

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ÉCOLE SUPÉRIEURE DE TECHNOLOGIES INDUSTRIELLES  
- ANNABA -



المدرسة العليا للتكنولوجيا والصناعة  
- بحابة -

Année / 2020

DEPARTEMENT DU SECOND CYCLE

FILIERE

ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État

**Diagnostic et commande tolérante aux défauts dans un système de production  
d'énergie photovoltaïque**

Spécialité

Production Electrique et Energie Renouvelables

Par

AMARA KORBA Nacer Eddine

HADID Hatem

Sous la direction de :

MERABET Hichem

Grade

MCA

Établissement d'affiliation

URMA Annaba

Devant le jury

Président :

Pr.

ESTI Annaba

Examineurs :

MCB

ESTI Annaba

MCB

ESTI Annaba

# DEDICACE 1

*A mes parents*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien être, pour tout le soutien et l'amour que vous me portez, merci, merci et merci. Avec toute ma tendresse.*

*A mes oncles, tantes.*

*A mes cousins et cousines.*

*Meilleurs vœux de succès dans vos études et dans votre vie.*

*A mes amis.*

*Vous m'avez encouragée et aidée quand j'avais besoin de vous. Je n'aurais jamais pu le faire sans vous. Mes sincères remerciements.*

*A tous mes enseignants, du primaire à  
l'université*

*A tous les amis que j'ai eus dans ma vie.*

*A mes camarades de L'ESTI*

*AMARA KOURA Nacer Eddine*

## DEDICACES 2

*Je dédie ce travail à mes très chers parents, je leurs remercie pour leurs sacrifices, leurs Patiences, Leur soutien, l'aide et les encouragements qui m'ont apporté durant toutes ces années d'étude. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.*

*Je dédie ce travail également:*

*A ma sœur*

*A mes frères*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

*Hadid hatem*

## **Remerciement**

*Nous tenons à remercier dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années d'études.*

*Nous remercie en particuliers notre encadreur Monsieur Hichem Merabet, qui nous inspiré le sujet et guidé à ce travail.*

*Nos remerciements vont aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.*

# ***Résumé***

***Résumé :-*** Les systèmes de conversions photovoltaïques reliées aux autres sources renouvelables posent certains problèmes lorsqu'elles sont intégrées dans les systèmes d'entraînement électrique. L'un des principaux objectifs de cette recherche est de développer une technique de commande tolérante aux défauts dans le convertisseur statiques notamment l'onduleur de tension. Cette technique est basée sur l'intelligence artificielle en utilisant la logique. L'implémentation de cette technique offre un fonctionnement correct de la machine à induction associée à un système de conversion d'énergie photovoltaïque.

# Table de Matières

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
Résumé	iv
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Notions sur les systèmes de conversion photovoltaïques</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction	3
I.2 Description d'un panneau photovoltaïque	3
I.2.1 La cellule photovoltaïque	4
<b>I.3 Modélisation d'un panneau photovoltaïque</b>	<b>4</b>
I.3.1 influence de l'éclairement	7
I.3.2 Influence de la Température	8
I.3.3 Influence de la résistance série	9
I.3.4 Association en Série	10
I.3.5 Association en Parallèle	11
I.3.6 Association mixte (Série + Parallèle) des modules	12
I.4 Avantages et inconvénients d'une installation photovoltaïques	14
I.4.1 Inconvénients	14
I.4.2 Avantages	14
I.5 Conclusion	15

<b>Chapitre II</b> : Convertisseurs statiques d'un système photovoltaïque et leur Modélisation	16
II.1 Introduction	16
II.2 Modélisation et simulation des convertisseurs statiques du système photovoltaïque	16
II.2.1 Hacheur boost	16
II.2.2 Détermination des paramètres du hacheur BOOST	18
II.2.3 Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC	19
II.2.4 La méthode Perturbe et Observe (P&O)	20
II.2.5 Simulation de hacheur boost avec MPPT P&O	22
II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension	23
II.3.2 Stratégies de commande d'un onduleur triphasé	26
II.3.2.1 Généralités sur les MLI triphasées	26
II.3.2.2 Critères de performance	26
II.3.4 MLI "Sinus-Triangle	28
II.3.4 Tests par Simulation	29
II.4 Conclusion	34
<b>Chapitre III</b> : Etude de défauts de l'onduleur de tension	35
III.1 Introduction	35
III.2 Défauts dans les onduleurs triphasés	35
III.3 Mode de défaillance des éléments de puissance dans un onduleur	36
III.3.1 Défaut de type court-circuit	37
III.3.2 Défaut de type circuit-ouvert	38
III. 4 Diagnostic de défauts	38
III.4.1 Méthodes de diagnostic et classification	38

III.4.1.1	Approche à base de redondance matérielle	39
III.4.1.2	Approche signal	40
III.4.1.3	Approche modèle	40
III. 4.2	Diagnostic de défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance dans un convertisseur statique	42
III.4.2.1	Approche signal	42
III.4.2.2	Approche modèle	44
III.5	Etude et diagnostic de défauts onduleur	44
III.6	Conclusion	51
<b>Chapitre IV : Implémentation d'un system de diagnostic tolèrent aux défauts de l'onduleur de tension en commande MLI</b>		
IV.1	Introduction	53
IV.2	Système de conversion photovoltaïque en association avec machine à induction	54
IV. 3	Intégration d'une approche de la tolérante aux défauts dan le system PV	57
IV.3.1	Détection et localisation des défauts des IGBTs ouverts	58
IV.3.2	Correction de la défaillance des interrupteurs ouverts	59
IV.4	Résultats de simulation	60
IV.5	Conclusion	66
	<b>Conclusion générale</b>	67
	<b>Bibliographie</b>	68

# ***Introduction générale***

## Introduction générale

La forte demande en énergie électrique basée sur les énergies fossiles telles que le pétrole et le charbon ont influencé directement les réserves fossiles ainsi que l'environnement planétaire. Afin de garder la même cadence économique mondiale et préserver une vie naturelle pour nos générations futures, il est nécessaire de trouver d'autres sources d'énergies alternatives, durables et propres, ce qui nécessite une intervention au niveau mondial pour atteindre ces objectifs.

Le remplacement des sources d'énergies fossiles par des sources d'énergies renouvelables (le vent, le soleil, la biomasse, l'hydroélectricité, etc.), et leur intégration dans des réseaux électriques et des installations industrielles fait l'objet actuellement, de la recherche, dans le domaine industriel et la recherche scientifique. Cependant, c'est dans ce cadre que dans notre travail, on s'intéresse à l'étude d'un système de conversion de l'énergie photovoltaïque.

Ce travail de mémoire de fin d'étude est divisé en quatre (4) chapitres.

**Le premier chapitre** comporte une étude bibliographique sur les systèmes de conversion photovoltaïque, l'ensemble du système étudié est alors constitué d'un GPV, un convertisseur à deux étages hacheur et un onduleur alimentant une machine à induction. Le système photovoltaïque le plus utilisé, selon l'état de l'art actuel, fonctionne au fil du soleil. Dans le but d'améliorer le rendement du générateur nous avons étudié le problème d'extraction du Point de Puissance Maximale (Maximum Power Point Tracker *MPPT*). Plusieurs critères d'optimisation sont évoqués dans la littérature parmi ces techniques, nous avons utilisé l'algorithme de maximisation classique du type «Perturb and Observe *P&O*».

**Le deuxième chapitre** présente la modélisation et la simulation des convertisseurs de la puissance de la chaîne de conversion photovoltaïque notamment, l'hacheur survolteur (Boost) et l'onduleur de tension où le circuit de commande de la gâchette du hacheur est

fournie par le signal MPPT *P&O*. Par ailleurs, les commandes des gâchettes de l'onduleur sont assurées par une commande MLI.

**Le troisième chapitre** est réservé aux modes de défaillances d'un convertisseur statique (onduleur de tension) alimentant une machine ainsi qu'aux différentes méthodologies de détection et d'identification des défauts de types circuit-ouvert et circuit fermé des IGBTs constituant l'onduleur, et l'application d'une méthode de détection de défauts d'ouverture IGBTs base sur la présentation des tensions dans le plan de Concordia.

**Le quatrième chapitre** présente le développement et l'implémentation d'une stratégie de compensation tolérante aux défauts dans un système de conversion d'énergie alimente un moteur à induction. Le stratégie proposée assure une compensation pour les défaillances de l'onduleur a commande MLI. La compensation des pannes est obtenue en reconfigurant la topologie de l'onduleur de puissance à l'aide de dispositifs d'isolement et un algorithme de commande tolérant aux défauts pour isolé les IGBTs en défaut et la mise en service les IGBTs de secoure monté en parallèle avec chaque IGBT de l'onduleur. Cette topologie assure la continuité de service du système.

Finalemen',on cloture le mémoire par une conclusion générale.

# ***Chapitre 1***

# Chapitre I

## Notions sur les systèmes de conversion photovoltaïques

### I.1 Introduction

Le soleil est une source énergie renouvelable et inépuisable. Il a un potentiel qui pourrait satisfaire de plusieurs milliers de fois le besoin énergétique mondiale [1]. Grâce a ce constat plusieurs travaux de recherches ont été lancés afin de mettre à profit cette énergie importante et ce, particulièrement, pour la conception d'un système de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique. Et, c'est ainsi que la cellule photovoltaïque. a été développée. Ce premier chapitre du mémoire est consacré essentiellement à la description de la cellule photovoltaïque et sa modélisation.

On commence par rappeler que l'appellation « Photovoltaïque » vient du Grec où la partie « Photo » désigne la « lumière » et « Voltat » c'est l'unité de tension électrique, du nom Alessandro Volta [2, 3].

### I.2. Description d'un panneau photovoltaïque

Les panneaux solaires photovoltaïques regroupent des cellules photovoltaïques reliées entre elle en série et en parallèle.

### I.2.1 La cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est une diode photosensible, ayant les propriétés des matériaux semi-conducteurs. Elle permet de convertir l'énergie lumineuse en énergie électrique grâce à l'effet photovoltaïque. La cellule photovoltaïque est constituée de deux couches semi-conductrices minces de dopage différent : Pour la couche (N), c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche (P) c'est un déficit d'électrons. Les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par la couche (N) permet alors de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches. Enfin un écran anti reflet sur la couche (N) afin d'accroître la quantité de lumière absorbée [4]. La figure I.1 présente le schéma de la structure d'une cellule photovoltaïque

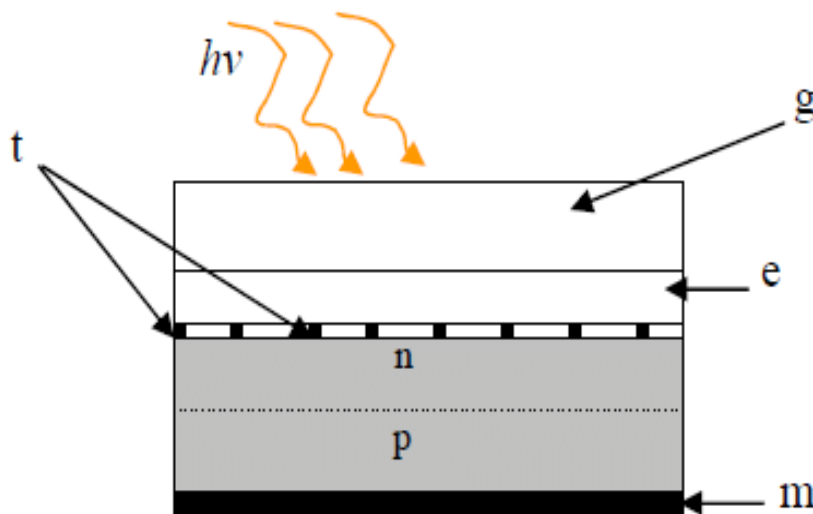


Fig. I.1 – Présentation schématique d'une cellule solaire

### I.3 Modélisation d'un panneau photovoltaïque

Pour Commencer, soit le circuit équivalent à une diode d'une cellule photovoltaïque (PV) présenté par la figure I.2. On distingue, principalement, une source de courant ( $I_{ph}$ ), une diode ( $D$ ), une résistance série ( $R_s$ ) et une résistance parallèle ( $R_p$ ).

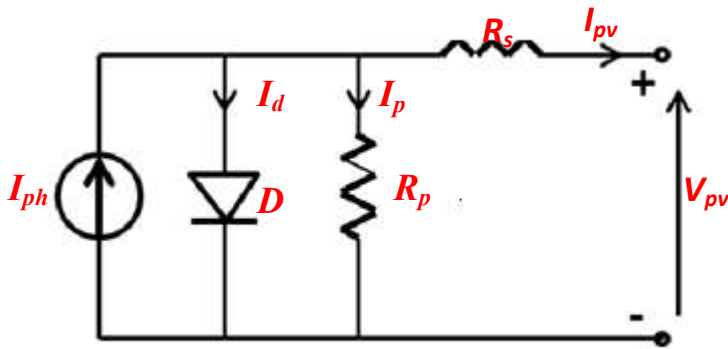


Fig. I.2 Circuit équivalent d'une cellule PV

Equations de la cellule PV : En considérant la figure précédente, et en appliquant la loi de Kirchhoff, le courant ( $I_{pv}$ ) à la sortie de la cellule (PV) est donné par l'équation suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 - I_p \quad (I.1)$$

Où :

$I_{ph}$  : courant généré par la lumière ou le photo courant ;

$I_p$ : Courant qui circule dans la résistance parallèle ;

$I_0$  : Courant de saturation de la diode

Les courants  $I_p$  et  $I_0$  sont donnés, respectivement, par les relations (I.2) et (I.3), suivantes

$$I_p = \frac{V + I.R_s}{R_p} \quad (I.2)$$

$$I_0 = I_s \left[ \exp \left( \frac{q \cdot (v + I.R_s)}{K.T_c.A} \right) - 1 \right] \quad (I.3)$$

Avec :

$I_s$  : courant de saturation inverse en ampère (A) ;

$q$ : charge d'électrons ( $1,6 \times 10^{-19}$  C) ;

$k$ : constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J / K) ;

$T_c$ : température de cellule en Kelvin (K) ;

A: est un facteur idéal ;

$R_s$ : est une résistance série ( $\Omega$ ) .

Ainsi, la formule (I.1) du courant ( $I_{pv}$ ), peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[ \exp \left( \frac{q \cdot (v + I \cdot R_s)}{K \cdot T_c \cdot A} \right) - 1 \right] - \frac{v + I \cdot R_s}{R_p} \quad (I.4)$$

La photo courant dépend principalement de l'ensoleillement et de la température de fonctionnement de la cellule, qui est décrite par l'équation suivante :

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_i \cdot (T_c - T_{ref})] \cdot \frac{G}{G_{ref}} \quad (I.5)$$

Ou, le courant de court-circuit de la cellule à  $T=25^\circ \text{C}$  et  $G=1000 \text{ w/m}^2$  est exprimée par cette relation

$$I_s = I_{rs} \left( \frac{T_c}{T_{ref}} \right)^3 \cdot \exp \left[ \frac{q \cdot E_g \left( \frac{1}{T_c} - \frac{1}{T_{ref}} \right)}{K \cdot A} \right] \quad (I.6)$$

$K_i$ : coefficient de température du courant de court-circuit de la cellule ;

$T_{ref}$ : température de référence de la cellule, en Kelvin (K) (=  $25^\circ \text{C} + 273$ ) ;

$G$ : ensoleillement en watt /mètre carré ( $\text{W} / \text{m}^2$ ) ;

$G_{ref}$ : l'insolation de référence de la cellule (=  $1000 \text{W} / \text{m}^2$ ) ;

$I_{rs}$ : courant de saturation inverse de la cellule à une température de référence et un rayonnement solaire ;

$E_g$ : est l'énergie de gap du semi-conducteur utilisé dans la cellule en électronvolt (eV)

L'équation terminale pour le courant et la tension d'un module PV devient la suivante:

$$I_{pv} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_s \left[ \exp \left( \frac{q \cdot \left( \frac{v}{N_s} + \frac{I \cdot R_s}{N_p} \right)}{K \cdot T_c \cdot A} \right) - 1 \right] - \frac{v \cdot N_p + I \cdot R_s}{R_p} \quad (I.7)$$

- Les figures I.3 et I.4 montrent respectivement, les allures des caractéristiques d'un module photovoltaïque:

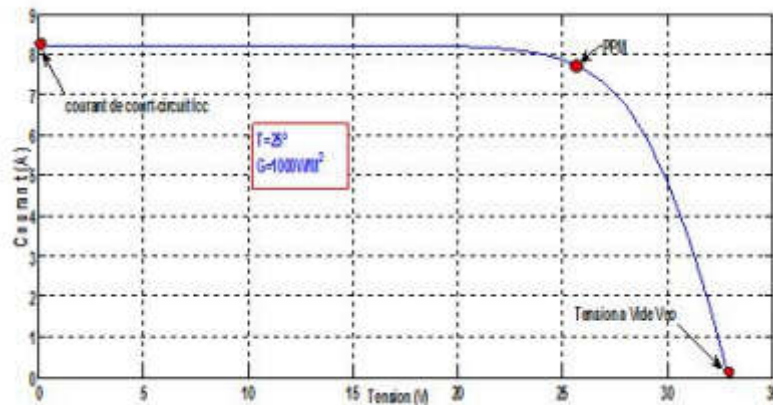


Fig. I.3 Allure de courant en fonction de tension  $I_{pv} = f(V_{pv})$  d'un module photovoltaïque

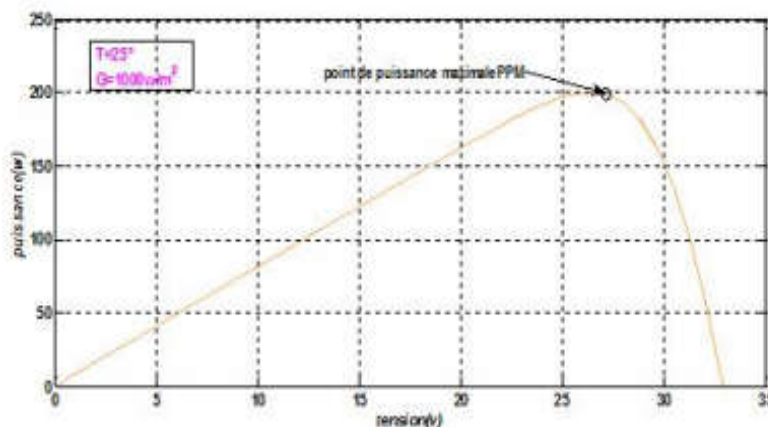


Fig. I.4 Allure de puissance en fonction de tension  $P_{pv} = f(V_{pv})$  d'un module PV

Ces allures dépendent notamment des niveaux de l'irradiation et de la température comme le montre les paragraphes suivants.

### I.3.1 influence de l'éclairement

L'augmentation de l'éclairement par un déplacement de la caractéristique  $I = f(V)$  suivant l'axe des courants. L'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que celui de la tension à circuit ouvert étant donné que le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement, alors que celle de la tension à circuit ouvert est

logarithmique figure I.5 [5]. Par conséquent, la puissance augmente avec l'augmentation de l'éclairage.

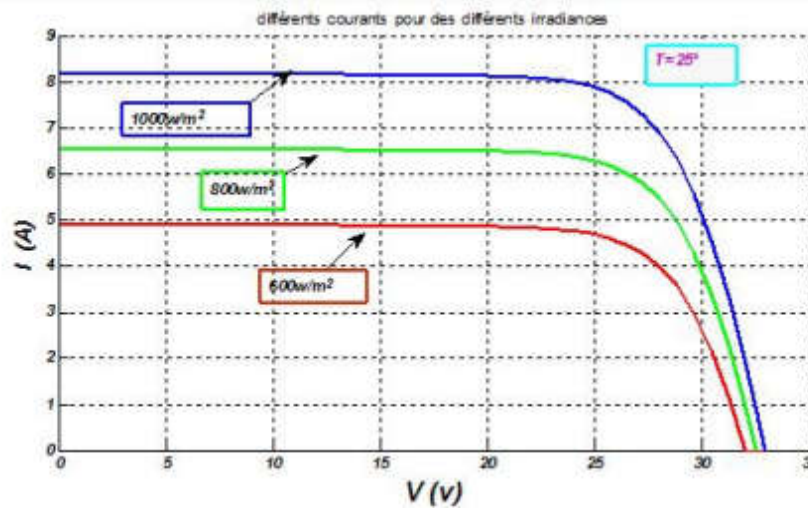


Fig. I.5 Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'éclairage.

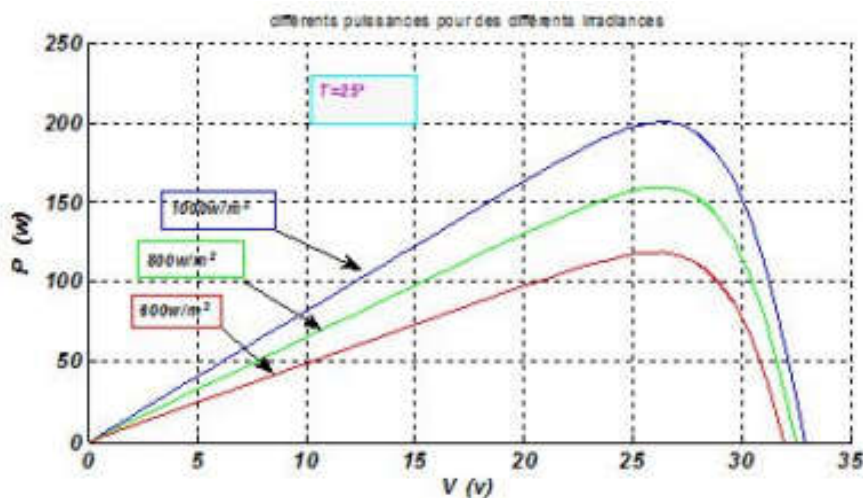


Fig. I.6 Caractéristique  $P_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'éclairage

### I.3.2 Influence de la température

En faisant varier la température de 25°C jusqu'à 50°C, la caractéristique ( $I_{pv}=f(V_{pv})$ ) est donnée par les figures I.7 et I.8. On remarque que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente, par conséquent la puissance extractible diminue.

Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement prise en compte [6]

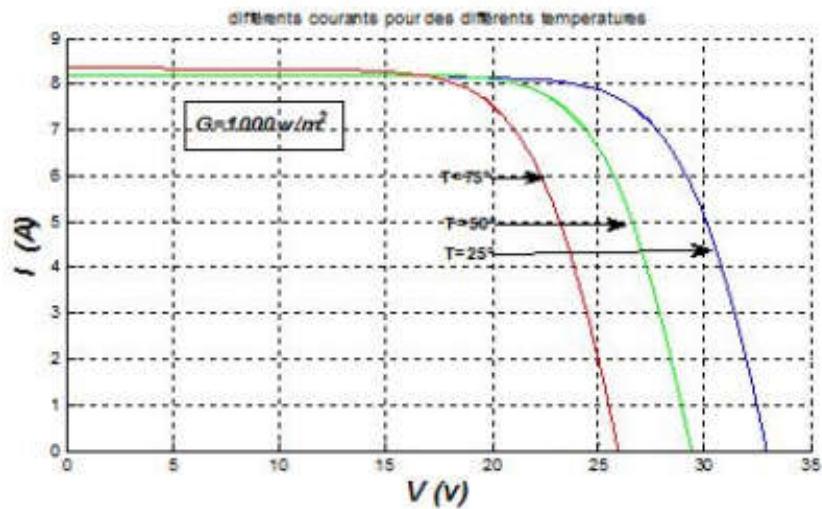


Fig. I.7 Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  Sous la variation de la température.

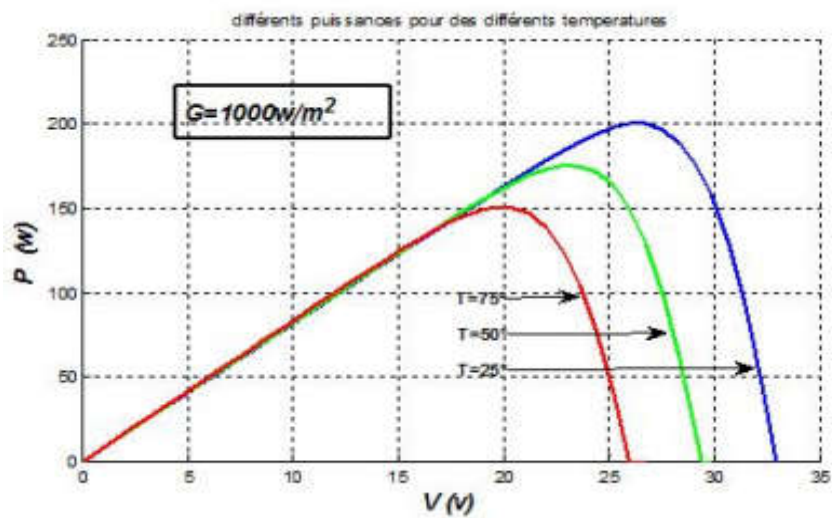


Fig. I.8 Caractéristique  $P_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de la température..

### I.3.3 Influence de la résistance série

La Figure I.9 montre l'influence de la résistance série sur la caractéristique I-V de la cellule qui se traduit par une diminution de la pente de la courbe de puissance P-V dans la zone où la cellule fonctionne comme générateur de tension constante [6].

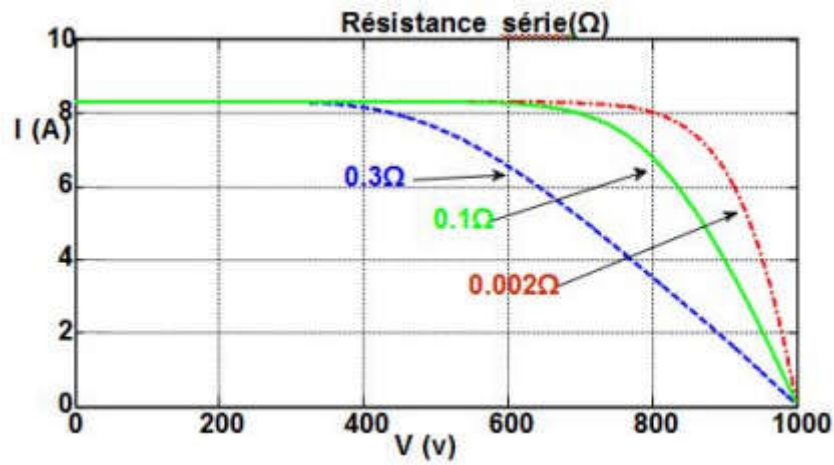


Fig. I.9 Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  Sous la variation de la résistance série

### I.3.4 Association en série

Les connexions en série de plusieurs modules augmentent la tension pour un même courant par conséquent la puissance suit les même variations Figure I. (10,11).

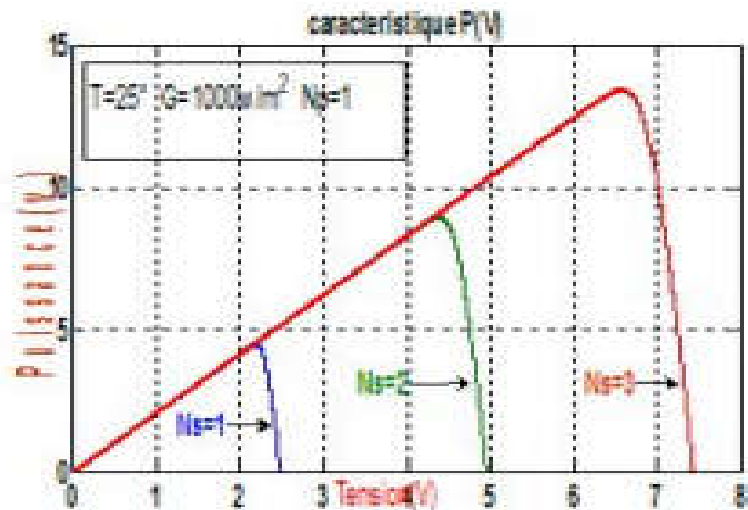


Fig. I.10 Caractéristique  $P_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association série

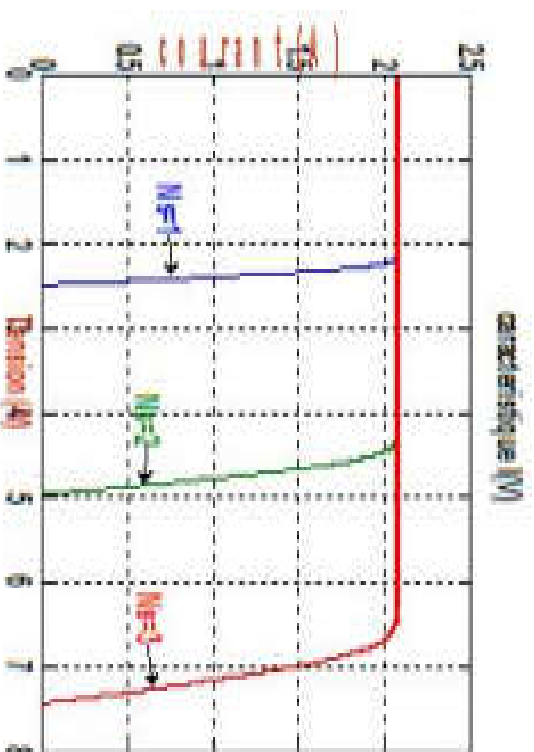


Fig. I.11 Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association série

### I.3.5 Association en Parallèle

Tandis que les connexions en parallèle de plusieurs modules augmentent le courant pour la même tension, et donc la puissance augmente avec l'augmentation des éléments en parallèle figure I.12, et I.13.

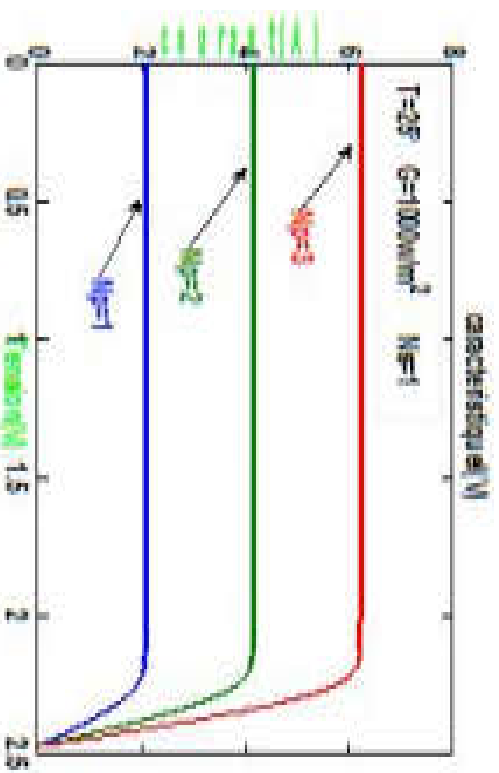


Fig. I.12- Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association parallèle

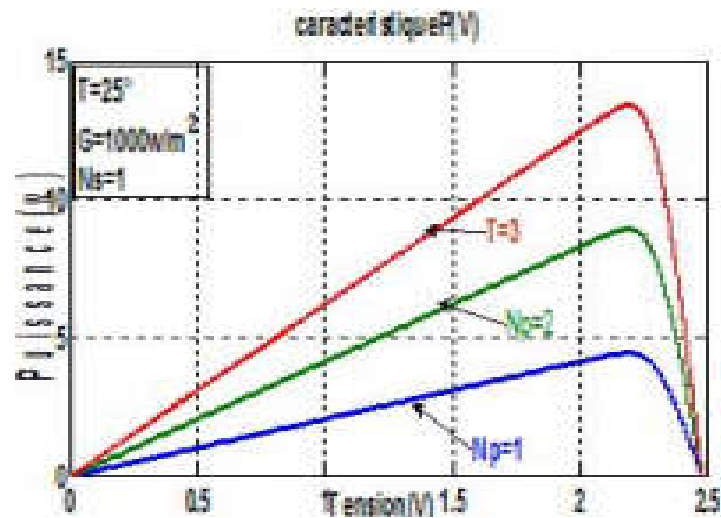


Fig. I.13 – Caractéristique  $P_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association parallèle

### I.3.6 Association mixte (Série + Parallèle) des modules

Pour avoir une satisfaction en courant et en tension, on est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est à dire Série-Parallèle [7].

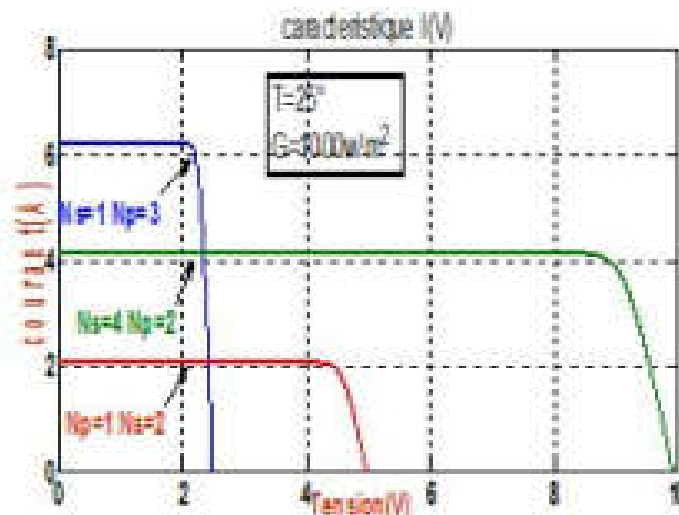


Fig. I.14 Caractéristique  $I_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association mixte

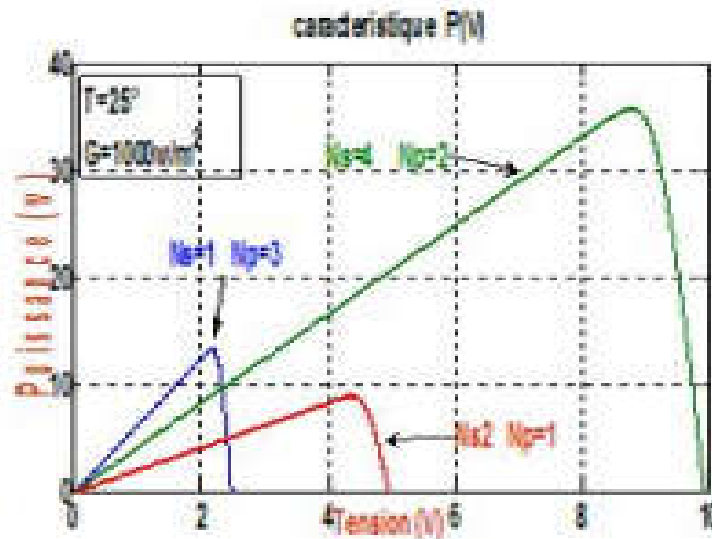


Fig. I.15 – Caractéristique  $P_{pv}=f(V_{pv})$  sous la variation de l'association mixte

Le groupement de  $N_s$  module en série dans une branche, et  $N_p$  branches en parallèle. Si  $P_m$  est la puissance crête disponible sur un module, la puissance disponible aux bornes de ces panneaux photovoltaïques sera :

$$P = N_S * N_P * P_m \quad (I.8)$$

Cette puissance pourra être obtenue sous les conditions de référence (1 kW/ m et 25°C) sur la charge optimale du groupement  $R_{optg}$  telle que :

$$R_{optg} = N_S N_P * R_{opt} \quad (I.9)$$

Où,  $R_{opt}$  est la charge optimale du module de base dans les mêmes conditions. Dans la pratique, les modules photovoltaïques d'un panneau ne sont jamais identiques d'un part, et d'autre part des déséquilibres peuvent survenir, générés par certaines cellules [5].

## I.4 Avantages et inconvénients d'une installation photovoltaïques

### I.4.1 Inconvénients

- La fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé ;
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en régions isolées ;
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru ;
- Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.

### I.4.2 Avantages

- D'abord, une haute fiabilité. L'installation ne comporte pas de pièces mobiles qui la rendent particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux ;
- Ensuite, le caractère modulaire des panneaux photovoltaïque permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milli watt au mégawatt ;
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé ;
- La technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est pas l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

## I.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure de la modélisation d'une cellule photovoltaïque. Puis, on a montré que les caractéristiques du générateur photovoltaïque (GPV) dépendent de l'éclairement et la température. Ainsi, puisque, ce grandeurs varient inévitablement dans les conditions de fonctionnement réel, il est alors nécessaire d'utiliser un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge afin d'optimiser le régime de production du GPV.

# ***Chapitre 2***

# Chapitre II

## Convertisseurs statiques d'un système photovoltaïque et leur modélisation

### II.1 Introduction

Ce chapitre traite la modélisation et la simulation sous Matlab/Simulink des convertisseurs de puissance de la chaîne de conversion photovoltaïque, notamment, l'hacheur et l'onduleur de tension. Après la présentation de leurs structures et modélisation, les détails sur les commandes Perturbe and observe (P&O), en modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la commande en modulation vectorielle (SVM) de l'hacheur et l'onduleur sont développées et présentées.

### II.2 Modélisation et simulation des convertisseurs statiques du système photovoltaïque

#### II.2.1 Hacheur Boost

Un hacheur élévateur (Boost) permet d'avoir la tension moyenne de sortie ( $V_s$ ) supérieure à celle de l'entrée ( $V_e$ ). Sa structure comprend un semi-conducteur (interrupteur) commandé et en parallèle avec la source, voir la figure II.4.

Le montage consiste à mettre périodiquement en court-circuit la résistance ( $R$ ) pendant une durée  $t = \alpha t_f$  bien déterminée ; cette mise en court-circuit est assurée par un hacheur branché en parallèle avec la résistance. L'hacheur comporte trois composants essentiels : une inductance ( $L$ ), une capacité ( $C$ ) et un transistor qui peut prendre deux états,  $U=1$  et  $U=0$ .

Pour un rapport cyclique «  $\alpha$  » donné, et en régime de conduction continu, la tension moyenne et le courant à la sortie sont donnés par [7]:

$$V_s = V_e / (1 - \alpha) \tag{II.1}$$

$$I_s = (1 - \alpha) \tag{II.2}$$

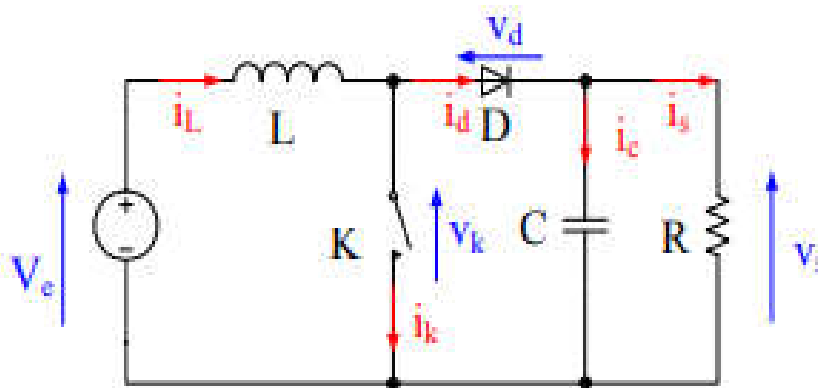


Fig II.1 – Le convertisseur Boost

En mode de conduction continu, on a les formes d'ondes du courant et de la tension montrées par la figure II.2.

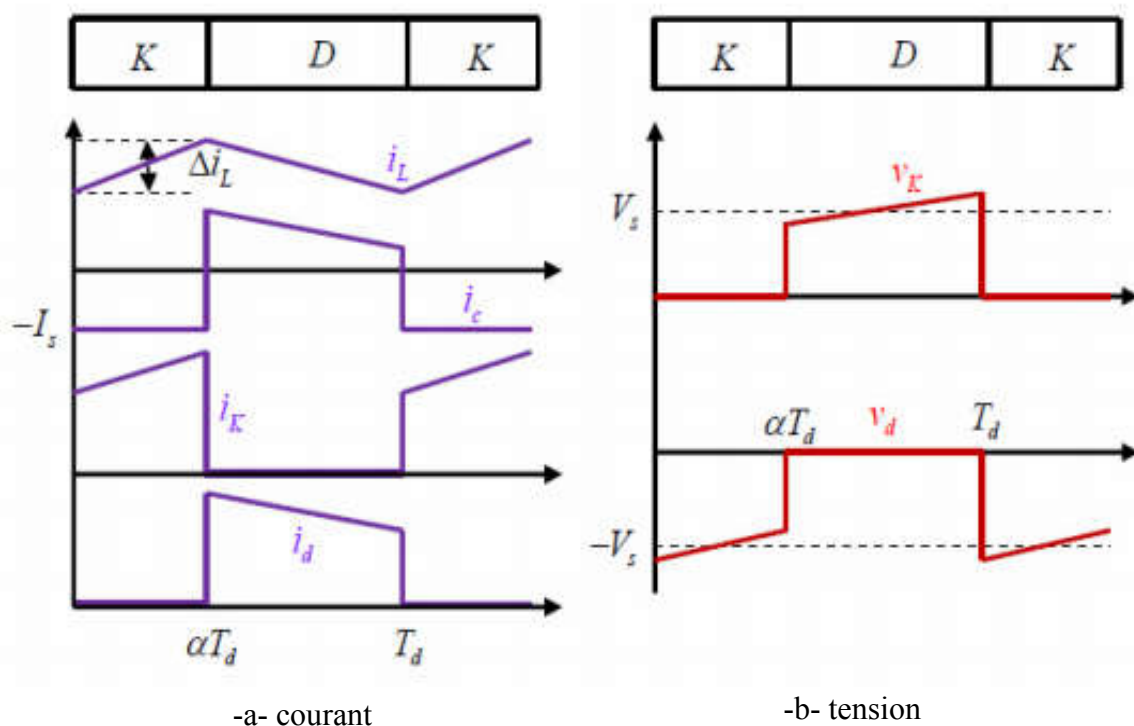


Fig. II.2. Ondes du convertisseur Boost [8]

## II.2.2 Détermination des paramètres du hacheur BOOST

### ➤ *Le rapport cyclique*

$$v_s = \frac{v_e}{1-\alpha} \Rightarrow \alpha = 1 - \frac{v_e}{v_s} \quad (\text{II.3})$$

### ➤ *Résistance R :*

$$p_s = \frac{v_s^2}{R} \Rightarrow R = \frac{v_s^2}{p_s} \quad (\text{II.4})$$

### ➤ *L'inductance L*

$$I_{Lmax} = \frac{v_e}{L} \alpha T = \frac{v_e}{L f} \alpha_{max} \quad (\text{II.5})$$

$$\Delta I = \frac{v_e}{L f} (1 - \alpha) \alpha T \quad (\text{II.6})$$

$$\Delta I_{max} = \frac{v_e}{L f} \quad (\text{II.7})$$

$$L = \frac{\alpha v_e}{f \Delta I} \quad (\text{II.8})$$

### ➤ *La capacité C*

$$dQ = I_s \alpha T \quad (\text{II.9})$$

On admet une ondulation de tension :

$$dv_s = \frac{dQ}{C} \quad (\text{II.10})$$

Donc,

$$C = \frac{dQ}{dv_s} = \frac{I_s \alpha}{dv_s f} \quad (\text{II.11})$$

### II.2.3 Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC

Les générateurs photovoltaïques produisent de l'électricité des conditions météorologiques. Donc, l'amélioration du rendement du système photovoltaïque nécessite la maximisation de la puissance du générateur PV grâce à une commande adéquate permettant d'extraire le maximum de puissance. Par définition, la commande Maximum power point Tracking (MPPT), associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance, Et ce quelque soient les conditions météorologiques (température et irradiation), et quelque soient la tension de la batterie, la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum [9].

La commande MPPT permet de chercher le point de fonctionnement optimal du module photovoltaïque dans les conditions météorologiques variables. Ceci est basé sur la variation automatique du rapport cyclique ( $\alpha$ ) du signal qui commande le convertisseur d'énergie, à une valeur adéquate de manière à maximiser la puissance à la sortie du module [10]

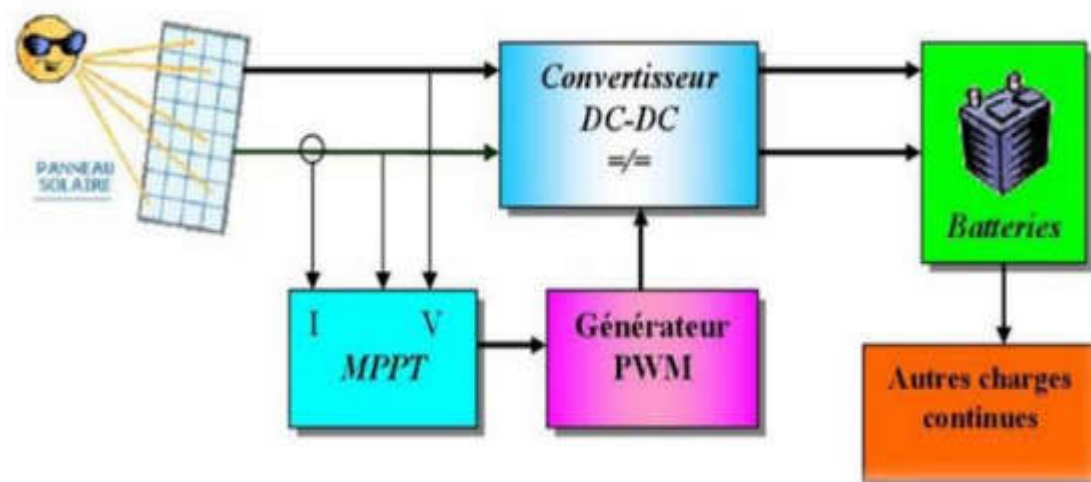


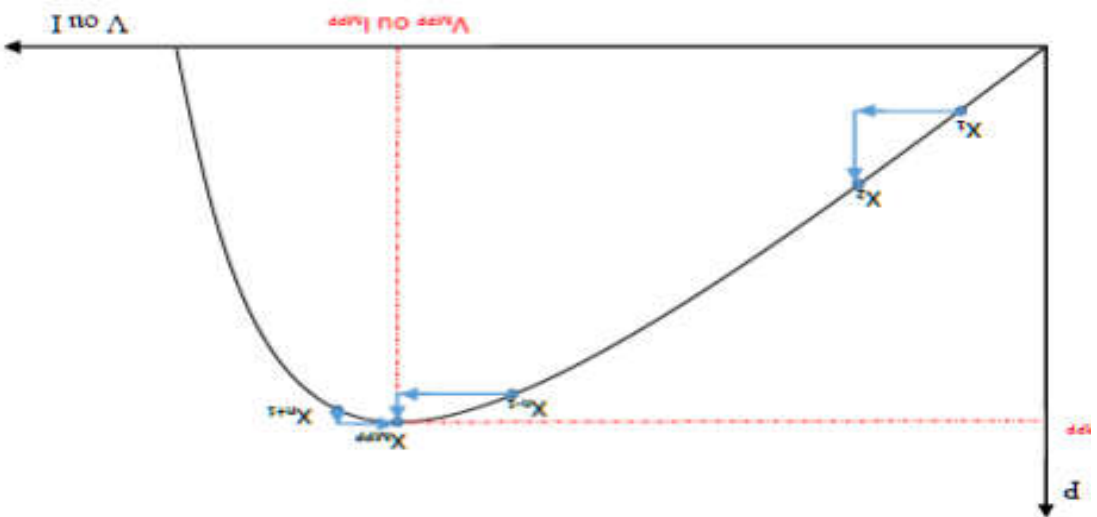
Fig. II.3 Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec une commande MPPT [10]

Le principe des commandes (MPT) de type (P&O) consiste à perturber la tension ( $V_p$ ) d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance ( $P_p$ ) qui en résulte ainsi, comme l'illustre la figure (II.14), on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension ( $V_p$ ) engendre un accroissement de la puissance ( $P_p$ ), cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du (PPM). Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le (PPM). Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. À partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique  $P_p=f(V_p)$ , il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au (PPM), et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande.

La figure (II.5) montre le déplacement du point de fonctionnement vers le point de puissance maximal par la méthode perturber observer (P&O) [11].

## II.2.4 La méthode Perturbe et Observe (P&O)

Fig: II.4 Principe de la commande MPTT.



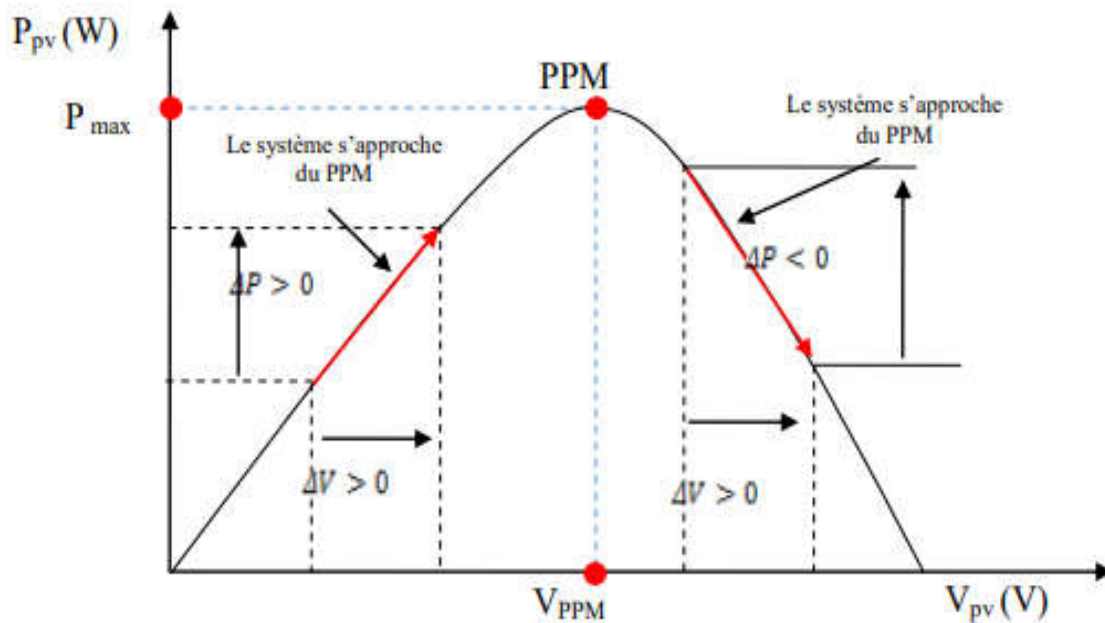


Fig. II.5 Schéma de convergence vers le (PPM) par (P&O) [12].

La figure (II.6) représente l'algorithme classique associé à une commande (MPPT) de type (P&O), où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (Courant et tension du générateur photovoltaïque) sont nécessaires pour déterminer la puissance du photovoltaïque à chaque instant [13].

La P&O est largement utilisée grâce à sa facilité d'implémentation, Toutefois, elle présente le problème liés d'oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre la précision et la rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser [13].

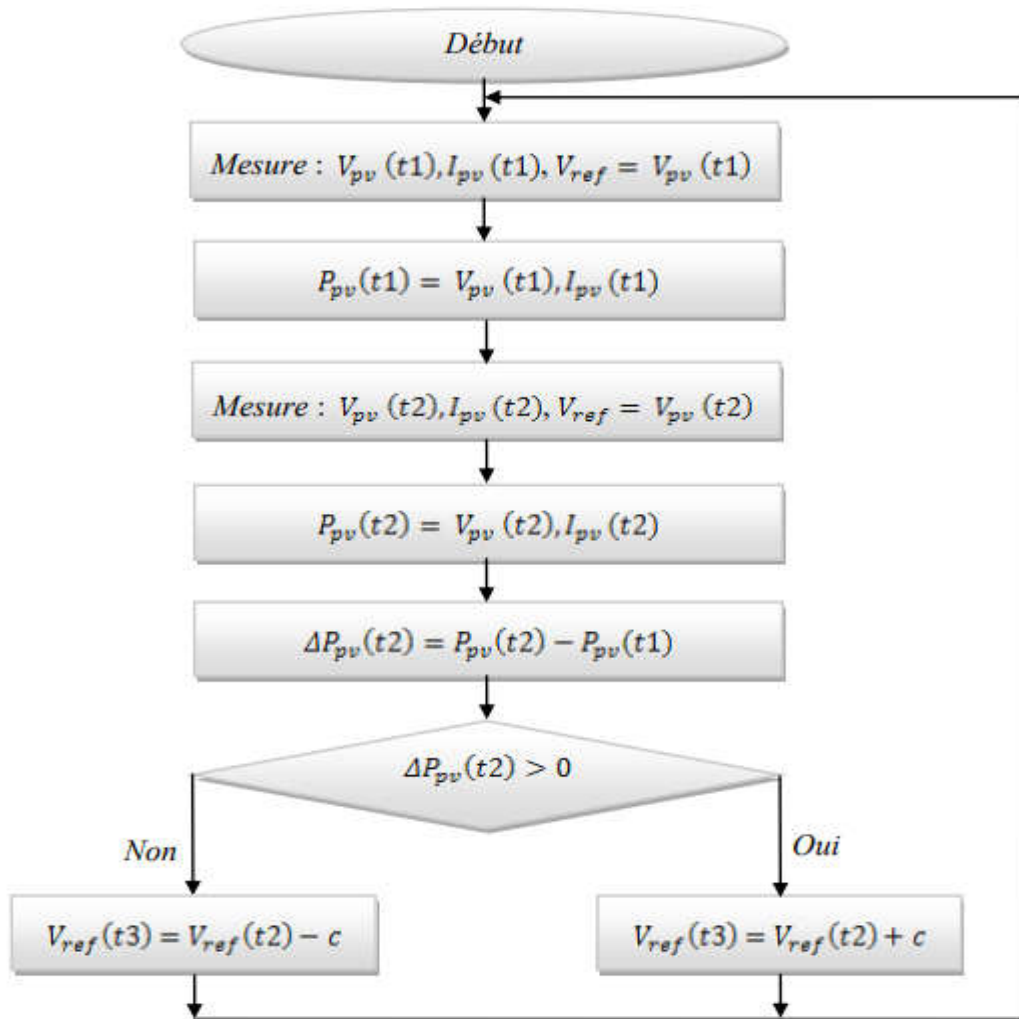


Fig. II.6 Algorithme MPPT à base de la méthode (P&amp;O) [12].

### II.2.5 Simulation de hacheur Boost avec MPPT P&O

La figure II.7 représente la simulation d'un hacheur avec MPPT et PV.

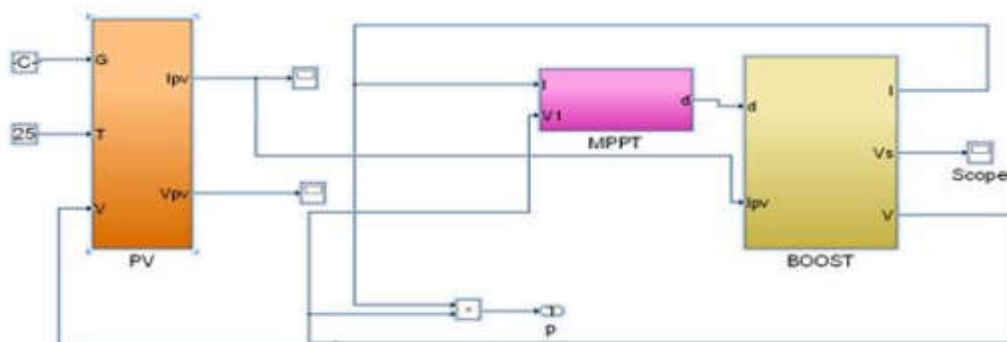


Fig. II.7 Schéma de simulation d'hacheur avec MPPT et PV

Les résultats de simulation du convertisseur survolteur sont représentés par la figure II.8. La figure représente la tension de sortie  $V_s$  avec MPPT et les ondulations d'hacheur survolteur. Ces résultats montrent que la tension de sortie d'hacheur survolteur est supérieure à celle d'entrée. Donc le hacheur survolteur effectue correctement son rôle.

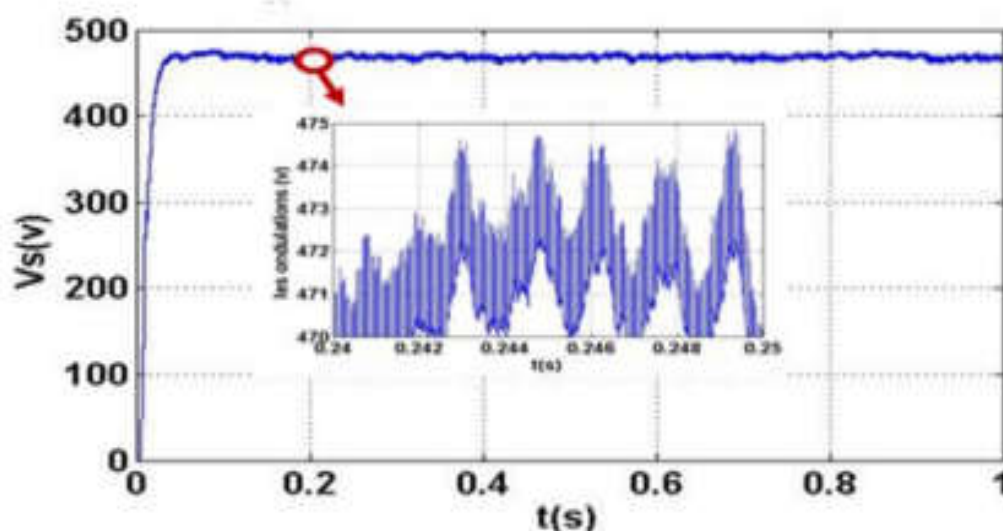


Fig. II.8 Tension de sortie  $V_s$  d' hacheur avec MPPT

### II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur figure II.9. Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquencement de  $180^\circ$  de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard existe pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est grand et inversement [13].

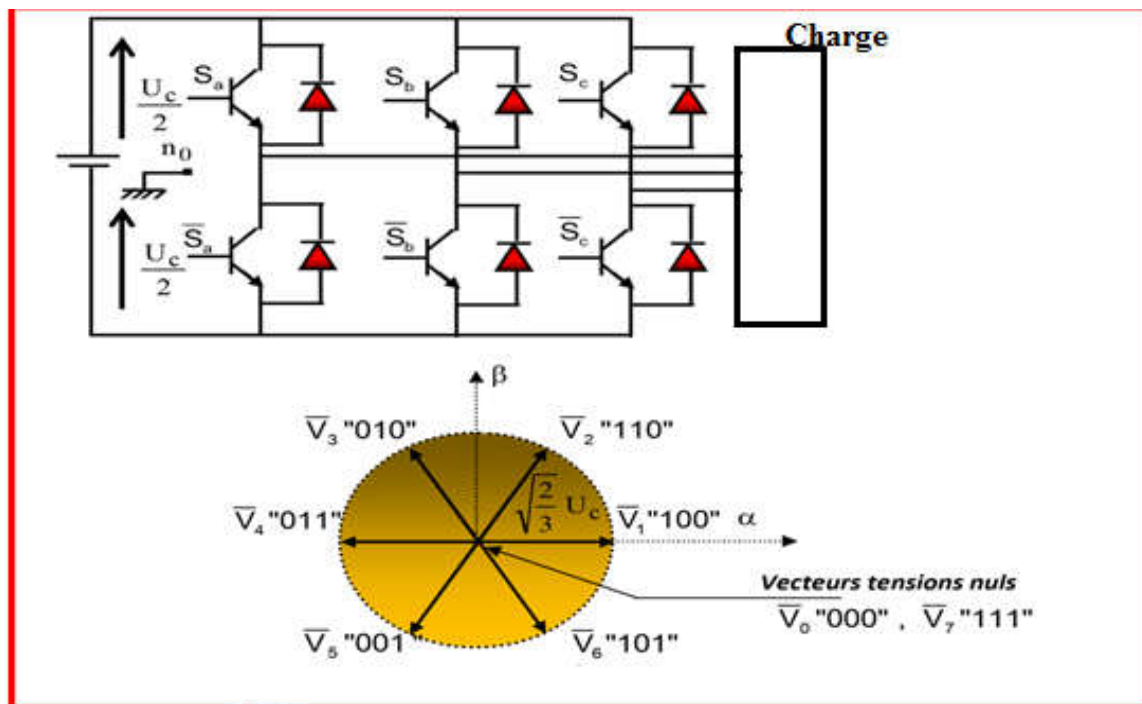


Fig. II. 9 Onduleur de tension et plan des vecteurs tensions

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs Booléennes de commande  $S_i$  ( $i=a, b, c$ ):

- $S_i = 1$ , le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ , le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases  $U_{ina,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$ :

Les trois tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif «  $\mathbf{O}$  »,

$$U_{ma.b.c} = s_i u_c - \frac{u_c}{2} \begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bc} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif , alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La charge est considérée en équilibre, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.13})$$

La substitution, nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.14})$$

Après remplacemnt on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (**Sa**, **Sb**, **Sc**) permettent de générer huit vecteurs tensions dont deux correspondent aux vecteurs nuls comme le montre la Figure II.9 l'utilisation de l'expression (II.14) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} T \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Avec  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  comme tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur, Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert  $\mathbf{T}$  donnée par :

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

### II.3.2 Stratégies de commande d'un onduleur triphasé

Les onduleurs de tension, sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteurs ont permis la réalisation des convertisseurs statiques de plus en plus performants. En effet, compte tenu des avancées technologiques, les techniques de MLI ont été l'objet de recherches intensives pendant des décennies. Un nombre important des méthodes, a différentes de par leurs conceptions et leurs performances. Nous nous contenterons ici des généralités sur les techniques de MLI [14].

#### II.3.2.1 Généralités sur les MLI triphasés

Les critères de coût et de performances déterminent le choix de l'onduleur commandé. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion.

#### II.3.2.2 Critères de performances

➤ **Index de modulation** : Un onduleur de tension fonctionnant en pleine onde permet d'obtenir des tensions simples aux bornes de la charge triphasée, ayant un fondamental dont la valeur maximale vaut  $V_s = 2E/\pi$ ,  $E$  est la tension continue à l'entrée de l'onduleur. L'indice de modulation correspond à la valeur normalisée du fondamental de la tension réalisée par une séquence de MLI :

$$m = \frac{V_1}{V_{1-PO}} \quad (\text{II.16})$$

$V_1$  : amplitude de fondamentale

Nous avons toujours  $m \leq 1$  pour un fonctionnement en MLI, et par définition  $m = 1$  pour un fonctionnement en pleine onde. La valeur maximale de l'indice de modulation, notée  $m_{max}$ , peut varier sur une plage d'environ 25%, suivant la technique de MLI utilisée. L'indice de modulation maximal d'une MLI est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum la tension du bus-continu. Pour une tension continue ( $E$ ) donnée,  $m_{max}$  caractérise la puissance de l'onduleur à MLI. Pour des applications de type embarqué, par exemple, il peut être un critère décisif. La MLI génère les tensions très riches en harmoniques. Une grande partie de ces harmoniques (essentiellement ceux de haut rang) est filtrée par des inductances.

➤ **Harmoniques de courant** : Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie des pertes de la machine. La valeur efficace des harmoniques de courant est donnée par :

$$I_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 \cdot dt} \quad (\text{II.17})$$

$i(t)$  étant le courant de phase, et  $i_1(t)$  son fondamental.

$I_{hRMS}$  ne permet, cependant, pas d'évaluer les performances d'une MLI. Pour éliminer cette dépendance, on introduit le facteur de distorsion harmonique ( $d$ ), qui correspond à  $I_{hRMS}$  normalisée par sa valeur pour un fonctionnement en pleine :

$$d = \frac{I_{hRMS}}{I_{hRMS-PO}} \quad (\text{II.18})$$

Le facteur de distorsion ( $d$ ) permet ainsi de caractériser la qualité d'une séquence de MLI en termes de minimisation de distorsion harmonique de courant, indépendamment de la charge connectée à l'onduleur.

Les pertes joules dans la charge sont proportionnelles au carré du facteur de distorsion, aussi nous pouvons n'utiliser "le facteur de perte ( $d$ )" comme critère de comparaison.

### ➤ Spectre des harmoniques de courant

Le facteur  $d$  donne une information globale de la distorsion harmonique. Il est souvent utile de connaître la contribution individuelle de chaque fréquence à la distorsion totale. L'analyse par *FFT* (Fast Fourier Transformation) du courant donne son spectre harmonique, qui est une caractéristique plus détaillée que le facteur de distorsion harmonique global.

Le spectre harmonique typique des MLI à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitudes importantes autour de cette fréquence et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifiés par des phénomènes de résonances mécaniques. Certaines techniques de MLI (MLI aléatoire par exemple) cherchent à éviter cette concentration d'énergie harmonique autour de certaines fréquences, en la répartissant sur toute la bande de fréquence.

Pour évaluer et comparer les performances de MLI, le spectre harmonique de courant s'avère être le critère principal.

#### II.3.4 MLI "Sinus-Triangle"

La *MLI Sinus-Triangle* (MLI\_ST) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence ( $f_s$ ), appelée *modulante*, et un signal triangulaire de haute fréquence ( $f_p$ ), appelée la *porteuse*  $p$ , pour déterminer les instants de commutation.

Le schéma de principe est donné par la figure suivante

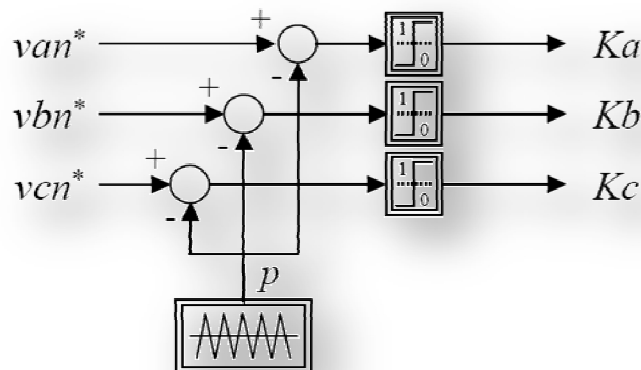


Fig. II.10 Principe de la MLI Sinus-Triangle

La MLI\_ST est la plus simple des MLI à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous utilisation du bus continu. En effet, la limite de fonctionnement est atteinte pour des références sinusoïdales d'amplitude  $V_1 = E/2$ , soit un indice de modulation maximal  $m_{MAX1} = \pi/4 \approx 0,785$ .

### II.3.4 Tests par Simulation

Dans cette partie d'étude nous analysons l'effet de l'indice de modulation sur cette tension de sortie de l'onduleur triphasé. Pour  $m=3, 6, 9$  et  $15$  et  $r=0.8$  on analyse les performances des tensions simples et composées.

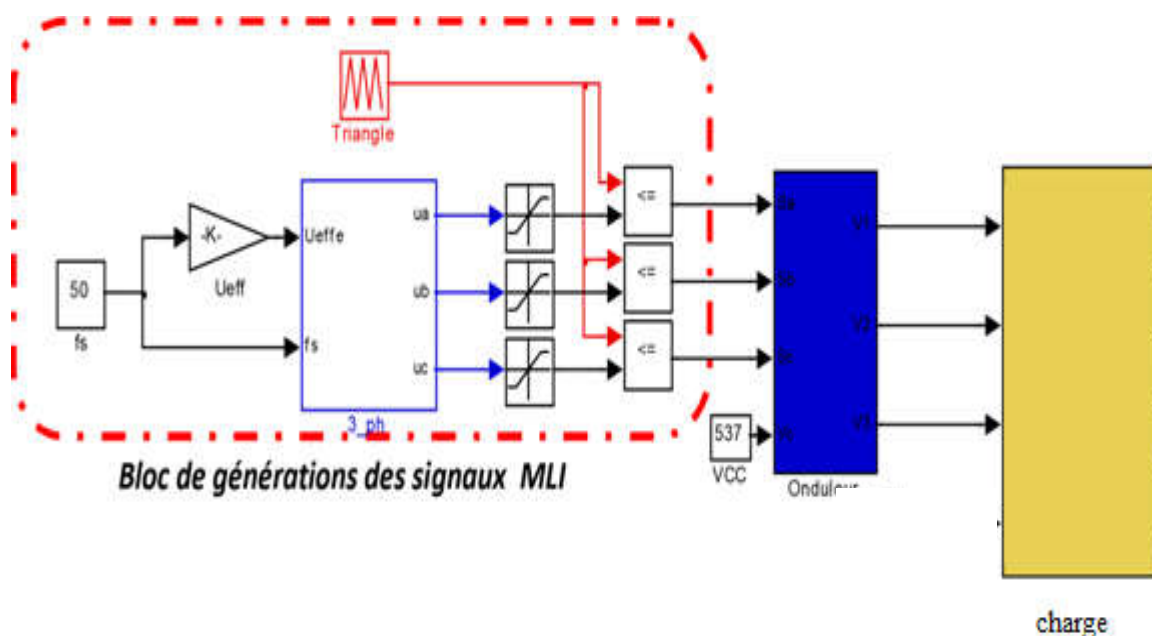
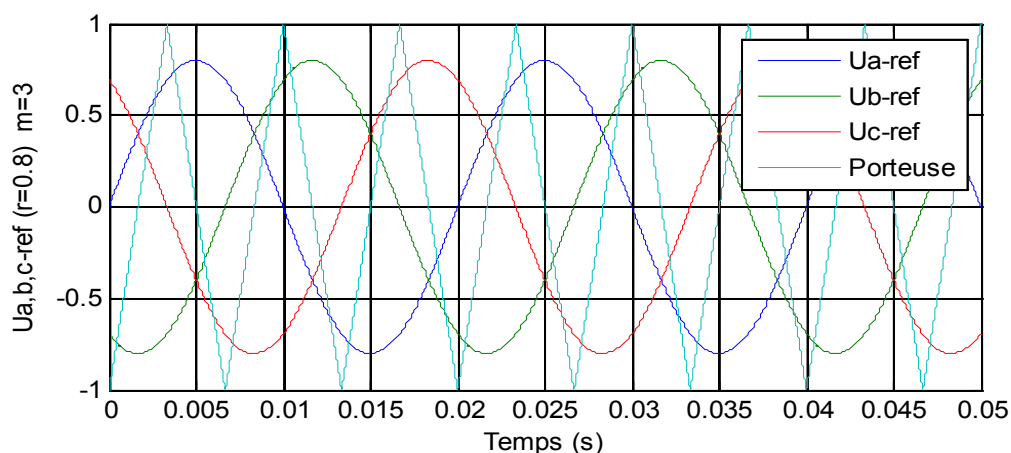
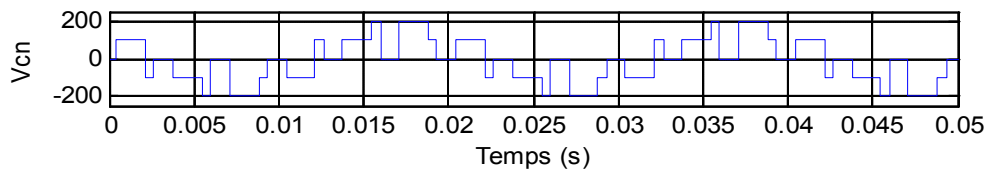
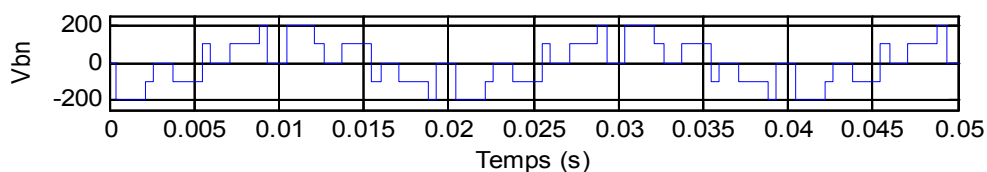
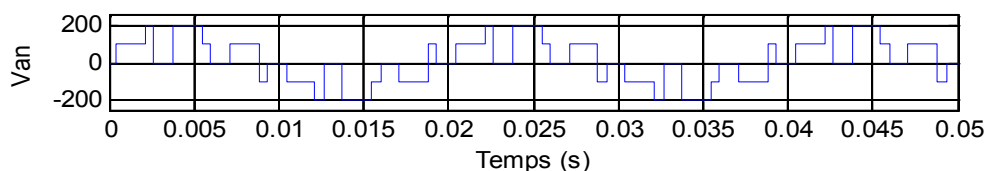


Fig. II.11 Schéma fonctionnelle de simulation

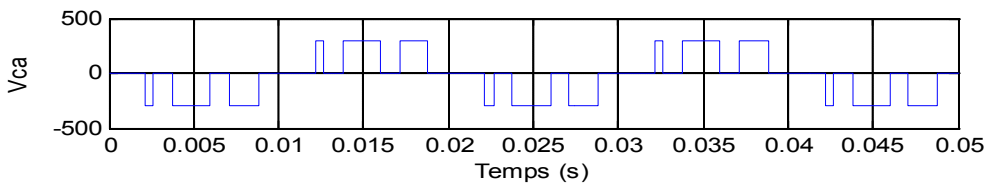
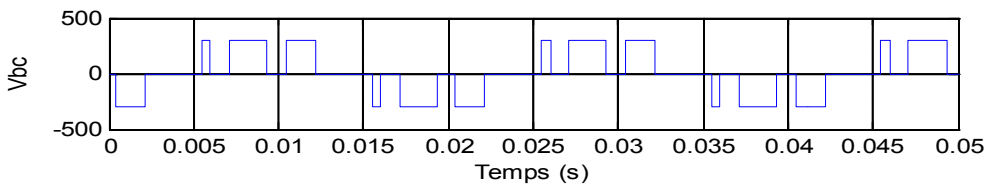
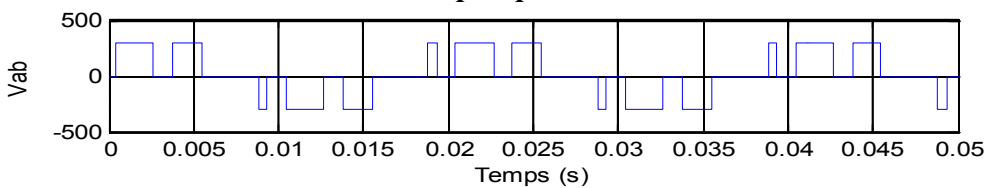
Les figures II.12 à II.15 présentent les signaux de commande pour l'indice de modulation ( $m$ ) variant de  $m=3, 6, 9$  et  $15$  avec l'indice ( $r$ ) constant  $r=0.8$  de l'onduleur de tension triphasé et les tensions de sortie simples et composée. On remarque que l'augmentation de l'indice de modulation  $m$  influe directement sur la qualité de tension de sortie avec une meilleur performance.



**-a- signaux de commande pour  $r=0.8$  et  $m=3$**

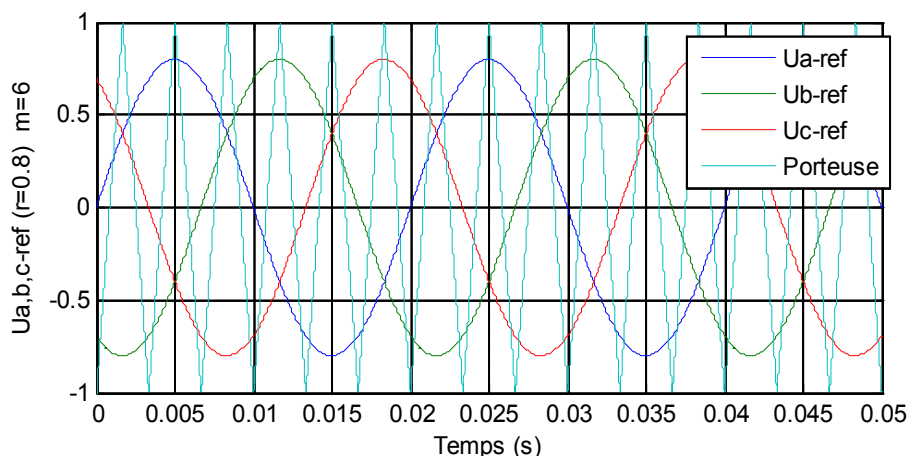


**-b- Tensions simples pour  $r=0.8$  et  $m=3$**

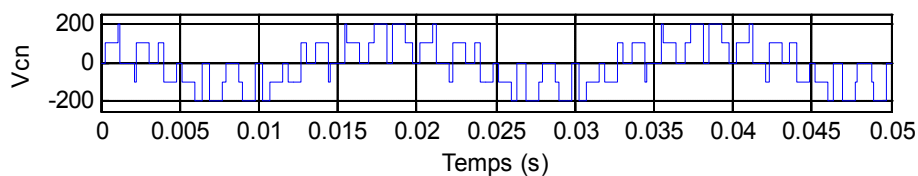
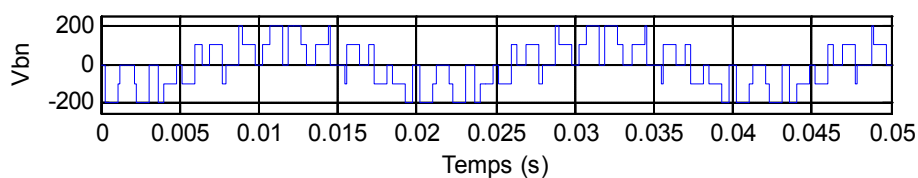
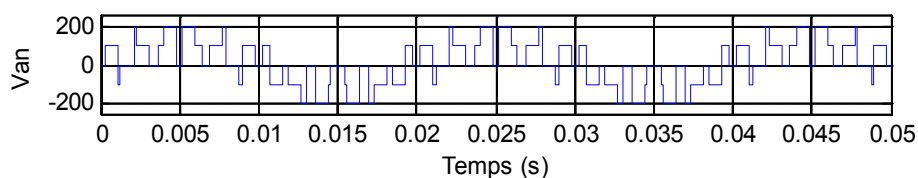


**-c- Tensions composées pour  $r=0.8$  et  $m=3$**

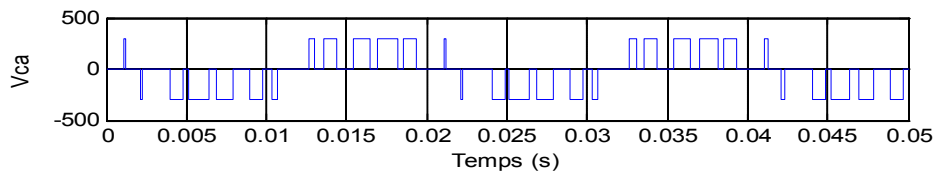
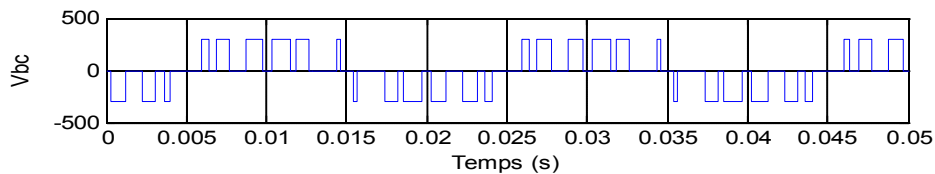
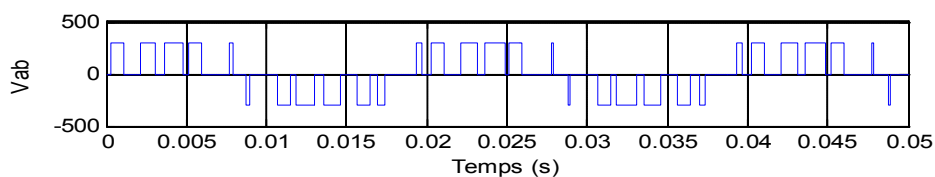
Fig. II.12 Signaux de commande et de sortie Composées pour  $r=0.8$   $m=3$



**-a-signaux de commande pour  $r=0.8$  et  $m=3$**



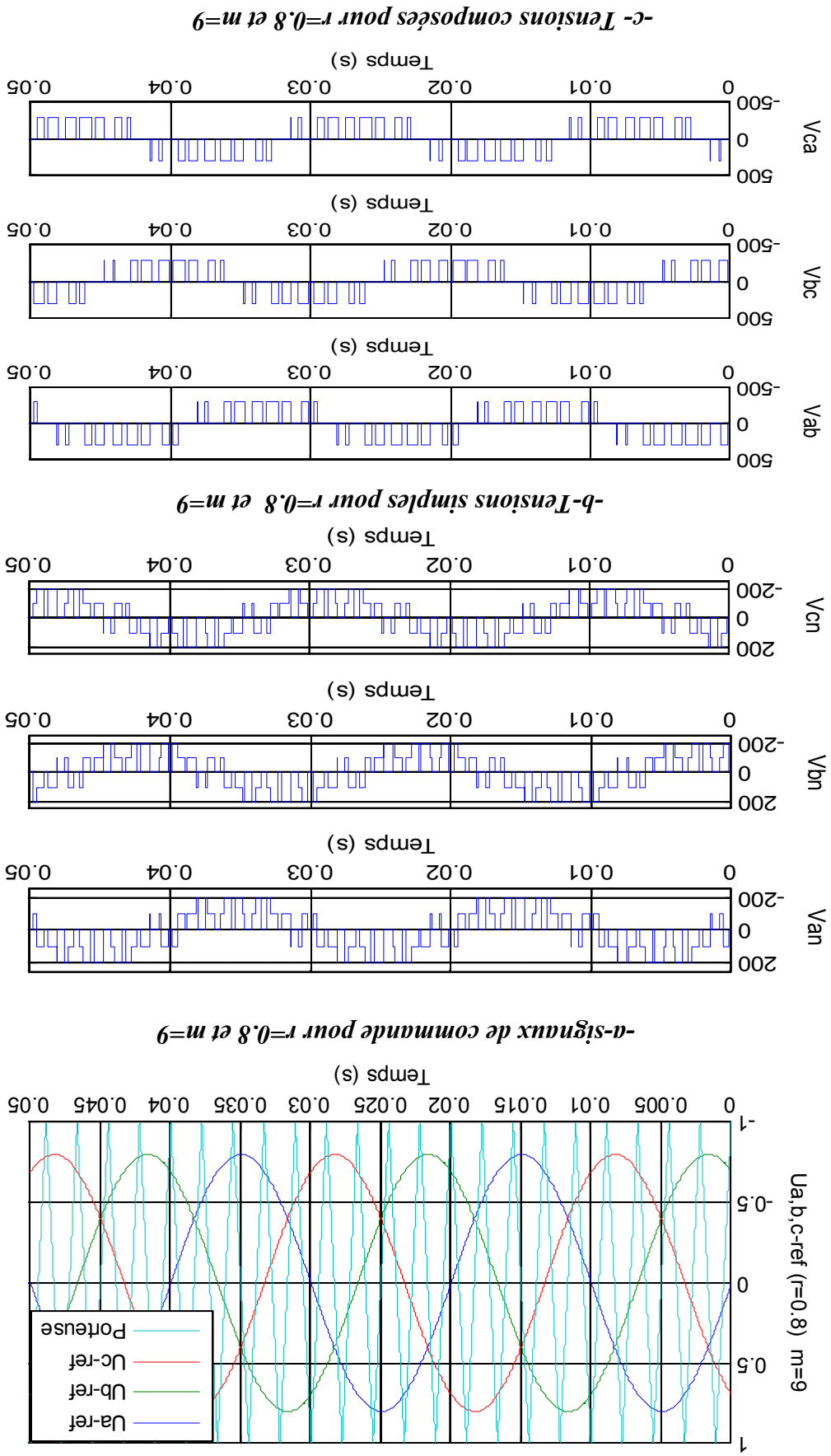
**-b-Tensions simples pour  $r=0.8$  et  $m=6$**



**-c- Tensions composées pour  $r=0.8$  et  $m=6$**

Fig. II.13 Signaux de commande et de sortie Composées pour  $r=0.8$   $m=6$

Fig. II.14 Signaux de commande et de sortie Composés pour  $r=0.8$   $m=3$



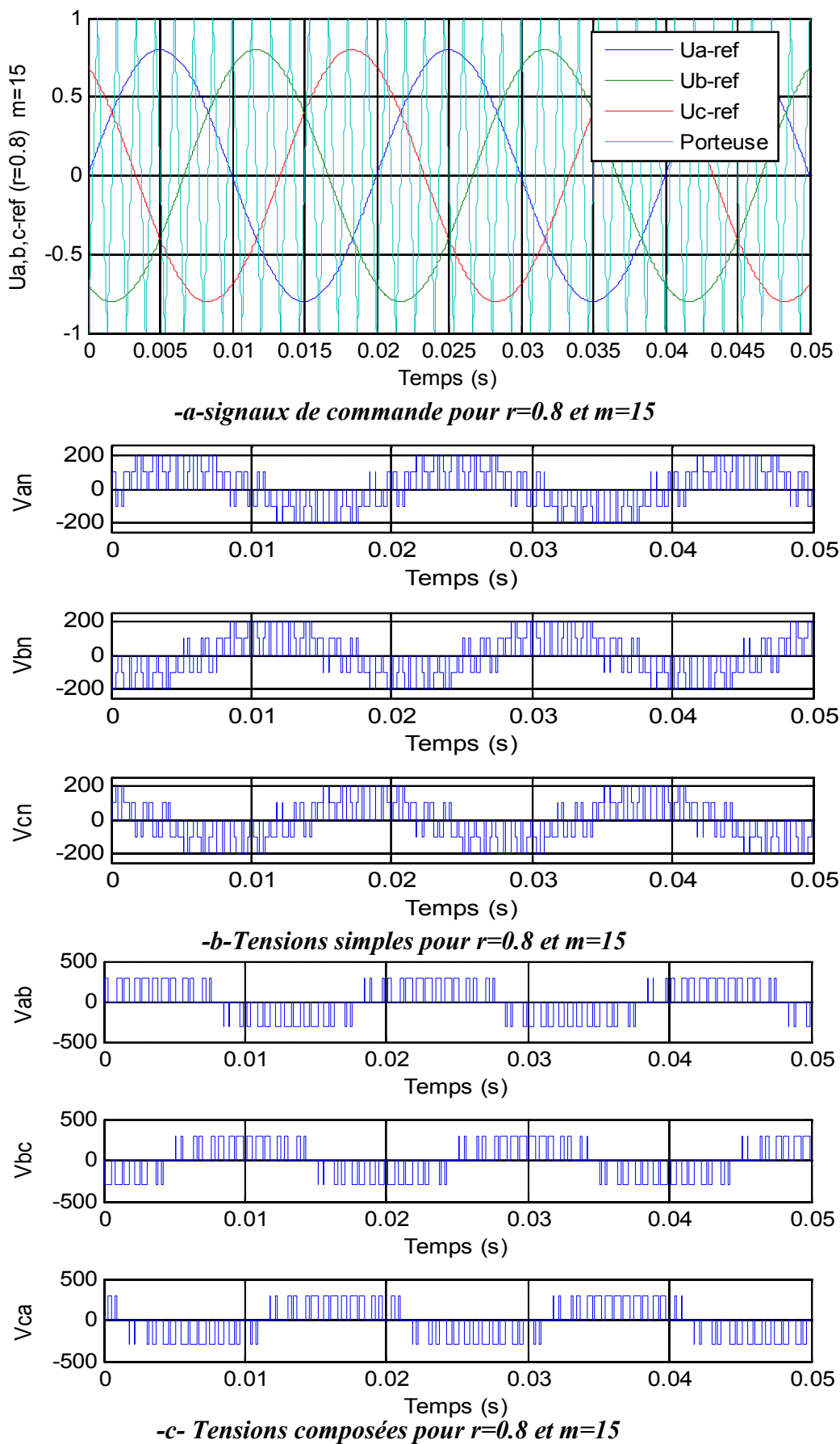


Fig. II.15 Signaux de commande et de sortie Composées pour  $r=0.8$   $m=15$

#### II.4. Conclusion

Le contenu de second chapitre a concerné la mise en évidence de la structure d'un onduleur de tension triphasé et essentiellement les indices et les performances de ce dernier. Les résultats de simulation montrent clairement, la dépendance de la qualité des signaux en fonction de l'indice de modulation.

# ***Chapitre 3***

## Chapitre III

### Etude de défauts de l'onduleur de tension

#### III.1 Introduction

A l'issue de chapitre précédent, il est évident de constater que l'un défauts éventuels de l'un des semi-conducteurs de l'onduleur même à des tensions de sortie de formes indésirables. Chaque semi-conducteur fonctionne en commutation (ouvert ou fermé) donc des défauts d'ouverture ou fermeture peuvent apparaitre lors d'un fonctionnement

#### III.2 Défauts dans les onduleurs triphasés

Une chaîne de conversion est constituée principalement, d' un onduleur de tension à trois bras.. L'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation : PWM), sa structure de base est donnée par la figure III.1, elle est constituée de six interrupteurs bidirectionnels dont chaque interrupteur est composé d'un transistor monté en parallèle avec une diode de roue libre. Ces onduleurs utilisent généralement des interrupteurs de puissance à base des IGBTs (*Isulated Gate bipolar transistor*) qui associent les avantages des transistors MOSFET (fréquence de découpage importante) et ceux des transistors bipolaires (supporter des courants et des tensions très élevés).

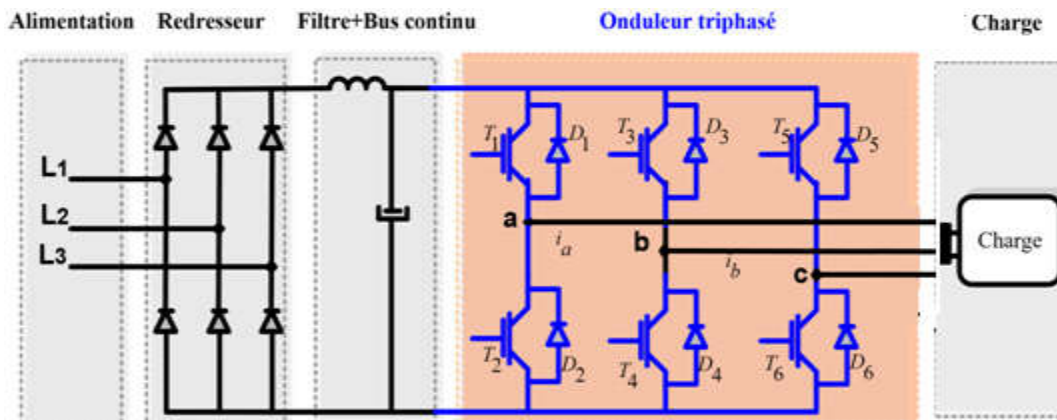


Fig. III.1 Schéma de la chaîne de conversion d'énergie.

Les systèmes d'entraînements électriques sont soumis à de diverses défauts dont les conséquences dépendent de manière significative de leurs emplacements [15]. Un défaut d'un des composants des blocs constituant la chaîne de conversion d'énergie peut entraîner des arrêts. Dans d'autres situations, ces défauts peuvent provoquer des conséquences désastreuses et des dangers pour le personnel, les installations et l'environnement, en particulier lorsque les systèmes sont intégrés dans des installations pertinentes. pour la sécurité, comme l'avionique, le transport, la santé, les réseaux électriques, la robotique ou les centrales nucléaires. Ainsi, il est primordial de surveiller le fonctionnement des systèmes et à réagir aux problèmes potentiels au bon moment afin d'améliorer la sécurité et la fiabilité des processus. Le développement d'une surveillance fiable et des méthodes de détection de défauts rapides, ainsi que des stratégies de contrôle tolérantes aux pannes ont reçu une attention accrue à la fois dans les domaines de la recherche et de l'industrie.

Le tableau III.1, montre le type de défauts au niveau de l'onduleur. Dans cette étude, nous nous intéressons uniquement aux défauts qui peuvent survenir au niveau des éléments de puissance de l'onduleur de tension triphasée.

**Tableau III.1** : Classification des principales défaillances dans un système d'entraînement électrique à base d'une machine asynchrone.

Défaut au niveau ses composante de l'onduleur
✦ Court-circuit
✦ Circuit-ouvert
✦ Défaut mixte

### III.3. Modes de défaillances des éléments de puissance dans un onduleur

Les défauts du convertisseur de puissance représentent un pourcentage assez important d'environ 80% [16-18].

La figure III.2 montre les types de défauts qui peuvent apparaître dans les éléments constituant le convertisseur lui-même tels que les composants semi-conducteurs de puissance, Nous constatons que les modules de puissances sont considérés comme les composants les plus sensibles aux défauts avec un pourcentage de 34% [19-21]. Tous ces défauts entraînent une détérioration des performances du convertisseur ou même un arrêt imprévu, du système de production. Les défauts des interrupteurs de puissance dans un convertisseur statique font l'objet de ce travail et peuvent être classés en deux types : défauts de type court-circuit et les défauts de type circuit-ouvert.

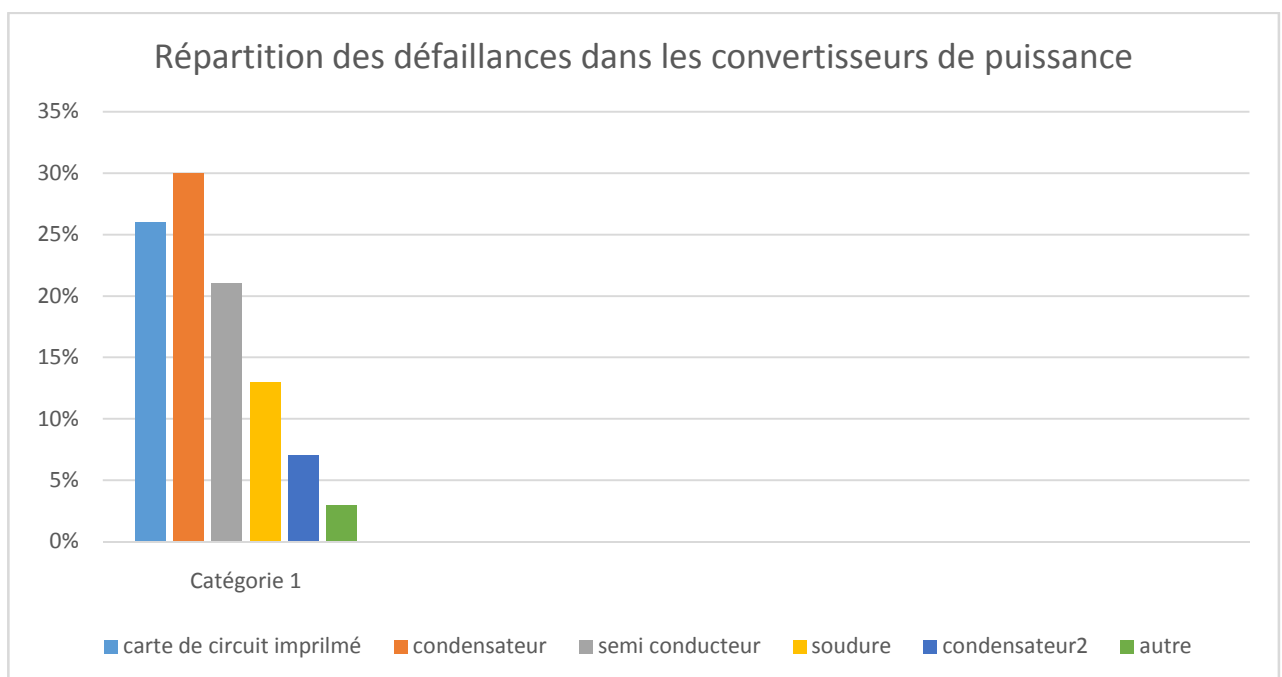


Fig.III.2. Défauts de l'onduleur de tension triphasé

### III.3.1 Défaut de type court-circuit

Le défaut de type court-circuit d'un interrupteur apparaît quand l'un des deux interrupteurs reste continuellement à l'état passant. Le court-circuit se produit lorsque le deuxième interrupteur est à son tour commandé à la fermeture. Ce défaut se produit en raison d'une défaillance de la commande des transistors (défaillance du driver, défaillance de la carte de commande, problème de connectique entre la carte de commande et le driver) ou suite à une

défaillance physique de la puce du silicium qui résulte d'un dépassement de la température et c'est le mode de défaillance le plus probable et le plus courant [22].

Les défauts de court-circuit des interrupteurs de puissance sont difficiles à manipuler en raison de la soumission du composant endommagé à un fort courant, à une tension élevée et à des températures locales excessives. Dans l'absence d'un mode de protection, ce défaut peut se propager et endommager l'autre interrupteur du même bras dans un temps très court de l'ordre de quelques microsecondes. La période entre l'initiation du défaut et sa défaillance totale est très courte. Par conséquent, la plupart des méthodes de diagnostic des défauts de type court-circuit sont basées sur des circuits matériels pour le contrôle de la tension émetteur collecteur du transistor ou pour le suivi du courant de la cellule.

### III.3.2 Défaut de type circuit-ouvert

Un défaut simple de type interrupteur-ouvert ou circuit-ouvert se traduit généralement par une perte totale ou partielle du fonctionnement de l'un des IGBTs constituant le convertisseur statique, il se produit en raison d'une défaillance de grille ou une coupure d'un fil de liaison dans le transistor, cette coupure peut être causé par le cyclage thermique ou suite à un défaut de court-circuit [23,24]. Un courant de collecteur extrêmement élevé peut également provoquer des défauts d'interrupteur ouvert [25]. Le défaut d'ouverture d'IGBT se manifeste par la perte d'une alternance positive ou négative du courant de sortie de l'onduleur en fonction de l'emplacement du composant endommagé au niveau du bras défaillant (IGBT de l'étage inférieur ou de l'étage supérieur). Pour une dégradation simple d'un interrupteur de l'étage supérieur, la phase correspondante reste connectée seulement au potentiel négatif du bus continu par la diode antiparallèle de l'IGBT du niveau bas.

## III. 4 Diagnostic de défauts

### III.4.1 Méthodes de diagnostic et classification

Comme nous avons mentionné 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 trois principales catégories (figure III.3) : les méthodes basées sur la redondance matérielle, les méthodes basées sur l'approche signal et les méthodes basées sur l'approche modèle (redondance analytique).

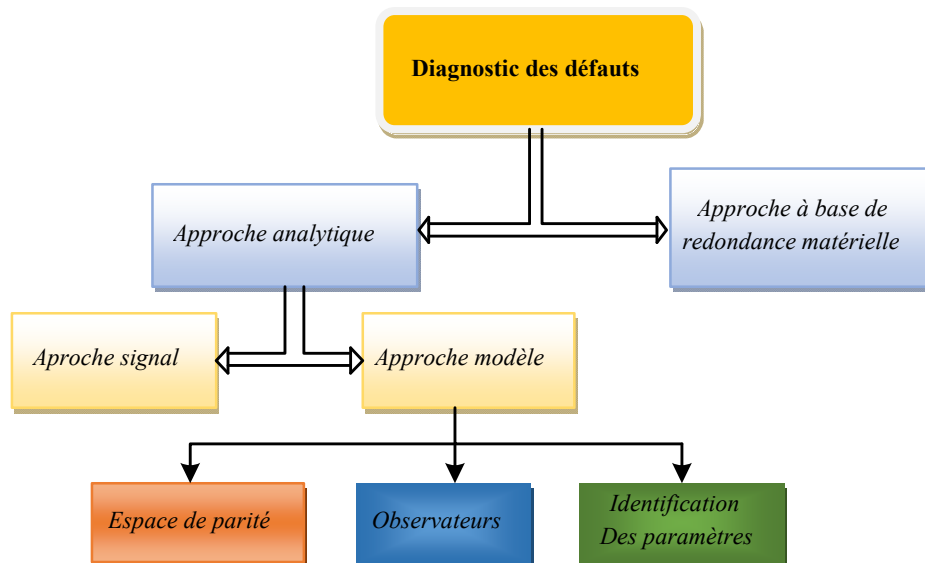


Fig.III.3. Classification des méthodes de diagnostic des défauts.

#### III.4.1.1 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 [26]. 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.

### III.4.1.2 Approche signal

Le concept général de la procédure de diagnostic basée sur l'approche signal est donné par la figure 1.8. Ces méthodes s'appuient sur la collecte et l'analyse des données mesurables du processus pour réaliser la détection et l'identification des défauts, elles sont parfois appelées par les méthodes directes. Dans les solutions les plus simples, il suffit juste de vérifier les limites de crédibilité ou les valeurs limites (seuils) de ces données. Dans d'autres solutions et selon le type des signaux à analyser (périodiques, non stationnaires, stochastiques), le diagnostic des défauts est basé sur des méthodes d'analyse de signaux plus avancées telles que : l'analyse de corrélation, l'analyse de Fourier, l'analyse des paramètres stochastiques, l'analyse spectrale, analyse d'ondelettes [27, 28].

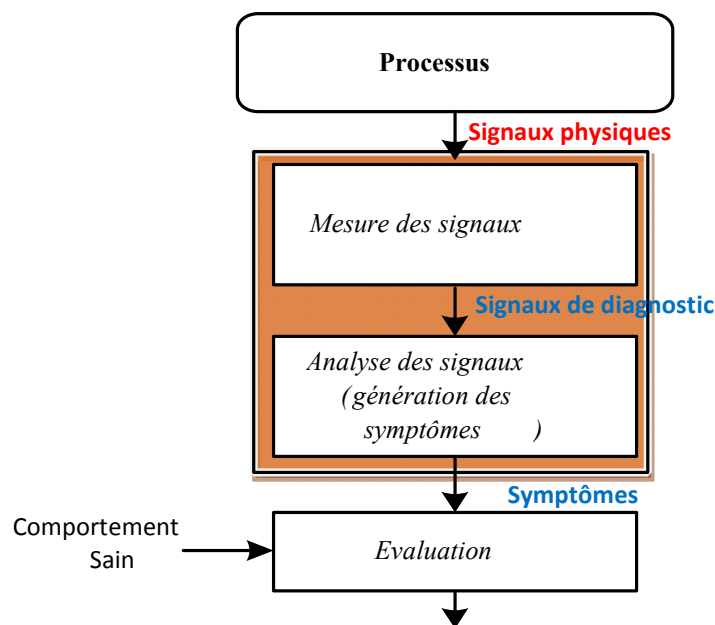


Fig. III.4 : Schéma de principe général de diagnostic à base d'une approche signal.

### III.4.1.3 Approche modèle

Les approches de diagnostic basées sur des modèles ont été utilisées pour la première fois avec les systèmes linéaires dans les années 70 [29, 30], elles ont été utilisées comme des méthodologies principales dans le domaine des systèmes de commande automatique durant les quatre dernières décennies. Elles sont connues souvent par " les approches à base de

redondances analytiques" car, contrairement à la redondance matérielle, un modèle redondant logiciel est développé pour fonctionner en parallèle avec le processus à surveiller. Ces approches peuvent être classées en trois types : les approches basées sur l'observateur, les approches basées sur l'identification des paramètres et les approches basées sur l'espace de parité. La structure de base de diagnostic à base d'une approche modèle est donnée par la figure III.4.

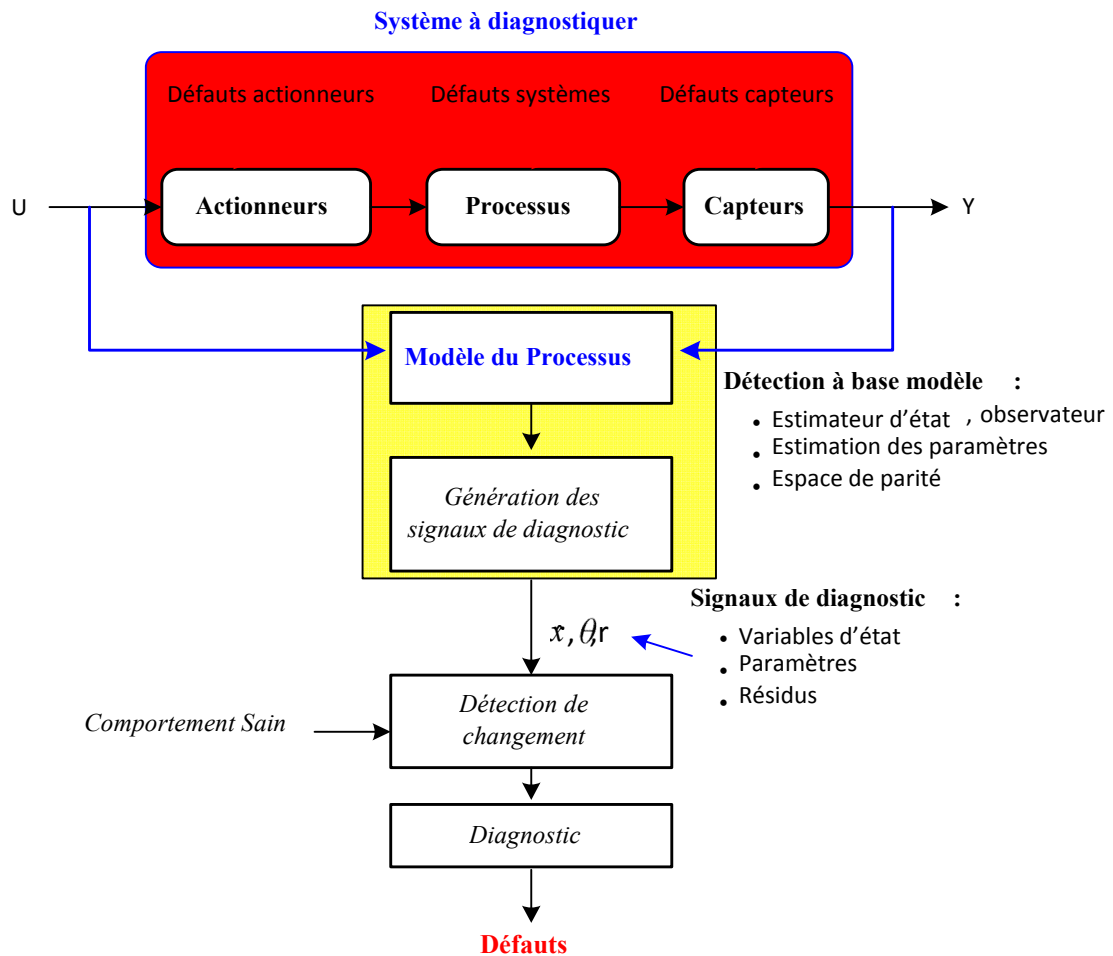


Fig.III.5. Schéma de principe de diagnostic à base d'une approche modèle [31].

En se basant sur les signaux d'entrée et les signaux de sortie et selon le modèle mathématique développé, les méthodes de détection génèrent une estimation d'état du système ou une estimation des paramètres ou des résidus pour les employer comme des signaux pour le diagnostic. Ces signaux sont comparés à leurs correspondants normaux (variables nominales) pour détecter le changement entre eux. Ce changement est utilisé comme signature pour le diagnostic de la panne.

Dans le cas le plus simple, le signal de diagnostic est calculé comme une différence (erreur) entre les signaux de sortie mesurés du système à surveiller et ceux obtenus à partir du modèle. Quand le système fonctionne normalement (système "sain"), cette différence oscille autour de zéro. Au contraire, quand le système est défectueux, cette valeur sera considérablement importante et permet ainsi de confirmer la présence du défaut. Cependant, les meilleurs résultats sont obtenus pour les modèles de processus dynamiques et les signaux de diagnostic générés en fonction des méthodes d'estimation d'état ou de paramètres qui peuvent contenir des symptômes de défaut [32].

### III. 4.2 Diagnostic de défauts de type circuit-ouvert des composants de puissance dans un convertisseur statique

L'impact d'un défaut de court-circuit est généralement destructif surtout avec les entraînements classiques couplés en étoiles et nécessite soit un onduleur de tension spécial avec deux transistors en série, soit des composants supplémentaires tels que les triacs ou une architecture spéciale des machines à enroulement ouverts (open-end windings drives) [33]. De ce fait, nous nous limitons dans cette partie à l'étude des défauts de type circuit-ouvert des IGBTs. Au cours des deux dernières décennies, de nombreuses méthodes ont été développées sur le sujet du diagnostic des défauts de type circuit-ouvert dans les associations onduleur-moteur électrique [34-37]. Ces techniques peuvent être globalement classées en deux catégories : les approches à base signal et les approches à base modèle.

#### III.4.2.1 Approche signal

##### *a- Méthodes basées sur les courants*

Les premiers travaux développés en utilisant les courants ou leurs dérivés ont été proposés par Mendes dans les années 90 [38]. La méthode utilisée est basée sur la technique connue par : «Park's vector method ». La détection et la localisation des défauts d'ouverture des transistors défectueux sont réalisées en calculant la trajectoire et l'amplitude des courants de phase dans le référentiel lié au stator ou lié au champ tournant. Cette technique présente un inconvénient majeur puisqu'elle dépend de la charge. Afin de diminuer la dépendance de la charge et la sensibilité aux transitoires, différentes méthodes ont été proposées en se basant sur la méthode de la composante continue normalisée (Normalised DC Current Method & Modified-Normalised DC Current Method) [39]. La différence entre ces deux méthodes est que la version modifiée utilise une manière réduite pour la localisation du composant défectueux.

Une version plus simple "Simple Direct Current Method" a été aussi proposée par les mêmes auteurs en utilisant uniquement les valeurs moyennes des courants de phases de la machine pour la détection du défaut.

La technique "Park'svectormethod" a été appliquée avec succès dans [40] pour le diagnostic des défauts dans l'onduleur triphasé de tension. Cependant ces approches basées sur cette méthode nécessitent une reconnaissance de formes complexe et présente un problème lié à la difficulté de leurs implantations.

Une méthode de diagnostic des défauts basée sur les erreurs des courants de référence (Residual values) a été proposée par Estima [41,42]. Elle utilise les trois courants mesurés et leurs signaux de référence correspondant pour former les erreurs. Ensuite, les valeurs moyennes de ces erreurs sont utilisées pour former les variables de diagnostic. Ces variables sont comparées avec des seuils prédéfinis pour détecter les défauts simples et multiples d'ouverture d'IGBTs dans l'onduleur.

Une technique de diagnostic basée sur l'analyse de la topologie symétrique de l'onduleur qui peut être décrite par les résidus des fonctions auto-définies "self-definedfunction" a été proposée dans [43]. Bien que cette méthode permette de détecter et localiser 21 type de défauts, elle utilise de nombreuses fonctions qui nécessitent un calcul itératif des valeurs moyennes, ce qui présente des complexités de la mise en œuvre pratique de l'algorithme qui exige plus d'espace mémoire et permettant aussi d'augmenter le temps de traitement. Plusieurs valeurs-seuil définies expérimentalement sont aussi nécessaires pour pouvoir détecter et localiser les composants endommagés.

#### ***b- Méthodes basées sur les tensions***

Afin d'améliorer le temps de détection des défauts, différentes approches basées sur les signaux de tensions (tensions des pôles, tensions de phase de la machine, la tension de neutre) ont été également proposées dans [44, 45]. Une technique de diagnostic des défauts du convertisseur de puissance en temps réel basée sur FPGA (Field-Programmable GateArray) a été développée par Karimi [46] pour les topologies des convertisseurs tolérants aux pannes à trois bras. Cette méthode peut détecter l'élément défectueux en moins de 10  $\mu$ s par l'analyse de l'erreur entre les tensions mesurées et celles estimées.

Afin de simplifier le circuit de détection et de minimiser le temps de diagnostic, une proposition basée sur la mesure des tensions des transistors est obtenue en utilisant des photo

coupleurs à grande vitesse [47]. La méthode proposée est réalisée par l'analyse du modèle de fonction de commutation de l'onduleur dans des conditions saines et défectueuses. Les défauts de type circuit ouvert des transistors peuvent être détectés en mesurant la tension collecteur-émetteur de IGBT de l'étage inférieur de chaque bras. Le système de diagnostic utilise un circuit matériel pour obtenir indirectement les tensions des commutateurs de puissance et pour éliminer la complexité des capteurs. La détection des IGBTs endommagés est obtenue avec un retard d'environ  $3\mu\text{s}$ .

Une autre méthode basée aussi sur les signaux de commutation PWM et le niveau des tensions entre phases a été proposée [48]. Le diagnostic des défauts circuit-ouvert des IGBTs est effectué par la détection du changement du niveau zéro de tension, la détection des défauts est également réalisée en moins d'une période de commutation (environ  $200\mu\text{s}$ ). Cette méthode nécessite deux capteurs de tension pour la mesure des tensions entre phase et un circuit analogique pour l'implantation temps réel de l'algorithme de diagnostic.

Toutes ces techniques ont permis d'obtenir de bonnes performances en terme de rapidité de détection des défauts, cependant leurs principales faiblesses résident dans la complexité de leur mise en œuvre et le coût élevé du processus de diagnostic qui nécessite soit des capteurs de tension ou des circuits supplémentaires ou les deux à la fois.

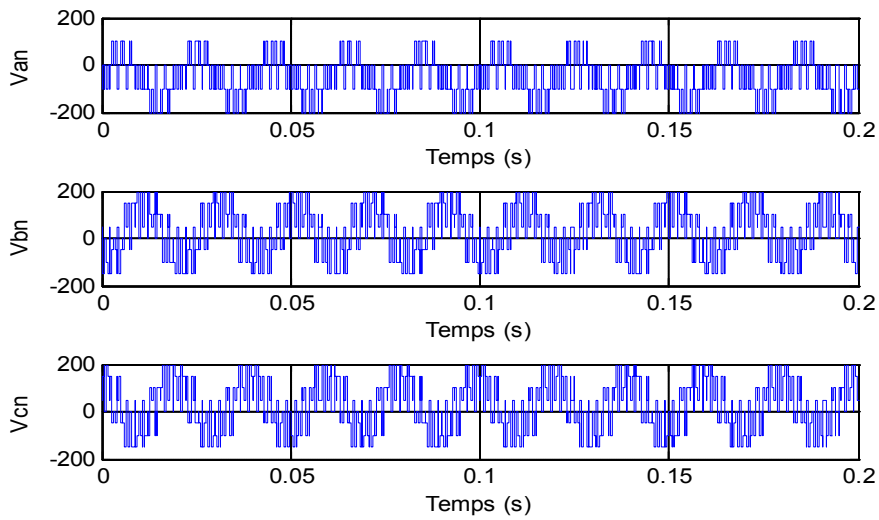
#### III.4.2.2 Approche modèle

En ce qui concerne les approches de diagnostic à base de modèle, la détection des défauts est basée sur un modèle mathématique fonctionnant en parallèle avec le système. Les variables de diagnostic sont obtenues en comparant la similarité entre les signaux réels à la sortie du système et ceux estimés fournis par le modèle. Le diagnostic des défauts d'ouverture des IGBTs est basé sur l'approche modèle a attiré l'attention de plusieurs chercheurs ces dernières années et présente toujours un sujet d'actualité grâce à la facilité de les intégrer dans les algorithmes de contrôle existants. Plusieurs approches utilisant ce concept ont été développées récemment [41-51].

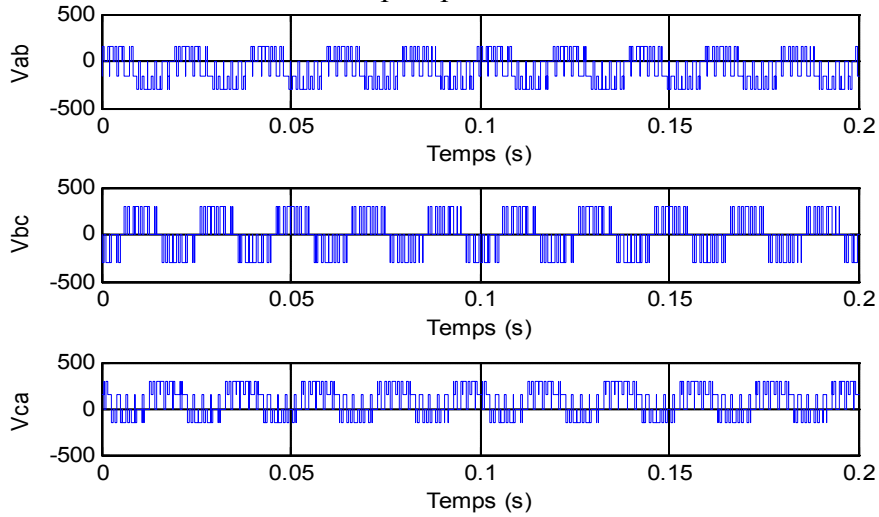
### III.5 Etude et diagnostique de défauts onduleur

Cette section est réservée exclusivement aux défauts d'onduleur d'un défaut d'ouverture d'un des six(6) semi conducteurs d'un onduleur triphasée dans cette suite une étude spécifique est réservée au cas de défaut d'un des semi-conducteur et ce en utilisant la présentation dans le domaine de concordia des tensions de sortie de l'onduleur. Toutefois, pour ne pas encombre nos résultats, on se contente pour le cas  $r=0.8$  et  $m=9$ .

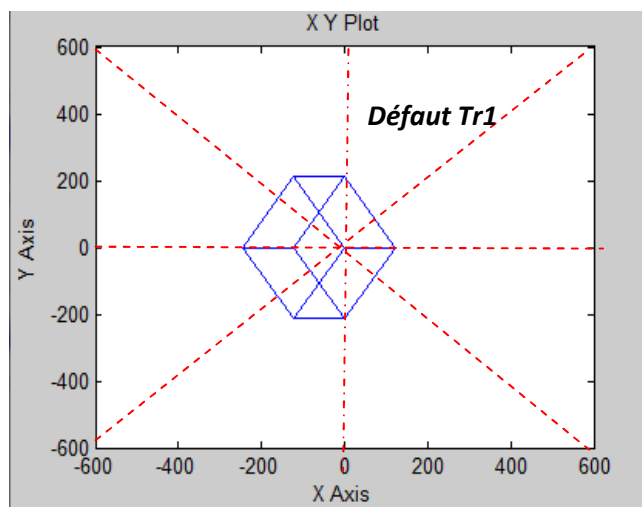
➤ **Défaut de TR1 :**



-a-Tension simples pour défaut de Tr1



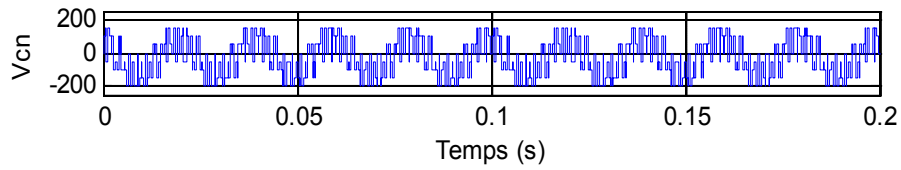
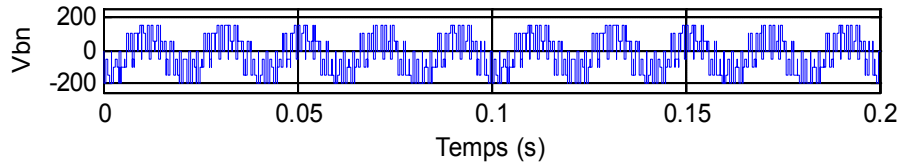
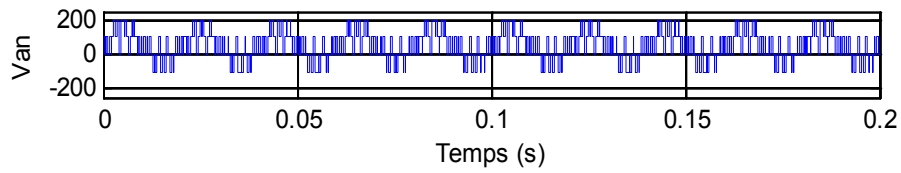
-b-Tensions composées pour défaut de TR1



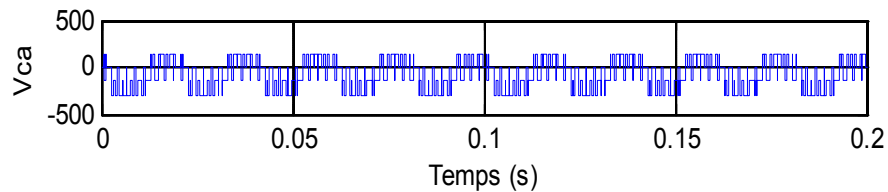
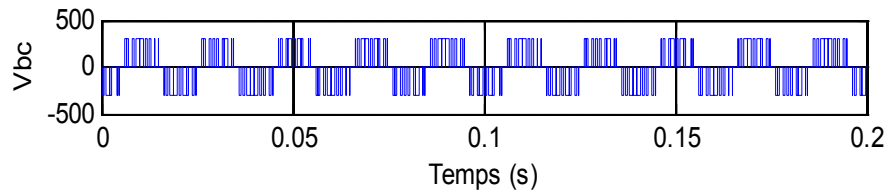
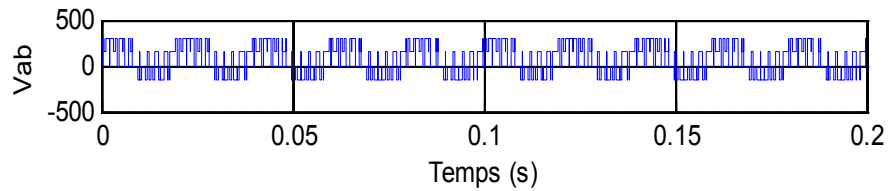
-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

Fig. III.6 Analyse de défauts de TR1

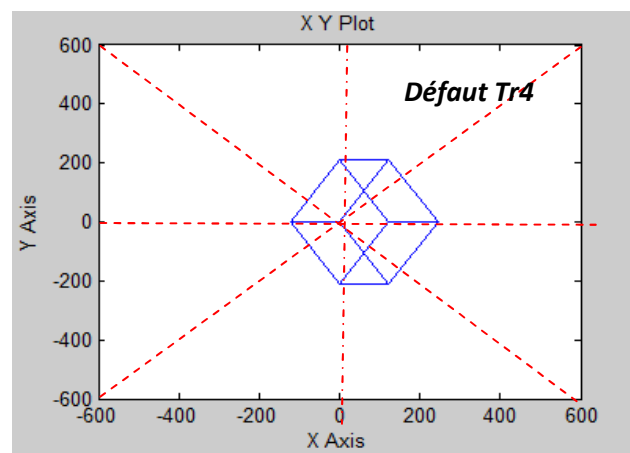
## ➤ Défaut de TR4 :



-a-Tension simples pour défaut de TR4



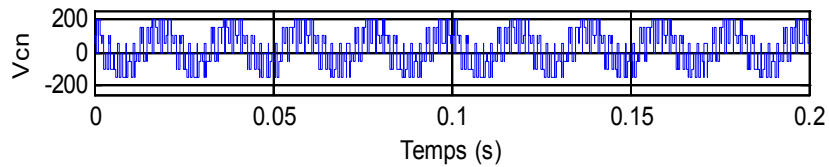
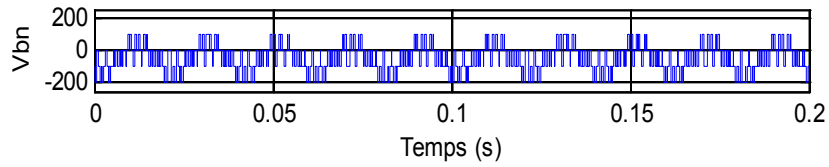
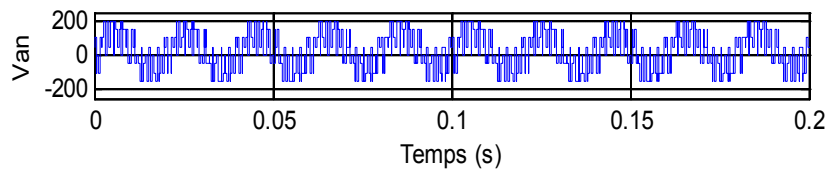
-b-Tensions composées pour défaut de TR4



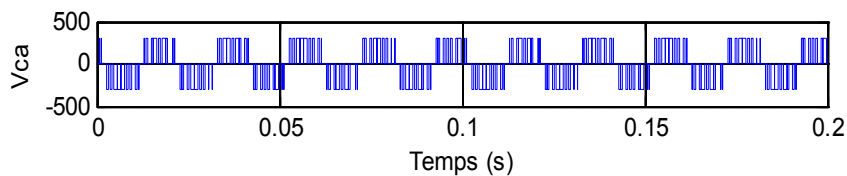
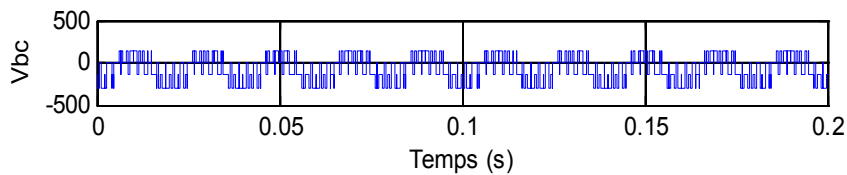
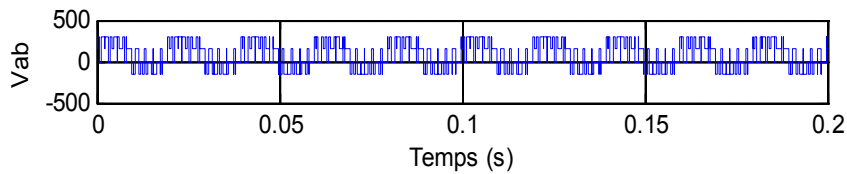
-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

Fig. III.7 Analyse de défauts de TR4

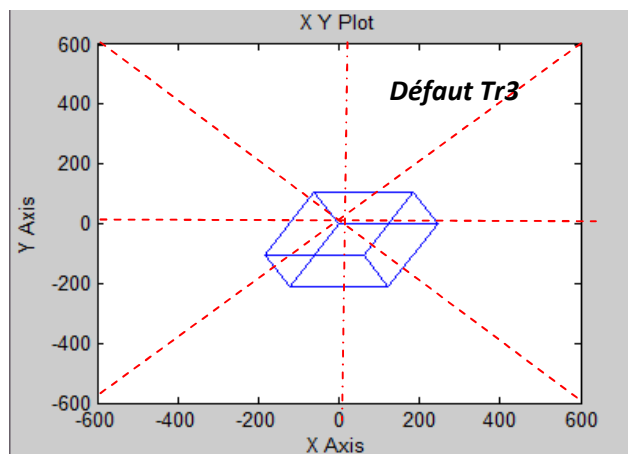
## ➤ Défaut de TR3 :



-a-Tensions simples pour défaut de TR3



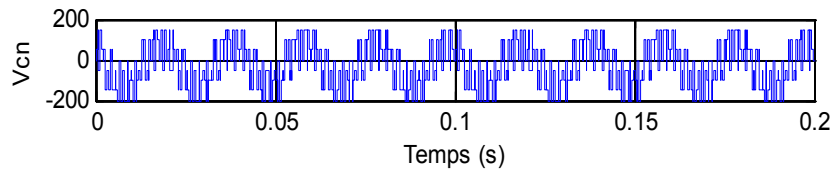
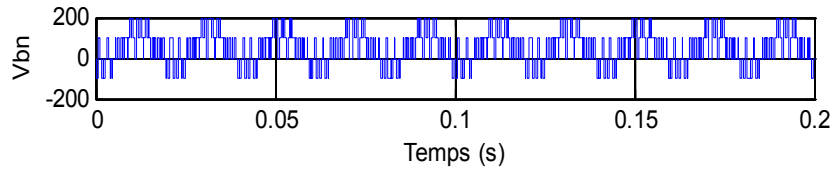
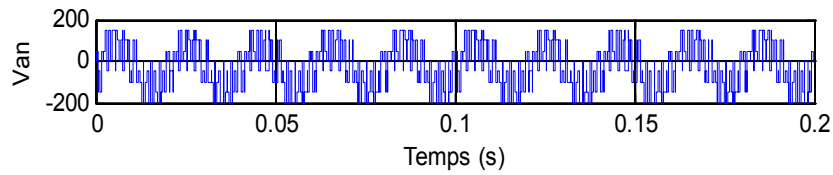
-b-Tensions composées pour défaut de TR3



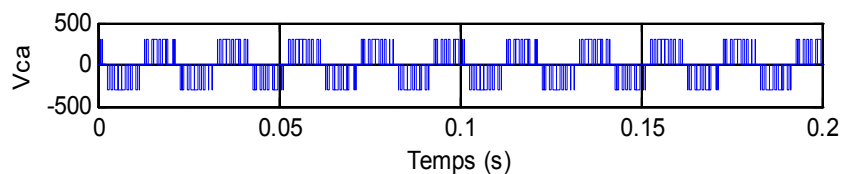
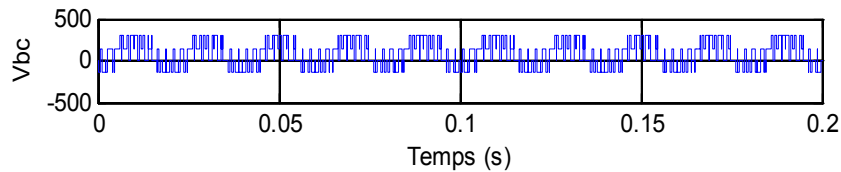
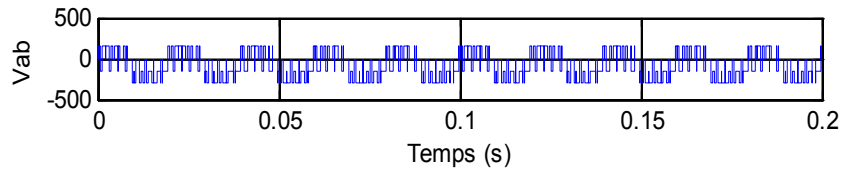
-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

Fig. III.8 Analyse de défauts de TR3

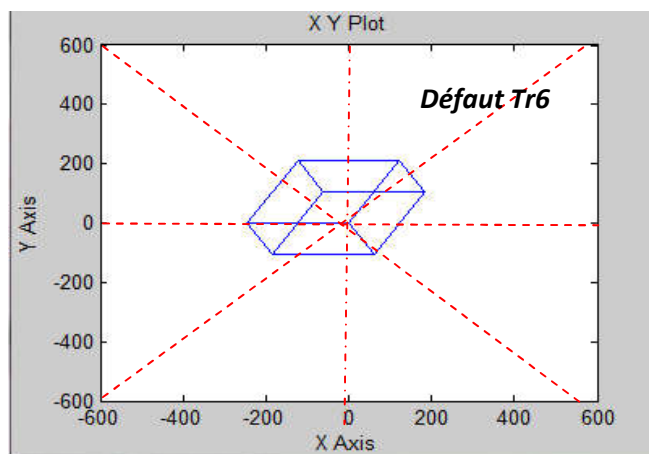
## ➤ Défaut de TR6 :



-a-Tension simples pour défaut de TR6



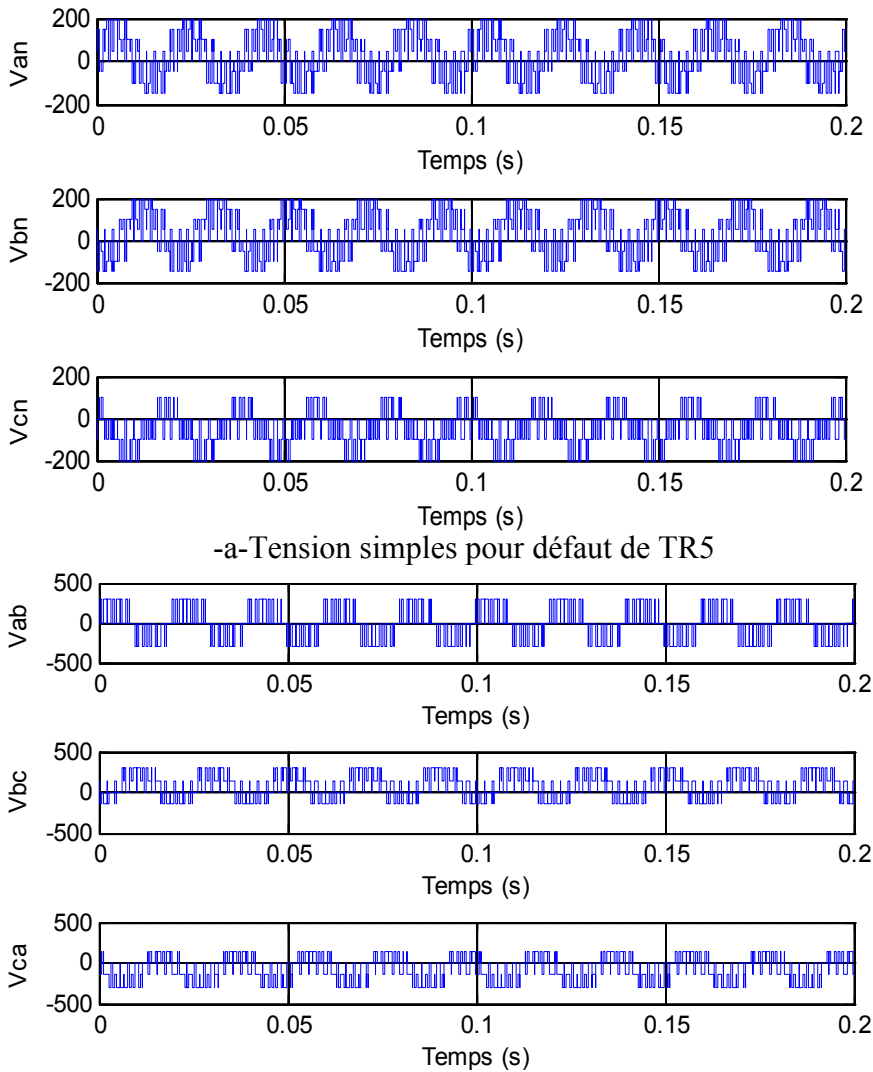
-b-Tensions composées pour défaut de TR6



-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

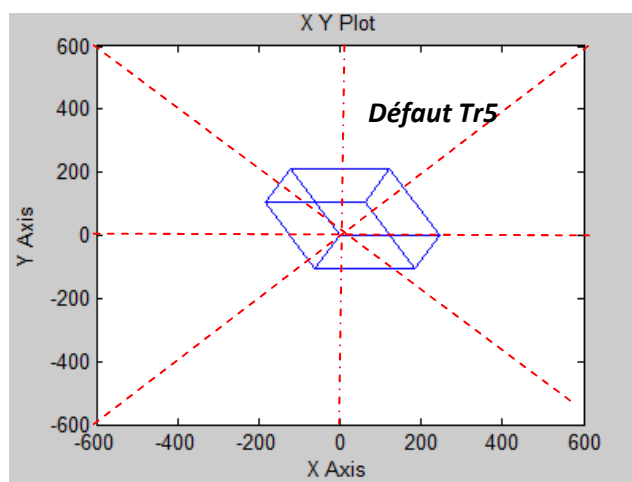
Fig. III.9 Analyse de défauts de TR6

## ➤ Défaut de TR5 :



-a-Tension simples pour défaut de TR5

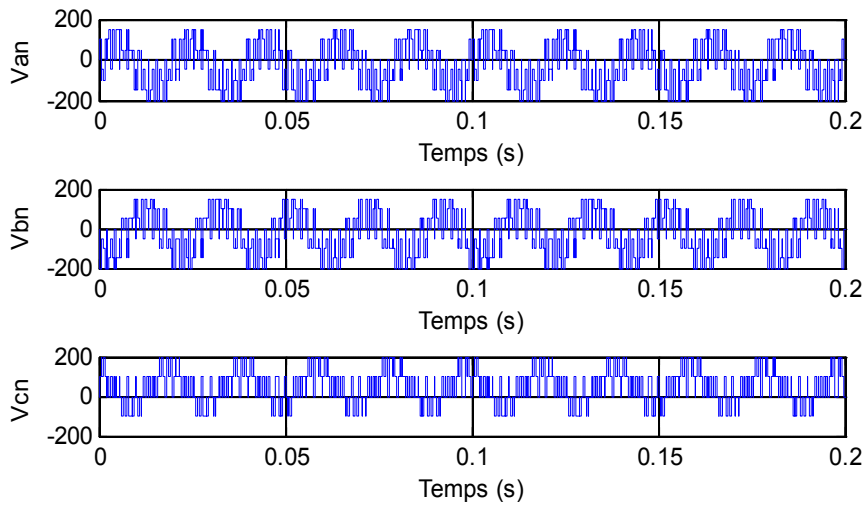
-b-Tensions composées pour défaut de TR5



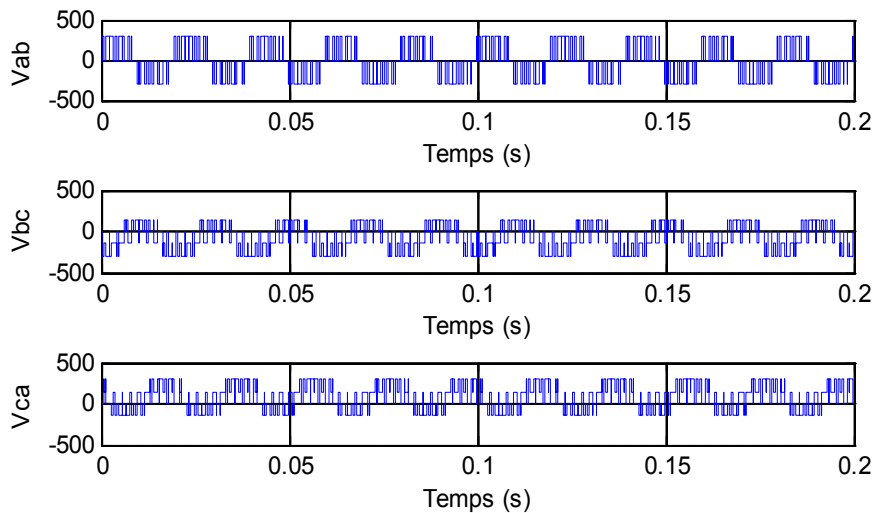
-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

Fig. III.10 Analyse de défauts de TR5

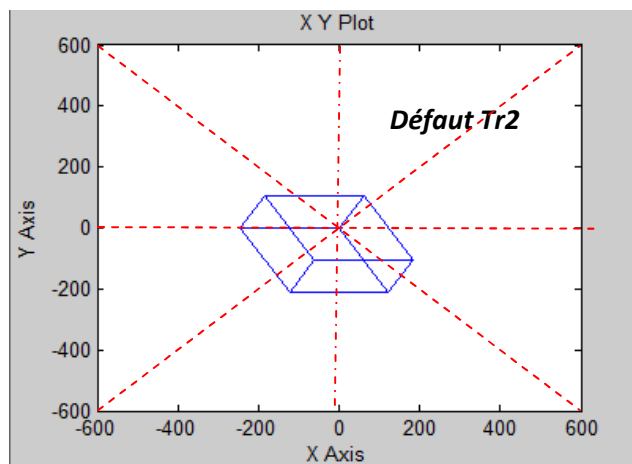
## ➤ Défaut de TR2



-a-Tension simples pour défaut de TR2



-b-Tensions composées pour défaut de TR2

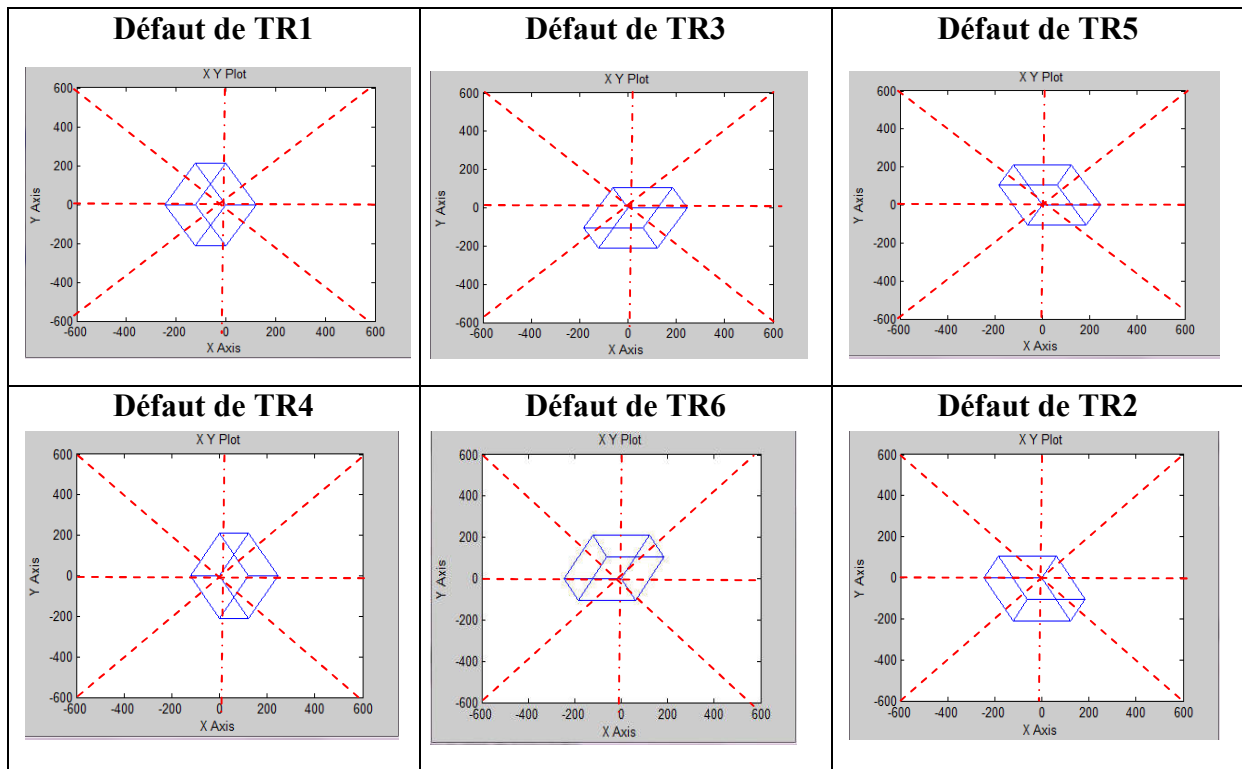


-c-Allure des tensions dans le plan de Concordia

Fig. III.11 Analyse de défauts de TR2

Les figures III.6 à II.11 présentent de tension trépassé et les tensions de sortie simples et composée de l'onduleur et les prestation des tension dans le plan de Concordia a 3D pour l'indice de modulation ( $m$ ) égale à  $m=9$  l'indice ( $r$ ) est  $r=0.8$ , dans les cas de défauts de l'un de six IGBT de l'onduleur. On remarque très clairement l'influence du défauts sur les formes d'onde de différents signaux, même les résultats de détection de la présence de défauts par un outil de diagnostic très simple et efficace basé sur la présentation des tension dans le plan de Concordia, le tableau III.2 présente les formes de signaux pour les six (6) cas possible de défauts d'IGBTs .

**Tableau III.2 :** formes des signaux de tension et cas de défauts dans le plan de Concordia



### III.6 Conclusion

Le diagnostic des défauts dans un onduleur de tension triphasé dans d'un système de conversion de l'énergie photovoltaïque est un état nécessaire pour la continuité de service pour le système en générale. Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux défauts de l'onduleur de tension dans une chaîne de conversion d'énergie et plus particulièrement les défauts des IGBTs. La deuxième partie traite la classification des différentes stratégies de diagnostic des défauts en générale. Une

attention particulière a été accordée aux différentes stratégies de diagnostic développées dans la littérature pour la détection des défauts de type circuit-ouvert ou circuit ouvert des composants de puissance. Puis, nous avons présenté une méthode de diagnostic pour la détection de défaut des IGBTs, la méthode est basée sur la présentation des tensions dans le plan de Concordia. Cette méthode nous donne des résultats satisfaisants.

# ***Chapitre 4***

# Chapitre IV

## Implémentation d'un système de diagnostic tolérant aux défauts de l'onduleur de tension en commande MLI

### IV.1 Introduction

La fiabilité de l'onduleur de la source de tension à commande MLI est essentielle pour tout système électrique avancé [52]. Les onduleurs génèrent une tension alternative à partir d'une alimentation contenue dans d'un système solaire PV, cette tension est emmagasinée dans les batteries de stockage. Ces batteries sont considérées comme un élément important du système de conversion de l'énergie électrique. Les onduleurs sont également et généralement utilisés pour les entraînements électriques afin de régler la vitesse des machines à induction [53].

Les commutateurs électroniques de tout circuit de convertisseur peuvent subir des défaillances d'ouverture ou de court-circuit. [54], l'interrupteur à circuit ouvert est l'une des défaillances les plus fréquentes des interrupteurs à semi-conducteurs. Lorsqu'une défaillance du circuit ouvert se produit, l'interrupteur s'ouvre et reste dans cet état éteint, quel que soit le signal de commande de du semi-conducteurs [55]. Les défauts en circuit ouvert n'entraînent pas nécessairement l'arrêt du système et ne sont pas détectables. Toutefois, de telles défauts peuvent entraîner des défauts secondaires ou successives dans d'autres circuits de composants de convertisseur qui peuvent entraîner des coûts de réparation élevés [56].

Par conséquent, les techniques de diagnostic des systèmes de conversion de puissance doivent être intégrées à l'approche de tolérance aux pannes pour surveiller les défaillances des commutateurs en circuit ouvert et reconfigurer la topologie de l'onduleur de puissance à l'aide

de dispositifs d'isolement et de connexion [57]. L'approche facultative de ce travail est basée sur le système d'inférence flou (FIS), dernier utilisé comme entrée au système d'inférence flou les valeurs absolues moyennes des courants (AAVC), dans le but d'augmenter l'efficacité et la fiabilité de la surveillance, détection, localisation et correction de l'IGBT défectueux en reconfigurant la topologie de l'onduleur de puissance en cas de défaillance du circuit ouvert de l'onduleur de la source de tension du PWM (PWM-VSI). Les modèles mondiaux de machine à induction et de système de surveillance par onduleur sont mis en œuvre à l'aide du logiciel MATLAB®/SIMULINK.

## IV.2 Système de conversion photovoltaïque en association avec une machine à induction

Nous choisissons le diagnostic et la surveillance de défauts dans onduleur de tension avec IGBT à trois niveaux (IVS) comme indiqué dans la figure 1. Le modèle de system de conversion de l'énergie photovoltaïque a été modélisé et simulé dans l'environnement MATLAB®/SIMULINK.

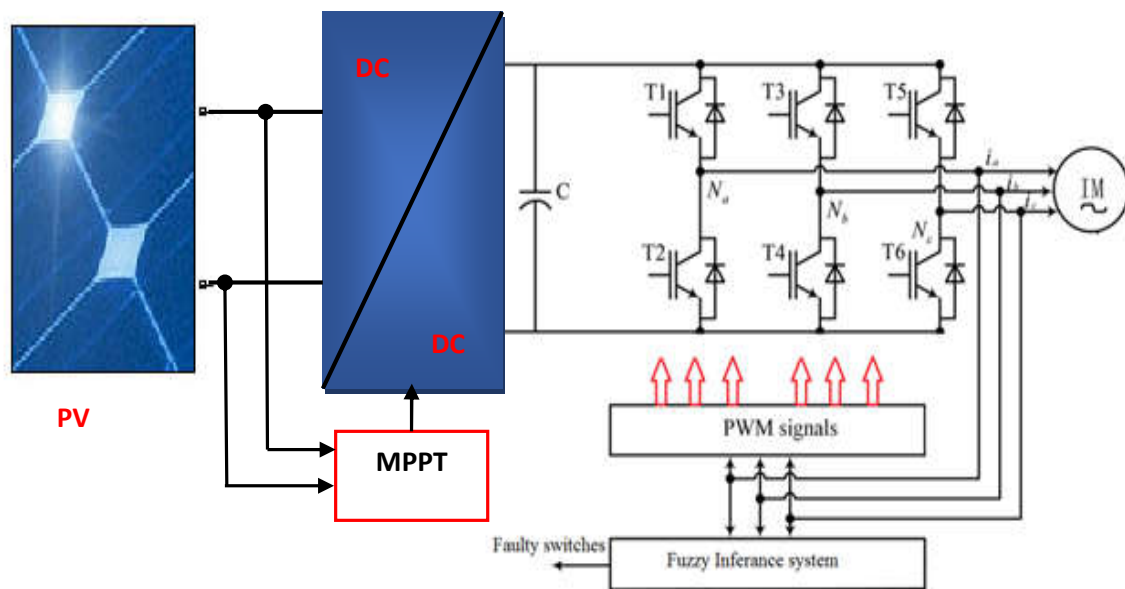


Fig. IV.1 Schéma synoptique d'un system PV alimentant une machine à induction avec approche de surveillance

Le diagramme de l'approche suggérée basé sur la logique floue, est montré dans la figure. IV.2, cette approche utilisée pour surveiller l'onduleur (MLI) les défauts des commutateurs de circuit ouvert alimente une machine à induction (MI).

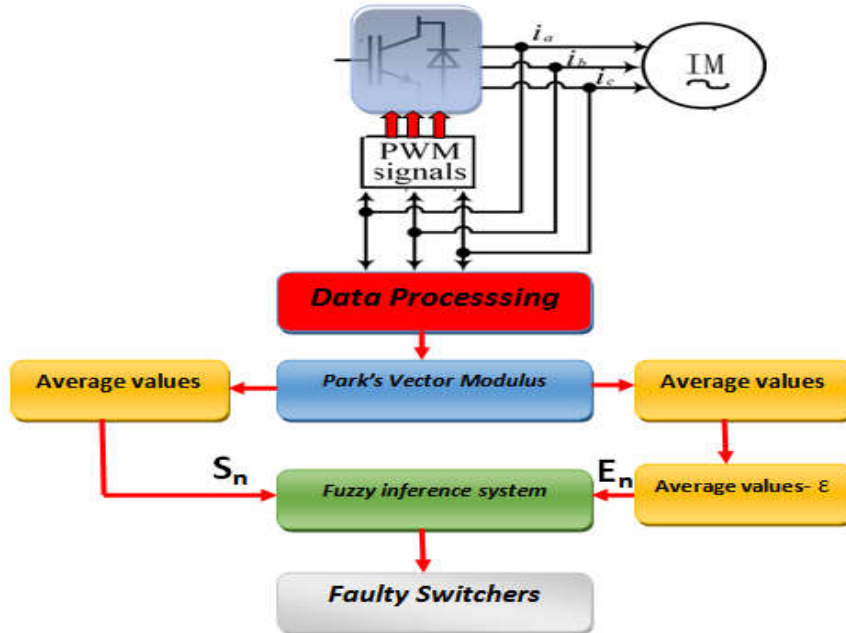


Fig. IV.2 Schéma de l'approche de surveillance proposée

Les courants de phase motrice mesurée sont normalisés selon le module du vecteur du Park défini comme [58, 59] :

$$\begin{cases} id = \sqrt{\frac{3}{2}}i_a - \frac{1}{\sqrt{6}}i_b - \frac{1}{\sqrt{6}}i_c \\ iq = \frac{1}{\sqrt{2}}i_b - \frac{1}{\sqrt{2}}i_c \end{cases} \quad (IV.1)$$

Ou

$i_a, i_b$  et  $i_c$ : courant de phase du stator du moteur d'induction;

$i_d$  et  $i_q$ : les composants des vecteurs du Park.

Le module vectoriel  $|\bar{i}_s|$  (PVM) peut être exprimé par :

$$|\bar{i}_s| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (IV.2)$$

Les courants de phase de stator normalisés du moteur à induction sont donnés par [60] :

$$i_{nN} = \frac{i_n}{|\bar{i}_s|} \quad (3)$$

Ou  $n = a, b \text{ et } c$

Par conséquent, que le moteur à induction est alimenté par un onduleur sain générant un système de courant sinusoïdal à trois phases parfaitement équilibré, qui peut être donné par :

$$i_n = \begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega_s t + \varphi) \\ i_b = I_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ i_c = I_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \end{cases} \quad (IV.4)$$

Ou;

$I_m$ : amplitude maximale des courants;

$\omega_s, \varphi$  fréquence des courants du moteur et angle de phase initial.

la nouvelle expression du module vecteur de Park peut être définie par :

$$|\bar{i}_s| = I_m \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (IV.5)$$

Les courants de stator normalisé obtiendront toujours des valeurs dans un intervalle de  $\pm\sqrt{2/3}$ , indépendantes de l'amplitude de courant de phase moteur mesurée, comme [61] :

$$i_{nN} = \begin{cases} i_{aN} = \sin(\omega_s t) \\ i_{bN} = \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cN} = \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Les valeurs absolues moyennes des trois courants normalisés de phase moteur  $\langle |i_{nN}| \rangle$  sont données par :

$$\omega_s \int_0^{\frac{1}{\omega_s}} |i_{nN}| dt = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{8}{3}} \quad (IV.7)$$

En fin, les trois variables de surveillance d'entrée dans l'inférence floue du système  $e_n(e_a, e_b, e_c)$ , sont obtenus à partir des erreurs des valeurs absolues moyennes des courants normalisés comme suit :

$$e_n = \varepsilon - \langle |i_{nN}| \rangle \quad (IV.8)$$

Ou  $\varepsilon$  est une valeur constante équivalente à la valeur absolue moyenne des courants normalisés de la phase statorique dans des conditions de fonctionnement normales présentée par l'équation (V.7), celui donné comme

$$\varepsilon = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{8}{3}} \approx 0.5198 \quad (\text{IV.9})$$

Les valeurs prises par  $E_n$  et  $S_n$  permettent de générer une signature de défaut distincte qui correspond à une condition de fonctionnement défectueuse spécifique, pour y parvenir, les variables de symptôme de défaut peuvent être formulées selon les expressions suivantes [62] :

$$E_n = \begin{cases} N_{for} e_n < 0 \\ P_{for} e_n < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$$S_n = \begin{cases} N_{for} \langle i_{nN} \rangle < 0 \\ P_{for} \langle i_{nN} \rangle > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

### IV.3 Intégration d'une approche de la tolérante aux défauts dan le system PV

La figure IV.3 montre la mise en œuvre d'un système de correction des pannes basé sur les commutateurs de commande la nouvelle topologie des connexions installées dans l'onduleur PWM à bras haut, en utilisant des techniques de logique floue.

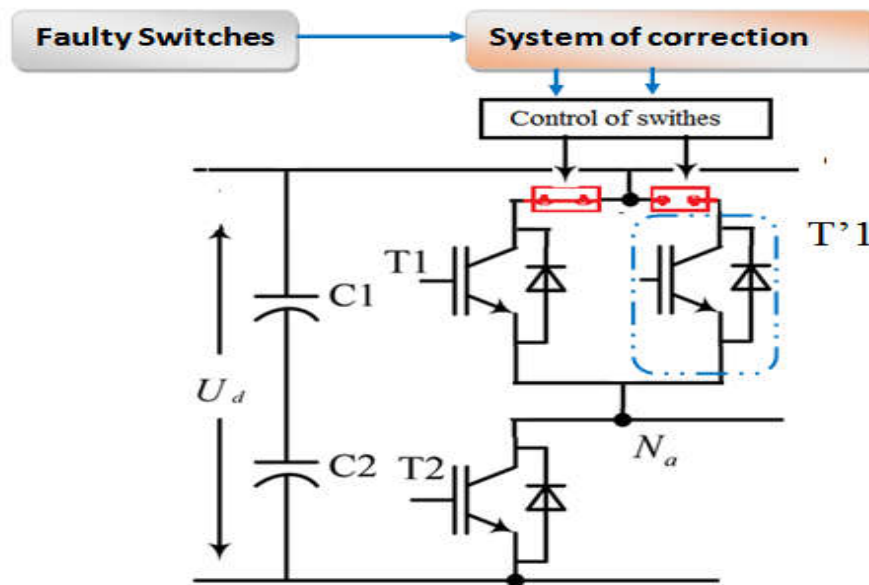


Fig. IV.3. Nouvelle topologie d'onduleur de bras avec système à tolérance aux défauts

### V.3.1. Détection et localisation des défauts des IGBTs ouverts

Les valeurs de  $E_n(E_a, E_b \text{ et } E_c)$  et  $S_n(S_a, S_b \text{ et } S_c)$  sont sélectionnées comme variables d'entrée du système flou de détection et de localisation des pannes de commutateurs ouverts sur le moteur d'induction alimenté par Un onduleur commandé en MLI.

Les variables d'entrée ( $E_a, E_b \text{ et } E_c$ ) et ( $S_a, S_b \text{ et } S_c$ ) sont également interprétés comme des variables linguistiques, avec :

$t(Q) = \{\text{Positif (P), Zéro (Z), Négatif (N)}, \text{ comme le montre la figure IV.4.}$

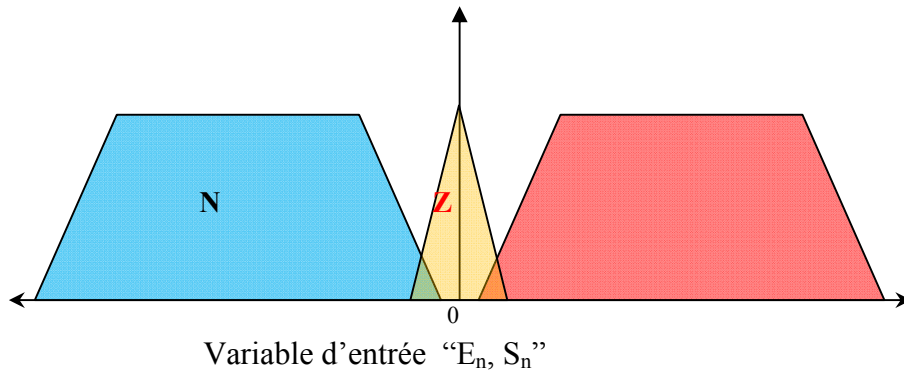


Fig. IV.4 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée

La figure V. 5 montre que **DL\_Op** interprète l'état (détection et localisation du commutateur de circuit ouvert) de l'onduleur comme une variable linguistique, qui pourrait être :

$T(DL\_Op) = \{Op\_TR1, Op\_TR2, Op\_TR3, Op\_TR4, Op\_TR5, Op\_TR6, H\text{-Inverter}\}.$

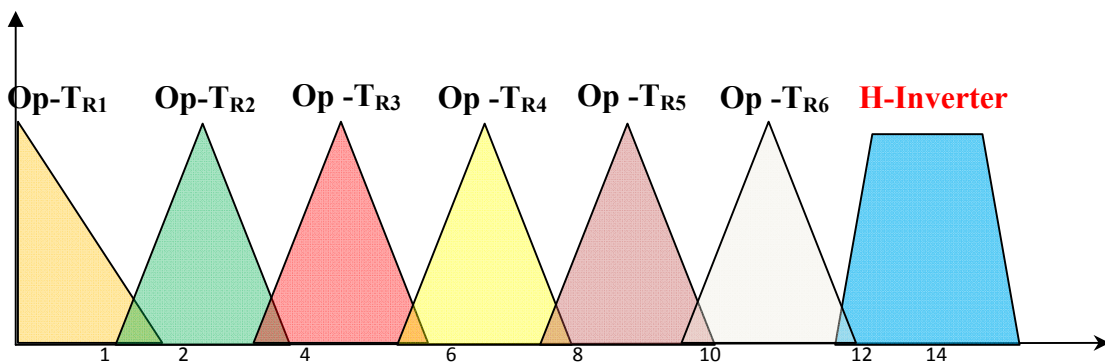


Fig. IV.5. Fonctions d'appartenance pour les variables de sortie(défaut du commutateur ouverte)

Les règles floues des fonctions d'appartenance pour l'entrée et la sortie. Ces règles sont ensuite définies comme suit :

Tableau. IV.1 : Fonction de d'appartenance des règles floues

Rules	If $E_a$	and $E_b$	and $E_c$	If $S_a$	and $S_b$	and $S_c$	Then DL	$i_s$
Rule (01)	P	N	N	N	P	P	Then DL	$Op\_T_{R1}$
Rule (02)	P	N	N	P	N	N		$Op\_T_{R2}$
Rule (03)	N	P	N	P	N	P		$Op\_T_{R3}$
Rule (04)	N	P	N	N	P	N		$Op\_T_{R4}$
Rule (05)	N	N	P	P	P	N		$Op\_T_{R5}$
Rule (06)	N	N	P	N	N	P		$Op\_T_{R6}$
Rule (07)	P	P	P	P	P	P		Healthy Inverter

### IV.3.2 Correction de la défaillance des interrupteurs ouverts

Le modèle de bloc détaillé de commande des commutateurs (correction de défauts) et le diagramme de l'approche de correction de défauts d'IGBT sont illustrés à la figure V.6.

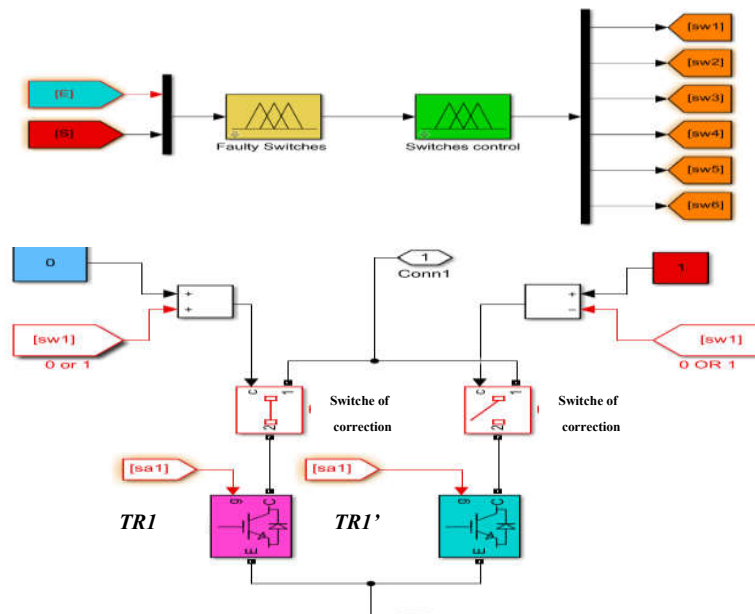


Fig. IV.6. Correction de défauts de circuit ouvertre

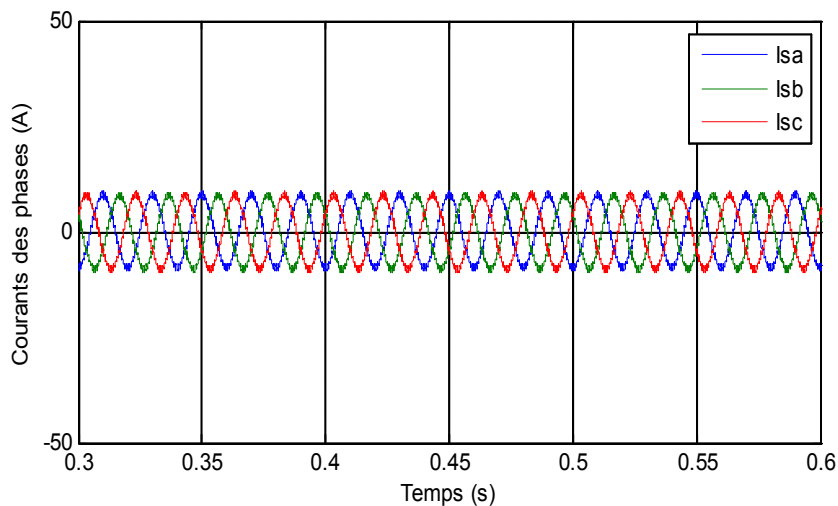
Les fonctions d'appartenance aux règles floues pour la décision d'entrée. Nous utilisons le modèle Sugeno (0 ou 1) dans et les règles de sortie sont les suivantes.

Tableau. IV.2 : Fonction d'appartenance aux règles floues pour la correction des défauts

Rules	If DL is		Sw1	Sw2	Sw3	Sw4	Sw5	Sw6
Rule (01)	$Op_{TR1}$	Then	1	0	0	0	0	0
Rule (02)	$Op_{TR2}$		0	1	0	0	0	0
Rule (03)	$Op_{TR3}$		0	0	1	0	0	0
Rule (04)	$Op_{TR4}$		0	0	0	1	0	0
Rule (05)	$Op_{TR5}$		0	0	0	0	1	0
Rule (06)	$Op_{TR6}$		0	0	0	0	0	1
Rule (07)	H_In		0	0	0	0	0	0

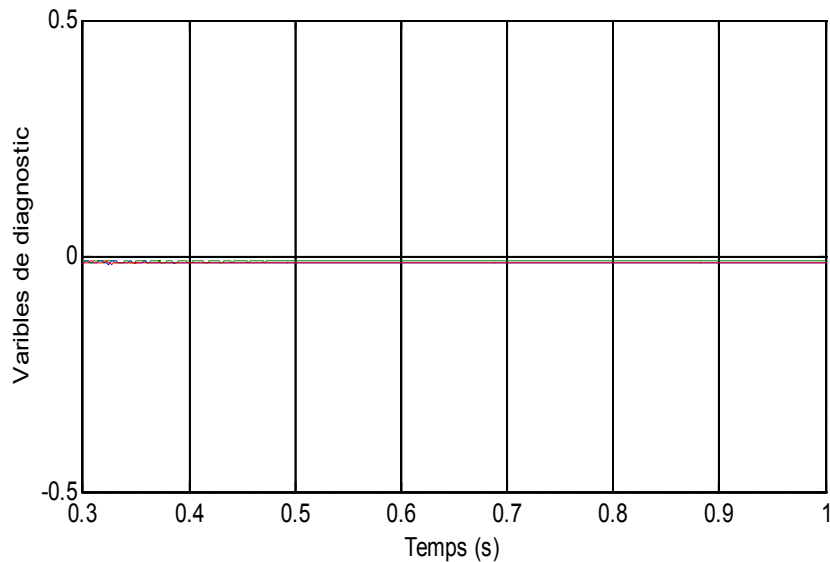
#### IV.4 Résultats de simulation

La figure IV.7.a présente les trois courants des phases statorique de la machine a induction dans le cas de fonctionnement normal de l'onduleur de tension a commande MLI d'un système de conversion photovoltaïque. On remarque que ces courants sont homogènes et avec forme sinusoïdales



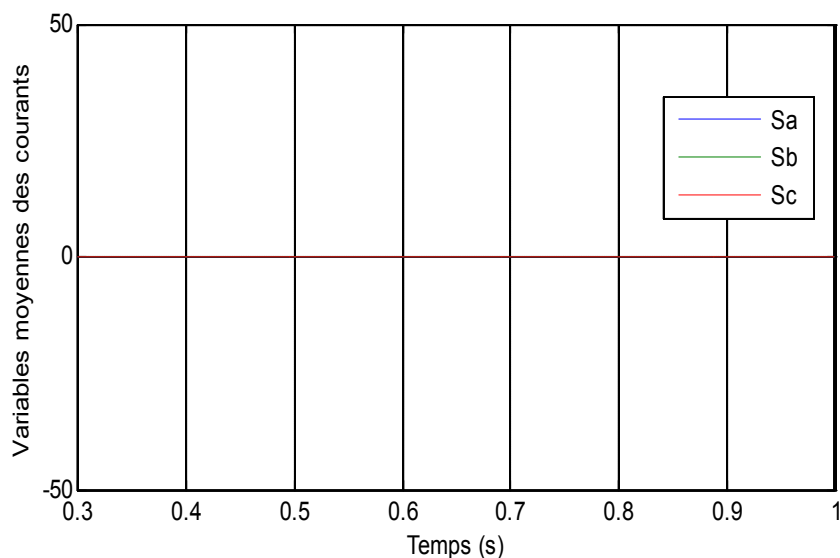
(a) Courants des phases statoriques

Dans la figure IV.7.b, montre les variables de diagnostic dans le cas sain on remarque que les trois variables diagnostic sont en superposition ( $Ea = 0$ ,  $Eb = 0$ ,  $Ec = 0$ ).



(b) Variables de diagnostic ( $Ea$ ,  $EB$  et  $Ec$ )

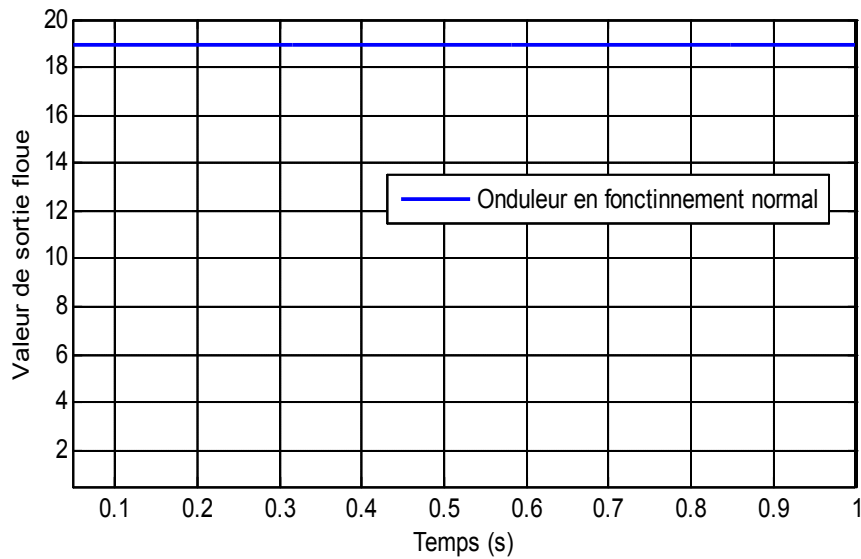
Dans la figure IV.7.c, montre les variables moyennes des courants dans le cas sain on remarque que les trois variables diagnostic sont en superposition ( $Sa = 0$ ,  $Sb = 0$ ,  $Sc = 0$ ).



(c) Variables moyennes des courants ( $Sa$ ,  $Sb$  et  $Sc$ )

Ces positions des variables d'entrée  $En$  and  $Sn$  présentées dans les deux figures précédentes (figure 7.b et figure 7.c) correspondent à la règle numéro 7 du tableau IV.1, a base de ces

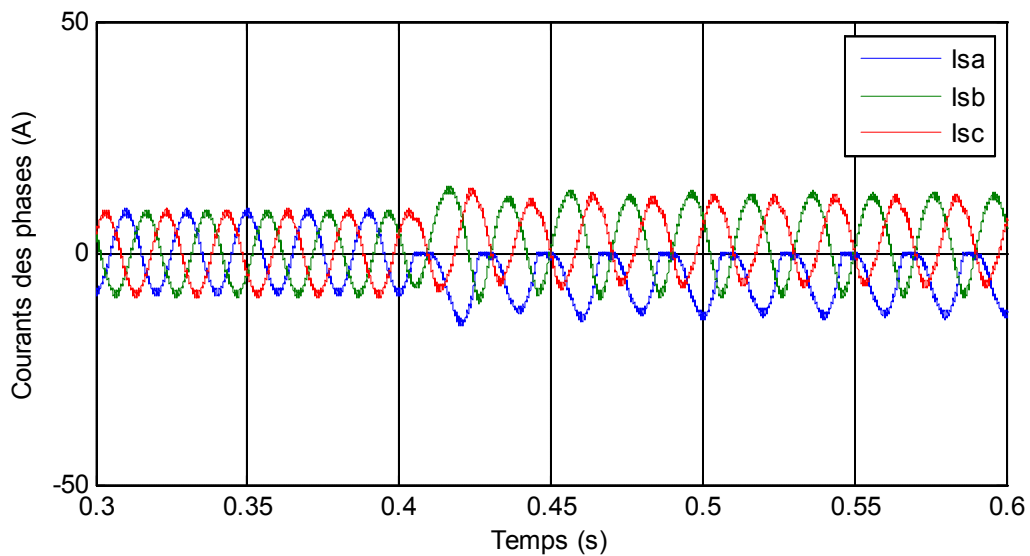
états de position, le système d'inférence flou a décidé que le l'onduleur fonctionne a l'état sain, comme le montre la figure 7.d.



(d) Valeur de sortie floue (fonctionnement normal)

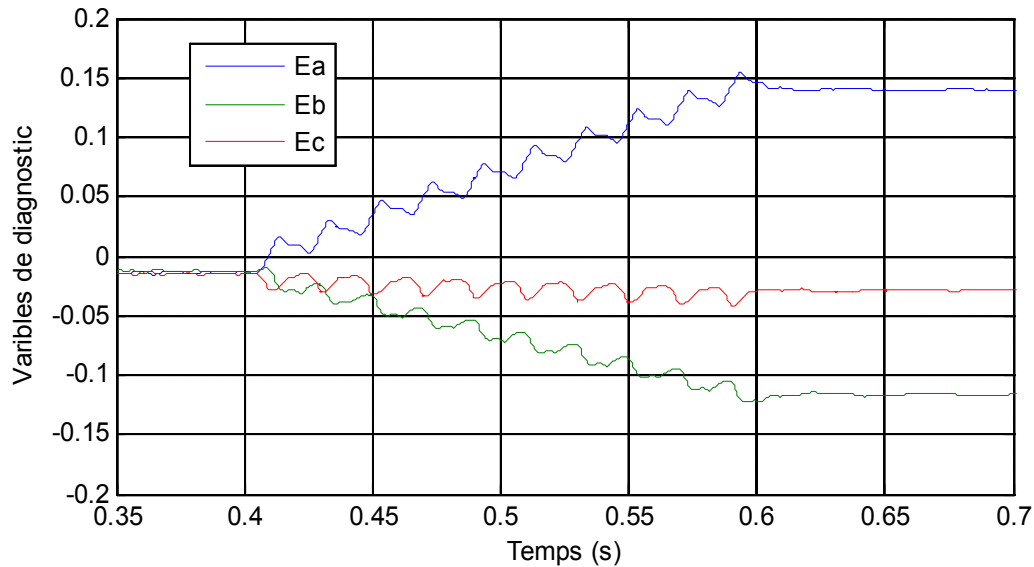
Fig. IV.7- Cas de fonctionnement normal

Le courant de stator triphasé ' $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  and  $I_{sc}$ ' dans le cas de défaut d'interrupteur ouvert  $T_{R1}$  est présenté dans la figure 8.a, dans ce cas on note que les courants des phases du stator sont déséquilibrés au moment de la défaillance ( $t = 0,4s$ ), et l'annulation de la séquence positive du courant de phase "a".



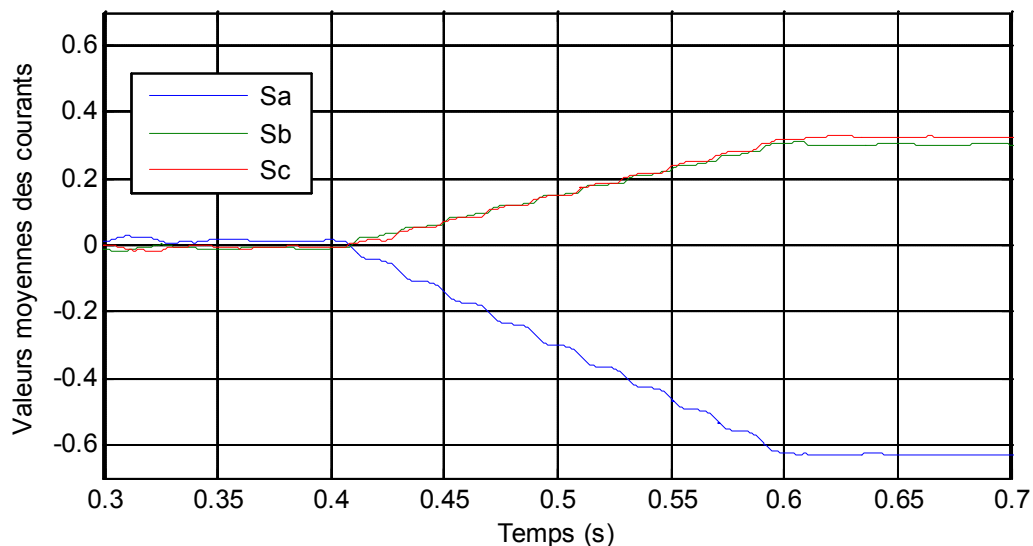
(a) Courants des phases statoriques

Dans la figure VI. 8.b, on remarque que les trois variables diagnostiques prennent la position ( $Ea =$  Positif,  $Eb =$  Negatif,  $Ec =$  Negatif).



(b) Variables moyennes des courants ( $Ea$ ,  $Eb$  et  $Ec$ )

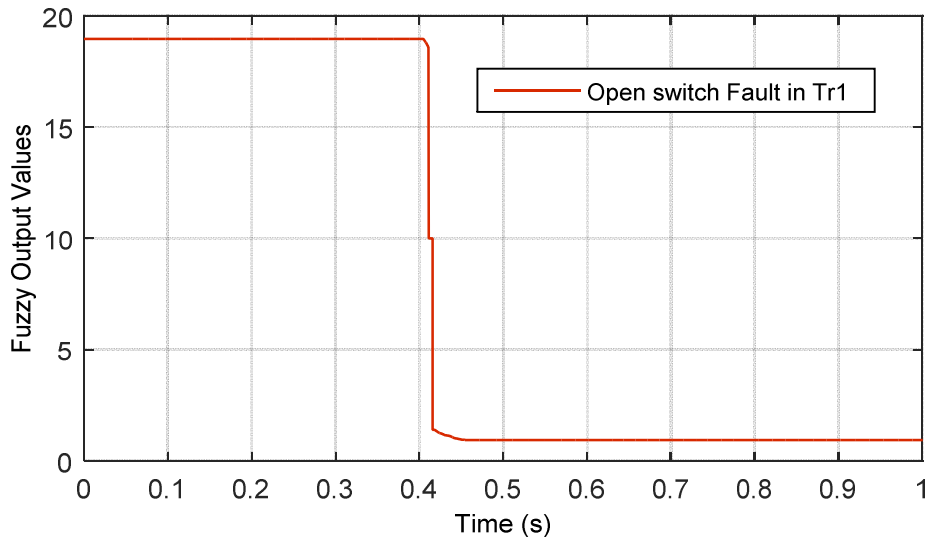
La figure IV.8.c montre que les valeurs absolues moyennes des courants du stator prennent la position ( $Sa =$  Négative,  $Sb =$  Positive,  $Sc =$  Positive).



(c) Variables moyennes des courants ( $Sa$ ,  $Sb$  et  $Sc$ )

Ces positions des variables d'entrée  $En$  and  $Sn$  présentées dans les deux figures précédentes (figure IV.8.b et figure IV.8.c) correspondent à la règle numéro 1 du tableau IV.1, basée sur

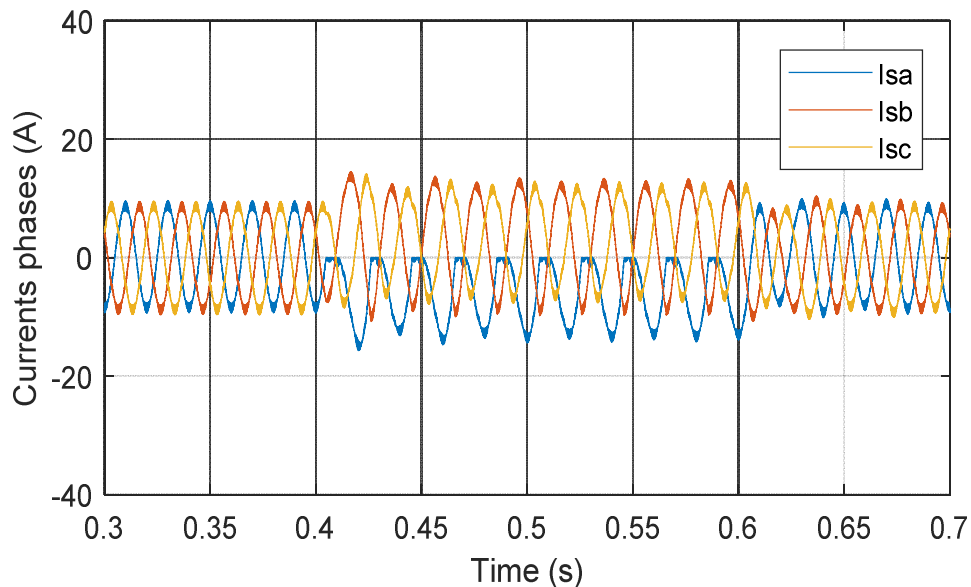
ces états de position, le système d'inférence flou a décidé que le TR1 était défectueux, comme le montre la figure IV.8.d.



(d) Valeur de sortie floue (cas de défaut de TR1)

Figure V.8- Cas de défaut d'ouverture de TR1

La figure IV.9.a présente le courant de stator triphasé ' $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  and  $I_{sc}$ ' dans le cas défaut d'un commutateur (IGBT) ouverte TR1. Dans ce cas de défaut, il est noté que les courants des phases du stator sont déséquilibrés au moment de la défaillance ( $t = 0.4s$ ).

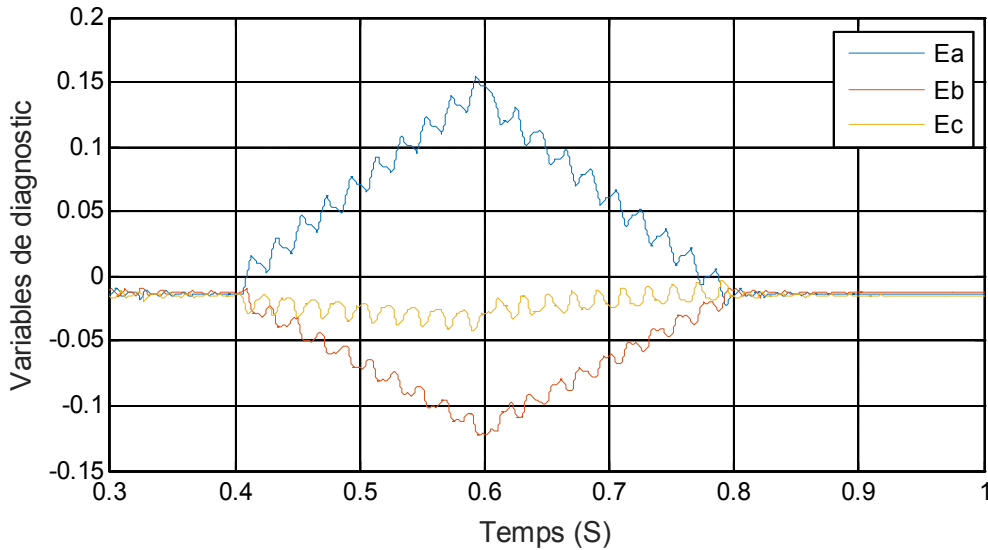


(a) Courants des phases statoriques

Le système de correction de défaut corrige la défaillance dans TR1 dans ( $t = 0.6s$ ), par système de reconfiguration de topologie onduleur utilisé transistor TR1' connecté en parallèle

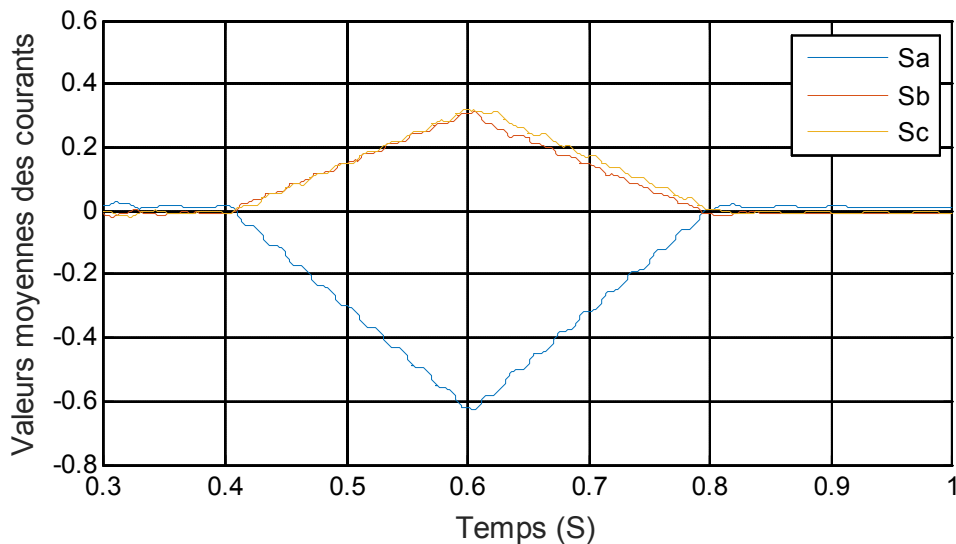
avec TR1. Nous remarquons que le courant de stator de trois phases ' $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  and  $I_{sc}$ ' est stabilisé à cet instant.

Dans la figure IV.9.b, on remarque que les trois variables diagnostic prennent la position ( $E_a$  = Positive,  $E_b$  = Négative,  $E_c$  = Négative) mais elles sont revenues à corriger la faute.



(b) Variables de diagnostic ( $E_a$ ,  $E_b$  et  $E_c$ )

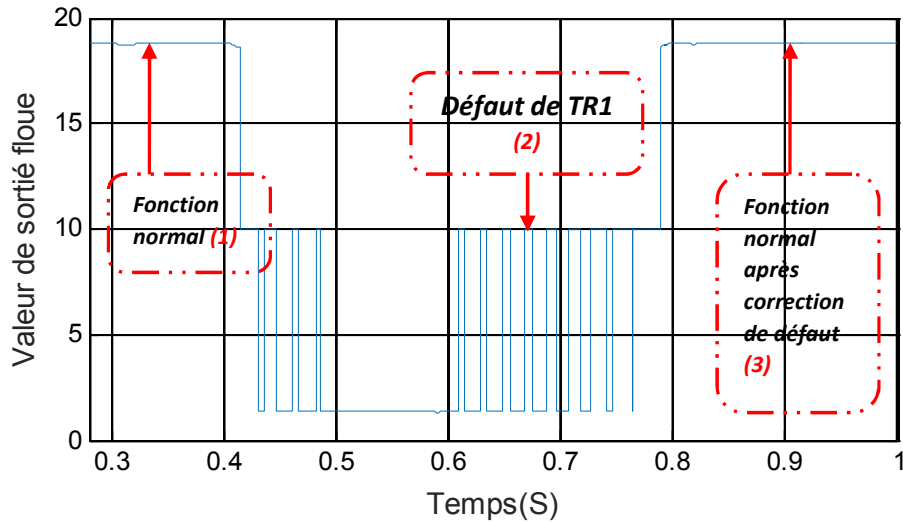
La figure IV.9.c présente les valeurs absolues moyennes des courants du stator qui prennent la position ( $S_a$  = Négative,  $S_b$  = Positive,  $S_c$  = Positive) et retournent à la position initiale dans ce cas.



(c) Variables moyennes des courants ( $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ )

Les positions des variables d'entrée de  $E_n$  and  $S_n$  indiquées respectivement à la figure IV.9.b et à la figure IV.9.c correspondent à la règle numéro 2 du tableau IV.2, de sorte que la

décision du système d'inférence flou illustrée à la figure IV.9.d est un défaut de commutation ouverte dans le TR1 à  $t=0.4s$  à la première étape, et cas sain après défaut de correction par système de correction  $t=0.6s$ .



(d) Valeur de sortie floue (cas de défaut de TR1)

Fig. IV.8 Cas de défaut d'ouverture de TR1 et avec correction de défaut

#### IV.5 conclusion

La fonction sûre du système de conversion électrique peut profiter des installations. Il est donc important de développer des outils de diagnostic pour détecter les défauts précoces qui peuvent apparaître sur l'onduleur installé dans une chaîne de conversion électrique. Le diagnostic rapide et précis de tout système utilisant des systèmes électriques reste l'un des problèmes actuels. Comparaison avec les méthodes conventionnelles de diagnostic de défaut de l'onduleur associé à la machine à induction, dans ce chapitre, nous sommes présentés une stratégie fiable pour la surveillance et de correction de défaut par l'intégration d'une approche basée sur la commande tolérante aux défauts de l'onduleur pour la correction des défauts de commutateurs en circuit ouvert et la reconfiguration de la topologie de l'onduleur de puissance à l'aide de dispositifs d'isolement et de connexion en utilisant la technique de logique floue

# ***Conclusion générale***

## Conclusion générale

L'énergie solaire est une technologie prometteuse pour satisfaire la demande toujours croissante en énergie. Elle est une source d'énergie abondante, renouvelable, et favorable à l'environnement. Cependant, son utilisation est faible à cause de sa nature de fluctuation, faible rendement et le coût d'investissement initial élevé à ces défis s'ajoute le manque de l'expérience de la technologie avec les sources solaire.

Dans ce travail, nous avons étudié un système de conversion photovoltaïque associé avec une machine à induction, de système composé d'un générateur photovoltaïque, les convertisseurs statiques l'hacheur et l'onduleur et la machine à induction, pour la modélisation et la simulation de ce système en utilisant le logiciel Matlab/Simulink, en étudiant par la suite les techniques de commande de l'onduleur et les défauts de ce convertisseur et les différentes techniques de détection, et finalement nous présentons une stratégie de détection et de correction des défauts basée sur l'implémentation d'un algorithme de commande tolérante aux défauts.

# ***Bibliographie***

## ***Bibliographie***

- [1] (2010) <http://www.solarserver.de/?gclid=CJWA1ruS-K4CFS4NtAodSzY7xw>.
- [2] BOUALEM, DENDIB, "Technique conventionnelles et avancée de poursuite MPPT pour des application photovoltaïques : étude comparative .," Université Ferhat Abbas-Sétif Mémoire de Magister, Département d'électronique TS4/6338, 2007.
- [3] S.Aminata, «Simulation du système hybrides Photovoltaïque » Thèse de Doctorat, canada, 1998.
- [4] T. Fogelman , « Système photovoltaïque pour les pays en développement », Manuel d'installation et d'utilisation, Agence Française pour la Maîtrise de l'Energie, (AFME), 1982.
- [5] Dirk.Sauer, « Electrochemical Storage for Photovoltaics », Fraunhofer Institute for SolarEnergySystems ISE, Freiburg, Germany, 2004.
- [6] M. SLAMA Fateh «Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique » Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF-UFAS (ALGERIE) Faculté de Technologie, 2011
- [7] A.Betka, « Optimisation d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil », Thèse de Magister, Centre universitaire Biskra, 1997
- [8] :M. Moulay-Amar et M. Loghouini, «Etude et réalisation d'un système de poursuite de point de puissance maximale à base de microcontrôleur destiné a une installation photovoltaïque », Mémoire d'ingéniorat, université de Ouargla, Algérie, 2005.
- [9] : W. Boucheritte, « Convertisseurs multi niveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau», Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider , Biskra, 2013
- [10] : K. Kassmi, M. Hamdaoui et F. Olivie, « Conception et modélisation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT analogique », Revue des Energies Renouvelables Vol. 10 N°4 (2007).

- [11] ISSAADI, « Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones », Mémoire magister, Université de Bejaia, 2006
- [12] S. AISSOU, « Caractérisation et optimisation de puissance des systèmes photovoltaïques, Thèse de doctorat », Université A. Mira Bejaïa, Mai 2016.
- [13] V. BOITIER, P. MAUSSION, C. CABAL « Recherche du maximum de puissance sur les générateurs photovoltaïques », université de Toulouse, revue 3E.I, N°54, pp 90-96, septembre 2008.
- [14]N. Aouchiche, M.S. Aït Cheikh, A. Malek, poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de l'incrémentation de conductance et la perturbation & observation, division énergie solaire photovoltaïque centre de développement des énergies renouvelables, Alger, 2013
- [15] <http://www.autokonso.com/content/41-onduleur-autonome> (consultés le 03 avril 2019).
- [16] BOUCHERITTE Wafa. Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau. Mémoire de magister. Université de Biskra.
- [17] TamrabetHanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [18] DissaAbdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister, Université de Batna.
- [19] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".
- [20] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [21]Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ,Université de Batna 2001.
- [22] R.Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.

- [23] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1186–1196, Sep./Oct. 1995.
- [24] G. K. Singh, S. Al Kazzaz Sa'ad, "Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine," *Electric Power Systems Research*, 2004, vol. 68, no. 2, p. 119–136.
- [25] A. Ceban, "Méthode globale de diagnostic des machines électriques," Thèse de Doctorat de l'Université d'Artois, 2012.
- [26] T. Orłowska-Kowalska and M. Dybkowski, "Stator current based MRAS estimator for a wide range speed sensorless induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1296–1308, April 2010.
- [27] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran and P. Tavner, "Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, Nov. 2010.
- [28] E. Wolfgang, "Examples for failures in power electronic systems," *ECPE Tutorial on Reliability of Power Electronic Systems*, Nuremberg, Germany, Apr. 2007.
- [29] J. VALLON, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2003.
- [30] B. Lu and S. K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, Sept./Oct. 2009.
- [31] J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne - Applications pour le domaine aéronautique," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2007.
- [32] A. M. Bazzi, A. Dominguez-Garcia and P. T. Krein, "A method for impact assessment of faults on the performance of field-oriented control drives: A first step to reliability modeling," *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, 2010, pp. 256–263.

- [33] Won-San, I., Jang-Sik. K., Jang-Mok, K., Dong-Choon, L., et Kyo-Beum, L., "Diagnosis Methods for IGBT Open Switch Fault Applied to 3-Phase AC/DC PWM Converter," *Journal of Power Electronics*. Vol. 12, no 1, pp. 120-127. 2012
- [52]. Khanniche. M. S. et Mamat-Ibrahim, M.R. « Fault detection and diagnosis of 3 phase inverter system », *Rev. Energ. Ren : Power Engineering*, p. 69-75. 2001.
- [53]. Andra7 Kontarcek. Mitja Nemec, Primož Bajec, Vanja Ambrozič "Single Open-phase Fault Detection with Fault-Tolerant Control of an Inverter-fed Permanent Magnet Synchronous MOTOR," *AUTOMATIKA* 55(4), 474-486 (2014). Machine,
- [54]. M. Dilip Kumar, S. F. Kodad, B Sarvesh, "Fault analysis for voltage source inverter driven induction motor drive", *International Journal of*
- [55]. Meinguet, F., Sandulescu, P. Aslan, B., Li, L., Ngac-Ky, N., Kestelyn, X., et Semail, "Signal-based Technique for Fault Detection and Isolation of Inverter Faults in Multi-hase Drives », *F. IEFEC Conference on power Electronics, Drives and Energy Systems*, pp. 1-6. 2013
- [56]. Soufi, Y., Bahi, T., Harkat. M.F. Mohammedi, M.. « Fault Diagnosis Methods for three Phase PWM Inverter Fed induction motor 2, *International review on Modelling and Simulation (IREMOS)*, vol. no 6, p. 17-22 2009
- [57]. Qun-Tao, Membre. IFFF. Li Sun. Membre, IEEE. et Li-Zhi Sun, Senior Member, IEEE, "Current Residual Vector Based Open-Switch Fault Diagnosis of inverters in PMSM drive Systems", DOI 10.1109/TPEL.2014.2360834, *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014
- [58]. Marian alavi, Danwer. Danwei et Ming lu. » "Short-Circuit fault diagnosis for Three-Phase Inverters Based on Voltage Space Patterns" *IEEE Transactions on industrial Electronics* : DOI 10.1109/TIE.2013.2297298. 2013
- [59]. Mohamed Trabelsi. Membre. IFFF. Ngac Ky Nguyen, Membre, IEEE. et Eric Smail, membre IEEE, "Real-Time Switches Fault Diagnosis Based on Typical Operating Characteristics of Five-phase Permanent Magnetic Synchronous Machines", DOI 10.1109/TIE.2016.2554540. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016
- [60]. Zidani. F., Demba, D., Benbouzid M, H., Nait-Said, R., "A fuzzy- Based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage fed PWM Inverter Induction motor drive" *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 586-593. 2008. [11]. Jianghan Zhang, Jin Zhao, Dehong Zhou, and Chengguang Huang: "High-Performance Fault Diagnosis in PWM Voltage-Source For Induction Motor Drives" *IEEE Inverters Vector-Controlled*
- [61]. Mala Ratan, U., Dhumale, R.B., Lokhande, S.D., "Open switch fault diagnosis in three phase inverter using diagnosis variable method," *International journal of research in engineering and technology*, Vol. 02, No. 12, PP. 636-641. 2013 Real-

---

[62]. Jorge O. Estima, A.J. Marques Cardoso, " A New Approach for Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage Source Time Multiple Inverters." 978-1-4244-5287-3/10/S26:00 ©2010 IFFE