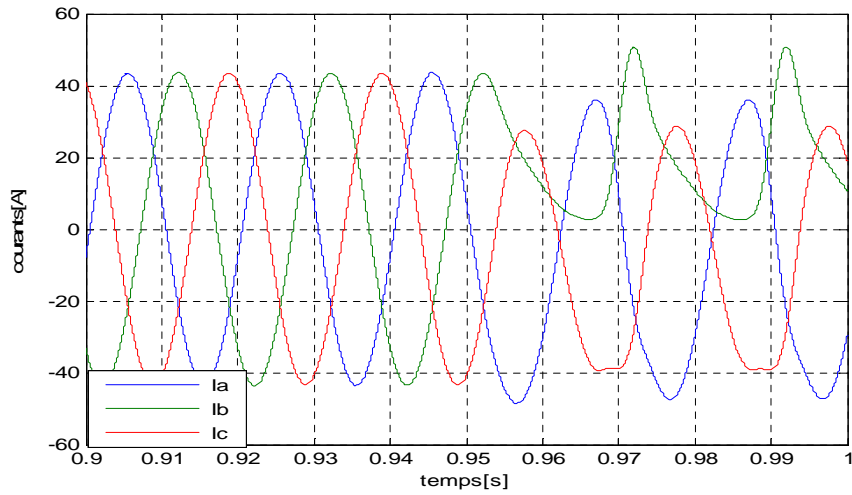


FIG III. 11 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'2.

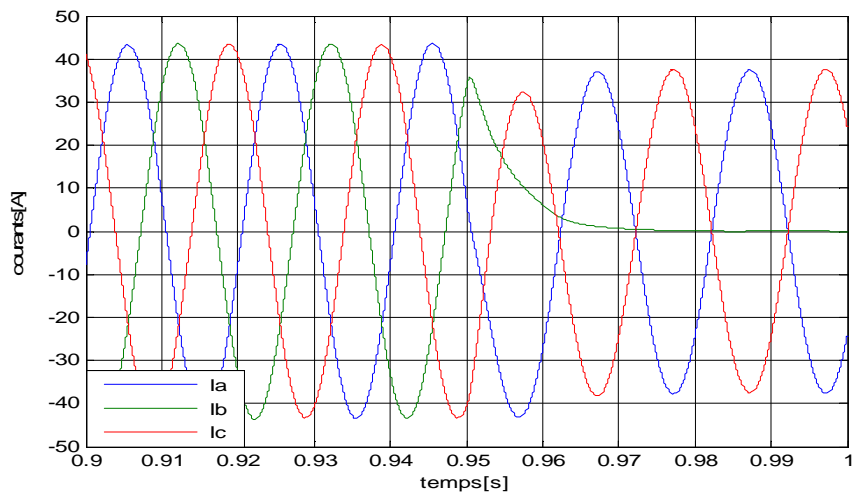


FIG III. 12 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le deuxième bras.

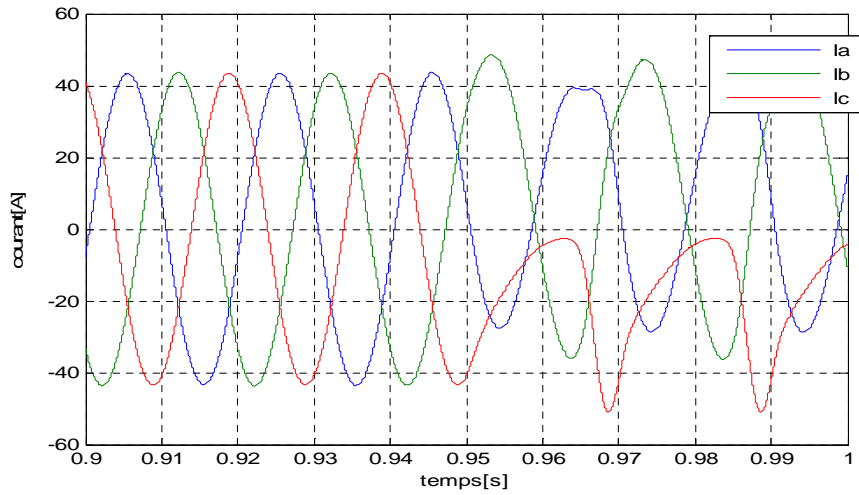


FIG III. 13 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T3.

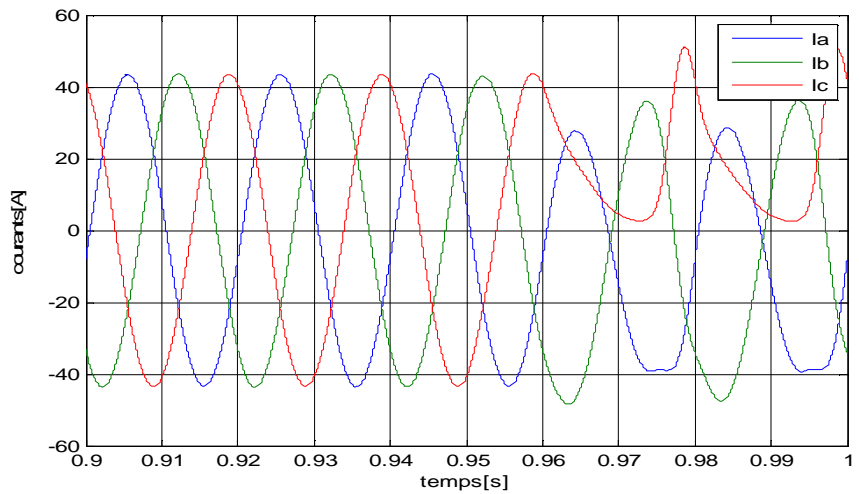


FIG III. 14 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans l'interrupteur T'3.

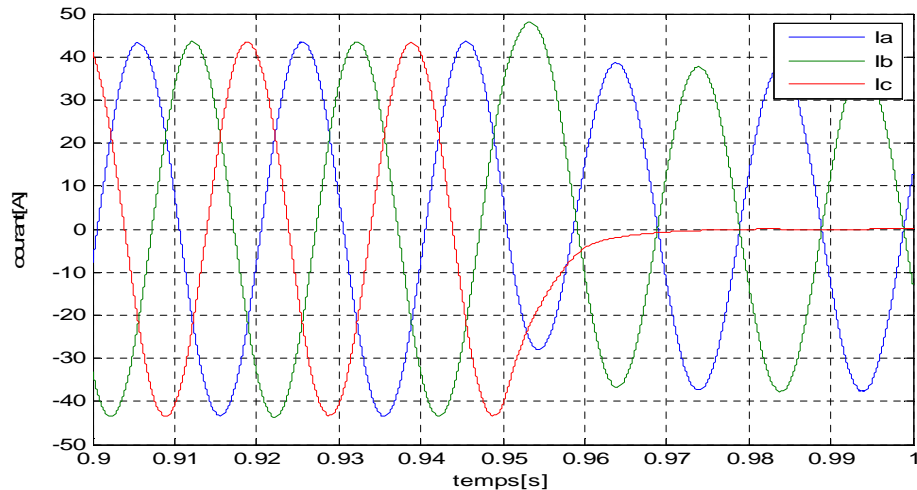


FIG III. 15 Les courants I_{abc} de la charge en présence de défaut dans le troisième bras.

▪ Interprétation des résultats

Les figures (**FIG III.7**, **FIG III.8**), représentent les courants I_{abc} en présence de défauts de circuit ouvert dans le premier bras, à $t=0.95s$ dont on remarque lisiblement quand le défaut est présent dans T_1 alors le courant I_a est invisible sur l'alternance positive tandisqu'il est visible sur l'alternance négative. L'absence de cette alternance du courant de phase "a" revient à la connexion de la phase au potentiel négatif de tension d'entrée par l'intermédiaire de la diode de l'interrupteur T'_1 (semi conducteur complémentaire à T_1). Par ailleurs, les courants I_b et I_c sont affectés aussi par ce défaut. En revanche, avec l'ouverture de T'_1 , le courant I_a est invisible sur l'alternance négative, à l'opposé, il est visible sur l'alternance positive. De même, pour les cas de défauts d'ouverture des interrupteurs des deux autres bras (voir **FIG III.10**, **FIG III.11**, **FIG III.13**, **FIG III.14**). Dans le cas où le défaut est créé dans les deux interrupteurs de même bras, on remarque que le courant de phase s'anule (voir **FIG III.9**, **FIG III.12**, **FIG III.15**).

Parmi plusieurs méthodes de diagnostic, on a choisit ces deux techniques vues leurs simplicités:

III.3 Simulation de la première méthode (analyse spectrale)

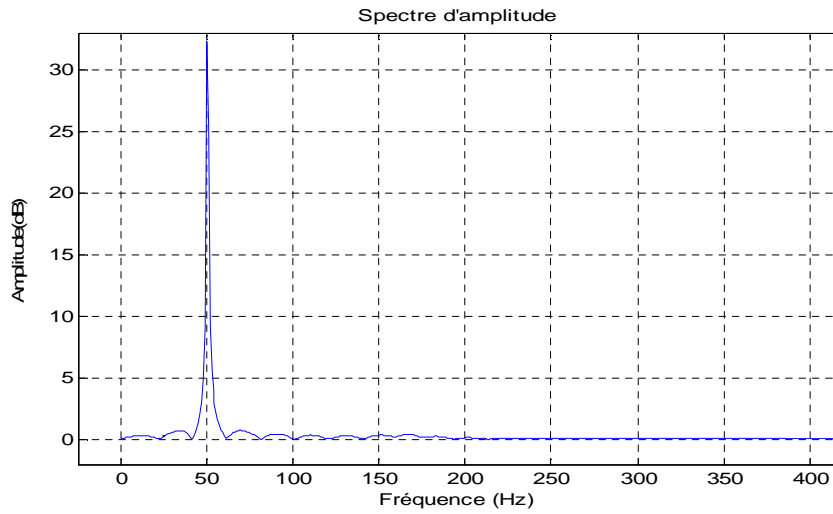


FIG III. 16 L'analyse spectrale du courant de charge à l'état sain.

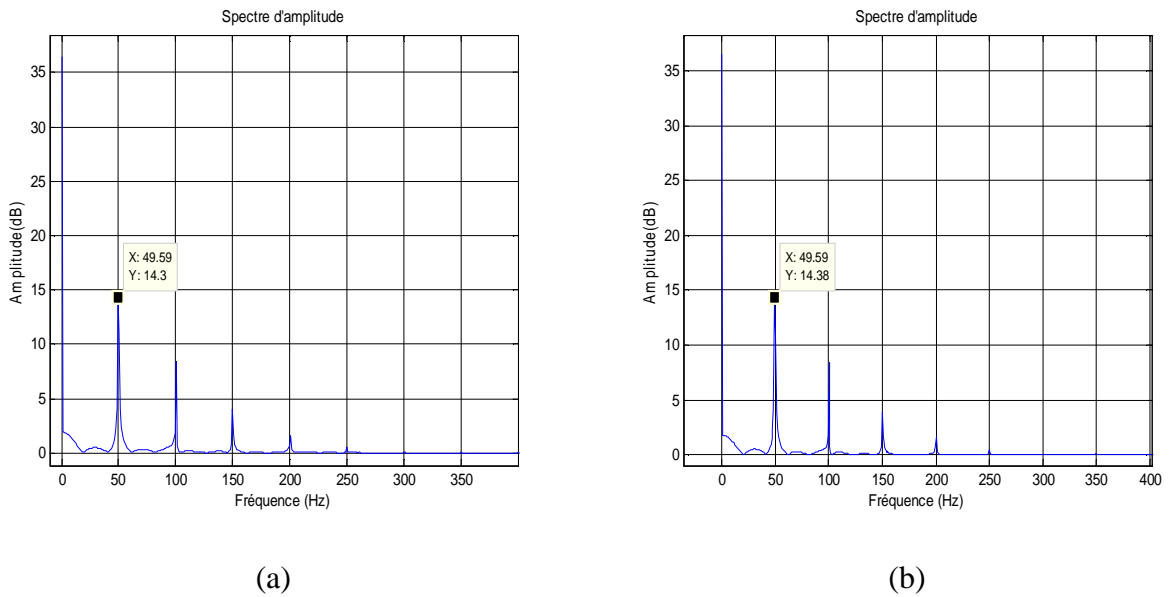


FIG III. 17 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T1 (a) et T'1 (b).

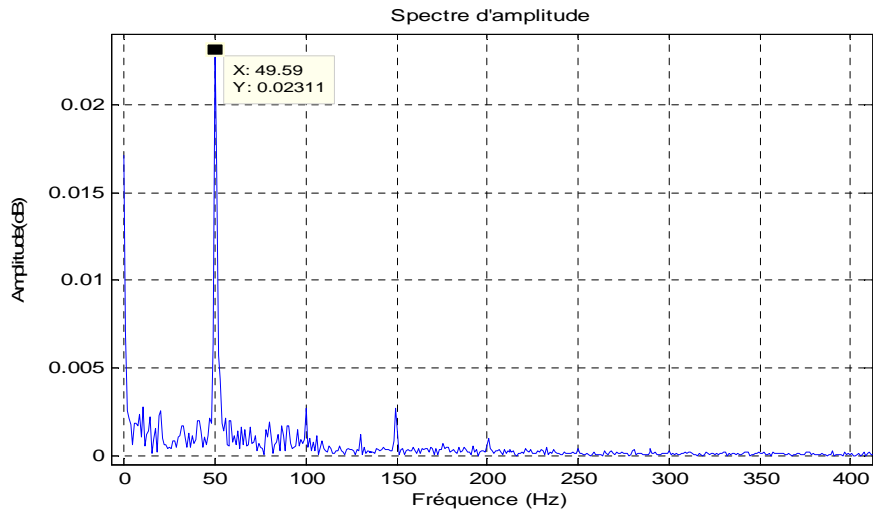


FIG III. 18 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 1^{er} bras.

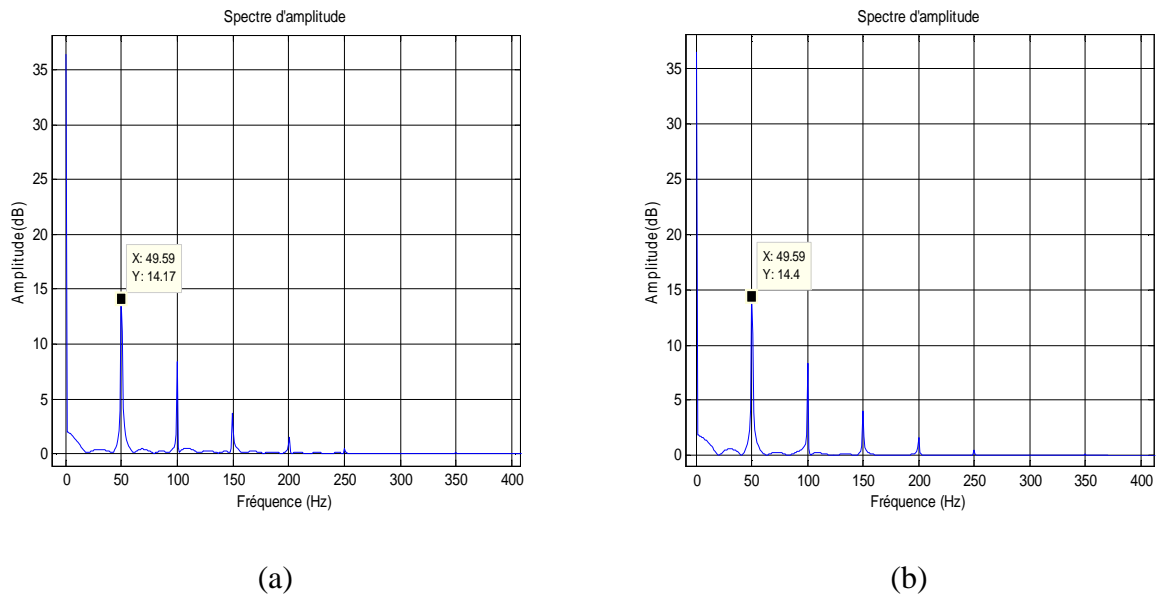


FIG III. 19 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T2 (a) et T'2 (b).

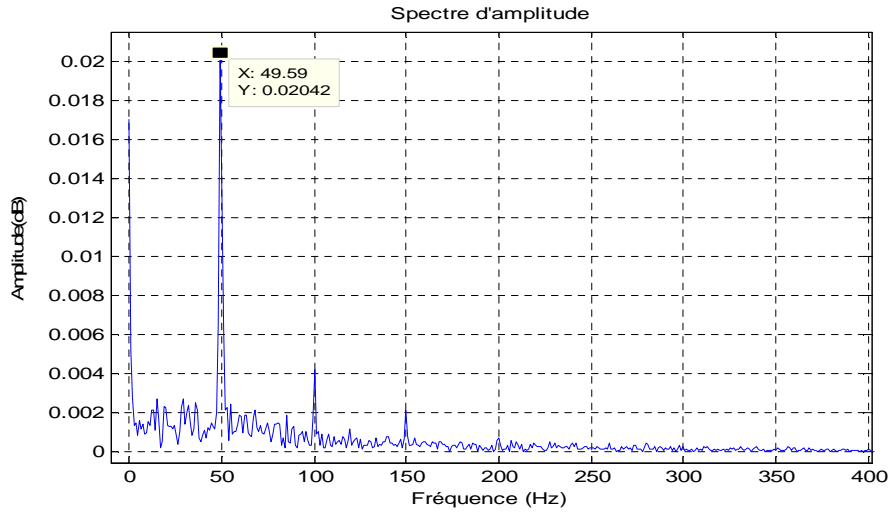
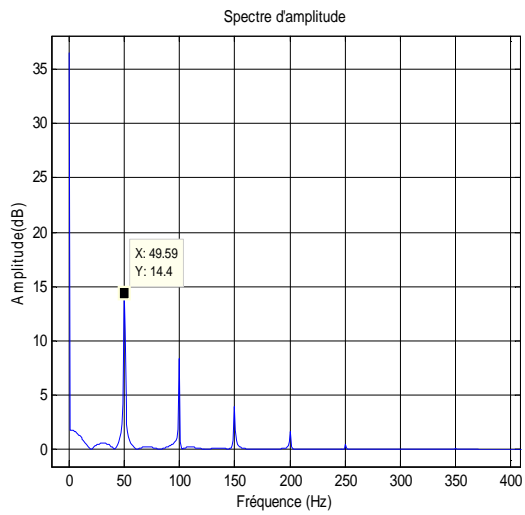
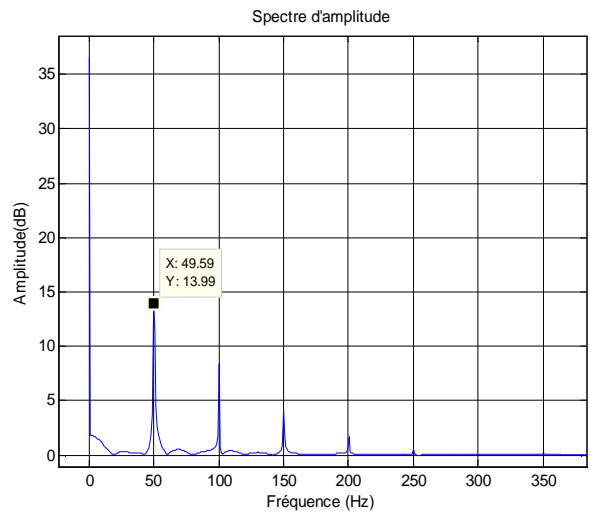


FIG III. 20 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 2^{ème} bras.



(a)



(b)

FIG III. 21 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans T3 (a) et T'3 (b).

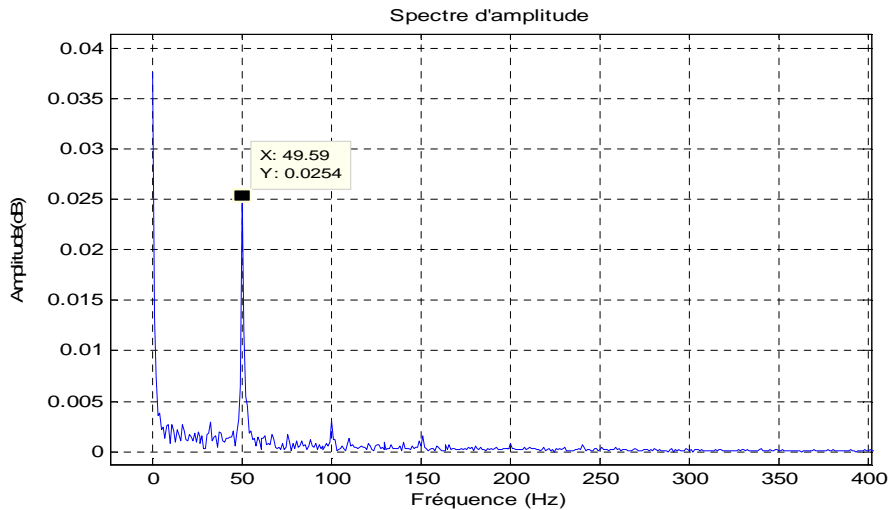


FIG III. 22 L'analyse spectrale du courant de charge en présence de défaut dans le 3^{ième} bras.

■ Interprétation des résultats

Les défauts produits dans l'onduleur laissent une signature sur le spectre du courant qui se traduit par l'apparition des raies autour de la fréquence fondamentale. L'analyse des courants dans le domaine fréquentiel reste une méthode appropriée qui nous a permis d'identifier les signatures fréquentielles causées par l'ouverture des composants électroniques utilisés dans un onduleur.

Suite à l'apparition du défaut en question, on observe une grande diminution de l'amplitude de [32.53dB] à l'état sain jusqu'à [14.3dB] sur la raie du fondamental ([49.59Hz]). Quand le T_1 est défaillant (ouvert) apparaissent de nouvelles amplitudes pour différentes raies: à [0Hz] apparaît une amplitude de [36.39 dB], à [100.1Hz] une amplitude de [8.383dB] et à [149.7Hz] une autre amplitude de [3.977dB]. De même, avec la déffailance des autres interrupteurs, le même phénomène est observé mais avec de très petites différences des valeurs d'amplitudes.

On remarque aussi que l'amplitude de la raie [49.53Hz], est dimiuée jusqu'à [0.02311dB] pour l'ouverture du premier bras. Quant au défaut relatif au deuxième bras, l'amplitude revient à [0.02042dB]. Pour le défaut du troisième bras, elle atteint [0.0254dB] avec l'apparition des petites raies avec une grande diminution d'amplitudes par rapport ce qu'on observe dans la déffailance des interrupteurs.

La visualisation des raies dans le courant permet de détecter le défaut mais avec manque d'informations sur la localisation de ce dèrnier car cette méthode permet d'identifier le défaut dans un bras ou dans les interrupteurs sans qu'il y ait détermination de quel interrupteurs et quel bras est déffailant.

III.4 Simulation de la deuxième méthode (Analyse de contour de Park)

Interprétation des résultats

A partir de cette méthode, les figures (FIG III.24) montrent la forme du contour de Park lorsqu'un défaut d'ouverture d'un des deux semi conducteurs survient dans:

↳ Premier bras de l'onduleur:

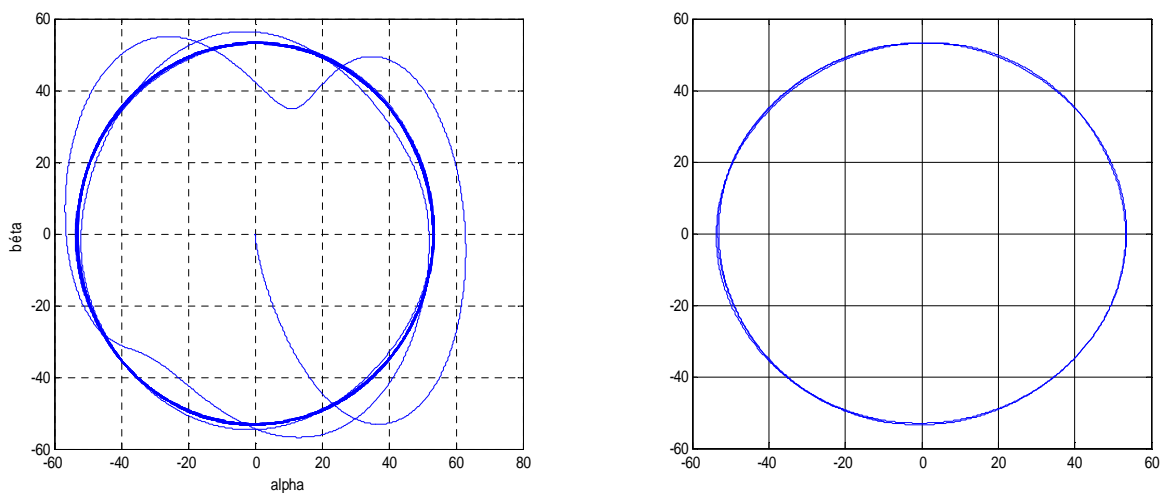
On peut voir l'effet du dysfonctionnement sur la position de contour de Park. Dans le cas d'ouverture de T_1 , le contour se déplace avec un angle de "90°". Par contre, pour le cas d'un défaut d'ouverture de T_1' , le contour se déplace avec un angle de "-90°" (Voir figures (FIG III.24 (a) et (b))).

↳ Deuxième bras de l'onduleur:

De même, pour les cas de défaut d'ouverture des interrupteurs (T_2, T_2'), une rotation de "30°" du contour de Park localise l'ouverture de T_2 . Le sens opposé présente la déviation par un angle de "-150°" du reste de la demi-période du contour de Park (pour le cas d'ouverture de T_2') (voir Figures (FIG III.24 (c) et (d))).

↳ Troisième bras de l'onduleur:

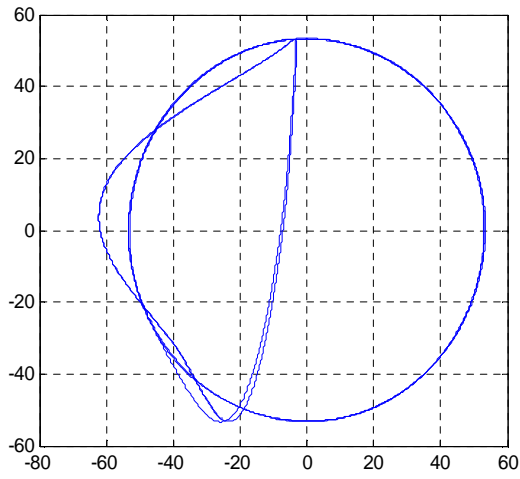
Pour le dernier bras on observe que si T_3 est défectueux, le contour de Park fait une rotation de "150°", et change sa position avec un angle de "-30°" lorsque T_3' est ouvert (voir FIG III.24 (e) et (f)).



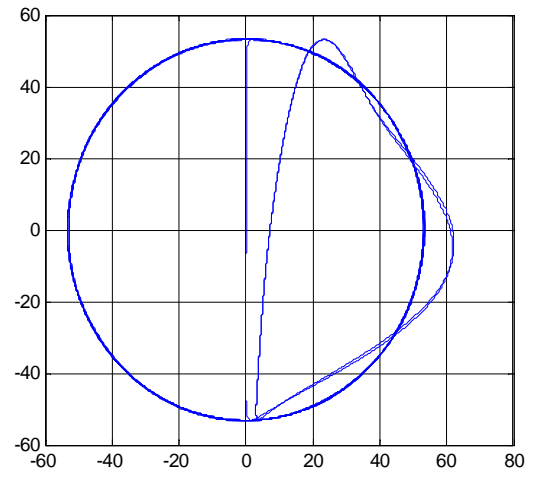
Régimes transitoire et permanent.

Régime permanent.

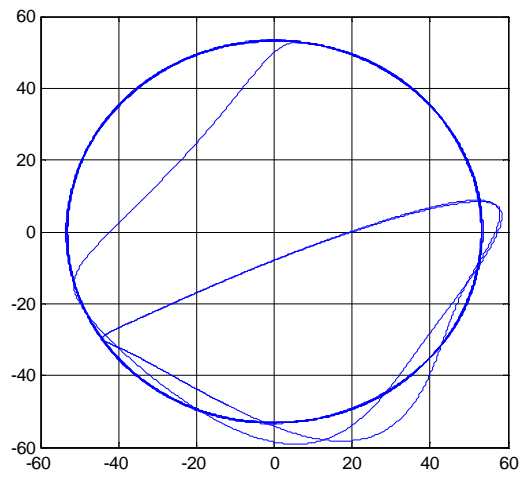
FIG III. 23 Analyse du Contour de Park à l'état sain.



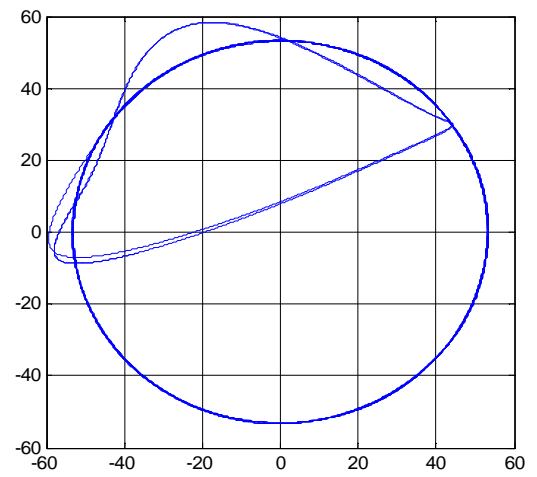
(a)



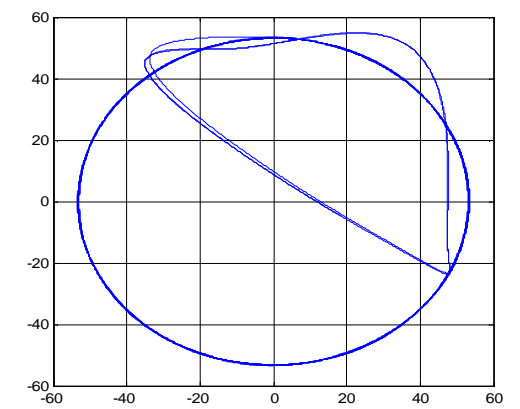
(b)



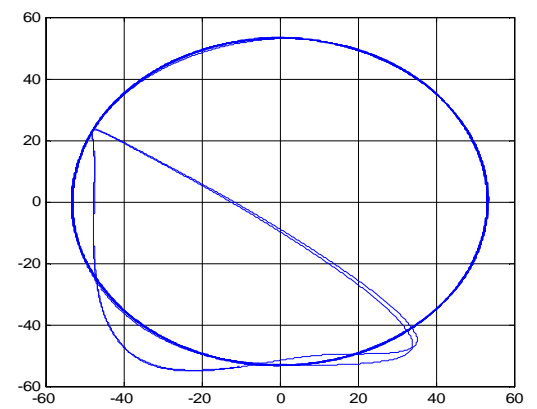
(c)



(d)



(e)



(f)

FIG III. 24 Analyse du Contour de Park en présence de défaut dans les interrupteurs T1(a) T'1(b) T2(c) T'2(d) T3(e) T'3(f) dans le régime permanent.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Après la création d'un défaut de circuit ouvert. Par deux méthodes de diagnostic des défauts, on essaye d'analyser les résultats obtenus. La première méthode concerne l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter et localiser les défauts dans les interrupteurs de l'onduleur à MLI (sinus triangle). Par contre, une discussion assez brève est effectuée lors de l'emploi de l'analyse spectrale des signaux des courants aussi bien en fonctionnement sain qu'en présence de défauts.

L'étude présentée dans ce mémoire de fin d'études constitue une contribution exploratrice par apport au thème de diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques en mettant l'accent sur les défauts de circuit ouvert dans l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons cité quelques rappels sur les convertisseurs statiques en général et les semi-conducteurs composant ces convertisseurs. Ensuite, une description générale de notre thème est effectuée, en rappelant les différents types des onduleurs ainsi que leurs diverses applications.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les différentes stratégies de commande d'un onduleur, ainsi que les défauts qui peuvent être survenir dans les interrupteurs de l'onduleur. En ce qui concerne la détection de défaut de circuit ouvert d'un interrupteur (IGBT) d'un onduleur, deux méthodes de détection simples et rapides sont proposées, la première est basée sur le contour de Park, la deuxième stratégie, quant à elle, est basée sur l'analyse des spectres.

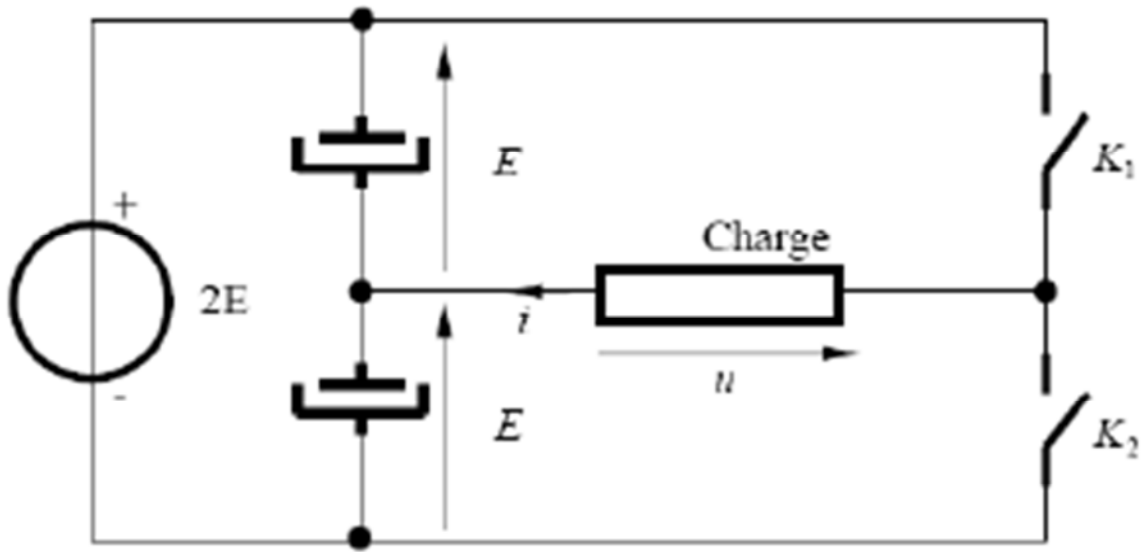
La modélisation et la simulation d'une association d'une charge **RL** avec un onduleur triphasé de tension sont développées dans la troisième chapitre. La validation des résultats par simulation numérique est effectuée en utilisant l'environnement MATLAB (Simpowersystem). L'interprétation des résultats obtenus est faite pour les deux approches citées auparavant.

Le présent mémoire permet d'ouvrir de nouveaux horizons et perspectives d'études pour une éventuelle continuité de notre travail, on cite entre autres:

- ↪ L'existence de défauts de court circuit et le vieillissement des composants des interrupteurs dans l'onduleur.
- ↪ Plus de vingt méthodes de détection et localisation de ces défauts existent .
- ↪ L'effet d'autres commandes de l'onduleur en présence de défauts mise à part la stratégie de commande à **MLI** sinus-triangulaire, que nous l'avons adopté dans le présent rapport.

- [1] D. Zhifeng, « Sûreté de fonctionnement des convertisseurs Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes. », Thèse de Doctorat, DE TOULOUSE.
- [2] F. Hattabi et Z. Mohammed, « Réalisation d'une carte de commande d'un onduleur triphasé alimente moteur alternatif », Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master, IBN KHALDOUN DE TIARET., 2015.
- [3] K. Merabet, « Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée », masters, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, 2011.
- [4] F. Labrique, G. Séguier, et R. Bausière, *LES CONVERTISSEURS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE. Volume 4, La conversion continu-alternatif*, 2e éd. rev. Paris: Tec & Doc Lavoisier, 1995.
- [5] « Cours Thème VIII.3 conversion statique d'énergie ». [En ligne]. Disponible sur: <https://Fcbissprofe.free.fr> TS IRIS physique appliq+Christian+bissieres.
- [6] B. Achour et A. Reguieg, « réalisation d'une carte de commande d'un onduleur triphasé », Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master, IBN KHALDOUN DE TIARET., 2014.
- [7] A. Boukaroura, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », MEMOIRE de MAGISTER, FERHAT ABBAS DE SETIF, 2009.
- [8] F. Berrezzek, « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Mémoire de MAGISTER, BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2006.
- [9] A. Bouafia, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: Application aux redresseurs a MLI », Thèse de Doctorat, FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.
- [10] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance - Dunod/L'Usine Nouvelle*. 2007.
- [11] G. Séguier, F. Labrique, et R. Bausière, *Electronique de puissance. Structures, fonctions de base, principales applications, cours et exercices résolus*, 8e éd. 2004.
- [12] N. Belhaouchet, « Fonctionnement à Fréquence de Commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées », Thèse de Doctorat, FERHAT ABBAS - SETIF, 2011.
- [13] H. Ben Zemamouche, « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire de MAGISTER, BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2010.
- [14] T. Benslimane, « caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic », Thèse de Doctorat, de Boumerdès, 2009.
- [15] « Convertisseurs statiques d'énergie électrique ». .

- [16] M. Allamand, « Electronique de puissance ». .
- [17] Y. thiaux, « conversion AC DC amélioration de facteur de puissance », chapitre de thèse, IUT DE NÎMES, 2013.
- [18] O. Messouci, « Commande sans capteur d'une machine asynchrone à cage: application sur la plate forme temps réel NI Compact RIO CRIO 9022 », Mémoire de MAGISTER, 2015.
- [19] A. MELLOUL, « Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne. », Mémoire de MAGISTER, FERHAT ABBAS - SETIF, 2011.
- [20] S. SEBASTIEN, « Contribution à la conception de coupleurs magnétiques robustes pour convertisseurs multicellulaires parallèles », Thèse de Doctorat, DE TOULOUSE, 2015.
- [21] M. A. Shamsi Nejad, « Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts □ régulateur de courant non linéaire à large bande passante », Thèse de Doctorat, L'institut national polytechnique de Lorraine Nancy, 2007.
- [22] L. Bin, M. Senior, et S. K. Sharma, « A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters », 2009.
- [23] Y. Hadjiyasser Gadi, « Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone », Mémoire MASTER ACADEMIQUE, KASDI MERBAH OUARGLA, 2014.
- [24] S. Chafei, F. Zidani, R. Nait-Said, et M. S. Boucherit, « Fault detection and diagnosis on a PWM inverter by different techniques », *J. Electr. Syst.*, vol. 4, n° 2, p. 1–12, 2008.
- [25] P. Stoica et R. L. Moses, *Introduction to spectral analysis*, vol. 1. Prentice hall Upper Saddle River, 1997.
- [26] F. Baghdadi, « Modélisation et simulation des performances d'une installation hybride de conversion d'énergie renouvelable », Mémoire de MAGISTER, Mouloud Mammeri de Tizi ouzou, 2011.



Onduleur monophasé en demi-pont.

Résumé

Au cours de ces dernières années, le progrès de l'électronique de puissance basé essentiellement sur les convertisseurs statiques, dans les différents domaines, ne cesse d'augmenter. Parallèlement, il y avait énormément d'efforts scientifiques et techniques déployés pour la mise en place de techniques permettant la surveillance et le diagnostic des défauts pour éviter tous dysfonctionnement des systèmes électriques.

L'objectif principal de notre étude consiste à effectuer un diagnostic adéquat pour le défaut d'un circuit ouvert des interrupteurs (*IGBT*) d'un onduleur à *MLI* (sinus-triangle). En se basant sur deux méthodes, dans le but d'analyser les résultats simulés dans l'environnement *MATLAB* (*Simpowersystem*).

Mots clés: Diagnostic, Onduleur, MLI, Défaut, Circuit Ouvert, Simulation.

المخلص:

خلال السنوات الأخيرة، تطور إلكترونيك الاستطاعة مرتكز أساسا على المبدلات الساكنة في مختلف المجالات، بالموازاة مع ذلك هناك مجهودات علمية و تقنية واسعة من اجل وضع تقنيات تسمح بمراقبة و تشخيص الأعطال لمنع أي خلل وظيفي على مستوى الأنظمة الكهربائية.

الهدف الرئيس من الدراسة التي قمنا بها يرتكز على تشخيص ملائم للعطل المتمثل في الدارة المفتوحة على مستوى قواطع المموج الثلاثي المتحكم فيها عن طريق استخدام إستراتيجية *MLI*، مرتكزين على طريقتين بهدف تحليل نتائج المحاكاة في البرنامج *MATLAB*.

الكلمات المفتاحية: تشخيص، مموج، *MLI*، عطل، دارة مفتوحة، محاكاة.