

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE DES MACHINES
TOURNANTES

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master

Par : KHEZZARI Khiereddine

Intitulé

**Diagnostic de défaillances d'un convertisseur à base
du réseau de neurones**

Soutenu devant le jury composé de :

Pr. KHODJA Djalal Eddine	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Président
Dr. BENYETTOU Loutfi	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Rapporteur
Dr. BILAL DJAMALEDDINE Cherif	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Co-Rapporteur
Dr. LAAMARI Yahia	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Examineur

Juillet : 2021

Remerciement

Remerciement

Avant tout on remercie DIEU tout puissant de nous avoir donné La force et le courage pour réaliser notre projet.

On souhaite adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui contribué à l'élaboration de ce mémoire.

On tient à remercier nos encadreurs Monsieur **BENYETTOU Loutfi**, pour leurs conseils précieux, leurs critiques constructives, leurs explications et suggestions pertinentes m'ont apporté aide et soutien à la réalisation convenable de notre application.

On exprime aussi notre gratitude à nos professeurs de la **DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE** pour leur contribution et leur soutien.

Merci à tous

Dédicace

Dédicace

A mon père et ma mère

A qui je doit ce que je suis

Qu'ils trouvent dans ce travail

Le fruit de leurs sacrifices consentis pour mon éducation,

Que Dieu leur préserve bonne santé et longue vie.

A mes frères lazhar et salah et mes sœurs .

A mes chers ami(e) s : yahia, hassan, oussama

A tout mes meilleurs ami (e)s.

Chahra

Table des métiers

Introduction générale _____	1
I- CHAPITRE 1 :MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR _____	3
I.1 Introduction _____	4
I.2 Constitution de la machine asynchrone _____	4
I.3 Modèle dynamique de la machine asynchrone _____	5
I.3.1 Hypothèses simplificatrices _____	5
I.3.2 Equations des tensions et des flux _____	6
I.4 Modèle de park de la MAS _____	7
I.4.1 Transformation de park _____	8
I.4.2 Application aux équations des tensions _____	9
I.4.3 Application aux équations des flux _____	10
I.4.4 Choix du référentiel _____	11
I.5 Expressions du couple électromagnétique _____	12
I.6 Mise sous forme d'équations d'état _____	13
I.7 Modélisation de l'alimentation d'une MAS _____	14
I.7.1 Modélisation de l'onduleur _____	14
I.7.2 Modèle mathématique d'un onduleur de tension _____	15
I.7.3 Commande par MLI de la largeur d'impulsion _____	16
I.8 Résultats des simulation _____	18
I.9 Interprétation des courbes _____	21
I.10 Conclusion _____	22
II- CHAPITRE 2 : ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAULTS DE CIRCUIT OUVERT D'UN ONDULEUR PLUS METHODE DE DIAGNOSTIC _____	24
II.1 Introduction _____	24
II.2 Méthodes basée sur la transformée en ondelette discrète (TOD) _____	24
II.3 Algorithme de MALLAT _____	24
II.4 Décomposition en multi-niveau du signal [--] _____	25
II.5 Application de la technique des ondelettes (TOD) au diagnostic de l'onduleur _____	28
II.6 Exigences d'acquisition des signaux _____	28
II.7 conclusion _____	32

Table des métiers

III- CHAPITRE 3 : ETAT DE L'ART DES METHODES DE DIAGNOSTIC DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	33
III.1 Introduction	34
III.2 Historique	34
III.3 Réseaux de neurones : définitions et propriétés	35
III.3.1 Neurone biologique	35
III.3.2 Neurone formel	36
III.4 Fonction d'activation	36
III.5 Architecture des réseaux de neurones	38
III.6 Apprentissage des réseaux de neurones	39
III.7 Avantages des techniques intelligentes	39
III.8 Application des RNA pour la détection des défauts de l'onduleur	39
III.8.1 Construction des blocs RNA	39
III.9 Conclusion	42
Conclusion générale	43
Table de figures	44
Bibliographie	45
Notations Utilises	46

Introduction générale

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

L'électronique de puissance est basée sur l'usage des composants de type semi-conducteurs qui sont des interrupteurs électroniques, soient commandables, ou noncommandables associés intégralement dans un convertisseur statique. Ces derniers sont utilisés afin d'améliorer la conversion d'énergie, et le contrôle du transfert de puissance dans certains domaines tel que l'alimentation des machines à courant alternatif ou le domaine informatique (domaines les plus dominants ces dernières décennies). Ces applications furent pendant longtemps limitées à la technique de haute fréquence, mais à la suite de l'apparition de nouveaux interrupteurs de puissance tel que les **GTO**, **MOSFET** et les **IGBTs** et leur développement, de nouvelles techniques peuvent être envisagées. Parmi ces convertisseurs les plus étendus, les onduleurs qui sont des convertisseurs commandables permettant la conversion de l'énergie de la forme continue-alternative.

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

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

Les réseaux de neurones artificiels peuvent être exploités en diagnostic comme outil principal de classification et de surveillance. En effet, le problème de surveillance peut être considéré comme étant un problème de reconnaissance des formes et de classification où les classes correspondent aux différents modes de défaillance du système et des formes représentant le comportement du système.

Suite à ces considérations, ce présent travail s'inscrit dans le cadre de cette récente thématique de recherche qui est la surveillance des équipements industriels pour apporter une contribution à l'étude de la détection et de la localisation des défauts de l'onduleur par la technique des réseaux de neurones

La technique de détections de défauts adoptés dans le présent mémoire concerne la méthode de vecteur de Park qui consiste à détecter et localiser l'interrupteur défaillant. par ailleurs.

Ce présent mémoire est organisé comme suit :

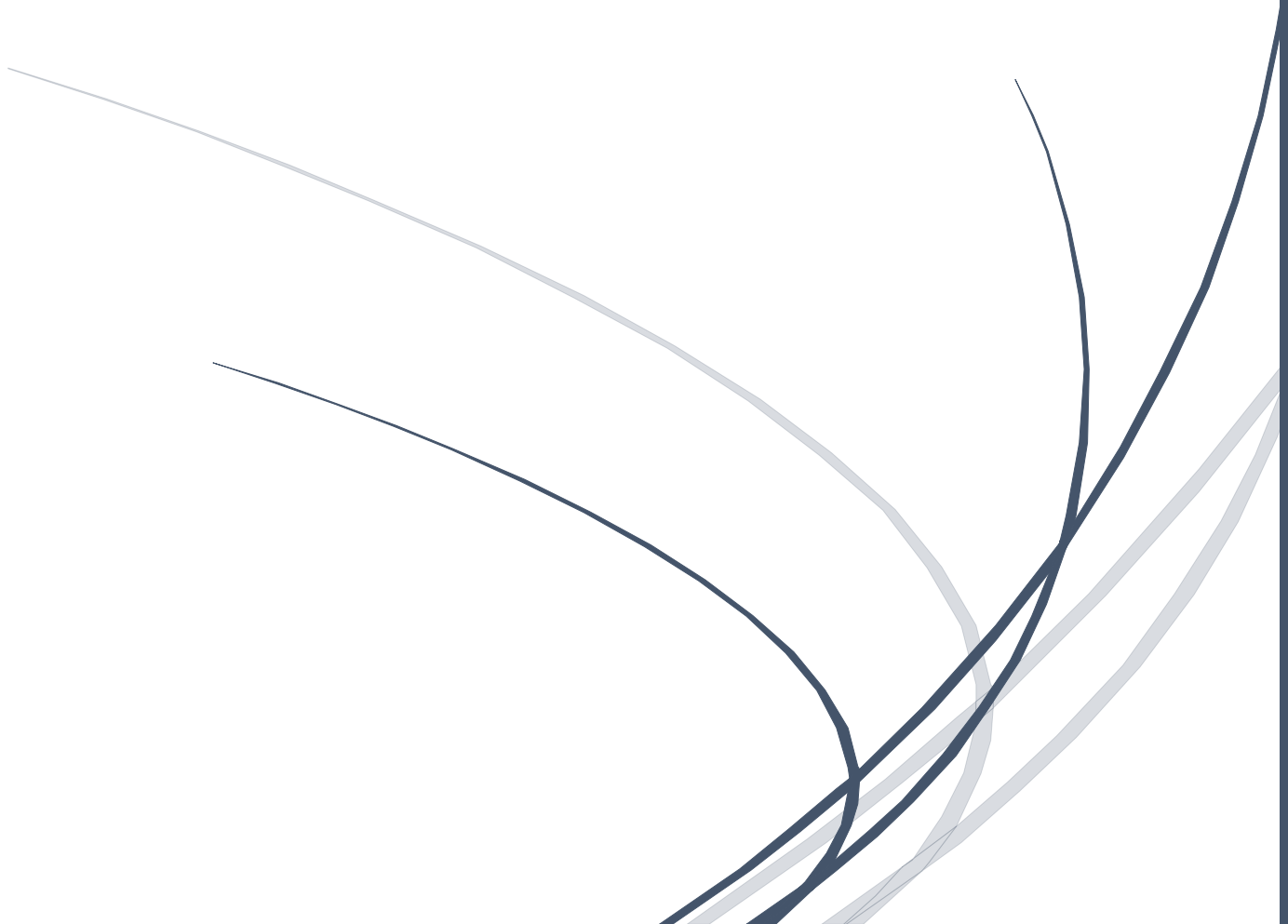
Le premier chapitre nous allons dans un premier temps présenter la modélisation avec des tests de simulation de l'onduleur à deux niveaux et la stratégie de la commande MLI, Cette stratégie permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, Après la création d'un défaut de type circuit ouvert.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter la transformation d'ondelette discret et emploi cette technique pour la détection et localisation de défaut circuit-ouvert dans un IGBT.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation des résultats de simulation concernant le diagnostic du défaut de l'onduleur (circuit ouvert), en utilisant les réseaux de neurones. Et enfin on terminera notre mémoire avec une conclusion générale qui résumera l'intérêt de notre étude.

: CHAPITRE 1

MODELISATION DE MOTEUR
ASYNCHRONE PLUS
MODELISATION ONDULEUR



I.1 : Introduction

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Le moteur asynchrone et comme toute machine à courant alternatif, admet sous réserve de quelques hypothèses simplificatrices, un modèle défini par un système algébrique-différentiel non linéaire [--], [--]. La modélisation de la machine asynchrone, en vue de la commande, repose principalement sur les travaux de G. Kron [--].

Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail ($\{a, b, c\}$, $\{\alpha, \beta\}$, ou $\{d, q\}$) et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques)[--].

L'orientation du repère d, q sur le vecteur rotorique conduit à la synthèse de la commande vectorielle dite à flux orienté. La transformation non linéaire associée à cette classe de modèle linéaire est de découpler les grandeurs flux, couple et de ramener ainsi la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente.

I.2 : Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants :

- ✚ Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- ✚ Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- ✚ Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

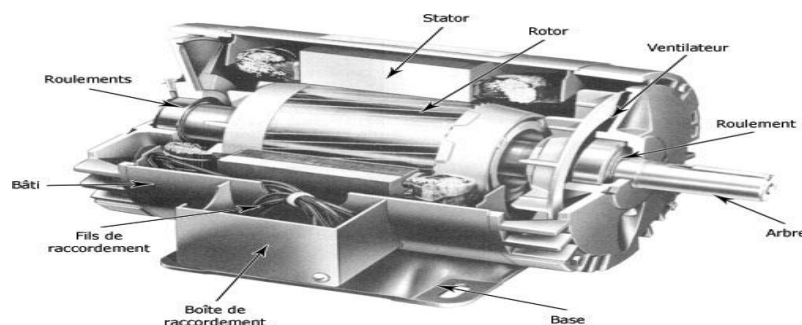


Figure 1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

I.3 : Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bon commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

I.3.1 : Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [--] :

- ✚ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- ✚ Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- ✚ Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✚ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✚ Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ✚ L'additive des flux.
- ✚ La constance des inductances propres.
- ✚ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme le montre la figure I.2. Elle est munie de six enroulements :

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase 1 statorique est la phase 1 rotorique.

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHROME PLUS MODELISATION ONDULEUR

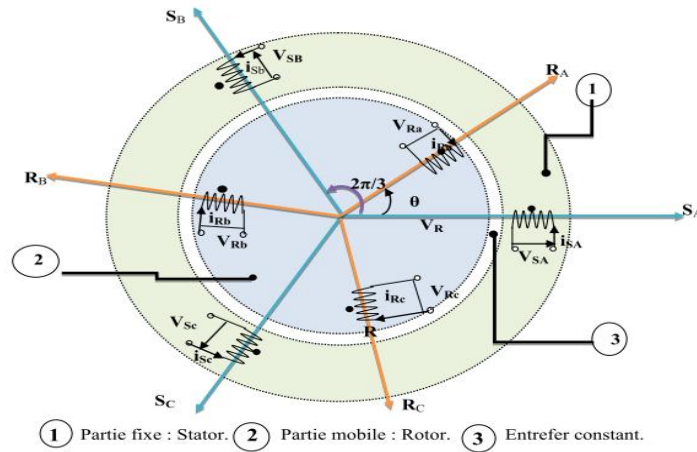


Figure 2 : Représentation schématique d'une MAS triphasée.

I.3.2 : Equations des tensions et des flux

L'équation des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

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

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (I.4)$$

Où :

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

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

et :

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

En mettant (I-3) et (I-4) dans, respectivement, (I-1) et (I-2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

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

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

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (I.5) et (I.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la MAS à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la MAS réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite la transformation de park.

I.4 : Modèle de Park de la MAS

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure I.2 [--] :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (I.7)$$

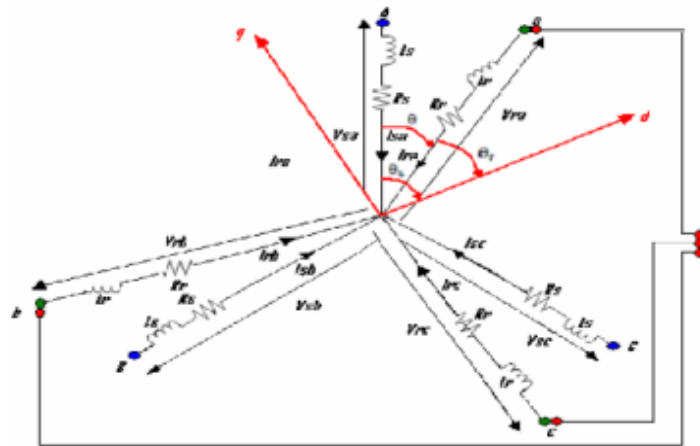


Figure 3: Modèle de Park de la MAS.

I.4.1 : Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile d q.

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r celui des grandeurs rotoriques figure I.4, on obtient la relation suivante:

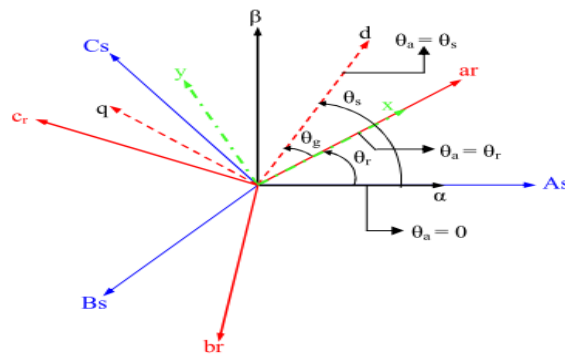


Figure 4: Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [--] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c. \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Où c est une constante qui peut prendre soit les valeurs $\frac{2}{3}$ ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

Dans notre cas, nous prendrons :

$$c = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (I.10)$$

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

I.4.2 : Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((I-8)et (I-9))à l'expression (I-1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (I.11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (I.12)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Et l'expression (I-12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (I.15)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

De manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.4.3 : Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((I-8) et (I-9)) à l'expression (I-3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (I.18)$$

Soit:

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (I.19)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

et:

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Or, d'après l'égalité (I-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

En introduisant les inductances cycliques: $L_s = l_s - M_s$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad (I.23)$$

L'expression (I-19) devient alors:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique, nous obtenons:

$$L_r = l_r - M_r \text{ (I.25)}$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \text{ (I.26)}$$

I.4.4: Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan d,q,d'après (I-16), (I-17), (I-24) et (I-26), nous avons les équations suivantes :

✚ Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \text{ (I.27)}$$

✚ Equations des flux:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \text{ (I.28)}$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour d,q. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

✚ **Référentiel lié au stator** : caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \text{ (I.29)}$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

✚ **Référentiel lié au rotor** : caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.30)$$

✚ **Référentiel lié au synchronisme**: dans ce cas, la vitesse repère d q est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équations (I-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.31)$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [--]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.5 : Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- ✚ Par un bilan de puissance instantané.
- ✚ Par la méthode dite « des travaux virtuels » [--].

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (I.32)$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétiques avec la source et puissance mécanique :

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (I.33)$$

où:

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.34)$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (I.35)$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \quad (I.36)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (I.37)$$

En tenant compte des expressions (I-28), (I-36) et (I-37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P \cdot (\varphi_{qr} \cdot I_{dr} - \varphi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{array} \right. \quad (I.38)$$

II.6 : Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état. Pour une MAS alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de contrôle et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état.

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (I.39)$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (I-28), (I-31), (I-39) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{P}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (I.40)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique. (I.41)

I.7 : Modélisation de l'alimentation d'une MAS

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS [--].

La figure II.5 illustre le schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.

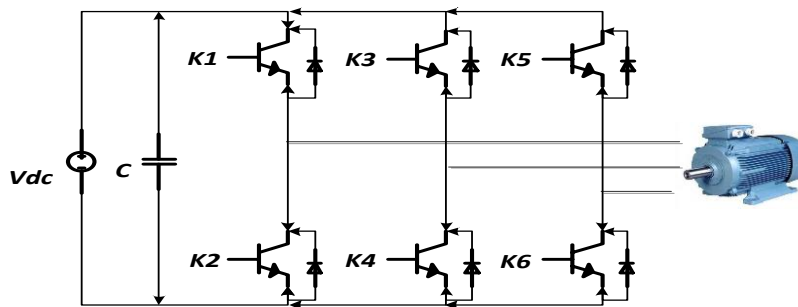


Figure 5: Schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.

I.7.1 : Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

commande des machines électrique, particulièrement la MAS. La figure I.4 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une MAS [--].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1 et K_2, K_3 et K_4, K_5 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleur de tension est une cellule de commutation comprenant une paire d'interrupteurs réversibles en courant (K_i, K_i').

Pour la mise en œuvre de la conversion continu-alternatif, cette cellule est une structure minimale ne permettant l'obtention que de deux valeurs de tension (0 et E). D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- ✚ Le premier s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- ✚ Le second revient à contrôler l'amplitude c'est le réglage par niveau [--].

I.7.2 : Modèle mathématique d'un onduleur de tension

D'après le schéma simplifié de l'onduleur triphasé, il existe une relation liant les tensions simples issues de l'onduleur dans les points A, B, C et leurs valeurs par rapport au point milieu (0), défini par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Les tensions V_A, V_B, V_C représentent les tensions issues de l'onduleur pour alimenter et commander la machine asynchrone. Sachant que :

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{E}{2} S_a \\ V_{B0} = \frac{E}{2} S_b \\ V_{C0} = \frac{E}{2} S_c \end{cases} \quad (I.43)$$

et les signaux de commande S_i ($i = a, b, c$) sont donnés par :

$$\begin{cases} S_a = 1 \text{ si } K_1 \text{ fermé si non } S_a = -1 \\ S_b = 1 \text{ si } K_2 \text{ fermé si non } S_b = -1 \\ S_c = 1 \text{ si } K_3 \text{ fermé si non } S_c = -1 \end{cases}$$

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

Ce système d'équations représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé dont les signaux (S_i) sont déterminés suivant la stratégie de commande choisie. La détermination des tensions composées entre deux phases revient à appliquer les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_A - V_B \\ V_{BC} = V_B - V_C \\ V_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

La relation entre le vecteur $[S_a \ S_b \ S_c]^T$ et le vecteur des tensions de ligne $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

I.7.3 : Commande par MLI de la largeur d'impulsion

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la MAS. La technique de la MLI permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La méthode de contrôle par M. L. I. à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à M. L. I. présente deux avantages importants [--] :

- ✚ Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- ✚ Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

L'essor de la M. L. I. est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

✚ Technique MLI Triangulo-sinusoidale

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_p et d'amplitude V_p ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude V_r [--].

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure I.6 [--].

La MLI triangulo - sinusoidales est caractérisée par

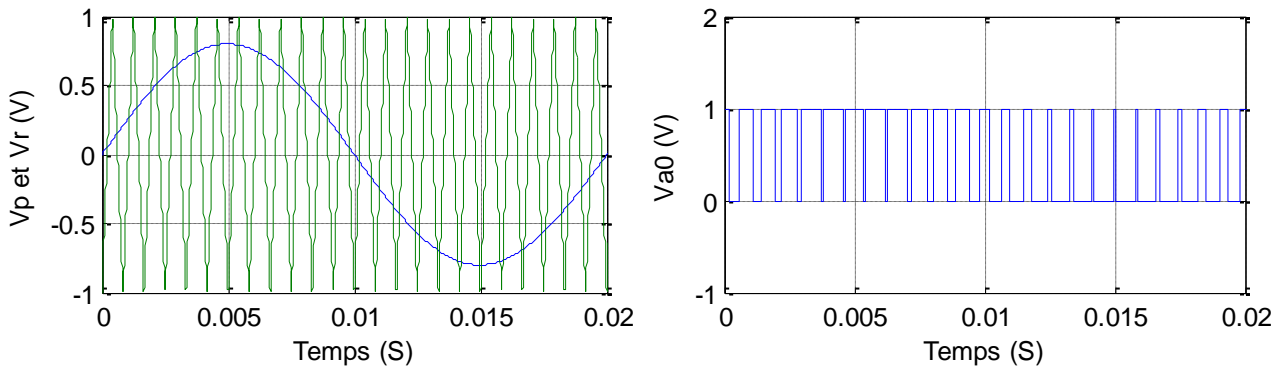


Figure 6:Principe de la technique triangulo - sinusoidale.

- ✚ L'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences $m = \frac{f_p}{f_r}$;
- ✚ Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension) r , égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{Pm} de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{Pm}}$
- ✚ L'augmentation de m rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage ;
- ✚ Par action sur r , on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

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

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

$$\begin{cases} V_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ V_{r2} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{r3} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.47)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes :

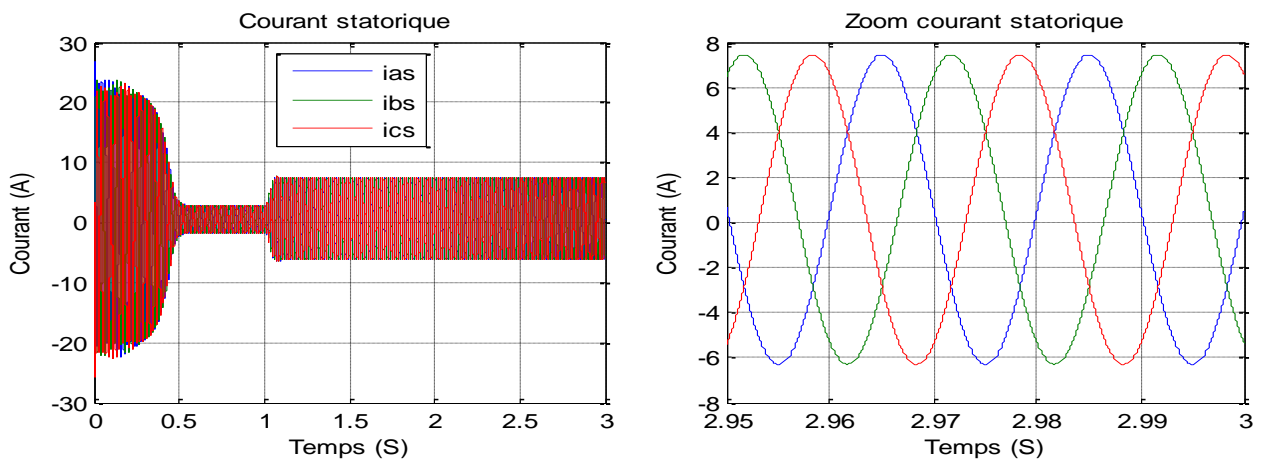
$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

I.8 : Résultats de simulation

A. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimentée par réseau triphasé

Pour une MAS alimentée directement par le réseau triphasé 380V et tournant en charge à partir de $t=1.5s$ avec un couple de charge $C_r=20N.m$, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique.

Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A. Les résultats de simulation sont représentés par la figure I.7.



CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

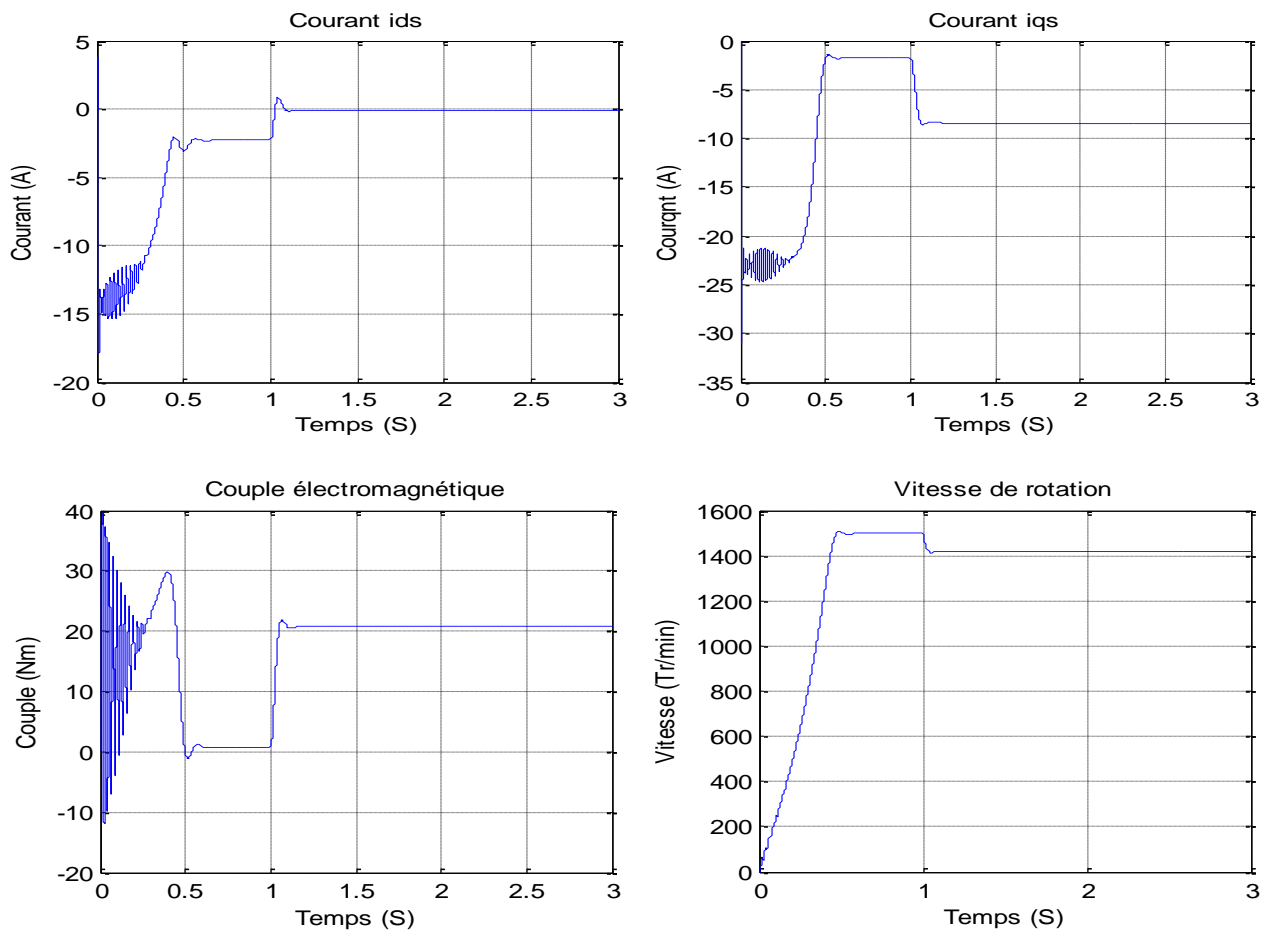
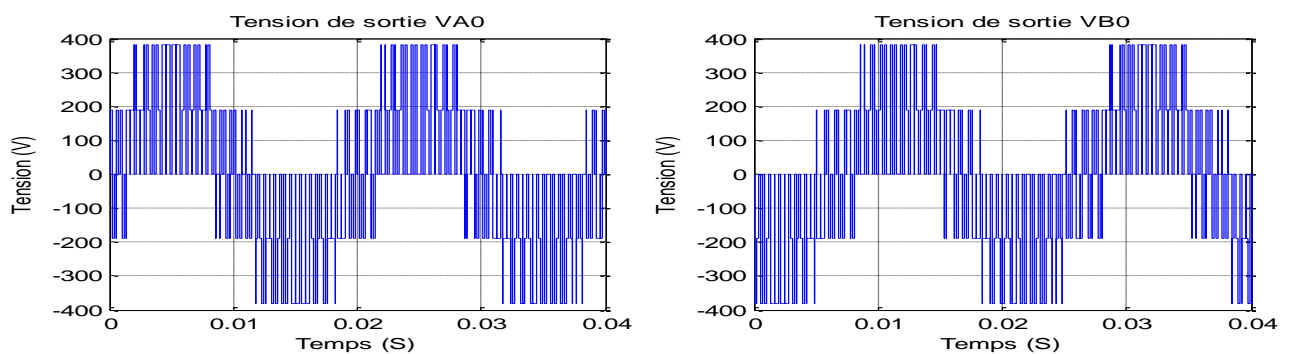


Figure 7: Simulation d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.

B. Résultats de simulation d'un ensemble MAS+onduleur avec technique sinus triangulaire



CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR

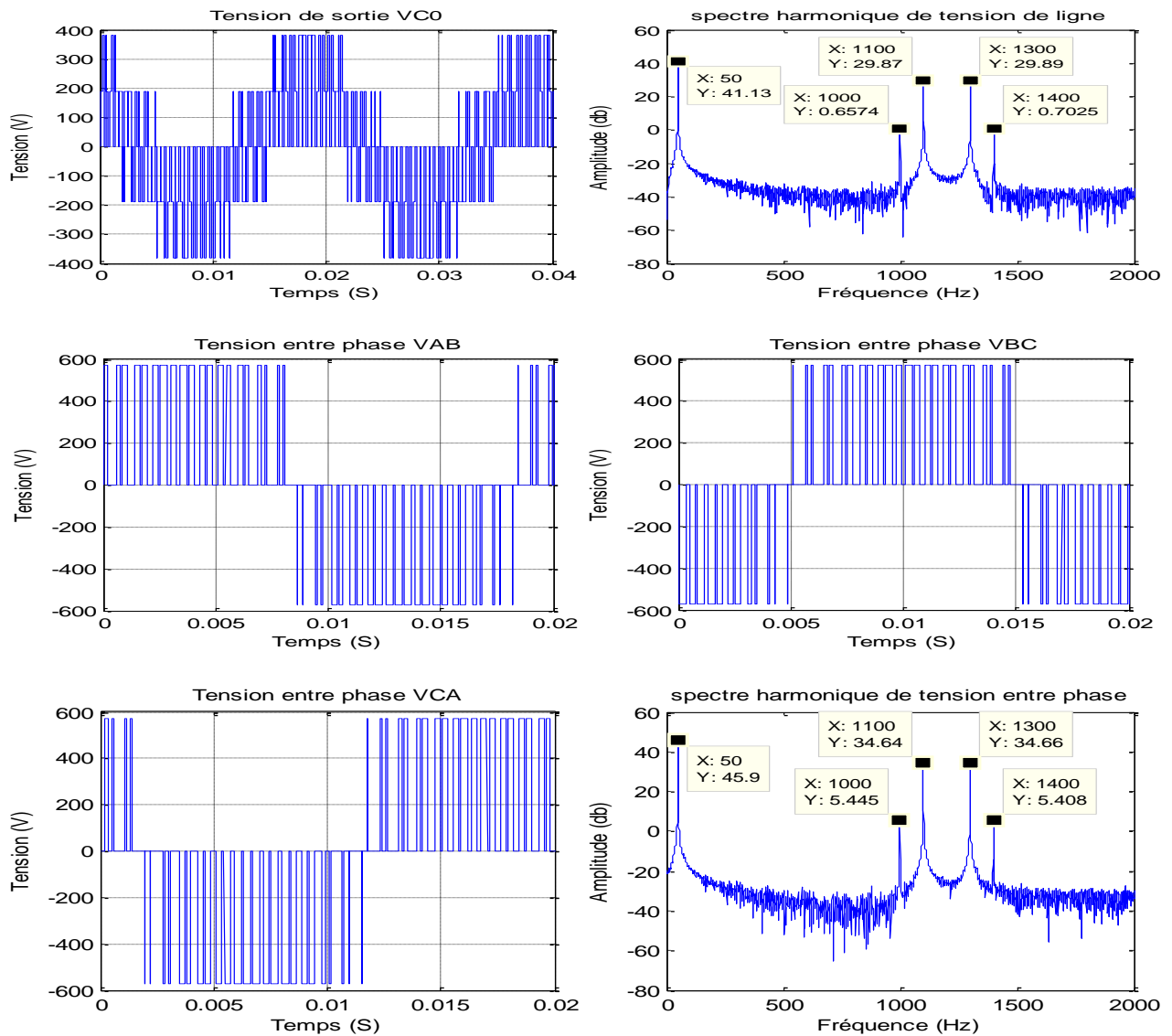
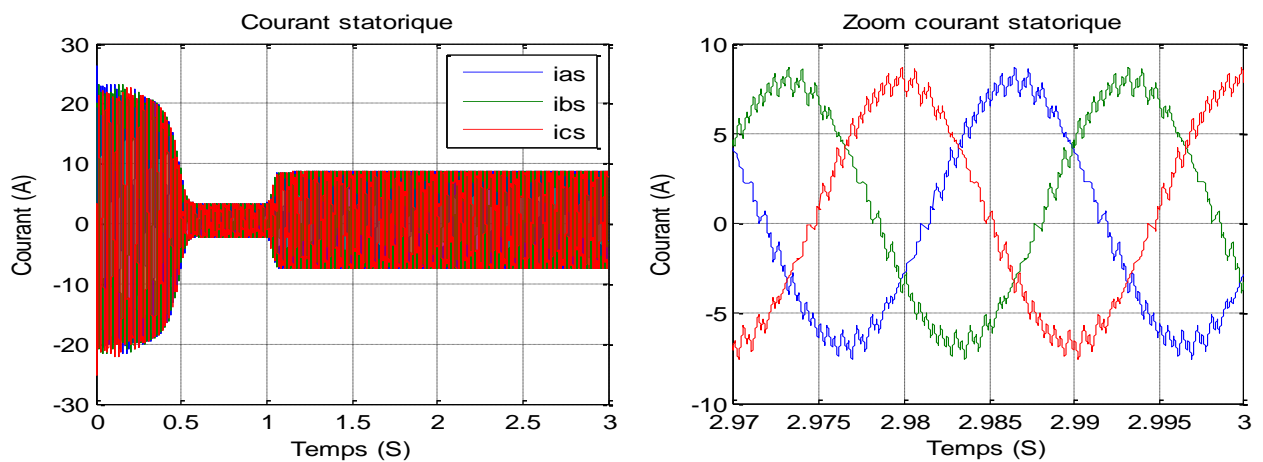


Figure 8: Tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension.



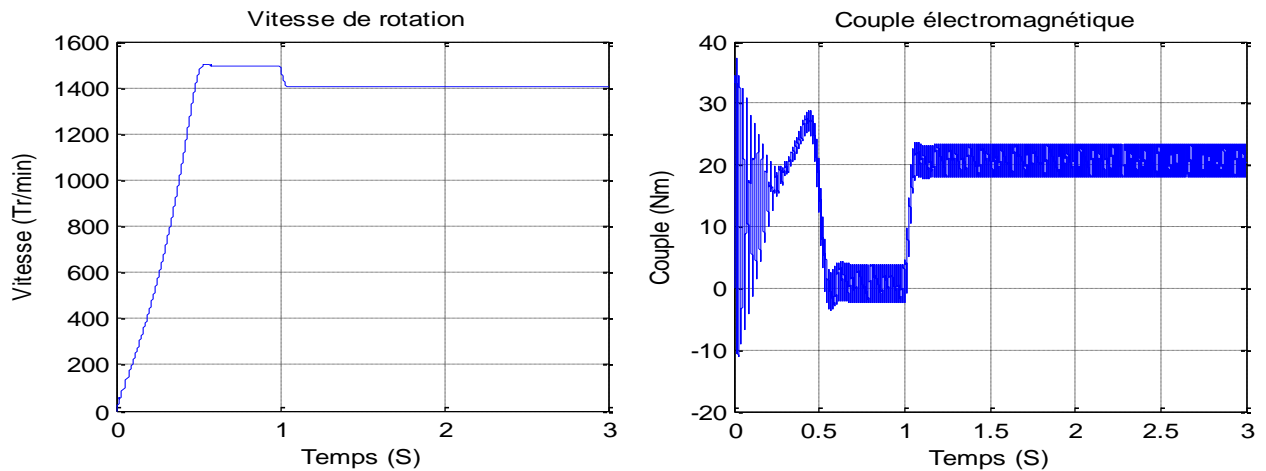


Figure 9: Courant statorique et la vitesse de rotation et couple de la MAS alimentée par l'onduleur deux niveaux sinus triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).

I.9 : Interprétation des courbes

Pour la Figure (I-7)

Pour $0 < t < 1s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la MAS par sur échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule pratiquement.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [1495.5 Tr/min], avec un accroissement presque linéaire.

Pour $t > 1s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 20$ Nm, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Pour la Figure (I-9)

On a simulé le modèle de la MAS associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple résistant de (20 N.m) à l'instant ($t=1s$). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

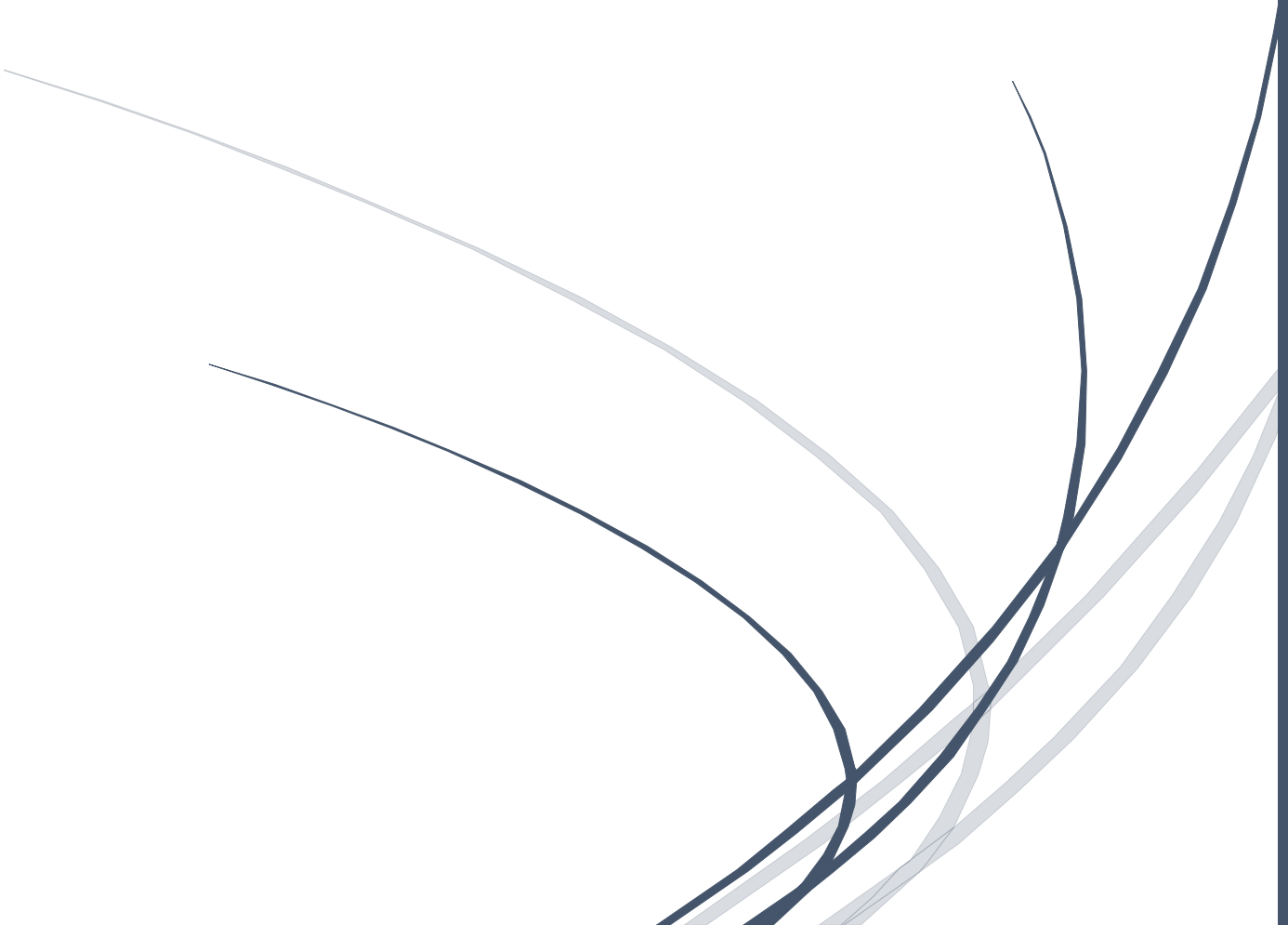
I.10 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modulation d'une MAS alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasé et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS et l'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une complémentaire parmi les deux possibilités à permis d'obtenir les deux niveaux de tension 0, +E. On a étudié la stratégie de commande de l'onduleur : la commande sinus-triangulaire.

CHAPITRE 2 :

ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES
DEFAULTS DE CIRCUIT OUVERT
D'UN ONDULEUR PLUS
METHODE DE DIAGNOSTIC



II.1. Introduction

Dans ce chapitre s'intéresse au début à l'analyse par la transformée d'ondelette discret du courant statorique pour la détection et la localisation de défaut circuit-ouvert de l'IGBT.

II.2. Méthode basée sur la transformée en ondelette discrète (TOD)

La transformée en ondelettes discrète (TOD) est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est clair que la TOD est pratique en implémentation sur tout système numérique [--].

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière. Soit φ la fonction échelle, cette dernière doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle [--].

On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \quad (\text{II.1})$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\Psi_{i,j} = 2^{-i/2} \Psi(2^{-i}t - j) \quad (\text{II.2})$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\Phi(t) = \sum_j 2h(j) \varphi(2t - j) \quad (\text{II.3})$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j) \varphi(2t - j) \quad (\text{II.4})$$

Les équations (II.3) et (II.4) représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute.

On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

II.3. Algorithme de MALLAT

Cet algorithme est schématisé par la structure suivante [--] :

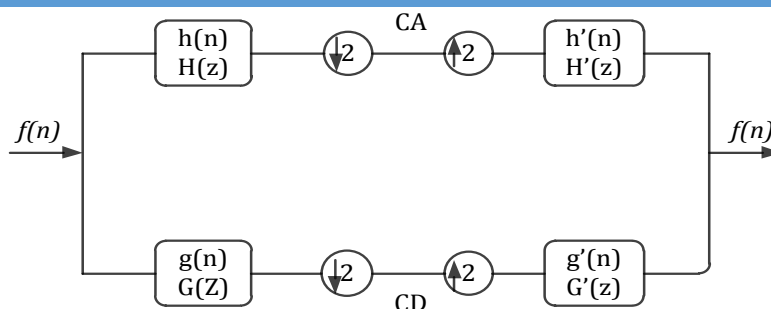


Figure 1 : Algorithme de MALLAT unidimensionnel.

$H(z)$, $G(z)$, $H'(z)$ et $G'(z)$ représentent respectivement les transformées en z de $h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$.

Le signal $f(n)$ est décomposé par les deux filtres d'analyse $h(n)$ (filtre basses fréquences) et $g(n)$ (filtre hautes fréquences) pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est dû au fait de l'opération de décimation par 2.

La reconstruction parfaite est théoriquement possible. Les deux vecteurs CA et CD, en les faisant passer par un sur-échantillonnage (up-sampling) puis un filtrage en utilisant respectivement les filtres $h'(n)$ (filtre passe bas de reconstruction) et $g'(n)$ (filtres passe haut de reconstruction) donnent en somme le vecteur d'origine $f(n)$.

Cette «décomposition/reconstruction» est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels. Le quadruple ($h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$) forme un banc de filtres miroirs en quadrature montré sur la figure suivante [--].

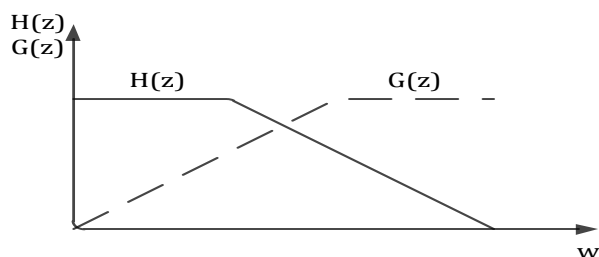


Figure 2 : Filtres miroirs en quadrature.

II.4. Décomposition en multi-niveau du signal [--]

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal $f(n)$ en plusieurs niveaux comme illustré à la Figure (II.3).

$$\begin{cases} F_{TOD}(0,k) = D_{k,0} = D_0 \\ F_{TOD}(1,k) = D_{k,1} = D_1 \\ F_{TOD}(2,k) = D_{k,2} = D_2 \end{cases} \quad (II.3)$$

La figure(II.3) présente la décomposition en multi-niveau du signal.

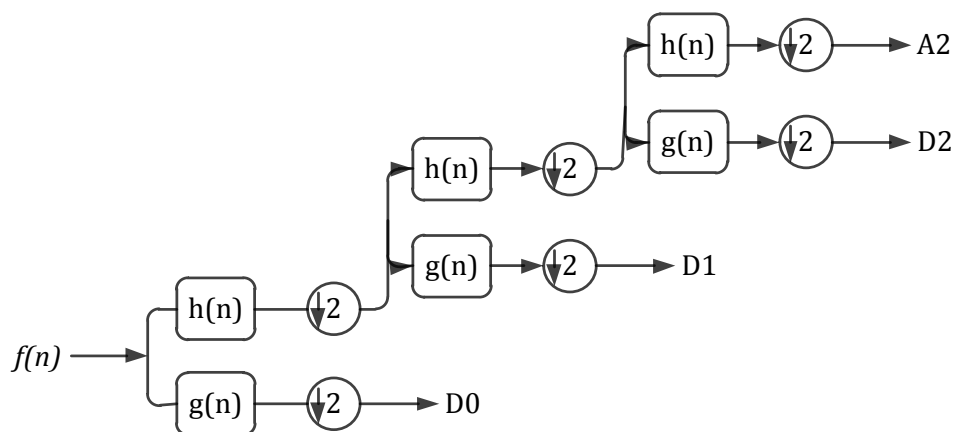


Figure 3 : Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$.

Le processus de décomposition peut être réitéré avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif dans la théorie il peut être continue indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer ou sur un critère approprié tel que l'entropie.

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolutionnel.

Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est défini dans la Figure (II.4).

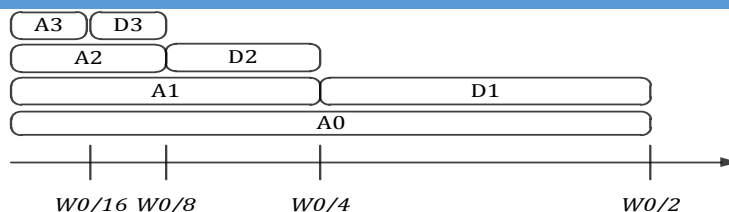


Figure 4 : Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.

On note que $h(n)$ et $g(n)$ sont les filtres de décomposition de $f(n)$ dans D_1 et A_1 respectivement. Le prochain niveau de décomposition est basé sur A_1 et les coefficients sont exprimés comme suit:

$$A_2 = \sum_k h(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{II.4})$$

$$D_2 = \sum_k g(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{II.5})$$

Des décompositions de niveau supérieur peuvent être obtenues d'un mode semblable. Les coefficients A_j et D_j sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stockée l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités.

Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée. Après la décomposition par périodes, nous obtiendrons 2^i bandes de fréquence chacune avec la même largeur de bande :

$$\left[(i-1)f_n/2, if_n/2 \right], i=1, 2, \dots, 2^i \quad (\text{II.6})$$

Où f_n est la fréquence de Nyquist dans la bande i de fréquence.

D'après la relation (II.6), on peut présenter les différents niveaux de décomposition avec leurs bandes de fréquences comme indiqué par la Figure (II.5).

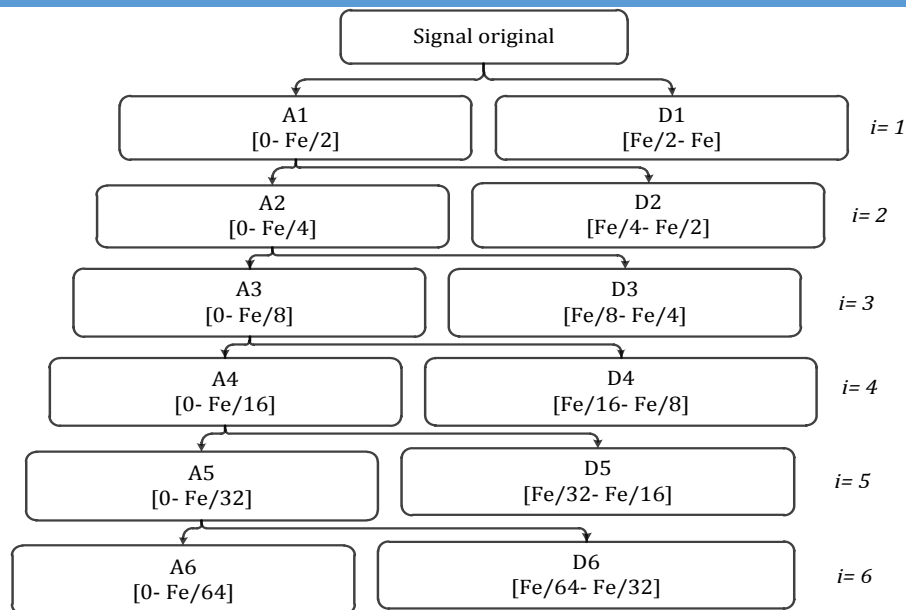


Figure 5 : Arbre de décomposition du signal courant statorique en six niveaux.

D'après l'arbre de décomposition (Fig. II.5), on peut estimer le signal original à n'importe quel niveau par la somme des signaux approximations et de détails. Pour une décomposition en six niveaux, le signal original est reconstruit en chaque niveau comme suit :

$$i = 1, f(n) = A_1(n) + D_1(n) \quad (\text{II.7})$$

$$i = 2, f(n) = A_2(n) + D_2(n) + D_1(n) \quad (\text{II.8})$$

$$i = k, f(n) = A_k(n) + D_k(n) + D_{k-1}(n) \quad (\text{II.9})$$

II.5. Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic de l'onduleur

La signature du courant statorique du MAS représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans l'onduleur. A cet effet, la majorité des travaux du diagnostic sont fondés sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente.

Dans le cas de notre étude, nous nous sommes basés sur l'application de la TOD pour traiter et analyser le courant d'une phase statorique de la machine pendant son régime permanent afin de détecter d'éventuels défauts circuit-ouvert dans l'onduleur.

II.6. Exigences d'acquisition des signaux

Pour une bonne analyse du signal du courant statorique on doit prendre en considération :

- Une résolution en fréquence adéquate pour l'analyse par (FFT).
- Un niveau de décomposition suffisant en cas d'utilisation des ondelettes discrètes.

Les informations importantes contenues dans le signal du courant statorique sont localisées dans la bande fréquentielle [0-400 Hz]. Le théorème de Nyquist implique une fréquence d'échantillonnage plus que 800 Hz. Dans cette analyse on prend $F_e=1500$ Hz et $f_s=50$ Hz.

D'autre part l'analyse on ondelette discrète montrera différentes bandes de fréquence centrées sur des fréquences différentes. Ces bandes de fréquences dépendront de la fréquence d'échantillonnage.

$$N_{\text{niveau}} = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{F_e}{f_s} \right)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (\text{II.10})$$

- Application numérique :

$$N_{\text{niveau}} = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{1500}{50} \right)}{\log(2)} \right) + 2 = \text{int}(4.9068) + 2 = 6 \text{ niveaux}$$

Les bandes de fréquences issues de la décomposition du signal i_{as} en ondelettes sont présentées sur le tableau (II.1) suivant.

Niveaux	Approximations (Hz)	Détails (Hz)
1	[0, 750]	[750, 1500]
2	[0, 375]	[375, 750]
3	[0, 187.5]	[187.5, 375]
4	[0, 93.75]	[93.75, 187.5]
5	[0, 46.875]	[46.875, 93.75]
6	[0, 23.43]	[23.4375, 46.875]

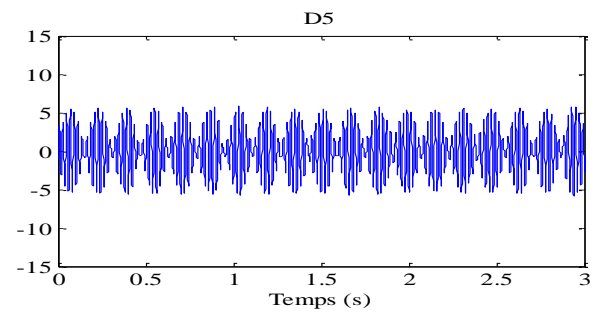
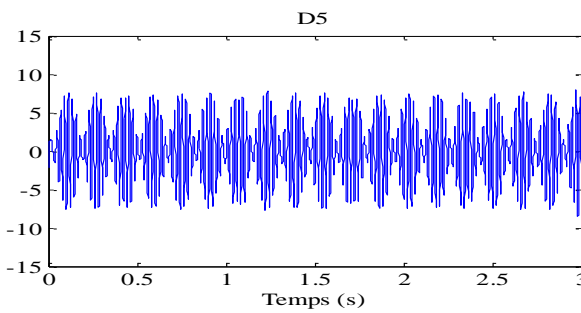
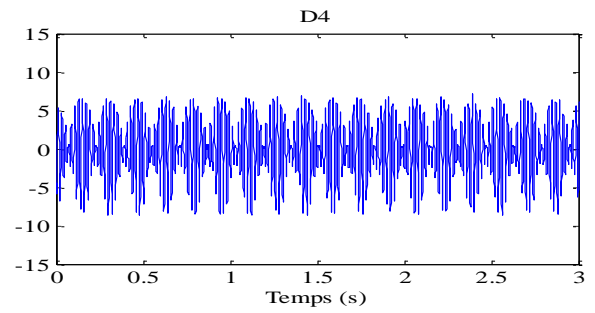
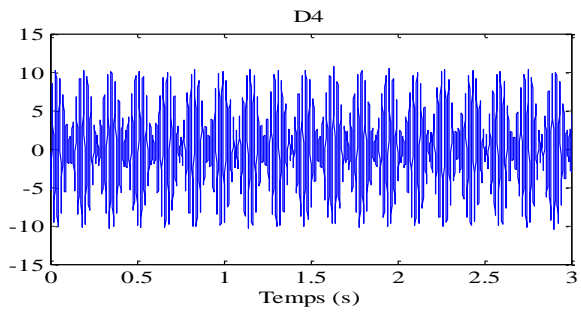
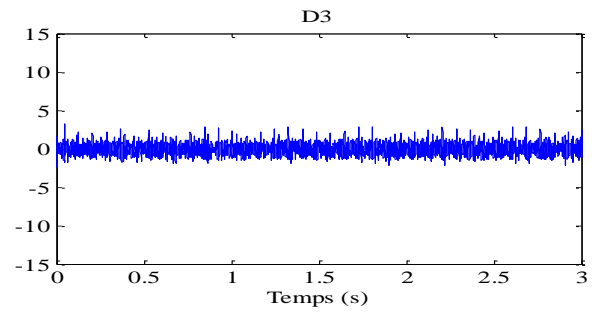
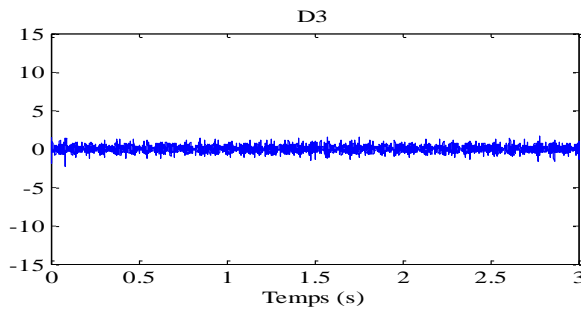
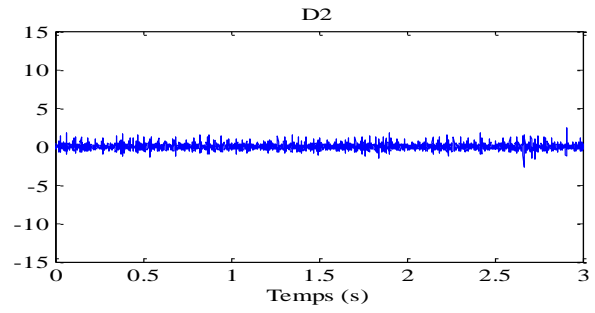
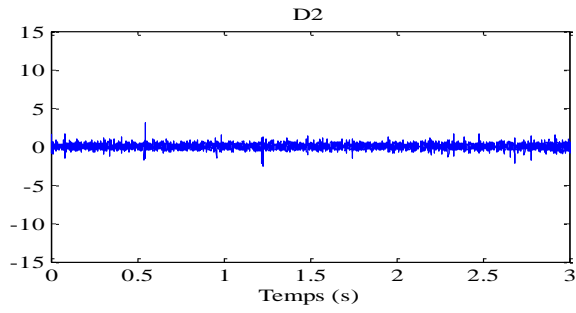
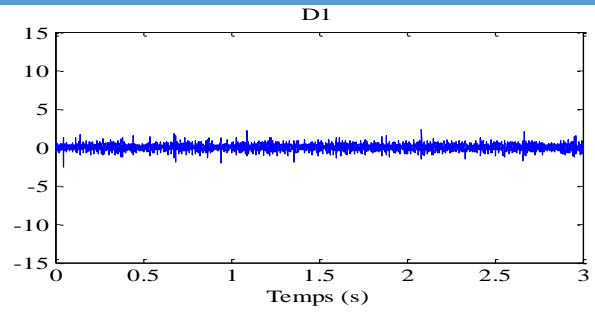
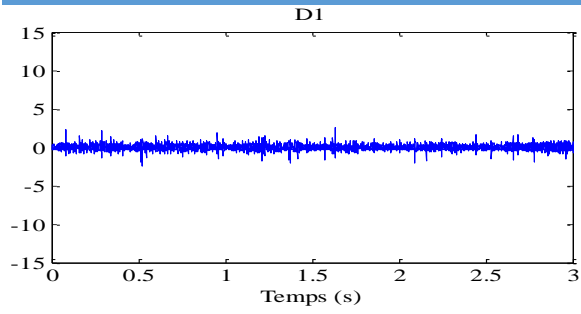
Tableau (II.1) : Approximations, détails et bandes fréquentielles.

La figure (II.6) présente les résultats expérimentaux des détails pour le cas sain et le cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT S_{a1} .

Etat sain

Etat défaut circuit-ouvert S_{a1}

CHAPITRE 2 : ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFULTS DE CIRCUIT OUVERT D'UN ONDULEUR PLUS METHODE DE DIAGNOSTIC



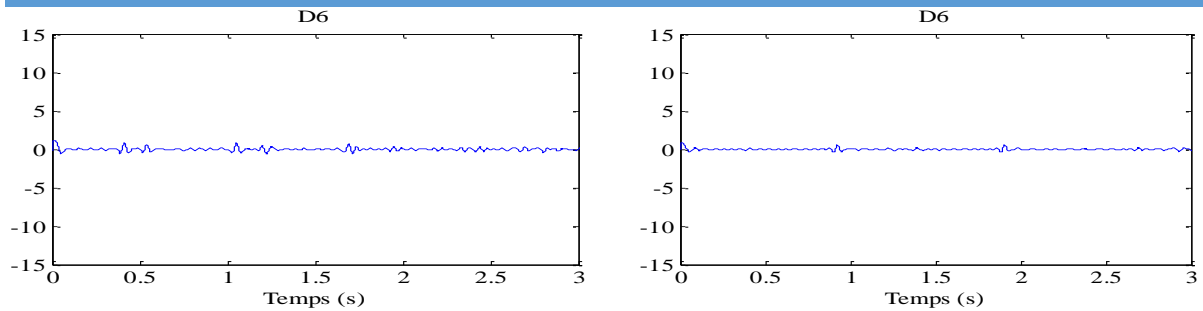


Figure 6 : Détails du courant statorique par ondelettes coift.

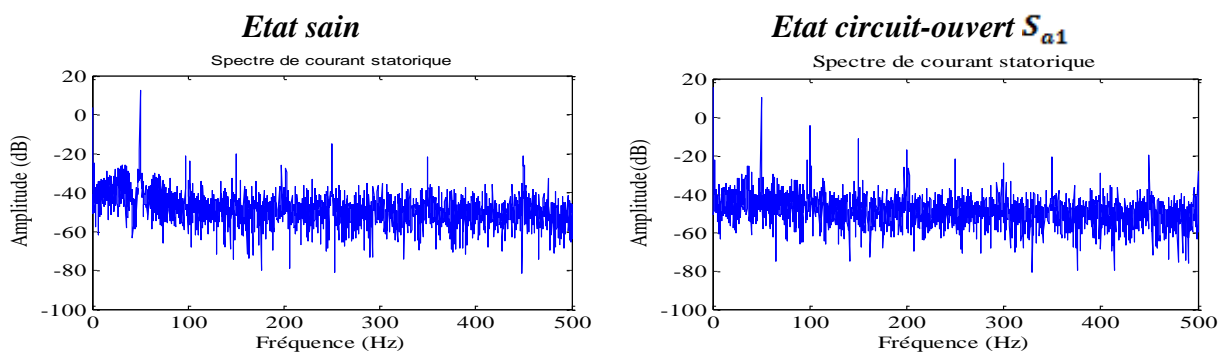
A partir de ce résultat, on peut résumer les amplitudes de chaque détail dans le tableau (II.2) :

Etats	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
Cas sain	2.568	3.126	1.928	10.67	7.014	1.228
Cas défaillant	2.261	2.412	3.206	7.632	6.502	0.909

Tableau (IV.5) : Amplitudes des détails pour le cas sain et le cas défaut circuit-ouvert S_{a1} .

Par comparaison entre le cas sain et le cas défaillant circuit-ouvert d'un IGBT S_{a1} tel que montré dans la figure (II.6) et le tableau (II.2), on observe clairement un changement notable dans les amplitudes des deux détails D_3 et D_4 . Ce changement indique l'existence d'une certaine information dans notre signal du courant statorique. Pour extraire et expliquer cette information, une analyse spectrale du courant statorique basée sur la FFT est effectuée pour les deux détails.

La figure (II.7) présente les résultats expérimentaux des spectres du courant statoriques et ceux des détails pour le cas sain et le cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT S_{a1} .



CHAPITRE 2 : ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAULTS DE CIRCUIT OUVERT D'UN ONDULEUR PLUS METHODE DE DIAGNOSTIC

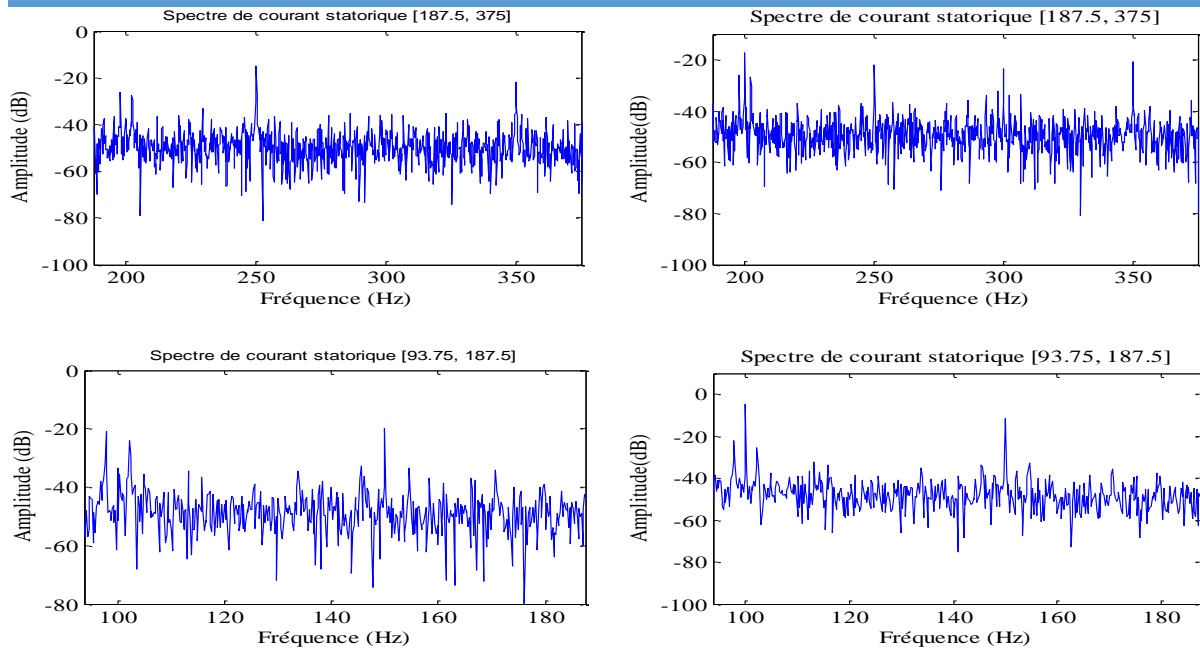


Figure 7 : FFT de courant statorique dans le cas sain et cas défaillant circuit-ouvert S_{a1} .

Une étude comparative entre le spectre du cas sain et celui défaillant circuit-ouvert d'un IGBT S_{a1} montre clairement une signature de fréquence particulière autour du 100 Hz. Il faut noter que la fréquence $f_{co} = 2f_s = 100$ Hz est la fréquence qui caractérise le défaut circuit-ouvert de l'IGBT S_{a1} .

Les harmoniques obtenus pour le cas sain et le cas défaillant sont résumés dans le tableau (II.3) suivant.

Harmoniques (Hz)	$f_{co} = 2f_s = 100$ Hz	$4f_s = 200$ Hz	$6f_s = 300$ Hz
Cas sain	-33.51dB	-37.25dB	0dB
Cas défaillant	-4.623dB	-17.26dB	-23.77dB

Tableau (II.3) : Amplitudes des harmoniques pour le cas sain et le cas défaut circuit-ouvert S_{a1} .

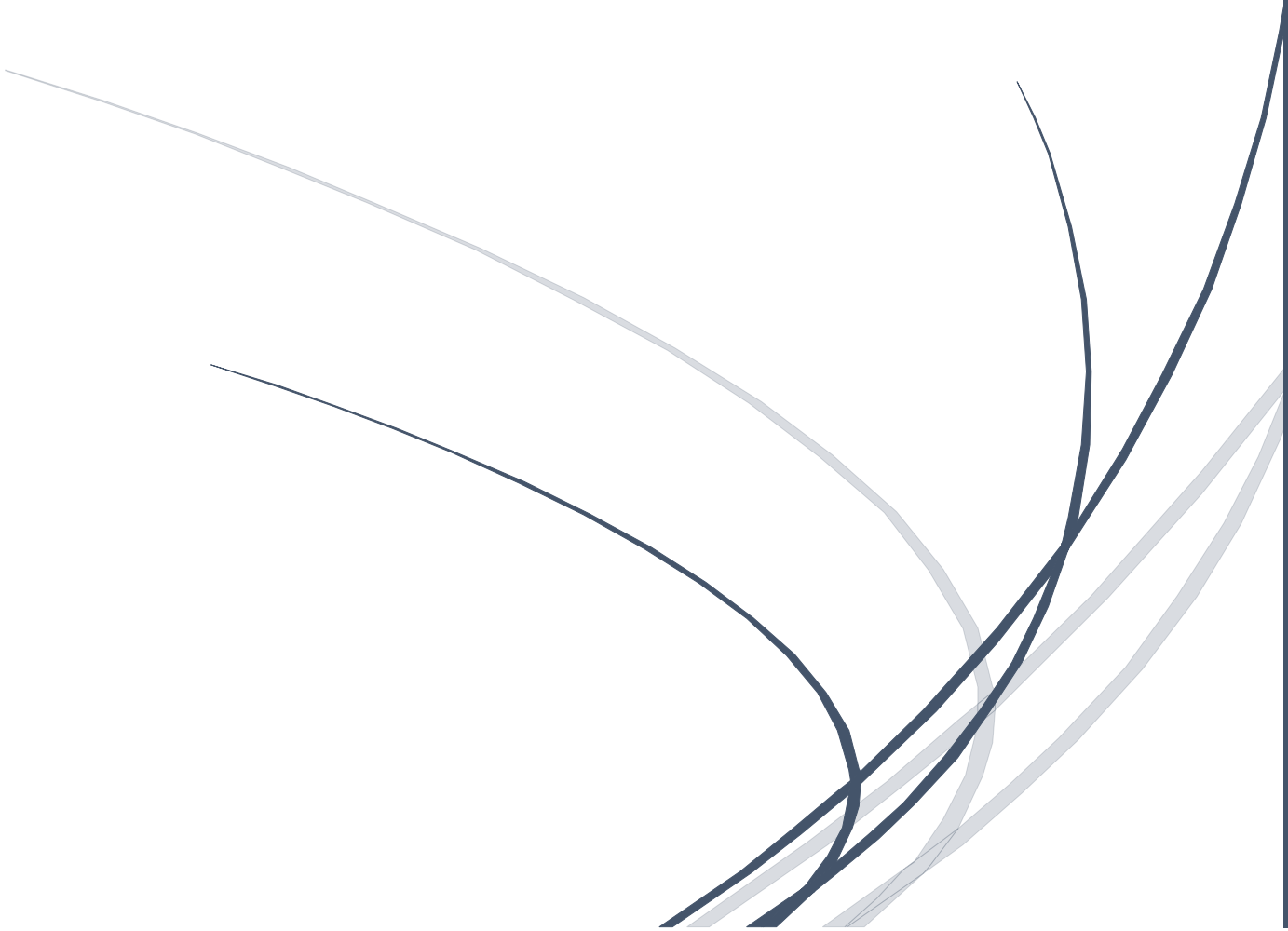
II.7. Conclusion

Dans ce chapitre traitant les méthodes de diagnostic et de détection du défaut circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur de tension à deux niveau, on a étudié La méthode est celle basée sur la transformée en ondelette discrète. Cette méthode utilise la décomposition du signal de courant pour l'extraction des détails pour le cas sain et le cas défaillant circuit-ouvert. Les détails sollicités correspondant à l'harmonique du défaut (D_3 et D_4 dans notre cas)

sont choisis en fonction du changement important des amplitudes de ces détails par rapport au cas sain. On utilise la technique de la FFT pour déterminer la fréquence de l'harmonique qui caractérise le défaut circuit-ouvert d'un IGBT.

CHAPITRE 3 :

ETAT DE L'ART DES METHODES DE DIAGNOSTIC DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE



III.1 Introduction

Nous commençons donc ce chapitre, en premier lieu, par un historique sur les RN, nous présenterons ensuite les définitions essentielles, nous expliquerons ce qu'est un neurone formel, que ce qu'un réseau de neurones et que ce que l'apprentissage des RN. Ensuite, nous allons appliquer les RNA pour la détection des différentes défaillances qui peuvent surgir sur l'onduleur.

III.2 Historique

Dans les premiers travaux, en 1943, J. Mac Culloch et Walter Pitts laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique. Ce sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique). En 1949, Donald Hebb complète ces travaux en introduisant une formulation du mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques.

Les premiers succès de cette discipline remontent à 1957, lorsque F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron. Il construit le premier neuro-ordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance des formes. Notons qu'à cette époque les moyens à sa disposition étaient limités et c'était une prouesse technologique que de réussir à faire fonctionner correctement cette machine plus de quelques minutes. C'est alors qu'en 1960, l'automaticien Widrow développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Element). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de rétropropagation de gradient qui très utilisé aujourd'hui avec les Perceptrons Multi Couches. M. Minsky et S. Papert publient ensuite en 1969 un ouvrage qui met en évidence les limitations théoriques du Perceptron. Ces limitations concernent l'impossibilité de traiter des problèmes non linéaires en utilisant ce modèle. Le renouveau de cette discipline reprend en 1982 grâce à J. J. Hopfield. Au travers d'un article court, il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones. C'est ensuite qu'en 1985 la rétro-propagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté au Perceptron Multi Couches. Sa découverte est réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants. Dès cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau, en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables. [--]

III.3 Réseaux de neurones : définitions et propriétés

Les réseaux de neurones artificiels ou réseaux connexionnistes sont fondés sur des modèles qui tentent de mimer les cellules du cerveau humain et leurs interconnexions. Le but, d'un point de vue global, est d'exécuter des calculs complexes et de trouver, par apprentissage, une relation non linéaire entre des données numériques et des paramètres. [--]

III.3.1 Neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latéraux reliés par le corps calleux et d'autres ponts axonaux, il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux. Le neurone biologique (Figure. III.1) est une cellule vivante spécialisée dans le traitement des signaux électriques. Les neurones sont reliés entre eux par des liaisons appelées axones. Ces axones vont eux-mêmes jouer un rôle important dans le comportement logique de l'ensemble. Ils conduisent les signaux électriques de la sortie d'un neurone vers l'entrée (synapse) d'un autre neurone. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables en 4 parties principales. Les dendrites, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique : c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux. Le corps de la cellule ou noyau, c'est l'unité de traitement. L'axone est la partie où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule. Enfin, à la sortie du neurone on trouve les synapses, par lesquelles la cellule communique avec d'autres neurones, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

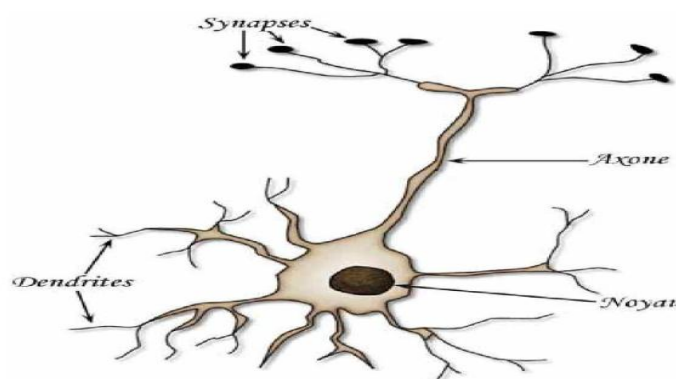


Figure 1 : Exemple de neurone biologique.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action, à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil d'activation, le

neurone engendrent un potentiel d'action, pendant une durée de 1ms. Le neurone émettant le signal est appelé neurone pré-synaptique et celui recevant ce signal, neurone post-synaptique.

III.3.2 Neurone formel

Le neurone formel Figure. III.2 est une modélisation mathématique qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, en particulier la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même « valeur » (les connexions entre les neurones étant plus ou moins fortes), les chercheurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération). En général, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées

$x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$ (qui sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones) et une ou plusieurs sorties. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y_i le résultat d'une fonction de seuillage f (dite aussi la fonction d'activation) de la somme pondérée. [--]

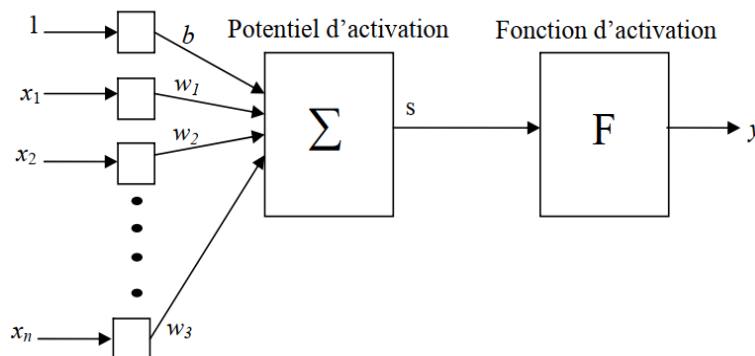


Figure 2 : Modèle d'un neurone formel.

Avec :

- + Les x_i sont les entrées du réseau ;
- + S est le potentiel d'activation ;
- + Les w_i représentent les poids synaptiques ;
- + y_i La sortie du réseau tels que : $y = f(s)$; $s = \sum_{i=0}^n w_i \cdot x_i + b$

III.4 Fonction d'activation

La fonction d'activation (ou fonction de seuillage, ou encore fonction de transfert) sert à introduire une non linéarité dans le fonctionnement du neurone. Les fonctions de seuillage présentent généralement trois intervalles: [--]

- ❖ En dessous du seuil, le neurone est non actif (souvent dans ce cas, sa sortie vaut 0 ou 1).
- ❖ Aux alentours de seuil, une phase de transition
- ❖ Au-dessus du seuil, le neurone est actif (souvent dans ce cas, sa sortie vaut 1).

Dans sa première version, le neurone formel était implémenté avec une fonction à seuil, mais de nombreuses versions existent. Ainsi, le neurone de McCulloch et Pitts a été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres fonctions d'activations, comme les fonctions énumérées dans le tableau III.1. Les trois fonctions les plus utilisées sont les fonctions « seuil », « linéaire », « sigmoïdes ».

Catégorie	Type	Equation	Allure
Seuil	Binaire (Heaviside)	$f(x) = 1 \text{ si } x < 0$ $f(x) = 0 \text{ si } x \leq 0$	
	Signe	$f(x) = 1 \text{ si } x > 0$ $f(x) = -1 \text{ si } x \leq 0$	
Linéaire	identité	$f(x) = x$	
	Saturation	$f(k, x) = -1 \text{ si } x < -1/K$ $f(k, x) = 1 \text{ si } x \geq 1/k$ $f(k, x) = kx \text{ sinon}$	
Sigmoïde	Positive (logistique)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{kx}}$	
	Symétrique (type tanch)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}} - 1$	

Tableau III.1 Fonction de transfert.

III.5 Architecture des réseaux de neurones

L'architecture est la manière avec laquelle les neurones sont interconnectés afin de constituer un réseau. On peut distinguer trois types d'architectures de réseaux de neurones[--]:

- **Les réseaux non bouclésou réseaux unidirectionnels (feedforward networks)** ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives.L'information circule de la couche d'entrées vers la couche de sortie à traversd'éventuelles couches intermédiaires mais sans retour en arrière. Le Perceptron adopte ce type d'architecture.

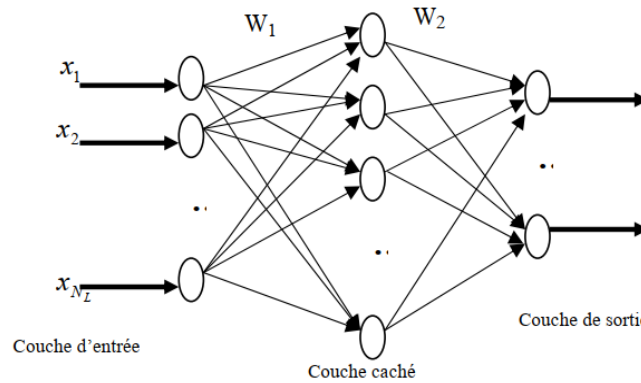


Figure 3 : Un réseau de neurone non bouclé.

- **Les réseaux bouclésou les réseaux récurrents (récurrent networks)** possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre éléments de la même couche ou vers des couches amont. Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.

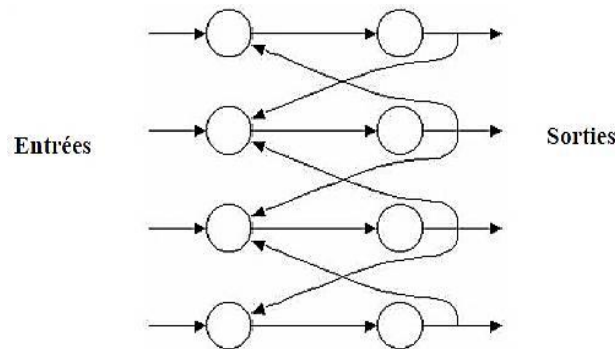


Figure 4 : RNA bouclé (a connexions récurrentes).

- Dans la catégorie des **réseaux à connexions complexes** se trouvent tous les réseaux qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées. Nous pouvons mentionner les SOM (Self Organizing Map), LVQ (Learning Vector Quantization), ART (Adaptative Resonance Theorie), RCE (Restricted Coulomb Energy), les réseaux probabilistes.

III.6 Apprentissage des réseaux de neurones

Lorsque la structure du réseau de neurones est fixée, il faut choisir un processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. Il est possible d'obtenir une solution satisfaisante seulement si la complexité du réseau de neurones est adaptée au problème à résoudre. L'apprentissage fait appel à des exemples de comportement du processus à modéliser.

- **L'apprentissage est supervisé** quand il est possible de fournir une sortie désirée. Les poids du réseau de neurones sont ajustés en fonction d'un signal d'erreur qui est la différence entre la sortie fournie par le réseau et la sortie désirée.
- **L'apprentissage est non-supervisé** lorsque l'adaptation des poids ne dépend que de critères internes au réseau. L'adaptation se fait uniquement avec les signaux d'entrées. Aucun signal d'erreur, aucune sortie désirée n'est prise en compte.
- **L'apprentissage est de type « par renforcement »** lorsque le réseau de neurones interagit avec l'environnement. L'environnement donne une récompense pour une réponse satisfaisante du réseau et assigne une pénalité dans le cas contraire. Le réseau doit ainsi découvrir les réponses qui lui donnent un maximum de récompenses.

III.7 Avantages des techniques intelligentes

Les techniques de l'intelligence artificielle appliquées à la commande offrent plusieurs avantages :

- ❖ Leur conception ne requiert pas de modèles mathématiques du processus à commander.
- ❖ Elles améliorent les performances de la commande comparées à certaines techniques classiques.
- ❖ Elles peuvent profiter de l'expertise humaine.

III.8 Application des RNA pour la détection des défauts de l'onduleur

Le modèle qu'on va élaborer, on va l'utiliser dans cette section pour le diagnostic de défaut de circuit ouvert en utilisant les RNA.

III.8.1 Construction des blocs RNA

La structure du RNA prend la forme suivante :

Couche	Nombre de neurone	Caractéristique
Couche d'entrée	09 neurones	03 neurone pour l'amplitude of the harmonique f_0 . 03 neurone pour l'amplitude de l' harmonique f_{50} . 03 neurone pour amplitude de l'harmonique f_{100} .
Couche caché	Couche cache 01 : 07 neurone Couche caché 02 : 04 neurone	
Couche de sortie	04 neurones	Target output : [Z Y YY] ; Z=0 : for état sain [0 0 0 0] ; Z=1 : for état défaut ; Circuit-ouvert K_1 : 001; Circuit-ouvert K_2 :010; Circuit-ouvert K_3 : 011; Circuit-ouvert K_4 :101; Circuit-ouvert K_5 :110; Circuit-ouvert K_6 : 111.

Tableau III.2 Structure de RNA.

L'architecture de réseau de neurones étudié est donnée par la figure III.5:

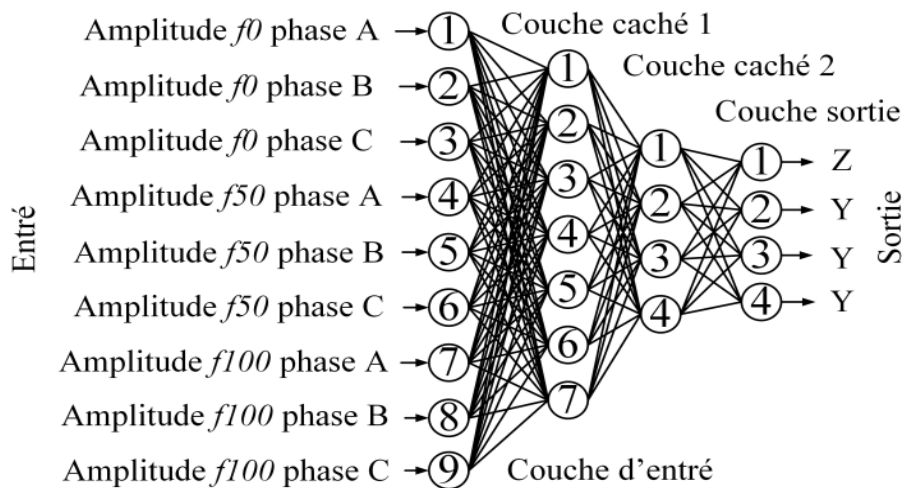


Figure 5 : Architecture de base de réseau de neurone artificiel.

Plusieurs tests sont effectués pour obtenir la structure et les résultats optimaux. Le processus d'apprentissage est conçu pour s'arrêter lorsque l'une de ces conditions est remplie :

- Le nombre maximum d'itérations : 300000 ;

- L'erreur quadratique moyenne : 10^{-8} ;
- Le gradient de performance $\leq 10^{-12}$.

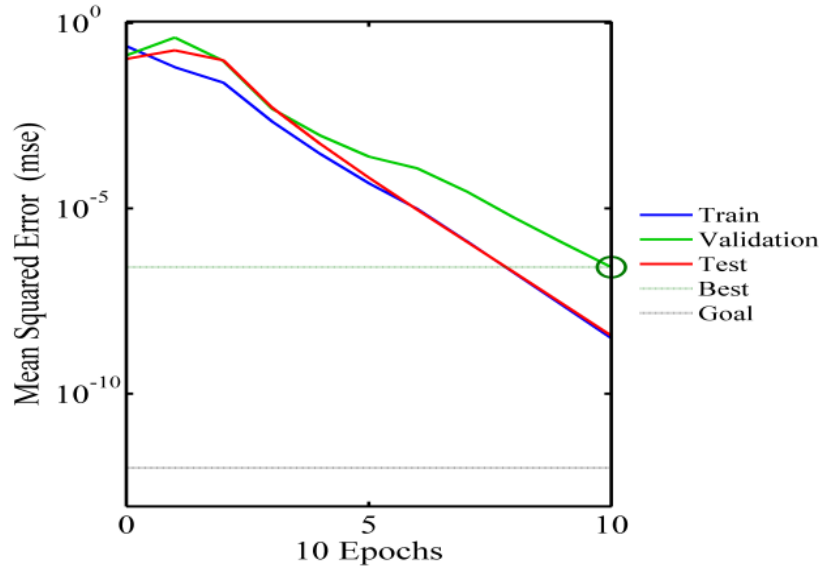


Figure 6 : Performances d'apprentissage.

Pour évaluer les performances de classification, deux ensembles de données différentes sont utilisés. Tableau.3, montre les résultats obtenus à partir de la structure optimale.

Etat	Sortie desires	Taux de classification %
Etatsain	0000	97.50%
Circuit-ouvert de K_1	1001	
Circuit-ouvert de K_2	1010	
Circuit-ouvert de K_3	1011	
Circuit-ouvert de K_4	1101	
Circuit-ouvert de K_5	1110	
Circuit- ouvert de K_6	1111	

Tableau III.3 Résultats obtenus à partir de la structure optimale.

Les résultats de classification obtenus prouvent et vérifient clairement l'efficacité de la méthode proposée avec un taux de classification élevé égal à 97,50%.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, un système automatique de diagnostic et de localisation des défauts de l'onduleur est proposé, il est basé sur l'utilisation des outils avancés à base des réseaux de neurones. Les défauts qui peuvent être détectés sont les défauts simples (défaut dans un interrupteur) de type circuit ouvert. Après une mise en œuvre et des tests réussis de la technique proposée, il est conclu que les résultats de détection et de diagnostic de panne proposés sont satisfaisants. En outre, l'algorithme d'extraction de caractéristiques proposé est

simple, car il ne nécessite aucun calcul mathématique des amplitudes de la fréquence aux techniques précédentes. La simplicité du système augmente le temps de réponse, raison pour laquelle le système proposé peut détecter les défauts avec une rapidité et une précision élevées.

Conclusion générale

L'étude présentée dans ce mémoire de fin d'études constitue une contribution exploratrice par apport au thème de diagnostic des défauts de l'onduleur en mettant l'accent sur la détection et de la localisation des défauts de circuit ouvert dans l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux par la technique des réseaux de neurones.

Dans le premier chapitre on a abordé la technique utilisée pour améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, qui est la technique de modulation des largeurs d'impulsion MLI, En ce qui concerne la détection de défaut de circuit ouvert d'un interrupteur (IGBT) d'un onduleur.

Dans le premier chapitre on a abordé la technique d'ondelette discret pour la détection et localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT. Cette technique est basée sur la décomposition d'un signal du courant statorique pour obtenir les détails. Pour le choix exact de détail une étude statistique basée sur la variation de l'amplitude de chaque détail. Pour extraire la fréquence de défaut circuit- ouvert une analyse spectrale menée à détail qui contient l'information de défaut circuit-ouvert d'un IGBT.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé et appliqué une technique basée sur l'intelligence artificielle pour la détection et la localisation des défauts affectant l'onduleur qui est basé sur les réseaux de neurones artificiels qui a donné des résultats efficaces et performants(en termes de rapidité et de précision)

Les travaux réalisés dans le cadre de ce mémoire peuvent être améliorés à travers des études complémentaires sur plusieurs points:

- Etendre l'étude de l'existence de défauts de court-circuit et le vieillissement des composants des interrupteurs dans l'onduleur.
- Généraliser l'algorithme pour les divers défauts.
- Tester l'algorithme expérimentalement

Table des figures

CHAPITRE 1 :MODELISATION DE MOTEUR ASYNCHRONE PLUS MODELISATION ONDULEUR		Page
Figure : 1	Schéma représentant les différents éléments de la MAS	04
Figure : 2	Représentation schématique d'une MAS triphasée	06
Figure : 3	Modèle de Park de la MAS	08
Figure : 4	Représentation des axes de la MAS	08
Figure : 5	Schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation	14
Figure : 6	Principe de la technique triangulo - sinusoïdale	17
Figure : 7	Simulation d'un MAS alimentée par le réseau triphasé	19
Figure : 8	Tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension	20
Figure : 9	Courant statorique et la vitesse de rotation et couple de la MAS alimentée par l'onduleur deux niveaux sinus triangulaire pour (m=24, r=0.8).	21

CHAPITRE 2 : ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAULTS DE CIRCUIT OUVERT D'UN ONDULEUR PLUS METHODE DE DIAGNOSTIC		Page
Figure : 1	Algorithme de MALLAT unidimensionnel	25
Figure : 2	Filtres miroirs en quadrature.	25
Figure : 3	Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$	26
Figure : 4	Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes	27
Figure : 5	Arbre de décomposition du signal courant statorique en six niveaux	27
Figure : 6	Détails du courant statorique par ondelettes coift.	30
Figure : 7	FFT de courant statorique dans le cas sain et cas défaillant circuit-ouvert S_{a1}	31

CHAPITRE 3 : ETAT DE L'ART DES METHODES DE DIAGNOSTIC DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE		Page
Figure : 1	Exemple de neurone biologique	35
Figure : 2	Modèle d'un neurone formel	36
Figure : 3	Un réseau de neurone non bouclé	38
Figure : 4	RNA bouclé (a connexions récurrentes).	38
Figure : 5	Architecture de base de réseau de neurone artificiel	40
Figure : 6	Performances d'apprentissage	41